

legyen, mint amilyen maga a tápvezeték. Ennél vastagabb huzalra vagy éppenséggel csőre nincs szükség. A tápvezeték huzala és az antennaelem közötti távolság nem kritikus, tájékoztatásul $\lambda/200$ értéket adhatunk meg. A szigetelést csak a csatlakozási helyen távolítjuk el.

A swiss quad behangolásához elegendő egy hitelesített dipper és egy egyszerű állóhullámmérő műszer. Az első beállítási kísérletek során a T-tagokat (illetve gamma-illesztést) a 45° -os könyök és a cső vége között valamilyen középső értékre állítjuk. A tápvezeték adóoldali végén elhelyezünk egy csatlakozókeresztet, és a grid dipperrel megmérjük az antenna rezonanciafrekvenciáját. A lehetséges kábelrezonanciáktól abban különbözik, hogy kisebb és szélesebb a dip, ugyanis sugárzási ellenállása csillapítja az antennát. Ha közvetlenül az antennaelemeken végezzük a mérést, csak a négyzetek saját rezonanciáját állapíthatjuk meg, nem pedig az antenna egyértelmű és teljes rezonanciáját. A kívánt rezonanciához képest mutatkozó eltéréseket a függőleges huzalok rövidítésével vagy hosszabbításával szüntethetjük meg. Ezért eredetileg a szükségesnél valamivel hosszabbra vesszük ezeket a függőleges szakaszokat.

A T-, illetve gamma-megcsapolás helyes beállításához becsatoljuk a tápvezetékbe az állóhullámmérőt, majd a grid dip meter felhasználásával rezonanciafrekvenciáján gerjesztjük az antennát. A megcsapolási pont helyének változtatásával a lehető legkisebb értékre állítjuk be az állóhullámarányt. Általában 1,2 az állóhullámarány elérhető értéke. Minthogy azonban az illesztés eltolásával kissé megváltoztatjuk az antenna rezonanciafrekvenciáját is, befejezésül még egyszer ellenőrizzük a rezonanciát és az állóhullámarányt.

A swiss quad antenna előnyei röviden összefoglalva a következők:

Mechanikai előnyök

- teljesen fém konstrukció, az egész rendszer földelhető;
- nincs szükség külön tartóelemekre;
- mechanikai stabilitás azáltal, hogy mindkét négyzet közvetlenül rászerezhető a függőleges tartóoszlopra;
- csekély szélellenállás; kipróbáltan jól ellenáll az időjárási viszontagságoknak, viharoknak, hónak, jégnek.

Elektromos előnyök

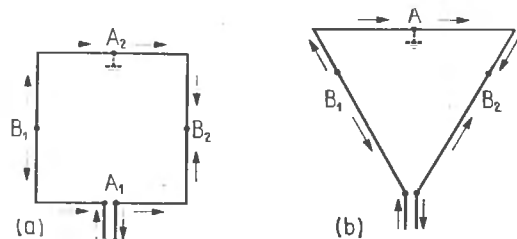
- egyszerű, kifogástalanul működő teljes táplálás;
- a Joule-veszteségek csak kis mértékűek, mert egyenletesen oszlik el az energia a négy dipóluson, és a csövek felületén folyik a nagyfrekvenciás áram;
- nincsenek levezetési veszteségek, mert a feszültség alatt levő antennarészek szabadon állnak a térben;
- a kereskedelemben kapható tápkábelek mind jól illeszthetők.

15.4.5. Delta alakú hurkot tartalmazó, irányhatású antennák

A cubical quad további mechanikai egyszerűsítésére irányuló törekvések vezettek el a deltahurkok alkalmazására (lásd a 15.3. alfejezetet), amely a 10 és a 15 m-es sávra korlátozva robusztus és kis helyigényű konstrukciókat tesz lehetővé. Az eddigi közlemények szerint ennek az új szerkezeti változatnak is megvannak a cubical quad jellegzetes jó tulajdonságai, de megbízható összehasonlító adataink egyelőre még nincsenek.

A deltahurkok és a quadelem sem a rezonancia-kerületben, sem a sugárzási ellenállásban nem különbözik egymástól. Az antennanyereség szempontjából van egy kis eltérés, mert az egyszerű quadelem nyeresége a félhullámú dipólusra vonatkoztatva 1 dB (pontosabban csak 0,9 dB), míg a deltahurkoknak 0,5 dB nyereséget tulajdonítanak. Az antennanyereségben ilyen csekély különbségek általában nem sokat számítanak. Esetünkben azonban ez a különbség a sugárzási tulajdonságok eltéréseire utalhat, főként ha az elemek közötti árameloszlással van szorosabb kapcsolatban.

A 15.20.(a) ábrán bemutatjuk a táplált, vízszintesen polarizált quadelem jól ismert — nyilakkal is értelmezett — árameloszlását. Világosan láthatjuk, hogy a két vízszintes szakasz, A_1 és A_2 egyező



15.20. ábra. Az árameloszlás egészhullámú hurkon: (a) quadelemen; (b) deltaelemen

fázisban kapja a gerjesztést. Ezek a szakaszok — minthogy egymástól $1\lambda/4$ függőleges távolságban párhuzamosak egymással — a H síkban nyálábolt sugárzású (függőleges nyílásszögű) emeletes rendszert alkotnak. A félhullámú dipólushoz képest megmutató nyereséget itt kizárólag az okozza, hogy a függőleges síkban kisebb a nyílásszög. Nagyon lényeges mellékhatás azonban az, hogy a függőleges síkban kisebb nyílásszög következtében megfelelő mértékben kisebb sugárzás irányul lefelé, a földfelület felé.

Mint a 3.2.2.1. alpontban részletesen kifejtettük, az antenna közelében bekövetkező földreflexiók megnövelik a függőleges emelkedési szöget. Ezzel a távolsági terjedés szempontjából nagyon káros jelenséggel olyankor találkozhatunk, amikor az antenna nagy magasságban van a föld felett, és a függőleges síkban nyálábolja a sugárzást. A cubical quad mint emeletes rendszer kis függőleges nyílásszögben sugároz és ennek megfelelően kicsi a függőleges emelkedési szöge is, úgyhogy előnyösebb az ugyanolyan nyereségű, de egysíkú antennánál.

Ebből a szempontból nézve a 15.20.(b) ábra szerinti deltaelemnek vízszintes irányban egyetlen (A) szakasza van, bár ez a szakasz kereken 25%-kal hosszabb a quadelem A_1 vagy A_2 szakaszánál. Ezenkívül más vízszintes síkot nem találunk a delta loop antennában. A B_1 , B_2 szakaszok mindkét sugárzóban ellenfázisúak, tehát csak kismértékben járulnak hozzá a kisugárzáshoz; legalábbis nem valószínű, hogy ezek a szakaszok vízszintesen polarizált sugárzást hoznak létre. Arra kell tehát következtetnünk, hogy a deltahurok sem a kis függőleges nyílásszög, sem a „lapos” emelkedési szög tekintetében nem veheti fel a versenyt a quadelemmel.

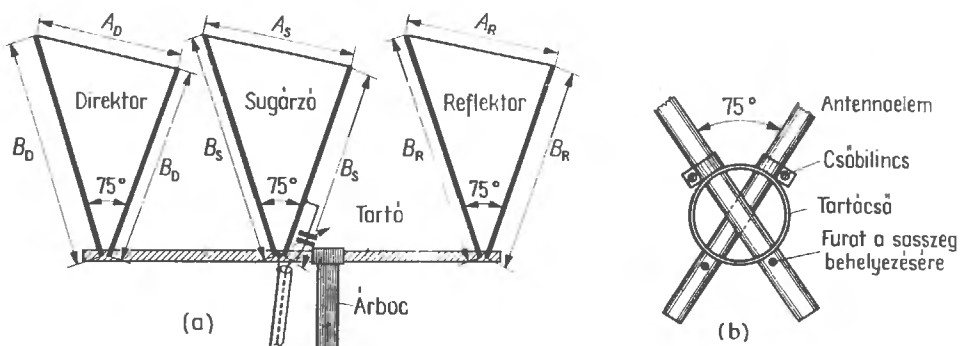
A gyakorlat esetleg még megcáfolhatja ezeket a tisztán elméleti megfontolásokat, hiszen nem lehet kellő alapossgal figyelembe venni, hogy a deltaelem B_1 és B_2 oldala hogyan befolyásolhatja a sugárzási viszonyokat.

15.4.5.1. Delta loop antennák a 10 és a 15 m-es sávra

A 15.21.(a) ábrán egy háromelemes delta loop antennát láthatunk. Ha csak kételemes rendszert akarunk, egyszerűen elhagyhatjuk a direktort.

15.3. táblázat. Méretezési adatok a 15.21. ábra szerinti delta loop antennákhoz

Amatőrsávok	10 m 28 400 kHz	15 m 21 100 kHz
<i>A táplált antennaelem</i>		
A_S huzalhossz	4,10	5,50
B_S szárhossz	3,35	4,50
Teljes kerület	10,80	14,50
<i>Reflektor</i>		
A_R huzalhossz	4,40	6,16
Egy-egy szár B_R hossza	3,59	5,00
Teljes kerület	11,58	16,16
<i>Direktor</i>		
A_D huzalhossz	3,98	5,36
Egy-egy szár B_D hossza	3,24	4,36
Teljes kerület	10,46	14,08
0,19 λ reflektortávolság	2,00	2,70
0,13 λ reflektortávolság	1,38	1,85
0,095 λ direktortávolság	1,00	1,35
Minden méret méterben értendő		



15.21. ábra. A delta loop beam:
(a) vázlatos felépítés; (b) A B szár felerősítése a tartócsőre

A háromszög alakú elemek önmagukban zártak, merőlegesen a szilárd csőtartóra, és fémesen érintkeznek vele. A B szárak könnyűfém csövek, és 75° -os szöget zárnak be egymással. A vízszintes tartócsőnek nagyon stabilnak kell lennie, mert jelentős torziós igénybevételt kell felvennie. A háromszögek vízszintes oldala huzalból készül. A 15.21.(b) ábra szerinti megoldásban mechanikailag bizonyára nem ideálisan rögzítjük a háromszögek könnyűfém szárait a tartócsőben, hiszen a kettős átmenő furat nyilván gyengíti a tartót.

A kételemes változat, akárcsak a háromelemes beam egy 50Ω -os koaxiális kábellel közvetlenül táplálható, de legalább 1,6 állóhullámarányra kell ilyenkor számítanunk. Esetünkben a táplált elem B_s szárát különválasztva és szigetelten kell rögzíteni. Mechanikailag és elektromosan kedvezőbb az ábrán látható megoldás, ahol egy gamma-tag közbeiktatásával tetszés szerinti koaxiális kábelhez illeszthetjük a rendszert. Ilyenkor úgy állíthatjuk be a viszonyokat, hogy legfeljebb 1,2 legyen az állóhullámarány, ugyanakkor megkapjuk a

szükséges szimmetriaátalakítást is (lásd a 6.3. alfejezetet). A gamma-tagra vonatkozólag jól használható méreteket kapunk a 6.1. táblázatban.

A kételemes delta loop rendszerben $0,19\lambda$ az ajánlható reflektortávolság. A háromelemes változatban lehetőleg minél kisebb távolságokat kell vennünk, hogy mechanikailag megfelelő stabilitást érhessünk el. Ha a reflektortávolságot $0,13\lambda$, a direktortávolságot pedig $0,095\lambda$ értékűre vesszük, kedvező kompromisszumos megoldást kapunk.

Ha más rezonanciafrekvenciákra akarjuk méretezni a delta loop antennát, az átszámítást a következő képletek alapján végezhetjük el:

$$A \text{ sugárzó teljes kerülete} = \frac{306,3}{f} \text{ m.} \quad (15.10)$$

$$A \text{ reflektor teljes kerülete} = \frac{314}{f} \text{ m.} \quad (15.11)$$

$$A \text{ direktor teljes kerülete} = \frac{297}{f} \text{ m.} \quad (15.12)$$

16.

Sugárzáscsatolású antennaelemekkel ellátott, elforgatható iránysugárzók

Nagy távolságok áthidalására szívesen használ a rádióamatőr elforgatható iránysugárzókat. Ezek az antennák általában könnyűfém csövekből készülnek, és felállításukhoz megfelelő helyről kell gondoskodni a háztetőn. Ehhez jön még a stabil tartóoszlop és a megbízható forgató szerkezet. A nagy mechanikai közügyességen kívül jó biztonságtechnikai ismeretek is szükségesek.

Az elforgathatóan felszerelt egyszerű, félhullámú dipólus is már jól használható iránysugárzónak tekinthető. Minthogy a vízszintes síkban két irányban sugároz (3.8. ábra), 180° elforgatási szög elegendő ahhoz, hogy minden irányban a lehető legjobb teljesítményt lehessen kisugározni.

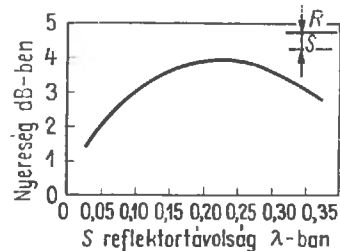
A félhullámú dipólusból úgy készíthetünk egyirányú, kételemes iránysugárzót, hogy vele párhuzamosan, körülbelül negyedhullámhossznyi távolságban egy sugárzáscsatolású reflektort helyezünk el. Ez a reflektor egy egyszerű rúd vagy huzaldarab, mintegy 5%-kal hosszabb a félhullámú sugárzónál, és nem szabad összekötni sem az adóval, sem pedig a táplált antennaelemmel. Az ilyen gerjesztetlen antennaelemeket, amelyeket csak a sugárzás csatolja a táplált elemhez, parazita-antennaelemek vagy szekunder sugárzóknek nevezzük.

Több parazita-elemmel ellátott antennákat legelőször 1926-ban, japán nyelven a japán Uda S. (a Tohoku Egyetem professzora), később pedig angolul egy kollegája, Yagi H. ismertetett. Ezért Yagi—Uda-antennáknak vagy röviden Yagi-antennáknak nevezzük őket.

A közvetlen táplálás nélküli (parazita-) antennaelem induktív fáziseltolás hatására mint reflektor, kapacitív fáziseltolás hatására pedig mint di-

reflektor (hullámirányító) működik. A reflektor hosszabb, a direktor pedig rövidebb a táplált antennaelemnél.

A teljesítménynövekedés, amelyet a parazita-antennaelem révén a fő sugárzási irányban lehet elérni, attól függ, hogy milyen távol van a szekunder sugárzó a táplált elemtől. A 16.1. ábrán jól követhetjük, hogyan befolyásolja a reflektor távolsága a gyakorlatilag elérhető antennanyereség nagyságát. Mint látjuk, az $S = 0,23\lambda$ reflektortávolságnak széles maximum felel meg az antennanyereség gör-

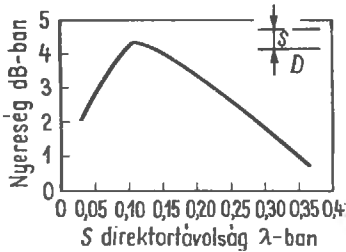


16.1. ábra. A sugárzóból és egy R parazita-reflektorból összeállított rendszerben gyakorlatilag elérhető antennanyereség a λ hullámhosszban kifejezett S reflektortávolság függvényében

béjén, és a gyakorlatban ez a maximum (a félhullámú dipólusra vonatkoztatva) körülbelül 4 dB lehet. Ha a táplált antennaelemet direktorral kombináljuk, a 16.2. ábra szerint valamivel nagyobb antennanyereséget, $S = 0,11\lambda$ direktortávolsággal 4,3 dB-t érhetünk el.

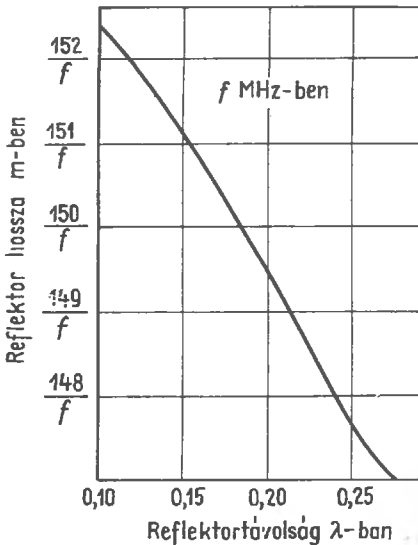
Rövidhullámra többnyire direktor a kételemes iránysugárzók parazita-eleme. Ennek oka nem annyira az a csekély többlet, amelyet az antenna-

nyereségben a sugárzóból és reflektorból álló rendszerhez képest lehet elérni, hiszen ennek alig van gyakorlati jelentősége. A döntő szempont, amiért sugárzóból és direktorból állítjuk össze a rend-



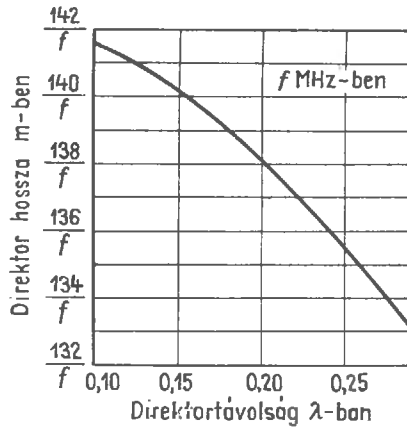
16.2. ábra. A sugárzóból és egy D parazita-direktorból összeállított rendszerben gyakorlatilag elérhető antennanyereség a λ hullámhosszban kifejezett S direktortávolság függvényében

szert, az a tény, hogy körülbelül egy tized hullámhossznyire direktortávolság már elegendő a legnagyobb antennanyereség eléréséhez, míg a reflektort — hogy ugyanezt az eredményt elérhessük — majdnem egy negyed hullámhossznyira kellene eltávolítani a táplált antennaelemtől (hasonlítsuk csak össze a 16.1. ábrát a 16.2. ábrával!). Ezenkívül a direktor körülbelül 10%-kal rövidebb is, mint a reflektor. Az ilyen „megtakarítások” nem sokat számítanak az ultrarövid hullámokon, a rövidhullámok tartományában azonban nagyon jelentősek.



16.3. ábra. A reflektor hossza és távolsága közötti összefüggés

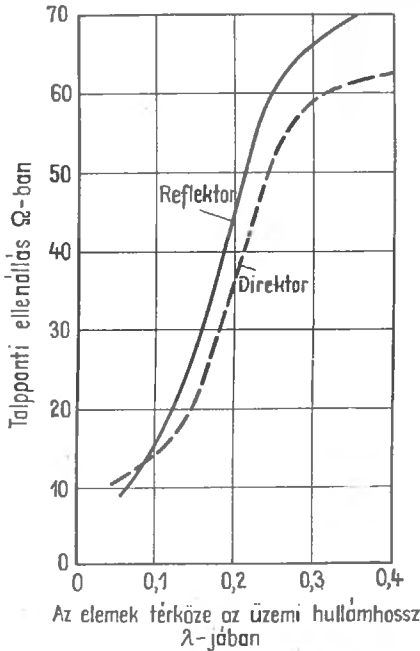
A parazita-elem optimális hossza a táplált antennaelemtől számított távolságától függ. Általában annál hosszabbra kell vennünk a reflektort, minél messzebb helyezzük el a sugárzótól. Ezzel szemben a direktor annál rövidebb, minél nagyobb az S távolság. A reflektor hosszának méretezéséhez az aktív elemtől számított távolság függvényében a 16.3. ábrán közlünk hozzávetőleges értékeket, a 16.4. ábrán pedig a direktorok hosszára adunk hasonló értékeket. Ebben az esetben a legnagyobb nyereséghez tartozó közelítő értékekről van szó. Más hossz méreteket kell vennünk azonban, ha például különösen nagy sáv szélességet vagy aránylag nagy sugárzási ellenállást akarunk elérni a rendszerben. Ehhez ugyanis hosszabb reflektorra, illetve rövidebb direktorra van szükség.



16.4. ábra. A direktor hossza és távolsága közötti összefüggés

A táplált antennaelem talpponti ellenállása a távolságtól és a hosszától függ. Általában annál nagyobb mértékben csökken a sugárzási ellenállás, ezzel együtt a talpponti ellenállás is, minél közelebb hozzuk a parazita-antennaelemet vagy antennaelemeket a táplált elemhez. Hogy a reflektor vagy direktor S távolságától függően nagyjából mekkora talpponti ellenállásra számíthatunk, a 16.5. ábráról olvashatjuk le. Ezek a közelítő értékek arra az esetre érvényesek, amikor a legnagyobb antennanyereségre méretezzük az antennaelemek hosszát. Mint a görbékben látjuk, az $S = 0,1\lambda$ távolságokra 15Ω -nál kisebb talpponti ellenállás adódik. Ez azt jelenti, hogy a kis ellenállásértékeknek megfelelő nagy áramerősségek nagyon megnövelik a Joule-veszteségeket, úgyhogy a gyakorlatban egyre nehezebben közelíthetjük meg az el-

méletileg lehetséges antennanyereséget. Az elemek közötti távolság csökkenésével egyúttal rohamosan csökken a sáv szélesség, aminek következtében kritikusá válik a rendszer rezonanciaméretezése.



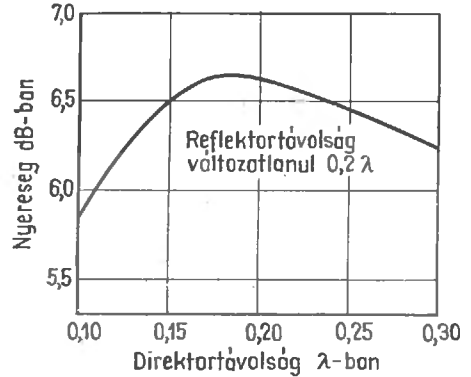
16.5. ábra. A reflektorral vagy direktorral ellátott félhullámú dipólus talppontjában mérhető ellenállás a parazita-elem távolságának függvényében

Ezért aránylag nagy távolságra kell törekedni; ily módon esetleg nem kapjuk meg a legnagyobb nyereséget, de aránylag nagy lesz a sugárzási ellenállás (kisebbség a veszteségek), megnő a sáv szélesség, tehát a rezonanciaméretezés nem követel meg olyan nagy pontosságot. Az antennaelemek hosszával ezenkívül úgy befolyásolhatjuk a sáv szélességet és a sugárzási ellenállást, hogy az egymáshoz aránylag közel elhelyezett antennaelemekkel is kielégítően széles sávot, egyúttal aránylag nagy talpponti ellenállást érünk el. Ily módon már az egyszerű Yagi-rendszereket is nagyon sokféleképpen méretezhetjük úgy, hogy egy-egy meghatározott célra optimális viszonyokat kapjunk.

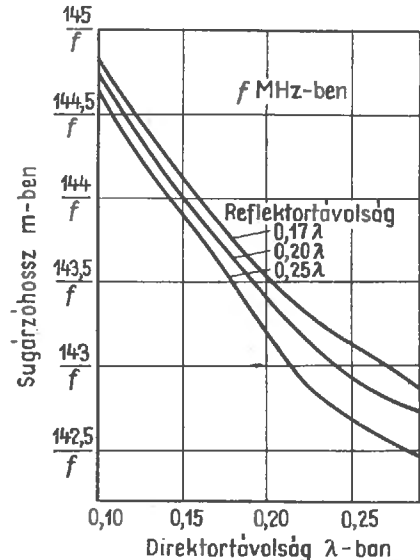
A rövidhullámú, irányhatású antennák általában legfeljebb két parazita-elemet tartalmaznak, úgyhogy a rendszer ilyen körülmények között egy táplált félhullámú dipólusból, egy reflektorból és egy direktorból tevődik össze. Ez a legkisebb Yagi-antenna, és minthogy összesen három tényleges eleme van, háromelemes Yagi-antennának nevez-

ük. Kivételekre főként a 10 m-es amatőrsávban bukkanunk, itt ugyanis háromnál több elemet tartalmazó Yagi-antennák is használatosak.

A háromelemes Yagi-antennával gyakorlatilag elérhető antennanyereség körülbelül 7 dB. A rövidhullámok tartományában szokásos amatőrantennák nyeresége átlagosan 5,5...6,5 dB. Példaként a 16.6. ábrán megmutatjuk, hogyan változik a direktor távolságának függvényében egy háromelemes Yagi-antenna nyeresége, ha a reflektor távolságát $0,2\lambda$ rögzített értéken tartjuk.



16.6. ábra. A háromelemes antenna nyeresége a direktor távolságának függvényében arra az esetre, amikor a reflektor távolsága $0,2\lambda$



16.7. ábra. A háromelemes Yagi-antenna táplált elemének hossza a direktor és a reflektor távolságának függvényében

Az optimálisan méretezendő Yagi-antennában nemcsak a parazita-elemek távolságát és hosszát kell a kítűzött célnak megfelelően beállítani, hanem a táplált elem rezonanciahosszát is módosítanunk kell aszerint, hogy miként állítottuk be a szekunder elemek távolságát. A táplált dipólus optimális hossza annál kisebb, minél kisebbre veszszük a parazita-elemek távolságát. Jól kivehető ez a 16.7. ábrán, amelyen a sugárzó optimális hosszát a reflektor és a direktor távolságának függvényében mértük fel. Ilyenkor is csak irányértékeket közlünk arra az esetre, amikor a legnagyobb nyeresésre kell elvégezni a méretezést. A táplált elem karcsúságát is figyelembe kell itt venni.

16.1. A forgatható iránysugárzók gazdaságossága

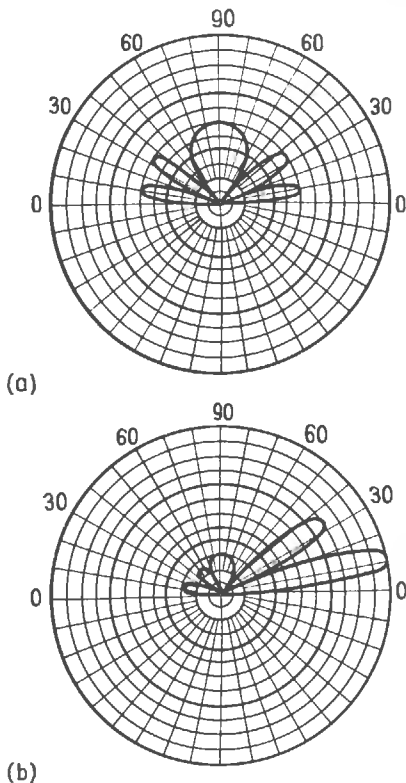
Az első tekintetre paradoxonnak tűnik az a gyakori megállapítás, hogy az amatőr-forgalomban, amikor nagy távolságokat kell áthidalni, a forgat-

ható vízszintes Yagi-antenna az egyik leggazdaságosabb megoldás, hiszen a tartó és a forgató szerkezet mindig jelentős kiadásokat okoz. Az antennaelemek elkészítéséhez szükséges könnyűfém csövek sem olcsók.

Fő sugárzási irányában a háromelemes Yagi-antenna átlagosan 6 dB nyereségű, ami azt jelenti, hogy körülbelül a négyszeresére növeli meg a teljesítményt. A gyakorlatban például egy 20 W-os adó háromelemes Yagi-antennával ugyanakkora vételi jelerősséget hoz létre a fő sugárzási irányban egy bizonyos vételi helyen, mint egy 80 W-os adó a félhullámú dipólussal. Bizonyos körülmények között — amelyekre még kitérünk — ez a különbség még sokkal nagyobb is lehet. Minden amatőr tudja, milyen költséges dolog lehet 20 W-ról 80 W-ra megnövelni a teljesítményt. Csak a nagyfeszültségű hálózati tápegység és a modulációs erősítő megnövelése túllépheti a forgatható iránysugárzó költségeit. Ezenkívül az adó teljesítményének növelése majdnem mindig fokozza a rádió- és tv-adók interferenciájával kapcsolatos nehézségeket, főként ha ezt a nagy energiát egy egyszerű antenna gyakorlatilag minden irányban szétsugározza. A nagy kimeneti teljesítményű amatőradókban további hátrányos tényező a súly és a térfogat megnövekedése, a nagyobb áramfelvétel és a nagy anódfeszültség.

Még 80 W-tal sem képes a félhullámú dipólus ugyanolyan jó DX-eredményeket hozni, mint egy 20 W-os adó a háromelemes Yagi-antennával. Ha ugyanolyan antennamagasság és ideális talajviszonyok feltételezésével összehasonlítjuk a két-féle sugárzó függőleges sugárzási diagramját, megállapíthatjuk, hogy a félhullámú dipólus meredek szögben felfelé sugározza ki az energia nagy részét, míg a háromelemes Yagi-antennára a DX-forgalom szempontjából olyan fontos lapos kisugárzás a jellemző (lásd a 3.2.2. pontot).

A 16.8.(a) és (b) ábrán példaként közöljük egy vízszintes félhullámú dipólus [16.8.(a) ábra] és egy vízszintes, háromelemes Yagi-antenna függőleges síkú sugárzási diagramját (b ábra). Az antenna szerelési magassága mindkét esetben $1,25\lambda$. A függőleges sugárnyalábok szögében és számában sincs különbség, de a háromelemes Yagi-antenna kis emelkedési szögben koncentrálja a kisugárzott teljesítmény nagy részét (lásd a 3.13. ábrát is). A gyakorlati távolsági forgalomban az a tény, hogy lapos függőleges emelkedési szögre korlátozódik a sugárzás jelentős része, a jelerősség szempontjából



16.8. ábra. A függőleges síkban felvett iránydiagram: (a) $1,25\lambda$ magasságban elhelyezett, vízszintes irányú félhullámú dipólus; (b) $1,25\lambda$ magasságban elhelyezett, vízszintes irányú háromelemes Yagi-antenna

rendkívül nagy különbséget hozhat létre a három-elemes antenna javára.

Ha az iránysugárzót használjuk a vételhez is, mint ahogyan a gyakorlatban többnyire ezzel az esettel van dolgunk, még nagyobb mértékben érvényesülnek az előnyei. Nemcsak hogy nagy hangereőséggel vehetjük a fő sugárzási irányból beérkező, nagyon távoli adóktól származó jeleket, hanem ezenkívül az az előny is megvan, hogy a közeli európai állomások határozottan gyengébben jönnek be. Ezt a jelenséget is a függőleges sugárzási diagram alapján magyarázhatjuk meg. Az aránylag közeli állomások függőleges beesési szöge nagy, míg a DX-állomások lapos beesési szögben érik el a vevőantennát (lásd a hullámterjedéssel foglalkozó 2. fejezetet). A 16.8.(b) ábrán világosan láthatjuk, hogy a háromelemes Yagi-antenna — a félhullámú dipólussal ellentétben [lásd a 16.8.(a) ábrát] — sokkal érzékenyebb a lapos beesési szögekre, és elfojtja a nagy beesési szögű sugárzások jeleinek vételét. A vízszintes síkban tapasztalható jó nyalábolás azzal a következménnyel jár, hogy gyakorlatilag csak a fő sugárzási irányból lehet kellő hangerővel venni jeleket. Az amatőrsávok jelenlegi túlszűfoltóságának figyelembevételével ez a körülmény különösen nagyon jelentős, mert az iránysugárzóval így módon még a gyenge jeleket is kiemelhetjük a „globális QRM-ből”.

Ma is még teljes mértékben igaz az amatőrök régi bölcs mondása: „Csak olyan távolságra adhatunk, ahonnan venni is tudunk.” Mit érünk vele, ha erős jelet létesíthetünk az ellenállomás helyén, de az „európai QRM” miatt nem vehetjük távoli partnerünk választát? Az ilyen esetekben még a legszelektívebb érzékeny vevők is többnyire felmondják a szolgálatot, míg egy jó iránysugárzóval és közepes vevővel sokszor még leküzdhetjük az ilyen nehézségeket. A „beam” gyakorlatilag csak egy kis töredéket juttat el a vétel helyén meglévő jelkeverékből a vevő bemenetére, de ez a töredék mind egy bizonyos irányból származik, és felerősítve jut be a vevőbe. Ráadásul az iránysugárzó — sugárzási diagramja alapján — a zavaró európai adóállomásoktól meredeken beeső sugárzást, mint már említettük, hatásosan el is fojtja.

A háromelemes iránysugárzó hátrasugárzási csillapítása adás és vétel közben 15...20 dB, és igen nagy mértékben függ attól, hogy a függőleges síkban mekkora a sugárzás beesési szöge. Mindkét oldalsó minimum csillapítása nagyjából 30 dB-t érhet el.

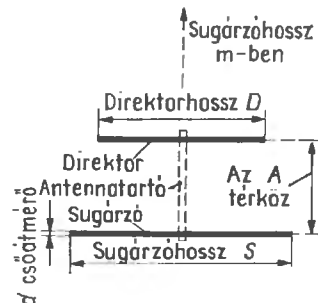
A parazita-antennaelemekkel ellátott, forgat-

hatóan felszerelt iránysugárzók legszembetűnőbb előnye mechanikai vonatkozásban főként az, hogy csak egy elemet kell táplálni, tehát nincsen szükség bonyolult huzalozásra. Ezt a körülményt az tudja igazán megítélni, aki tudja, mit jelent az olyan forrasztott kötés, amelynek minden évszakban ellen kell állnia az időjárási viszonytalanságoknak. További nagy előny a teljesen fémes szerkezet lehetősége. A csak fémes részekből összeállított antenna minden elemét és fémtartóját közvetlenül lefedeljük; ezáltal megakadályozunk minden sztatikus feltöltődést, és lényegében el is intéztük vele a villámvédelmet.

16.2. A vízszintes helyzetű és elforgatható kételemes iránysugárzó

A vízszintes, kételemes iránysugárzó főként a 20 m-es amatőrsávban használatos, mert a háromelemes beam e hullámhosszon többnyire már igen terjedelmes lenne. Kétféleképpen szerkeszthetünk ilyen antennát, mégpedig sugárzóból és reflektorból vagy sugárzóból és direktorból. A már említett okokból az utóbbi a gyakoribb.

Egy kételemes iránysugárzó vázlatos felépítését a 16.9. ábrán ismertetjük, geometriai méreteit a 16.1. táblázatban közöljük.



16.9. ábra. A 16.1. táblázat alapján méretezhető, irányhatású, kételemes antenna vázlatos felépítése

Az ilyen kételemes sugárzók α_E vízszintes nyílásszöge körülbelül 75° , függőleges nyílásszöge pedig (α_H) 130° , feltéve hogy nagy magasságban szereljük fel az antennát. A rövidhullámon használatos vízszintes antennák gyakorlatilag mindig a talaj közelében vannak, és ilyenkor a 3.2.2.1. alpontban közölt adatoknak megfelelően megváltozik a H síkban felvett iránydiagram.

A 16.1. táblázatban közölt adatok betartásával körülbelül 4 dB antennanyereséget lehet elérni. A vett sugárzás beesési szögétől függően 7 és 15 dB között lehet hátrafelé a csillapítás. A rezonanciafrekvenciákat úgy vettük fel, hogy a 15, 20 és 40 m-es sávok táviró tartományában 1,3-nél ne legyen nagyobb az illesztett tápvezeték állóhullámaránya, és a sávok nagyfrekvenciás vége felé legfeljebb 1,7-re nőjön meg. A 28 500 kHz rezonanciafrekvenciával a 10 m-es sávra méretezett változatban 28 000 és 29 000 kHz között 1,3 alatt marad, majd a sáv nagyobb frekvenciáin (29 700 kHz-en) 2-re nő az állóhullámarány. A 10 m-es sáv távirórészére elvégzett méretezéssel csak 200 kHz-et kell átfogni (28 000 kHz-től 28 200 kHz-ig). Ezért egy kis antennanyereség elérése céljából ilyenkor beszűkíthetjük a sávot oly módon, hogy a távirórészen belül ne legyen 1,2-nél nagyobb az illesztett tápvezeték mentén kialakuló állóhullámok aránya. Ha kizárólag csak távbeszélőforgalomban akarjuk felhasználni az antennát, a telefoniatartományok nagyjából a közepén, vagyis 29 000 kHz-en ajánlatos felvenni a rezonanciát. Ebben az esetben a telefoniatartomány szélessége mentén (28 200 kHz-től 29 700 kHz-ig) nem lesz nagyobb 1,6-nél az állóhullámarány.

Az előbbieken közölt adatok csakis akkor érvényesek, ha az antenna legalább egy fél hullámhosszynyra van a talaj fölött. Ez esetben az előbb kiszámított rezonanciafrekvenciától legfeljebb 50 kHz lehet az eltérés. A félhullámhossznál kisebb

magasságú antenna rezonanciája a talaj közelében megnövekvő földkapacitás miatt lejjebb tolódik. Ilyen körülmények között például a 21 200 kHz-re méretezett antenna tényleges rezonanciafrekvenciája 20 800 kHz lehet. Mint már elmondottuk, a kisebb magasság ezenkívül azzal a következménnyel is jár, hogy a függőleges síkban kissé megnő az emelkedési szög, és ezáltal megintcsak elveszítjük az iránysugárzó kedvező DX-tulajdonságainak egy részét.

Az antenna közelében előforduló akadályok sok esetben váratlan visszaverődéseket vagy abszorpció jelenségeket idézhetnek elő. Különösen kellemtelen hatásúak lehetnek például az erősáramú szabadvezetékek, a telefonvezetékek, az ereszcatornák, villámhárítók stb. Többnyire azonban csak akkor zavarnak az ilyen tárgyak, ha az antenna fő sugárzási irányába esnek. Jelleműktől és távolságuktól függően kisebb vagy nagyobb mértékben rontják le a szélrózsának egy bizonyos részében az antenna tulajdonságait.

Meg kell még említenünk, hogy az antennaelem csövének átmérője a rezonanciafrekvenciát is, a sáv szélességet is befolyásolja. A vékonyabb csőből készített antennaelemet meg kell kissé hosszabbítani, de ezáltal kisebb lesz az antenna sáv szélessége. A vastagabb csöveket kissé rövidebbre kell venni, és a sáv szélesség valamivel megnő. Ezt a körülményt csak akkor kell figyelembe venni, ha a cső átmérője 50%-nál nagyobb mértékben tér el az előírt értéktől.

16.1. táblázat. Méretezési adatok a 16.9. ábra szerinti kételemes sugárzóhoz

Amatőrsáv	40 m	20 m	15 m
Rezonanciafrekvencia	7050 kHz	14 150 kHz	21 200 kHz
S hossz	20,53 m	10,24 m	6,83 m
D hossz	19,37 m	9,66 m	6,34 m
A távolság	5,18 m	2,59 m	1,70 m
d átmérő	50 mm	15...40 mm	25 mm
Sugárzási ellenállás	18 Ω	18 Ω	18 Ω
Amatőrsáv	10 m	10 m	10 m
Rezonanciafrekvencia	28 500 kHz	28 100 kHz	29 000 kHz
S hossz	5,03 m	(távírórész) 5,16 m	(távírórész) 4,95 m
D hossz	4,66 m	4,86 m	4,58 m
A távolság	1,28 m	1,31 m	1,26 m
d átmérő	35...40 mm	25 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	18 Ω	20 Ω

16.3. Vízszintes, háromelemes Yagi-antennák

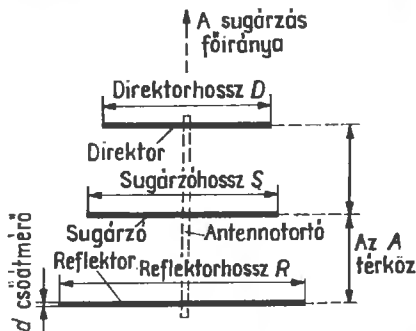
A sugárzási tulajdonságok további javítására még egy parazita-elemmel — ezáltal egy reflektorral — egészíthetjük ki a kételemes iránysugárzót. Ilyen háromelemes Yagi-antennákat a 10 m-es és a 15 m-es sávra még könnyen megépíthetünk, a 20 m-es sávban azonban a nagy méretek miatt elérjük amatőrészkezeink megfelelő lehetőségeinek határát.

A 16.10. ábrán megadjuk a háromelemes Yagi-antennák méretezési adatainak értelmezését a 16.2. táblázathoz.

A 15 m-es amatőrsávra méretezett antenna illesztett tápvezetéke mentén e sáv határain belül 1,4-nél kisebb az állóhullámarány. A 10 m-es és a 20 m-es sávra a kitűzött alkalmazási célnak megfelelően több változatot adunk meg, de e változatok csak abban különböznek egymástól, hogy a sávon belül más és más a rezonanciafrekvenciájuk. Egyébként a háromelemes Yagi-antennára is érvényesek azok a magyarázatok, amelyeket a kételemes sugárzóval kapcsolatban fejtettünk ki, amikor arról volt szó, hogy az antenna magassága és elemeinek karcsúsága hogyan befolyásolja a sugárzási tulajdonságokat.

A tárgyalt háromelemes Yagi-antennák nyeresége nagyjából 6,5 dB-t érhet el, a hátrasugárzási csillapítás legalább 15 dB. A vízszintes síkban mért

α_E nyílásszög 65° körül van, a függőleges síkban mérhető α_H pedig 110° . A gyakorlatban mindig fennálló talajközelség miatt azonban több nyalábra bomlik fel a függőleges síkban felvett sugárzási diagram (lásd a 3.2.2.1. alpontot).



16.10. ábra. A 16.2. táblázat alapján méretezhető háromelemes Yagi-antenna vázlatos elrendezése

Ha a 20 m-es sávban 14 150 kHz-re végezzük el a méretezést, az illesztett tápvezeték állóhullámaránya a távirőrészen belül 1,4 alatt marad, és a frekvencia növekedése közben a sáv végén körülbelül 1,8-re nő meg. A távirőrésre méretezett rendszerben (14 050 kHz rezonanciafrekvencián) 1,2 alatt van az állóhullámarány, de ha a sáv nagyfrekvenciás végén használjuk az antennát, 2,5 állóhullámarányra számíthatunk. A 14 250 kHz rezonanciafrekvenciájú rendszer az egész telefónia-tartományban 1,3 alatti állóhullámot okoz, de a

16.2. táblázat. Méretezési adatok a 16.10. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennákhoz

Amatőrsáv	20 m	20 m	20 m
Rezonanciafrekvencia	14 150 kHz	14 050 kHz	14 250 kHz
Alkalmazás	Az egész sávban	Távirőrész	Távirőrész
S hossz	10,19 m	10,26 m	10,12 m
D hossz	9,58 m	9,69 m	9,52 m
R hossz	10,79 m	10,87 m	10,72 m
Az egyes A távolságok	3,02 m	3,04 m	3,00 m
d átmérő	35...40 mm	35...40 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	20 Ω	20 Ω
Amatőrsáv	15 m	10 m	10 m
Rezonanciafrekvencia	21 200 kHz	28 200 kHz	29 000 kHz
S hossz	6,83 m	5,13 m	4,99 m
D hossz	6,40 m	4,71 m	4,51 m
R hossz	7,22 m	5,46 m	5,31 m
Az egyes A távolságok	1,98 m	2,00 m	1,95 m
d átmérő	25 mm	35...40 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	22 Ω	22 Ω

sáv kezdetén, a kisebb frekvenciákon 2-re nő meg a tápvezeték állóhullámaránya.

A 28 200 kHz rezonanciafrekvenciájú 10 m-es változat legnagyobb állóhullámaránya a 28 000 kHz-től 28 500 kHz-ig terjedő frekvenciaintervallumban, a sáv távírórészében 1,3. Ha 29 000 kHz a rezonanciafrekvencia, az egész telefónia-tartományban legfeljebb 1,8-re nő meg az illetett tápvezeték mentén az állóhullámarány nagysága. A sávkezdeti kisebb frekvenciákon (28 000 kHz-en) 2-re nő.

16.4. A forgatható iránysugárzó táplálása

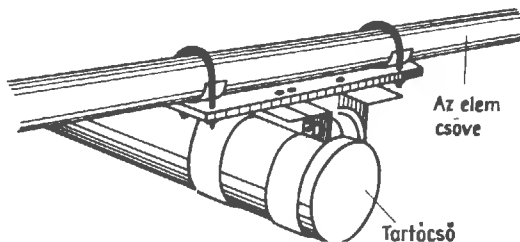
Az ebben az alfejezetben ajánlott iránysugárzók sugárzási ellenállása (talpponti ellenállása) kerekén 20Ω . Közvetlen táplálás nem lehetséges, mert kis veszteségű tápvezeték 20 Ω hullámellenállással műszakilag nem képzelhető el. Mínhogy a táplált antennaelemet műszaki okokból lehetőleg nem szabad középen megszakítani, negyedhullámú transzformátor vagy illesztővezeték eleve nem jöhet számításba. Ha T-taggal illesztünk (lásd a 6.2. alfejezetet), megtarthatjuk a teljesen fém konstrukciót. Ha már jó iránysugárzót akarunk, a tápvezetéknek sem szabad takarékoskodnunk. Az említett okokból csak koaxiális kábel lehet a tápvezeték. Ezt azonban a T-tag táppontjában szimmetrizálnunk kellene valamilyen negyedhullámú záróedénnyel vagy más szimmetriaátalakítóval, ami körülményes megoldás volna, és sok anyagot követelne meg.

Szinte ideális megoldás ebben az esetben a gamma-illesztés (lásd a 6.3. alfejezetet) vagy a finomított változat, az omega-illesztés (lásd a 6.4. alfejezetet) alkalmazása. Egyszerűsége ellenére ez a gamma-illesztés semmiképpen sem kényszermegoldás, hanem valóban a mechanikailag és elektromosan is legkedvezőbb módja annak, hogy tetszés szerinti koaxiális kábelhez illesszünk egy átmenő sugárzóelemes csőbeamet. A gamma-illesztésre és kialakítására a 6.3. alfejezetben, a 6.4. ábrán és a 6.1. táblázatban minden részletet megtalálunk. Az ismertetett iránysugárzókra közvetlenül felhasználhatjuk a 6.1. táblázat adatait, hiszen 1 : 3 ellenállás-áttételre vannak méretezve. A szintén megfelelő omega-illesztést, amelynek illesztőcsövei feleolyan hosszúak, mint a gamma-illesztés, a 6.5. alfejezet, továbbá a 6.5. és a 6.6. ábra írja le részletesen. Ennek az illesztésnek még az az előnye is megvan, hogy könnyebben lehet beállítani.

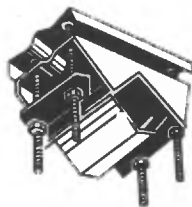
16.5. Az antennatartó

A teljesen fém konstrukció mellett szól az a tény, hogy a félhullámú antennaelemeket geometriai közepükön — a feszültségminimumukban — minden hátrány nélkül közvetlenül hozzákötethetjük valamilyen fémtartóhoz. Az ilyen iránysugárzó nem tesz szükségessé semmilyen szigetelőt, a lehető legkisebb a szélellenállása, aránylag könnyű, de ennek ellenére nagyon stabil. Sajnos, nehézségekbe ütközik a minden követelményt kielégítő és eléggé hosszú tartócső beszerzése. Megfelelő könnyűfém csövek a repülőgépgyártásban fordulnak elő. Ezenkívül az állványozáshoz az építőiparban is használatosak. Az építkezéseken alkalmazott állványok könnyűfém csöveihez megfelelő szerelvények, például T-idomok, szögidomok kaphatók.

Megfelelő csőbilincsekkel — amelyeket minden lakatos el tud készíteni — stabilan hozzáerősíthetjük az antennaelemek csövét a tartóhoz (boomhoz). Szilárdsági okokból feltétlenül kerülnünk kell az antennaelemek átfúrását. Példaként a 16.11. ábrán bemutatunk egy megoldást arra vonatkozólag, hogyan lehet átfúrás nélkül is stabilan hozzáerősíteni az antennaelem csövét a tartócsőhöz. A vasrészeken mindenhol gondoskodni kell a megfelelő felületvédelemtől.



16.11. ábra. Konstruktív megoldás az összekötő szerelvényre



16.12. ábra. A VEB Antennenwerk (Bad Blankenburg) antennatartója

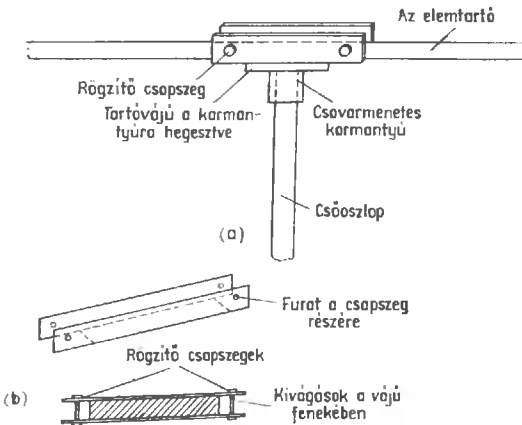
A VEB Antennenwerk (Bad Blankenburg) antennarögzítők néven hozza forgalomba a 16.12. ábrán látható tartószerelvényeket. Ezek kétféle

változatban készülnek: 42 mm ($1\frac{1}{4}$ hüvelyk) és 70 mm ($2\frac{1}{2}$ hüvelyk) csőátmérőig. A felületi védelemmel ellátott antennarögzítők felhasználásával nem túlságosan hosszú antennaelemeket jól lehet rögzíteni az antennatartón.

Ha például az antennaelemek túlságosan nagy belógása miatt fokozni kell a szerkezet stabilitását, dederon huzalt használhatunk a kifeszítésekhez. Ez az anyag nem szakad, kitűnően szigetel, és ellenáll az időjárás hatásainak (nem mállik). A háztartási üzletekben ruhaszárító kötélnek ajánlják a körülbelül 2,5 mm vastag dederon huzalt. Még jobb azonban a műanyaggal körülvett üvegfonal, mert nem nyúlik.

16.6. Az irány sugárzó rögzítése az antennatartó póznán

Az antennatartó pózna (árbo) megfelelő átmérőjű acélcsőből (horganyozott vízvezetési csőből, gázcsőből, forrcsőből) készíthető el. Néha kaphatók hozzá megfelelő karimák is. A 16.13. ábra szerint például lehetőleg nagy felületű karimát csavarozunk az árboocsó végére, ehhez pedig hozzáhegesztünk egy vastag acéllemezből kialakított vályút. A vízszintes antennatartót behelyezük ebbe a vályúba, és két erős csappal rögzítjük a végleges helyzetben. A karimán levő csavarköteket biztosítani kell a kilazulás ellen.



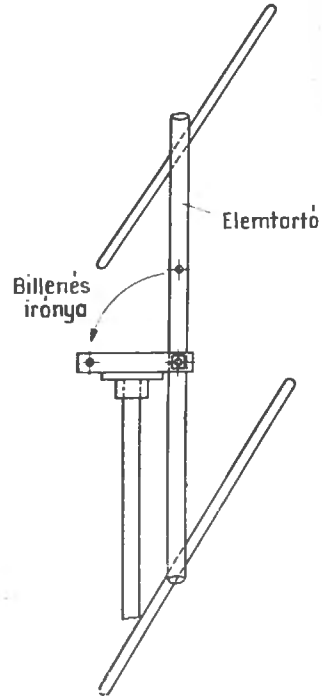
16.13. ábra. Az antennaelemek vízszintes tartójának összekötése a függőleges tartóoszloppal:

(a) konstrukciós megoldás; (b) a tartóvályú részletrajza

E megoldásnak megvan az az előnye, hogy a készre szerelt irány sugárzót oly módon húzhatjuk fel az árboóra, hogy a súlypontjában átfűrt tartó-

cső egyvonalba kerüljön a vályú furatával. A csap behelyezésével először a 16.14. ábrán látható helyzetben rögzítjük a boomot.

Ezután átbillentjük az antennát vízszintes helyzetbe, és rögzítjük a második csappal. Egyszerű-

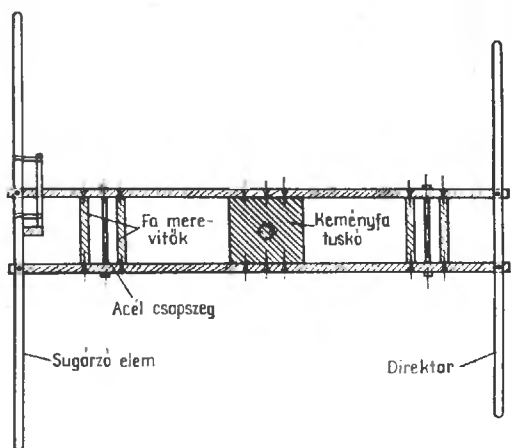


16.14. ábra. Az antenna felerősítése a csőárboóra

sége mellett az a nagy előnye is megvan ennek a konstrukciónak, hogy az egyik vagy a másik csap kihúzásával bármikor visszabillenthetjük függőleges helyzetbe az egész irány sugárzót, és így kényelmesen elvégezhetjük rajta a szükségessé váló munkákat.

16.7. Faszerkezet mint az antennaelemek tartója

Az amatőr sokszor kénytelen valamilyen faszerkezetre bízni iránythatású antennáját. Jól rak tározott, göcsmentes erdei fenyő vagy lucfenyő jól megfelel erre a célra. A stabil fatartók elkészítésének számos lehetősége közül kiragadtunk egyet. Ezt a könnyen elkészíthető tartóállványt a 16.15. ábrán mutatjuk be.



16.15. ábra. A kételemes irány sugárzó tartókeretének faszervezete

Az antennaelemeket kis támszigetelőkkel rögzítjük a faszervezeten. Minden különösebb hátrány nélkül azonban azt is megtehetjük, hogy egyszerű bilincsekkel erősítjük hozzá az antennaelemeket a fatartókhoz, és a felerősítési helyeken bevonjuk őket vékony polietilén fóliával. A középső keményfa tömb veszi fel majd a tartóárbocot. Szükség esetén lemezzel vonjuk be a keményfa tömböt és a hossztartót, hogy növeljük szilárdságukat. Az egész szerkezet élettartamának meghosszabbítására gondosan impregnáljuk a fát. A villámcsapások elleni védelemül itt is tisztafém konstrukciót alkalmazhatunk. Evégett egy széles fémszalaggal vagy erős huzallal összekötjük az antennaelemek középső részét, és ezt a földelővezetéket szorítócsavarral fémesen összekötjük a földelt acélárboccal.

Rövidített elemekkel működő irányhatású antennák

A szokásosnál kisebb méretű iránysugárzók fokozódó érdeklődést váltanak ki az olyan amatőrök körében, akik helyhiány vagy más okok miatt nem engedhetik meg maguknak a terjedelmes „normal beam” megépítését. Különböző olyan konstrukciók ismeretesek, amelyek kisebb vagy nagyobb mértékben rövidített elemekkel működnek, és az amatőrsargonban általában a *mini-beam* vagy — ha különösen kicsinyek a méretek — *vest pocket beam* (mellényzsebbeam) nevet kapták.

Elvileg minden antennát mechanikailag tetszés szerint rövidíthetünk, ha közben valamilyen módon arról is gondoskodunk, hogy pótoljuk a rövidítés folytán elveszített induktivitást és kapacitást, és ezáltal megtarthassuk az antenna eredeti rezonanciáját. A legtöbb esetben valamilyen induktivitással kompenzáljuk az antenna geometriai rövidítését oly módon, hogy egy árammaximum helyén vagy a közelében beiktatunk az antennába egy tekercset vagy vezetékdarabot. Ritkább esetekben kapacitív kompenzálást alkalmazunk, vagyis lemezanyagból tárcsát vagy más, nagy környezeti kapacitású alakzatot vágunk ki, és mint végkapacitást a sugárzó végén, a feszültségmaximum pontjában helyezzük el.

A sugárzó természetes hosszának csökkentése kisebb-nagyobb mértékben mindig rontja az antenna tulajdonságait; ha nem így volna, nem is okozhatna különösebb gondot az antenna. Az antenna rövidítése mindenekeelőtt az antennanyereséget és a sávzélességet csökkenti.

Egy gyakorlati szabály szerint a sávzélesség és a sugárzási ellenállás a rövidülés négyzetével csökken. Ez azt jelenti, hogy amikor például két-

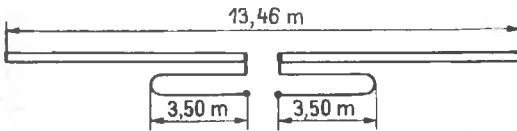
harmadára csökkentjük egy dipólus természetes hosszát, az eredeti értéknek körülbelül a négy kilencedére csökken a sugárzási ellenállás és a sávzélesség.

Az antennanyereség elsősorban azért csökken, mert egy tekercsel helyettesítettük a sugárzóelem egyik szakaszát, és a tekercs térbelileg sokkal kisebb sugárzási teret hoz létre maga körül, mint a megszüntetett vezeték szakasz. Ily módon végeredményben összébbhúzódik az antenna körül az elektromágneses tér, és most már csak kisebb hatékonysággal lehet kisugározni az energiát. A vételi oldalon csak a hatásos felületének megfelelő energiát képes kivenni az antenna vezetője a környező elektromágneses térből. Minthogy pedig az antenna térbeli megrövidítése a hatásos felület csökkentésével egyenértékű, nyilvánvalóan csökkennie kell a felvett vételi energiának is.

A gyengébb kisugárzási és a kisebb hatásos felület a sugárzási ellenállás csökkenésével van kapcsolatban. Ezáltal ugyanis beszűkül a sáv és (a nagy áramok következtében) megnőnek a rézveszteségek. A parazita-elemekkel működő irányhatású antennának egyébként is kicsi a sugárzási ellenállása, és az elemek rövidítésével például 5Ω -ra is lecsökkenhet. Ha a — nagyrészt a hosszabbító tekercsel előidézett — veszteségi ellenállás szintén 5Ω (nagyon is reális érték!), a hatásfok már csak 50%. Hogy ezeket a járulékos rézveszteségeket minél kisebb értékben tarthassuk, a hosszabbító tekercsben rendkívül nagy jóságú tényezőre van szükség. Kis sugárzási ellenállás esetén különösen nagy az áramerősség az áramhasban (az árammaximum helyén), ezért a hosz-

szabbitsó tekercs vezetõjétõl lehetõleg nagy felület és igen nagy vezetést követelünk meg (a szkinhatás miatt). A tekercs helyének eltolásával nem sokra megyünk, mert ebben az esetben csökken a hosszabbitsó hatás, vagyis több menetet kell beiktatni, tehát végsõ fokon nem is lesznek kisebbek a veszteségek.

A beiktatott hosszabbitsó tekercs ezenkívül eltorzítja a sugárzó mentén a szinuszos áram- és feszültségeloszlást, ezáltal rontja az irányhatást. A térbeli rövidítés egyetlen tulajdonságot nem érint az iránysugárzóban: a hátrasugárzási csillapítást. Ha a hatásfoknak nincs különösebb jelentõsége, a kis méret és az iránymeghatározó képesség viszont nagyon fontos (például a rókavadászatban), elõnyös lehet a rövidített antenna. A mozgó állomások rövidhullámú antennáját szinte mindig hosszabbitsó tekerccsel kell rezonanciára bírunk, és amikor már semmilyen lehetõségünk nincs a teljes hosszúságú iránysugárzó kiépítésére, a mini-beam még mindig jobb, mint valamilyen mássegéd-antenna.



17.1. ábra. Csökkentett hosszúságú, 40 m-es antennaelem és a hosszabbitsó hurok

Az árammaximumban alkalmazott hosszabbitsó tekerccset jól lehet pótolni a lineáris hosszabbitsó elemekkel, amire jó bizonyíték a Hy Gain cég által gyártott 40 m-es beam a maga rövidített elemeivel. Ennek az antennának a táplált elemét a 17.1. ábrán látjuk. A hajtó alakú hosszabbitsó hurok — egy körülbelül 2 mm vastag rézhuzal — beiktatásával elérjük, hogy a félhullámú antennaelem teljes hossza a 40 m-es sávban 20,50 m helyett kerekén 13,50 m, vagyis a normális hossza vonatkoztatva körülbelül 65%-os a rövidülés. A lineáris hosszabbitsó szakaszok aránylag kisebb veszteségeket okoznak, mint a szokásos hosszabbitsó tekerccsek; a sugárzási ellenállás csökkenése kisebbnek tûnik, mert az ily módon rövidített kételemes iránysugárzóra megadott állóhullámarány a 40 m-es sáv teljes szélességében kisebb 2-nél.

Rövidítõ végkapacitásokat tetõkapacitás alakjában többnyire a függõleges sugárzókon szokás alkalmazni. A vízszintes helyzetû, elforgatható iránysugárzókon azért ritkák, mert megnõvelik a végeken a súlyt, és ezáltal mechanikailag túlságosan nagy igénybevételt idéznek elõ (emelõhatás!).

17.1. A VK 2 AOU-féle miniatúr beam

A 20 m-es sávra VK 2 AOU egy különösen könnyen megépíthetõ, rövidített háromelemes iránysugárzót ismertetett, és a részletes méretezési adatokat is mellékelte a leíráshoz.

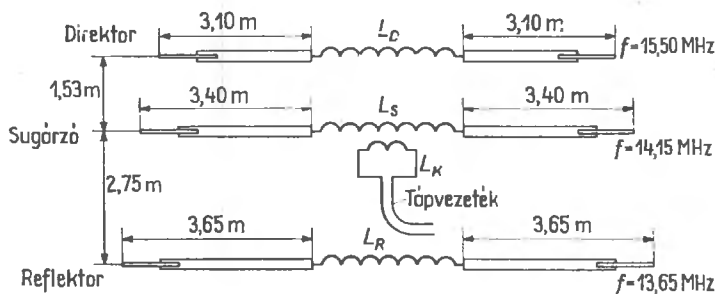
A 20 m-es sávban normális háromelemes Yagi-antennához képest ebben a változatban körülbelül 32 m²-re csökkent a közel 65 m² felületszükséglet. A szokásos méretû kételemes beam antennákkal összehasonlítva, a VK 2 AOU szerinti miniatúr beam kisebb sávzélességgel, de nagyobb hátrasugárzási csillapítással nagyjából ugyanakkora antennanyereséget biztosít. A 17.2. ábrán közöljük a miniatúr beam vázlatos rajzát és a VK 2 AOU által megadott méreteit.

Az egyes antennaelemekre megadott rezonanciafrekvenciák grid dip meter alapján állítandók be, de csak akkor érvényesek, amikor a szokásos magasságban van az antenna. Természetesen nagyon kellemetlen — ha ugyan nem lehetetlen is — a magas tartóárbocra már felszerelt antennát pontosan behangolni. Ezért VK 2 AOU az egész beállítást a földrõl végezte el: súlypontjánál fogva hozzáerõsítette az egész miniatúr beamet egy állólétrához oly módon, hogy körülbelül 180 cm-re legyen a föld felett, és ebben az „üzemi magasságban” hangolta be. Magától értetõdik, hogy az ilyen beállítás során figyelembe kell venni a közeli talajfelület kapacitív hatását. Jól vezetõ agyagtalaj fölött a kisebb frekvenciák irányában közel 300 kHz-cel tolódott el a rezonancia. Ha kisebb a talaj vezetése, valamivel kisebb frekvenciaeltolódásra számíthatunk. Ha magunk is megépítjük magunknak ezt az iránysugárzót, ajánlatos ezen a módon a földrõl elvégezni a beállítást. A grid dip mérõ felhasználásával nagyjából a következõ rezonanciafrekvenciákra állítsuk be a miniatúr beam antennaelemeit:

direktor	15,20 MHz;
sugárzó	13,90 MHz;
reflektor	13,40 MHz.

Egy-egy antennaelem hangolása során ne felejtjük el rövidrezárni a másik két antennaelem hosszabbitsó tekerccsét, hogy ezzel az elhangolással kiküszõbölhessük az antennaelemek kölcsönhatását.

E durvabeállítást követi a tulajdonképpeni finombeállítás. A behangolás során a földrõl egy



17.2. ábra. Háromelemes miniatűr beam a 20 m-es sávra VK 2 AOU szerint:

A hosszabbító tekercesk méretei

$L_D = 9$ menet, a tekercs hossza 6,5 cm, átmérője 6 cm;

$L_S = 11$ menet, a tekercs hossza 8,0 cm, átmérője 6 cm;

$L_R = 10$ menet, a tekercs hossza 7,5 cm, átmérője 6 cm;

$L_K = 3$ menet, a tekercs hossza 5,0 cm, átmérője 10 cm;

(L_K szabadon rátekerkselve az L_S tekercsre).

Az L_D, L_S, L_R tekercesk anyaga legalább 3 mm átmérőjű Al-, Cu- vagy CuAg-huzal.

Az L_K tekercs anyaga legalább 3 mm átmérőjű Cu- vagy CuAg-huzal

adóval a sugárzó rezonanciafrekvenciáján, 13,90 MHz-en gerjesztjük a miniatűr beamet. Ezzel egyidejűleg egy egyszerű térerősségmérőt helyezünk el lehetőleg távol az antennától, de a sugárzó magasságában, és az antennaelemek hosszának vagy a reflektor és a direktor hosszabbító tekercsének kisebb változtatgatásával úgy végezzük el a behangolást a műszer alapján, hogy előre minél nagyobb, hátra pedig minél kisebb mértékű legyen a sugárzás. Megjegyezzük, hogy felesleges teleszkópszerűen képezni ki az antennaelemek végét, mert a hosszabbító tekercesk változtatgatásával (a menetek összenyomásával és széthúzásával) is megfelelő hangolóhatást érünk el.

A 17.2. ábrán közölt méretek gyakorlatilag kipróbált irányértékek. A csövek hosszát a hosszabbító tekercesk egyidejű kisebbítésével növelhetjük; ezáltal kissé megnő az antennanyereség. A hosszabbító tekercesk megnövelésével egyidejűleg lerövidített csövek rontják az antennanyereséget és tovább csökkentik az antenna sávészélességet. Ha az egyes csövek 2,50 m-nél rövidebbek, igen nagy mértékben csökken az elérhető nyereség.

A csövek átmérője 20...40 mm lehet és kizárólag csak a mechanikai szempontoktól függ. A csőátmérővel kapcsolatos elektromos változások nagyon csekélyek, és a behangolással ezeket a hatásokat is kiküszöböljük.

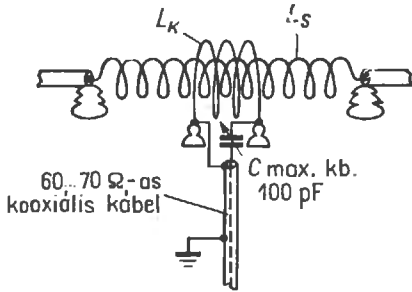
A hosszabbító tekercesk jósági tényezőjének nagyoknak kell lennie. Levegőszigetelést és legalább 3 mm átmérőjű alumínium huzalt alkalmazunk. Az ezüstözött rézhuzal elektromosan jobb ugyan,

de a rézhuzal és a könnyűfém elemek között nem lehetne tartósan jó kötést létesíteni. A nedvesség hatására ugyanis a kötés helyén galvánelem keletkezik, korrodeál a felület, és bizonytalanná válik az érintkezés. A táplált elem hosszabbító tekercsén elhelyezendő L_K csatoló tekercsét rézből készítsük el, mert a hozzá csatlakozó tápkábel is rézvezetőket tartalmaz.

Az irányhatású antennarendszer táplálásához induktív csatolásra van szükség, és a csatoló tekercs megfelelő méretezésével bármilyen típusú és tetszés szerinti hullámellenállású tápvezetőket jól illeszthetünk az antennához. A csatoló tekercs és a hozzá csatlakozó tápkábel visszahat a hosszabbító tekercsre, és egy kissé eltolja a sugárzó rezonanciafrekvenciáját, úgyhogy kissé utána kell állítani a táplált antennaelemet. A VK 2 AOU által az L_K csatoló tekercsre megadott értékek 70 Ω -os szalagvezetékre vagy 70 Ω -os koaxiális kábelre vonatkoznak, de változatlanul megtarthatók akkor is, ha 60 Ω -os a koaxiális kábel. Ha 240 Ω -os szalagvezetőt akarunk használni, meg kell növelnünk a menetszámot. A csatoló tekercs méreteinek kisebb változtatgatásával 1,3-nél kisebbre csökkenthetjük az állóhullámarányt. Az induktív csatolással behozott meddőösszetevőt a 17.3. ábra szerint egy forgókondenzátorral kompenzálhatjuk. Ezáltal egy kissé még tovább csökkenthetjük az állóhullámarányt.

Minden elemet szigetelten kell a tartóállványra szerelni. Fából a 16.15. ábra szerint készíthetünk el megfelelő tartóállványt. Olyan megfelelő köz-

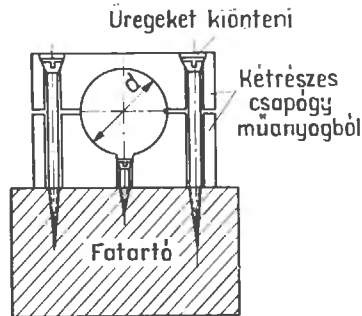
tartó szigetelőket, amelyeket az antennaelemek rögzítéséhez alkalmas csőbilincsekkel is elláthatunk, csak ritkán tudunk beszerezni. Jó rögzítési lehetőséget adnak a nedvességre érzéketlen műanyagból (pl. polietilénből) készített köztámaszok, amelyekkel mint csapágycsészékkel lehet befogni az antennaelemek csövét.



17.3. ábra. A tökéletesített induktív illesztés

Egy ilyen megoldást a 17.4. ábrán láthatunk. A csapágycsésze furata a rögzítendő antennaelem csövének az átmérőjével egyenlő. A jó rögzítés érdekében vonjuk be a csövet a felfekvő felületen két vagy több réteg polietilén fóliával vagy más, hasonló anyaggal. Ezzel egyúttal a szigetelést is javítjuk. A háromelemes miniatűr beam szereléséhez összesen tizenkét ilyen szigetelőbakra van szükség. A 16.15. ábra szerinti tartóállványon megfelelő (2,75 m és 1,53 m) távolságban három, nagy-

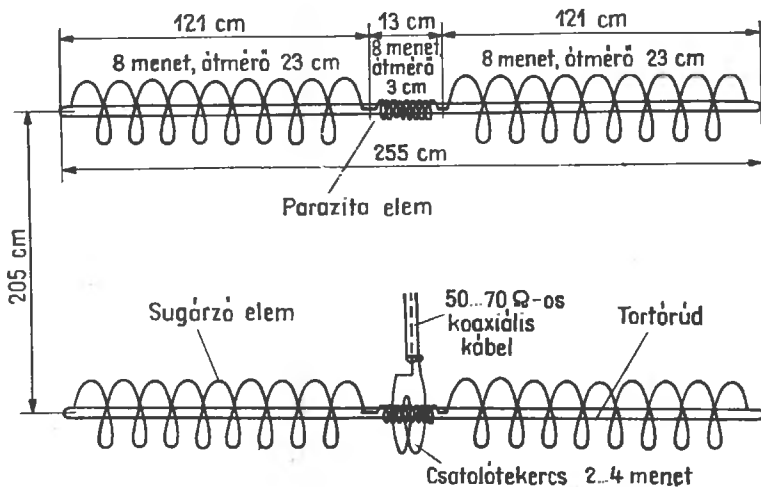
jából 1,50 m hosszú keresztlécet helyezünk el az antennaelemek csövének rögzítéséhez. Az antennatartó faszerkezet hossza 4,30 m.



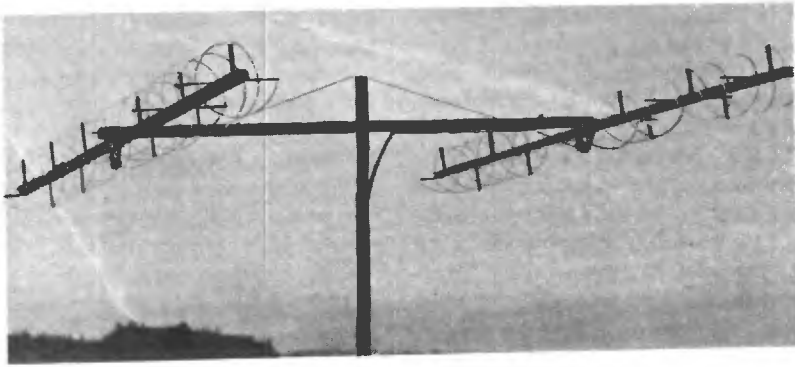
17.4. ábra. Az antennaelemek szigetelt rögzítésére alkalmas tartóbak keresztmetszeti rajza. A d furatot az antennaelemek elkészítéséhez felhasználandó cső átmérőjének megfelelően kell felvenni

17.2. Miniatűr beam W 8 YIN szerint

Ez az elforgatható, kételemes sugárzó a 20 m-es sávban működik, és antennaelemei tekercsek. Ezért hosszirányban mindegyik elem 2,55 m. A W 8 YIN által megadott méreteket a 17.5. ábra, a kész antenna fényképét pedig a 17.6. ábra tartalmazza. A csavarvonal szerű tekercsokat egy vékony rúd körül helyezzük el és szigetelőanyagból készített támokkal rögzítjük. Hogy lehetőleg minél



17.5. ábra. Kételemes miniatűr beam a 20 m-es sávra W 8 YIN szerint



17.6. ábra. A W 8 YIN szerinti irányhatású antenna fényképe

kisebbségek legyenek a vezetővel előidézett veszteségek, vastag huzalt használunk fel erre a célra, és a súly csökkentésére alumíniumot választunk. A vezetés tekintetében az alumínium nem lényegesen rosszabb a réznél. Legalább 4, de inkább 6 mm átmérőjű huzalt vagy minél szélesebb könnyűfém szalagot ajánlunk.

Az antennaelemek távolsága $0,1\lambda$, vagyis körülbelül 2,05 m. A parazita-elem direktorként működik, ennek megfelelően kell behangolni a rendszert.

W 8 YIN adatai szerint nincs méretbeli különbség a sugárzó és a parazita-elem között, úgyhogy az utóbbi tekercseinek kisebb változtatásával állítjuk be a kívánt direktorhatást. A koaxiális tápkábelt induktív csatolással, egy csatoló tekercs beiktatásával csatlakoztatjuk.

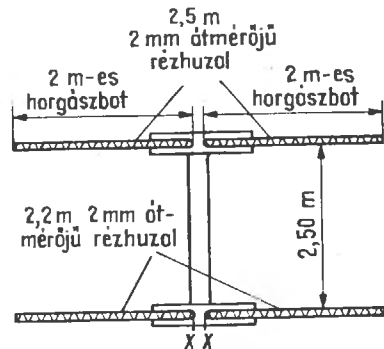
A rendszer előzetes beállításához mindenképpen egy grid dip meter felhasználásával ellenőrizzük a rezonanciafrekvenciát. Ha a táplált antennaelem például 14 100 kHz-en rezonál, a direktor rezonanciafrekvenciáját körülbelül 15 400 kHz-re kell beállítanunk.

Az ilyen nagy mértékben rövidített elemekkel már szó sem lehet róla, hogy a teljes hosszúságú, félhullámú dipólushoz képest valamilyen antennanyereséget érhetünk el. Olyan szükségmegoldás ez az antenna, amely a gyakorlati rádióforgalomban jó hátrasugárzási csillapításánál fogva kedvezőbb az egyszerű normális dipólusnál.

A lehetőségeken belül többé-kevésbé széthúzzhatjuk a tekercseket, úgyhogy hosszabb ágakat kapunk. Ezáltal megfelelő mértékben javulnak az antenna tulajdonságai.

17.3. Horgászbotokból kialakított és elforgatható, rövidített iránysugárzó a 10 m-es sávra

Az előzővel azonos elven különösen könnyű konstrukciót úgy kapunk, hogy a tekercseket üveg-szállal erősített poliésztergyantából gyártott horgászbotokra szereljük. Ez az anyag olyan jó szigetelő, hogy a szükséges meneteket közvetlenül rátekereshetjük. A 10 m-es sávra a 17.7. ábra szerint kialakított kételemes iránysugárzó elemenként két ilyen, egyenként 2 m hosszú horgászbót tartalmaz. Hogy körülbelül 29 MHz-en kapjunk rezonanciát, a táplált antennaelem mindkét botjára egyenletesen rátekereshetjük 2,20 m hosszú 2 m-es rézhuzalt. A reflektor két szárán ugyanilyen módon egyenként 2,50 m huzalt helyezünk el, és az elem geometriai közepén összekötjük egymással a két drótvéget.



17.7. ábra. Horgászbótból kialakított, irányhatású rövidített sugárzó a 10 m-es sávra

A reflektor távolsága 2,50 m legyen, és az XX táppontban ebben az esetben kereken 60Ω impedanciát kapunk. Itt tehát egy 60Ω -os koaxiális kábellel közvetlenül táplálhatjuk a rendszert. A behangoláshoz — mint már elmondtuk — grid dip meter szükséges. Ha csökkenteni kell a frekvenciát, az árammaximum helyén (az antennaelem közepén) kissé összébszorítjuk a tekercset (csökkentjük a menetek közötti távolságot), ellenkező esetben pedig széthúzzuk itt a meneteket. A lehetséges legjobb reflektorhatást a legegyszerűbben

a működő antennán lehet beállítani: az árammaximum helyén úgy toljuk el a meneteket, hogy a térerősségmérő szerint előre a legnagyobb erősítést, hátra pedig a legnagyobb csillapítást kapjuk meg.

Míthogy az antennaelemek a teljes hosszuk körülbelül a négyötödét érik el, a tulajdonságok tekintetében ez az antenna nagyon jól megközelíti a teljes hosszúságú kételemes irány sugárzót. Arra mindenesetre számítanunk kell, hogy az aránylag vékony antennavezetők miatt a rézvesztések nagyobbak lesznek, a sáv szélesség pedig csökken.

18.

Többsávós iránysugárzók

Aki mindegyik DX-sávban elforgatható iránysugárzóval akar dolgozni, annak tulajdonképpen minden sávra külön antennát kell építenie. Ezt a nagy luxust azonban kevés amatőr engedheti meg magának. Ezért mindig megvoltak a törekvések a vízszintes helyzetű és elforgatható iránysugárzók olyan kialakítására, hogy ugyanazt az antennát egyidejűleg két vagy három amatőrsávban lehessen használni. Sikerült is különböző megoldásokat találni e feladat megoldására.

A többsávós antennák között mindenekelőtt két teljesen különböző fajtát kell megkülönböztetnünk. Az egyik csoportba a nem igazi többsávós sugárzók tartoznak. Ezek egyszerűen csak olyan konstrukciók, amelyek egy közös tartószerkezeten több — különböző sávokra méretezett — antennát foglalnak magukban. Egyes megoldások szerint a különböző antennákat ugyanaz a tápvezeték gerjeszti, de a legtöbb esetben megvan mindegyik antennának a maga külön energiavezetéke. E csoport jellegzetes képviselője a forgósávós cubical quad.

Az igazi többsávós antennák egyetlen sugárzó-rendszert tartalmaznak, de ez a rendszer többnyire a soksávú rezgőkörök elvén működve több sávban is rezonál.

Mindkét rendszernek megvannak a maga előnyei és hátrányai.

Az egymásba beskatulyázott antennarendszerekkel ellátott többsávós antennák kissé alaktalanok, de — amennyiben quadantennákról van szó — egyszerű huzalos elemekből állíthatók össze, mindegyik sávban jó hatásfokkal működnek, és a hangolás során nem okoznak nehézségeket. Ezért a házi eszközökkel összeállított többsávós, elfor-

gatható iránysugárzók között egyre több a háromsávós quadantenna.

A valódi többsávós, elforgatható iránysugárzók a mechanikai és elektromos pontosság szempontjából részben nagyon igényesek. Általában csak egy amatőrsávban érik el éppen az egyébként egyenértékű, de teljes hosszúságú egysávós antenna hatásfokát, a többi sávon többé-kevésbé alulmarad a teljesítményük. E valódi többsávós antennákban sokszor megtalálhatók az előbbi, 17. fejezetben ismertetett hosszabbító tekercesek, lineáris hosszabbító elemek és zárókörök. Szintén előidéznek járulékos veszteségeket, úgyhogy semmilyen kétségünk nem lehet aziránt: a valódi többsávós antennák minden esetben egy többé vagy kevésbé értelmes kompromisszumos megoldást képviselnek. Az is igaz azonban, hogy csekély helyszükségletük miatt sokszor az egyedüli antennák, amelyek egyáltalán összeállíthatók az eredményes DX-forgalomhoz. A tapasztalt rádióamatőr azt is jól tudja, hogy a DX-összeköttetések létrehozásában nem annyira a névleges antennanyereség számít, hanem sokkal inkább a teljes sugárzási jelleggörbe, ezen belül pedig nagy szerepe van a függőleges emelkedési szögnek.

18.1. G 4 ZU háromsávós, elforgatható iránysugárzója

A G 4 ZU által kidolgozott háromsávós beam a csekély mechanikai ráfordítások, egyszerű behangolási lehetőségek és nagy teljesítőképesség szempontjából bizonyára a legkedvezőbb megoldás.

dású valódi többsávós antennák közé tartozik. Ez az elforgatható irány sugárzó Angliában Panda Beam néven mint gyári termék kerül forgalomba, és nagy népszerűségnek örvend.

18.1.1. A táplált antennelem

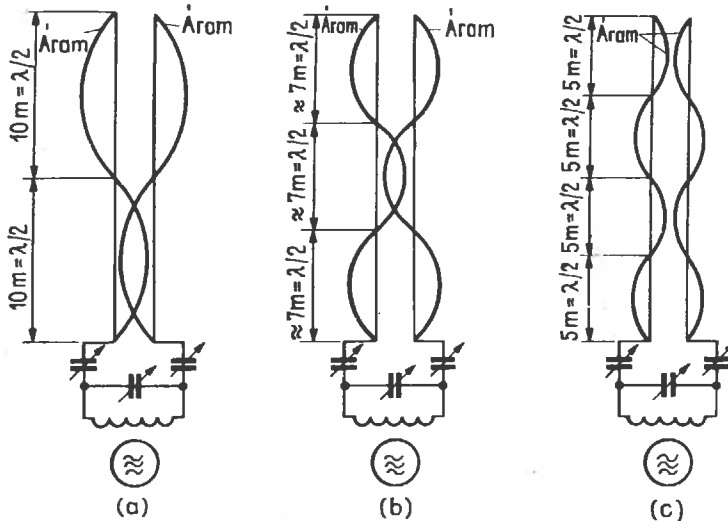
Az ebben az esetben alkalmazott gerjesztési mód a Yagi-rendszerekben általában nem található meg: itt ugyanis egy hangolt vezetéken keresztül kap táplálást az antenna. Működésének megértéséhez képzeljük el mindenképp egy 20 m-es kéthuzalos Lecher-vezeték áramviszonyait (18.1. ábra). Mint a berajzolt árameloszlási görbéken látjuk, a Lecher-vezeték rezonanciahossza 20 m-en kétszer $\lambda/2$, 15 m-en háromszor $\lambda/2$, 10 m-en pedig négyszer $\lambda/2$. A különböző hullámhosszakon egy univerzális hangoló készülékkel lehet kiegyenlíteni a kisebb mérrethibákat.

Ha e vezeték felső végét derékszögben széthajlítjuk, a rezonanciahelyzet nem változik meg, de a széthajlított vezeték rész most már kisugározza a bevezetett nagyfrekvenciás energiát, vagyis átalakult sugárzóvá (18.2. ábra). A 18.1. és a 18.2. ábrán nem egészen pontos az árameloszlás ábrázolása, mert a hangoló készülékkel mindig pontosan rezonanciába lehet hozni az egész rendszert. Ily módon a tápvezeték talppontjában nincs mindig pontosan csomópontja az áramnak. Hogy jobb áttekinthetést adjunk a viszonyokról, ezt a körül-

ményt nem vettük figyelembe. Mint a 18.2. ábrán jól megfigyelhetjük, a megrajzolt esetekben mindenhol elérhető a rezonancia, bár a széthajlított vezeték szakasz önmagában nincs rezonanciában az üzemi frekvencián. A sugárzó egy része mintegy ott rejtőzik a tápvezetékben. Ezzel kapcsolatban számítanunk kell a sugárzási teljesítményben bizonyos veszteségre, különösen ha a széthajlított, sugárzó szakasz sokkal rövidebb $\lambda/2$ -nél.

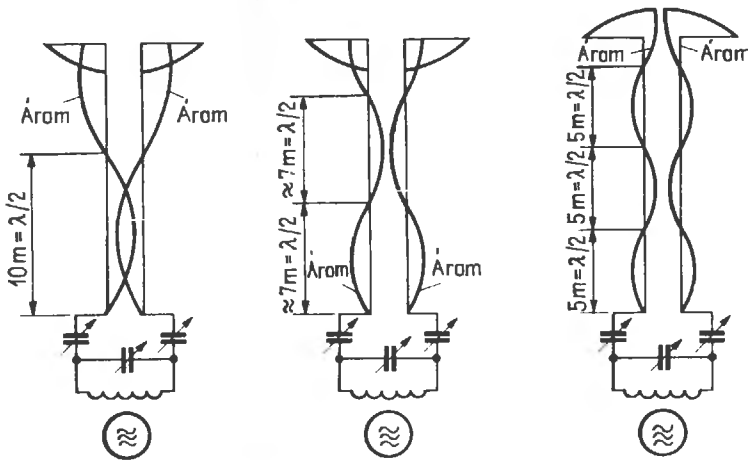
A gyakorlatban úgy méretezzük a táplált antennelemet, hogy $2 \cdot 3,65$ és $2 \cdot 3,85$ között legyen a hossza, és ezzel a félhullámú rezonancia közelébe kerülünk a 15 m-es sávban. A hangolt tápvezeték hosszára ekkor még éppen 16,5 m jut, és a pontos rezonanciát az energiavezeték talppontjában elhelyezett hangoló készülékkel állítjuk be.

A tápvezetéknek minél kisebb veszteségűnek kell lennie, hullámellenállása 300 és 600 Ω között lehet. Célzerű ezért kéthuzalos, légszigetelésű vezetékkel („létrát”) venni. Ultrarövid hullámú szalagvezeték is megfelel, de nagyobb veszteséget okoz. Ez esetben a rövidülési tényezőt is figyelembe kell venni (ez körülbelül 0,80, úgyhogy a vezeték hossza kerekén 13,50 m lesz). A forgatható antenna és a rögzített kéthuzalos tápvezeték között hajlékony kapcsolatra van szükség, ezért egy rövid, 300 Ω hullámellenállású szalagvezetékot iktatunk be. A rövidülési tényező eltérését és ezzel kapcsolatban az elektromos vezeték hossz megváltozását a hangoló készülékkel többnyire ki lehet egyenlíteni.



18.1. ábra. A 20 m hosszú, kéthuzalos vezeték:

(a) kétszer $\lambda/2$ szerint gerjesztve (a hullámhossz körülbelül 20 m); (b) háromszor $\lambda/2$ szerint gerjesztve (a hullámhossz körülbelül 15 m); (c) négyszer $\lambda/2$ szerint gerjesztve (a hullámhossz körülbelül 10 m)



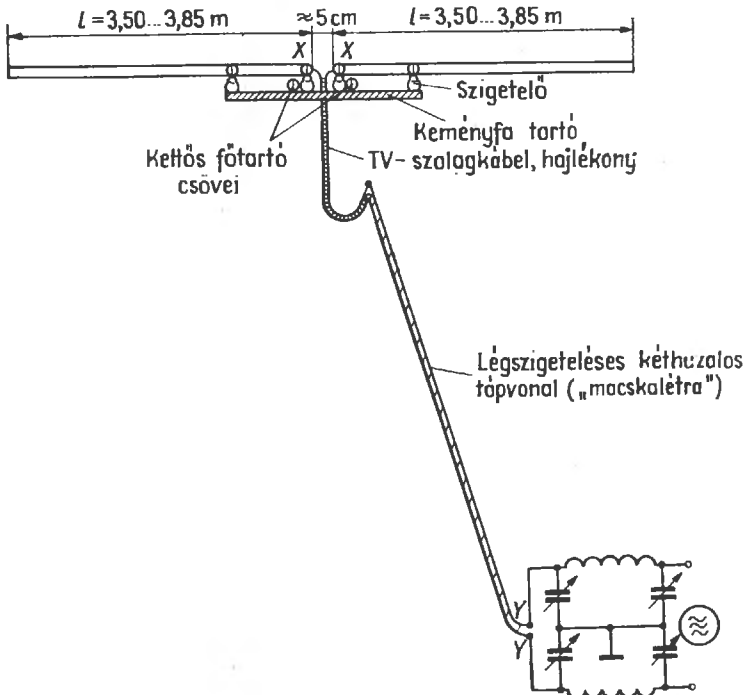
18.2. ábra. A 20 m-es Lecher-vezeték átalakítása a végeknek 3,50 m hossz mentén való széthajlításával:

(a) gerjesztés 20 m hullámhosszon (14 MHz frekvencián); (b) gerjesztés 15 m hullámhosszon (21 MHz-en); (c) gerjesztés 10 m hullámhosszon (28 MHz-en)

Jobban függetleníthetjük magunkat a hangolt tápvezeték hosszától, ha az energiavezeték talpontját a 18.3. ábra szerint egy szimmetrikus Collins-szűrőn keresztül kötjük össze a végfokozat tankkörével. Az ilyen aluláteresztő szűrő azonkívül hogy lehetővé teszi az egész rendszer egyszerű

és pontos behangolását, egyúttal elfojtja a félhullámokat. Ennek az utóbbi hatásnak különösen a többsávú antennákban van nagy jelentősége, mert az ilyen antennák a félhullámokra is rezonálnak.

A 18.3. ábrán egy G 4 ZU-féle háromsávú beam

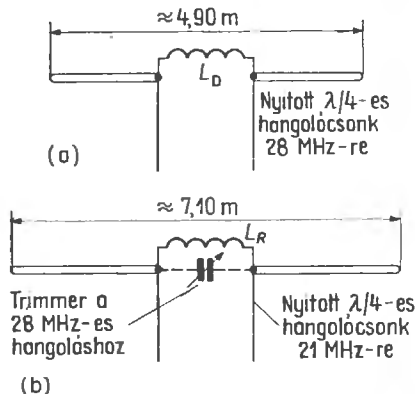


18.3. ábra. A G 4 ZU szerinti elforgatható, irányhatású antenna táplált elemének kialakítása

táplált antennaelemét, mechanikai szerelését és tápvezetékét rajzoltuk meg. Sugárzó szakasza a 15 m-es sávban valamivel hosszabb a hullámhossz felénél, a 10 m-es sávban megegyezik egy rövidített egészhullámú dipólus hosszával, a 20 m-es sávban pedig rövidített félhullámú elem módjára működik. Talpponti impedanciája az XX pontokban ezért nagymértékben függ az üzemmódtól, és jelentős a meddőösszetevője. Ezért hangolt tápvezeték kell itt alkalmazni.

18.1.2. A többsávú parazita-antennaelem

A 18.4.(a) ábrán látható direktor a beiktatott hosszabbító tekercs és ezzel kapcsolatban egy nyitott negyedhullámú vezeték alkalmazásával egyidejűleg két sávban, 21 és 28 MHz-en képes direktorként viselkedni. Teljes hossza a 10 m-es sávra



18.4. ábra. Többsávú parazita-elemek
(a) direktor 21 MHz-re és 28 MHz-re; (b) reflektor 14 MHz-re és 28 MHz-re

elvégzett méretezés szerint 4,90 m. A geometriai közepén beiktatott L_D tekercs elektromos hosszabbítást okoz, úgyhogy a 15 m-es sávban is megvan a direktorhatás. Mármost a 10 m-es sávra ki kell iktatni ezt a tekercset, de ugyanakkor a 15 m-es sávban meg kell tartani hatását. Ezt úgy érjük el, hogy ezzel az L_D hosszabbító tekercssel párhuzamosan kapcsolunk egy nyitott kéthuzalos vezeték, amelynek elektromos hosszát a 28 MHz-nek megfelelő negyedhullámú rezonanciára állítottuk be.

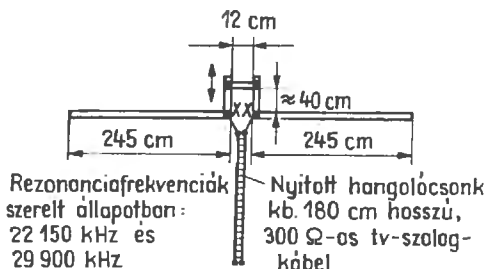
Az 5.29. ábrán megfigyelhettük, hogy a nyitott negyedhullámú vezeték mint soros rezgőkör hat. Mint tudjuk, a soros rezgőkör ellenállása a rezonanciafrekvencián nagyon kicsi, minden más frek-

vencián viszont roppant nagy, és többé-kevésbé lezár. Úgy is mondhatjuk tehát, hogy ez az áramkör a rezonanciafrekvenciáján rövidzárnak tekinthető, minthogy pedig párhuzamosan van kapcsolva az L_D hosszabbító tekercssel, a 28 MHz frekvencián nem érvényesülhet a hosszabbító hatás. A 15 m-es sávban viszont a nyitott csomak rövidebb a negyedhullamnál, tehát az 5.29. ábra szerint mint kapacitás működik, és csak a hosszabbító tekercs méretezésében kell figyelembe venni. Itt tehát ez a nyitott negyedhullámú csomak olyan átkapcsoló, amely frekvenciaszelektív voltával és automatikus működésével lehetővé teszi a direktor két-sávú üzemet.

Ugyanilyen eredménnyel egy $\lambda/4$ -nél elektromosan rövidebb, zárt kéthuzalos vezeték is helyettesítheti a hosszabbító tekercs inductivitását (5.29. ábra). Ebben az esetben a G 4 ZU-beam direktorát kapjuk meg (18.5. ábra).

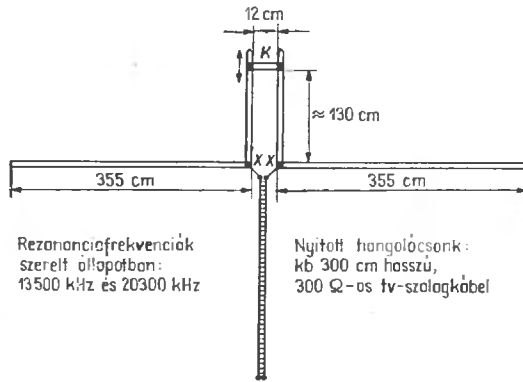
A 18.4.(b) ábrán látható, kerekén 7,10 m hosszú reflektor a nagyjából 20 MHz-re méretezett negyedhullámú csomakkal együtt a 15 m-es sávban tölti be a reflektor szerepét. Az L_R hosszabbító tekercs a 20 m-es sávban hoz létre rezonanciát. Ily módon a negyedhullámú csomak a 21 MHz-es üzemben elektromosan rövidrezárja az L_R hosszabbító tekercset, mint ahogyan a direktorral kapcsolatban is láttuk. A 14 MHz-en gerjesztett rendszerben kis kapacitív terhelést okoz a nyitott csomak, és hatékonyává válik a hosszabbító tekercs. 28 MHz-en is még jó reflektorhatást kapunk, bár ebben a tartományban túlságosan hosszú a reflektor. Arra nincs feltétlenül szükség, hogy rezonanciára legyen hangolva a reflektor, ha elektromosan hosszabb a táplált antennaelemnél (ilyen például a reflektorral is). Ebben az elrendezésben is azonban megvan a lehetőség, hogy a soksávú reflektorelemet mint kettős reflektort rezonanciára hangoljuk a 28 MHz frekvencián.

Úgy érjük el ezt, hogy a 18.4.(b) ábra szerint a hosszabbító tekercssel párhuzamosan kapcsol-



18.5. ábra. A G 4 ZU-beam direktora

juk a szaggatott vonalakkal megrajzolt trimmert. A nyitott negyedhullámú csonc ($f_{res} = 20$ MHz) most induktivitásként viselkedik a 28 MHz-en, mert elektromos hossza itt kisebb $\lambda/4$ -nél. Ezzel az induktivitással párhuzamos a hosszabbító tekercs L_R induktivitása, a teljes eredő induktivitás tehát nagyon kicsi (Kirchhoff-törvény!), és a trimmer megfelelő beállításával párhuzamos rezonanciát érhetünk el 28 MHz-en, amikor is a dipólus mindkét ága egy-egy hangolt reflektorral alakul át. Általában azonban nem szokás kihasználni ezt a lehetőséget, mert a behangolás valamivel bonyolultabbá válik, ugyanis itt a hosszabbító tekercset is kell módosítani. Különösebb hangolás nélkül is kapunk azonban reflektorhatást 28 MHz-en, és a reflektor hatásfokának kis javulása semmilyen összefüggésben nincsen a kiegészítésként elvégezhető behangolással.



18.6. ábra. A G 4 ZU-beam reflektora

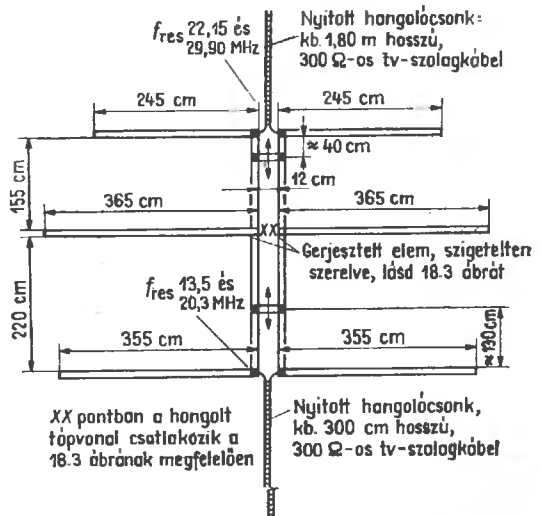
A reflektorelemben rövidrezárt csonc is helyettesítheti a hosszabbító tekercs induktivitását, akárcsak a G 4 ZU-rendszerben (18.6. ábra). Hossza körülbelül 130 cm, és a változtatható helyzetű rövidzárral úgy állítjuk be, hogy 13,5 MHz legyen a rezonanciafrekvenciája. A nyitott negyedhullámú csoncot 20,3 MHz rezonanciafrekvenciára kell méretezni. Az utóbbi 20,3 MHz, 14,778 m hullámhossznak felel meg, a negyedhullám tehát kerekén 3,70 m. Minthogy a nyitott csoncot 300 Ω -os ultrarövid hullámú szalagvezetékkel készítettük el, a rövidülési tényezőt 0,80... 0,82 értékkel kell behelyettesíteni, és ebből azt kapjuk, hogy a megfelelő geometriai vezetékhozz körülbelül 3 m. Más típusú vezetékkel mindig a megfelelő rövidülési tényezőt kell figyelembe venni. A rezonanciafrekvenciát egy

grid dip mérő felhasználásával egyszerűen és gyorsan meghatározhatjuk.

Hasonló viszonyokat kapunk a 18.5. ábra szerinti kétsávú direktorra is. Ebben az esetben a csak mintegy 40 cm hosszú, zárt csonkkal 22,15 MHz rezonanciafrekvenciát állítunk be, a nyitott csonknak viszont 29,9 MHz-en kell negyedhullámú rezonanciában lennie. Minthogy azonban a 10 m-es sávban a direktorhatás szempontjából kissé hosszú az egyenes direktorelem, az elektromos $\lambda/4$ -nél rövidebbre kell venni a nyitott negyedhullámú csoncot, mégpedig annyira, hogy az összekapcsolt rendszer együttesen 29,9 MHz-en jöjjön rezonanciába. Itt 180 cm a csonc hossza, és 0,80 rövidülési tényező figyelembevételével 225 cm elektromos hossz adódik.

18.1.3. A G 4 ZU-beam teljes elrendezése

A 18.7. ábrán a teljes G 4 ZU-beam látható. Ebben a megoldásban körülbelül 12 cm-re átmenő tartócsöveket alkalmazunk, és ezek a csövek alkotják egyúttal a reflektor és a direktor zárt csoncját is. A táplált antennaelem el van szigetelve ezektől a párhuzamos tartócsövektől, ahogyan a 18.3. ábrán is látjuk. Az is látható viszont az ábrán, hogy a reflektor és a direktor fémesen csatlakozik a csövekhez. Azt is megtehetjük persze, hogy fából készítünk tartókeretet, és a zárt csoncokat könnyűfém csövekből vagy szalagokból készítjük el. A szalagvezetékkel készített nyitott csoncok szabadon fűgnek a rajzon, de mindezen hátrányos követke-



18.7. ábra. A G 4 ZU háromsávú beam-je

mény nélkül be is tolhatók egy nyitott csővégbé. Így jobban ellenállnak az időjárás viszontagságainak, és nem láthatók. A kiegyenlítést ilyen körülmények között ebben az állapotban is el kell végezni.

A 20 m-es sávban nem érvényesül semmilyen direktorhatás, az antenna ilyenkor rövidített kételemes irány sugárzóként működik. Minthogy a reflektor távolsága ebben az üzemmódban kerekén csak $\lambda/10$, a hangolás nehézségekre utközik; a sávzélesség és az antennanyereség kisebb a teljes hosszúságú és nagyobb reflektortávolságú kételemes beam megfelelő értékeinél.

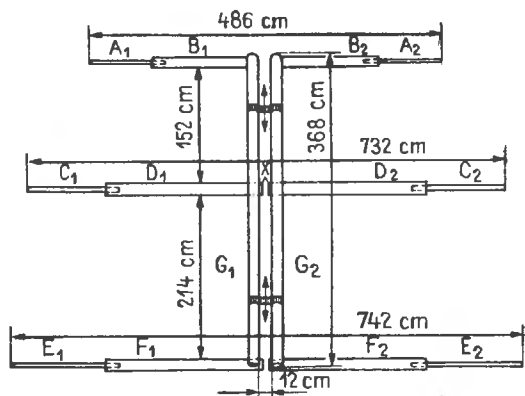
A 15 m-es sávban három elemmel működik a G 4 ZU-beam. Az antennaelemek távolsága normális méretezésnek felel meg, ezért kerekén 6 dB antennanyereségre és a szokásos háromelemes Yagi-antennák minden további jellemzőjére is számíthatunk.

A legkedvezőbb tulajdonságokat azonban a 10 m-es sávban éri el a G 4 ZU-beam, mert ezeken a frekvenciákon hosszabbított elemekkel működik. Az antennanyereség körülbelül 7 dB-t érhet el. A 10 és 15 m-es üzemben nem olyan kényes a beállítás, mint 20 m-en.

18.1.4. Biztonságosan megépíthető háromsávos beam

A 18.8. ábrán egy kipróbált G 4 ZU-féle beam vázlatos felépítését és méreteit látjuk. Egy gyári készítésű, bevált antenna méreteiről van itt szó.

Mechanikai okokból egy vastagabb és egy vékonyabb csőre oszlik fel a dipólus két fele. A könnyűfém csövek méreteit itt úgy állapítjuk meg, hogy



18.8. ábra. Egy kipróbált, háromsávos G 4 ZU-beam méretei

teleszkópszerűen be lehessen tolni a vékonyabb külső csövet a vastagabb belső csőbe. Ezáltal nemcsak a súly, hanem a széll ellenállás is csökken, és javul a mechanikai stabilitás. Hogy milyen mélyen kell egymásba tolni a csöveket, ez minden egyes elemre vonatkozólag a teljes hosszükterjedéstől függ.

A szükséges csőméretek a következők:

$A_1, A_2 = 18$ mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú, egyenként 125 cm hosszú duralumínium cső;

$B_1, B_2 = 22$ mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 125 cm hosszú duralumínium cső;

$C_1, C_2 = 18$ mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú, egyenként 175 cm hosszú duralumínium cső;

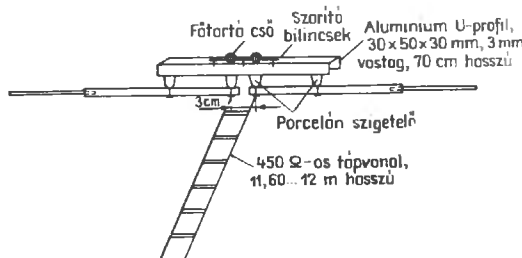
$D_1, D_2 = 22$ mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 200 cm hosszú duralumínium cső;

$E_1, E_2 = 18$ mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú, egyenként 185 cm hosszú duralumínium cső;

$F_1, F_2 = 22$ mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 200 cm hosszú duralumínium cső;

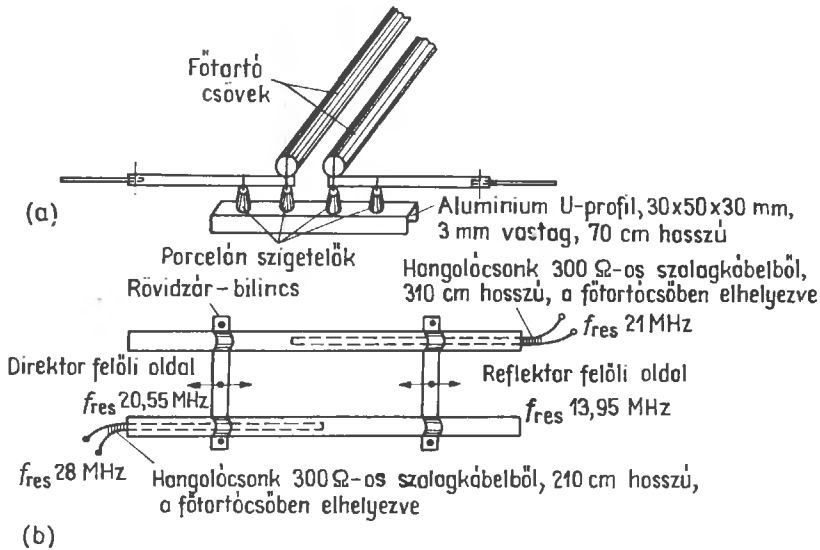
$G_1, G_2 = 30$ mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 368 cm hosszúságú duralumínium cső.

Mindhárom elem közepén meg van szakítva; a reflektor és a direktor fémesen csatlakozik a tartócsövekhez. A táplált antennaelem és a tartócső között, mint a 18.9. ábrán látjuk, szigetelésre van



18.9. ábra. Táplált antennaelem és tápvezetéke

szükség. Az elemek mechanikai tartójaként egy-egy U szelvényű, 70 cm hosszú könnyűfém idom szolgál, ezekhez kell hozzáerősíteni megfelelő támszigetelők közbeiktatásával az antennaelemeket (18.9. és 18.10. ábra). Az antennatartó két párhuzamos duralumínium cső, hosszuk egyenként 368 cm. A rendszer súlypontja körülbelül 170 cm-



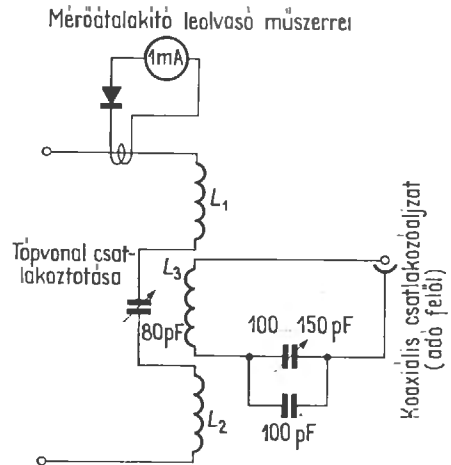
18.10. ábra. A parazita-antennaelemek szerkezeti felépítése és hangolása: (a) szerkezeti részletek a reflektorhoz és a direktorhoz; (b) a boom és hangolócsonkok

re van a tartóerő — a boom — direktoroldali végétől, itt kell hozzáerősíteni a függőleges tartóoszlophoz. A párhuzamos tartócsövekre szerelt két rövidzár zárt induktív csonkká alakítja át a külső szakaszokat. A szalagvezetékéből kialakított, nyitott negyedhullámú vezetékdarabok a 18.10.(b) ábra szerint be vannak tolvaa tartócső belsejébe. Minden további szerkezeti részlet a 18.9. és a 18.10. ábrán jól kivethető.

A rendszer beállításához feltétlen szükséges egy grid-dip meter. A párhuzamos csövekből álló tartó elkészítése után a 18.10.(b) ábra szerint betoljuk a két nyitott szalagvezetékes csontot a tartócsőbe. A kiálló vezetékvégekhez csatoljuk a grid-dip meter tekercsét, és megállapítjuk a nyitott csont rezonanciafrekvenciáját. E frekvencia előírt értéke a direktoroldali csonton pontosan 28 MHz, a reflektoroldalin pedig 21 MHz. Miután a szalagvezetékes csontok megfelelő hosszabbításával vagy rövidítésével már megkaptuk ezt a rezonanciaállapotot, a csövek belsejében kis faékekkel rögzítjük a vezetékvégeket, majd kitézéssel vízmentesen lezárjuk a csöveket. Csak ha mindez megvan, csavarozhatjuk az antennaelemeket az antennatartóhoz. A korrózióállóság szempontjainak megfelelően csak kadmiumozott vagy horganyozott, esetleg más megfelelő felületi védelemmel ellátott anyákat és csavarokat használjunk fel erre a célra.

A támszigetelők esetleges mechanikai feszültségeinek kiegyenlítése végett ajánlatos kis bőrkari-

kát tenni alájuk a rögzítési helyeken. A nyitott szalagvezetékes csontok kinyúló végét fémesen összekötjük a direktorral, illetve a reflektorral. Most körülbelül 2 m-rel felemeljük a talaj fölé az egész rendszert, hogy további beállításokat végzhessünk el rajta. A grid-dippet a tartócsövekből kialakított, zárt csonkhoz csatoljuk. A csövek mentén eltolható rövidzárak megfelelő beállításával el kell érni, hogy a direktoroldalon 20,55 MHz,



18.11. ábra. Hangolókészülék a G 4 ZU-beamhez: L_1 és L_2 = négy-négy menet 1,5 mm-es rézhuzalból; L_3 = három menet 1,5 mm-es rézhuzalból. A tekercsek tekercstest nélkül készülnek, átmérőjük 40 mm

a zárt reflektorcsonton pedig 13,95 MHz legyen. Ezzel befejeztük a durvabeállítást, és most már a végleges helyén állíthatjuk fel az antennát. Itt még egy utolsó finombeállításra van szükség, de most már csak kismértékben változtatgatjuk az eltolható rövidzárok révén a zárt csontokat. E fázdozások eredményét egy távolabb felállított térorösségmérő mutatójának kitérése alapján hetjük meg.

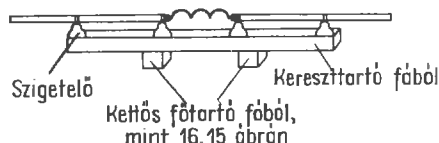
A sugárzóelem nem tesz szükségessé semmilyen behangolást, mert önmagában nem rezonál, csak a hangolt tápvezetékkel együtt jön rezonanciába. A tápvezeték egy 450Ω hullámellenállású és 11,60...12 m hosszú „létra” képviseli. A hangoláshoz egy bevált, kis ellenállású és aszimmetrikus adókimenetnek (koaxiális kimenetnek) megfelelően méretezett megoldást a 18.11. ábrán látunk.

18.1.5. Az átalakított G 4 ZU-beam

Mint a 18.4. ábrán már megfigyelhettük, a G 4 ZU-beam reflektorának és direktorának zárt vezetékcsontja az elektromos hatékonyság rontása nélkül egy tekercsel is helyettesíthető. Ekkor megtakaríthatjuk a párhuzamos csöveket, és egy faállványra szerelhetjük az elemeket (például a 16.15. ábra szerint). A tekercs mindenesetre nagyobb veszteségeket okoz, mint a vastag csőből elkészített csont. Az állandó időjárási hatások következtében instabilak a tekercs mechanikai és elektromos tulajdonságai, ami további bizonytalansági tényezőket

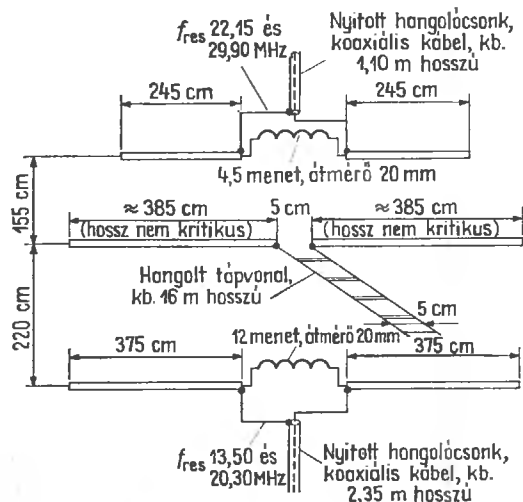
okoz, és egyértelműen a zárt csont alkalmazása mellett szól. Ennek ellenére egyes esetekben előnyösebb lehet a 18.12. ábra szerint elkészíteni a G 4 ZU-beam tekercsét.

Az érdekesség ebben az esetben a két nyitott csont, amelyet koaxiális kábélből alakítunk ki, majd betolunk az antennaelemek nyitott csövébe. A koaxiális kábélből kialakított csontok azonban nem jellemzők erre a változatra, hiszen az egyébként szokásos szalagvezetékes csontok helyén minden G 4 ZU-beamben felhasználhatók (a rövidülési tényező figyelembevételével!). Ha nem akarjuk betolni a koaxiális csontokat az antennaelemek csövébe, megfelelő bilincsekkel a fa tartószerkezethez kell erősíteniük őket.

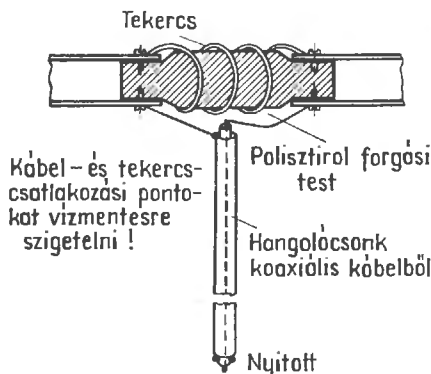


18.13. ábra. Szerkezeti megoldás a 18.12. ábra szerinti G 4 ZU-beam antennaelemek rögzítésére

Magukat az antennaelemeket a 18.13. ábra szerint keményfa kereszttartó közvetítésével lehet hozzáerősíteni a fa tartószerkezethez. Megfelelő támszigetelők hiányában egyszerű tartóbakokat készíthetünk a 17.4. ábra szerint. A 18.14. ábrán egy gyakorlati megoldást ismertetünk a reflektor és a direktor középső részének kialakítására. A tekercs polisztirol szigetelőtestre egyúttal mechanikai kapcsolatot létesít az antennaelemek két fele között. Polisztirol helyett bármilyen más, jó minőségű műanyag is felhasználható, ha nem vesz fel nedvességet (például polietilén, poliakril stb.).



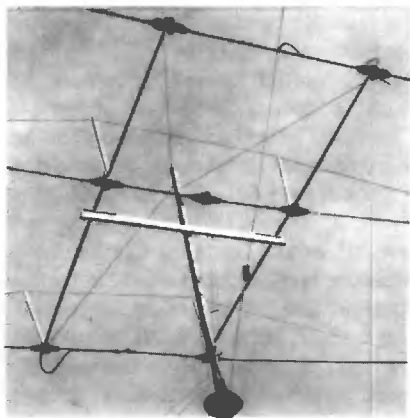
18.12. ábra. Az átalakított G 4 ZU-beam



18.14. ábra. A reflektor és a direktor középső részének kialakítása

A novotext, ez a szövetbetétes műanyag volna mechanikailag a legstabilabb megoldás, a veszteségek szempontjából azonban általában nem kielégítő, hiszen a tekercsben nagy jósági tényezőre van szükség.

A 18.15. ábrán látható, különösen karcsú és könnyű G 4 ZU-beam konstrukciója a 18.12. ábrát követi. Súlya csak 15 kg, megépítője DM 2 AKN. A két tartócső közötti távolság 175 cm.



18.15. ábra. A G 4 ZU-beam könnyű változata DM 2 AKN szerint

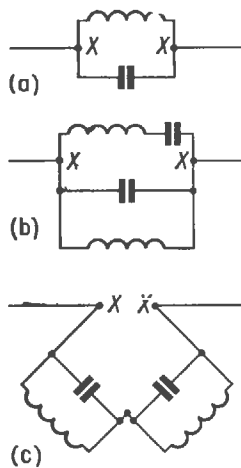
Ezek a csövek ezért itt nem mint zárt csövek működnek, hanem egyszerűen csak a mechanikai stabilizálást szolgálják. Számos feszítőelem javítja a szilárdsági viszonyokat. Az antennaelemeket a VEB Antennenwerk (Bad Blankenburg) sajtolt rögzítőelemeivel lehet szigetelten hozzáerősíteni a tartócsövekhez. (Ebben a kivitelezésben már nem kaphatók az elemek.) A koaxiális kábeltől kialakított csövek jól felismerhetők; az antennaelemek mentén vezetjük végig őket az egyik tartócsőig.

18.2. A háromsávú VK 2 AOU-beam

A G 4 ZU-beam parazita-elemei csak két frekvencián rezonálnak. Rögtön felvetődik a kérdés, hogyan lehetne mindegyik elemet három sávon működtetni. Néhány meggyőző kísérlettel VK 2 AOU bebizonyította, hogy a soksávú áramkörök mintájára egy harmadik rezgőkör hozzáadásával megkapható a kívánt harmadik rezonancia is. Ez a harmadik rezgőkör tetszés szerint soros vagy párhuzamos kapcsolású lehet.

A 18.16. ábrán párhuzamos rezgőkörrel ellátott kétsávú antennaelemet láthatunk. A 18.16.(b) ábra szerint párhuzamosan kapcsolunk vele egy soros rezgőkört, és ezzel megkapjuk a három rezonanciafrekvenciát. Ugyanezt a hatást érjük el a 18.16.(c) ábra szerinti kapcsolásban is, amelyben két párhuzamos rezgőkört sorbakapcsolunk és az XX pontokhoz csatlakoztatunk. Ez esetben is minden kapacitást egy megfelelő hosszúságú nyitott csont, minden induktivitást pedig egy-egy megfelelő hosszúságú zárt csont állíthat elő. VK 2 AOU azonban forgókondenzátorokat és tekercseket használt fel erre a célra, hogy minél jobban lehessen behangolni a rendszert, és hogy minél kisebb legyen a mechanikai ráfordítás.

Az induktivitás- és kapacitásértékeket aligha lehetne előre kiszámítani, mert az egyes alkatrészek minden kis változtatgatása kihat az egész komplexumra. A megfelelő értékeket és beállításokat a leggyorsabban próbálgatásokkal kapjuk meg. Ehhez egy grid dip mérő szükséges.

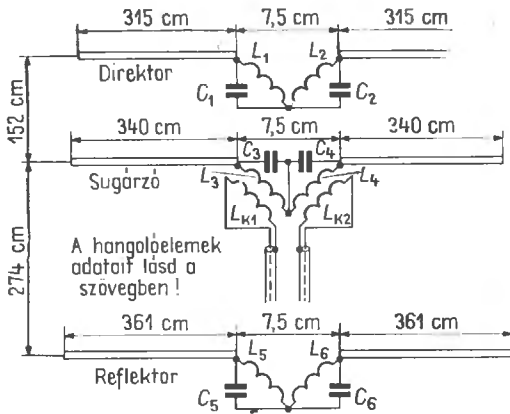


18.16. ábra. Soksávú elemek

VK 2 AOU egy olyan háromsávú beamet dolgozott ki, amely mindhárom sávban három elemmel vesz részt, és a tápláláshoz tetszés szerint lehet bármilyen illesztett vezetékkel felhasználni. Két tápvezetékre van szükség. Az egyik a 10 m-es sávban táplálja az antennát, a másikkal viszont 15 és 20 m-en gerjeszthetünk. VK 2 AOU pontos és mindenre kiterjedő adatai alapján és lelkiismeretes munkával feltétlenül jó eredményeket lehet elérni az antenna megépítésében.

A háromsávú beam VK 2 AOU miniatűr beam-jéből (lásd a 17.1. alfejezetet) származik. Az antennaelemek méretei és a távolságok változatlanul

megmaradtak; a különbség mindössze az, hogy a hosszabbító tekercsek helyét párhuzamos rezgőkörök vették át. A VK 2 AOU-féle háromsávós beam szerkezeti felépítését a 18.17. ábrán mutatjuk be.



18.17. ábra. A háromsávós VK 2 AOU-beam

18.2.1. Az egyes részek méretezése

A 18.17. ábrán megrajzolt áramkörti elemek adatai a következők:

Direktor

- L_1 tekercs — 4 menet; a tekercs hossza 4,5 cm, átmérője 4 cm.
- L_2 tekercs — 6 menet; a tekercs hossza 7 cm, átmérője 4 cm.
- C_1 kondenzátor — a középérték kb. 65 pF.
- C_2 kondenzátor — a középérték kb. 100 pF.

A táplált antennaelem

- L_3 tekercs — 5 menet; a tekercs hossza 5 cm, átmérője 4 cm.
- L_4 tekercs — 7 menet; a tekercs hossza 4,5 cm, átmérője 4 cm.
- L_{K1} tekercs — 2 menet; tekercstest nélkül az L_3 tekercsen (csatoló tekercs a 10 m-es sávban 60 Ω hullámellenállású, tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábelekhöz).
- L_{K2} tekercs — 3 menet; tekercstest nélkül az L_4 tekercsen (csatoló tekercs a 15 és a 20 m-es sávban 60 Ω -os, tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábelekhöz).

- C_3 kondenzátor — középértékben kb. 62 pF.
- C_4 kondenzátor — középértékben kb. 85 pF.

Reflektor

- L_5 tekercs — 6 menet; a tekercs hossza 4,7 cm, átmérője 4 cm.
- L_6 tekercs — 8 menet; a tekercs hossza 6 cm, átmérője 4 cm.
- C_5 kondenzátor — középértékben kb. 60 pF.
- C_6 kondenzátor — középértékben kb. 70 pF.

A kivezetések hossza mindegyik tekercsen 5 cm, a kondenzátorokon 10 cm.

Az L_{K1}, L_{K2} csatoló tekercsek méretei csak irányértékek, ha a tápvezeték 60...70 Ω hullámellenállású koaxiális kábel. Az ennél nagyobb hullámellenállású energiavezetékhez megfelelően megnövelt menetszámú L_{K1}, L_{K2} tekercsek szükségesek.

Mindegyik antennaelemhez úgy kell elhelyezni a tekercseket, hogy minél kevésbé befolyásolhassák egymást. Ezért a két tekercs tengelye, mint ahogyan a 18.17. ábrán is látjuk, derékszöget zár be egymással. VK 2 AOU 4 mm átmérőjű huzalból tekercstest nélküli stabil tekercseket készített. A teljes antenna mechanikai felépítésére értelemszerűen alkalmazhatjuk a VK 2 AOU-féle miniatűr beamről elmondottakat (a 17.1. alfejezetben). A mintaantennában 21 mm átmérőjű dúralumínium csőből készültek az antennaelemek, a gyakorlatban azonban csak az a fontos, hogy a mechanikai követelmények szempontjából megfelelő átmérőjű és fajtájú csövet válasszunk.

18.2.2. A hangolás

Mindenekelőtt az egyes antennaelemeket a grid-dip mérővel rá kell hangolni az előzetesen kiszámított rezonanciafrekvenciákra. Mínt hogy a grid-dip oszcillátorát nagyon könnyen lehet csatolni a tekercshez, a rezonanciafrekvenciák élesen és egyértelműen jelentkeznek. Az első durva beállításához meglehetősen szoros csatolást létesíthetünk a grid-dip mérő és a tekercsek között, utána pedig a finombeállítások során annyira laza csatolással dolgozunk, hogy még éppen jól felismerhessük a rezonancia-dipet.

A táplált antennaelem három rezonanciája az előírt üzemi frekvenciáknak felel meg. Rendszerint úgy állítjuk be, hogy a sáv közepére 14,15, 21,20 és 28,50 MHz-re kerüljön. A reflektort 5%-kal kisebb frekvenciára, vagyis 13,45, 20,14, illetve 27,07 MHz-re hangoljuk.

A direktor frekvenciája 4%-kal nagyobb: 14,72, 22,05 és 29,65 MHz.

Ezek a rezonanciafrekvenciák arra az esetre érvényesek, amikor üzemi magasságban állítjuk be az antennát. Az előzetes durvabeállítást a talajfelszín közelében is el lehet végezni. Ezzel kapcsolatban azt kell tudnunk, hogy a föld közelségéből származó kapacitív hatás a kisebb frekvenciák felé tolja el a rezonanciát. VK 2 AOU megállapította, hogy a jól vezető talaj fölött 2 m magasságban végrehajtott előzetes beállítás során ez az elhangolás 14 MHz-en 350 kHz. Ezért amikor előzetesen a föld közelében hangoljuk be az antennaelemeket, megfelelően kisebb értékekre helyezük a rezonanciát, és például 13,85, 20,90 és 28,20 MHz-re hangoljuk be a sugárzót. A parazita-antennaelemeket szintén kisebb frekvenciákra hangoljuk. Ilyen körülmények között számíthatunk rá, hogy az üzemi magasságban már nagyjából jók is lesznek a rezonanciafrekvenciák.

A tekercsek beállítása különösebben nem kényes művelet. A nagyobbik tekercsek (L_2, L_4, L_6) elsősorban a 14 MHz-es rezonanciát befolyásolják. A hozzájuk tartozó C_2, C_4, C_6 kondenzátorok főképpen a 21 MHz-es rezonanciában vesznek részt, de beállításuk természetesen egy kissé befolyásolja majd a 14 MHz-es behangolást is. A kisebb tekercsek (L_1, L_3, L_5) jelentősebb mértékben a 21 MHz-es rezonanciát szabják meg, míg a C_1, C_3, C_5 kondenzátorok különösen erősen működnek közre a 28 MHz-es rezonanciák változtatásában. E kondenzátorokat nagyon pontosan kell beállítani, különösen a C_5 -öt és a C_6 -ot. Érdemes tehát forgókondenzátorokat használni mindegyik kapacitás helyén, vagy legalábbis nagyon jó légtrimmerekre van szükségünk. A rezgőköri elemeket ajánlatos műanyag házba helyezni, hogy védve legyenek az időjárás viszontagságai ellen.

Miután a grid-dip meter alapján „hidegen” már a rezonanciafrekvenciákra hangoltuk az antennát, rátérhetünk a tényleges üzemszerű körülményeknek megfelelő behangolásra. Ehhez a munkához a végleges tápvezetéken keresztül az adóról gerjesztjük a háromsávos beamet. Utána egy lehetőleg minél távolabb felállított térerősségmérő alapján úgy állítjuk be a viszonyokat, hogy előre minél nagyobb sugárzást és hátra minél nagyobb csillapítást kapjunk.

Legelőször a 14 és a 21 MHz-es sávban a legnagyobb teljesítményre állítjuk be az antennát. A kondenzátorokat mindig csak kismértékben változtatgassuk. A beállításokat mindig váltakozva

14 és 21 MHz-re végezzük el. Amikor 20 m-en változtatjuk meg a beállítást, a 15 m-es rezonancia is megváltozik, a 15 m-es hangolás viszont a 20 m-es sávban is előidéző változásokat. Amikor ily módon ebben a két sávban már megkaptuk az optimumot, megjelöljük a beállításokat, és többé már nem változtatjuk őket. 10 m-en főképpen csak a C_1, C_3, C_5 kondenzátorok kis változtatásaira korlátozódik a beállítás. Ez a munka nem kényes, az optimum nagyon lapos.

Hangolási hibákat elsősorban a parazita-antennaelemek beállításai során követhetünk el. Ha például túlságosan rövidre vesszük a reflektort és túlságosan hosszúra a direktort, esetleg felcserélődnek a szerepek, a reflektorból direktor, a direktorból reflektor lesz. Az is előfordulhat, hogy csak az egyik antennaelemnek hibás a beállítása. Ilyenkor a reflektor esetleg direktorrá vagy a direktor esetleg reflektorrá alakul át, ami abban nyilvánul meg, hogy nagymértékben csökken az előre kisugárzott energia. Hogy az ilyen hibát rögtön felismerhessük, VK 2 AOU két térerősségmérő alkalmazását ajánlja: az egyiket az előresugárzás irányában, a másikat a hátrasugárzási csillapítás ellenőrzésére. Teljes sikerre csak akkor számíthatunk, ha ügyelünk a beállítások során a rendszerességre. Az egész folyamat nagyon emlékeztet a szupervevők együttfutási beállításaira.

Ugyanilyen eredményességgel kissé egyszerűbben is elvégezhetjük a munkát, ha a táplált antennaelemet G 4 ZU-beamszerűen alakítjuk ki, és egy hangolt tápvezetékkel gerjesztjük az antennát. Ekkor csak a reflektort és a direktort kell a trimmerekkkel a megfelelő rezonanciára állítani, a táplált antennaelemet ugyanis a tápvezeték végén levő antennahangoló készülékkel hozzuk rezonanciába.

A 10 és a 15 m-es sávban a VK 2 AOU-féle háromsávos beam nagyjából megfelel a G 4 ZU-féle háromsávos beamnek, a 20 m-es sávban viszont valamivel jobbak a tulajdonságai, mert ilyenkor három rövidített antennaelem működik, és feltétlenül nagyon kicsi az elemek távolsága.

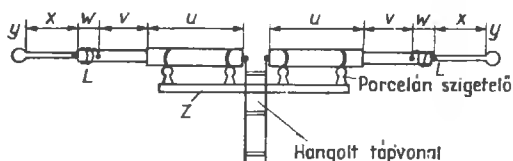
18.3. A DL 1 FK-féle háromsávos beam (A 30 652.sz.NSZK-szabadalom)

A háromsávos DL 1 FK-beam érdekessége a nagyon könnyű és mechanikailag nem bonyolult szerkezeti felépítés. A teljesítmény szempontjából legalábbis egyenrangú az előkelőbb rokonaival.

Különlegessége, hogy a parazita-antennaelemek újszerűen vannak kialakítva ebben a háromelemes, elforgatható irány sugárzóban. Minthogy pedig a többsávos hangolásnak egy új, nagyon értelmes megoldásáról van itt szó, a megépítéséhez szükséges tennivalókat kissé részletesebben fogjuk ismertetni.

18.3.1. A táplált antennaelem

A DL 1 FK szerinti könnyű szerkezeti kialakítású táplált antennaelem a 18.18. ábrán látható. Elvileg ugyanarról a sugárzóelemről van szó itt is, mint a G 4 ZU-antennában (18.1. alfejezet), de néhány szerkezeti finomítással sikerült csökkenteni a súlyokat. A táplált antennaelem teljes hossza pontosan 8 m, úgyhogy a 15 m-es sávban közel van a rezonanciához (kissé hosszabb). A pontos rezonanciát mindhárom sávban a hangolt tápvezetékkel és a talppontban felállított antennahangoló készülékkel állítjuk be. A duralumínium csövek kifelé haladva fokozatosan vékonyodnak.



18.18. ábra. A DL 1 FK-beam táplált antennaeleme

Egyes méretek a 18.18. ábra szerint

- y* — egyenként 200 cm hosszú, 20 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú duralumínium csövek;
- v* — egyenként 100 cm hosszú, 18 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú duralumínium csövek;
- w* — egyenként 20 cm hosszú, 16 mm átmérőjű és 2...4 mm falvastagságú műanyag csövek (kis veszteségű és a nedvességre nem érzékeny anyagból);
- x* — egyenként 60 cm hosszú, 10...12 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú duralumínium csövek;
- y* — huzalból készített hurkok; a tekercs átmérője 10 cm, anyaga 2...4 mm átmérőjű duralumínium huzal;
- Z* — keresztartók két U-szelvényű, egyenként 130 cm hosszú duralumínium sínből;
- L* — tekercsek a *w* csövön; 6 menet, 3 cm tekercs-átmérő, 10 cm hossz; anyaga: 3...6 mm átmérőjű alumínium huzal.

A duralumínium csövek 1 mm-es falvastagsága kielégítő. A valóságban azonban a meglévő vagy beszerezhető anyagokhoz igazodunk, egyébként azonban sem az egyes csöveken, sem pedig a táplált antennaelemen nem kritikusak a méretek.

A sugárzó két felét állószigetelőkkel egy keresztartóhoz erősítjük. Magát a keresztartót DL 1 FK szerint két párhuzamos U-idomból képezzük ki. A fatartók is megteszik a szolgálatot, de nehezebbek. A boom két párhuzamosan haladó, egyenként 420 cm hosszú duralumínium cső. Ehhez rögzítjük hozzá megfelelő bilincsekkel az U-síneket. Ha nagyon behajlik a sugárzó két vége, ki is feszíthetjük a tartó meghosszabbított végéhez. Elvileg bármelyik más háromsávú sugárzóelem is megfelel (például VK 2 AOU vagy W 3 DZZ szerint).

Fontos, hogy a táplált elem 20 m-en legalább elektromosan $\lambda/2$ legyen; 10 m-en esetleg az is elegendő, ha elektromosan nem hosszabb $1,2\lambda$ -nál ($2 \cdot 0,6\lambda$ -nál). Egyes konstrukciók nem tesznek eleget ennek a követelménynek, úgyhogy a legerősebb mágneses teret gerjesztő árammaximum ilyenkor a tápvezetékre vagy a hangoló eszközökre kerül.

A táplált antennaelem 10 és 15 m-en két-két fázisban gerjesztett kollineáris félhullámú részből tevődik össze (dipólussor). Ily módon ebben a két sávban a sugárzó már önmagában is elér 1,8 dB antennanyereséget. A 20 m-es sávban valamivel rosszabb a rövidített sugárzó a teljes hosszúságú félhullámú dipólusnál.

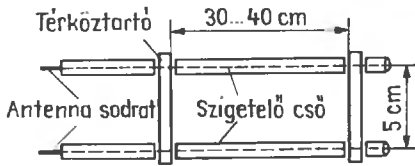
A sugárzó frekvenciafüggő elektromos hosszabbításában a két *L* hosszabbító tekercs és mint végkapacitás a huzalból kialakított hurok vesz részt. Ezzel elérjük, hogy az árammaximumok optimálisan járuljanak hozzá a kisugárzáshoz.

18.3.2. A táplálás

A hangolt tápvezetékét úgy méretezzük, hogy a kihasznált sávok egyikén se végződjen áram- vagy feszültségmaximummal. Ellenkező esetben ugyanis a már ismertetett módon egyenlő ütemű hullámok alakulhatnak ki a tápvezetéken, aminek hatására a tápvezeték is ugyanolyan intenzíven fog sugározni, mint maga az antenna. DL 1 FK egy 17,2 m hosszú tápvezetékkel tett eleget ennek a követelménynek. Megfelelhetnek erre a célra a körülbelül 12 vagy 23 m hosszú vezetékek is.

Nagyon könnyű és jól kezelhető tápvezeték lehet két szál antenna-litzéből is előállítani. Az egymástól 5 cm-re elhelyezett litzék közé kitémasztó-

kat helyezünk, és a körülményes kötések és rögzítések kiküszöbölésére a következő módszert alkalmazhatjuk. Beszerzünk megfelelő mennyiségű, körülbelül 8 mm külső átmérőjű tömlőt, és 30...40 cm-es darabokat vágunk le belőle. A tápvezeték mindkét érere (a litze-huzalra) ráfűzünk egy-egy tömlődarabot, utána egy kitámasztót, majd megint egy-egy tömlőt és rá egy kitámasztót, és így folytatjuk tovább, míg végül az egész vezetéket megtöltik a váltakozva ráfűzött tömlődarabok és kitámasztók (18.19. ábra). Mellékesen még azt is el-



18.19. ábra. A tápvezeték

értük vele, hogy szigeteltük az antenasodronyt. A kitámasztókat valamilyen megfelelő műanyagból vágjuk ki, és a két furatot akkorára vesszük, hogy könnyen átfűzhessük rajta a sodronyt (a furatok közötti távolság 5 cm legyen). A tömlődarabokra azért van szükség, hogy a kitámasztók ne csúszhassanak el a helyükről. Az ily módon elkészített tápvezetéket valamelyik ismert antenncsatolóval csatoljuk az adó végfokozatához (a csatolókra vonatkozólag lásd a 8.2. alfejezetet).

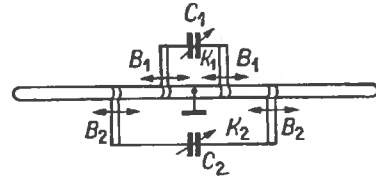
18.3.3. A parazita-elemek

Az eddigiekben, amíg a sugárzóelemet és táplálását írtuk le, csupa ismert dologokról volt szó, a továbbiakban viszont a parazita-elemeket fogjuk ismertetni, és ezek már elvileg is merő újdonságok ebben a DL 1 FK-antennában. A parazita-elemek rezonanciájának beállításához a középhez képest szimmetrikusan rezgőköröket alakítunk ki az elemek egyes részeinek felhasználásával, és ráhangoljuk ezeket a rezgőköröket a kívánt frekvenciákra. Szerkezeti felépítésükből kifolyólag a jóságát tényezőjük igen nagy lesz, és a rezgőkörökön kívül eső részek szerkezetileg a megfelelő impedanciájú helyeken csatlakoznak a rezgőkörökhöz.

Egy ilyen sokszávos DL 1 FK-elemet vázlatos rajzon a 18.20. ábrán mutatunk be. A szorosabb értelemben vett antennaelemen kívül két lineáris (K_1 és K_2) hangolótagot is tartalmaz. Ezáltal elvileg három frekvenciát lehet beállítani. Az S_1 és S_2 leágazások eltolásával az induktivitást, a forgó-

kondenzátor elforgatásával pedig a kapacitást lehet változtatni.

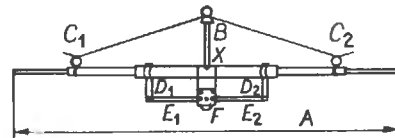
Ha magának az antennaelemnek a hosszát nagyjából a közepes frekvenciának (pl. 21 MHz-nek) megfelelően méretezzük — a számított értéknél valamivel hosszabbra ajánlatos venni —, a C_2 kapacitás lehetővé teszi az elektromos rövidítést. Ugyanakkor azonban a két bilincs közötti S_2 rész



18.20. ábra. Egy háromsávos antennaelem vázlatos felépítése DL 1 FK szerint:

S_1, S_2 az antennaelemre eltolhatóan rászerezett csőbilincsek; C_1, C_2 50 vagy 100 pF végkapacitású forgókondenzátorok

és C_2 egyúttal a kívánt kisebb frekvenciájú, tehát például a 14 MHz-es rezonancia beállítására is szolgál. Ezt a beállítást nagyon pontosan kell elvégezni, 14 MHz-en ez az antennaelem szelektívebb, mint a 20 m-es sávra normálisan méretezett antennaelemek (kisebb a sáv szélesség). Hasonlóképpen K_1, C_1 és S_1 a kívánt nagyobb frekvenciájú (esetünkben 28 MHz-es) rezgőkört alkotja. Ezt a rezgőkört nagyon gondosan kell behangolni, mert fennáll a hamis hangolás veszélye. Ily módon 28 MHz-en mint egészshullámú szakasz működhet az antennaelem. A $21 \times 80^\circ$ fáziselforgatás miatt azonban az ilyen egészshullámú szakasz parazita-elemnek nem alkalmas (a két félhullámú rész ellentétes fázisban kapja a gerjesztést).



18.21. ábra. Parazita-antennaelem DL 1 FK szerint

A 18.21. ábra jelölései	Mint	
	direktor	reflektor
A kifejlesztett antennaelem		
A hossza (dúralumínium cső)	6,80 m	7,40 m
A C_1 és C_2 közötti kifeszítés teljes hossza (antenna-litze)	4,80 m	5,00 m
Az E_1, E_2 huzalok hossza egyenként (3 mm huzalvastagság)	1,10 m	1,30 m

Miután elméletileg most már tisztáztuk a működést, lássuk a gyakorlatban is a DL 1 FK-elemet. A DL 1 FK-antennában reflektorként, illetve direktorként alkalmazott parazita-elem a 18.21. ábrán látható. A roppant könnyű és praktikus konstrukciót úgy kapjuk meg, hogy a szekunder sugárzó hosszú, egyenes szakaszának megfelelő méretezésével nagyjából a 15 m-es sávnak megfelelő értékre hozzuk az A hosszt. A végek felé fokozatosan csökkenő átmérőjű, egyébként is vékony csöveket ki is kötjük a körülbelül 20 cm-re kinyúló kifesztőtornyhoz (B), hogy megakadályozzuk a túlságosan nagy behajlását. Az erre a célra felhasznált antenna-lítzét egy-egy (C_1 és C_2) porcelán gyűrűvel elszigeteljük a kifesztített elemtől. Ez a feszítősodrony lehet egyúttal a 10 m-es parazita-elem is, ha a teljes hosszát megfelelően méretezzük. A 20 m-es sávban az F forgókondenzátorral hangolt $D_1-E_1-E_2-D_2$ kengyel működik. A méreteket a 215. oldalon közölt táblázat adja meg.

A direktorra és a reflektorra azonos jelölések magyarázata a következő:

- D_1, D_2 — köztartó bilincs alumíniumból, hossza darabonként 10 cm;
- C_1, C_2 — porcelán gyűrűk;
- B — 20 cm magas kifesztőtorny; a szalagvezetékek támszigetelője is megfelel erre a célra;
- F — az E_1 és E_2 vége között alkalmazott, 12...50 pF kapacitású forgókondenzátor;
- X — az egyenes antennaelem geometriai középpontja. Ezen a helyen fémesen lehet hozzáerősíteni az antennaelemet a tartószerkezethez (feszültségminimum).

Az F forgókondenzátorban közepes adóteljesítményekhez 0,5...1 mm lehet a lemezek közötti

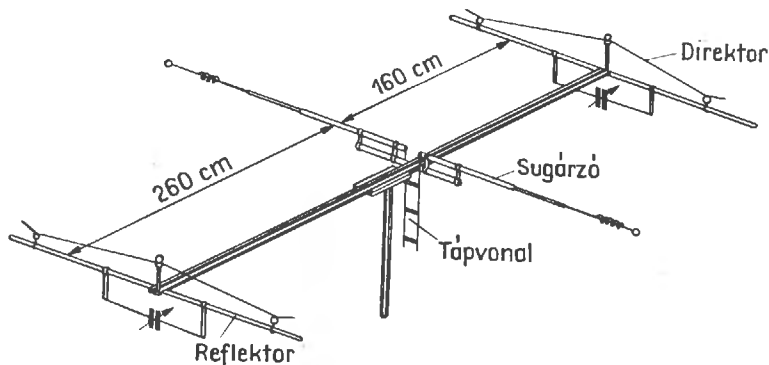
távolság. Mechanikailag egy szigetelőtámasszal (például piakril csfkokkal) rögzíthetjük a forgókondenzátort az antennaelem közepéhez (az X ponthoz), ezenkívül meg kell védenünk az időjárás hatásoktól. Az utóbbi célra valamilyen vízmentes házban vagy műanyag fóliából készített tasakban helyezhetjük el.

A DL 1 FK-beam külsejéről teljes képet ad a 18.22. ábra. A mintaantennában 4,20 m a teljes antennatartó (boom) hossza. A direktor 1,60, a reflektor 2,60 m-re van a sugárzótól. A tartóárboc a súlypontban van rögzítve.

Bizonyára feltűntek a porcelán gyűrűkön a feszítősodronyokból kiálló huzalvégek. Ezekkel az egyenként 10 cm hosszú „drótfarkincákkal” lehet behangolni a 10 m-es sávban a parazita-antennaelemet. E hangolás során levágunk kisebb darabokat a „farkincákból”, amíg el nem érjük a reflektoron és a direktoron a 10 m-es sávnak megfelelő rezonanciát.

18.3.4. A hangolás

Az antenna optimális behangolásához egy grid-dip meter és egy egyszerű térerősségmérő szükséges. A talaj fölött körülbelül 2 m magasan szerelhetjük fel az antennát, és először csak ideiglenesen hangoljuk 20 m-re. Utána egy szigetelt csavarhúzóra tekercseljük fel a 10 m-es kifesztőhuzalok kiálló végét (a kézkapacitás kiküszöbölésével), hogy megállapíthassuk, hol kell levágnunk. A talajközeli behangolás és a végleges behangolás közötti eltérés megszüntetésére még 3 cm-t ráhagyunk mindkét végén. Ezután fokozatosan levágunk kis darabokat a 15 m-en kissé hosszúra méretezett antennaelem két végéből, amíg kellőképpen meg nem közelítettük a kívánt rezonanciát. Ez a hossz éppen megfelelő lesz majd, amikor véglegesen az árbocra



18. 22. ábra. A DL 1 FK-beam

szereltük az antennát. Lehetőleg már csak a végleges felszerelés után állítsuk be a forgókondenzátorokat a 20 m-nek megfelelő értékre. Ehhez nagyon pontosan kell figyelniük a térerősségmérőt, mert igen éles a rezonancia. Ajánlatos először a reflektort, majd a direktort a hátrasugárzási minimumra beállítani, mert ez a minimum élesebben és egyértelműbben jelentkezik, mint az előresugárzási maximum.

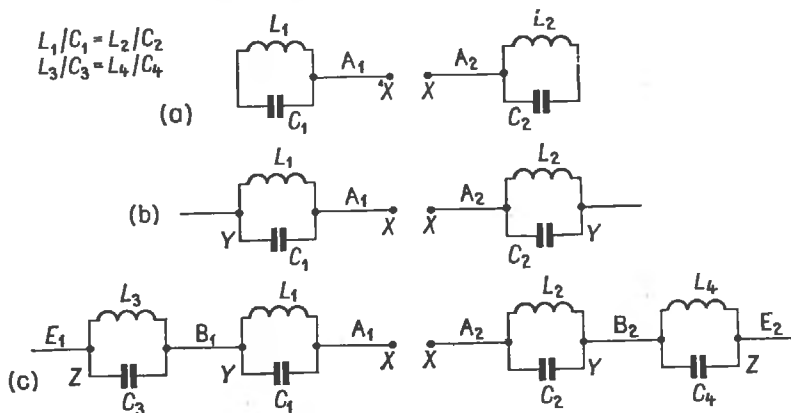
A beállítandó rezonanciafrekvenciákat a 18.1. táblázatban adjuk meg.

18.1. táblázat. A DL 1 FK-féle háromsávós beam rezonanciafrekvenciái a grid-dip mérővel végzett hangoláshoz

Üzemi frekvencia	A reflektor frekvenciája	A direktor frekvenciája
28 400 kHz	27 600 kHz	29 400 kHz
21 250 kHz	20 800 kHz	21 700 kHz
14 250 kHz	13 950 kHz	14 550 kHz

A 20 m-es rezonancia beállításkor ügyeljünk arra is, hogy a sugárzó tápponti ellenállása nagymértékben változik, és nagyon kicsi az értéke, amikor a direktor a sugárzótól számított legkisebb távolságban rezonanciát ér el. Ha tehát nyitott vezetékét használunk, egyidejűleg utána is kell hangolnunk az adó kimenetén.

A DL 1 FK-antenna elemeihez alkalmazott hangolótagok és a lineáris hullámesés elvét sok más alkalmazási területre is kiterjeszthetjük.



18.23. ábra. A félhullámú dipólus továbbfejlesztése háromsávós antennaelemmé: (a) a 10 m-es dipólus; (b) kibővítés 15 m-es dipólussá; (c) a teljes háromsávós antennaelem a 10, 15 és 20 m-es sávra

18.4. A háromsávós W 3 DZZ-beam

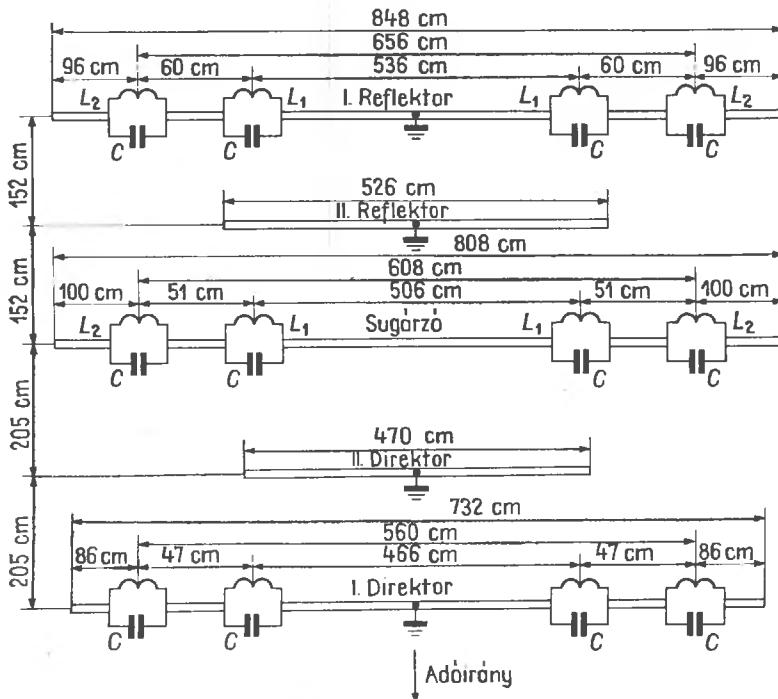
A háromsávós iránysugárzóra nagyon célszerű és jó teljesítőképességű változatot dolgozott ki W 3 DZZ. Itt nem kompromisszumokról van szó, ez az antenna az egyes sávoknak megfelelő Yagi-antennákra jellemző teljesítményadatokat ér el. Az elforgathatóan felszerelt iránysugárzó mindenestre jelentős mechanikai ráfordítást követel meg, és több precíziós alkatrészt is el kell hozzá házi eszközeinkkel készíteniünk.

Míthogy ez a beam eredetileg az amerikai viszonyokra készült el, W 3 DZZ támogatásával DL 1 AU kidolgozott hozzá egy európai változatot, amely a mi méterrendszerünket követi, és amelyet az itt beszerezhető csövekből lehet felépíteni.

18.4.1. Működése

A W 3 DZZ-beam ugyanazokon a törvényszerűségeken alapul, mint az ugyancsak W 3 DZZ-től származó, de minden sávban használható huzalos antenna (lásd a 10.2.8. pontot). Működését példaként a táplált antennaelemmel kapcsolatban még egyszer elmagyarázzuk (18.23. ábra).

A 18.23.(a) ábrán látható 10 m-es dipólust az ebben a sávban szokásos hosszának megfelelően méretezzük. A szabad végeket egy-egy párhuzamos rezgőkör (L_1-C_1 és L_2-C_2) zárja le. Az elég nagy jósági tényezőjű zárókörök igen nagy ellenállást hoznak létre a rezonanciafrekvencián, úgyhogy itt szigetelőnek számítanak. A 10 m-es sávban megfelelő munkafrekvenciára vannak han-



18.24. ábra. A háromsávú W 3 DZZ-beam vázlatos felépítése

golva, és a 18.23.(b) ábra szerint YY helyén bekötött vezetékdarabok már nem befolyásolják a 10 m-es dipólus rezonanciáját. Ha viszont az XX pontban például 21 MHz frekvenciával gerjesztjük a sugárzót, a két zárókör nem rezonál, vagyis nincs meg a záróhatása ezen a frekvencián. Az L_1 , L_2 induktívások a 15 m-es dipólus hosszabbító tekercei. A megfelelően méretezett B_1 és B_2 vezetékdarabok az A_1 és A_2 vezetékdarabokkal és az L_1 , L_2 induktívásokkal együtt 21 MHz-re hangolt félhullámú sugárzót alkotnak, de a 28 MHz-nek megfelelő rezonanciahelyzet ettől nem változik meg. Mínhogy azonban ennek az antennaelemnek 14 MHz-en is használhatónak kell lennie, a B_1 , B_2 vezetékdarabok végéhez a 18.23.(c) ábra szerint még két (L_3-C_3 és L_4-C_4) zárókört csatlakoztatunk, és úgy hangoljuk őket, hogy a 21 MHz frekvencián fejtsék ki záróhatásukat.

A 18.23.(c) ábra szerint még két nyitott vezetékdarab (E_1 és E_2) csatlakozik a ZZ pontokhoz, hogy létrejöjjön a félhullámú rezonancia, hiszen XX helyén 14 MHz-es gerjesztést kap az antennaelem. A 20 m-es sávban sem az L_1-C_1 és L_2-C_2 , sem pedig az L_3-C_3 és L_4-C_4 rezgőkörök nem rezonálnak. Ezek szerint 14 MHz-en minden induktívítás mint hosszabbító tekerces hat. Az A_1 , A_2 , B_1 , B_2 és E_1 , E_2 vezetékdarabok az L_1 , L_2 , L_3 , L_4 induktívásokkal együtt félhullámú rezonanciát létesí-

tenek a 20 m-es sávban. Ily módon a 18.23.(c) ábra szerinti rendszer minden átkapcsolás nélkül egyidejűleg mindhárom sávban rezonál.

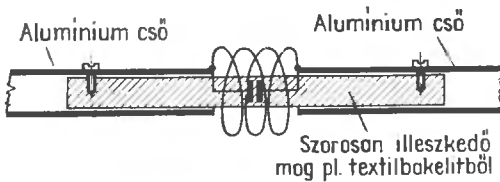
Ugyanígy vannak kialakítva a parazita-elemek is, de a rezonanciafrekvenciát a reflektoron megfelelően kisebbre, a direktoron pedig megfelelően nagyobbra kell venni. Ezek az antennaelemek szekunder sugárzók lévén, nincsenek szétvága a geometriai középpontjukban. Ezen a helyen közvetlenül leföldelhetők.

A 18.24. ábrán a háromsávú W 3 DZZ-beam teljes vázlatos rajzát látjuk. Jól megfigyelhetjük, hogy a sugárzó és a reflektor között, továbbá a sugárzó és a direktor között is még egy rövid parazita-antennaelem helyezkedik el. Közülük az egyik mint reflektor, a másik mint direktor működik a 10 m-es üzemben. Azért van rájuk szükség, mert a háromelemes rendszerben és háromsávú üzemben egy kissé nagy volna a 10 m-es sávban a sugárzó és a reflektor, továbbá a sugárzó és a direktor közötti távolság. Ezáltal 28 MHz-en ez az antenna összesen öt elemmel működik, jóllehet a második reflektor aligha járul hozzá az antennanyereséghez. Ezért a 10 m-es üzemben 7 dB körüli nyereségre lehet számítani. 21 MHz-en és 14 MHz-en három elem érvényesül, a 15 m-es sávban kereken 6 dB, a 20 m-es sávban pedig — a kis mértékű rövidítés miatt — kereken 5 dB az antennanyereség.

18.4.2. A gyakorlati antenna

Mіндеgyik L_1 tekercs 4 mm-es CuAg-huzalból öt menetet tartalmaz, a tekercs belső átmérője 62 mm. Az L_2 tekercsnek ugyanezekkel a méretekkel hét menete van. A C kondenzátorok mind $25 \dots 29$ pF kapacitásúak.

Az L_1-C zárókör frekvenciája 28 MHz, az L_2-C rezgőkörök viszont 20,2 MHz-re vannak hangolva. Ezzel kapcsolatban tudnunk kell, hogy



18.25. ábra. Konstruktív megoldás a zárókörök kialakítására

a hangolás során csak a tekercshosszt szabad változtatni, mert a $25 \dots 29$ pF rezgőköri kapacitást minden esetben meg kell tartani. Az eredeti W 3 DZZ-antennában különösen előnyösnek bizonyult, hogy a C kondenzátorokat maguk az antennaelemek, a csövek képviselték. Ezek a csövek szigetelőhengerek közbeiktatásával teleszkópszerűen egymásba tolhatók, és az így keletkező kondenzátornak a szigetelőbetét alkotja a dielektrikumát. Az ilyen szerkezeti megoldáshoz persze nagy mechanikai pontosságra és jól illeszkedő, megfelelő átmérőjű és falvastagságú csövekre van szükség.

Mechanikailag egyszerűbb megoldást kapunk, ha a csövet a 18.25. ábra szerint egy beilleszthető szigetelőtüskével kötjük össze. Megfelelő szigetelőanyag erre a célra a törésnek jól ellenálló novotext. Egyes fajtáknak azonban nem eléggé kicsi a veszteségi tényezőjük, ezenkívül ezek a rétegelt anyagok hajlamosak a nedvességfelvételre. Az utóbbi hajlamosság miatt valamilyen felületi védelemről külön kell gondoskodni. Vannak azonban olyan műanyagok is, amelyek nagyon csekély veszteséget okoznak, eléggé rugalmasak és törésállóak. Ezek különböző kereskedelmi elnevezésekkel kerülnek forgalomba. Mechanikai és elektro-mos vonatkozásokban leginkább az üvegszál-erősítésű, kör keresztmetszetű poliészter rudak válnak be. A C kapacitást valamilyen kitűnő minőségű, nem változtatható, csak kis mértékben hőmérsékletfüggő kondenzátorral kell előállítani, és meg kell védeni ezt a kondenzátort az időjárás hatásoktól. A kapacitásértéknek csak $15 \dots 20$ pF-nak

kell lennie, mert az antennaelem két csővének a közelsége már létrehoz bizonyos kezdeti kapacitást.

A rendszert a bevált gamma-illesztés módján táplálják (lásd a 6.3. alfejezetet); ily módon egy tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábellel lehet gerjeszteni. Ha a gamma-tagot 15 m-es üzemben optimális illesztésre állítjuk be, a 10 m-es és a 20 m-es sávban még elviselhető marad a tápvezeték mentén az állóhullámarány.

Azt is megtehetjük, hogy a DL 1 FK-beam táplált antennaelemét (18.18. ábra) használjuk fel a W 3 DZZ-beamben, és hangolt vezetéken keresztül tápláljuk. Ezáltal elhagyhatók a sugárzóelemből a zárókörök, és a rezonanciát minden egyes sávban a hangolt tápvezeték adóoldali végén állítjuk be.

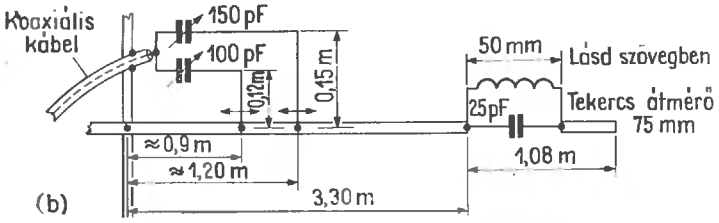
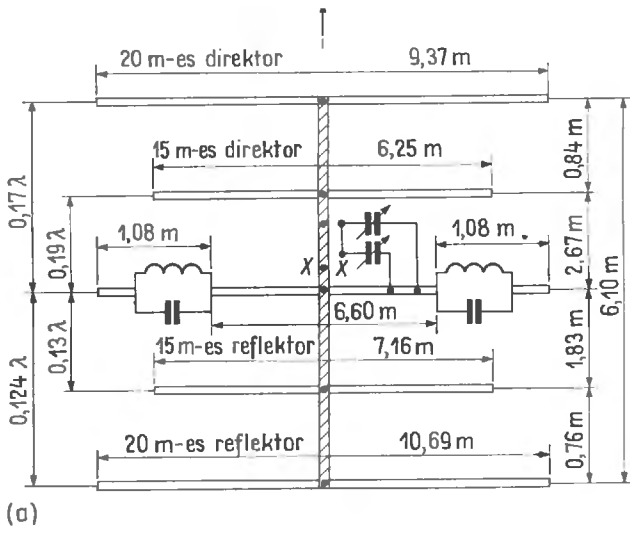
18.5. Beskatulyázott kétsávú Yagi-antennák a 20 és 15 m-es sávra

Beskatulyázottnak az olyan antennaelemeket nevezzük, amelyek különböző sávfrekvenciákra vannak méretezve, és a közös antennatartón egymásba skatulyázva helyezkednek el. A közöttük levő távolságot úgy kell ellenőrizni, hogy kölcsönhatásukkal minél kisebb mértékben befolyásolhassák a más sávhoz tartozó elemek sugárzási tulajdonságait.

18.5.1. Kétsávú Yagi-antenna 20 és 15 m-re KH 6 OR szerint

E kétsávú beam kidolgozásához KH 6 OR egy táplált „valódi” többsávú elemet beskatulyázott parazita-elemekkel kombinált. Vázlatos elrendezését a 18.26.(a) ábrán láthatjuk, a külön kirajzolt részből pedig [18.26.(b) ábra] a táplált antennaelem részletei tűnnek ki.

A táplált antennaelemnek két záróköre van. Ez utóbbiak a W 3 DZZ-antennának felelnek meg, és 20,5 MHz rezonanciafrekvenciára vannak hangolva. A kondenzátorok egyenként 25 pF kapacitásúak, a két tekercs pedig $3 \dots 3,5$ mm-es alumínium huzalból hat-hat menetet tartalmaz. A tekercsek átmérője 75 mm, meneteik 50 mm hossz mentén oszlanak meg. Újdonság az a mód, ahogyan a két különböző hosszúságú gamma-illesztés párhuzamosan kapcsolva mindkét sávban jól illeszti a koaxiális tápkábelt. A gamma-illesztések-



18.26. ábra. Kétsávós beam a 20 és 15 m-es sávra KH 6 OR szerint:
(a) a teljes antenna; (b) a táplált antennaelem részletrajza

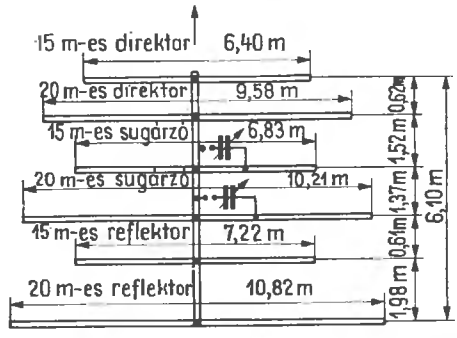
re közölt adatok csak irányértékek, és a végleges beállítások során úgy kell helyesbíteni őket, hogy lehetőleg minél kisebb legyen a koaxiális kábel mentén az állóhullámarány. A táplált antennaelemekre megadott méretek betartásával a két rezonanciafrekvencia 14,3 és 21,3 MHz.

A parazita antennaelemek teljes hosszúságúak, és úgy vannak elhelyezve a tartóárbocon, hogy a lehető legkisebb mértékben befolyásolják egymást. A reflektor távolsága 20 m-en $0,124\lambda$, 15 m-en pedig $0,13\lambda$. A direktor 20 m-en $0,17\lambda$, 15 m-en $0,19\lambda$ távolságra van a sugárzótól. A boom teljes hossza ily módon 6,10 m. Magától értetődik, hogy a táplált antennaelem helyén bármilyen más többsávós elem is megfelel, de erősen rövidített sugárzót nem érdemes alkalmazni. Ha már teljes hosszúságú parazita-elemeket alkalmazunk, kár volna valamilyen rossz sugárzási hatásfokú rövidített sugárzó használatával lerontani e parazita-elemek jó tulajdonságait. Teljes értékben helyettesíthetné a kétsávós elemet a DL 1 FK-beam táplált háromsávós antennaeleme (18.18. ábra). Ezenkívül még azt is megtehetjük, hogy 10 m-es parazita-eleme-

ket is elhelyezünk az antennatartón, és ezáltal háromsávós üzemet teszünk lehetővé.

18.5.2. Beskatulyázott kétsávós Yagi-antenna 20 és 15 m-re

Ennek a W 8 FYR szerinti antennának a 18.27. ábrán közölt vázlatos rajzán nem fedezhetünk fel semmi különlegességet; egyszerűen csak arról van



18.27. ábra. Kétsávós beam a 20 és 15 m-es sávra

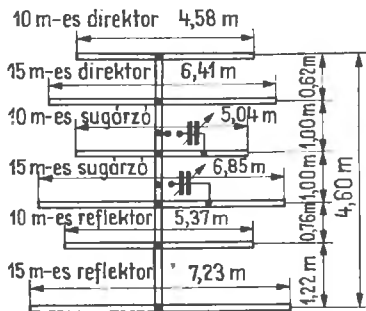
itt szó, hogy két normálisan méretezett háromelemes Yagi-antennát gamma-illesztések útján egymástól különválasztva táplálunk, és közös tartóra szerelünk.

Ilyen antennát annak érdemes választania, aki el akarja kerülni a többsávós iránysugárzók szerelési nehézségeit, és akinek megvan hozzá az elegendő helye és a szükséges anyaga.

A KH6CR-beamhez viszonyítva kissé hosszabb antennaelemek arról tanúskodnak, hogy ennek az antennának a rezonanciafrekvenciái közelebb vannak a sáv kezdeti kisebb frekvenciáihoz (a táviró-részben). A gamma-illesztéseket a 6.3. alfejezet szerint kell méretezni. Két különválasztott koaxiális tápkábelre van szükség. A második tápkábelt úgy takaríthatjuk meg, hogy az antennatartóra egy koaxiális relét szerelünk, és ezzel átkapcsoljuk a sugárzót.

18.6. Beskatulyázott kétsávós Yagi-antenna 15 és 10 m-re

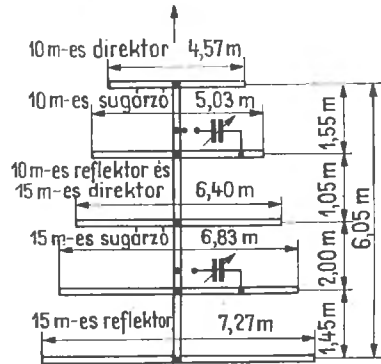
A 18.28. ábrán látható skatulyázott kétsávós Yagi-antenna a 15 és a 10 m-es sávban működik, és elvileg pontosan megfelel a 18.27. ábrán már bemutatott antennának. Értelemszerűen erre az antennára is érvényesek a 20 és 15 m-es változatra közölt adatok.



18.28. ábra. Kétsávós beam a 10 és 15 m-es sávra

Egy kis érdekességet figyelhetünk meg a W 4 KFC szerinti kétsávós beam kialakításában (18.29. ábra). Itt ugyanis a középső szekunder antennaelemet 10 m-en reflektornak, ugyanakkor 15 m-en direktornak használjuk, vagyis megtakarítunk egy parazita-elemet. Mint 10 m-es reflektor mindenestre kissé hosszú ez az antennaelem. A kétszeres kihasználás kissé megváltoztatja az antennaelemek

eloszlását, úgyhogy a tartó hossza 6,05 m. Mint-hogy a 18.28. ábra szerinti jobb helykihasználással, mindössze 4,60 m hosszú tartóval legalább ugyanakkora teljesítményt lehet elérni, az egy antennaelem megtakarításával nem jut döntő előnyhöz a W 4 KFC által kidolgozott változat.



18.29. ábra. Kétsávós beam W 4 KFC szerint a 10 és 15 m-es sávra

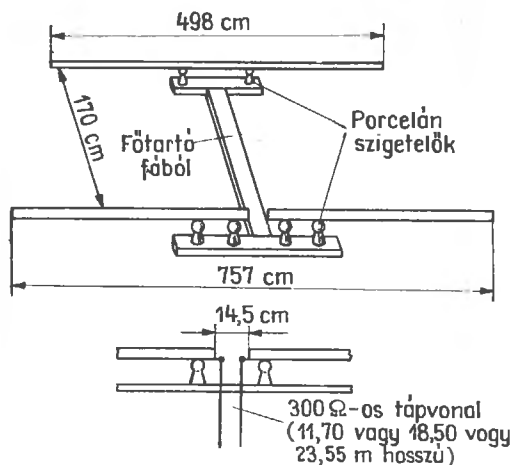
18.7. Egyszerű kompromisszumos többsávós antennák

Már az egyszerű kompromisszumos többsávós antennákkal is sokszor egészen meglepő eredményeket lehet elérni, különösen ha nagy magasságban sikerül felszerelni az antennát. A következőkben ilyen egyszerűsített többsávós sugárzókból mutatunk be néhányat.

18.7.1. A háromsávós Maria Maluca antenna

A Latin-Amerikában elterjedt egyszerű háromsávós antennák egyike a Maria Maluca. A 10, 15 és 20 m-es amatőrsávokban használható, táplált eleme egy hangolt tápvezeték útján kapja meg a gerjesztést és a rezonanciát.

A 18.30. ábrán minden részletet és minden méretet megadunk a Maria Maluca antenna megépítéséhez. A 10 m-es sávban ez az antenna kételemes iránysugárzóként működik, parazita-eleme a kissé hosszúra méretezett és $\lambda/6$ távolságban felszerelt direktor. A táplált antennaelem 10 m-en egy meghosszabbított dipólus, amelyet tápvezetéken és antennacsatolón keresztül hozunk rezonanciába, akárcsak a G 4 ZU-antennában. Ez az antenna



18.30. ábra. Maria Maluca háromsávós antenna

15 m-es sávban teljes hosszúságú félhullámú dipólusként működik, de a direktora nem sokat használ, mert megvan ugyan a $\lambda/8$ távolsága a sugárzótól, de túlságosan rövid a 21 MHz frekvencián. Valamilyen direktorhatást még kétségtelenül meg lehet állapítani. Végül a 20 m-es sávban rövidített dipólusként működik a Maria Maluca-antenna. A direktornak még a 20 m-es sávban is ki kell fejtenie — még ha gyengén is — valamilyen hatást. Ezért szokás hangoztatni, hogy a 20 m-es sávban elért teljesítmény egyenértékű a teljes hosszúságú félhullámú dipólus teljesítményével.

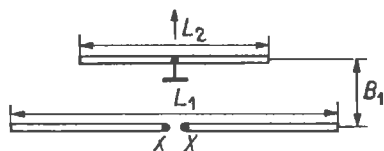
Az antennát egy meghatározott hosszúságú 300Ω -ás tápvezeték útján gerjesztjük. A vezeték hossza tetszés szerint 11,70, 18,50 vagy 23,55 m lehet. Csak így lehet elérni a legkedvezőbb üzemi eredményeket.

A Maria Maluca antenna nem lehet nagy teljesítményű antenna, de nem is ez a feladata. Mint kompromisszumos megoldás egyszerű eszközökkel biztonságosan megépíthető háromsávós antenna, és a DX-forgalomban már bebizonyította használhatóságát.

18.7.2. Egyszerű kétsávós változatok

Kétsávós üzemre a legegyszerűbb változatok egy hangolt félhullámú dipólust tartalmaznak, amely a kisebb frekvenciájú sávban teljes hosszal működik. A félhullámú dipólushoz tartozó direktort a nagyobb frekvenciájú sávra kell méretezni, úgyhogy itt mint kételemes iránysugárzó működik az antenna. Egy ilyen kétsávós antenna vázlatos rajza a 18.31. ábrán látható, mechanikai felépítés

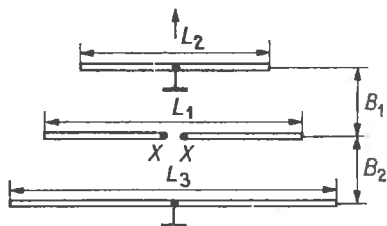
szerpontjából ugyanolyan, mint a Maria Maluca antenna. Az igényeknek megfelelően 20 és 15 m-re, 15 és 10 m-re vagy 20 és 10 m-re építhető meg. Mindhárom változat az első helyen megnevezett sávban félhullámú dipólusként, a második helyen megnevezett sávban pedig kételemes iránysugárzóként működik. A szükséges méreteket a 18.31. ábra jelöléseivel a 18.2. táblázatban találjuk meg.



18.31. ábra. A két sávban használható 1—2-elemes antenna vázlatos felépítése (mértérei a 18.2. táblázat szerint)

18.2. táblázat. A 18.31. és a 18.32. ábra szerinti egyszerű kétsávós antennák hosszmeretei méterben

Amatőrsávok	20+15 m	15+10 m	20+10 m
L_1 hossz (sugárzó)	10,19	6,83	10,19
L_2 hossz (direktor)	6,40	4,57	4,57
L_3 hossz (reflektor)	10,77	7,25	10,77
S_1 távolság	1,70	1,27	1,27
S_2 távolság	3,05	1,70	3,05



18.32. ábra. A két sávban használható kételemes, iránthatású antenna vázlatos felépítése

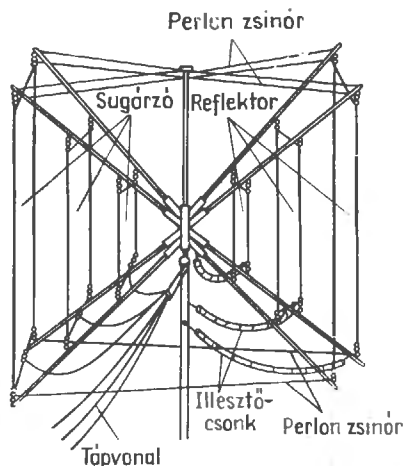
Ezek a legegyszerűbb formák a 18.32. ábra szerint összesen három elem felhasználásával tovább is fejleszthetők. Mindegyik esetben két elem hatása érvényesül, nevezetesen a kisebb frekvenciájú sávban táplált félhullámú dipólusból és reflektorból, a nagyobb frekvenciájú amatőrsávban pedig sugárzóból és direktorból áll a rendszer. E méreteket is megkapjuk a 18.2. táblázatban, a 18.31. ábrához képest csak az L_3 és S_2 méretekkel egészülnek ki az eddigi jelölések. Ezért a 18.31. ábra szerint már elkészített antennát a meglévő méretek megtartá-

sával lehet az S_3 távolságban elhelyezendő L_3 hozzáadásával a 18.32. ábrának megfelelően továbbfejleszteni.

Mindkét antennát 300 Ω -os hangolt tápvezeték gerjeszti, de a táplált elem rezonanciáját egy megfelelő antennacsatolóval kell beállítani (lásd a 8.2. alfejezetet). Ebből az következik, hogy a harmadik sávban is lehetséges segédüzem, ha megfelelően behangoljuk az antennacsatolót. Ezzel kapcsolatban megfordulhat a fősugárzás iránya, és bizonyos körülmények között kétirányúvá válhat az antenna.

18.8. A háromsávos cubical quad antenna

A cubical quad keretszerű konstrukciója (lásd a 16.1. alfejezetben) különösen alkalmas a többsávos beskatulyázott antenna kialakítására, hiszen a nagyobb frekvenciájú sávokhoz tartozó elemeket szervesen a keret belsejében lehet felszerelni. A 20 m-es sávban a quad oldalának hossza mindenestre már meghaladja az 5 m-t is, és kevés amatőr képes megbirkózni ilyen nagy méretekkel. Ennek ellenére sok példát ismerünk a háromsávos quad olyan változataira, amelyek egészen könnyű szerkezetük ellenére erős viharoknak is ellenálltak már. A bambusznád alkalmazásával megépített háromsávos quad súlya körülbelül 20 kg lehet. Ha vizsont a bambusz helyett üvegszálerősítésű poliészter rudakat (horgászbotokat) tudunk beszerezni, a szélellenállást és a teljes súlyt egyaránt lecsökkenthetjük.

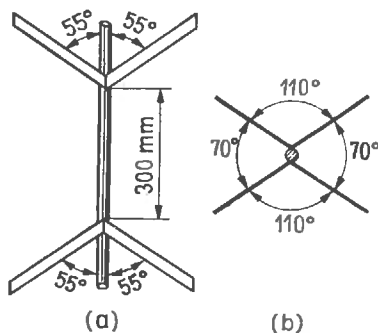


18.33. ábra. Háromsávos cubical quad

A következőkben ismertetendő háromsávos quadantennák a 20 m-es sáv elhagyásával kétsávos változatban, csupán 15 és 10 m-re is megépíthetők.

A quad megépítése során a legnagyobb nehézségeket a könnyű, de ennek ellenére ellenállóképes tartóállvány konstrukciója okozza. Legelőször W 4 NNQ dolgozott ki egy küllős középső részt, amelyet mechanikai és elektromos vonatkozásokban egyaránt különösen kedvező megoldásnak tekinthetünk.

A 18.33. ábrán vázlatosan rajzoltuk meg a háromsávos quadantennát. Mint látjuk, a konstrukció szíve a középső cső, ehhez küllőszerűen nyolc nyúlvány van hozzáhegesztve, és az utóbbiak tartják a bambuszrudakat. A nyolc nyúlvány mind-egyike egy-egy 50 cm hosszú, 40 mm \times 40 mm \times 5 mm keresztmetszeti méretű szögvas. A középső cső hossza 40...60 cm, belső átmérője a tartóárbocként szolgáló cső külső átmérőjével egyenlő. Arra vonatkozólag, hogy a küllőket milyen szögben kell hozzáhegeszteni a középső csőhöz, aligha adhatunk általános irányelveket, mert ez a szög attól függ, hogy milyen távolságban akarjuk felszerelni a reflektort. Mechanikai okokból nem szabad ugyanabban a vízszintes síkban rögzíteni az egyes gyámokat, hanem bizonyos távolságot kell tartani a négy felső és a négy alsó között.



18.34. ábra. A háromsávos cubical quad középső része:

(a) oldalnézet; (b) felülnézet

A W 4 NNQ szerinti középső rész szerkezeti kialakítása a 18.34.(a) ábrán látható. A szögvasakat úgy kell az egyik végükön megmunkálni, hogy jól felfeküdjenek a középső csövön, és stabilan leheszen hozzáhegeszteni őket. A középső csővel bezárt szög ebben az esetben 55°. A gyámokat úgy osztjuk szét páranként a cső körül, hogy a 18.34.(b) ábra szerinti felülnézetben 110°-os és 70°-os szögeket lássunk. A középső rész elkészítéséhez finomme-

hanikai munkára van szükség. Ez a rész ugyanis a háromsávú quad legfontosabb, egyúttal a legnehezebb része is.

Mindegyik szögvasához hozzáerősítünk egy legalább 4 m hosszú, középértékben körülbelül 3 cm vastag bambuszrudat. A bambusznád felületét ajánlatos durva csiszolópapírral érdessé tenni, majd alkidgyantával bekenni. E védőbevonat nélkül rövid idő alatt szétmállnék a bambusz. A csövek szétrepedésének megakadályozására fúrunk minden kamrába egy-egy 3 mm átmérőjű lyukat. Ehelyett azt is megtehetjük, hogy a bambuszrúd mindegyik kamráját lágy rézhuzallal néhány menetben szorosan körültekercseljük, majd egymáshoz forrasztjuk a meneteket.

A bambuszrudakat vagy két-két erős szalaggal, vagy kötözőzsineggel erősítjük hozzá a szögvasakhoz. Az utóbbi esetben hornyokat kell bereszelní a szögvasak élébe, hogy ne csúszhasson el rajta a kötözőzsinég. Ugyanakkor viszont a bambuszrudak végét ajánlatos körültekercselni valamilyen műanyag fóliával, nehogy bevágja a zsinég, amellyel rögzítjük. Minthogy a bambusz aránylag jól szigetel, a szigetelőszakasz pedig nagyon hosszú, az antennahuzalt minden aggodalom nélkül közvetlenül hozzáerősíthetjük a rudakhoz. A 20 m-es sáv sugárzóját és reflektorát — vagyis a külső huzalokat — először körültekercsük mindegyik bambuszrúdon, majd kötözőzsineggel is rögzítjük. Ezáltal stabilabbá válik az egész szerkezet. A 15 m-es és a 10 m-es sáv elemeit elegendő egyszerűen csak egy puha kötözőzsineggel rögzíteni. Könnyű szigetelőket is használhatunk.

18.8.1. Az antennaelemek

Anyaguk rézhuzal vagy litze lehet, keresztmetszetük tág határok között tetszés szerinti. A legjobb azonban az 1,5...2 mm átmérőjű bronzhuzal. A 20 m-es sáv sugárzójához és reflektorához külön-külön körülbelül 25 m hosszú huzal szükséges. Jelöljük meg a huzaldarab közepét, és ettől jobbra és balra mérjük le 2,60 m-t. Ez az 5,20 m-es feszítávolság egy oldalhossz, mégpedig a felső vízszintes oldal. Ezt a huzalt mindjárt hozzá is köthetjük a megfelelő bambuszrudak végéhez. Csatlakoztatjuk hozzá a két függőleges, ugyancsak 5,20 m feszítávú oldalt, végül elkészítjük az alsó vízszintes oldalt és a táppontot. Itt egy szigetelő (diószigetelő vagy „kalitsont”) szakítja meg geometriai középpontjában a huzalt. A felesleges huzalvégek egyelőre még szabadon lógnak le. Most

ugyanígy felszereljük a 15 m-es sáv, végül pedig a 10 m-es sáv huzaljait. A szabad hossz a 15 m-es sávban oldalanként 3,50 m, a 10 m-es sávban 2,55 m. E huzalok helyét természetesen úgy jelöljük ki a bambuszrúdon, hogy a megadott oldalhossz végére mindenhol egy-egy tartó kerüljön. A szükséges pontokat ki is számíthatjuk (szögfüggvények alapján), de próbálkozással is elérjük célunkat.

A reflektorok ugyanolyan oldalhosszúságúak, mint a táplált antennaelemek. A reflektorhatás azáltal jön létre, hogy mindegyik reflektor talppontjához egy-egy kettős vezeték csatlakozik. Ezek a rövidrezárt csomkok elektromosan meghosszabbítják az antennaelemeket, és eltolják a kisebb frekvenciák irányában a rezonanciát. A reflektorcsomkok hossza előzetesen

a 20 m-es sávra 2,00 m ;

a 15 m-es sávra 1,50 m ;

a 10 m-es sávra 1,00 m.

A végleges hosszt a behangolás során kapjuk meg. A reflektorok távolságától függ a rendszer talpponti ellenállása és antennanyeresége. Kézenfekvő és célszerű is úgy állítani be a sugárzó és a reflektor közötti távolságot, hogy a rendszer talpponti ellenállása megegyezzzék a felhasználni kívánt tápvezeték hullámellenállásával. A 18.3. táblázatról leolvashatjuk, hogy a sugárzó és a reflektor közötti távolság függvényében mekkora talpponti ellenállásra számíthatunk, egyúttal a megfelelő mechanikai távolságot is megkapjuk a nagyobb frekvenciájú amatőrsávokra.

18.3. táblázat. A quadantennák tápponti ellenállása a reflektortávolság függvényében

Talpponti ellenállás Ω	Reflektortávolság λ	Reflektortávolság		
		a 20 m-es sávban	a 15 m-es sávban	a 10 m-es sávban
		m		
52	0,11	2,34	1,56	1,17
60	0,13	2,76	1,85	1,38
70	0,17	3,62	2,41	1,80
72	0,18	3,83	2,56	1,91
75	0,20	4,25	2,84	2,12

A beállítandó reflektortávolság nagyságával természetesen már akkor tisztában kell lennünk, amikor még nem készítettük el a középső részt, hiszen ez utóbbi szabja meg a szögvasak hajlászögét. Az antennaelemek felszerelése után még feszítsük ki megfelelő műanyag zsinórral az egész

rendszer, hogy megkaphassuk a szükséges stabilitást. Az ideális anyag erre a célra a tetszetős PVC-köpennyel körülvett üvegfonal, mert nagy a szaktószilárdsága, jól szigetel, és ami különösen fontos, alig nyúlik.

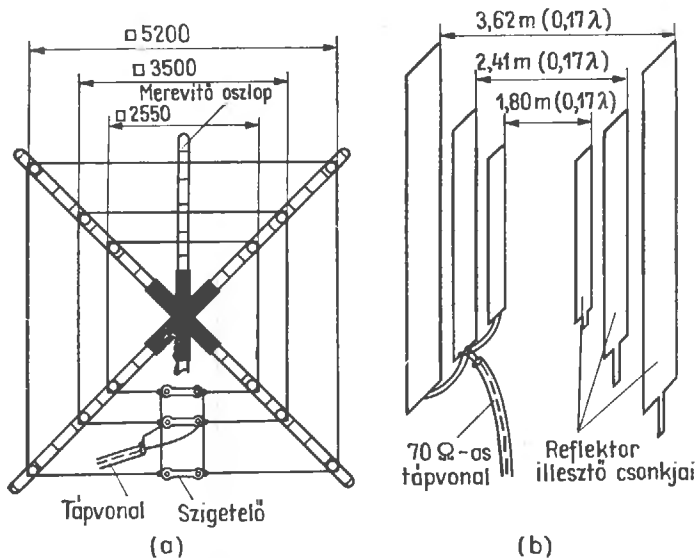
18.8.2. A táplálás

Mint hogy a rendszer talpponti ellenállása 70Ω nagyságrendben mozog, magától kínálkozik a közvetlen táplálás valamilyen tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábellel. Tapasztalatok szerint rövidhullámon nincs feltétlenül szükség a koaxiális kábel szimmetrizálására, úgy hogy a rövidhullámok tartományában gyakorlatilag is megvalósított cubical quad antennák majdnem mind közvetlenül bekötött koaxiális kábellel kapják a táplálást.

A háromsávós quad hagyományos táplálási módja: mindegyik sávra külön tápvezeték alkalmazása. Ezáltal világosan áttekinthetők a viszonyok, ugyanakkor azonban — különösen, ha hosszúak a tápvezetékek — sok koaxiális kábellel van szükség. Ha minden egyes rendszert illesztési optimumra állítunk be, a háromsávós quad táplált antennaelemait a táppontokban párhuzamo-

san kapcsolhatjuk egymással és egyetlen közös koaxiális kábel útján táplálhatjuk (18.35. ábra). Ezt a koaxiális kábelt a 15 m-es sugárzó táppontjától célszerű elvezetni. A 20 m-es és a 10 m-es sugárzótól kéthuzalos összekötő vezeték csatlakoztatunk a középső, 15 m-es tápponthez. A szabad sugárzókat azonban ezek az összekötő vezeték is befolyásolják, úgy hogy a normálisan méretezett sugárzók rezonanciafrekvenciája kisebb lesz a számított értéknél. Ezért az összekötő vezeték hosszával meg kell rövidíteni a sugárzó hosszát. Ezt a rövidítést elektromosan is elvégezhajjuk úgy, hogy kondenzátorokat iktatunk be a vezetékbe.

A háromsávós quad gazdag tevékenységi lehetőségeket nyújt a kísérletezőtő rövidhullámú amatőrnek. Például arra is gondolhatunk, hogy a 20 m-es szakasz méreteit a miniatűr beam mintájára lekicsinyítjük, vagy egy olyan háromsávós quad kifejlesztésére szánjuk rá magunkat, amelynek méretei a 15 m-es quad méreteivel egyenlők, és amelyben a 15 m-es, teljes hosszúságú antennaelem egyúttal 20 m-en is rezonál. A DX-amatőrök körében ez a „normális fogyasztókon” is segítené. Az ilyen megoldások azonban — amint már elmagyaráztuk — mindig a sáv szélesség, az antennanyereség és a sugárzási jellemzők rovására mennek.



18.35. ábra. Az antennaelemek elrendezése és táplálása: (a) a táplált antennaelem előnézete; (b) a táplált antennaelemek és a reflektorok oldalnézete

18.8.3. A hangolás

Legelőször a táplált antennaelemek rezonancia-hosszát állítjuk be. A tápvezeték sorra az éppen behangolandó elemhez csatlakoztatjuk, de egy reflektométert is becsatolunk a vezetékbe. A meglévő adóval, egy mérőgenerátorral (jelgenerátorral) vagy egy grid dip meter felhasználásával gerjesztjük a sugárzót, az üzemi frekvenciát tág határok között változtatjuk, és közben figyeljük a reflektométert. Az a frekvencia, amellyel a legkisebb állóhullámarányt kapjuk a vezetéken, azonos a táplált antennaelem rezonanciafrekvenciájával. Ha ez a frekvencia nem a kívánt helyen van a sávban, meg kell változtatnunk az antennaelem hosszát (például a 15.7. ábra szerint).

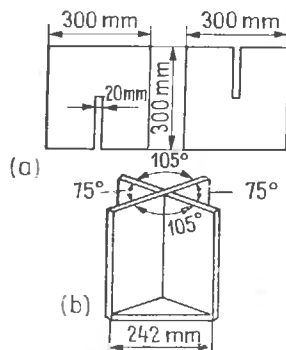
Most a reflektorokat állítjuk be pontosan a legnagyobb hátrasugárzási csillapításra. Ehhez egy egyszerű térerősségmérőre van szükségünk (segédantennából, germánium-diódából és mutató műszerből állítjuk össze), és körülbelül 50 m távol, de lehetőleg a sugárzó magasságában helyezzük el ezt a készüléket. A háromsávós quad irányát úgy állítjuk be, hogy a reflektor négyzetének széles lapja a térerősségmérő felé forduljon. Adás közben úgy állítjuk be a reflektorcsonk eltolható rövidzárját, hogy a térerősségmérő műszerén határozott minimumot kapjunk. Ezt a beállítást nagyon gondosan kell elvégezni, mert igen éles minimum jelentkezik. Minthogy a reflektor beállítása egy kissé visszahat a sugárzó rezonanciájára, utólagos ellenőrzést is kell végezni a reflektométerrel.

18.9. A háromsávós CQ—PA-quad

A hollandiai CQ—PA amatőrlapban PA \emptyset XE egy mechanikailag roppant egyszerű felépítésű és ezért amatőrviszonylatban rendkívül célszerűnek látszó háromsávós quadantennát ismertetett. A CQ—PA-quad további előnye még, hogy nem kell hozzá semmilyen csonk vagy egyéb hangolási segédeszköz, és hogy minden sávban optimális értéken tartja a reflektor távolságát. Ha pontosan megtartjuk az előírt méreteket, nincs szükség behangolásra.

A keresztirtót PA \emptyset XE nem hegesztett vaszerkezetből állítja elő, hanem a 18.36. ábra szerint 20 mm vastag furnérlemezből készít el egy stabil és megfelelő konstrukciót. A 18.36.(a) ábra szerinti részletrajzon 20 mm-es furnérlemezből két

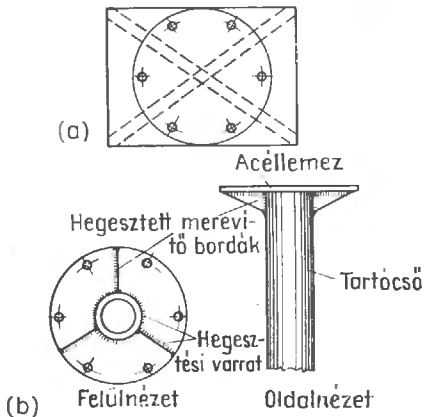
egyforma négyzet látható, az oldalhossz mindenhol 300 mm. Mindkét lemezben az egyik oldal közepétől egy-egy 150 mm hosszú és 20 mm széles bevágás van. Ezt a bevágást úgy kell kialakítanunk, hogy amikor a 18.36.(b) ábra szerint egymásba illesztjük a lemezeket, a közöttük levő szög 105° , illetve 75° legyen (ferdén vágjuk le az éleket!). Ugyanilyen anyagból egy 242 mm \times 184 mm méretű, derékszögű négyzög alakú alaplapot is kivágunk. Ha jól mértük le az alaplap méreteit, a keresztidom ráhelyezése után a szükséges 105° és 75° szögeket kapjuk meg (a szögfüggvények alapján).



18.36. ábra. A CQ—PA-quad középső része: (a) az egyes lemezek; (b) az összeállított középső rész

Az antennának ezt a szívet jól összcsoportosítjuk és összcsoportosítjuk. Az alaplapba be kell súlylyesztetni a csavarokat. A keresztidomot többszörösen vonjuk be firmisszel vagy valamilyen jó csónaklakkal. A furnérlemeznél stabilabb és az időjárás hatásainak jobban ellenálló — de drágább — szerkezeti anyag a megfelelő vastagságú, textiltámasztásos rétegtel lemez (pl. novotext).

A következőkben előkészítjük a keresztidom alaplapját, hogy megfelelően felerősíthessük majd a tartóárbocra. Egy 3...5 mm vastag és 180 mm átmérőjű, kör alakú acéllemezt a 18.37. ábra szerint az alaplemez aljára helyezünk. Kerülete mentén egyenletes elosztásban hat lyukat fúrunk bele egy körülbelül 5 mm-es fúróval oly módon, hogy egyúttal az alaplapot is átfúrjuk. Úgy helyezzük el ezeket a furatokat, hogy amikor majd behelyezzük a csavarokat, az alaplemez felső lapján a keresztidom mellett elég hely maradjon mindegyik csavarfejnek. Egyébként ennek az acéltárcsának nem kell feltétlenül kör alakúnak lennie, esetleg pontosan megegyezhet az alaplap méreteivel (242 mm \times 184 mm).

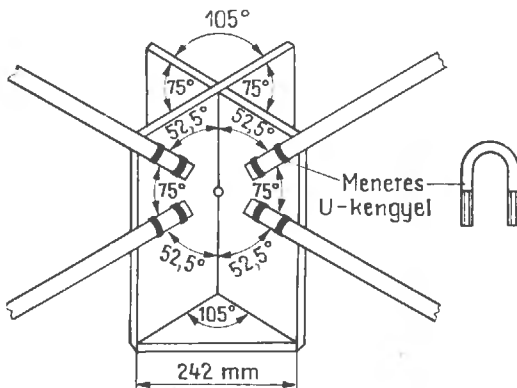


18.37. ábra. A keresztartó rész hozzáerősítése az antennaárbochoz:

(a) alaplemez; (b) hegesztett fémkarima

Tartóárbocnak PA Ø XE egy 1,5 hüvelykes vízvezetéki csövet ajánl. Először egy körülbelül 3 m hosszú csőre van szükségünk, és az egyik végén külső meneteket vágunk rá. Erre azért van szükség, hogy egy csőkarmantyúval meghosszabbíthassuk majd. A cső másik végéhez tompahegesztéssel, pontosan centrikusan hozzáhegesztjük a már előkészített acéllemez. Az acéllapnak pontosan merőlegesen kell állnia az árbocon. Az oldalnyomás felvételére ajánlatos három — derékszögű háromszög alakú — merevítőbordát is behegeszteni [18.37.(b) ábra].

A tartókarok elkészítéséhez három 4,50 m-es bambuszrúd szükséges. Hogy hozzáerősíthessük őket a keresztidomhoz, csináltassunk egy kováccsal vagy műszeréssel 16 U alakú csapot; méreteiket a bambuszrudak átmérője szabja meg. A csapok, anyák, alátétkarikák és minden egyéb fémlatrész is horganyozott vagy kadmiumozott fe-



18.38. ábra. A tartókar felerősítése

lületű legyen, vagy legalább valamilyen jó védő-lakkal vonjuk be őket a rozsdásodás ellen.

A tartókarokat a 18.38. ábra szerint rögzítjük keresztidomra. Az áttekintés megkönnyítésére itt csak négy tartókart rajzoltunk meg; a másik négyet ugyanígy, de a szemben levő 105°-os szög belsejében kell felszerelni. Nagyon fontos, hogy a tartókarok pontosan 52,5°-ot zárjanak be a függőlegessel. Ezt a szöveget nagyon könnyen megkaphatjuk: az egymást keresztező furnérlemezek 105°-os szögéről papírsablont készítünk, és ezt a sablont behajlítással megfelezzük ($105 : 2 = 52,5$). E sablonok megfelelő ráhelyezésével most már könnyen kijelölhetjük az U alakú csapok furatait. A belső U-csapokat lehetőleg ne helyezzük túlságosan közel a lemezek kereszteződési vonalához, hogy még elég hely maradjon az ellenanyák behelyezéséhez és meghúzásához. A bambuszrudak bevezetett vastagabbik végét szigetelőszalaggal vagy valamilyen más, megfelelő anyaggal jól burkoljuk be, hogy ne repedhessen el, amikor meghúzzuk az anyákat. A bambuszrudak helyes kezelését egyébként a pont elején már részletesen elmondtuk.

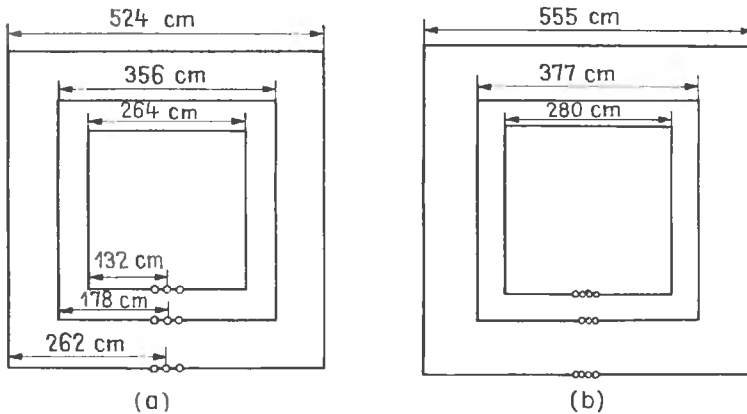
Ezek után előkészítjük és elrendezzük az antennaelemeket is. Anyaguk bármilyen rézhuzal vagy litze-huzal (sodrat) lehet, ha megfelel a mechanikai igénybevételnek. A szükséges hossz összesen ke-
reken 100 m.

PA Ø XE műanyagszigetelésű litzét használt, ezt különösen jól lehetett feldolgozni. A sugárzók és a reflektorok önmagukban alkotják a rezgőrendszert, úgyhogy itt nincs szükség csonkokra vagy más hangoló segédesszközökre. Ez viszont azt jelenti, hogy minden sugárzóhoz külön tápvezeték szükséges; ezért három koaxiális kábelt kell az állomáshelyiségbe vezetnünk. Minden olyan koaxiális kábel megfelel erre a célra, amelynek 50 és 75 Ω között van a hullámenellenállása.

A reflektorok önmagukban zárt négyszöget alkotó huzalok 18.39.(b) ábra. A sugárzók négyzetének alsó vízszintes oldalát középen ketté kell vágni, hogy bele lehessen kötni a tápkábelt [18.39.(a) ábra]. A következő hosszúságú huzaldarabokat kell leszabnunk az antennaelemek elkészítéséhez:

20 m-es sáv

A sugárzó vezetőjének hossza 21,06 m, ebből kétszer 5 cm az elválasztó szigetelők felerősítéséhez szükséges. Ily módon magának a sugárzónak a teljes hossza (kiegyenesítve) 20,96 m, tehát az oldalhossz 524 cm.



18.39. ábra. A quadelemek:
(a) a táplált antennaelemek; (b) reflektorok

A reflektor vezetőjének hossza 22,25 m, ebből kétszer 5 cm kell a végek előkészítéséhez és forrasztásához; marad tehát a kifeszített hosszra 22,20 m, úgyhogy az oldalhossz 555 cm.

15 m-es sáv

A sugárzó vezetőjének teljes hossza 14,34 m, ebből kétszer 5 cm az elválasztó szigetelő rögzítéséhez szükséges. A kifeszített sugárzó tehát 14,24 m hosszú, aminek 356 cm oldalhossz felel meg.

A reflektor vezetőjének hossza 15,13 m, ebből 5 cm kell a forrasztáshoz. Ennek következtében a kifeszített reflektorhossz 15,08 m, tehát az oldalhossz 377 cm.

10 m-es sáv

A sugárzó vezetőjének hossza 10,66 m, ebből kétszer 5 cm kell az elválasztó szigetelő felerősítéséhez. A sugárzó kifeszített hossza tehát 10,56 m, az oldalhossz pedig 264 cm.

A reflektorhoz szükséges hossz 11,25 m, ebből kétszer 5 cm kell a végek forrasztásához. Ily módon a kifeszített reflektorhossz 11,20 m, aminek 280 cm oldalhossz felel meg.

A lesabott huzaldarabokat most hosszúságuk szerint vízszintesen kifeszítjük, és gyorsan száradó lakkal megjelöljük rajtuk azokat a helyeket, ahol majd hozzá kell erősíteniük őket a tartókarokhoz. Sokszor elegendő csak egy erős műanyag zsinórt kötni a kijelölendő helyre, és ha elég hosszú ez a zsinór, és erősen kötjük meg, lelógó végeivel később majd hozzáerősíthetjük a vezetőt a tartókarhoz. Az elemek elrendezését és oldalhosszát a 18.39. ábrán láthatjuk. Ebből a rajzból azt is megtudjuk, hol kell kijelölnünk a sarokpontokat.

Az egész rendszert a következő sorrendben célszerű összeszerelni:

a) A négy, ferdén felfelé mutató tartókart rászerelem a keresztidomra.

b) A sugárzók és a reflektorok felső vízszintes oldalát beillesztjük és hozzáerősítjük a felfelé mutató tartókarokhoz. Az antennaelemek két olyan bambuszrúdról lógnak most le, amelyek 75°-os szöveget zárnak be egymással. Ajánlatos ezenkívül valamilyen műanyag zsinórral vagy üvegfonallal ki is kötni a most még könnyen hozzáférhető felső tartókarokat.

c) A keresztidom alaplapját csavarokkal hozzáerősítjük a körülbelül 3 m hosszú árboccsúcsához. Az utóbbit a keresztidommal együtt most a további szereléshez vízszintes helyzetbe állítjuk. Ideiglenes lábunk PA Ø XE egy nagyobb faládát ajánl, ennek fedelén és fenekén akkora lyukat fúrunk, amekkora az árboc átmérője. A szerelés befejezéséig az antenna szabadon állhat ebben a lábában.

d) A négy, ferdén lefelé mutató tartókart hozzácsavarozzuk a keresztidomhoz, az antennaelemek függőleges szakaszait az alsó tartókarokhoz rögzítjük.

e) A reflektorelemeket összeforrasztjuk a vezetékvégeket, hogy kialakuljon belőlük az alsó vízszintes oldal. A sugárzóelem végei közé egy-egy kis szigetelőt szerelünk. Ezek a szigetelők alkotják az alsó vízszintes oldalak közepén a táppontokat.

f) Megfelelő műanyag zsinórral kifeszítjük egymás között a tartókarokat. Így az egész rendszer megkapja a szükséges stabilitást és szabályos kocka alakot. Az 50 vagy 60 Ω hullámmellenállású koaxiális kábeleket a táppontokhoz csatlakoztat-

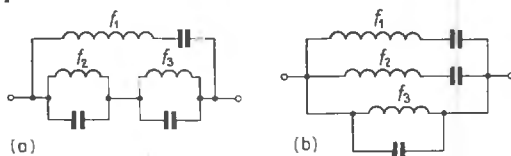
jük, és hozzáerősítjük a keresztidomhoz is, hogy terhelésmentesíthessük a bekötési helyeket.

Ezzel üzembesz állapotba hoztuk a háromsávú CQ—PA-quad antennákat, és most már csak az-
al a bizonyára nem könnyű feladattal kell meg-
birkóznunk, hogy az egész szerkezetet felszereljük
a háztetőre vagy valamilyen póznára.

18.10. A háromsávú, egyszerű hurokkal ellátott quad

A VK 2 AOU által kifejlesztett, kipróbált és pontosan ismertett, teljes értékű háromsávú cubical quad elektromos és mechanikai szempontból is aligha hagy még valami kívánnivalót. Ebben a háromsávú konstrukcióban is VK 2 AOU az ismert háromsávú Yagi-antennájánál már bevált soksávú rezgőkörök elvéből indul ki (lásd a 18.2. alfejezetet). Ezáltal egyetlen táplált hurokkal és egy reflektorhurokkal mind a három (10 m-es, 15 m-es és 20 m-es) sávban megkapjuk a rezonanciát.

A 18.40. ábrán vázlatosan két változatban rajzoltuk meg a háromsávú rezgőköröket. Ha külön-külön vizsgáljuk az egyes rezgőköröket, azt látjuk, hogy a rezonanciák közül egy sincs a kívánt frekvencián, pedig a teljes hálózat együttesen mind a három üzemi frekvencián rezonál. Ha a 18.40.(a) ábra szerinti kapcsolásban az f_1 soros rezgőkört egy antennaelemmel helyettesítjük, nem változik meg a hangolt háromsávú kapcsolat jelleggörbéje. Ha ez az antennaelem egy quadhurok, a 18.41.(a) ábra szerinti elrendezést kapjuk, és a quadelem most a megosztott L induktivitású és C kapacitású f_1 soros rezgőkör. A mechanikai és



18.40. ábra. A háromsávú rezgőkör elve két változatban:

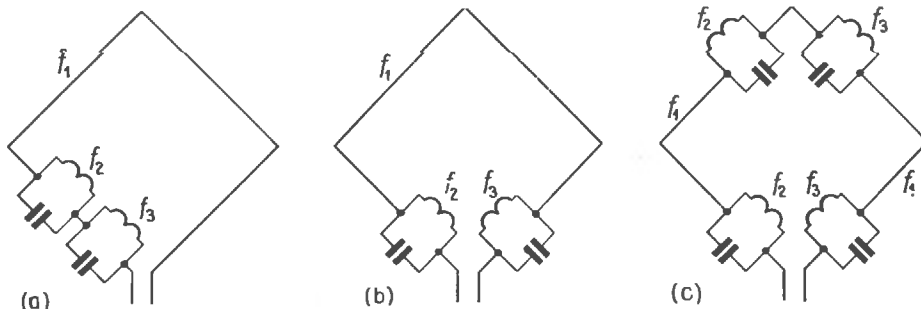
(a) egy soros (f_1) rezgőkörrel és két párhuzamos (f_2 és f_3) rezgőkörrel; (b) két soros (f_1 és f_2) rezgőkörrel és egy párhuzamos (f_3) rezgőkörrel

elektromos szimmetria megvalósítására az f_2 és az f_3 rezgőkört a 18.41.(b) ábra szerint a táppont két oldalán helyezük el. A két síkban párosával elrendezett rezgőköröket tartalmazó kapcsolást [18.41.(c) ábra] akkor alkalmazzuk, amikor a quadhurok teljes hossza nagyobb a legkisebb üzemi hullámhossz 1,5-szeresénél.

18.10.1. A háromsávú quad elektromos koncepciója

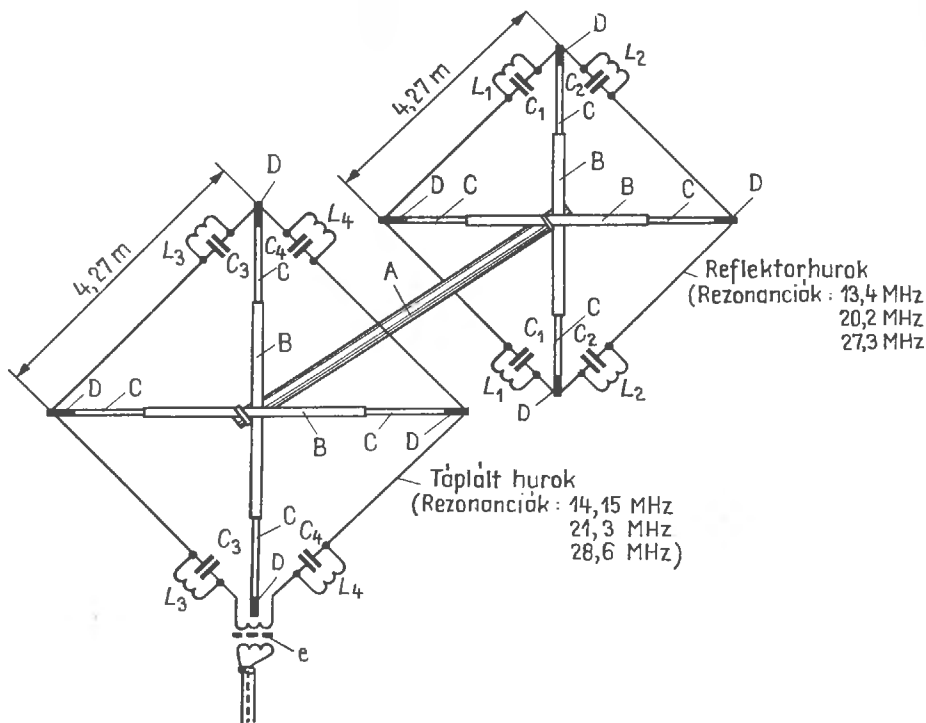
Az antenna két egyforma, 4,27 m oldalhosszú sávú huzalnégyszetet tartalmaz. Vázlatos rajzát a 18.42. ábrán látjuk. A szélellenállás ebben a megoldásban feleakkora, mint az egymásba skatulyázott elemeket tartalmazó, teljes méretű háromsávú quadantennán. A többsávú elv alapján kisebb vagy nagyobb hosszúságú oldalakat is alkalmazhatunk, és ennek megfelelően csökken vagy nő a hatásfok. Bebizonyosodott, hogy a teljesítő-képesség és a ráfordítások tekintetében 4,27 m-es oldalhosszal nagyon jól megközelítjük az optimumot.

A táplált egyhurkos elem három sávfrekvenciára rezonál: például 14,15, 21,3 és 28,6 MHz-re. A reflektor rezonanciafrekvenciáit megfelelően kisebb-



18.41. ábra. A háromsávú quadelem vázlatos felépítése VK 2 AOU szerint:

(a) a 18.40. (a) ábra szerinti elrendezés; (b) f_2 és f_3 szimmetrikus beiktatása a táppontba; (c) f_1 és f_2 páros elrendezése abban az esetben, amikor a négyszetes hurok teljes hossza nagyobb a legkisebb üzemi hullámhossz 1,5-szeresénél



18.42. ábra. VK 2 AOU háromsávú quadantennájának vázlatos felépítése

re, nevezetesen 13,43, 20,20 és 27,30 MHz-re kell vennünk.

Az ilyen háromsávú quadelemekre általában a következő szabályok érvényesek:

— A munkafrekvenciák az 1,6 : 1 és 3 : 1 közötti tartományban oszolhatnak meg.

— A kijelölt munkafrekvenciák között nincsen szükség harmonikus összefüggésre.

— Munkafrekvenciáinak felhullámaira nem reagál az antenna (kivéve azt az esetet, amikor a felharmonikus frekvenciája gyakorlatilag megegyezik az egyik munkafrekvenciával).

— Az antennelemek a teljes hossz mentén sugároznak minden munkafrekvencián.

— A quadrendszerekben antennelemenként elegendő egyetlen pár hangolt párhuzamos rezgőkör [18.41.(b) ábra], ha a quadelem teljes hossza nem haladja meg a legkisebb üzemi hullámhossz 1,5-szeresét. Ha nagyobb ez a hossz, elemenként két pár hangolt rezgőkörre van szükség [18.41.(c) ábra]. Ezáltal elkerüljük a legnagyobb frekvenciájú sávban egyébként várható hangolási nehézségeket.

Az itt ismertetett esetben — minthogy az antennelem teljes hossza a 10 m-es sávban nagyobb

a hullámhossz 1,5-szeresénél (17,08 m) —, elemenként két pár hangolt párhuzamos rezgőkört alkalmazunk.

A rezgőköri kapacitásokat légmentekkel vagy kerámia fazéktrimmekkel valósíthatjuk meg. Legalább ilyen jók a nyitott koaxiális kábel-darabokból alkotott kapacitások is. Tudjuk ugyanis, hogy minden koaxiális kábelnek van bizonyos kapacitása a belső vezető és a külső vezető között, és hogy ezt a kapacitást pF/m-ben szokás megadni. A kereskedelmi forgalomban kapható, polietilén dielektrikumú, 60 Ω hullámmellenállású (például 60—7—2 típusú) kábelek kapacitása 85 pF/m. Ennek alapján már könnyen kiszámíthatjuk, hogy az előre megadott kapacitás megvalósításához milyen hosszú nyitott kábel-darabokra van szükségünk. Minden szokásos típusú koaxiális kábel megfelel erre a célra, bármekkora legyen is a hullámmellenállása; a fontos csak az, hogy tudjuk, mekkora az 1 m-nyi hosszra eső kapacitása.

A rezgőköri induktivitásokat úgy készítjük el, hogy lehetőleg minél vastagabb (legalább 2 mm átmérőjű) huzalból hajtúhurkokat állítunk elő, a vezetők közötti távolságot mintegy 60 mm-re vesszük (nem kényes adat). A táplált antennelem

huzalának teljes hossza és a négy hajtúhurok huzalának hossza együttesen nagyjából kiadja a legkisebb munkafrekvenciának megfelelő hullámhosszt.

18.10.2. VK 2 AOU konstrukciós megoldása

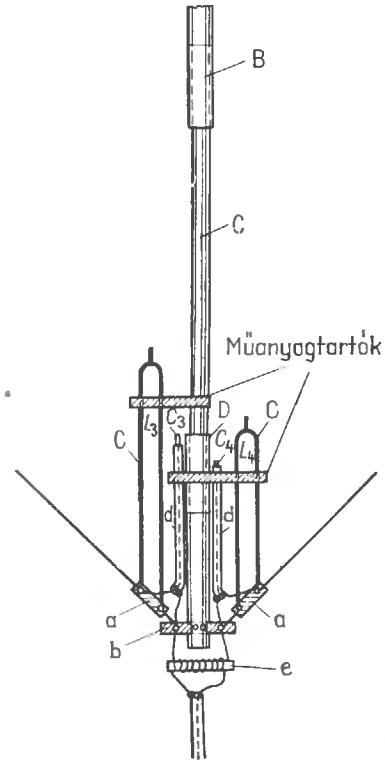
A két quadelem vízszintes irányú A tartócsövének hossza 2,60 m, aminek következtében a reflektor távolsága körülbelül 2,45 m. A 20 m-es sávban ez $0,115\lambda$, a 15 m-es sávban $0,173\lambda$, a 10 m-es sávban pedig $0,232\lambda$ reflektortávolságnak felel meg.

Az A tartócső stabil kemény alumíniumból készült, átmérője körülbelül 50 mm, falvastagsága legalább 3 mm. Az elemek kereszt alakú kifesztő szerkezete a szokásos bambuszrúd vagy üvegszábetétes rúd helyett szintén kemény alumínium csőből készül. A B, C és D alkatrészekből összeállított szerkezetet kereszt alakban a tartóhoz erősítjük. A B alkatrészek egyenként 3,66 mm hosszú, $\frac{7}{8}$ hüvelyk (kb. 22,2 mm) átmérőjű, $\frac{1}{16}$ hüvelyk (kb. 1,6 mm) falvastagságú, kemény alumínium anyagú csövek. Négy nyitott végükbe körülbelül 200 mm mélyen teleszkópszerűen betolunk és rögzítünk egy-egy 1,22 m hosszú és $\frac{3}{4}$ hüvelyk (19 mm) átmérőjű könnyűfém csövet (C alkatrész). Az antennaelemek huzalának szigetelői 250 mm hosszú és $\frac{3}{4}$ hüvelyk (19 mm) átmérőjű PVC-csövek (D alkatrészek). Ez utóbbiakat úgy erősítjük hozzá a C könnyűfém csövek végéhez, hogy felmelegítjük és ezáltal annyira kitágítjuk őket, hogy körülbelül 100 mm hossz mentén szorosan ráhúzóhatók legyenek a C csövekre. A PVC-csövek szabad végét ugyancsak meleg állapotban laposra összenyomjuk, és egy lyukat fúrunk bele, hogy hozzáerősíthessük a huzalt. A feszítő szerkezet teljes hossza tehát a szigetelők között 6,15 m, ebből pedig számítással egy-egy elemre körülbelül 4,30 m oldalhosszt kapunk.

A feszítő szerkezeteket megfelelő U-csapokkal kereszt alakban rögzítjük az egymással szemben levő 90° -os szögben. Merőleges helyzetük biztosítására megfelelő kitámasztásukról is gondoskodunk. Magától értetődik, hogy az éppen beszerezhető anyagoknak megfelelően módosíthatjuk is az antennarendszer felépítését.

A párhuzamos rezgőköröket közvetlenül behelyezzük az antennaelem felső és alsó sarkába. Ezért a huzalt ezeken a helyeken egy-egy műanyag csíkkal elektromosan megszakítjuk (18.43. ábra; az *a* csík méretei: 75 mm × 13 mm × 6 mm). Ezek-

hez az *a* szigetelőkhöz erősítjük a rezgőköröket — amelyek mindegyike a hajtú alakú *c* hurokból és a koaxiális kábelből kialakított *d* kondenzátorból tevődik össze —, és mindjárt össze is kötjük őket az antennahuzalokkal.



18.43. ábra. A párhuzamos rezgőkörök és a táppont mechanikai felépítése (nem méretarányosan)

A hajtú alakú *c* hurkokat vastag (legalább 2 mm átmérőjű) lakkozott rézhuzalból készítjük el, és megfelelő műanyag tartók útján mechanikailag stabilan hozzáerősítjük a vízszintes kifesztő karokhoz. A kapacitásnak használt koaxiális kábeleket megfelelő rögzítőszalagokkal közvetlenül hozzákötjük a kifesztő karokhoz. Ügyeljünk arra, hogy a kábelarabok külső vezetője (az árnyékolás) a kisebb nagyfrekvenciás feszültségű pontokhoz csatlakozzék. Ezek mindig azok a csatlakozási pontok, amelyek a legközelebb vannak a függőleges kifesztő karokhoz. A kábelek végén körülbelül 2 cm hossz mentén eltávolítjuk a külső vezetőt, nehogy érintkezessen a belső vezetővel. Behangolás után valamilyen megfelelő szigetelőragasztóval védjük meg a kábelvégeket a nedvesség behatolása ellen. A párhuzamos rezgőkörök

mechanikai méretezési adatait a 18.4. táblázatban találjuk meg.

A hajtú alakú hurkokban a vezetők közötti távolság 60 mm. Az összekötő huzalok hossza nincsen benne a közölt értékekben.

18.4. táblázat. Méretezési adatok a párhuzamos rezgőkörökhöz

Huzal-hossz a hurokhoz	A megfelelő hurok-hossz	Szükséges kapacitás	A 85 pF/m kapacitású kábel hossza
m	m	pF	m
$L_1 = 1,75$	0,84	$C_1 = 56$	0,66
$L_2 = 1,32$	0,62	$C_2 = 26$	0,31
$L_3 = 1,45$	0,66	$C_3 = 53$	0,63
$L_4 = 1,07$	0,50	$C_4 = 23$	0,27

A vezetők közötti távolság (hajtúhurok) 60 mm. Az összekötő huzalok hosszát nem vettük be a fenti értékekbe.

A szimmetria érdekében egy baluntekeracet teszünk be a táppontba. Ezzel elérjük, hogy egy tetzés szerinti hosszúságú, 50...75 Ω hullámenállású koaxiális kábel útján szimmetrikusan gerjeszthetjük a sugárzót. Ezt a baluntekeracet a körülbelül 13 mm átmérőjű és 75 mm hosszú ferrit-rúdra helyezzük. 1,6 mm átmérőjű lakkozott rézhuzalból, bifiláris tekerccseléssel kilenc primer és kilenc szekunder menetet tartalmazzon a tekeracs. Az időjárás viszontagságok elleni védelemül műanyag házba tesszük, és a tápvezeték bekötéséhez egy átvezetőhüvelyt képezünk ki rajta.

18.10.3. A háromsávú quad antenna behangolása

Ha pontosan a leírás szerint készítettük el az antennaelemeket, csak kisebb mértékű finombeállításokra lehet szükség. Ezeket a beállításokat VK 2 AOU módszere szerint a következőképpen kell elvégeznünk:

A minden részében teljesen elkészített antennaelemet a földfelszínhez képest vízszintes helyzetben úgy helyezzük rá egy körülbelül 1,5 m magas álló falétra legfelső fokára, hogy mindegyik hangolóeleméhez könnyen hozzáférhessünk. Előzőleg hitelesítenünk kell egy tranzisztoros dip metert oly módon, hogy összehasonlíttuk az állomás vevőjével, és bejelöljük a skáláján a 18.5. táblázat szerinti munkafrekvenciákat. A talajtól függőleges irány-

18.5. táblázat. Rezonanciafrekvenciák a hajtúhurkokon

Antennaelem	Rezonanciafrekvencia	
	Hosszú hurok	Rövid hurok
Sugárzó	L_3 14,15 MHz 18,0 MHz 21,3 MHz	L_4 21,3 MHz 28,6 MHz 31,0 MHz
Reflektor	L_1 13,43 MHz 15,8 MHz 20,2 MHz	L_2 20,2 MHz 26,9 MHz 27,3 MHz

A szimmetria megőrzése végett a felső sarokban levő rezgőpároknak mechanikailag és elektromosan is meg kell egyezniük az alsó sarokban levő rezgőpárokkal

ban mérve mindössze 1,5 m távolságban levő antennaelemnek nagyobb a földkapacitása, mint a végleges üzemi állapotban (amikor is függőlegesen beirányítva sokkal nagyobb magasságban van a talaj fölött), és ezt a nagyobb kapacitív terhelést úgy vesszük itt figyelembe, hogy 3...4%-ot levonunk a megadott frekvenciaértékekből.

A szimmetria megtartása végett a felső sarokban levő rezgőköröknek mechanikai és elektromos szempontból is teljesen meg kell egyezniük az alsó sarokban levő rezgőkörökkel.

A hajtú alakú hurkok hajlataiba becsatolt dip meterrel mindenekelőtt megállapítjuk a meglévő rezonanciafrekvenciákat. Minden esetben három rezonanciadipet kapunk: az egyik magának a hajtúhuroknak a rezonanciája, és ez nem egyezik meg az egyik munkafrekvenciával sem, a másik kettő pedig két további frekvencia, nevezetesen maguk a munkafrekvenciák vagy közelítő értékeik (lásd a 18.5. táblázatot). A középső üzemi sávot a rövid és a hosszú hajtúhurok szolgáltatja (21 MHz). Ugyanakkor azonban a 28 MHz-es sáv csak a rövid hurkon, a 14 MHz-es sáv pedig csak a hosszú hurkon lép fel. A behangolás során változtatandó beállítóelemek a következők:

A 14 MHz-es sávban: a hosszú hajtúhurok L_3 és L_1 hossza, esetleg a quad-hurok huzalának hossza.

A 21 MHz-es sávban: a hosszú hajtúhurokhoz csatlakozó kondenzátor, vagypedig a kisebb, L_4 , illetve L_2 hajtúhurok huzalának a hossza.

A 28 MHz-es sávban: a kis hajtúhurokhoz csatlakozó kondenzátor.

Ha például 14,25 MHz munkafrekvenciára van szükségünk, és a rezonanciát 14,0 MHz-en találjuk meg, vagy rövidebbre vesszük a quadhurkot, vagy csökkentjük a hosszú hajtűhurok induktivitását. Az utóbbit kis lépésekben hajtjuk végre oly módon, hogy 5—5 cm-es hosszak mentén összesodorjuk a hurok legömbölyített végét, ezáltal fokozatosan rövidítjük mechanikailag az egymással párhuzamosan haladó huzalszakaszok hosszát. A kapacitások beállítása során ügyeljünk arra, hogy a 28 MHz-es rezonancián 2 pF-os kapacitáscsökkenés 500 kHz frekvencianövekedésnek felelhet meg. A kisebb frekvenciájú sávokban megfelelően kisebb a kapacitásváltoztatás hatása. A kapacitás csökkentése végett a kábeldarabok nyitott végén minden egyes alkalommal 1 cm-rel hátrább toljuk a külső vezetőt.

A hangolást először 14 MHz-en, majd 21 MHz-en, végül pedig 28 MHz-en végezzük el. A táplált antennaelem hangolása során nagyon jó szolgálatot tesz egy reflektométer. Ennek az antennaelemnek a rezonanciái mindig azokon a frekvenciákon vannak, amelyeken legkisebb az állóhullámarány.

A reflektort hasonlóképpen hangoljuk a 18.5. táblázatban megadott rezonanciafrekvenciákra. Azt is megtehetjük, hogy egy harmadik antennaelemet, egy direktorhurkot is kialakítunk. Ebben az esetben a direktor hangolási frekvenciáit úgy kapjuk meg, hogy a táplált antennaelemre megadott frekvenciákat 5%-kal megnöveljük.

Ha még a legnagyobb hátrasugárzási csillapításra vagy a legnagyobb előresugárzásra is pontosan akarjuk beállítani a viszonyokat, ezt a munkát már a tervbe vett magasságban üzemszerűen felszerelt antennán kell elvégeznünk. Legelőször a sugárzó rezonanciáit vizsgáljuk felül oly módon, hogy becsatolunk a tápvezetékbe egy állóhullámmérőt, és az üzemi adóval gerjesztjük az antennát. Az adó frekvenciájának változtatgatása közben megfigyeljük, mely frekvenciákon a legkisebb az állóhullámarány. Ezek a frekvenciák felelnek meg ebben az esetben a sugárzó rezonanciáinak, és szükség esetén kissé korrigáljuk a rezonanciafrekvenciákat. Ezután a finombeállításhoz a megállapított rezonanciafrekvenciákon gerjesztjük az antennát. A kisugárzás ellenőrzésére a szokásos módon felállítunk egy kissé távolabb egy vizsgálódipólussal ellátott térerősségmérőt. Az antenna finombeállítása most kizárólag csak a reflektor utánállítására szorítkozik. 1,5 : 1 állóhullámarányt minden munkafrekvencián el kell érniünk, a sávok végén viszont 2 : 1 értéket is kaphatunk.

Anyagjegyzék a 18.42. és a 18.43. ábra szerinti háromsávú quadantennához

A alkatrész: 1 darab 50 mm × 3 mm méretű, 2,60 m hosszú kemény alumínium cső.

B alkatrész: 4 darab 22 mm × 2 mm méretű kemény alumínium cső, hosszuk egyenként 3,66 m.

C alkatrész: 8 darab 18 mm × 1,5 mm méretű kemény alumínium cső, hosszuk egyenként 1,22 m.

D alkatrész: 8 darab PVC-cső, belső átmérőjük 16...18 mm, hosszuk egyenként 0,25 m.

a alkatrész: 8 darab polisztirol csík, 75 mm × 13 mm × 6 mm.

b alkatrész: 4 darab textilbakelit sáv, 100 mm × 13 mm × 6 mm.

c alkatrész: 8 darab hajtűhurok a 18.4. táblázat szerint.

d alkatrész: 8 darab koaxiális kábel a 18.4. táblázat szerint.

e alkatrész: 1 darab baluntekerics műanyagházban a közölt leírás szerint.

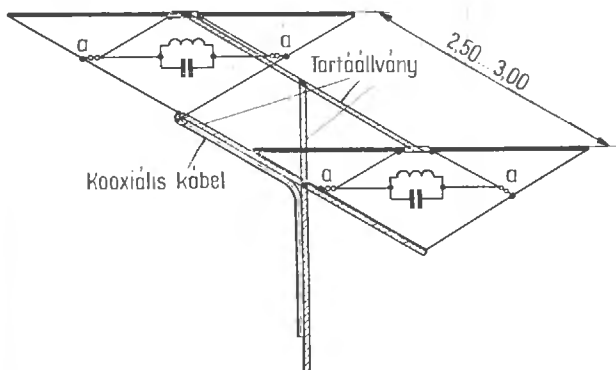
Ezenkívül körülbelül 20 m rézlitze vagy rézhuzal kell az antenna vezetőjének kialakításához, és gondoskodnunk kell az összerősítésekhez, kifeszítésekhez és merevítésekhez szükséges apró szerelési anyagokról is.

18.11. Többsávú delta loop antennák

Az ismert delta loop antennának (lásd a 15.4.5. pontban) is megvannak a gyakorlatban már kipróbált és bevált többsávú változatai. Ez azonban még nem jelenti azt, hogy az utóbbiak teljesen kiforrott konstrukciók, vagy hogy egyértelműen ismerjük a sugárzási jellegzőbélüket. Az amatőr aligha végezhet a teljesítőképesség szempontjából megbízható összehasonlításokat például a cubical quad antennával, márpedig a többé-kevésbé csak érzéssel alapuló egyedi megfigyelések nem lehetnek általános érvényűek.

18.11.1. Beskatulyázott többsávú delta loop antennák

Akárcsak a 18.8. és a 18.9. alfejezet szerinti cubical quad, a delta loop is lehetővé teszi az antennaelemek egymásba tolásával a többsávú üzemet (18.44. ábra). Mínt hogy a 20 m-es sávban igen nagy nehézségekbe ütközik a szükséges stabilitású rövidítetlen delta loop elemének elkészítése, ezzel



18.44. ábra. Konstruációs javaslat a beskatulyázott kétsávós delta loop antenna felépítésére (15/10 m). Az A_S és B_S méretek a 15.3. táblázat szerint:

(a) műanyag feszítőzsinórok; (b) kis szigetelők; (c) táppont, 10 m

a többsávossági módszerrel kapcsolatban általában a 15 és 10 m-nek megfelelő kétsávós változatra szorítkozunk. Az ehhez szükséges antennaelemeket a 15.3. táblázat szerint méretezhetjük, vagy a (15.10) és a (15.11) képletek felhasználásával végezhetjük el számításait.

A 15 m-es antennaelembe beskatulyázott 10 m-es antennaelem rézlitzéből készül. Az a műanyag zsinórokkal vagy üvegszálaz zsinórokkal feszítjük ki a 15 m-es antennaelem belsejében. A beskatulyázott antennaelem felső felerősítési sarkaiban ajánlatos kis szigetelőket (b) beiktatni, hogy megakadályozhassuk a huzalból kialakított antennaelem és a felfüggesztő zsinórok közötti mechanikai súrlódást. Mindkét antennaelemet külön-külön és közvetlenül egy-egy 60 Ω -os koaxiális kábellel tápláljuk. A tartóul szolgáló 15 m-es antennaelem gamma-illesztésen keresztül kap gerjesztést.

A reflektor A_R és B_R hosszát szintén a 15.3. táblázat szerint méretezzük. Mint már említettük, a reflektortávolság nem kritikus adat: a 15 és 10 m-es változatban 2,00...2,50 m lehet.

18.11.2. Egyszerű hurkokkal ellátott rövidített kétsávós delta loop

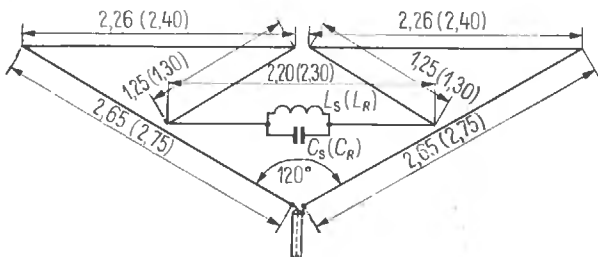
Az irodalomból ismeretes a delta loop antennához egy nagyon tömör felépítésű, 20 és 15 m-es rezonáló többrezonanciás antennaelem. A 18.45. ábrán

láthatjuk külső megjelenésében a hajlított dipólusra emlékeztető táplált antennaelem vázlatos rajzát. A lehetőleg minél kisebb térben megfelelő huzalvezetéssel összesen 14,55 m hosszú vezetőt tudunk elhelyezni, és ezzel a 15 m-es sávban teljes hullámú rezonanciát érünk el. Az árammaximum helyén beiktatott $L_S - C_S$ párhuzamos rezgőkör egyúttal lehetővé teszi a 20 m-es sávban is a (második) rezonanciát.

Az $L_S - C_S$ párhuzamos rezgőkört, mielőtt beépítenők az antenna vezetójébe, 15 000 kHz rezonanciafrekvenciára hangoljuk. A kiindulási adat az L_S induktivitásra 1,82 μH , a C_S kapacitásra 55 pF. Beépített állapotban ily módon két rezonanciát kapunk a rezgőkörben: az egyiket 15 050, a másikat 21 100 kHz-en.

2,50...3,00 m távolságban helyezük el az ugyanilyen felépítésű reflektort. Vezetőjének méreteire a 18.45. ábrán a zárójelben levő számértékek érvényesek. A reflektor vezetékének teljes hossza 15,20 m, az $L_R - C_R$ párhuzamos rezgőkört beépítés előtt 14 300 kHz-re kell hangolni ($L_R \approx 1,82 \mu\text{H}$, $C_R \approx 60 \text{ pF}$). Az összeépített reflektoron 13 350 és 20 200 kHz-en egyértelmű és egészen határozott rezonanciát kell kapnunk.

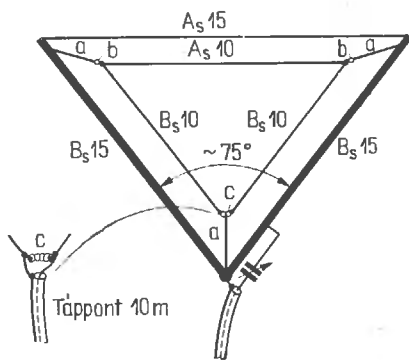
Ennek az antennának a teljes felépítésére a 18.46. ábrán egy konstrukció megoldást vázolunk fel. Természetesen előfordulhat, hogy a felhasznált anyagoktól függően további megtámasz-



18.45. ábra. Kétsávós delta loop antenna vázlatos rajza (20/15 m). A táplált elem. A zárójelben levő számadatok a reflektorelemre vonatkoznak:

$L_S = 1,82 \mu\text{H}$, $L_R = 1,82 \mu\text{H}$, $C_S = 55 \text{ pF}$, $C_R = 60 \text{ pF}$
(a hossz méretek mind méterben értendőek)

Ezt az antennatípust Nánási Kálmán (HA 5 DR) kísérletezte ki



18.46. ábra. Kétsávos delta loop (20–15 m). Vázlatos felépítési rajz:
a = kis szigetelők

tásokra, kifeszítésekre, merevítésekre lesz szükség. Elektromos és mechanikai szempontból néhány tökéletesítési lehetőséget még találhat ebben a konstrukcióban a kísérletező amatőr.

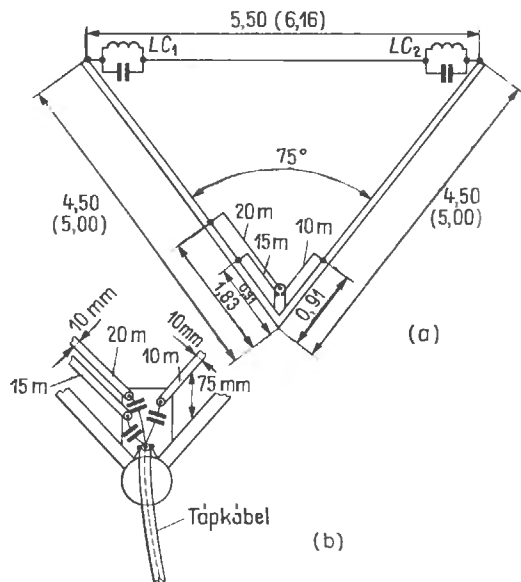
18.11.3. A háromsávos delta loop

A 15 m-es delta loop antennának megfelelő méretekben egy háromsávos változatot dolgozott ki WA Ø UDJ. Mint a 18.47. ábrán látjuk, a 15 m-es sávra méretezett antennaelemen két párhuzamos rezgőkör ($L - C_1$ és $L - C_2$) felhasználásával három rezonanciát érhetünk el, úgyhogy ez az elem a 10, 15 és 20 m-es sávban egyaránt használhatóvá válik. Az $L - C_1$ rezgőkörben 28 800 kHz rezonanciafrekvenciára van szükség, az $L - C_2$ rezgőkört viszont 15 000 kHz-re kell hangolnunk. Ez a rezonanciaméretezés a még beépítetlen rezgőkörökre vonatkozik. A rezgőköri tekercsüket lehetőleg vastag huzalból 32 mm külső átmérőre készítjük el. Ily módon négy menetet kap L_1 (ez körülbelül $0,45 \mu\text{H}$ -nek felel meg), és hét menetet L_2 (kb. $1,0 \mu\text{H}$). A szükséges rezonanciafrekvenciák eléréséhez a C_1 kapacitásnak 60, a C_2 kapacitásnak pedig 100 pF-nak kell lennie.

A reflektor ugyanilyen párhuzamos rezgőkört kap, de valamivel kisebbek a rezonanciafrek-

venciák. A reflektorral kapcsolatban 27 900 kHz-re hangoljuk az $L - C_1$ rezgőkört és 14 550 kHz-re az $L - C_2$ rezgőkört. Ez azt jelenti, hogy itt kissé meg kell növelnünk a tekercsüket, ha a kapacitásokat nagyjából meghagyjuk az előző értékeken. A reflektor távolsága 2,50...3,00 m lehet.

Különösen nagy figyelmet kell fordítanunk a háromszoros gamma-illesztésre. Mint a 18.47.(b) ábrán látjuk, a tápvezeték egy közös koaxiális kábel és az egyes gamma-illesztéseket kondenzátoro-



18.47. ábra. A háromsávos delta loop táplált eleme:
(a) vázlatos felépítés és méretezési adatok; a zárójelben levő számértékek a reflektorelemre vonatkoznak; (b) a táplált elem gamma-illesztésének részletrajza

kon keresztül külön-külön csatlakoztatjuk a kábel belső vezetőjéhez. Az optimális kapacitásértékeket kísérletileg, a legkisebb állóhullámarány beállításával kapjuk meg.

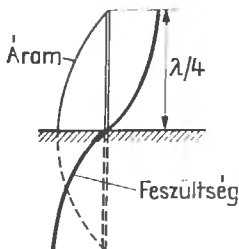
Minden kapacitást — a rezgőköröket is — megfelelő hosszúságú nyitott koaxiális kábelekből érdemes elkészíteni. Ezeket a kábelvégeket sokszor a csőszerű könnyűfém oldalágak belsejében lehet elhelyezni. Ily módon elrejtethetjük és az időjárás hatások ellen egyúttal meg is védhetjük őket.

19.

Függőlegesen polarizált rövidhullámú antennák

Az eddig tárgyalt rövidhullámú antennák alap-eleme a vízszintesen polarizált félhullámú sugárzó. Ha azonban jól vezető talaj fölött függőleges irányban állítjuk fel az antennát, a szabad hossza $\lambda/4$ is elegendő. Ebben az esetben függőleges polarizációval sugároz az antenna, és elvileg továbbra is félhullámú sugárzóról van szó, mert a többé-kevésbé jó vezetőnek tekinthető talaj tükörképszerűen félhullámú sugárzóvá egészíti ki a negyedhullámú rudat.

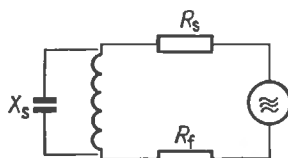
Legegyszerűbb alakjában Marconi-antennának nevezzük a föld fölött ily módon felszerelt negyed-



19.1. ábra. Marconi-antenna az áram- és feszültségeloszlással

hullámú vezetőt; a 19.1. ábrán e Marconi-antenna vázlatos rajzát, áram- és feszültségeloszlását közöljük. A föld fölött felállított negyedhullámú rudat aszimmetrikus antennának is nevezzük, mert a vízszintes helyzetű félhullámú dipólussal ellentétben nem földszimmetrikus; ezenkívül monopólusnak is mondjuk, hogy megkülönböztessük a dipólustól. A függőleges negyedhullámú antenna talpponti ellenállásának helyettesítő kapcsolása az egymással sorbakapcsolt R_s sugárzási ellenállást,

az X_s meddőellenállást (mely utóbbi a rezonanciafrekvencián nullára csökken) és az R_f földellenállást foglalja magába (19.2. ábra). Ebből az következik, hogy a Marconi-antennába bevezetett



19.2. ábra. A negyedhullámú sugárzó talpponti ellenállásának helyettesítő kapcsolása a földellenállás figyelembevételével

P_a teljes teljesítményt az R_s sugárzási ellenállás és az R_f földellenállás veszi fel, vagyis

$$P_a = I^2(R_s + R_f), \quad (19.1)$$

ahol I a talpponti antennaáram.

Az R földellenállás tisztán csak veszteségi ellenállás, ugyanis hővé alakítja át a nagyfrekvenciás energiát. Eszerint a P_s sugárzási teljesítmény ($= I^2 R_s$) és a P_v veszteségi teljesítmény ($= I^2 R$) között

$$P_s = P_a - P_v \quad (19.2)$$

összefüggés áll fenn.

Hogy minél jobb hatásfokkal működhessen a Marconi-antenna, alapkövetelményként minél kisebb értéken kell tartani az R_f földellenállást, mert ezzel növelhetjük az R_s/R_f hányadost. A gyakorlatban minden további veszteségi ellenállást is hozzá kell számítanunk ehhez a földellenálláshoz, már-

pedig meglehetősen sok veszteséggel lehet dolgunk. Mindenekelőtt azonban majd megvizsgáljuk, hogy a föld hogyan befolyásolja a negyedhullámú sugárzó tulajdonságait.

19.1. A jó földelés

A függőleges sugárzókra vonatkozó tudományos vizsgálatok többnyire arra az estere szorítkoznak, amikor ideálisan jó a föld, vagyis amikor $R=0$ a talaj ellenállása. Gyakorlatilag azonban nincs ideális föld, de megfelelő költségekkel nagyon közel hozhatók tulajdonságai az ideális esethez.

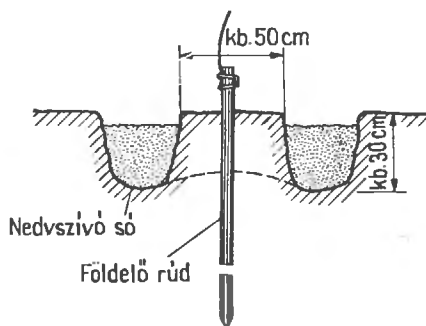
Az a nagyon elterjedt nézet, mely szerint a villám elleni védelem jó földelése egyúttal nagyfrekvenciásan is jól földeli a függőleges antennát, súlyos tévedés. Ez a megállapítás főként a mélyföldelőkre vonatkozik, amelyekkel gyakran találkozhatunk, és amelyeknek nagy keresztmetszetű vezetője a talajvíz szintjéig vezet le a villám energiáját. A például sziklás talajokban használatos felületi földelők azonban nagyfrekvenciásan is többnyire jó földelésnek tekinthetők. A függőleges antennák jó villámvédelmi földelést és jó nagyfrekvenciás földelést követelnek meg. Megfelelő kombinációkkal mindkét követelményt kielégíthetjük.

Először a villámvédelemhez szükséges jó földelésről beszélünk, mert éppen a függőleges antennák azok, amelyekhez biztonsági okokból mindig szükség van erre a földre.

Sok amatőr azt hiszi, hogy a vízvezeték-hálózat teljes mértékben elegendő a jó földelés követelményeinek. Aki bever a földbe egy darab csövet, és így módon „saját” földelés birtokába kerül, többnyire azt gondolja, hogy nemcsak a jó nagyfrekvenciás kisugárzás, hanem a megbízható villámvédelem érdekében is mindent megtett. Ezek a kedvelt földelési lehetőségek sajnos alkalmatlanoknak bizonyulnak. A vízvezetékek PVC-csöveket is tartalmazhatnak, a vízfogyasztást mérő készülékekben pedig többek között olyan műanyag alkatrészek vannak, amelyek galvanikusan megszakítják a vízvezetési áramkört. A csövek összecsavazott részein nem mindig kifogástalan az érintkezés. Bár nagy felületre terjed ki az összekötés, elektromosan sokszor csak hiányosan érintkeznek egymással a felületek. Ennek oka a tömítés és a rozsdásodás. Használható vagy esetleg jónak is mondható földelést a legtöbb esetben csak akkor ka-

punk, ha a földelővezetéket nem sokkal a földre süllyesztés előtt vagy már a föld alatt kötjük össze a vízvezeték-hálózat fővezetékével.

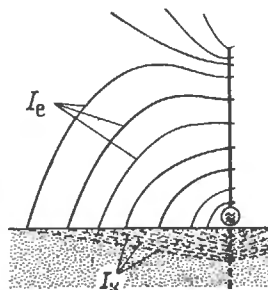
A csőföldelők abban az esetben elégtű ki a villámvédelem követelményeit, ha elérik a talajvíz szintjét, de még így is legalább két csövet kell egymástól 2...3 m távolságban beverni a földbe, hogy kisebb legyen a földelés átmeneti ellenállása. A külföldi irodalomban sok helyen ajánlják a 19.3. ábra szerinti megoldást, vagyis hogy egy kis árokkal vegyük körül a csőföldelőt, és valamilyen higroszkopikus sóval töltsük meg az árkot.



19.3. ábra. Földelőcső

Erre a célra például kősó (marhasó), magnézium-szulfát vagy réz-szulfát használható. Az árokba betöltött só bőségesen megöntözzük vízzel, majd betakarjuk földdel. Így módon kedvezően növelhetjük a talaj vezetőképességét. A 30...50 kg sóttöltet hatása 2...3 évig tart. A villámvédelmi földelőre a szakágazati szabvány érvényes, és bizonyos körülmények között az általános villámvédelmi rendelkezések is kötelezőek (lásd a 33. fejezetben).

A függőleges antenna nagyfrekvenciás sugárzása közben a rúd körül I_e eltolási áramok alakulnak ki a szabad térben (19.4. ábra), és ahol elérik

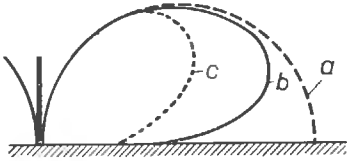


19.4. ábra. A függőleges sugárzó konvulzív I_e eltolási áramának és a földben folyó I_k konvekciós áramának feltételezett görbéi

a föld felületét, I_k konvekciós áramok alakjában folynak vissza a sugárzó talppontjához (vagyis a földben elképzelt tükörképhez).

A talaj adottságaitól függően kisebb vagy nagyobb R szétterjedési ellenállást kapunk a földben. Ennek megfelelően a visszavezetési földáramok feszültségesekeket hoznak létre a földellenállás mentén, és az ezáltal előidézett Joule-veszteségek rontják az antenna hatásfokát. Az antenna talppontjának környezetében a legnagyobb az áramsűrűség, mert itt radiálisan összefutnak a földáramok, úgyhogy ebben a tartományban a legnagyobbak a veszteségek is.

A talajban kialakuló szétterjedési ellenállás ezenkívül gyengíti és eltorzítja a földfelszín közelében a külső teret, és ezáltal megváltoztatja a függőleges síkban felvett sugárzási diagram alakját. Ezt a változást a talaj vezetőképességének különböző értékeire a 19.5. ábra érzékelteti. A szagatott vonallal



19.5. ábra. A negyedhullámú rúdantenna függőleges sugárzási diagramja különböző vezetési talajokra: *a* görbe=ideális talajra; *b* görbe=jó talajviszonyokra; *c* görbe=rossz vezetési talajra

kihúzott *a* görbe szabályos félkör; ez az elméleti ideális görbe arra az esetre, amikor teljesen megszűnik a földben a szétterjedési ellenállás. A *b* görbének megfelelő sugárzási viszonyok abban az esetben alakulhatnak ki a függőleges síkban, amikor normális vagy esetleg jó a talaj vezetőképessége, míg a *c* görbe a rossz vezetési talajokra érvényes. Jól érzékelteti a *c* görbe a függőleges emelkedési szög káros megnövekedéséből származó, jelentős sugárzási veszteségeket. Már ebből is láthatjuk, milyen döntő mértékben szabja meg a talaj vezetése a Marconi-antenna használhatóságát.

Pregnás és biztos külső jelek nem árulják el a talaj vezetőképességét. Például a nedves talaj vagy a magas szintet elérő talajvíz nem jelenti feltétlenül azt, hogy különösen kicsi a szétterjedési ellenállás; a száraz talaj sokszor jobban vezet a nagyfrekvenciás áramokat, mint néhány helyen a nedves földréteg. A víznek nagy a dielektromos állandója, ezért főként a behatolási mélységet csökkenti, vagyis kisebb mélységig engedi behatolni az áramokat a földbe. A sós vizet területek vagy a sós vízben gazdag mocsaras talajok mindig jól vezet-

nek. A jó nagyfrekvenciás földnek jól vezető terjedési utakat kell biztosítani a felület közelében folyó visszavezetési áramok részére. A mélyföldelő nem tesz eleget ennek a követelménynek; ebből a szempontból csak a felületi földelőhálózat jöhet számításba. Ezt a hálózatot úgy valósítjuk meg, hogy az antenna talppontjából kiindulva sugarasan lehetőleg minél több és minél hosszabb fémhuzalt fektetünk be földbe. A talaj felszínén is elhelyezhetjük ezeket a radiális huzalokat, általában azonban 20...50 cm mélyen a felszín alatt helyezjük el őket. A radiális fektetés megfelel a földben visszafolyó áramok irányának, és az antenna talppontjának környezetében (ahol legnagyobb az áramsűrűség) egyúttal a legnagyobb huzalsűrűséget eredményezi.

A középhullámú műsoradók majdnem mindenhol függőleges antennával sugározzák ki a műsort, és földelőhálózatuk a kör mentén egyenletes eloszlásban legalább 120 radiális földelőhuzalt tartalmaz. A mérések szerint csak 60 földelőhuzal esetén 7%-kal nagyobbak a veszteségek, és ha csak 30 huzalból áll a hálózat, ez a növekedés meghaladja a 15%-ot is. Rövidhullámon azonban kevesebb huzal is elegendő, és rövidebbek is lehetnek a huzalok, de továbbra is érvényes a szabály, hogy annál kisebbek a földveszteségek, minél nagyobb a radiális huzalok száma és hossza. A radiális huzalokból elkészített sűrű és nagy területű hálózat mint nagyfrekvenciás földelőberendezés egyúttal a villámcsapás ellen is jó védelmet nyújt, mert rendszerint nagyon kicsi az átmeneti ellenállása.

A rövidhullámú függőleges sugárzóhoz legalább hat földelőhuzalból kell elkészíteni a földelőhálózatot. Az antenna talppontjából kiindulva úgy kell nagyjából ásvágásnyi mélységben a földbe helyezni ezeket a huzalokat, hogy radiálisan haladva a kerület mentén egyenletes legyen az eloszlásuk. A huzalok hossza a legnagyobb üzemi hullámhossz felével legyen egyenlő. A hosszabb huzalok jobbak, de szükség esetén rövidebb huzalokkal is beérhetjük. Ezeket a huzalokat közepén fémesen összekötjük, és ajánlatos e helyen egy csőföldelőt is beverni a földbe. Ezt a földelőt egyúttal arra is felhasználhatjuk, hogy rögzítjük vele a földelőhálózat radiális huzalainak a végét. Mínt hogy a talppontban a legnagyobb az áramerősség, az antenna végét egy lehetőleg minél nagyobb felületű fémlapra helyezjük.

Ajánlatos ezenkívül az egyes huzalok szabad végét csőföldelővel is ellátni. Horganyozott vas-huzalból vagy rézhuzalból készítsük el a hálózatot;

a könnyűfém huzalok használhatatlanok, mert szétmennek a földben. A legjobb anyag — amely egyúttal a villámvédelem követelményeinek is megfelel — a $30 \times 3,5$ mm méretű horganyozott szalagacél vagy a 10 mm átmérőjű horganyozott köracél. A radiális földelőhálózat nem merev előírás, de különösen kedvező alak. A helyi adottságoktól függően sok esetben más eljárást kell követni. A lényeg mindig az, hogy a földelőhuzalok lehetőleg minél nagyobb felületre terjedjenek ki, és a talppont körül sűrűsödjenek.

A függőleges antenna teljesítőképessége nagymértékben függ a földelőhálózat jóságától, és minden túlzás nélkül állíthatjuk, hogy a jó nagyfrekvenciás földelés a siker kulcsa.

19.2. A negyedhullámú függőleges sugárzók jellemző adatai

A negyedhullámú sugárzó csak felcolyan hosszú (magas), mint a félhullámú dipólus, ezért H_{eff} hatásos magassága is feleakkora, vagyis

$$H_{\text{eff}} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{\lambda}{6,28}. \quad (19.3)$$

Ha viszont a hullámhossz helyett kifejezett f frekvenciával akarunk számolni, az előbbi képletből

$$H_{\text{eff}} = \frac{47,75}{f}. \quad (19.4)$$

A hatásos magasság (hatásos hossz) fogalmával kapcsolatos általános tudnivalókat a 3.1.6. pont tartalmazza.

Az effektív magasságra akkor van szükségünk, amikor a Rűdenberg-képletből ki akarjuk számítani az R_s sugárzási ellenállás nagyságát. Ez a képlet a következő:

$$R_s = 1579 \left(\frac{H_{\text{eff}}}{\lambda} \right)^2. \quad (19.5)$$

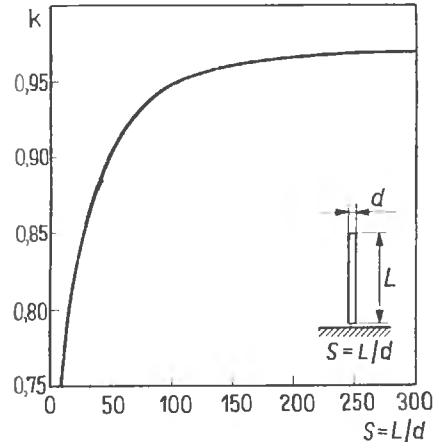
Ebből az összefüggésből a negyedhullámú antenára $R_s = 40 \Omega$ sugárzási ellenállást kapunk. Ha a rezonáns negyedhullámú sugárzót közvetlenül a föld felületén állítjuk fel, E. Siegel újabb elmélete szerint R_s pontos értéke $36,6 \Omega$.

A föld fölött elhelyezett rezonáns negyedhullámú sugárzó R_{bem} bemeneti ellenállása (talpponti ellenállása) az R_s sugárzási ellenállás és az R_v veszteségi ellenállás összegével egyenlő:

$$R_{\text{bem}} = R_s + R_v. \quad (19.6)$$

Az R_v ellenállás minden veszteségi ellenállást magába foglal, közöttük többnyire a földveszteségek a legnagyobbak.

A negyedhullámú rúd k rövidülési tényezője L hosszának és d átmérőjének az L/d arányától függ. L és d azonos dimenziójú (például centiméterben fejezhető ki mindkettő), és hányadosuk az S karcsúság. A k rövidülési tényező a 19.6. ábra szerint függ az S karcsúságtól.



19.6. ábra. A negyedhullámú rúdantenna rövidülési tényezője az $S (=L/d)$ karcsúság függvényében

Az S karcsúság a

$$Z_A = 60 \ln 1,15S \quad (19.7)$$

összefüggés szerint a rúdantenna Z_A hullámellenállását is meghatározza. Ezzel a képlettel Z_A értékét ohmban kapjuk meg.

Mint a fenti összefüggésből következik, az antenna Z_A hullámellenállása annál kisebb, minél kisebb az S karcsúság. Azt is tudjuk azonban, hogy a „vastag” sugárzók szélesebb sávúak, mint a „vékony” huzalantennák. Jó példa erre a jól ismert széles sávú dipólus (lásd a 4.3. alfejezetben). Az S karcsúság és a B sáv szélesség közötti összefüggést matematikai alakban is könnyen felírhatjuk, ha a sugárzó Q jósági tényezőjéből indulunk ki. Ez utóbbi dimenzió nélküli szám, és úgy kapjuk meg, hogy az antenna Z hullámellenállását elosztjuk R_{bem} bemeneti ellenállásával, vagyis

$$Q = \frac{Z_A}{R_{\text{bem}}}. \quad (19.8)$$

Mint ahogy a hertzben kifejezhető B sáv szélességet a

$$B = \frac{f_{\text{rez}}}{Q} \quad (19.9)$$

kifejezéssel definiáljuk, behelyettesítéssel a

$$B = f_{rez} \frac{R_{bem}}{Z_A} \quad (19.10)$$

összefüggést kapjuk.

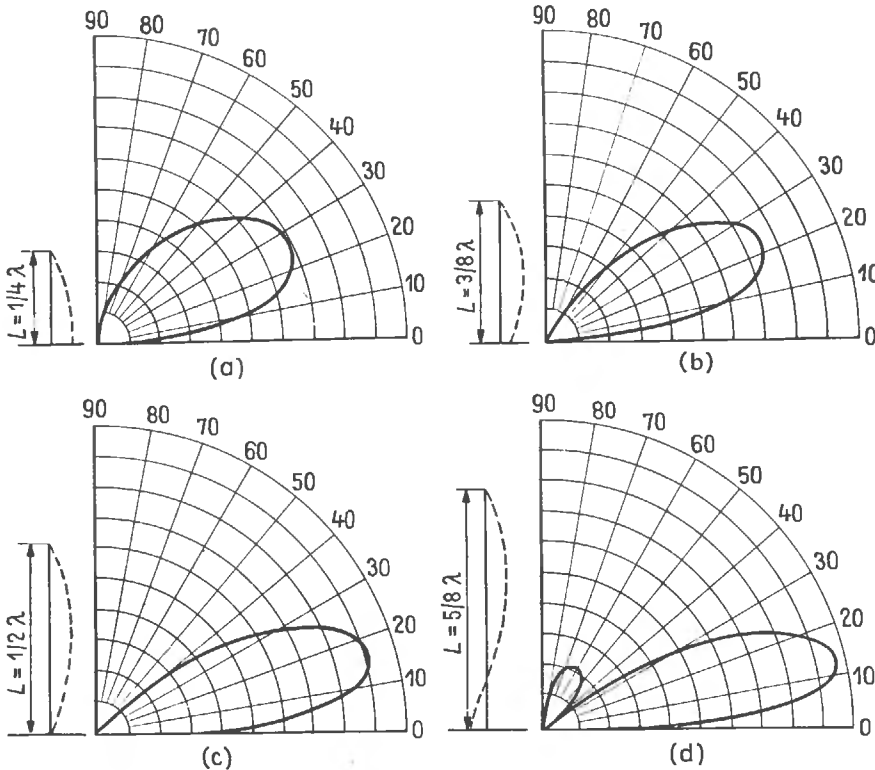
E képlet alapján általában kimondhatjuk, hogy az antenna sáv szélessége annál nagyobb, minél nagyobb az R_{bem} bemeneti ellenállása és minél kisebb a Z_A hullámellenállása. Minthogy Z_A az S karcsúság függvénye, a (19.7) képletből következik, hogy az S karcsúság csökkentése közben a B sáv szélesség növekszik.

19.3. A függőleges antennák sugárzási tulajdonságai

A függőleges sugárzók függőleges iránydiagramján nagyon kicsi a függőleges síkban mért emelkedési szög. Valójában ennek az is előfeltétele, hogy jól vezető föld fölött legyen az antenna, vagy meg-

javítsuk a talaj vezetését valamilyen jó földelőhálózattal. A vízszintes síkban kör alakú a sugárzási diagram, amiből az következik, hogy az egyszerű függőleges rúd körsugárzó.

A 19.7. ábrán példaként közvetlenül a jól vezető talajon elhelyezett, különböző hosszúságú függőleges sugárzók függőleges iránydiagramját mutatjuk be. A negyedhullámú sugárzók függőleges nyílásszöge $10 \dots 55^\circ$, emelkedési szöge pedig kerekén 30° [19.7.(a) ábra]. A $3\lambda/8$ hosszúságú rúdra a 19.7.(b) ábra szerint már kisebb, $8 \dots 40^\circ$ -os nyílásszöget és kerekén 23° emelkedési szöget kapunk. Még kedvezőbb a földre állított függőleges félhullámú dipólus [19.7.(c) ábra], mert hasznos nyílásszöge $5 \dots 35^\circ$, függőleges emelkedési szöge pedig közel 17° . A leghasználhatóbb sugárzási tulajdonságai a kedvelt $5/8$ -hullámú sugárzónak vannak: nyílásszöge $3 \dots 27^\circ$, emelkedési szöge pedig csak 12° [19.7.(d) ábra]. Ha a hullámhossz öt nyolcadánál nagyobbra vesszük a sugárzó hosszát, megint leromlanak a sugárzási tulajdonságok. Ha összehasonlítjuk a vízszintes félhullámú dipólusok függőleges sugárzási diagramját (3.12.



19.7. ábra. A jól vezető földfelületen elhelyezett, különböző hosszúságú függőleges rudak iránydiagramja a függőleges síkban

ábra) a függőleges sugárzók függőleges sík diagramjával (19.7. ábra), az emelkedési szög szempontjából egyértelműen a függőleges sugárzót tekintjük előnyösebbnek.

Ugyanerre a megállapításra jutunk akkor is, ha a vízszintes Yagi-antennákkal hasonlítjuk össze a függőleges sugárzót, feltéve hogy a kis emelkedési szöget tekintjük a kedvező ionoszférikus távolsági terjedés legfontosabb előfeltételének.

Annak eldöntéséhez, hogy függőleges vagy vízszintes sugárzót használjunk-e egy bizonyos célra, a helyi adottságokat és lehetőségeket is figyelembe kell vennünk. A függőleges sugárzóval csak akkor érhetjük el célunkat, ha teljesen szabad és lehetőleg sík területen állíthatjuk fel. Ez azt jelenti, hogy a város belsejében nem érdemes például egy üres telken felszerelni. A sűrűn beépített területeken a lehető legmagasabb települési helyet kell kijelölni a függőleges sugárzó részére, hogy kiemelkedjék a környező akadályokból. Ezenkívül magát a földfelszínt is „fel kell emelni” a talppont magasságába, vagyis ellensúlyok (groundplane) alakjában minél terjedelmesebb mesterséges földelőhálózatot létesítünk, és a felállítási pont közelében esetleg fellelhető fémfelületeket és egyéb vezetőképes fémszerkezeteket mind bevesszük ebbe a hálózatba. Ilyen fémszerkezetek a háztetők (bádogtetők), az ereszcsonnak és a levezető csövek, a vízvezeték és a központi fűtés csövei, továbbá a villámhárítók. A lapostetők előnyösebbek az oromtetőknél.

Az az állítás, hogy a függőleges antenna vételre nem lehet alkalmas, bizonyára azon a tényen alapul, hogy mint körsugárzó a függőleges antenna nemcsak a hasznos jeleket veszi egyformán jól minden irányból, hanem a zavaró jeleket is, amelyek a közelben működő elektromos gépek és készülékek idézhetnek elő.

A függőleges antennák alkalmazása ellen szól látszólag egy további érv is, mégpedig a polarizáció alapján. Mint tudjuk, az amatőrantennák többnyire vízszintes polarizációval sugároznak. Kétségtelen, hogy a függőleges polarizációval kisugárzott jeleket a vízszintesen polarizált antennák 3 dB-lel gyengébben veszik, mint a függőleges polarizációjú vevőantennák. Ez a polarizációváltással kapcsolatos veszteség azonban csak a közvetlen hullámterjedés esetében következik be, például amikor a talajhullámot vesszük, vagy általában amikor a méteres vagy a deciméteres hullámok tartományában dolgozunk. A rövidhullámok tartományában szinte kizárólag csak

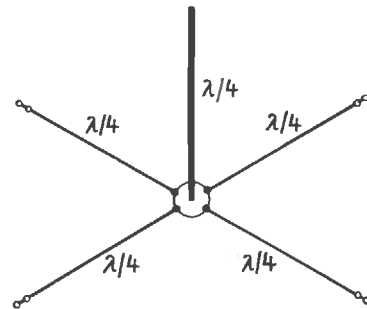
visszavert hullámokról van szó, vagyis olyanokról, amelyek az ionoszféráról visszaverődve jutnak el a vételi pontba, márpedig ezek a visszavert hullámok rendszerint megváltoztatják polaritásukat, úgyhogy végeredményben már nem lehet felismerni az egyik vagy a másik polarizáció fölényét.

19.4. A körsugárzó függőleges antennák szerkezeti változatai

A klasszikus Marconi-antennát ma már az amatőrök csak elvétve alkalmazzák, mert az említett okokból többnyire előnyösebb ennél magasabbra emelni a függőleges antennát, és a talppontban ellensúlyok hálózatával helyettesíteni a természetes földet. Ezeket az ellensúlyokat általában radiálloknak nevezzük, mert a talppontból kiindulva radiális irányokban helyezkednek el. Az ellensúlyok teljes hálózata angol kifejezéssel groundplane (földelősík), és az amatőr-zsargonban az ellensúlyhálózattal ellátott függőleges sugárzót ennek alapján groundplane-antennának nevezzük.

19.4.1. A groundplane antenna

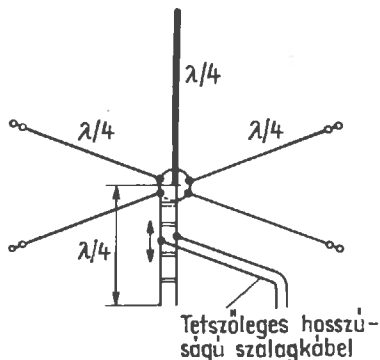
A groundplane-antenna vázlatos rajza a 19.8. ábrán látható. A radiállok lehetőleg nagy számban elhelyezett negyedhullámú huzalok, és a függőleges negyedhullámú sugárzó talppontjában



19.8. ábra. Groundplane antenna vízszintes radiállokkal

vízszintes helyzetben feszítjük ki őket. A talppont közelében összekötjük egymással a radiálókat, a függőleges rudat viszont elszigeteljük tőlük. Legalább négy radiálra van szükség, és szigetelten kell őket felfüggeszteni, mert mint negyedhullámú rezonáns vezetékdarabok feszültségmaximumot létesítenek a végükön.

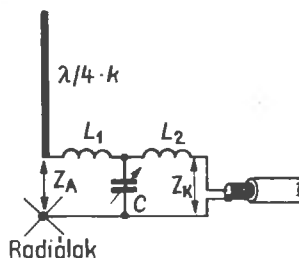
A groundplane bemeneti ellenállása alig 36Ω , úgyhogy illesztési hibát kapunk, ha koaxiális kábel útján közvetlenül akarjuk táplálni. Az illesztéssel kapcsolatban egy gyakori megoldás szerint a rádiókat nem vízszintes helyzetben kell kifeszíteni, hanem úgy, hogy ferdén lefelé mutassanak, és körülbelül 135° -os szöveget zárjanak be a sugárzóval. Így körülbelül 50Ω talpponti ellenállást kapunk. Ezzel azonban sajnos bizonyos mértékben elvész a mesterséges földelőhálózat sajátos előnye, hogy lapossá teszi a kisugárzást. Hogy a szokásos 60Ω -os koaxiális kábelekkel jó illesztést kaphassunk, függőlegesen kellene lelógatni a rádiókat. A groundplane ezáltal függőleges helyzetű félhullámú dipólussá alakul át, és a groundplane kétszeres magasságába kerül.



19.9. ábra. Groundplane antenna nyitott negyedhullámú illesztővezetékkel

A szalagvezeték vagy a koaxiális kábelt a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú illesztővezeték beiktatásával lehet pontosan hozzáilleszteni a groundplane talpponti ellenállásához. Ezt az illesztővezetékét a 19.9. ábra szerint kell kialakítani ahhoz, hogy az ultrarövid hullámú szalagvezetékhez csatlakoztathassuk (számítását a 6.6. alfejezetben találjuk meg). Az ismert okok miatt a koaxiális tápkábelt kell előnyben részesítenünk, már csak azért is, mert a groundplane is aszimmetrikus rendszer. A koaxiális illesztővezeték előállítása azonban mechanikai nehézségeket okoz, ha nincs megfelelő T-tagunk a koaxiális kábel részére. Aki nem bízik abban, hogy elektromosan kifogástalan és a nedvesség behatolása ellen biztosan megvédett megcsapolásokat tud készíteni a koaxiális kábelben, koncentrált áramköri elemekkel próbálja meg elérni az illesztést.

Nagyon ajánlhatjuk a drezdai W. Seefried által kidolgozott transzformátorkapcsolást (19.10. áb-



19.10. ábra. A groundplane illesztése transzformáló taggal Seefried szerint

ra). Itt egy olyan T-tagról van szó, amely az elektromos tulajdonságok megváltoztatása nélkül helyettesítheti a negyedhullámú transzformátort. Az L_1, L_2 induktivitások egyenlők egymással. Térbelileg úgy kell elhelyezni ezeket a tekercseket, hogy ne lehessen csatolás közöttük. Ajánlatos vastag huzalból, tekercstest nélkül elkészíteni azokat, hogy a szabadon álló menetek széthúzásával vagy összenyomásával bizonyos határok között meg lehessen változtatni az induktivitásukat. A C kondenzátor helyén levegődielektrikumú forgókondenzátort célszerű használni, hogy lehetőleg minél kisebb veszteségeket okozhasson az illesztő áramkör.

A számítás egyszerű. A követelmény az, hogy a Z_K kábelimpedanciát visszaverődésmentesen illesszük az antenna Z_A talpponti ellenállásához. A transzformáló tag T_{1r} impedanciája az ismert (5.31) képlet szerint:

$$Z_{1r} = \sqrt{Z_K Z_A}$$

Érvényesek továbbá a következő összefüggések is:

$$Z_{1r} = \omega L_1 = \omega L_2$$

és

$$Z_{1r} = \frac{10^6}{\omega C};$$

$$\omega = 2\pi f = 6,28f;$$

f MHz-ben, C pF-ban, L μ H-ban és Z Ω -ban értendő.

Példa. Az antenna talpponti ellenállását 32Ω -nak vesszük. A tápláláshoz 60Ω hullámellenállású koaxiális kábelünk van:

$$Z_{1r} = \sqrt{32 \cdot 60} = 43,8 \Omega;$$

$$\omega L_1 = \omega L_2 = 43,8.$$

$f=14,15$ MHz üzemi frekvenciával számolva:

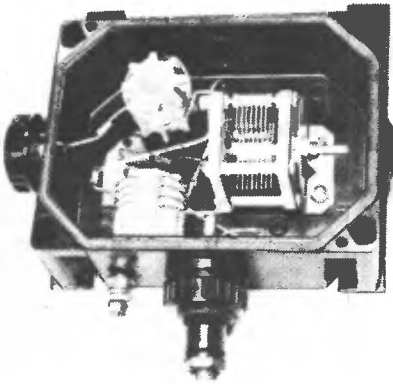
$$L_{1,2} = \frac{43,8}{6,28 \cdot 14,15} = 0,493 \mu\text{H}.$$

A C kondenzátor:

$$C = \frac{10^6}{43,8 \cdot 6,28 \cdot 14,15} = 257 \text{ pF}$$

(lásd a 6.19. és a 6.20. ábrát is).

A gyakorlatban 300 pF-os forgókondenzátort választunk, hogy kiegyenlíthessük majd azokat a tényezőket is, amelyeket a számításban nem vettünk figyelembe.



19.11. ábra. Sajtolt műanyag házban elhelyezett transzformáló tag

A tekercseket és a kondenzátort olyan házban kell elhelyeznünk, amely védelmet nyújt az időjárási viszontagságok ellen. Jól beválik erre a célra egy műanyagból sajtolt nagy, négyzetes alakú nedvességálló doboz (19.11. ábra). A pontos behangolást egy reflektométer alapján lehet a legbiztonságosabban elvégezni. Ha nincs ilyen műszerünk, egy távolabb elhelyezett térerősségmérő kitérései alapján a legnagyobb kisugárzásra állítjuk be a viszonyokat.

Ha az illesztéshez frekvenciafüggő tagokat használunk fel, tudnunk kell, hogy ezzel csökkentjük az antenna sávszélességét. Ezért mindig jól fontoljuk meg, hogy a pontos illesztés érdekében beérjük-e valamivel kisebb sávszélességgel (például kizárólag távirőüzemre szorítkozunk-e), vagy inkább kereken 1 : 2 illesztési hibával közvetlenül kötjük be a tápkábelt, hogy nagyobb sávszélességet érthessünk el. Az amatőr-gyakorlatban egy 50 Ω -os koaxiális tápkábellel többnyire köz-

vetlenül tápláljuk a groundplane-antennát. Ebben az esetben körülbelül 1,5 állóhullámarányra kell számítanunk.

A groundplane közvetlen illesztésének egyik roppant egyszerű, bár kissé költséges módszere, hogy a tápvezeték két párhuzamosan kapcsolt, 75 Ω hullámmellenállású (pl. 75—4—4 típusú) koaxiális kábeltől állítjuk össze. E párhuzamos kapcsolás eredő hullámmellenállása kereken 38 Ω , vagyis jól megközelíti a groundplane talpponti ellenállását. A közvetlen táplálásnak ezt a módját azonban a költségek miatt csak az esetben érdemes alkalmazni, amikor elég közel van az antenna táppontja az adóhoz.

Hogy a negyedhullámú koaxiális transzformátort könnyen beszerezhető kábelfajtákból állíthassuk össze, a negyedhullámú kábelszakaszt 50 Ω -os koaxiális kábeltől, a tápvezeték pedig 75 Ω -os koaxiális kábeltől készítjük el (lásd a 6.5. alfejezetet). A (6.6) képlet értelmében akkor lesz jó az illesztés, ha a groundplane talpponti ellenállása 33,3 Ω . Az 50 Ω -os transzformátor ezenkívül a 70 Ω hullámmellenállású tápkábelt 35,7 Ω , a 60 Ω -os tápkábelt pedig 41,7 Ω talpponti ellenállású antennához tudná illeszteni. A felsorolt esetek mindegyikében — ha rezonanciában van az antenna — elég pontos illesztésre számíthatunk.

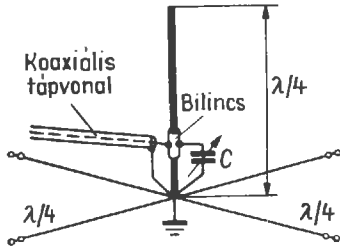
19.4.1.1. A földelt groundplane

Az antenna és az antenntartó előírásos földelése olyan kérdés, amelyre általában nem nagy figyelmet szokott fordítani az antenneépítő amatőr. Erre a részben nehéz problémára műszakilag kifogástalan formában és a groundplane-antennával kapcsolatban DM 2 AXO ajánlott egy megfelelő megoldást.

A negyedhullámú sugárzó talppontjában feszültségminimumot kapunk (19.1. ábra). Ezért a talppontban közvetlenül leföldelhetjük a sugárzót. A feszültség csomópontjának földelése alig befolyásolja a dipólus sugárzási tulajdonságait. Ezt bizonyítják a teljesen fémes szerkezetű, ultrarövid hullámú rádió- és tv-antennák, amelyek szintén a feszültségminimum helyén vannak fémesen összekötve a leföldelt antenntartóval.

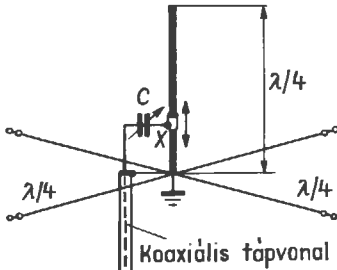
Hogy a talppontjában leföldelt groundplane antennát hozzáilleszthessük egy koaxiális tápkábelhez, megkeressük a negyedhullámú rúd — akár csak a 6.4. ábra szerinti gamma-illesztés esetében — azt a pontot, amelynek impedanciája meg-

egyeznek a tápkábel hullámmellenállásával. A 19.12. ábra szerint a koaxiális kábel belső vezetőjét egy bilincs révén a függőleges rész meghatározott pontjához csatlakoztatjuk. A kábelköpenyt az antenna talppontján földeljük.



19.12. A földelt groundplane antenna

A kábel belső vezetőjének bekötéséhez számítással aligha tudjuk pontosan meghatározni a csatlakozási pont helyét, mert ez a hely nagymértékben függ az antenna környezetétől. Ezért tág határok között eltolhatóan kell ráhelyeznünk a megcsapoló bilincset az antennára, és próbálkozással állítjuk be (reflektométer alapján) úgy, hogy a tápvezeték mentén a lehető legkisebb legyen az állóhullámarány. Ezután a forgókondenzátorral végezzük el a finombeállítást. A függőleges sugárzón, a radiálokon és a koaxiális kábeleken tartós a földelés, úgyhogy a villámcsapás esetén az antenna a lehető legnagyobb biztonságot nyújtja, és nem kell tartanunk a kellemetlen sztatikus elöltődésektől sem az antennán.

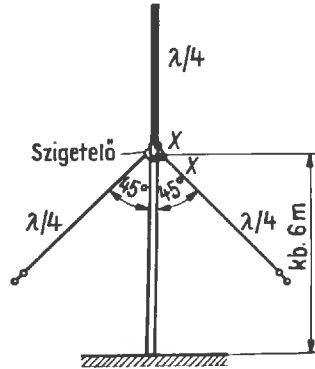


19.13. ábra. A földelt groundplane antenna módosított változata

A földelt groundplane egyik változatát a 19.13. ábrán láthatjuk. A forgókondenzátor itt sorba van kapcsolva a kábel belső vezetőjével, és kapacitásával kiegyenlíthetjük a gamma-illesztéssel behozott induktív összetevőt. A műsorvevő rádiókészülékekben szokásos 300...500 pF végkapacitású forgókondenzátorok mindkét esetben megfelelnek. Ezt a forgókondenzátort egy időjárásálló házban helyezük el, és a házat hozzáerősítjük a bilincshez.

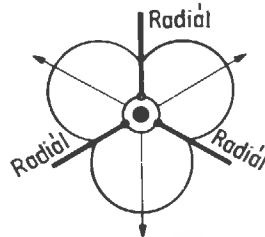
19.4.1.2. A triple leg antenna

HB 9 OP kísérletei szerint a vízszintes síkban bizonyos irányhatást is elérhet a groundplane, ha legfeljebb három radiált tartalmaz. A triple leg antennának három, egymáshoz képest 120°-kal eltolts és 45°-os szögben lefelé mutató radiálja van



19.14. ábra. A triple leg antenna

(19.14. ábra). Ennek az antennának a sugárzása a vízszintes síkban előnyben részesíti a radiálok szögfelezőjének az irányát, a függőleges síkban pedig 6...7° az emelkedési szöge. A vízszintes sugárzási diagram nagyjából lóhere alakú (19.15. ábra). A nagyon kedvező 7°-os függőleges emelkedési szöget csak akkor kapjuk meg, ha a sugárzó talppontja optimális magasságban van a talaj fölött. Ez a legkedvezőbb szerelési magasság HB 9 OP szerint 6 m, de a felállítási hely talajviszonyai is befolyásolják, úgy hogy a közölt magassági adatot csak irányértéknek kell tekintenünk.



19.15. ábra. A triple leg antenna sugárzási diagramja a vízszintes síkban

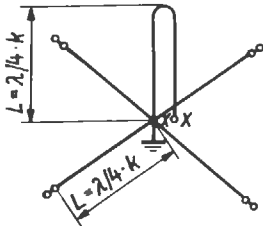
A megadott 45°-os hajlásszögű radiálok száma is befolyásolja a sugárzó talpponti ellenállást. A triple leg antenna talpponti ellenállásának mért értéke 50...53 Ω, tehát ezt a sugárzót a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek felhasználásával közvetlenül lehet táplálni. Ha

egyenletes eloszlásban négy radiált helyeznénk el, körülbelül 44 Ω -ra csökkenne a talpponti ellenállás.

A HB 9 OP által kidolgozott triple leg különböző felállítási helyeken nagyon jól bevált.

19.4.1.3. A többvezetős groundplane

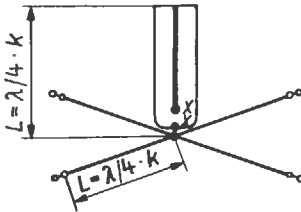
A groundplane talpponti ellenállásának és sávzélességének megnövelésére többek között a hurokolt dipólusok módjára megépített többvezetős rendszerek adnak lehetőséget. A legegyszerűbb többvezetős groundplane a 19.16. ábra szerinti



19.16. ábra. A kétvezetős groundplane

hajlított dipólus. Ha az antenna két szárának egyenlő az átmérője, az *XX* talppontban 120 Ω talpponti ellenállásra számíthatunk. A fél hurok másik szárának a vége, vagyis a talppontjai szemben levő pont a radiálok centrális bekötési pontja, és ezt a pontot le is földelhetjük.

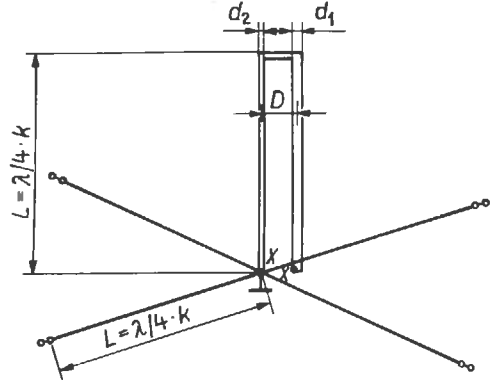
Az ilyen kétvezetős groundplane valamilyen 120 Ω hullámellenállású (pl. 120 D 10—1 típusú) árnyékolt kéthuzalozal vezetékkel közvetlenül is jól táplálható volna. Az ellenállástranzformálás szempontjából ez a fél hajlított dipólus pontosan úgy viselkedik, mint a $\lambda/2$ hosszúságú szokásos hajlított dipólus (lásd a 4.1. alfejezetet). Ez azt jelenti, hogy az egyvezetős groundplane kereken



19.17. ábra. A háromvezetős groundplane

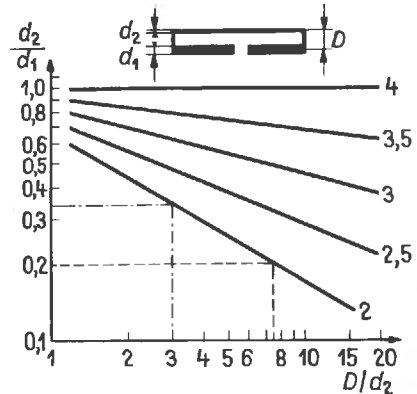
30 Ω talpponti ellenállását a kétvezetős groundplane 1 : 4 arányban 120 Ω -ra transzformálja. Ezért a 19.17. ábra szerinti háromvezetős ground-

plane esetében az *XX* bemzeti pontokban kereken 270 Ω impedanciára számíthatunk, hiszen ez az antenna 1 : 9 transzformátoráttételű kettős hajlított dipólusnak felel meg. Ennek az az előfeltétele, hogy a szárok mind azonos átmérőjűek legyenek, és egyenlő távolságra legyenek a középso vezetőtől. Az antenna működése szempontjából teljesen közömbös, hogy a három vezető közül melyiket választjuk le a tápláláshoz.



19.18. ábra. A kétvezetős groundplane különböző átmérőjű szárral

Bizonyára kevésbé ismeretes, hogy a hajlított dipólussal 1 : 4 aránynál kisebb ellenállás-áttételek is megvalósíthatók. Ez az eset akkor következik be, amikor a megszakítatlan vezetőág d_2 átmérője kisebb a tápláláshoz kettévágott vezető d_1 átmérőjénél. Ez a megállapítás a kétvezetős groundplane esetére is érvényes (19.18. ábra). Az utóbbival 60 és 120 Ω között tetszés szerinti értékre lehet



19.19. ábra. A különböző átmérőjű hajlított dipólusok talpponti ellenállásának aránya az egyenes dipólusra vonatkoztatva és a d_2/d_1 és D/d_2 átmérorányok függvényében (a berajzolt példákot lásd a 19.4.1.3. alpontban)

transzformálni a groundplane talpponti ellenállását, úgy hogy lehetővé válik a koaxiális tápkábelek pontos illesztése. Az XX táppontban elérhető áttételi arány a d_2/d_1 átmérőaránytól és a D/d_2 távolság—átmérő aránytól függ.

A 4.4. ábra kiegészítéseként a 19.19. ábráról azt is leolvashatjuk, hogyan függ az ellenállás-transzformálás ettől a két átmérőaránytól ($d_2 < d_1$). A nomogram egyaránt érvényes a félhullámú hajlított dipólusra és a 19.18. ábra szerinti kétvezetős groundplane-antennára.

Példa. Megszerkesztendő egy 60Ω talpponti impedanciájú kétvezetős groundplane. A szokásos egyvezetős groundplane bemeneti ellenállását kerekben 30Ω -nak vesszük. Eszerint a kétvezetős változatnak 1:2 arányban kell feltranszformálnia a talpponti ellenállást. Mint a 19.19. ábrán látjuk, $D/d_2=7,5$ és $d_2/d_1=0,2$ aránnyal kapjuk meg a kívánt áttételt. $D/d_2=3$ értékkel a d_2/d_1 aránynak $0,34$ -nak kellene lennie. Ezt a két lehetőséget a 19.19. ábrán szaggatott vonallal rajzoltuk be, de további lehetőségeket is tesztes szerint felírhatunk, csak a mechanikai kivitelezhetőség szab határt felhasználásuknak. Ha például a vastag vezetőt $d_1=10$ mm átmérőjű fémcsőből készítjük el, a vékony vezető d_2 átmérőjének 2 mm-nek ($d_2/d_1=0,2$) és a D távolságnak 15 mm-nek kellene lennie ($D/d_2=7,5$). Ezekkel az adatokkal a két vezető között 9 mm távolságot kapunk, tehát mechanikailag megvalósíthatók a viszonyok. Egyébként ugyanilyen körülmények között, de $D/d_2=3$ aránnyal már csak $3,5$ mm távolság marad, ami mechanikailag és elektromosan is sokkal kedvezőtlenebb, és nem is igen valószínűsíthető meg kifogástalanul a gyakorlatban.

19.4.1.4. Tanácsok az egyszerű groundplane-antennák méretezéséhez

Az egyszerű groundplane-antennák sugárzójának mechanikai hosszát és a negyedhullámú radiálók rezonanciahosszát a 19.1. táblázatban találjuk meg. E számadatokban figyelembe vettük a

különböző átmérőjű antennaelemek karcsúságával kapcsolatos rövidülési tényezőt. Az amatőrsviséssége szerint közüljük a különböző frekvenciáknak megfelelő rezonanciahosszakot, hogy az Olvasó szabadon eldönthesse: a távirótartományra vagy hozzátvetőlegesen a sávközépre akarja-e elvégezni a méretezést. A környezeti viszonyok is befolyásolhatják a rezonanciahosszak adatait!

A radiáloknak is pontosan ki kell elégíteniök a rezonanciafeltételt. Ebben a vonatkozásban a radiálókra is éppen olyan nagy figyelmet kell fordítanunk, mint a groundplane függőleges részére. A radiálók hossza minden esetben többé-kevésbé elméleti érték. Előfordulhat, hogy megegyezik a gyakorlatban szükséges hosszadattal, többnyire azonban korrekcióra szorul majd. A legtöbb esetben valamivel hosszabbnak bizonyul a megadott méret a szükséges értéknel. A radiálók sokszor a talaj közelében vagy földelt épületrészek közvetlen környezetében vannak, úgyhogy kisebb vagy nagyobb kapacitív hatások érvényesülnek rajtuk, aminek következtében eltolódik a kisebb frekvenciák irányában a rezonancia. Ezért a legtöbb esetben megfelelően rövidíteni kell a radiálókat.

DL 6 DO kimerítő adatokat tett közzé a groundplane hosszmeretei utólagos helyesbítésének módszeréről. Ami a műszerezést illeti, egy anten-naszköp és egy grid dip meter szükséges a korrekciók elvégzéséhez.

A hangolási folyamat

Minden radiált leválasztunk a középső rögzítési pontról (bázisról); két, egymással szemben levő negyedhullámú radiált az antenlescope közbeiktatásával félhullámú dipólusban fogunk össze. Minthogy a félhullámú dipólusok talpponti ellenállása nagyjából 73Ω , az antenlescope potencio-

19.1. táblázat. Méretezési adatok a normális groundplane antennákhoz

Az antennaelem átmérője	10 m-es sáv		15 m-es sáv		20 m-es sáv		40 m-es sáv
	28,3	28,8	21,1	21,2	14,05	14,15	
mm	MHz		MHz		MHz		MHz
2	259	254	347	346	522	518	1037
6	258	253	346	345	521	517	1036
10	258	253	345,5	344	520	516	1035
20	257	252	345	343	519	515	1032
40	255	250	344	342	517	513	1030

Hosszmeretek cm-ben értendőek

méterét is 73Ω -ra kell beállítanunk. Ha az antenascopet grid dip mérővel tápláljuk, többnyire megállapítjuk, hogy a rezonanciafrekvencia többé-kevésbé kívül esik az előírt frekvenciatartományon. Ilyenkor megfelelően korrigálnunk kell az éppen vizsgált két radiál hosszát. Ennek megtörténte után ugyanígy megvizsgáljuk és korrigáljuk a következő két radiált, de az előzőleg már beállított negyedhullámú szakaszokat nem kötjük vissza a bázisra. Amikor ily módon már mindegyik radiálpár behangolásával végeztünk, csak akkor állítjuk újra helyre a középső bekötéseket, és ezzel befejeztük a radiálok durvabeállítását.

A most következő finombeállításához mindig egy-egy radiált leválasztunk a bázisról, és az antenaszópközbeiktatásával kötjük vissza újra. A többi radiál közvetlen bekötését nem szakítjuk meg. A grid dip meterrel újra meghatároozzuk a rezonanciát, és addig hosszabbítjuk vagy rövidítjük a negyedhullámú huzaldarabot, amíg meg nem kapjuk az üzemi frekvenciát. Ezt a finombeállítást sorra elvégezzük mindegyik radiálon, és a már beállított elemeket mindig visszakötjük a bázisra. Minden egyes mérés során tehát csak az a radiál nincs közvetlenül összekötve a bázissal, amelyet éppen mérünk. Az antenaszópkőpon most már nem a 73Ω -os helyzetben, hanem 30 és 60Ω között kapjuk meg a pontos minimumot. A beállítások kifogástalan elvégzése után az egész radiálrendszer rezonanciában van, és most már a függőleges negyedhullámú sugárzót is ráhangolhatjuk az üzemi hullámhosszra. Ekkor is jó szolgálatot tesz az antenaszópkő és grid dip mérő felhasználásával összeállított mérési elrendezés.

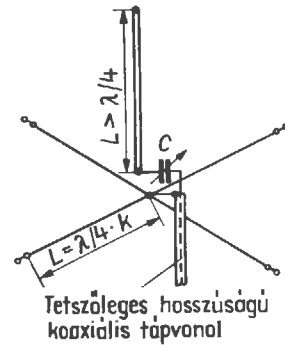
Az ismertetett beállítási eljárás kissé talán körülményesnek tűnik, de nagy biztonsággal megállapíthatjuk, hogy az ily módon behangolt groundplane örömet fog szerezni megépítőjének.

19.4.1.5. A meghosszabbított groundplane

Ha a groundplane függőleges sugárzóját hosszabbra vesszük a negyedhullámnál, a talpponti ellenállás is megnő ezzel. Úgy képzelhetjük ezt el, hogy a sugárzó meghosszabbításával eltöltük az antenna talppontját a feszültségminimumból, és áttöltük egy olyan tartományba, amelyben fokozatosan növekszik a feszültség. A növekvő feszültség és csökkenő áram növekvő ellenállást jelent.

A sugárzó hosszának megfelelő növelésével elérhetjük azt az állapotot, amelyben a bekötött ko-

axiális tápkábel hullámellenállása pontosan meg fog egyezni a sugárzó talpponti ellenállásával. Ekkor azonban már nem az előírt üzemi frekvencián rezonál az antenna; túlságosan hosszú lett ugyanis, és már induktív reaktanciát is tartalmaz. Hogy a táppontban kompenzálhassuk ezt az összetevőt, bekötünk ide kapacitív reaktanciaként egy olyan kondenzátort, amelynek kapacitív ellenállása megegyezik a meghosszabbított sugárzó induktív reaktáciájával. Ezáltal a meddőösszetevők kölcsönösen kompenzálják egymást, és újra valóságos a talpponti ellenállás.



19.20. ábra. A meghosszabbított groundplane

Egy ilyen meghosszabbított groundplane vázlatos rajzát a 19.20. ábrán láthatjuk. A helyesbítések lehetővé tételére a kábel belső vezetőjével sorbakapcsolt C kapacitást forgókondenzátorral valósítjuk meg. Egyszerű alkatrészek is megfelelnek, mert nagyon kis feszültségekkel van dolgunk. Ugyanakkor azonban *ügyeljünk a forgórész csatlakozásán a jó érintkezésre, mert nagy áram folyik itt keresztül!*

Ajánlatos valamilyen műanyag házban (például szappantartó dobozban) elhelyezni a forgókondenzátort, és gondosan leragasztani a házat, hogy védelmet nyújthasson az időjárás hatásai ellen. Ezt a hangolódobozt közvetlenül hozzácsavarozzuk a sugárzó alsó végéhez oly módon, hogy a rögzítő csavarok egyúttal fémes érintkezést is létrehozzanak a sugárzó vége és a forgókondenzátor között. A koaxiális kábelt bevezetjük a dobozba, és a belső vezetőjét hozzáforsztatjuk a doboz belső felületén a forgókondenzátor szabad kivezetéséhez. A kábel külső vezetőjét a radiálok bázisával kötjük össze. Ily módon egyúttal vízmentesen lezártuk a kábelvéget. Ha a kábel egyszer már beszívott egy kis nedvességet, többé nem tudjuk rendszeren kiszárítani, és el is dobhatjuk.

19.2. táblázat. Méretezési adatok a 19.20. ábra szerinti meghosszabbított groundplane antennákhoz

A sugárzó átmérője mm-ben	52	60	70	75	Radiálók (2 mm át- mérő) cm	Forgókon- denzátor max. pF
	hullámenellenállású koaxiális kábelnek megfelelő sugárzó hossza cm-ben					
7050 kHz rezonanciafrekvencia (40 m-es amatőrsáv)						
2	1186	1240	1299	1311	1040	250
6	1185	1239	1298	1310	1040	250
10	1183	1236	1295	1307	1040	250
20	1177	1230	1288	1300	1040	250
40	1164	1217	1275	1286	1040	250
14 100 kHz rezonanciafrekvencia (20 m-es amatőrsáv)						
2	593	620	652	658	520	150
6	591	619	651	656	520	150
10	590	618	650	655	520	150
20	588	615	647	653	520	150
40	576	602	634	640	520	150
21 100 kHz rezonanciafrekvencia (15 m-es amatőrsáv)						
2	396	414	434	440	349	130
6	395	413	432	439	349	130
10	391	409	427	434	349	130
20	387	405	423	430	349	130
40	383	401	419	425	349	130
28 100 kHz rezonanciafrekvencia (10 m-es amatőrsáv)						
2	297	311	326	329	262	100
6	294	308	322	325	262	100
10	292	305	320	323	262	100
20	289	302	316	319	262	100
40	284	297	311	314	262	100

Beállítás után ki is cserélhetjük a forgókon-
denzátor egy nem változtatható kondenzátorra, de
az utóbbi kapacitásának pontosan egyeznie kell a
forgókon-
denzátoron beállított értékkel.

A radiálokat — mint minden „igazi” ground-
plane esetében — vízszintesen kell kifeszíteni.
Nagyjából 2 mm átmérőjű tömör huzalokat vagy
sodronyokat (litzét) szokás használni erre a célra.
Rezonanciahosszukat normálisan méretezzük, a
2 mm-es huzalnak megfelelő értékeket a 19.2. táb-
lázatból vehetjük.

A meghosszabbított groundplane igen könnyen
ráhangolható a legnagyobb kisugárzásra. Ezt a
behangolást úgy végezzük el, hogy becsatolunk a
tápvezetékbe egy reflektométert, és kitérései alap-
ján egyszerűen úgy állítjuk be a forgókon-
denzátor, hogy a vezeték mentén a lehető legkisebb le-
gyen az állóhullámarány.

A hosszabbított groundplane-antenna sugár-
zójának hosszát a szükséges talpponti ellen-
állás függvényében a 19.2. táblázatban közöljük.

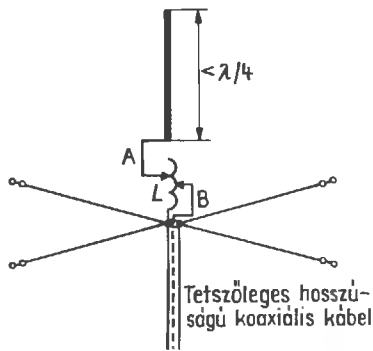
19.4.1.6. A rövidített groundplane

Sokszor nem lehet teljes hosszában kiépíteni a
függőleges negyedhullámú sugárzót. Többnyire ez
a helyzet például akkor, amikor a 40 vagy a 80 m-
es sávban akarjuk használni az antennát, a mozgó
állomások (például járművek) antennájára pedig
szinte mindig ráillik ez a megállapítás. Ilyenkor
kénytelenek vagyunk $\lambda/4$ -nél rövidebbre venni a
függőleges rudat.

Az ily módon rövidített antenna már nem az
üzemi frekvencián rezonál, és talpponti ellenállása
kapacitív összetevőt is tartalmaz. A bemeneti el-
lenállás meddőösszetevőjének kiküszöbölésére va-
lamilyen induktivitással kompenzálunk kell a
kapacitív ellenállást: ezáltal valóssá válik a talp-
ponti ellenállás, egyúttal újra teljesül a rezonan-
ciafeltétel.

A beiktatandó induktív ellenállás általában egy
tekeres, és hosszabbító tekercsnek is nevezzük.
Ezzel azt akarjuk kifejezni, hogy a tekercs úgy vi-
selkedik, mintha a sugárzó (elektromos) meghos-
z-

szabditása volna. A rövidített groundplane és a hosszabbító tekercs kapcsolási rajzát a 19.21. ábrán láthatjuk. A hosszabbító tekercs nagyon leontja az antenna tulajdonságait; ha nem így volna, mindenhol csak rendkívül kis méretű tekercs-



19.21. ábra. A rövidített groundplane

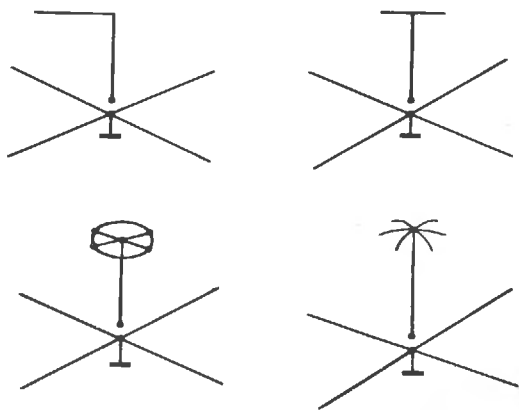
antennákat látnánk. Maga a tekercs egyáltalán nem vagy csak kismértékben sugároz, ugyanakkor viszont a sugárzó hosszának hiányzó részét pótolja, úgyhogy ennek arányában csökken az antenna hatásfoka. Hozzájön még ehhez a tekercsben a szkinhatással előidézett veszteség is, ezért az erősen rövidített antennák (például mozgóantennák) körében nem ritka az olyan, amelynek hatásfoka 10%-ot sem ér el. Hogy a veszteségek minél kisebb értéken maradjanak, olyan hosszabbító tekercsre van szükség, amelynek nagy a Q jósági tényezője. Az ilyen tekercs frekvenciafüggő, igen éles rezonanciát eredményező rezgőköri elem, ezért csökkenti az antenna sávészlességét. A rövidített antennák emiatt minden esetben többé-kevésbé keskeny sávú, csökkentett hatásfokú kompromisszumos megoldások.

A rövidített groundplane megépítése során legnehezebb feladat a jó minőségű hosszabbító tekercs előállítás. A tekercs két megcsapolásával kapcsolatos mechanikai nehézségek leküzdése, a további behangolás aránylag egyszerű. Az L tekercshez csatolt grid dip meter kitérései alapján meghatározzuk a sugárzó rezonanciafrekvenciáját, és az A megcsapolás helyének változtatásával a szükséges üzemi frekvenciára állítjuk a rezonanciát. Ezután a B megcsapoláshoz csatlakoztatjuk a tápkábel belső vezetőjét, és az üzemi adóval gerjesztjük a rendszert. Az állóhullámarány meghatározásához becsatolunk egy reflektométert a koaxiális kábelbe. A B megcsapolás helyének változtatásával megkeressük a hosszabbító tekercsben a

tápkábel hullámmellenállásának megfelelő impedanciaértéket. E pontban legkisebb a reflektométerrel leolvasható állóhullámarány.

19.4.1.7. A kapacitív terhelésű groundplane

A függőleges sugárzó szerkezeti hosszát (magasságát) úgy is csökkenthetjük, hogy az úgynevezett tetőkapacitással terheljük az antenna végét. Ez a kapacitás különálló huzalokból tevődhet össze, vagy egy lapos fémszerkezet lehet. A tetőkapacitással ellátott függőleges sugárzókból egy kis választékot láthatunk a 19.22. ábrán.



19.22. ábra. A tetőkapacitásos függőleges sugárzó különböző változatai

A feszültségmaximum helyén létesített kapacitív terhelés megnöveli az antenna földkapacitását. E végkapacitás hozzáadásával csökkentjük az antenna rezonanciafrekvenciáját, mint ahogyan a közönséges rezgőkörökben is a kapacitás megnövelése csökkenti a frekvenciát. Ez azt jelenti, hogy a túlságosan rövidre méretezett sugárzókat is rezonanciára bírhatjuk egy tetőkapacitással. A kapacitív terhelésű antennát — ha bizonyos határok között marad a tetőkapacitás — semmiképpen sem nevezhetjük kompromisszumos megoldásnak. Sőt: a terheletlen függőleges antennához képest az ilyen antennának eleve nagyobb a sugárzási ellenállása, tehát jobb a hatásfoka. A nagyobb tetőkapacitások mindenesetre egy kissé eltorzítják a sugárzási diagramot, ezenkívül többnyire nehézségeket okoz a túlságosan nagy végkapacitás mechanikai kialakítása. Elsősorban a 40 és a 80 m-es sávban használt függőleges sugárzókon alkalmazunk tetőkapacitást. Egyébként azonban

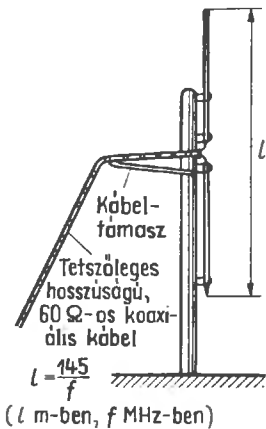
nemcsak a negyedhullámú függőleges sugárzókon lehetséges ez a megoldás, hanem bármilyen más hangolt antennán is, ha szabadon áll a vége.

19.4.2. Függőleges félhullámú sugárzók és dipólus-sorok

DX-üzemre (a 10, 15 és 20 m-es sávokra) gyakran félhullámú vagy még ennél is magasabb függőleges antennát építhetünk. A mechanikai nehézségek miatt többnyire lemondunk arról, hogy maga az antenna tartsa saját súlyát, hiszen a talponti pontban (a feszültségmaximum helyén!) mindig nagyon jó szigetelőre kell állítanunk. Ilyenkor minden oldalirányú erőt a kitámasztásoknak kell felvenniük. Az antennatartóként felállított megfelelő faoszlop nemcsak sokkal olcsóbb, hanem egyúttal elektromosan is előnyös. Az ilyen faszerkezeten szükségből egyszerű huzalokból is kialakíthatjuk magát a sugárzót. A faoszlopra fel is lehet mászni, szükség esetén le is lehet billenteni, ha ennek megfelelően szerkesztjük meg.

19.4.2.1. A félhullámú függőleges dipólus

A félhullámú függőleges sugárzókra is jellemző a kis emelkedési szög: annál laposabb a sugárzás, minél magasabban szereljük fel a talaj fölött az antennát. A vízszintes síkban kör alakú a sugárzási diagram. A félhullámú függőleges sugárzót általában könnyűfém csövekből állítjuk össze, és többek között például a 19.23. ábra szerinti megoldást választhatjuk. Ha elég magas faoszloponk

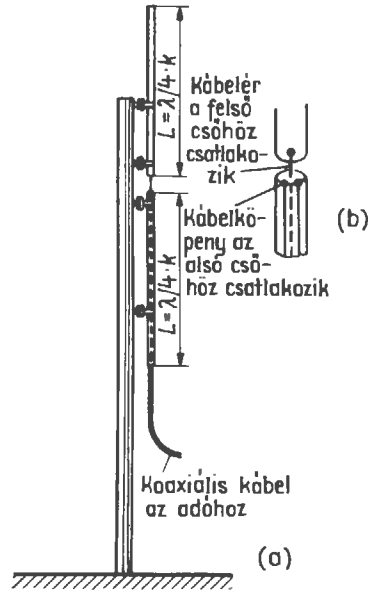


19.23. ábra. A félhullámú függőleges dipólus

van hozzá, bármilyen átmérőjű huzal felhasználható az antenna részére. Mínt hogy normális félhullámú dipólusról van szó, jó impedanciaillesztést kapunk, ha egy 60 Ω-os kábellel tápláljuk, de ügyeljünk arra, hogy lehetőleg minél hosszabb szakasz mentén vízszintesen vezessük el a tápponttól a tápkábelt. A sugárzó alsó felének —különösen ha csőből alakítjuk ki — valamivel rövidebbnek kell lennie a felsőnél, mert közelebb van a földhöz, ezért nagyobb a földkapacitása. Lényegesen kedvezőbb megoldás a függőleges félhullámú dipólusra a koaxiális antenna.

A koaxiális antenna

A 19.24. ábrán csővezetékkel kialakított és faoszlophoz hozzáerősített, szokásos félhullámú dipólust látunk. Erre az antennára a táplálás nagyon



19.24. ábra. A koaxiális antenna (sleeve antenna): (a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a tápponttal

célszerű módja a jellemző. A 60 Ω-os koaxiális tápkábelt ugyanis ebben az esetben az első negyedhullámú cső belsejében vezetjük fel a középső tápponthoz. A PVC-ből gyártott külső védőköpeny megátalja a közvetlen fémes érintkezést a kábel és a cső között, a táppontnál viszont eltávolítjuk ezt a védőköpenyt, és összekötjük a kábel külső vezetőjét az antenna alsó felének vezetőjé-

vel [19.24.(b) ábra]. A belső vezetőt e helyen a felső dipóluscsőhöz csatlakoztatjuk.

A sugárzó alsó fele ebben az antennában két feladatot tölt be: egyrészt sugároz mint a dipólus része, másrészt pedig negyedhullámú zárokört alkot a belsejében keresztülvetett kábelszakasszal (lásd a 7.1. alfejezetben). Ez a szimmetrizálás megakadályozza a kábelben a köpenyhullámok kialakulását és a legtöbb esetben egyúttal megrövidíti és egyszerűsíti a tápkábel vezetését.

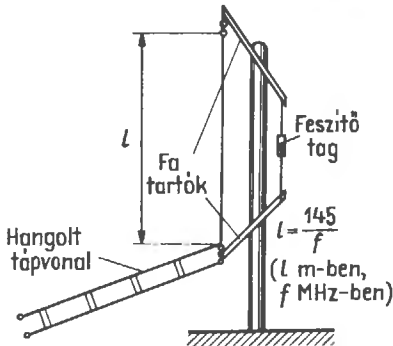
Ezt a népszerű függőleges sugárzót koaxiális kábelnek nevezzük. Az angol szóhasználatban nagyon találó az elnevezése: (sleeve = hüvely, ruha-ujj).

19.4.2.2. A végükön táplált, függőleges félhullámú sugárzók

Az amatőr-gyakorlatban sokszor az alsó végükön levő feszültségminimum helyén szokás táplálni a félhullámú függőleges antennát. Minthogy pedig itt mindig nagy az impedancia, vagy valamilyen transzformátort, vagy pedig egy hangolt vezetékcsakaszt kell közbeiktatni.

A függőleges Zeppelin-antenna

A 19.25. ábrán megrajzolt függőleges Zeppelin-antennát hangolt tápvezeték útján gerjesztjük. Ha félhullámú rezonanciát akarunk elérni, és ha közvetlenül a talppont alatt jól vezető talaj van,



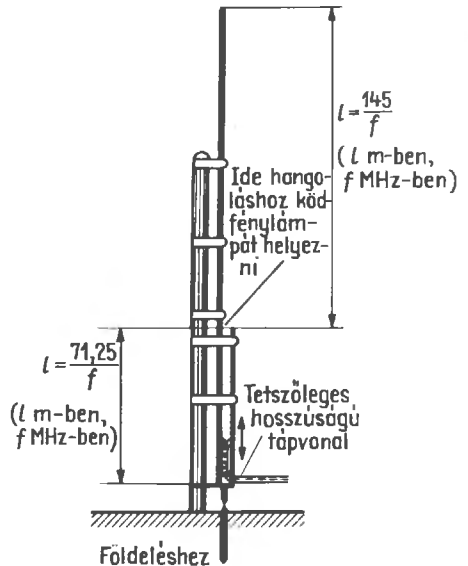
19.25. ábra. Félhullámú függőleges sugárzó Zeppelin-táplálással

a függőleges síkban a 19.7.(c) ábra szerint sugárzási diagramra számíthatunk. A 3.16. ábrából azt is megtudjuk, hogy az ideális föld fölött különböző magasságokban felszerelt félhullámú függőleges antennák sugárzási diagramjában milyen eltérések következnek be.

Mint tudjuk, a hangolt vezeték útján táplált antenna sugárzó részének rezonanciahossza nem kritikus mennyiség, mert a sugárzó és a tápvezeték itt közös egységet alkot, és együttesen rezonál. Hangolt tápvezeték esetén a gyakorlatban úgy járunk el, hogy a tápvezeték adóoldali végén az egész rendszert egy antennacsatolóval hozzuk rezonanciába. Ezáltal a lehető legegyszerűbben válik lehetővé a végén táplált függőleges sugárzók többsávú üzeme. Erről az alkalmazási területről részletesebben a 19.4.3. pontban beszélünk.

A J-antenna

Különösen előnyösen oldjuk meg a félhullámú függőleges antenna táplálást abban az esetben, ha egy zárt negyedhullámú illesztővezeték csatlakoztatunk a nagy ellenállású talpponthez, és ezen a vezetéken megfelelő megcsapolással keressük meg a tápkábel hullámellenállásának megfelelő impedanciájú pontot. Minthogy ezen a negyedhullámú vezetéken a talpponti sok ezer ohmos impedanciától kezdve (a talppontban ugyanis feszültségmaximumot kapunk) a rövidrezárási pont közel 0 Ω-jáig minden impedanciaértéket megkaphatunk, a tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábeleket épp úgy optimálisan illeszthetjük, mint az ultrarövid hullámú szalagkábeleket vagy a 600 Ω-os „tyúklétrákat”. Az így illesztett félhullámú sugárzókat J-antennának nevezzük (19.26. ábra).



19.26. ábra. Félhullámú függőleges antenna negyedhullámú illesztéssel (J-antenna)

A félhullámú sugárzó az illesztővezeték egyik ágával mechanikailag közös egységet alkothat, vagyis háromnegyed hullámú cső lehet, és keresztülvezethetjük rajta a vezetékét. E táplálásmódnak megvan az a külön előnye, hogy a negyedhullámú illesztés talppontját közvetlenül és tartósan földelhetjük. Megfelelő mechanikai felépítéssel az ilyen J-antenna egyúttal jó villámhárító is, ami azonban egyáltalán nem rontja sugárzási tulajdonságait.

A J-antenna optimális illesztését könnyen meghatározhatjuk: egy ködfénylámpát tartunk az antenna talppontjához, és a negyedhullámú illesztővezetékén addig tologatjuk a tápvezeték csatlakozását, amíg meg nem találjuk azt a helyet, amelynek a ködfénylámpán a legnagyobb fényerősség felel meg.

A sugárzó hosszát kielégítő pontossággal adja meg az

$$l = \frac{145}{f}$$

kifejezés, amelyben l m-ben, f pedig MHz-ben értendő.

A párhuzamos huzalokból összeállított negyedhullámú illesztővezeték hossza

$$l = \frac{73}{f}$$

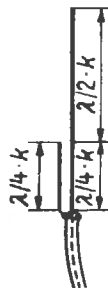
Ha viszont aránylag nagy átmérőjű csöveket használunk fel az illesztővezeték elkészítéséhez, az

$$l = \frac{71,25}{f}$$

képlet érvényes. Mindkét esetben l m-ben, f MHz-ben értendő.

A pontos behangolás lehetővé tételére a számított értéknél valamivel hosszabbra vesszük a negyedhullámú illesztővezetékét, és eltolhatóan helyezük a végére a rövidzárt. Ezután kifeszítünk a közelben egy segédantennát, és ezt tápláljuk közvetlenül az adóval, hogy a beállítandó antenna parazita-antennaelem módjára kapja a gerjesztést. Ekkor még nem csatlakoztatunk semmilyen tápvezetékét a függőleges sugárzó negyedhullámú illesztővezetékéhez, hanem kizárólag sugárzási csatlakozás útján vesszük a segédantennáról a gerjesztést. Most addig tologatjuk a negyedhullámú vezeték mentén a rövidrezáró hidat, míg a sugárzó talppontjához tartott parázslámpán a lehető leg erősebb parázskisülést meg nem kapjuk. Ezáltal a

sugárzót és a negyedhullámú illesztővezetékét rezonanciába hoztuk az adó frekvenciájával. Utána már eltávolíthatjuk a segédantennát, mert most már normálisan, az erre szánt tápkábel útján tápláljuk a sugárzót. A negyedhullámú vezeték mentén a már ismertetett módon kell meghatározni a kábel csatlakozási pontját. Az ily módon optimálisan behangolt sugárzó abban az esetben alkalmas DX-forgalom lebonyolítására, ha elég nagy magasságban szereljük fel.



19.27. ábra. Átalakított táplálású J-antenna

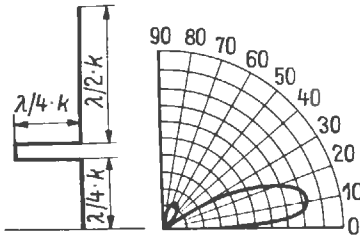
A teljesség kedvéért még egy változatban bemutatjuk a 19.27. ábrán a J-antenna gerjesztését. A 19.26. ábra szerinti illesztési esetben a negyedhullámú vezeték hullámellenállásának nincs nagy jelentősége, a 19.27. ábra szerinti elrendezésben viszont döntő szerepe van a negyedhullámú transzformátor hullámellenállásának az illesztésben. A sugárzó negyedhullámú szakasz karcsúságától függően a 6.5. alfejezet és az (5.31) képlet szerint akkor kapunk az 50...75 Ω hullámellenállású koaxiális tápkábelrel közelítőleg jó illesztést, ha a negyedhullámú transzformátor D/d aránya kerekén 300 Ω hullámellenállásnak megfelelően körülbelül 6 : 1 (lásd az 5.4. ábrát). A pontos illesztéshez kissé még változtatgatnunk kell a negyedhullámú transzformátor D/d átmérorányát. Ez utóbbi mechanikai ráfordítást követel meg, de legalábbis a rövidhullámok tartományában aligha fizetődik ki.

19.4.2.3. Vég táplálású függőleges dipólus-sorok

Ha $\lambda/2$ -nél nagyobb szerelési magasságok is elérhetők, legajánlatosabb függőleges irányban egymás fölé helyezett és fázisban gerjesztett függőleges dipólusokból összeállítani az antennát. Sze-

lési magasságon itt a lehetséges antennahosszt, a talaj felszínétől a sugárzó felső végéig mért távolságot kell érteni. Például egy 12 m szabad hosszúságú faoszlopra olyan függőleges sugárzót lehet felszerelni, amely 3 m-rel túlnyúlik az oszlop végén, úgyhogy az antenna teljes hossza 15 m lehet. Ez a 10 m-es sávban $1,5\lambda$, a 15 m-es sávban pedig 1λ elektromos hosszra elegendő. Ha gondoskodunk róla, hogy az egyes félhullámú szakaszok azonos fázisban kapják a gerjesztést, kitűnő kör-sugárzót kapunk, és az antennanyereség a dipólus-sor antennanyereségével lesz egyenlő. Ez a nyereség a függőleges nyílásszög csökkentéséből származik. Az összefüggéseket a 13.1. alfejezetből vezethetjük le.

Mint tudjuk, a jól vezető talajon közvetlenül felállított függőleges sugárzó a tükörképe révén tovább folytatódik a földben. A függőleges dipólus-sorral kapcsolatban például ez azt jelenti, hogy a 19.28. ábra szerinti antenna a földben egy olyan dipólus-sorrá egészül ki, amely három kollineáris



19.28. ábra. Függőleges dipólus-sor jól vezető talaj fölött

félhullámú szakaszt tartalmaz, jöllehet a teljes hossza csak $3\lambda/4$. A három fázisban gerjesztett $\lambda/2$ -szakaszból álló dipólus-sor antennanyeresége a 13.1. alfejezet szerint elméletileg 3,2 dB, tehát a fázisban gerjesztett háromnegyedhullám függőleges sugárzó antennanyeresége is 3,2 dB, ha ideális talaj fölött közvetlenül a felszínen állítjuk fel az antennát. Minthogy azonban kisebb-nagyobb földvesztésekkel mindig számolhatunk, ezt a maximumot nem érheti el az antennanyereség, de jó földelőhálózattal nagyon megközelíthető.

Az egyező fázisú gerjesztéshez szükséges fázisfordítást a szokásos módon egy zárt negyedhullámú vezetékkel érjük el. E párhuzamos huzalok megfelelő megcsapolásáról táplálhatjuk a rendszert. A 19.28. ábrán látható és jó talajviszonyokra vonatkozó függőleges diagram szerint a függőleges síkban körülbelül 20° a nyílásszög, az emelkedési szög viszont kerek számban csak 10° .

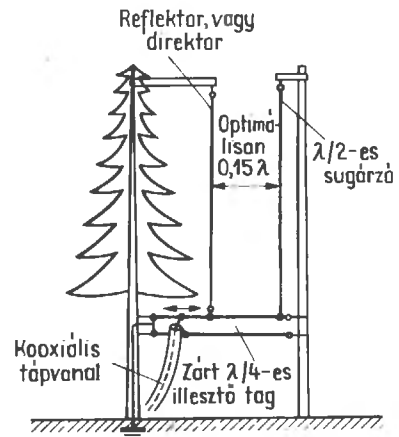
19.5. Függőlegesen polarizált, irányhatású antennák

A parazita-elemeket is tartalmazó és függőlegesen polarizált, irányhatású antennák ritkák az amatőr-gyakorlatban, bár a nagy távolságú ionoszférikus terjedés szempontjából legalábbis egyenértékűek a megfelelő vízszintes antennákkal. A függőleges felépítés aligha okoz nagyobb mechanikai nehézségeket, mint a vízszintes polarizáció. Azt mindenesetre el kell ismernünk, hogy a függőleges irányantennák érzékenyebben reagálnak a függőleges kiterjedésű környezeti akadályokra, mint a vízszintes sugárzók, ezért hát különösen a szabad terepen célszerű a megépítésük.

19.5.1. A kételemes függőleges sugárzók

Egyes esetekben reflektorral vagy direktorral is elláthatjuk a félhullámú függőleges sugárzót, ha például egy fa áll a megfelelő helyen. Ezt az egyébként káros akadályt ugyanis jól kihasználhatjuk, és rászerezhetjük a parazita-antennaelemet (19.29. ábra).

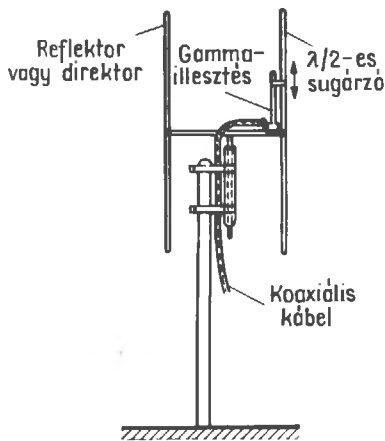
Átkapcsolással tetszés szerint mint reflektort vagy mint direktort használhatjuk ezt a parazita-antennaelemet. Az utóbbi esetben 491 cm hosszúnak kell lennie ennek a szekunder sugárzónak ahhoz, hogy a 10 m-es sávban használhassuk. Az átkapcsolóval ebben az esetben tetszés szerint hozzákapcsolhatunk egy 50 cm-es huzalt, hogy az ily módon 541 cm-re meghosszabbított parazita-elem reflektor szerepét is betölthesse.



19.29. ábra. A függőleges, kételemes iránysugárzó

Ezáltal tetszés szerint két különböző, egymástól 180° -kal eltérő főirányban sugározhatunk az antennával.

A különböző illesztési lehetőségek közül az egyiket a 19.29. ábrán láthatjuk. A vízszintes kételemes iránysugárzóra a 16. fejezetben megadott középső táplálási módok elvileg mind alkalmazhatók a függőleges sugárzóra is.



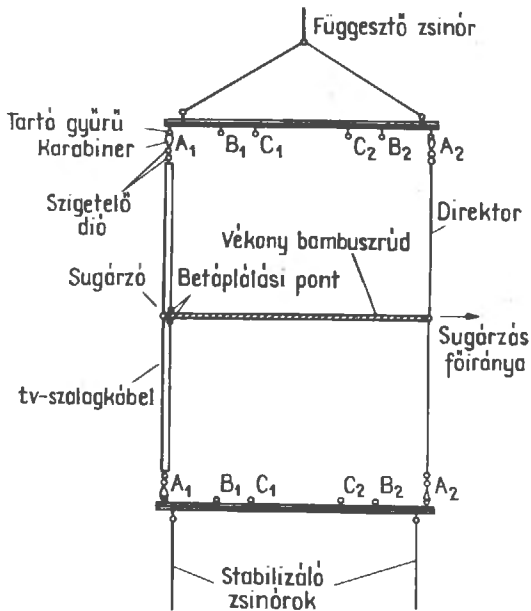
19.30. ábra. Egy elforgatható, kételemes függőleges sugárzó

A kételemes függőleges sugárzó elforgatható változatára ajánlott szerkezeti megoldást a 19.30. ábrán láthatjuk. Kedvező táplálási mód ebben az esetben a gamma-tag közbeiktatásával illesztett koaxiális tápkábel. Geometriai középpontjukban minden szigetelő közbekapcsolása nélkül is felszerelhetők az elemek.

19.5.2. Kicserélhető elemekkel felszerelt kételemes függőleges sugárzó

Érdekes ebben az antennában a PA \varnothing LU által ajánlott egyszerű és célszerű mechanikai megoldás. Elektromos szempontból ez az antenna (19.31. ábra) egy sugárzóból és direktorból összeállított normális kételemes iránysugárzó. A direktor távolsága $0,1\lambda$, és a fő sugárzási irányban optimális méretezéssel 3,5 dB antennanyereséget lehet itt elérni. A tápkábel illesztésének egyszerűsítésére ultrarövid hullámú szalagvezetékkel készítjük el a táplált antennaelemet oly módon, hogy a vezeték két végén rövidre zárjuk a két huzalt, középen pedig elvágjuk az egyiket, hogy itt lehessen a betáplálás. Ily módon hajlított dipólusként mű-

ködik a táplált elem, tehát körülbelül 60Ω lesz a tápponti ellenállás, úgy hogy egy $50 \dots 70 \Omega$ hullámellenállású kéthuzalos vezeték nagyjából illesztve köthetünk be a tápláláshoz. Erre a célra PA \varnothing LU egy közönséges, üzletekben beszerezhető sodrott hálózati vezetékét használt fel, ennek hullámellenállása nagyjából beleesett ebbe a nagyságrendbe. A direktor antenna-litzéből készül.



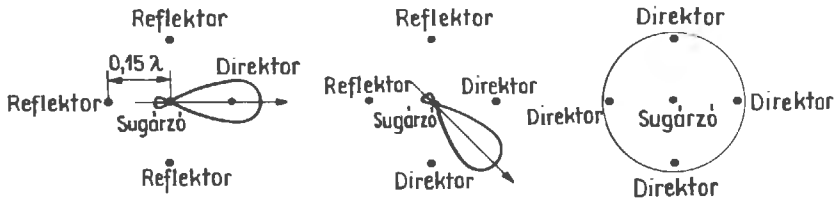
19.31. ábra. Cserélhető antennaelemekkel ellátott, kételemes függőleges sugárzó

A 19.31. ábrán jól követhetjük az antenna mechanikai felépítését. A sugárzókat és a direktorokat mindhárom DX-sávra pontosan leszabjuk, és egy-egy szigetelőt meg egy-egy rugós horgot (karabinert) szerelünk a végeikre. A táplált elem rezonanciahosszát az

$$l = \frac{140,8}{f}$$

képlet alapján számíthatjuk ki (l m-ben, f MHz-ben). Ily módon a 20 m-es sávra 10 m, a 15 m-es sávra 6,67 m, a 10 m-es sávra pedig 5,03 m a táplált antennaelem hossza. A direktorok hosszát úgy kapjuk meg, hogy 5%-ot levonunk ezekből a méretekből.

A felfüggesztőkeret két impregnált, egyenként 2,20 m hosszú lécs, és a 19.31. ábra szerint hat-hat tartógyűrűt szerelünk rájuk. Az A_1 és A_2 gyűrűre akasztjuk fel a 20 m-es sáv antennaelemeit, úgy-



19.32. ábra. A QH-iránysugárzó sugárzási diagramja a vízszintes síkban. Vázlatos elrendezés felülnézetben

hogy e két gyűrű között 214 cm távolságot hagyunk. A B_1 , B_2 gyűrűk 144 cm-re vannak egymástól, és a 15 m-es sáv elemeit tartják. A 10 m-es sáv elemeinek felfüggesztésére szolgáló C_1 , C_2 gyűrűk között 108 cm a távolság.

Hogy a tápvezeték ne terhelhesse aszimmetrikus súlyokkal a rendszert, a sugárzót és a direktort középen egy vékony bambuszrúddal kitámasztjuk, és a két elem között úgy fogjuk be a tápvezetékét, hogy egyensúlyban maradjon az egész elrendezés. A felső felfüggesztő zsinórt görögön kell átvezetni, hogy a sávváltáshoz gyorsan és egyszerűen lehessen leengedni az antennát. Ilyenkor csak az elemeket kell kicserélni, és mindig ügyeljünk arra, hogy a kérdéses amatőrsávnak megfelelő tartógyűrűkbe akasszuk be a horgokat.

Mechanikailag sokszor úgy is felszerelhetjük az antennát, hogy zsinórok körül axiálisan elforgathassuk. Ily módon roppant egyszerű és mégis jó teljesítőképességű forgatható sugárzóra teszünk szert. A sávváltással kapcsolatos kis fáradság és idővesztés bőven megtérül a jó eredményekben, amelyeket a csekély anyagi költséggel összeállított iránysugárzóval elérünk.

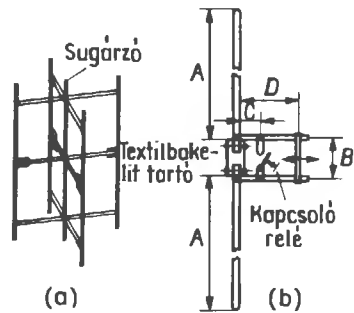
19.5.3. A quick heading beam

A QH-beam (quick heading beam) a függőleges félhullámú iránysugárzó továbbfejlesztésével jött létre. Egy függőleges félhullámú sugárzót és két parazita-elemet tartalmaz, az utóbbiak $0,15\lambda$ távolságra vannak a sugárzótól. Átkapcsolással úgy lehet változtatni e szekunder sugárzók hosszát, hogy tetszés szerint mint direktorokat vagy mint reflektorokat használhassuk őket. Ily módon elérjük, hogy tényleges elforgatás nélkül, csupán a megfelelő átkapcsolással a szélrózsa minden irányát végigpásztázhatja az iránysugárzó. Hatását tekintve ez a QH-beam nagyjából egy háromelemes Yagi-antennának felel meg, nyeresége pedig 6,5 dB-t érhet el. Mechanikai felépítése nem egy-

szerű, és mint minden függőleges sugárzó, ez is szabad környezetet és jó talajviszonyokat követel meg.

A 19.32. ábrán vázlatos rajzokon a quick heading beam felülnézetét és a parazita-elemek különböző kapcsolásainak megfelelő vízszintes sugárzási diagramokat láthatjuk. Megállapíthatjuk, hogy tetszés szerint összesen nyolc különböző irányba állíthatjuk a fősugárzást oly módon, hogy a szomszédos irányok mindenhol 45° -os szöget zárjanak be egymással. Amikor mindegyik szekunder elem mint direktor működik, a vízszintes síkban kör alakú a rendszer sugárzási diagramja.

Az oldalnézetet a 19.33.(a) ábrán közöljük, de a tartóoszlopot nem rajzoltuk be, hogy áttekinthető maradjon a rajz. A középen levő táplált antennaelem akár hajlított, akár egyenes dipólus lehet (a hajlított dipólus valamivel nagyobb sáv szélességet eredményez). A bemeneti ellenállás az



19.33. ábra. A QH-beam: a) oldalnézet; (b) a szekunder elemek részletesebb rajza

árammaximum helyén $30..40 \Omega$, tehát minden esetben transzformálni kell, hogy megfelelően illeszthessük a tápkábel hullámellenállásához. A hajlított dipólus bemeneti ellenállásának transzformálásához a 4.4. ábra (1:4 fölötti áttételi arány formálásához a 4.4. ábra (1:4 fölötti áttételi arány) vagy a 19.19. ábra (1:4 alatti áttételi arány) szerint állítjuk be az átmérők arányát. Az egyen-

19.3. táblázat. Méretezési adatok a QH-beamhez

Amatőrsáv m	A sugárzó hossza	A parazita- elemek távolsága	A 19.33.(b) ábra szerinti			
			A	B	C	D
			méretek			
20	1027	253	460	10	40	90
15	686	170	307	7	27	60
10	512	126	230	5	20	45

Minden adat cm-ben értendő

letes dipólushoz a bevált gamma-illesztés és koaxiális tápkábel alkalmazása a legelőnyösebb. Ha mechanikailag nincs akadálya, az alsó csőszakasz belsejében vezetjük fel a tápponthez a tápkábelt (lásd a 19.24. ábrát is).

A négy szekunder elemet közepén (gcometriai közepükön) megszakítjuk, és a 19.33.(b) ábra szerint képezzük ki. A kapcsoló zárt állapotában direktornak, nyitott állapotában reflektornak felel meg a parazita-antennaelem. A relé kapcsoló-érintkező lehetőleg minél kisebb kapacitásúak legyenek.

A gyakorlatban is kipróbált méreteket a 19.3. táblázatból olvashatjuk le. Minthogy az clőre-sugárzás alapján nem lehet cléggé egyértelműen behangolni a függőleges sugárzókat, itt is a legnagyobb hátrasugárzási csillapítás megfigyelésével végezzük el a beállítást. Ehhez a megadott értéknél valamivel nagyobbra vesszük a *D* hosszt, és a rövidrezáró kengyelt úgy szereljük fel, hogy változtatható legyen a helye. Legelőször a *D* hosszt állítjuk a legjobb reflektorhatás szerint, és csak ezután zárjuk a kapcsolót és állítjuk be a legkedvezőbb direktorhatásnak megfelelően a *C* szakaszt. Mindkét beállítást addig kell ismételni, míg további javulást már nem érhetünk el. Ha ez megvan, optimálisan a sugárzó bemeneti ellenálláshoz illesztjük a tápvezetékét.

19.6. Függőlegesen polarizált antennák többsávós üzemre

A függőleges sugárzó többsávós üzemre különböző módszereket ismerünk. Ha a negyedhullámú groundplane-antennából indulunk ki, és ha a legnagyobb hullámhossznak megfelelő szerelési magasságra törekszünk, húzókötéllal vagy relé útján egyszerű lehetőség adódik a hossz mechanikai átkapcsolására. Ilyen elrendezéseket a következő, 19.6.1. pontban ismertetünk. Kisebb szerelési magassággal és kevésbé bonyolult me-

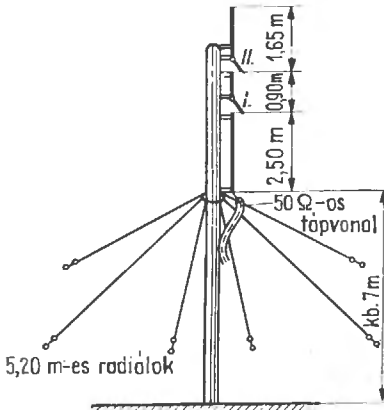
chanikai elrendezéssel is beérhetjük, ha a talp-pontban elhelyezett *LC*-tagokkal elektromosan tudjuk hosszabbítani vagy rövidíteni a sugárzót. Ezek a módszerek mindenesetre kisebb-nagyobb többletveszteségeket okoznak. Végül azt is megtehetjük, hogy a minden sávra alkalmas *W 3 DZZ*-antenna mintájára (lásd a 10.2.8. pontot) záróköroket iktatunk be az antennába, aminek következtében elhagyhatjuk a mechanikai átkapcsolásokat, és igazi többsávós üzemhez jutunk hozzá. A függőleges sugárzókra azonban ezek az elrendezések statikailag kissé nehezen tarthatók kézben, ezenkívül a csapdák kifogástalan elektromos és mechanikai kialakítása nagy tapasztalatot követel meg. Az ilyen változatok előállítása ennek következtében főként csak az antennaipar feladata marad.

19.6.1. Átkapcsolható háromsávós groundplane-antennák

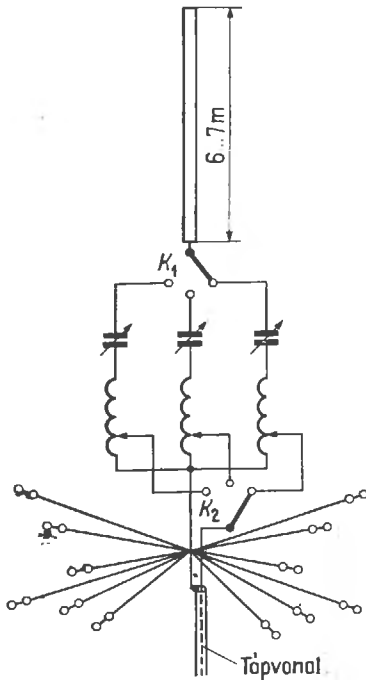
Az amatőr-antennák irodalmában megtalálható egy olyan háromsávós groundplane leírása, amelyet a sugárzó átkapcsolásával lehet három amatőrsávban kihasználni (19.34. ábra). A kötéllal működtethető átkapcsoló megépítése bizonyos mechanikai képességeket követel meg az amanyos mechanikai képességeket követel meg az amatőröktől. Nem olyan egyszerű úgy megszerkeszteni ezeket az átkapcsolókat, hogy az időjárási viszonyoktól függetlenül hosszú ideig kifogástalanul működjenek. A 19.34. ábráról egyébként minden méretet leolvashatunk. A 20 m-es sávban akkor kapunk rezonanciát, amikor az I. és a II. kapcsoló zár; a sugárzó hatásos hossza ekkor 5,05 m, a cső átmérőjének ehhez 40 mm-nek kell lennie. A II. kapcsoló nyításával a 15 m-es sávban jön létre rezonancia, és a hatásos hossz 3,40 m. Végül a 10 m-es üzemhez mindkét kapcsolót nyitni kell, és ekkor csak az alsó, 2,50 m hosszú szakasz kap gerjesztést. Az 5,20 m hosszú radiálok ferdén lefelé

irányulnak, ezáltal annyira megnő a talpponti ellenállás, hogy egy 50 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül táplálhatjuk az antennát.

Az átkapcsolható háromsávos groundplane további változatát láthatjuk a 19.35. ábrán. A sávátkapcsolók a sugárzó talppontjában vannak elhelyezve, ezért könnyebben lehet hozzájuk férni.



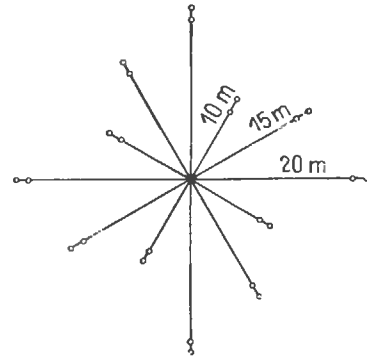
19.34. ábra. Átkapcsolható groundplane háromsávos üzemre



19.35. ábra. Egy háromsávos groundplane vázlatos rajza

Maga a függőleges sugárzó nem rezonál, hosszát 6...7 m-re kell venni.

A sugárzó rezonanciáját létrehozó hangolóelemek minden esetben egy tekercs és egy forgókondenzátor sorbakapcsolásával állnak. A hangolást a mindenkori tekercshez csatolt grid dip meter alapján ellenőrizzük. Kapcsolók útján természetesen kapcsolhatunk át a 20, 15 vagy 10 m-es sávra. A forgókondenzátorok mindegyikében 100 pF végkapacitással beérhetjük, a tekercsek nagyságát pedig próbálkozással kell megállapítanunk. Az első rezonanciaméréshez olyan tekercset ajánlatos felhasználni, amely vastag, ezüstözött rézhuzalból 15 menetet tartalmaz, mint légmagos tekercs szabadon tartja magát, és amelynek külső átmérője 40 mm.



19.36. ábra. A radiálok elhelyezése

Ez a groundplane minden egyes sávban egy-egy sorozat rezonáns radiált tartalmaz oly módon, hogy a huzalok a 19.36. ábra szerint középen össze vannak kötve egymással, és innen kiindulva radiálisan szétfutnak. A már ismertetett módon minden egyes sávra egy antennascopé és egy grid dip meter felhasználásával pontosan be kell hangolni őket.

A koaxiális tápkábel illesztését nagyon egyszerűen végezhetjük el, ha megcsapolás útján a tekercsen megkeressük azt a pontot, amelynek impedanciája megegyezik a tápkábel hullámellenállásával. Evégett a bázis és a tekercsen levő megcsapolás közé iktatjuk be az antenaszópot, a grid dip meterrel tápláljuk, és addig változtatjuk a tekercs megcsapolását, amíg a leolvasott érték meg nem egyezik a kívánt impedanciával. E behangolást nagyon gondosan kell végrehajtani, és ajánlatos közben folyamatosan ellenőrizni egy vevőben a grid dipper frekvenciáját.

E háromsávú groundplane kritériumát a sáv-átkapcsolók képviselik. Az már a megépítőjének ügyességén múlik, hogy mechanikailag egy kötéll húzásával vagy relévezérléssel akarja távolról működtetni őket. Nagyon fontos a tekercek jósága. Ezek a tekercek mindig árammaximumban vannak, úgyhogy nagy keresztmetszetű huzalra és különösen jó felületi vezetésre van itt szükség.

19.6.2. Átkapcsoló nélküli négysávú groundplane

A 19.37. ábrán olyan négysávú groundplane-antennát mutatunk be, amelyhez nem kellenek bonyolult átkapcsoló szerkezetek, sem pedig egyéb, veszteséges áramkörü elemek. A 40 m-es sávban használható stabil, negyedhullámú cső egyúttal a 20 m-es és a 10 m-es negyedhullámú sugárzó tartóoszlopa is. Ez a három különálló sugárzó a talppontban fémesen össze van kötve egymással, és ehhez a ponthoz csatlakozik az 50 Ω-os koaxiális

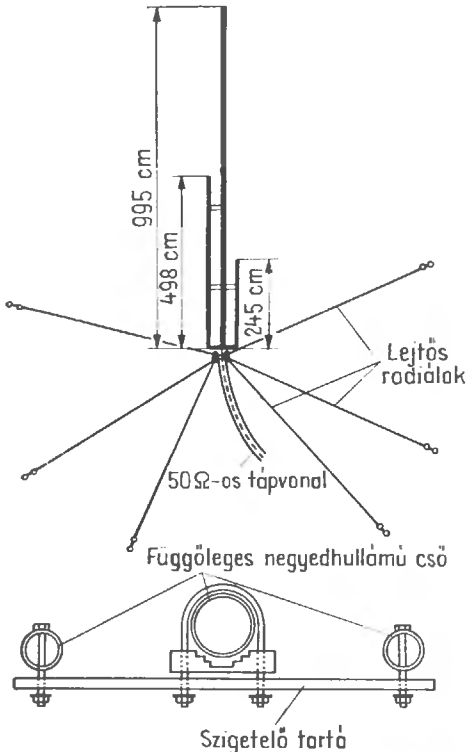
tápkábel belső vezetője is. A kábel külső vezetőjét az egyenként 10,35 m hosszú radiálok bázisával kell összekötni. Ezekből a radiálokból lehetőleg minél többre van szükség. Az 50 Ω-os tápkábel hozzávetőleges illesztése érdekében körülbelül 135°-os hajlásszögben ferdén lefelé kell irányulniuk a radiáloknak (lásd a 19.4.1. pontot). Ehhez az szükséges, hogy a függőleges rudak talppontja néhány méterrel a föld felszíne fölött legyen. A 19.36. ábra szerint ajánlatos felosztani a radiálokat, de ugyanitt még a 40 m-es üzemnek megfelelő radiálokat is el kell valahogy helyezni.

A negyedhullámú csöveket a 19.37.(b) ábra szerint lehet szigetelten hozzáerősíteni a tartóoszlopul szolgáló 40 m-es sugárzóhoz, és az összekötő kart kis veszteségű műanyagból (például piakrilból) kell elkészíteni. Ugyanez a felerősítési mód alkalmazható a talppontban is, de ott fém összekötő tartóra van szükség.

E négysávú groundplane működése könnyen megérthető. A 40 m-es sávban a 9,95 m hosszú rúd működik; valamivel rövidebb a szokásosnál, mert aránylag nagy átmérője és a két párhuzamosan kapcsolt elem fokozottabb mértékű rövidítést tesz szükségessé. Ez a rúd egyúttal a 15 m-es sávban mint háromnegyedhullámú sugárzó rezonál, bár a sugárzási diagramban felhasad a függőleges nyílásszög. A 20 és a 10 m-es sávban normálisan méretezett negyedhullámú rudak állnak rendelkezésünkre.

Mint már elmondtuk, szabad környezetben a legkedvezőbb közvetlenül a talajfelszín fölött egy függőleges sugárzó felállítása. Ilyenkor azonban vízintesen kell kifeszíteni a radiálokat, úgyhogy legfeljebb 30 Ω nagyságrendű lehet a talpponti ellenállás. Ebben az esetben a 19.4.1.5. alpontban tárgyalt elv szerint hosszabbítható meg a groundplane: a 10 m-es és a 20 m-es sáv rúdját körülbelül öt tizenhatod hullámhosszra meghosszabbítjuk, és a 19.20. ábra mintájára egy soros kondenzátorral visszarövidítjük $\lambda/4$ elektromos hosszra. Ezáltal mintegy kitoljuk a táppontot a nagyobb impedanciák tartományába, és most már minden nehézség nélkül bármilyen koaxiális kábelt hozzáilleszthetünk. Minden szükséges adatot a 19.2. táblázatról olvashatunk le.

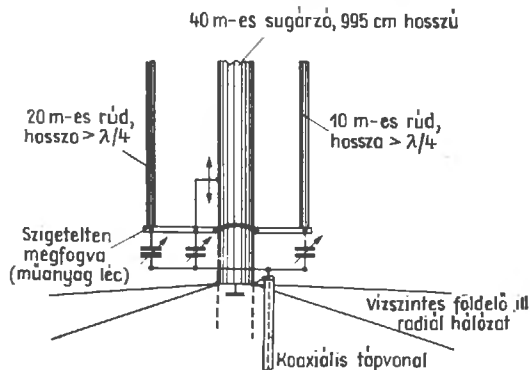
A 19.38. ábrán egy szerkezeti megoldást ajánlunk ehhez a változathoz. Mechanikai okokból a 40 m-es sáv antennaeleme nem kap semmilyen meghosszabbítást, és mint földelt groundplane a 19.13. ábra szerinti alakot követi. A sugárzó végét közvetlenül lefedeljük, és az illesztéshez kom-



19.37. ábra. Átkapcsoló nélküli négysávú groundplane:

(a) vázlatos felépítés; (b) szerkezeti megoldás a szigetelt rögzítésre

penzált gamma-vezetékét alkalmazunk. A másik két negyedhullámú rudat a 19.2. táblázatnak megfelelően hosszabbítjuk meg, és forgókondenzátorokkal elektromosan visszarövidítjük őket. Ezeket az antennaelemeket a földelt középső rúd tartja, de a tartókar elszigetelt az utóbbitól. Csak a három

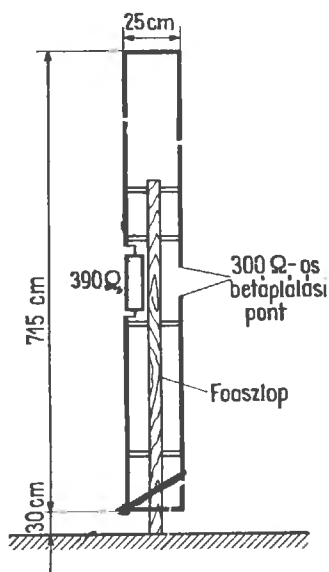


19.38. ábra. Kábeles illesztésű, négy-sávós groundplane

forgókondenzátor forgórészét kötjük össze egymással, és ehhez a közös ponthoz csatlakoztatjuk a koaxiális tápkábel belső vezetőjét. A kábel külső vezetője a 40 m-es földelt sugárzó talppontjához csatlakozik, ez a pont egyúttal a földelőhálózat, illetve a rádiók közös pontja is. Ebben a szerkezeti megoldásban a tartóoszlopul szolgáló 40 m-es sugárzó egy erős gázcső, és alsó végét olyan mélyen süllyesztjük be a földbe, hogy a talaj fölötti szabad hossza 9,90 m legyen. A cső végét körül kell önteni betonnal, a két meghosszabbított negyedhullámú sugárzót pedig szigetelten hozzáerősítjük a tartócsőhöz úgy, hogy talppontjuk közel legyen a földhöz (19.38. ábra). Ez a konstrukció egyúttal kitűnően levezeti a villámokat

19.6.3. T 2 FD függőleges, sok-sávós antennája

Függőleges sugárzóként is jól beválik a T 2 FD-antenna. A 19.39. ábra szerinti felépítésében, pontosan 7,50 m teljes hosszal a 10, 15 és 20 m-es DX-sávokban használható. A beszámoló kiemelik, hogy ez az antenna a 40 és a 80 m-es sávban is még jól gerjeszthető, bár az eredmények nem valami különösen kedvezőek voltak. Ily módon a függőleges T 2 FD minden sávban lehetővé teszi az üzemet.



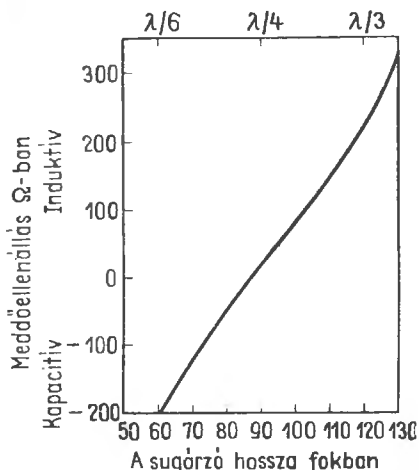
19.39. ábra. Sok-sávós függőleges antenna a T 2 FD-elv szerint

380 Ω-os lezáróellenállással kerekén 300 Ω a talpponti ellenállás, de ezt az ellenállást úgy kell kialakítani, hogy az adó teljesítményének legalább a harmadával lehessen terhelni. Az ultrarövid hullámú (például 300 A 7—1 típusú) szalagvezetékekkel tehát közvetlenül táplálható. Hogy lehetővé tegyük koaxiális kábellel is a táplálást, a táppont közelében szereljük a tartóoszlopra egy kis vízálló dobozt, és helyezük el benne a szimmetrizáláshoz és az impedanciaátalakításhoz szükséges áramkört. Radiálókra nincs itt szükség. További adatokat a T 2 FD-antennákról a 12.2. alfejezet tartalmaz.

19.6.4. Átkapcsolható hosszabbító tekercsekkel ellátott, többsávós groundplane-antennák

A gyakorlatban sok többsávós groundplane-antenna működik átkapcsolható hosszabbító tekercsekkel és részben rövidítő kondenzátorokkal is. Az amatőrsávokra elvileg úgy alakítjuk ki a függőleges sugárzót, hogy nagyjából a negyedhullámú rezonanciának feleljen meg, és hogy a kisebb frekvenciájú amatőrsávokban is használhassuk; a talppontban ekkor fellépő kapacitív összetevőt reaktanciával (hosszabbító tekercsel) kompenzáljuk, és ily módon valós talpponti ellen-

állást kapunk. A nagyobb frekvenciájú amatőr-sávokban túlságosan hosszú a függőleges sugárzó, vagyis induktív meddőösszetevőt is tartalmaz, és ezt egy ugyanakkora, de kapacitív meddőellenállással (rövidítő kondenzátorral) kell kompenzálni.



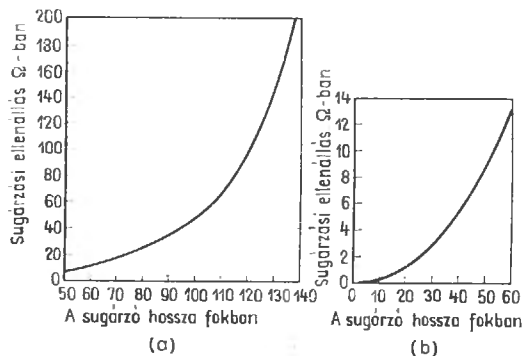
19.40. ábra. Az ideális talaj fölött elhelyezett függőleges sugárzó meddőellenállásának közelítő értéke a sugárzófokban kifejezett hosszának függvényében ($1\lambda = 360^\circ$, $\lambda/4 = 90^\circ$)

A 19.40. ábrán közöljük az ideális talajon felállított függőleges sugárzó meddőellenállása és hossza közötti összefüggést. A sugárzó hosszát itt szögfokban fejeztük ki ($1/\lambda = 360^\circ$), és a meddőellenállásra közelítő értékeket adunk. Ebben az esetben ugyanis csak durva irányértékekről lehet szó, és feltevésünk szerint a sugárzó karcsúsága 1000. A vastagabb (kisebb karcsúságú) antennákra kisebbek a meddőellenállások, a karcsúság növekedésével nő a meddőellenállás is. Mint a diagramon látjuk, a meddőellenállás nullaátmenetének és ennek következtében a negyedhullámú rezonanciának kerekén 87° (tehát nem pontosan $90^\circ = \lambda/4$) hosszú sugárzó felel meg. Ennek oka a sugárzó rövidülési tényezője, amelyet a karcsúsága szab meg. A 87° -nél hosszabb sugárzók meddőellenállása induktív (túlságosan hosszú az antenna), az ennél rövidebb sugárzóké pedig kapacitív („túlságosan hosszúak”).

A rövidített vagy hosszabbított groundplane negyedhullámú rezonanciájának megvalósítására mindenekelőtt leolvassuk a 19.40. ábráról a meddőellenállás közelítő értékét, majd megállapítjuk a frekvencia függvényében a hosszabbító tekercs induktivitását (6.19. ábra), illetve a rövidítő kon-

denzátor kapacitását (6.20. ábra). Minthogy a 19.40. ábra csak irányszámokat ad meg a meddőellenállás értékére, a tekercsnek, illetve a kondenzátornak változtathatónak kell lennie.

A 19.41. ábra megadja az ideális talaj fölött felállított függőleges sugárzó sugárzási ellenállása és hossza közötti összefüggést. Mint látjuk, a $\lambda/4$ ($= 90^\circ$) hosszúságú, negyedhullámú groundplane-



19.41. ábra. Az ideális talaj fölött elhelyezett függőleges sugárzó sugárzási ellenállása a sugárzófokban kifejezett hossz függvényében:

(a) 50° és 140° közötti hosszúságú sugárzókra; (b) 60° -nál rövidebb sugárzókra

antenna jellemző sugárzási ellenállása $36,6 \Omega$; $\lambda/3$ ($= 120^\circ$) hosszúnak már 100Ω , $\lambda/6$ ($= 60^\circ$) hosszúnak pedig csak valami 13Ω felel meg. Még nagyobb mértékű rövidítési ($< 60^\circ$) hatására — ami például a mozgóantennákon gyakran előfordul — a 19.41.(b) ábra szerint már rendkívül kicsi a sugárzási ellenállása.

A (19.6) képletből megállapíthatjuk, hogy a sugárzó R_{bem} bemeneti ellenállása az R_S sugárzási ellenállás és az R_V veszteségi ellenállás összegével egyenlő. Ami azonban az energiát illeti, csak az R_S ellenállásra eső energiát sugározza ki az antenna, az R_V ellenállásra eső rész hővé alakul át. A gyakorlatban ez azt jelenti, hogy ha változatlan értéken marad az R_V veszteségi ellenállás, a hatásfok szempontjából annál rosszabb az antenna, minél kisebb a sugárzási ellenállása. Az összefüggéseket egy egyszerű példán fogjuk érzékeltetni.

Példa. A talajon felállított függőleges sugárzó $30^\circ = \lambda/12$ hosszra méreteztük. A táppontban ennek következtében megjelenő kapacitív meddőellenállást induktivitással (hosszabbító tekercssel) úgy kompenzáltuk, hogy R_{bem} bemeneti impedanciát már valósnak tekinthetjük.

A 19.41.(b) ábra szerint a 30° hosszúságú sugárzó R_S sugárzási ellenállása 3Ω . Impedanciamérő hiddal

megállapítjuk, hogy az R_{bem} bemeneti ellenállás 10Ω . Minthogy a (19.6) egyenlet értelmében $R_{bem} = R_S + R_V$, feltételezhetjük, hogy a veszteségi ellenállások összege 7Ω -ot tesz ki ($R_V = R_{bem} - R_S = 10 - 3 = 7$). Az antenna η hatásfokát az

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V} = \frac{R_S}{R_{bem}} \quad (19.11)$$

képlet adja meg.

A példa számadatainak behelyettesítésével azt kapjuk, hogy

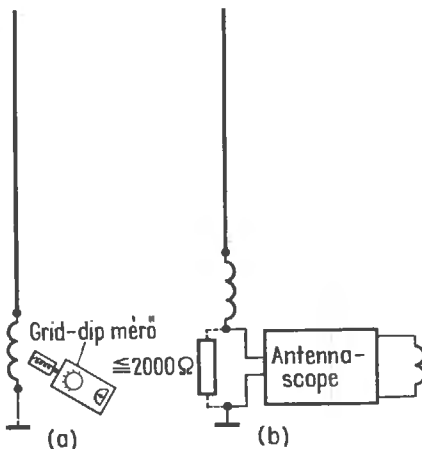
$$\eta = \frac{3}{10} = 0,3 \quad (=30\%).$$

Ha ugyanekkora R_V veszteségi ellenállással 60° volna a sugárzó hossza, az R_S sugárzási ellenállásra a 19.41.(b) ábráról 13Ω értéket olvasnánk le, úgyhogy a hatásfok ebben az esetben

$$\eta = \frac{13}{20} = 0,65 \quad (=65\%)$$

értékre nő meg.

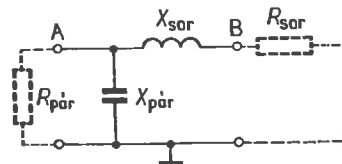
Tegyük fel, hogy egy több amatőrsávban használható függőleges sugárzót átkapcsolható hosszabbító tekercsekkel és rövidítő kondenzátorokkal rezonanciába hoztunk, vagyis hogy az R_{bem} bemeneti ellenállás minden sávban valós. Ezt az állapotot egy grid dip meter alapján könnyen ellenőrizhetjük. Ha a műszert a 19.42.(a) ábra szerint csatlósba hozzuk az éppen beiktatott hosszabbító tekercssel, a kérdéses amatőrsávban belül rezonanciát kell kapnunk. A tekercs végét, mint a 19.42.(a) ábrán is jól láthatjuk, össze kell kötnünk ehhez az ellenőrzéshez a földelőhálózattal.



19.42. ábra. Elektromosan meghosszabbított függőleges sugárzókon végzett mérések: a) a rezonanciafrekvencia mérése grid-dip mérővel; b) a talpponti impedancia mérése antennascope-pal

Most felvetődik a kérdés, hogyan illeszthetjük az R_{bem} bemeneti ellenállást a tápkábel Z_0 hullámellenállásához. Mindenekelőtt meg kell állapítanunk R_{bem} értékét, amit legegyszerűbben egy impedanciamérő hídral tehetünk meg (lásd a 31. fejezetben az antennascope ismertetését). A számítások csak közelítő értékeket szolgáltatnak, mert általában csak becslést adhatunk a veszteségi ellenállásokra, amelyekről tudjuk, hogy benne vannak a bemeneti ellenállásban. Az antennaskópot a 19.42.(b) ábra szerint a tápkábel helyére kell bekötni. A mérőhidat a mindenkori megállapított rezonanciafrekvenciával tápláljuk. Előfordul, hogy szórt terek következtében nem kapunk egyértelmű nullát a hid átlójában.

Legtöbbször úgy segíthetünk magunkon, hogy párhuzamosan kapcsolunk egy legalább 2000Ω nagyságú indukciómentes ellenállást (az ábrán szaggatott vonallal rajzoltuk be), mert ez csak elhanyagolható mértékben befolyásolja a mérési eredményt. Ha a mért bemeneti ellenállás csak kismértékben tér el a tápkábel hullámellenállásától, nem érdemes külön gondoskodni pontos illesztésről, és ilyenkor közvetlenül táplálhatjuk ebben a sávban a sugárzót. Minden más esetben a legegyszerűbb egy reaktanciáttranszformátorral létrehozni az illesztést.



19.43. ábra. A reaktanciáttranszformátor ($R_{par} > R_{sor}$)

A 19.43. ábrán látható L-hálózat mint reaktanciáttranszformátor működik. A két ellenállás közül a nagyobbik mindig a párhuzamos ágba van, ezért jelöltük R_{par} betűkkel. Az R_{sor} kisebbik ellenállás értelemszerűen a soros ágba van. Ez azt jelenti, hogy amikor a sugárzó R_{bem} talpponti ellenállása nagyobb a tápkábel Z hullámellenállásánál, $R_{bem} = R_{par}$, tehát az A ponthoz kell csatlakoztatni az antennát; a kábel belső vezetőjét ekkor a B ponttal kötjük össze. Az ellenkező ($Z_0 > R_{bem}$) esetben a kábel Z ellenállása veszi át R_{par} helyét, és az antennát most a B ponthoz csatlakoztatjuk ($R_{bem} = R_{sor}$).

E bevezető magyarázat után most számítsuk ki az X_{sor} induktív és az X_{par} kapacitív ellenállást.

Ehhez mindenképp ismernünk kell az üzemi jósági tényezőt

$$Q = \sqrt{\frac{R_{\text{pár}}}{R_{\text{sor}}}} - 1 \quad (19.12)$$

értékét. Ebből azt kapjuk, hogy az X_{sor} induktív ellenállás

$$X_{\text{sor}} = QR_{\text{sor}}, \quad (19.13)$$

az $X_{\text{pár}}$ kapacitív ellenállás pedig

$$X_{\text{pár}} = \frac{R_{\text{pár}}}{Q}. \quad (19.14)$$

Példa. Egy függőleges sugárzó talppontjában $R_{\text{bem}} = 10 \Omega$ ellenállást mértünk, a tápláláshoz 50Ω -os koaxiális kábelt akarunk felhasználni. $R_{\text{bem}} < Z$, tehát $R_{\text{bem}} = R_{\text{sor}}$ és $Z = R_{\text{pár}}$.

Így hát az antennát a B ponthoz, a tápkábelt az A ponthoz csatlakoztatjuk. A (19.12) egyenlet szerint

$$Q = \sqrt{\frac{50}{10}} - 1 = \sqrt{4} = 2.$$

A (19.13) képletből

$$X_{\text{sor}} = 2 \cdot 10 = 20 \Omega,$$

a (19.14) képletből pedig

$$X_{\text{pár}} = \frac{50}{2} = 25 \Omega.$$

Most a 6.19. ábráról leolvashatók a frekvencia függvényében a 20Ω induktív ellenálláshoz szükséges induktivitást, a 6.20. ábráról pedig a 20Ω kapacitív ellenállásnak megfelelő kapacitást. Csakhogy ezek a diagramok nem foglalnak magukban minden szükséges értéket, de a következő képletek felhasználásával majdnem épp olyan gyorsan célhoz érünk, és pontosabban is kapjuk meg a kívánt eredményeket:

$$L = 0,159 \frac{X_{\text{sor}}}{f} \quad (19.15)$$

és

$$C = \frac{159\,000}{X_{\text{pár}} f}. \quad (19.16)$$

A fenti képletekben L μH -ben, C pF -ban, f MHz -ben és X Ω -ban értendő.

Az ismertetett reaktanciatranszformálások semmiképpen sem szorítkoznak a hosszabbító tekercsekkel ellátott, átkapcsolható többsávos antennákra, és ezeken túlmenően minden aszimmetrikus függőleges sugárzóra alkalmazni kell őket.

Ezekre az átkapcsolható többsávos függőleges antennákra aligha lehet általános recepteket adni, mert sok változó mennyiséget kell figyelembe venni. A grid dip mérő, antennascopé és esetleg egy reflektométer birtokában (lásd a 31. és 32. fejezetet) azonban nem nehéz az itt ismertetett módon több amatőrsávnak megfelelően illeszteni a függőleges sugárzót. A sugárzók szokásos hossza $5 \dots 10 \text{ m}$, főként 7 m . A sugárzó talppontjában elhelyezett illesztőttagok mechanikai átkapcsolása nem kényelmes megoldás, ezenkívül veszteségeket is okoz, úgyhogy a helyhez kötött berendezésekhez általában más (például a 19.38. ábra szerinti) soksávos függőleges antennát célszerű inkább megépíteni. A mozgóállomásokon azonban általában igen nagy mértékben rövidített függőleges sugárzókra van szükségünk, úgyhogy ilyen esetekben rá vagyunk utalva a hosszabbító tekercsekre és az L-hálózatokra.

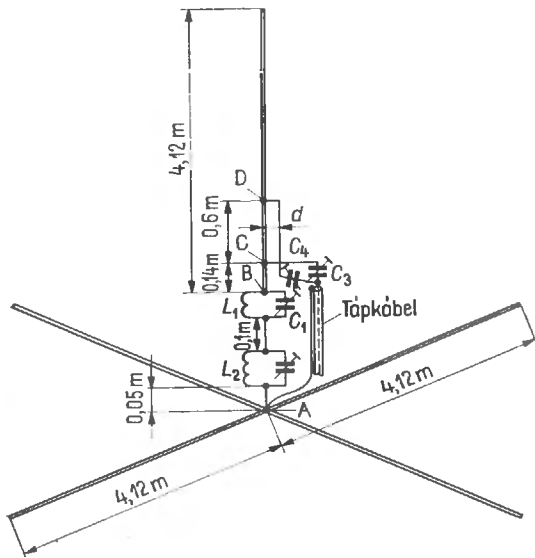
19.6.5. Soksávos rezgőkörökkel ellátott, függőleges soksávos antennák

Kézénfekvőnek látszik a soksávos groundplane felépítésében is felhasználni a soksávos elemek elvét, amely a VK 2 AOU-féle háromsávos beam (lásd a 18.2. alfejezetet) és a VK 2 AOU-féle háromsávos quad (lásd a 18.10. alfejezetet) antennákban már olyan jól bevált. Ezt a gondolatot VK 2 AZN sikeresen valósította meg.

19.6.6. Többsávos rezgőkörökkel ellátott, háromsávos groundplane a 10, 15 és 20 m-es sávra

A 19.44. ábrán változatosan felrajzolt háromsávos groundplane konstrukciójában $4,12 \text{ m}$ szabad hosszúságú függőleges sugárzókkal és négy ugyanilyen hosszú radiállal is beérhetjük. Ezekkel a méretekkel a sugárzó rezonanciája 20 és 15 m közé esik. Le is lehetne csökkenteni a sugárzó és a radiálok hosszát, mégpedig $3,35 \text{ m}$ -ig, de ekkor a hatásfok is csökkenne, és ennek megfelelően meg kellene változtatni a két soksávos rezgőkört. Ajánlatos ezért inkább megtartani a VK 2 AZN által már kipróbált méreteket.

Valamennyi antennaelem 25 mm átmérőjű könnyűfém csőből készül. A csövek átmérője és profilja nem lényeges. A függőleges rész talppontjában egymással sorbakapcsolt $L_1 - C_1$ $L_2 - C_2$ párhuzamos rezgőkörök hozzák létre a függőleges rész



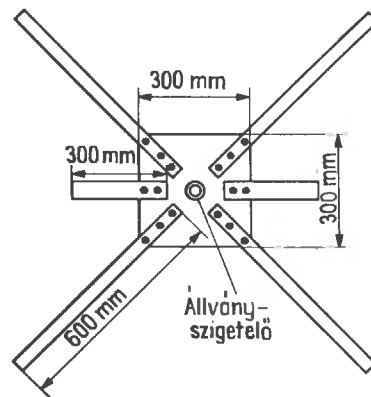
19.44. ábra. A háromsávú groundplane vázlatos felépítése többsávú rezgőkörökkel

és a radiálók soksávú rezonanciáját. Az L_1 induktivitás egy 165 mm hosszú (2,0...2,5 mm átmérőjű) és félkör alakúra behajlított huzal. Ugyanilyen huzalból két menetet tartalmazó tekercs az L_2 induktivitás; a tekercs átmérője 38 mm, hossza 13 mm. L_2 és a középső A csatlakozási pont közötti összekötő vezeték 50 mm hosszú; az L_2 és L_1 közötti vezeték hossza 100 mm. A C_1 (160 pF) és C_2 (60 pF) kapacitások légmentesek, vagyis a megfelelő, nem változtatható kapacitású kondenzátorokból és légmentesből összeállított egységek, és a szokásos módon műanyag burkolattal kell körülvenni őket, hogy védve legyenek az időjárási viszontagságok ellen.

A koaxiális tápkábelt induktív csatolással lehetne az L_1 és L_2 tekercsekhez illeszteni. VK 2 AZN azonban olyan módszert talált ki, amely mechanikailag előnyösebb ennél, de elektromosan is kifogástalan, és amely elvileg a gamma-illesztésnek felel meg (lásd a 6.3. alfejezetet). A tápkábel külső vezetőjét a középső A ponttal kell összekötni. Szorosan a belső vezető mellett van a C_3 (55 pF-os) és a C_4 (52 pF-os) légmentes. A C_3 hozzá létre 28 MHz-en az illesztést, és egy kissé kényes a beállítása. A C_4 kondenzátoron keresztül illesztjük 14 és 21 MHz-en a koaxiális kábelt; itt aránylag széles a rezonancia. A függőleges rúdon C_3 kondenzátor és a C pont közötti vezeték vastag huzalból készítenünk el, és lehetőleg minél rövidebbnek kell lennie. A $B-C$ távolság körülbelül 140 mm

(nem kritikus). Amikor a C_4 kondenzátort összekötjük a D ponttal, ügyeljünk arra, hogy a függőleges elemmel párhuzamosan haladjon ez a vezeték. A d távolságnak minél kisebbnek kell lennie, hogy 14 MHz-en jó illesztést kapjunk. Ha viszont túlságosan kicsi a d távolság, 28 MHz-en nagyon megnő az állóhullámarány. Kedvező kompromisszumnak bizonyult a $d = 20$ mm érték. A D ponthoz csatlakozó gammavezetékét mechanikailag úgy kell felszerelni, hogy tartósan párhuzamos legyen a függőleges sugárral.

A mechanikai felépítéshez VK 2 AZN a 19.45. ábra szerinti keményfa szerkezetet vette alapul. A 25 mm vastag, négyzetes alaplap fából vagy megfelelő műanyagból készíthető el, oldala 300 mm. Mint a rajzon látjuk, ehhez az alaplaphoz csavarokkal hozzáerősítünk négy — egyenként 600 mm hosszú, 80 mm széles és 50 mm vastag — léceket, hogy négy tartókart kapjunk a négy csőszerű radiál részére. Két további, körülbelül 300 mm hosszú faléccel vagy műanyag csíkkal rögzítjük a rezgőköri elemeket és a táprendszert. Az alaplap közepén van a függőleges rudat tartó támszigetelő.



19.45. ábra. Fából összeállított tartókeret a háromsávú groundplane antennához

E szigetelőnek elektromosan nem kell különösen szigorú követelményeket kielégítenie, mert a függőleges sugárzó talppontjában csak kisebb nagyfrekvenciás feszültségek lehetnek. Hogy kellő merevséget kapjon a függőleges antennaelem, négy irányban kitémasztjuk. A négy támasz a talpponttól körülbelül 1,20 m távolságban csatlakozik a függőleges elemhez, a négy radiál pedig a közép-ponttól szintén 1,20 m-re rögzítendő. Ha a támaszok helyett feszítőhuzalokat alkalmazunk, ezeket a fémhuzalokat legalább 0,6 m után meg kell szakítani elektromosan egy-egy diószigetelővel.

Az előzetes beállításokhoz még nem kötjük be a táprendszert, és először csak egy dipmérő alapján hangolunk. Abból indulunk itt ki, hogy a rádiólok legalább 0,3 m-re vannak a földtől. A dipmérőt az L_1 , illetve L_2 tekercshez csatoljuk. L_1 változtatásával elsősorban a 14 MHz-es rezonanciát befolyásoljuk. Az L_2 induktivitással és a C_1 kapacitással 21 MHz-en létesítünk rezonanciát, C_2 főként 28 MHz-en érvényesül. Bizonyos kölcsönhatások persze vannak a beállítások között.

Mindenekelőtt állítsuk be C_1 értékét 160, C_2 értékét pedig 60 pF-ra. A dipmérőről leolvasott három rezonanciafrekvencia normális körülmények között ekkor már benne van a három amatőrsávban, vagy legalábbis közel van a sávhoz. A kívánt sávfrekvenciákat ezután az L_1 , C_1 , L_2 , C_2 hangolóelemek egyenkénti változtatgatásával állítjuk be. Amikor megvagyunk ezzel, bekötjük a táprendszert. A C csatlakozásnak 140 mm-rel a B pont fölött kell lennie. A $B-D$ távolság 740 mm. A C_3 kapacitást először 55 pF-ra, a C_4 kapacitást pedig 52 pF-ra állítjuk. A 31.2.2. pont szerinti reflektóméterrel mint jelzőműszerrel mindhárom sávban jól beállíthatjuk az optimális illesztést, egyúttal a sugárzó rezonanciáinak finombeállítását is elvégezhetjük.

Az antenna táppontjában vagy a táppont közvetlen közelében csatoljuk be a tápkábelbe a műszert. Az üzemi adót először a 14 MHz-es sávban hangoljuk rá a kívánt rezonanciafrekvenciára, és a megfelelően csökkentett adóteljesítménnyel ezen a frekvencián gerjesztjük az antennát. A visszafutás jelzésének megfelelően bekapcsolt reflektómérő most többé-kevésbé nagy visszaverődést jelez. Ekkor bedugunk egy ferritrudat az L_2 tekercsbe: ha ezáltal csökken a mért állóhullámarány, meg kell növelnünk L_1 értékét, ellenkező esetben pedig csökkentjük ezt az induktivitást. Ezt követően C_4 értékét szintén a lehető legkisebb állóhullámaránynak megfelelően állítjuk be.

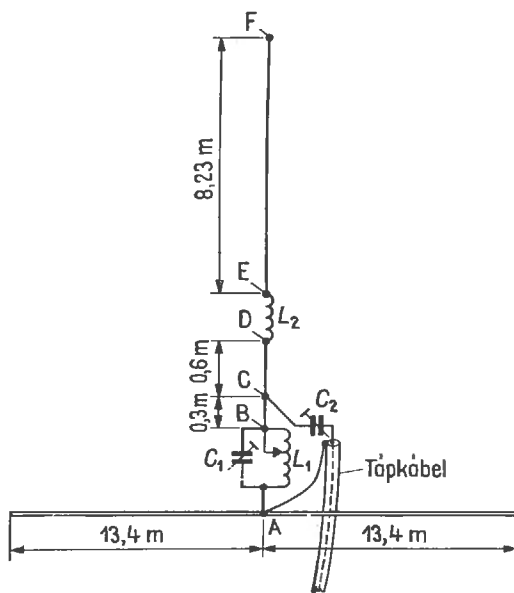
Most beállunk az adóban a 21 MHz-es sáv kívánt rezonanciafrekvenciájára, és ezen a frekvencián gerjesztjük az adóval az antennát. C_1 értékét annyira elállítjuk, hogy újra a lehető legkisebb legyen az állóhullámarány, ami azt jelenti, hogy 21 MHz-en korrigáltuk a rezonanciát. Utána 28 MHz-cel gerjesztjük a rendszert, és újra beállítjuk C_2 értékét az állóhullámarány minimumára, majd a C_3 kapacitással még tovább csökkentjük ezt a minimumot.

Minthogy a beállítások mind visszahatnak egymásra, az egész behangolási eljárást újra meg újra

el kell végezni mindaddig, amíg mindhárom sávban optimumot kapunk. Ekkor a kondenzátorok utánállítására szorítkozunk, és először mindig a C_1 és a C_2 kondenzátorral utánaállítjuk a rezonanciát, és csak utána helyesbítjük a C_4 és a C_3 kapacitással az illesztést. Az L_2 induktivitást, továbbá a C vagy D megcsapolást csak kivételesen kell megváltoztatnunk.

19.6.7. Többsávós rezgőkörökkel ellátott, kétsávós groundplane a 80 és 40 m-es sávokra

A háromsávós groundplane-antennával sokszvs rezgőkörök alapján elért jó eredmények figyelembevételével VK 2 AZN a 80 és a 40 m-es sávra egy kétsávós változatot is kidolgozott. Ez a változat csak két, egyenként 13,40 m hosszú radiált tartalmaz, és a függőleges sugárzó teljes hossza itt kerekén 9,15 m.



19.46. ábra. Kétsávós groundplane 80 és 40 m-re

Az antenna felépítésének vázlatos rajza a 19.46. ábrán látható. Egyetlen L_1-C_1 párhuzamos rezgőkörre van itt szükség. Az L_2 hosszabbító tekercsre azért van itt szükség, hogy induktív úton 13,40 m elektromosan hatásos hossza lehessen hozni a függőleges részt. Az L_2 tekercs 2,0...3,0 mm vastag lakkozott rézhuzalból nyolc menetet tartalmaz, átmérője 60 mm, hossza pedig 35 mm.

A sugárzó szabad, $E-F$ szakasza 8,23 m hosszú, de szükség esetén rövidebbre is vehető; az utóbbi esetben meg kell növelni az L_2 induktivitást, és a hatások csökkennek. $E-F$ esetleges meghosszabbítása javítja a hatásfokot, és ez azt jelenti, hogy az L_2 induktivitást kisebbre kell venni.

A rezgőköri L_1 tekercsnek 18 menete van, a huzal átmérője 2,0...2,5 mm. Magának a tekercsnek az átmérője 60 mm, hossza 65 mm. Bordás kerámia tekercstesten célszerű elkészíteni. Hogy a behangolás során még változtatni lehessen az induktivitást, a 18 menettel kissé túlméreteztük az L_1 tekercset. VK 2 AZN antennájában az optimális beállítások során rövidegre kellett zárni a B pont utáni négy menetet, úgyhogy tulajdonképpen csak 14 menet vett részt a rezgőköri induktivitásban. A C_1 kondenzátor itt is légrimmer, teljes kapacitása körülbelül 100 pF, és a beállítások elején 45 pF-ra kell beállítani azértékét.

A behangoláshoz egy grid dip mérőt csatolunk az L_1 tekercshez, és a C_1 kapacitással beállítjuk a 7 MHz-es sávnak megfelelő rezonanciát. A 3,5 MHz-es sávnak megfelelő második rezonancia-pontot L_1 megfelelő meneteinek rövidrezáráásával korrigáljuk. Amikor a két rezonancia nagyjából már rendben van, bekapcsoljuk a táprendszert. A tápkábel külső vezetőjét az A pontra kapcsoljuk, és a körülbelül 150 pF végkapacitású C_2 légrimmert, amelyet közvetlenül a belső vezetőnél kell elhelyezni, először 85 pF-ra állítjuk be. Ezt a C_2 kondenzátort a gamma-vezeték a B pont fölött 300 mm-rel levő C ponttal köti össze.

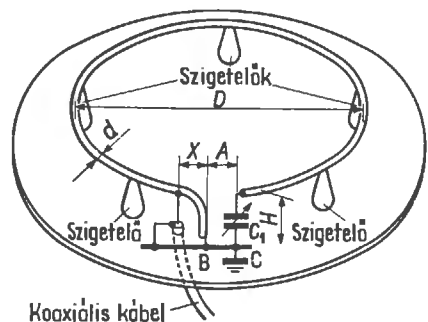
A rezonancia és az illesztés végleges beállításához az antenna táppontjának közvetlen közelében egy reflektomérőt helyezünk el. Az üzemi adót először a 80 m-es sávban állítjuk be a kívánt frekvenciára, és ezzel gerjesztjük a rendszert. A szükséges hangolási irány meghatározásához egy ferritdat dugunk az L_1 tekercsbe. Ha ezáltal csökken a visszavert hullám viszonylagos nagysága, növelnünk kell az L_1 induktivitást, vagyis B irányban kell eltolni a rövidzárt. Ellenkező esetben több menetet kell rövidrezárunk. Amikor ily módon már minimumra állítottuk be az állóhullámarányt, C_2 megfelelő változtatgatásával még tovább csökkenthetjük ezt a minimumot. Ugyanezt a hangolási eljárást a 40 m-es sávra áthangolt adó frekvenciájával is elvégezzük, a rezonanciát C_1 változtatásával állítjuk be, az illesztést pedig C_2 változtatásával helyesbítjük. Az egész hangolási eljárást addig ismételtjük, míg végül mindkét frekvencián megkapjuk a rezonanciát és a lehető

legjobb illesztést. Ha a két frekvencián, vagyis 3,5 és 7 MHz-en nem egyezik C_2 optimális beállítása, valamilyen kompromisszummal kell beérnünk, vagyis az állóhullámarány két minimuma között úgy állítjuk be a C_2 kapacitást, hogy mindkét sávban még elfogadható legyen az illesztés.

E kétsávú antennával is jó eredményeket sikerült elérni, úgyhogy ha korlátozottak a helyviszonyok, feltétlenül érdemes megpróbálkozni a megépítésével. Természetesen több radiált is alkalmazhatunk, azt azonban eddig még senki sem vizsgálta meg, hogy a radiálok számának csökkentése vagy növelése hogyan befolyásolja az antenna sugárzási diagramját.

19.7. A DDRR-antenna

A szokásos kivitelezésű sugárzók köréből teljesen kívül esik a DDRR-antenna. Egy újszerű megoldásról van itt szó, kidolgozója *J. M. Boyer*, W 6 UYH (DDRR az angol Directional Discontinuity Ring Radiator kifejezés rövidítése). Szerkezeti felépítését tekintve egy kör alakú vízszintes földelőlemez (körtárcsa) fölött $H = 0,007\lambda$ magasságban ugyancsak vízszintesen elhelyezett, gyűrű alakú sugárzóból áll (19.47. ábra). A gyűrű D átmérője $0,078\lambda$, tehát kerületének hossza pontosan $0,25\lambda$, úgyhogy a rövidülés és a végkapacitás figyelembevételével negyedhullámú rezonanciát kapunk. A C_1 forgókondenzátor lehetővé teszi a sugárzó frekvenciájának finombeállítását.



19.47. ábra. A DDRR-antenna vázlatos felépítése

Az ábrán feltüntetett koaxiális tápkábelhez gamma-illesztést alkalmazunk (lásd a 6.3. alfejezetet), és a kábel külső vezetőjét a földelőlemezzel kötjük össze. A belső vezető bekötéséhez megkeressük a gyűrűn azt a pontot, amelynek impedan-

ciája megegyezik a kábel hullámellenállásával. E megcsapolási pont helyes kijelölésével bármilyen koaxiális kábelt a sugárzóhoz illeszthetünk.

Meglepő, hogy lényegében vízszintes elrendezése ellenére ez az antenna egyértelműen függőleges polarizációval sugároz. Körsugárzó révén a polarizáció és a sugárzási viszonyok szempontjából a negyedhullámú groundplane-antennának felel meg, jóllehet az utóbbi magassági kiterjedésének csak egy tört részét éri el. Rendkívül csekély szerelési magassága és csekély felületi kiterjedésénél fogva ez a DDRR-antenna a térbelileg korlátozott felépítési lehetőségekkel rendelkező amatőr részére is számításba jön, ezenkívül a 20, 15 és 10 m-es sávokban működő mozgó állomásokhoz alkalmazható. E gyűrűs antenna alkalmazásáról a rövidhullámú amatörgyakorlatban már vannak bizonyos tapasztalatok, és ezek jó üzemi tulajdonságokról tanúskodnak.

A DDRR-antenna Q_s sugárzási ellenállása a mérések és a számítások szerint csak $0,3 \Omega$, vagyis rendkívül kicsi, úgyhogy a veszteségi ellenállások R_v összegét a lehető legkisebb értéken kell tartanunk ahhoz, hogy még elfogadható legyen a hatások. Ezért a gyűrű alakú vezetőt rézből vagy alumíniumból úgy kell elkészítenünk, hogy minél nagyobb legyen a felülete (szkinhatás!), és a tartószigetelőket és forgókondenzátort a minél kisebb veszteségű, kitűnő minőségű elemekből kell kiválasztani. Minthogy pedig a hangolókondenzátor feszültségmaximumban van, ezenkívül nagy átütési szilárdság is szükséges. Ezért minden bizonnyal a legelőnyösebb a teljes egészében levegőszigetelésű, egymással párhuzamosan elhelyezett és elforgatható véglemezekből kialakítani a hangoló kapacitást. Kis kerületű gyűrűhöz nem ajánlatos nagy kapacitású hangolókondenzátort alkalmazni, mert a kapacitív végterhelés növekedésével rohamosan csökken a sugárzó hatásfoka.

A jó hatásfok előfeltétele ezenkívül — akár csak a groundplane esetében — a jó nagyfrekvenciás föld. A DDRR-antenna prototípusában ezt a földet egy jó felületi vezetőségű, kör alakú és síkfelületű fémtárcsa alkotja. D' átmérőjének legalább 25%-kal nagyobbak kell lennie a gyűrű alakú vezető átmérőjénél. A függőleges síkban a kisugárzott nyáláb emelkedési szöge annál kisebb, minél nagyobb a gyűrű átmérőjéhez képest a földelőlemez. A földelőlemez megnövelése azt jelenti, hogy a $0,25\lambda$ hosszú radiálók számát is lehetőleg meg kell növelni. Ezeket a radiálokat a körtárcsa kerületéből kiindulva sugarasan kell elhelyezni, és na-

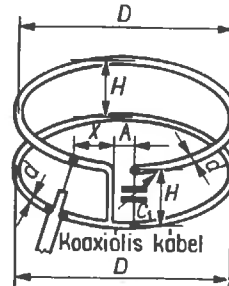
gyon ügyelni arra, hogy jó fémes érintkezés jöjjön létre a radiálók és a tárcsa között.

A 10 és 15 m-es, nagyobb frekvenciájú amatőrsávokra aligha okoz különösebb anyagbeszerzési nehézségeket a DDRR-antenna megépítése. Még abban az esetben is azonban, ha nagyon korlátozottak a felépítési lehetőségek ebben a két tartományban, nagyjából ugyanazzal a ráfordítással egy groundplane is megépíthető, márpedig a teljes $\lambda/4$ magasság esetében ez utóbbi nagyobb hatásfokkal működik, és — mint a mérések is igazolják — kereken 2,5 dB-lel jobb a gyűrűs sugárzónál. Az ezekben a sávokban működő mozgó állomásokon azonban vitathatatlanok a DDRR-antenna mechanikai előnyei.

Mint tudjuk, a rövidhullámú amatörgyakorlatban különösen nagy nehézségeket okoz a 80 és a 40 m-es sávban jó hatásfokkal sugárzó antennák kiválasztása és megépítése. Ahhoz nincs mindig elég hely, hogy vízszintes irányban egy teljes hosszúságú dipólust kifeszíthessünk. Még abban az esetben is, amikor bőven van helyünk, csak ritkán találunk az antenna felszereléséhez elég nagy magasságban levő kítámasztási pontokat.

A 80 m-es groundplane aránylag kis helyet igényel, ezenkívül az az előnye is megvan, hogy körsugárzó. De hát ki volna képes egy pontosan 20 m magas függőleges sugárzót felállítani? A 80 m-es sávban használható DDRR-antenna viszont csak $H = 70$ cm magas, de mindenesetre egy körülbelül 7 m átmérőjű földelő fémlemez is kell hozzá, és ez bizonyára csak kivételesen, például egy lapos bádogtető alakjában állhat rendelkezésünkre. Kiderült azonban, hogy ez a lemez egy további, ugyanakkora fémgyűrűvel is helyettesíthető, és ebben az esetben a 19.48. ábra szerinti felépítést követhetjük. Ez a megoldás a 80 m-es amatőr részére is vonzóvá teheti a DDRR-antennát.

A 19.4. táblázatban közölt méretezési adatok



19.48. ábra. A módosított DDRR-antenna vázlatos rajza (a köztartó szigetelőket nem rajzoltuk be)

19.4. táblázat. Méretezési adatok a 19.47. és 19.48. ábra szerinti DDRR-antennákhoz

Amatőrsáv	Méretek mm-ben					C_1 pF-ban
	D	H	A	d	X	
80 m	5500 (6200)	650	300	20	2000	100
40 m	2800 (3280)	350	150	14	1000	75
20 m	1400 (1660)	160	75	10	500	50
15 m	1015 (1180)	120	50	8,5	300	33
10 m	700 (810)	80	50	7	150	25

mindkét változatra érvényesek. A 19.48. ábra szerinti egyszerűsített változatban a földelőgyűrű ugyanakkora, mint a sugárzó gyűrűje. A H távolság a szükséges minimum; ha megnöveljük, kissé nagyobb hatásfokot kapunk. Az X méretre csak irányértéket közlünk. A koaxiális kábel csatlakozási pontjának optimális helyét csak a behangolás során kapjuk meg. A gyűrű D átmérőjére megadott méretek a legkisebb értékek, úgyhogy ajánlatos kissé nagyobbra venni őket, hogy minél kisebb végkapacitásra legyen szükség; ezáltal egy kissé megjavítjuk a hatásfokot is. A 19.4. táblázatban zárójelben levő D -értékek figyelembe veszik ezt a körülményt, és úgy szabják meg a gyűrű átmérőjét, hogy nagyon kis végkapacitásokkal lehessen megkapni a rezonanciát.

Ami a vezetők d átmérőjét illeti, ezt általában minél nagyobbra kell vennünk, mert a rendkívül csekély sugárzási ellenállás következtében lényegesen csökkenthetik a rézvesztések a hatásfokot. Ugyanakkor viszont a vékony vezetők lecsökkentik a DDRR-antennának amúgy is eleve kis sáv-szélességét. A 19.4. táblázatban közölt d átmérők rézre, illetve tiszta alumíniumra vonatkoznak, és minimumoknak tekintendők. A szkinhatással előidézett frekvenciafüggő veszteségi ellenállás mindig körülbelül $0,16 \Omega$. Ez azt jelenti, hogy például $0,3 \Omega$ sugárzási ellenállásnak $\eta = 60\%$ hatásfok fog megfelelni.

Ha nehézségeink vannak az antenna vezetőjének behajlításával, egyenes vezetők közül sokszög alakban is kiképezhetjük a gyűrűt.

A DDRR-antenna behangolásához mindenképp előttről válasszuk le a tápvezetékét. A földelt ág hajtásban becsatoljuk a dipmért, és megmérjük vele, majd C_1 változtatgatásával korrigáljuk a rezonanciafrekvenciát, és addig ismételtetjük az eljárást, amíg be nem állítottuk az amatőrsáv belsejében a kívánt frekvenciát. Ezután bekötjük a táp-

kábelt, és az előzőleg már megállapított rezonanciafrekvenciával gerjesztjük az antennát. A kábel belső vezetőjének csatlakozási pontját (az X szakaszt) addig változtatgatjuk, míg meg nem kapjuk a gyűrű alakú vezető mentén azt a pontot, amelynek felhasználásával a tápvezetékbe becsatolt reflektomérő a legkisebb állóhullámarányt mutatja. E pontban stabilan és jó fémes érintkezéssel rögzítjük a kábel belső vezetőjét. Az amatőrsávon belül ezután már csak C_1 felhasználásával változtatjuk a frekvenciát.

A reflektomérőnek mint üzemi mérőkészüléknek mindig bekapcsolva kell lennie, mert mint ellenőrző műszer egyúttal C_1 rezonanciabeállítására is szolgál. A rezonancia akkor következik be, amikor a legkisebb a hullámosság.

A 19.48. ábra szerinti DDRR-antennával kapcsolatos gyakorlati tapasztalatairól DJ 2 RE számolt be. Ő a 19.4. táblázat alapján a 10 m-es sávra méretezte a kísérleti antennát, a két gyűrűs vezetőt 7 mm külső átmérőre rézhuzalból készítette el. Az antenna finombeállításához két, egymáshoz képest elbillenthető (60 mm \times 60 mm méretű) rézlemez helyezett a felső gyűrű melegvégére, illetve ezzel szomszédosan az alsó gyűrűre (C_1). Összehasonlításképpen egy forgatható, háromemeles irány-sugárzója volt a talaj fölött 12 m magasságban. A DDRR-antenna 9 m-rel volt a föld fölött. Alsó gyűrűje csak a kábelköpenyen keresztül volt leföldelve. A vételi kísérletek során rögtön világosan fel lehetett ismerni a DDRR-antenna kördiagramját; a vételi jelek átlagosan 2S fokozatokkal voltak gyengébbek a forgatható irány-sugárzó jeleinél, és az utóbbi sugárzó antennanyereségére megadott érték kerekén 8 dB. Adóüzemben 150 W-ra korlátozott bemeneti teljesítménnyel összesen 125 távfró- és SSB-összeköttetést sikerült létesíteni, és ezen belül minden világgrész és minden W-hívójeltartomány megtalálható.

A kísérleti eredmények kiértékelésével DJ 2 RE arra a megállapításra jut, hogy csekély méreteivel a DDDR-antenna rendkívül használhatónak bizonyul, és legalábbis a megvizsgált frekvenciatartományban semmiképpen sem tekinthető már segédantennának. A kis távolságok áthidalására — akár csak a groundplane-antenna — kevésbé látszik alkalmasnak.

Kétsávos üzem is megvalósítható, mégpedig mindig a kisebb frekvenciájú amatőrsáv használható. Például a 10 m-es sávra optimálisan méretezett DDDR-antenna a 15 m-es sávban is még működtethető. Ilyenkor azonban számolni kell azzal, hogy a 15 m-es üzemben kisebb lesz a hatásfok. Hogy a kisebb frekvenciájú sávban is még be lehessen állítani a C_1 kondenzátorral a rezonanciát, olyan kondenzátort kell itt alkalmazni, amelynek

végkapacitása körülbelül ötször nagyobb a 19.4. táblázatban megadott értékénél. Magától értetődik, hogy ezt a forgókondenzátort meg kell védeni az időjárási viszontagságok ellen. Minthogy egysávos üzemben is ajánlatos egy kissé utánaállítanunk a C_1 kondenzátort, amikor a sávon belül áttérünk más frekvenciára, ennek a kondenzátornak távműködtethetőnek kell lennie. Több lehetőség is kínálkozik erre: kötélárcsára helyezett húzókötel, rugalmas tengely és szinkro.

A Northorp International cég nagyobb mennyiségekben alkalmazza iparszerű felhasználásra a szabadalmaztatott DDDR-antennát. Az eddig megvalósított gyűrűk átmérője 1500 m-t is elér (kilométeres hullámú antennák). Alakja miatt a DDDR-antennát egyesek hula-hoop antennának vagy egyszerűen gyűrűantennának is nevezik.

20.

A megfelelő rövidhullámú antenna kiválasztása

A kezdőnek a következőkben felsorolt antennák valamelyikét ajánljuk megépítésre, mivel ezek mind kipróbált, részletesen leírt, korszerű típusok, és teljesítőképességük arányban van a ráfordított munkával és költségekkel.

Kis emelkedési szögű és csekély helyszükségletű *körsugárzók* a 10, 15, 20 és 40 m-es sávra: ground-plane-antennák (kritérium: talajviszonyok, szabad környezet).

Kevésbé éles irányhatású és kis nyereségű, *minden sávban használható antennák* a DX-sávokra: W 3 DZZ huzalos antennája, T 2 FD-sugárzó (kritérium: lezáróellenállás).

Olcso, de nagy nyereségű *iránysugárzók*. Két fő sugárzási irányú, széles sávú sugárzók a 10, 15, 20 és 40 m-es sávra: lazy-H (kritérium: szerelési magasság).

Igen nagy helyszükségletű, de minden irányban nagy nyereségű *iránysugárzók*; minden sávban használható antenna a V alakú csillagantenna.

Nagy antennanyereségű, forgatható *iránysugárzók* a 10, 15 és 20 m-es sávra: HB 9 CV forgatható iránysugárzója, háromelemes Yagi-antenna, cubical quad (swiss quad, bird cage).

A 80 m-es sávra nehéz megnevezni egy kifejezetten DX-sugárzót, mert erre a célra a nagy antennanyereség eléréséhez szükséges nagy huzalhossz és szerelési magasság többnyire felülmúlja a rövidhullámú amatőr képességeit. A 80 m-es sávban DX-re vadászó amatőrök általában hosszú, vízszintes huzalokkal dolgoznak; aki teheti, V-antennát használ. Akinek megfelelő szerelési lehetőségei vannak, de a nagyobb költségeket és munkát

kerülni akarja, jó sugárzóra bukkan a kereken 40 m fesztávolságú, félhullámú dipólusban.

A legtöbb esetben azonban minden sávban használható, például W 3 DZZ-antennákra törekszünk, vagyis olyanokra, amelyek a 80 m-es sávban még megfelelnek valahogy, ugyanakkor a többi sávban jól beválnak.

20.1. A DX-vadászok legjobb antennája

A világ DX-bajnokai arra a körkérdésre, hogy véleményük szerint melyek a legeredményesebben használható antennarendszerek, feltűnő egyetértésben a következő válaszokat adták (a QST 1964 januári számában közzétett beszámoló szerint):

— A legjobb DX-sugárzó a cubical quad.

— A DX-szakértők körében leginkább a három elemet tartalmazó, forgatható, egysávos Yagi-antenna terjedt el.

— A legjobb DX-eredményeket csak forgatható antennával érhetjük el.

— A mereven felállított antennák, többek között a függőleges sugárzók aránylag gyenge eredményeket szolgáltatnak.

— A szerelési magasság fontosabb, mint az antennatípus.

— A kedvező felállítási hely (például igen jól vezető talaj, kedvező topográfiai viszonyok) nagymértékben kiegyenlítheti az egyébként kis teljesítőképességű antennák hátrányait.

E válaszok szerint tehát egyértelműen a quad nevezhető a DX-antennák bajnokának.

Ez a felismerés összhangban van a gyakorlati tapasztalatokkal is, mert egyre többen arra az eredményre jutnak, hogy az igen nagy távolságokat áthidaló forgalomban a quad megelőzi a Yagi-antennákat. Ez azzal magyarázható, hogy a quad-antenna függőlegesen elrendezett emeletes rendszer. Ennek következtében a függőleges síkban laposabb szögben sugároz a quad, mint a nyereség szempontjából egyenértékű egyszintes Yagi-antenna. Mint már elmagyaráztuk, a laposan kisugárzott hullámok kevesebb ugrással (az F_2 rétegen kevesebb visszaverődéssel) hidálnak át nagy távolságokat, mint azok a hullámok, amelyeket meredeken sugároz ki az antenna. A lapos sugár tehát kevesebbszer kénytelen áthatolni az ionoszféra nagy csillapítású alsó rétegein és nagyobb erősséggel jelenik meg a nagyon távoli vételi pontban, mint a többször visszavert és ezáltal erősebben csillapított sugárzás.

A körkérdésre adott válaszok szerint a DX-próbálkozások eredményessége szempontjából elsősorban az antennamagasság és a felállítási hely a döntő tényező, ami szintén a függőleges síkban lehetőleg minél kisebb emelkedési szögbe irányuló törekvésekkel magyarázható meg.

Mint a 3.12. ábrán láthatjuk, a negyedhullámmal és a negyedhullám páratlan többszöröseivel egyenlő magasságú (például $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ magas), vízszintesen polarizált rendszerek nagyrészt meredeken fölfelé sugároznak, és az előnyös lapos sugárzás akkor következik be, amikor az antenna magassága $\lambda/2$ vagy ennek valamelyik többszöröse (1λ , $1,5\lambda$ stb.). Ezek az adatok azonban ideális talajviszonyokra vonatkoznak, márpedig az amatőr aligha fog ideális földre bukkanni. A talaj vezetésétől függően a földfelszínhez képest magasabbra vagy mélyebbre kerül az imaginárius föld. A hullámhosszban kifejezett hatásos antennamagasság a talaj vezetésétől függő mértékben mindig nagyobb a talaj felszínétől mért geometriai magasságnál. Ha rosszak a talajviszonyok, esetleg több méter mélyen lehet a földfelszín alatt az imaginárius föld. A rosszul vezető közbenső talajrétegek veszteséges dielektrikumként hatnak, és hővé alakítják át a sugárzási teljesítmény egy részét. Az ilyen kedvezőtlen felállítási helyeket csak úgy lehet megjavítani, hogy a föld felszínén vagy valamivel alatta minél terjedelmesebb földelőhálózatot helyezünk el. Ilyen földelőhálózattal működnek például a műsoradó állomások antennatornyai is.

20.2. A nyereségadatok jelentősége

Az antennanyereség elméleti adat, egy referenciasugárzóval hasonlítja össze az antennát, és csak arról ad felvilágosítást, hogy a referenciasugárzóhoz képest mennyivel sugároz erősebben a fő sugárzási irányban a kérdéses antenna. A nyereségi adat sokszor hiányos is, mert sokan elfelejtik megnevezni hozzá a referenciaantennát. Az összehasonlítás alapja rendszerint a félhullámú dipólus, de a rövid dipólus és a gömbsugárzó is lehet referenciaantenna (lásd a 3.2.3.2. alpontot). Így hát már a referenciaantennától függően is előfordulhatnak 2,15 dB-es eltérések is az antennanyereség adataiban. Amikor például jeles külföldi antennagyárak 9 dB nyereséggel jellemzik háromeleemes Yagi-antennájukat, elképzelhető, hogy eza nyereség gömbsugárzóra vonatkozik. Ha a szokásnak megfelelően félhullámú dipólust veszünk alapul, ugyanerre az antennára már csak 6,85 dB nyereséget kapunk. Ez az érték nagyon jól megközelíti a háromeleemes Yagi-antennákkal egyáltalán elérhető maximumot.

Sokszor hibás maga a mérési eljárás is, amelyvel meghatározták a mintaantenna nyereségét. Különösen a rövidhullámok tartományában amatőr eszközökkel végrehajtott mérések szoktak hibásak lenni, hiszen az antennanyereség kifogástalan meghatározásához szükséges elrendezések lényegesen meghaladják a rádióamatőr lehetőségeit. Mivel pontos mérésekre nem képes, többnyire a gyakorlati üzemben megfigyelt összehasonlító eredményekre támaszkodva állapítja meg az amatőr a nyereséget. Így azonban igen nagyok a hibalehetőségek.

Az amatörgyakorlat szempontjából a rövidhullámú antennák megítélésében sem a pontos gyári nyereségadatoknak, sem pedig az amatőrök által többé-kevésbé megérzés alapján kihozott antennanyereségeknek nincs különösebb jelentőségük. A gyárak előírt, közel ideális környezetben végzik el a méréseket, az amatőr viszont sohasem fog ilyen környezetben dolgozni; az amatormérések eredményei csak meghatározott, nem reprodukálható szerelési viszonyok között és a mérés időpontjában éppen fennálló ionoszféra-állapotra érvényesek. Egy-egy rövidhullámú antenna gyakorlati használhatóságának megítélésében ezért semmiképpen sem szabad döntő szerephez jutnia a megadott antennanyereség nagyságának.

21.

Ultrarövid hullámú antennák

A rádióamatőrnek egy ultrarövid hullámú antenna szűkebb értelemben olyan sugárzót jelent, amely a 2 m-es amatőrsávban (144 és 146 MHz között) sugároz. Ez a népszerű amatőrsáv az ultrarövid hullámú műsoradás és a III. tv-sáv közötti helyet foglalja el a frekvenciatartományban, úgyhogy többnyire ugyanolyan alakúak az antennák a három sávban, s csak a fizikai méretekben különböznek egymástól. A modelltörvény szerint át is lehet méretezni például a tv-antennát a 2 m-es sáv frekvenciáira, és ez az átméretezés mindössze a rezonanciafrekvenciát változtatja meg, a többi elektromos tulajdonságot nem érinti. Ily módon a 2 m-es sávban dolgozó rádióamatőr közvetlenül élvezheti a tv-antennák területén elért sokrétű ipari fejlesztéseket. Ezen túlmenően jól felhasználhatók az amatőrantennák összeállításában nagyrészt a szerelési anyagok is, például a kábelcsatlakozó dobozok, az antennaelemeket tartó szerelvények, a csöbilincsek stb., amelyeket robusztus és időjárásálló kivitelezésben állít elő az ipar.

Egy dologban azonban eltérnek a tv-antennáktól megkövetelt elektromos tulajdonságok a 2 m-es amatőrantennák követelményeitől. A tv-antennákat úgy szokás megszerkeszteni, hogy lehetőleg minél szélesebb sávban működjenek, és talpponti ellenállásuk 240Ω legyen. A vízszintes síkban (az E síkban) éles irányhatásra van szükség, melléknyalábok nem engedhetők meg a sugárzási diagramon, és hátrafelé lehetőleg nagy csillapítást kell elérni. A 2 m-es amatőrantenna tervezésében viszont nem nagy szerepe van a sáv szélességnek, hiszen ennek a sávnak csak 2 MHz az egész frek-

venciaterjedelme, ez pedig minden különösebb fogás nélkül is mindig megkapható. A talpponti ellenállás tekintetében sem köti a rádióamatőrt a 240Ω szabványosított névleges érték. A sugárzási diagramban megjelenő melléknyaláb és a hátrafelé irányuló sugárzás üzemtechnikai okok miatt általában nem sokat zavar. Az amatőrforgalom gyakorlati szempontjainak figyelembevételével előnyösebb, ha a 2 m-es vízszintes antenna nyeregségét nagyrészt a függőleges síkban megvalósított nyalábolással kapjuk meg.

21.1. Az ultrarövid hullámú antennák polarizációja

A rövidhullámok tartományában nincs nagy jelentősége az amatőrantenna polarizációjának, mert az ionoszférán bekövetkező szabálytalan visszaverődések következtében csak ritkán marad meg az eredeti polarizáció. Az ultrarövid hullámokon más a helyzet. Ezek a hullámok nem verődnek vissza az ionoszférán, e helyett inkább egyenes vonalban tovább terjednek. Terjedési útjuk mentén nagyon ritka a polarizáció-változás. Ezért hát azonos polarizációjú adó- és vevőantennára van szükség.

A legerősebben a vízszintes polarizáció terjed (vízszintes sugárzókkal). Az ultrarövid hullámú amatőrállomások majdnem mind vízszintes polarizációval sugároznak, akárcsak az ultrarövid hullámú műsorszóró adók (a II sávban) és általában

a III és a IV/V sávba tartozó tv-adók is. Egy néhány I sávbeli tv-adó, majdnem minden ultrarövid hullámú mozgó rádióállomás (rendőrségi adó stb.) és a helyi forgalomban egy-egy amatőradó függőlegesen polarizált antennával működik. Az elliptikus és a cirkuláris polarizációnak többnyire a rádióasztronómiában van jelentősége.

A következőkben ismertett ultrarövid hullámú antennák vízszintes polarizációjúak, tehát vízszinteseek az elemeik. Ezek az antennák függőleges polarizációval is működtethetők, mindössze úgy kell elforgatni őket, hogy az elemek függőleges helyzetbe kerüljenek. Azzal mindenesetre számolnunk kell ilyenkor, hogy a sugárzási diagram nem lesz már teljesen egyértelmű, mert a fémes tartóoszlopok is függőleges helyzetűek, és megzavarják a sugárzást. Ezért a függőleges polarizációjú, ultrarövid hullámú antennákat általában vízszintes tartókra szokás szerelni. Ezenkívül a dipólus két felének különböző a talajtól mért távolsága, ami szintén kedvezőtlenül befolyásolja az irányjellegörbe H diagramját, ha nem elég magas az antenna.

21.2. Tanácsok az ultrarövid hullámú antennák megépítéséhez és felhasználásához

A szerelési magasság tekintetében az ultrarövid hullámú antennákra is fennáll az a követelmény, hogy „minél magasabbra”. Minthogy pedig az antenna magasságát mindig az üzemi hullámhosszban fejezzük ki, ezt a követelményt az ultrarövid hullámú antennákkal könnyen kielégíthetjük. Ha például 10 m-re van a talajtól a 2 m-es antennánk, már 5λ értéket ér el a szerelési magassága. Ha a 20 m-es sávban ugyancsak 5λ magasságú rövidhullámú antennára volna szükségünk, a talaj felett 100 m magasban kellene felszerelnünk a sugárzót!

A jó URH-antennának körülbelül két-három hullámhosszal kell magasabbnak lennie a legközelebbi műtárgyaknál (épületeknél, szabadvezetékeknél stb.). Gazdasági okok miatt azonban nem érdemes túlságosan magas antennapóznákra törekednünk. Ezzel ugyanis főképpen csak annyit érünk el, hogy egy kissé megnőne a talajhullámok hatótávolsága, az inverziós rétegekkel elérhető terjedést azonban alig befolyásolhatnánk. A talaj, illetve a háztető felett körülbelül 2λ szerelési magas-

ság már elegendő lehet ahhoz, hogy ideálisnak tekintsük vízszintes antennánk sugárzási jelleggörbét. Ilyen körülmények között a gyakorlati üzemben is megfelelhet az ultrarövid hullámú antenna a névleges adatoknak. A 2 m-es sávban is, akár csak a tv-sávokban, az egysíkú Yagi-antennák alakjában megépített hosszúsugárzók dominálnak. Legnagyobb előnyük, hogy kevés anyagból egyszerűen megépíthetők. Beválnak ezenkívül a csoportantennák is, amelyeket részben fázisantennának is nevezünk, és amelyeket valamivel több anyag felhasználásával mechanikailag nagyobb nehézségek leküzdése árán valósíthatunk meg. Ugyanakkor a fizikai méretezésre nem nagyon érzékenyek, nagy a sávzélességük, és sugárzási jelleggörbájük szempontjából különösen jól elégítik ki a gyakorlati amatőrüzem igényeit. Népszerűek a függőlegesen egymás fölé helyezett elemekből álló, vízszintes polarizációjú Yagi-antennák is. Egyszerűbb mechanikai felépítésük ellenére nagyobb a H síkban nyalábolás révén a nyereségük; az emeletes Yagi-antennák ezért a sugárzási tulajdonságok tekintetében ugyanolyanok, mint a csoportantennák. Az URH-antennák különleges formái egész sorának kipróbálásával jól elszórakozhat a kísérletezéseket kedvelő rádióamatőr. Általános jelentőségű szerkezeti megoldást azonban mind ez ideig még nem sikerült kidolgozni a 2 m-es amatőrsávra.

21.3. A legcélzerűbb URH-antenna kiválasztása

„Az egyszerűtől a bonyolult felé” — ez lehetne az ultrarövid hullámok kezdő amatőrijének a jelszava, amikor a 2 m-es sávban antennát akar építeni magának. Minthogy aránylag egyszerű eszközökkel nagyon jó sokelemes URH-antennát lehet építeni, sokan beleesnek abba a hibába, hogy éles irányhatású és nagy nyereségű sugárzórendszert építenek maguknak, és csak az üzembe helyezés után jönnek rá, mennyire nem gazdaságos, nem praktikus megoldást választottak.

A 2 m-es sávban lényegesen mások az üzemi viszonyok, mint a rövidhullámok tartományában. Rövidhullámon gyakorlatilag mindig túlságosan is sok állomás között válogathatunk, a 2 m-es sávban viszont csak meghatározott napszakokban bukkanunk rá egy-két partnerre, és a hatótávolsá-

gok még kedvező topográfiai viszonyok között is 100...200 km-re korlátozódnak. Csak akkor nő meg a kínálat a jelentkező állomásokban, amikor a troposzféraviszonyok rendellenesen nagy hatótávolságot tesznek lehetővé, vagy amikor éppen valamilyen verseny van folyamatban (contest). A legközelebbi 2 m-es rádiópartnert általában már egészen egyszerű antennával is elérhetjük. A vízszintes síkban éles irányhatású antennák ez esetben nem kellemesek, mert a népszerű „2 m-es rundokban” mindig át kell forgatni az adó partner irányába az antennát, ami a vízszintes síkban nagy nyílásszögű sugárzókkal többnyire felesleges. Nagy öröm az URH-amatőrnek az olyan állomásokkal létesített összeköttetés, amelyeket előzőleg még nem sikerült elkapni. Ha olyan antennával próbál vadászni állomásokra, amely nagy teljesítőképességű, de amelynek a vízszintes síkban nagyon kicsi a nyílásszöge, aligha jut kapcsolatba új állomással, hiszen általában előre tudnia kellene, milyen világtájjra álljon be. Ha rendszeresen akar eljárni, a vízszintes síkú nyílásszög nagyságának megfelelően esetleg tíz különböző antennabeállításban kell elvégeznie az „általános hívást”, és minden egyes hívás után az egész 2 m-es sávot át kell kutatnia, hogy észlelhesse a választ.

Aki ismeri a 2 m-es sávot, jól tudja, milyen fáradtságba és mennyi időbe kerül ez az eljárás. Ha az esetleges partner antennájának is kicsi a nyílásszöge a vízszintes síkban, még kisebb az „összetalálkozás” valószínűsége. A vízszintes síkban nagy nyílásszögű sugárzók alkalmazásával gyorsabban és biztosabban lehet új összeköttetéseket létrehozni, mert az ilyen antenna nagy nyílást fog át a szélrőzsában. Az antennanyereségben szükségessé váló többletet úgy érhetjük el a legcélszerűbben, hogy függőlegesen egymás fölé helyezünk egyszerű rendszereket, amikor is a függőleges síkban kisebb lesz a nyílásszög, a vízszintes síkban viszont megmarad az egyetlen rendszernek megfelelő sugárzélesség.

Ezek a megállapítások a népszerű versenyekre még nagyobb mértékben érvényesek, hiszen az antenna gyakori forgatgatása jelentős idővesztést okoz, és csak növeli a hívóállomások „túlforgatásának” valószínűségét. A versenyeredmények egyértelműen azt bizonyítják, hogy a vízszintes síkban éles irányhatású antennával felszerelt állomásoknak legfeljebb akkor van valami esélyük a sikerre, ha nagyon kedvező helyen települnek, vagy ha szokatlan a hívójelük.

A 2 m-es sávban tehát az amatőrök szokásos adási viszonyai között több hátránnyal, mint előnnyel jár a vízszintes síkban kicsi nyílásszög. Ha azonban egysíkú Yagi-rendszerrel nagy antennanyereséget akarunk elérni, feltétlenül ezt a megoldást kell választanunk (főképpen a hosszú Yagi-antennákkal). Ebből a megállapításból azt a következtetést is levonhatjuk, hogy az üzemi gyakorlatban előnyösebb a csoportantenna, mint az ugyanakkora nyereségű Yagi-antenna, mert a csoportantenna nyeresége elsősorban abból származik, hogy a vízszintes síkban aránylag széles sugárnyaláb megtartásával a függőleges síkban csökkentjük a nyílásszöget, míg a Yagi-antennának akkor nagy a nyeresége, ha a vízszintes síkban kicsi a nyílásszög.

Az elmondottak összefoglalásával a következőket ajánlhatjuk a 2 m-es antennák gyakorlati alkalmazásához:

— A közepes igényekre a három-, legfeljebb hateleemes, szokásos Yagi-antennák a leggazdaságosabbak. A nagyobb Yagi-rendszerek nagyobb nyereségűek ugyan, de megnehezítik az összeköttetések létrehozását, mert a vízszintes síkban kicsi a nyílásszögük.

— Az antennanyereség tekintetében nagy igényeket a függőlegesen sokemeletes, egyszerű Yagi-rendszerekkel lehet kielégíteni. Ezeknek az antennáknak a vízszintes síkban aránylag nagy a nyílásszögük, úgyhogy még zavartalan forgalmat tesznek lehetővé.

— Az állomásvadászathoz, a versenyekhez és a szokásos hatótávolságokhoz képest nagyon nagy távolságú összeköttetések létesítéséhez különösen a csoportantennákat ajánlhatjuk.

— Különleges célokra, például a meteorokon bekövetkező szóródás kihasználására és az egészen nagy távolságok áthidalására a nagy teljesítményű (hosszú) Yagi-antennák bizonyulnak a leggazdaságosabbaknak.

Ezzel kapcsolatban arról sem szabad megfeledkeznünk, hogy a nagy teljesítőképességű, 2 m-es adókhoz kis zajú, érzékeny vevő, az ilyen vevőkhez pedig nagy teljesítőképességű adó tartozik. Ha fennáll a teljesítőképességeknek ez az egyenlősége, akkor a hallható állomásokat adásban is el kell tudnunk érni. Ellenkező esetben vizsgáljuk meg az adó teljesítményfokozatának határfokát, főként pedig a tápvezeték energiakicsatolását, mert a tapasztalatok szerint többnyire ezeken a helyeken van a hiba (8.1.1.2. alpont).

22.

Hosszsugárzók a 2 m-es sávra

Hosszsugárzónak az olyan antennarendszereket nevezjük, amelyek félhullámú dipólusokból úgy vannak felépítve, hogy fősugárzásukat a rendszer *legnagyobb hosszmérete* szabja meg. Ennek megfelelően *keresztsgárzónak* nevezzük az olyan típusú antennákat, amelyek *szélességi irányukra* nagyrészt merőlegesen sugároznak. A hosszugsugárzók jellegzetes képviselői a jól ismert Yagi-antennák, míg a dipólus-sorok, a dipólusrések és a belőlük kialakított csoportantennák a keresztsgárzókhoz tartoznak.

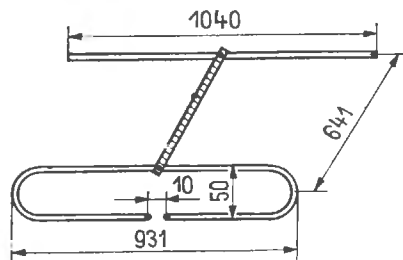
22.1. Kételemes irányított antennák

A hossz- és keresztsgugárzók közötti határesetnek tekinthetjük azokat a kételemes antennákat, amelyeknek elemei mind ugyanabban a vízszintes síkban elhelyezett félhullámú dipólusok. Következőes továbbfejlesztésük vezet el a Yagi-antennákhoz, ezért a hosszugsugárzókkal együtt tárgyaljuk őket. Az ultrarövid hullámú kételemes antennák általában egy gerjesztett félhullámú dipólusból és egy parazita-reflektorból tevődnek össze. Az ilyen elrendezéssel elérhető antennanyereség a félhullámú dipólusra vonatkoztatva nagyságrendben 4 dB (16.1. ábra).

22.1.1. A parazita-reflektoros, kételemes antenna

A 22.1. ábrán egy kételemes, teljes egészében fém anyagú antenna vázlatos rajzát látjuk. A gerjesztett (táplált) elem egy hajlított dipólus, és a ref-

lektor távolsága kerekén 0,3 λ , úgyhogy a tápponti ellenállás nagyjából 240 Ω . Ezért az ilyen antennát közvetlenül táplálhatjuk a kereskedelmi forgalomban kapható, ultrarövid hullámú szalagvezetékkel. Minden olyan antennát, amelynek 240 Ω nagyságú szimmetrikus talpponti ellenállása van, 60 Ω -os koaxiális kábellel is táplálhatunk, ha táppontjához egy félhullámú transzformátort csatlakoztatunk (*balun*; lásd a 7.5. alfejezetben). A balun frekvenciafüggő ugyan, attól azonban nem kell tartanunk, hogy csökkenteni fogja a 2 m-es sáv frekvenciatartományában az antenna sáv szélességét.



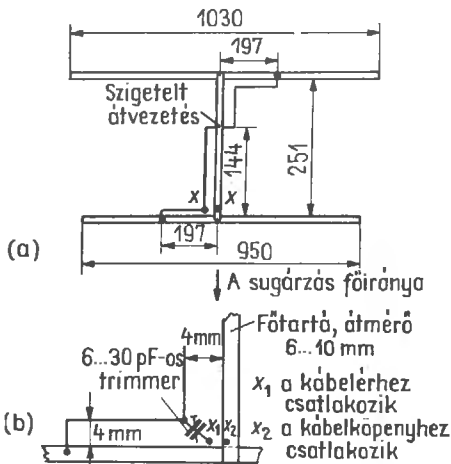
22.1. ábra. A 2 m-es sávra méretezett kételemes antenna vázlatos felépítése

A 22.1. ábrán megadjuk a 2 m-es sávna megfelelő méreteket is, és az elemek átmérője e méretek figyelembevételével 5...10 mm lehet, de nem kritikus érték. A sugárzási jelleggörbén a vízszintes síkban (az E síkban) kerekén 75°, a függőleges síkban (a H síkban) pedig körülbelül 140° a nyílásszög nagysága. Legfeljebb 4 dB nyereséggel és a hátrasugárzás tekintetében átlagosan 7 dB csillapítással számolhatunk.

Maga a tartó is fém, és a két antennaelemet geometriai középpontjukban közvetlenül ráerősíthetjük.

22.1.2. A HB 9 CV antenna a 2 m-es sávra

Kételemes a HB 9 CV antenna is. Gerjesztett reflektorának távolsága $1/8\lambda$. A hossz méret tehát kerekén 250 mm, úgyhogy ez a sugárzó nagyon jól felhasználható a hordozható és a mozgó állomásokon. Elméletét a 14.2.2. pontban részletesen ismertettük.



22.2. ábra. A HB 9 CV-antenna 2 m-re:
(a) a felépítés vázlatos rajza; (b) részletrajz a táppontról

A 2 m-es sávnak megfelelő HB 9 CV sugárzó vázlatos rajzát a 22.2. ábrán közöljük. Az itt megadott méretű antennát egy 60Ω -os koaxiális kábellel közvetlenül is táplálhatjuk, ha a belső vezetőt az X_1 ponthoz csatlakoztatjuk, a külső vezetőt pedig (a kábelköpenyt) az X_2 pontban összekötjük az antenna fémtartójával [22.2.(b) ábra]. A kábel belső vezetőjével sorbakapcsolt 6...30 pF-os trimmerrel kompenzálhatjuk a Γ -tagokkal előidézett induktív meddő összetevőket. Ezt a trimmert elegendő egyszer beállítani a kábel mentén legkisebb állóhullámarányra (reflektométerrel), utána beiktathatunk a helyére egy megfelelő értékű, nem változtatható kapacitású kondenzátort (12 pF körüli értékre számíthatunk).

A 22.2. ábrán megadott méretű antenna ismeretése megjelent az irodalomban. A más helyeken leírt antennákban változatlanul megmaradt az antennaelemek hossza és távolsága, csak a gamma-megcsapolások módosultak az elemeken oly mó-

don, hogy a reflektor távolsága 197 mm-ről 130 mm-re, a direktor távolsága pedig 197 mm-ről 120 mm-re csökkent. Hogy az így méretezett antennán is még elfogadhatóan lehessen beállítani a koaxiális kábel illesztését, az illesztő trimmerkondenzátort a tápponttal párhuzamosan kellett bekapcsolni, nem pedig sorosan a kábel belső vezetőjével, ahogyan a 22.2.(b) ábrán láttuk. E méretezési esetre vonatkozólag össze kellett kötni egymással az X_1, X_2 pontokat [22.2.(b) ábra]; a kábel belső vezetője most az illesztő vezeték sarokpontjához, külső vezetője pedig az X_2 ponthoz csatlakozik. Ily módon feladjuk a 6.3. alfejezet szerinti gamma-illesztés szokásos módját, és egy részleges omega-illesztést hozunk létre (6.4. alfejezet). A soros trimmerkondenzátor hiánya miatt kompenzálatlan marad a gamma-tagokkal behozott induktív összetevő. Ajánlatos tehát e módosított méretezésű kapcsolásban a 6.5. ábra szerinti soros kapacitásról is gondoskodni.

A két gamma-tag és összekötő vezetékük egy 2 mm-es, esetleg szigetelt átmenő huzalból áll. Arra ügyeljünk, hogy a fázisvezető egyenletesen 4...5 mm-re legyen az antennaelemektől és az antennaelemek fémtartójától. Az antennaelemek átmérője $6 \text{ mm} \pm 20\%$.

A H síkban felvett sugárzási diagram kardiod (szív) alakú, nyílásszöge kerekén 75° . Ezért a hátrasugárzásban aránylag jó csillapítást kapunk. Az E síkban 90° és 270° -os szögben nagyon határozottan jelenik meg a két oldalsó sugárzási minimum. Az aránylag olcsó felépítés ellenére jól használhatjuk fel ezeket a minimumokat betájolásra a rókavadászatokon. Körülbelül 5 dB antennanyereséggel számolhatunk. A mozgóüzemben gyakorlati összehasonlításokkal meg lehetett állapítani, hogy a csekély hely- és anyagigényű HB 9 CV-antenna legalább egy háromelemes Yagi-antennával egyenértékű.

22.2. Rövid Yagi-antennák

A Yagi-antennákat mint elforgatható rövidhullámú irányított sugárzókat a 16. fejezetben már ismertettük. Ottani megállapításaink, a megépítésükhöz és anyaguk kiválasztásához adott tanácsaink értelemszerűen az ultrarövid hullámú változatokra is érvényesek maradnak. A Yagi-antennák nyeresége a méretektől, nevezetesen az elemek hosszától, átmérőjétől és a közöttük levő

távolságtól függ. A többi jellemző adatokat is, mégpedig a tápponti ellenállást, a sávszélességet és a sugárzási jelleggörbét is ezek a paraméterek szabják meg. Már a háromelemes antennán is nagyon sok változtatban vehetjük fel az elemek hosszát és a közöttük levő távolságokat, és minden újabb beállítással megváltoznak az antenna jellemző adatai. Az elemek számának növelésével megsokszorozódnak és áttekinthetetlené válnak a variációs lehetőségek.

A nagyobb Yagi-antennák méretezéséhez mind ez ideig nem sikerült pontos számítási eljárást kidolgozni. A terjedelmes kísérleti vizsgálatok azonban már megcáfoltak néhány korábbi elképzelést. Ma már például abban a helyzetben vagyunk, hogy nagyobb Yagi-rendszereket is megépíthetünk úgy, hogy a nagy nyereségen kívül viszonylag nagy sávszélességet és a talppontban közel 60Ω ellenállást kapjunk, ha a gerjesztett elem megnyújtott félhullámú dipólus.

Ismerünk néhány általános szabályt, amelynek alapján kissé behatárolhatjuk az elemek hosszának és a közöttük levő távolságoknak méretezési tartományát, és amelyekből nagyjából megtudhatjuk, milyen irányban változnak az antenna adatai, ha módosítgatjuk az elemek közötti távolságok és hosszak beállítását.

Megállapíthatjuk, hogy a reflektornak körülbelül 5%-kal hosszabbnak kell lennie a gerjesztett elemnél. Ez a hossz azonban attól is függ, milyen távol van a reflektor a gerjesztett elemtől, ugyanakkor az elem karcsúságát is figyelembe kell venni. Általában az a helyzet, hogy amikor kicsi ez a távolság, a reflektornak hosszabbnak kell lennie a nagy távolságoknak megfelelő értéken, vagyis annál, amely az optimális nyereségnek felel meg. A nyereség szempontjából kedvező reflektor-távolságok a hullámhossz 0,12-szorosától 0,15-szoros értékig terjednek. Ebben az esetben azonban lényegesen csökken a táplált antennaelem talpponti ellenállása és ezzel együtt a sávszélesség is, úgyhogy előnyösebb e helyett inkább nagyobb (0,20...0,30 λ) reflektortávolságot venni. Nagyjából változatlan marad a talpponti ellenállás, ha 0,25 λ -ra állítjuk be a reflektor távolságát. Több hangolt reflektorral nem kapunk észlelhető javulást a nyereségben.

Ha egymáshoz képest megfelelő távolságokban több direktort helyezünk el az antennán, megnövekszik az előre irányuló sugárzás és vele együtt a nyereség is. Egyetlen direktor (háromelemes Yagi-antenna) és 0,25 λ reflektortávolság alkalma-

zásával a legnagyobb nyereséget akkor kapjuk meg, ha a direktor távolsága 0,15...0,25 λ , feltéve hogy optimálisra állítottuk be a direktorok hosszát. Ez az optimális hossz nagyjából 0,43...0,46 λ . Ekkor is érvényes a szabály: a kisebb (0,15 λ) távolságú direktorokat hosszabbra (körülbelül 0,46 λ -ra) vesszük, a rövidebb direktorokat pedig nagyobb távolságban helyezjük el. Több direktor alkalmazása esetén általában úgy állapítjuk meg a hosszúságukat, hogy a táplált elemhez legközelebbi legyen a leghosszabb, és az utána következők fokozatosan rövidüljenek. Ettől eltérően olyan Yagi-antennákat is láthatunk, amelyekben ugyanolyan hosszú mindegyik direktor. A parazitaelemek hosszának és távolságának minden változtatása a táplált elem rezonanciahosszát is módosítja.

Szokásosak a teljes egészükben fémből készített Yagi-antennák. Ez azt jelenti, hogy geometriai középpontjában (a feszültségminimum helyén) minden antennaelem szigetelés nélkül, vagyis közvetlenül, fémesen van ráerősítve az antenna fém-tartórára. E felépítési módnak elektromosan nincsen semmilyen hátránya, viszont mechanikailag és a villámvédelem szempontjából bizonyos előnyei vannak.

Az antenna tartórúdjának átmérője egy kissé kihat az elemek rezonanciahosszára, ezért a következőkben, ahol nem közlünk más adatot, mindig 15...30 mm átmérőjű tartót tételezünk fel. Általában a vastag antennatartókon kissé meg kell hosszabbítani az elemeket, a vékonyabb antennatartókra viszont valamivel rövidebb elemeket szerelni. A „boom” (tartórúd) anyagának és profiljának nincsen különösebb jelentősége, főképpen csak mechanikai szempontok döntenek el a kérdést. Ideiglenes antennákhoz impregnált fatartót is alkalmazhatunk, ezenkívül jól beválnak a profiltartók vagy a műanyag csövek is.

A vízszintesen polarizált Yagi-antennák tartórúdját súlypontjában közvetlenül rászerezzük a függőleges árbocra. A hosszabb Yagi-szerkezeteket ipari mintára egy keresztartóval is alá kell támasztani. Ezzel szemben a függőlegesen polarizált Yagi-antennát a függőleges antennaarboctól eltávolítva egy kiálló konzolra kell szerelni.

Az antennaelemeket fémcsőből vagy tömör anyagból készítjük el; nem kell feltétlenül ragasztani a szokásos kör keresztmetszethez. Mínt hogy a nagyfrekvenciás áramok a vezetőnek csak a felületén terjednek (szkinhatás), elektromosan teljesen mindegy, hogy csövet vagy tömör rúdanyagot használunk-e fel. A legjobb vezetőanyag a tiszta

alumínium, mert könnyű és jól is vezet. Ezenkívül a légköri hatásokra rendkívül jól szigetelő, vékony oxidréteg keletkezik rajta, és ez megbízhatóan védi az elemet a további korróziótól, a felületi vezetést viszont nem befolyásolja. Ezt az „oxidpáncélt” a gyárakban sokszor mesterségesen, eloxálással vagy valamilyen más eljárással hozzák létre.

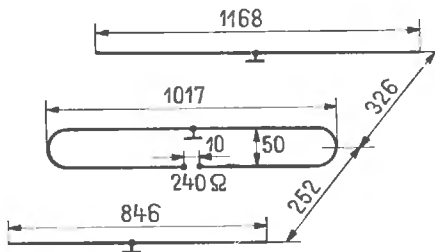
A könnyűfémbe előállított ötvözetek részben hajlamosak a „kivirágzásra”, úgyhogy gondoskodni kell valamilyen felületi védelemről. A rézcsöveket lakkozás vagy ezüstözés útján feltétlenül védeni kell a korrózió ellen, mert egyébként félvezető oxidréteg képződik rajtuk, az ilyen réteg viszont csökkenti a nagyfrekvenciás áramok útjában a felületi vezetést. Feltételesen a sárgaréz vagy az acél is megfelel, ha tartós lakkbevonat védi.

A sárgaréz fagy hatására nagyon rideggé válik, úgyhogy a sárgarézbe készített antennaelemek könnyen letörnek. Mérésekkel kimutatható ugyan, hogy egyes fémek kisebb vezetése folytán romlanak az antenna tulajdonságai, a gyakorlatban azonban ennek nincs különösebb jelentősége.

A következőkben több kipróbált Yagi-antenna méretezési adatait és hozzávetőleges jellemzőit közöljük. A méretezést minden esetben 145 MHz rezonanciafrekvenciára (a 2 m-es amatőrsáv közepére) végeztük el. Az elrendezési rajzokon mindent feltüntettük a feszültségminimum helyét, vagyis azt a pontot, ahol földelhetjük az elemeket. Valamennyi méret milliméterben értendő.

22.2.1. Háromelemes Yagi-antennák

A 22.3. ábrán vázlatosan felrajzolt háromelemes Yagi-antenna előnye a nagy sáv szélesség.



22.3. ábra. Egy háromelemes, széles sávú Yagi-antenna vázlatos rajza

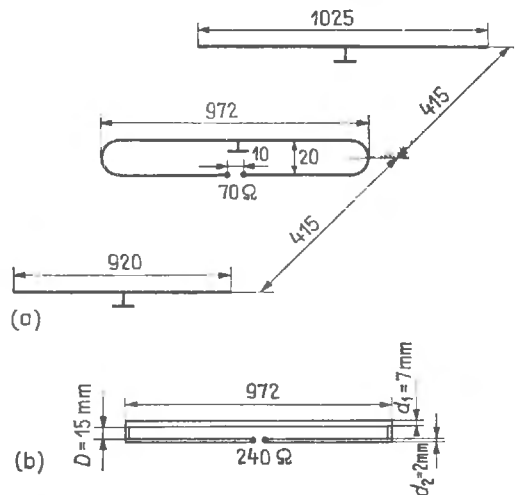
A talpponti ellenállás itt nagyjából 240 Ω , tehát a kereskedelmi forgalomban kapható, ultrarövid hullámú szalagkábelrel közvetlenül táplálhatjuk ezt az antennát. Koaxiális kábelt félhul-

lámú kerülővezetékkel vagy gyári szimmetrizáló transzformátoron keresztül csatlakoztathatunk.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	kb. 5...10 mm
A talpponti ellenállás	240 Ω
Az antenna hossza	580 mm
Antennanyereség	kb. 5 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb. 14 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban,	
α_E	kb. 70°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb. 110°
(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)	

A háromelemes Yagi-antenna keskeny sávú változata, amelyet optimális nyereségre méreteztünk, a 22.4. ábrán látható. Egyszerű hajlított dipólussal a talpponti ellenállás szimmetrikus, nagysága kerekén 70 Ω . Koaxiális kábelt valamilyen szimmetrizáló tagon keresztül csatlakoztathatunk (lásd a 7. fejezetet). A rendszer talpponti ellenállását szimmetrikus bemenettel 240 Ω -ra is megnövelhetjük, ha a hajlított dipólust különböző átmérőjű részekből a 22.4.(b) ábra szerint állítjuk össze.



22.4. ábra. Kis sáv szélességű és nagy nyereségű, háromelemes Yagi-antenna: (a) vázlatos felépítés; a talpponti ellenállás 70 Ω ; (b) a táplált antennaelem 240 Ω talpponti ellenállás megvalósítására

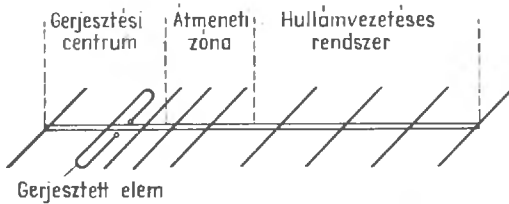
Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	5...8 mm
A talpponti ellenállás	70 Ω
	vagy 240 Ω

Antennahossz		2012 mm
Antennanyereség	kb.	10 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	15 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	\approx	48°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	\approx	58°
(vízszintes polarizációra vonatkozólag)		

22.3. Hosszú Yagi-antennák

A hosszú Yagi-antennák tárgyalásához célszerű az egész szerkezetet a 22.6.(a) ábra szerint három hatásezőre osztani, és külön foglalkozni a *gerjesztési centrummal*, az *átmeneti zónával* és a *hullámvezető-rendszerrel*.



22.6.(a) ábra. A hosszú Yagi-rendszer hatásezőinek felosztása

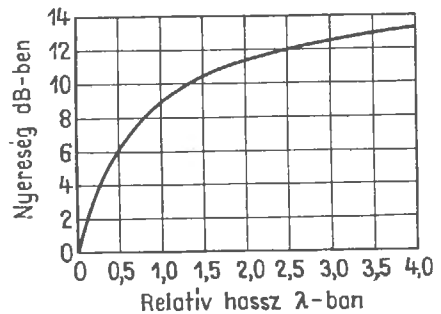
A *gerjesztési* vagy *sugárzási centrumban* van mindig a táplált dipólus, ide tartoznak ezenkívül még a meglévő reflektorok is és esetleg azok az elemek, amelyeknek feladata a sugárzási centrum sávészélességének megnövelése (ezek az úgynevezett kompenzációs elemek). A gerjesztési centrum kialakításától lényegesen függ a hosszú Yagi-antenna sávészélessége és talpponti ellenállása. A sugárzási centrumhoz csatlakozó *átmeneti zóna* egy vagy több direktorból áll. Ezek a direktorok gondoskodnak arról, hogy a gerjesztési centrum sugárzása optimálisan legyen illesztve a következő részhez, a hullámvezető-rendszerhez.

A direktorsorból álló *hullámvezető-rendszer* szabja meg elsősorban a hosszú Yagi-antennák sugárzási tulajdonságait. Mint az újabb vizsgálatok kimutatták, még terjedelmes hullámvezető-rendszerek hozzáadásával sem lehet lényegesen befolyásolni a gerjesztési centrum talpponti ellenállását és sávészélességét.

A hullámvezető-rendszer direktorai közötti távolság legfeljebb 0,35 λ lehet. Ha tovább növel-

jük a direktorok közötti távolságokat, alig 0,4 λ eléréskor hirtelen lecsökken az antennanyereség. Ha egymástól nagy távolságokra helyezük el a direktorokat, ügyeljünk arra, hogy az átmeneti zónában az első direktor csak valami 0,1 λ távolságra legyen a táplált antennaelemtől. Ezzel ugyanis visszaállítjuk a gerjesztési centrum és a hullámvezető-rendszer közötti csatolás megfelelő szorosságát. Az átmeneti zónában ennek az első direktornak a távolságát és hosszát nagyon gondosan kell beállítani.

A hosszú Yagi-antenna nyeresége elsősorban attól függ, hogy az üzemi hullámhosszhoz képest mekkora a rendszer hosszúsági mérete. Ha a hossz mentén optimális sűrűséggel helyezük el az elemeket, a nyereség értéke az antennahossz függvényében a 22.7. ábra szerint változhat. Ebből azt látjuk, hogy körülbelül 2,5 λ -nál hosszabbra aligha érdemes megnövelni az antennát, mert itt már csak lassan növekszik a nyereség, és az így elérhető többlet nincs arányban a költségekkel.



22.7. ábra. A hosszú Yagi-antenna nyeresége és λ -ban kifejezett hosszmérete közötti összefüggés optimális méretezés és optimális sűrűséggel elhelyezett antennaelemek feltételezésével (az antennanyereség félhullámú dipólusra vonatkoztatva)

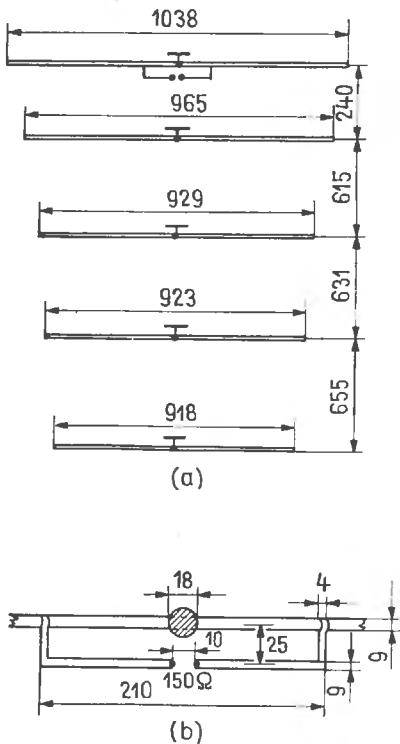
A hosszú Yagi-antenna felépítését az a konstrukciós elv szabja meg, hogy a nagy hosszanti mérettel egyidejűleg a direktorok közötti távolságok is nagyok. A megállapított hossz mentén a hullámvezetőnek aránylag kevés direktora helyezkedik el, ami könnyű és egyszerű szerkezeti felépítést tesz lehetővé, de ennek ellenére legalább ugyanakkora antennanyereség érhető el, mint a normális sűrűségű elemekkel. Különösen kritikus mennyiség az átmeneti zóna optimális csatolásának beállítása. Amikor tehát le akarunk másolni egy meglévő antennamegoldást, pontosan tartasuk be a megadott méreteket és távolságokat.

22.3.1. Ötelemes, optimális nyereségű hosszú Yagi-antenna

A DM 2 BUO és DM 2 BWO által megszerkesztett ötelemes hosszú Yagi-antennát a könnyű és optimálisan hatékony amatőr antennák prototípusának tekinthetjük.

Ezen az antennán elsősorban az tűnik fel, hogy csak direktorokat látunk rajta. Reflektorra azért nincsen szükség, mert az előresugárzás így is olyan keskeny nyalábra korlátozódik, hogy egy reflektor hozzáadása csak jelentéktelenül, nagyságrendben alig 1 dB-lel növelné a nyereséget.

Hogy egyszerűsíthessük a tervbe vett esetleges emeletes elrendezés illesztését, a talpponti ellenállást 130...150 Ω-ra vesszük. A T-tag megváltoztatásával át lehet állítani más értékre ezt az ellenállást, de csak abban az esetben érdemes kihasználnunk ezt a lehetőséget, ha jól használható mérőeszközeink vannak hozzá. Az antenna vázlatos felépítését a 22.8. ábrán láthatjuk.



22.8. ábra. Az ötelemes hosszú Yagi-antenna: (a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

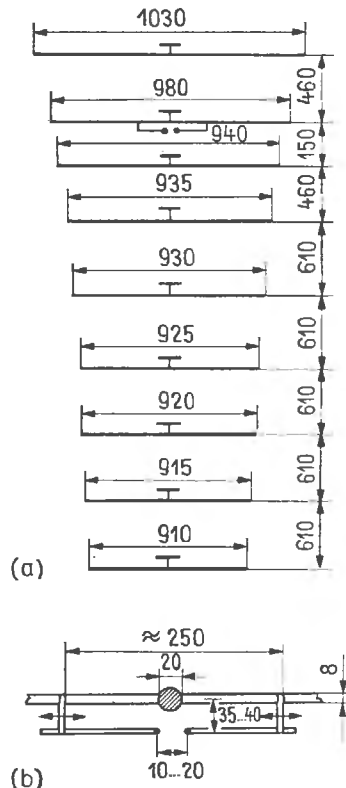
Mechanikai és elektromos adatok
Az antennaelem átmérője:
gerjesztett elem 9 mm-es rézcsőből

Direktorok:

8,5 mm-es alumínium csőből (7 és 10 mm közötti átmérők lehetségesek)
A tartócső átmérője 18 mm (50 mm-ig is elmegetünk)
Az antenna hossza 2150 mm
A talpponti ellenállás 130...150 Ω
Antennanyereség 10,8 dB
Hátrasugárzási csillapítás 16,5 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, $\alpha_E \approx 44^\circ$
Nyílásszög a függőleges síkban, $\alpha_H \approx 50^\circ$
(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

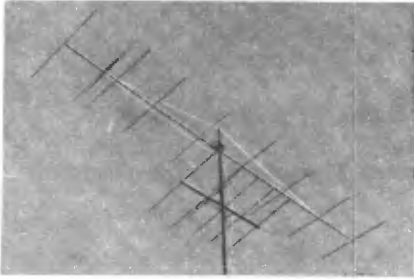
22.3.2. Kilencelemes hosszú Yagi-antenna

A DL 6 WU által kidolgozott hosszú Yagi-antenna keskeny sávban sugároz, és úgy van méretezve, hogy a lehető legnagyobb legyen a nyeresége. A kereken 2λ hosszúságú antennát évek óta jó eredményekkel használják a 2 m-es sávban dolgozó amatőrök.



22.9. ábra. A kilencelemes hosszú Yagi-antenna a DL 6 WU szerint: (a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

A 22.9. ábrán az antenna felépítésének vázlatos rajzát látjuk, a 22.10. ábra pedig a DM 3 ZSF által ténylegesen megépített antenna fényképe. A 22.9.(b) ábra szerint egy illesztő T-taggal $240\ \Omega$ -ra állítjuk be a talpponti ellenállást. Szűk határok között megvan az utánállítás lehetősége a T-tagon. Ezenkívül a gerjesztett antennaelemhez képest kisé megváltoztatható az első direktor helyzete, ami szintén lehetőséget nyújt a korrekciókra.



22.10. ábra. DM 3 ZSF kilencelemes hosszú Yagi-antennája a gyakorlatban. Alatta egy ötelemes normális Yagi-antenna

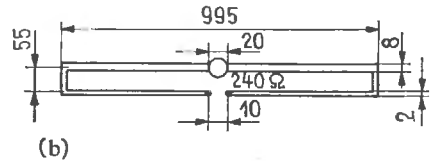
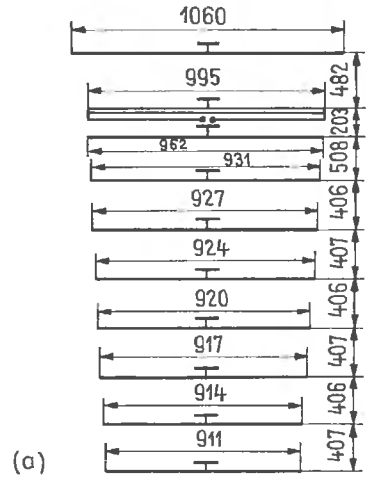
Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	4...6 mm
A tartórúd fémcsőből készül, átmérője	20 mm
Az antenna hossza	4150 mm
Talpponti ellenállás szimmetrikus	$240\ \Omega$
Antennanyereség	kb. 13,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb. 19 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb. 35°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb. 40°
(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)	

22.3.3. Tizelemes hosszú Yagi-antenna

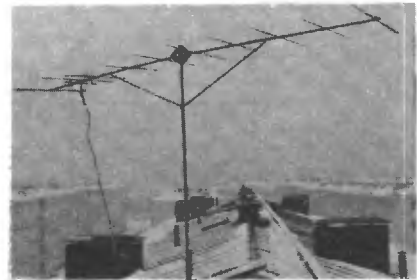
A 22.11. ábrán látható hosszú Yagi-antenna viszonylag keskeny sávban és nagy nyereséggel működik. Hossza $1,8\lambda$, úgyhogy valamivel rövidebb az előbbi kilencelemes hosszú Yagi-antennánál. Sűrűn elhelyezett elemeivel mintegy átmenetet képez a normális és a hosszú Yagi-antenna között.

A közölt méretek arra az esetre érvényesek, amikor 20 mm átmérőjű fémcsőből készül a tartó. Ebben az esetben is megtehetjük azt, hogy T-illesztésen keresztül csatlakoztatjuk a tápvonalat. A 22.11.(b) ábrán részletesebben kirajzoltuk, ho-



22.11. ábra. A tizelemes hosszú Yagi-antenna: (a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

gyan lehet elektromosan kedvezőbben kialakítani a táplált elemet. A különböző átmérőjű részekből összeállított hajlított dipólus annyira feltranszformálja az impedanciát, hogy a $240\ \Omega$ -os vezeték nagyjából a hullámenállásával zárja le. Az előbbi adatok alapján az OE 2 BM által megépített hosszú Yagi-antenna (22.12. ábra) 3 mm átmérőjű



22.12. ábra. OE 2 BM tizelemes hosszú Yagi-antennája

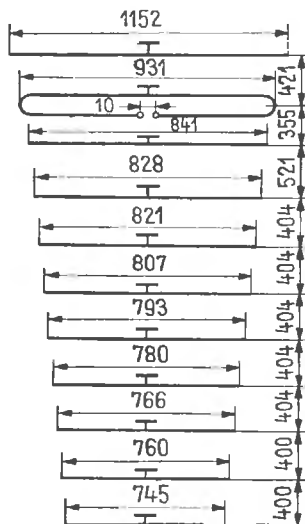
parazita-elemekkel és egy T-illesztésű egyenes sugárzó dipólussal működik. A vékony elemek kis szélellenállású könnyű szerkezetet tesznek lehetővé.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	4 mm
Az átmérő megengedett határai	3...5 mm
A táplált (gerjesztett) elem (lásd a 22.11.(b) ábrán közölt részletrajzot)	
Tartószerkezet: 20 mm átmé- rőjű fémcső	
Az antenna hossza	3630 mm
Talpponti ellenállás (szimmetrikus)	240 Ω
Antennanyereség	kb. 12,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb. 19 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb. 37°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb. 43°
(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)	

22.3.4. Tizenegy elemes hosszú Yagi-antenna

Ez az antenna jó példa arra, hogyan lehet felhasználni a hosszú Yagi-antennák méretezésében az új eredményeket (22.13. ábra). Viszonylag vas-tag elemeket alkalmazunk itt, és az egyszerű gerjesztett elemen, a hajlított dipóluson minden külön



22.13. ábra. A 11-elemes hosszú Yagi-antenna

illesztőtag alkalmazása nélkül körülbelül 240 Ω talpponti ellenállást kapunk. Ennek az antennának a sáv szélessége viszonylag nagy, és jóval túlnyúlik a 2 m-es sávon (nagyjából 142 és 148 MHz-ig). A hossz méretével lehetővé váló legnagyobb

nyereséget ez a hosszú Yagi-antenna nem egészen éri el (lásd a 22.7. ábrát), de egyszerű felépítése és jó elektromos tulajdonságai miatt érdemes megépíteni.

Mechanikai és elektromos adatok

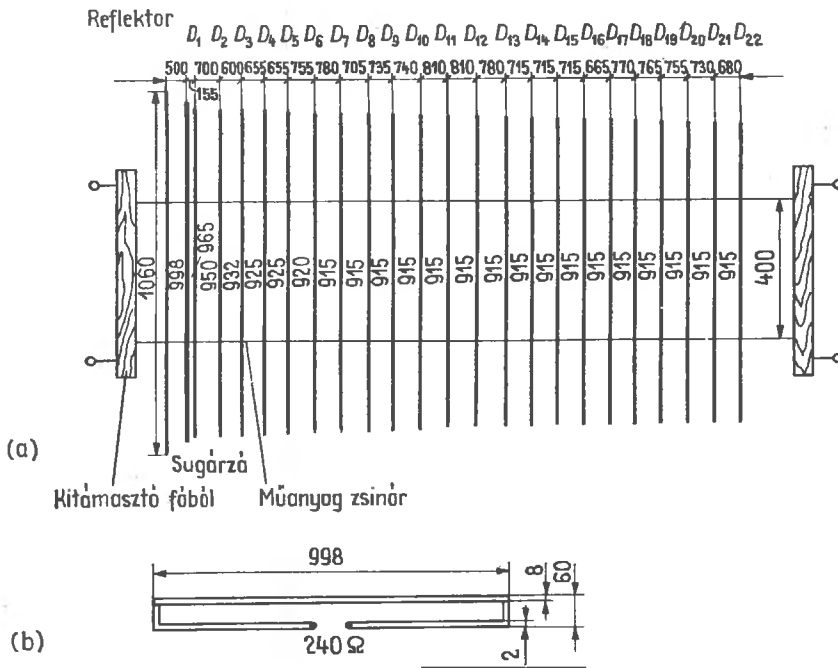
Az antennaelemek átmérője	12 mm
A tartórúd átmérője	15...30 mm
Az antenna hossza	4125 mm
Talpponti ellenállás	kb. 240 Ω
Antennanyereség	kb. 12 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb. 20 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb. 38°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb. 43°
(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)	

22.3.5. Huszonegy elemes kifeszített hosszú Yagi-antenna

A hosszú Yagi-antennák legszélsőségesebb változatát 24 elem felhasználásával DJ 4 OB dolgozta ki (22.14. ábra). „Boomhossza” kerekén 16 m, nyeresége pedig meghaladja a 17 dB-t. Ilyen mammutantennát nem lehetne hagyományos módon egy 16 m hosszú merev tartóra szerelni. A boom helyett a DJ 4 OB két műanyag zsinórt feszített ki egymástól 400 mm távolságban párhuzamosan (a zsinórok 1,5 mm átmérőjűek, hosszúságuk egyenként körülbelül 16 m). Erre a műanyag zsinórpárra erősítette a 22.14. ábra szerint az antennaelemeket, úgyhogy az egész antenna egy vízszintes irányban kifeszített kötélhágcsóhoz hasonlít.

A két műanyag zsinór két vége egy-egy feszítőléchez csatlakozik, hogy változatlan maradjon a közöttük levő távolság, a két lécen pedig két-két feszítőkötél van, hogy fel lehessen függeszteni az antennát.

Mindegyik direktor és a reflektor is 3 mm átmérőjű könnyűfém rúdból vagy csőből készül. Az elemeket műanyag zsinórok vagy rövid huzaldarabok rögzítik a tartó zsinórokon. Hogy ezeket a kötőszálakat rögzített helyzetben lehessen csomóra kötni az elemeken, a rudakon egymástól 400 mm távolságban kis hornyok vannak. A felerősítésnek egy másik módja szerint hornyok kivágása helyett 1,8 mm-es lyukakat fúrunk a rudakba, de előzőleg egy kissé laposra kalapáljuk a furatok helyén a rudakat. Ez esetben a műanyag zsinórokat egyszerűen keresztülfűzzük a furatokon.



22.14. ábra. A 24-elemes feszítőszalagos hosszú Yagi-antenna DJ 4 OB szerint:
 (a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

A gerjesztett elem hajlított dipólus és két különböző átmérőjű csőből van összeállítva. Megszakítás nélküli egyenes szakasza egy 998 mm hosszú és 8 mm vastag rézcső (esetleg alumínium cső) [lásd a 22.14.(b) ábrán közölt részletrajzot]. Ettől 60 mm távolságra helyezkedik el a hajlított dipólus megszakított szakasza, egy 2 mm vastag, az előbbi szakasszal azonos anyagú huzal. Az ilyen hajlított dipólusra körülbelül 6,3 impedanciaarányt olvashatunk le a 4.4. ábráról. Ezek szerint a tápponti ellenállás 6,3-szeresére, vagyis 240 Ω -ra nő meg. Következésképpen abban az esetben, ha egyenes dipólust alkalmaznánk, a rendszer talpponti ellenállása körülbelül 38 Ω lenne.

Az antennát két rögzített pont között feszítjük ki oly módon, hogy a sugárzás irányában levő tartószlop lehetőleg fából legyen. Ha nincs helyünk az antenna teljes hosszára, elhagyhatunk néhány direktort, de ekkor kissé csökkenni fog az antennanyereség. A talpponti ellenállás ettől még nem fog érezhetően megváltozni. Lehetőleg minél feszesebben szereljük fel az antennát, hogy lehetőleg kis értéken tarthassuk a belógást.

Minthogy a kifeszített műanyag zsinórok általá-

ban megnyúlnak, műanyaggal körülvelt üvegselemből legyen a tartókötél. Az utóbbi gyakorlatilag nem nyúlik, és igen nagy a szakítószilárdsága.

Ez a szuperhosszúságú Yagi-antenna mint nagy teljesítőképességű sugárzórendszer nagyon alkalmas a 2 m-es sávban a szándékos, nagy távolságú összeköttetések létesítésére. Vízszintes és függőleges síkban nagyjából 23° nyílásszögre van szükség. Ha más felállítási helyre kell elszállítani az antennát, szerezzünk egy körülbelül 50 mm átmérőjű papírhengert, és erre tekercseljük rá oly módon, hogy az utolsó direktor legalulra kerüljön. A direktorok közötti távolság kissé különös értékeit hosszadalmas kísérletezésekkel kapta meg DJ 4 OB. Úgy állította be, hogy lehetőleg minél nagyobb legyen az előre irányuló sugárzás. Ha meg akarjuk építeni ezt az antennát, egy térerősségmérő műszer felhasználásával ajánlatos kissé még változtatgatni a megadott távolságokat.

Ez a szuperantenna természetesen nem nagyon felel meg a normális amatőrforgalomban. Mint ahogy azonban rendkívül olcsón építhető meg, különleges munkákhoz érdemes az amatőrforgalomban is megfontolni az alkalmazását.

22.4. Emeletes Yagi-antennák

Mint már említettük, a 2 m-es összeköttetésekben üzemi okok miatt nem nagyon előnyösek a nagyon hosszú és az E síkban rendkívül éles irányhatású Yagi-antennák. Ha azonban a dipólusrés mintájára (lásd a 13.2. alfejezetet) egymás fölött két vagy több síkban helyezünk el Yagi-antennákat, a H síkban éles irányhatást kapunk, az E síkban viszont megmarad a különálló rendszernek megfelelő iránydiagram. Ezáltal az emeletes Yagi-antennák egyesítik magukban a vízszintes síkban viszonylag nagy nyílásszög üzemi előnyét a függőleges síkban kapott nyílásszög csökkenéséből származó nyereségnövekedés előnyével.

Az emeletes Yagi-antennák rövid és pregnáns jellemzésére egyszerű terminológia alakult ki a német URH-amatőrök körében. Ha például emeletszerűen egymás fölé helyezünk két hatelemes síkszerű Yagi-antennát, az így kapott rendszer elnevezése hat a haton, vagyis 6/6. Az ugyanígy felépített, de háromemeletes rendszer értelemszerűen hat a haton a haton, 6/6/6, és a négyelemes Yagi-antennából felépített négyemeletes, 12-elemes dipólusrés neve három a három a háromon, 3/3/3/3. Ezeket az emeletes Yagi-antennákat tulajdonképpen a csoportantennák fejezetében kellene tárgyalnunk, hiszen csoportantennának az olyan antennaberendezéseket nevezzük, amelyeket több *egyforma* antennarendszerből építünk fel. Az amatőr-gyakorlatban azonban különbséget teszünk csoportantenna és emeletes antenna között, és csoportantennának csak az olyan rendszereket tekintjük, amelyeknek táplált (gerjesztett) elemét egész hullámú dipólusból alakítottuk ki.

22.4.1. Az emeletek közötti távolság

Két Yagi-rendszer egymásra helyezésével elméletileg 3 dB nyereségnövekedést érhetünk el, ha az emeletek között betartjuk az optimális távolságot, és ha gondoskodunk arról, hogy egyenletesen, fázishelyesen és veszteség nélkül oszoljék el az energia a két rendszer között. Ez a megállapítás ugyanazt mondja, mint az ismert gyakorlati szabály, mely szerint az antennaelemek számának megkétszerezésével mindig 3 dB-lel nő meg az antenna nyeresége. A gyakorlatban azonban ezt a 3 dB-es legnagyobb lehetséges nyereségtöbbletet nem érhetjük el.

Az emeletek közötti távolságot kétféle szempont szerint állapíthatjuk meg, nevezetesen vagy a lehető legnagyobb mértékben akarjuk megnövelni a nyereséget, vagy arra törekszünk, hogy minél kisebb melléknyalábot kapjunk a sugárzási diagramon. Ebből már az is következik, hogy amikor a legnagyobb nyereségnek megfelelően állítjuk be az emeletek közötti távolságot, melléknyalábok jelennek meg a sugárzási görbén, vagyis ennek megfelelően csökken a főnyalábban kisugárzott energia.

Ezenkívül azonban az energiaelosztó vezeték is okoz bizonyos veszteséget. Ezért, amikor megkétszerezük az elemek számát, és a legnagyobb nyereségnek megfelelően méretezzük a rendszert, a gyakorlatban csak 2,5...2,8 dB nyereségtöbbletre számíthatunk. Ez a lehetséges nyereségnövekedés még kisebb, ha a legkisebb melléknyaláboknak megfelelően méretezzük az emeletek közötti távolságot, mert ilyenkor az irányjelleggörbe érdekében tudatosan lemondunk a nyereség maximumáról. Az utóbbi esetben tehát csak 1,5...2,5 dB-lel növelhetjük meg az egyszerű emeletes elrendezéssel a rendszer nyereségét. Több emelet kialakításával ugyanilyen mértékben (körülbelül 2,4, illetve 2,7 dB-lel) nő meg a nyereség, valahányszor csak megkétszerezük az elemek számát.

Példa. Kétszintes emeletes antennát akarunk összeállítani a 22.3. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennából. Egy-egy ilyen antenna nyeresége 5 dB, nyílásszöge a vízszintes síkban 70° , a függőleges síkban pedig 110° . A lehető legnagyobb nyereség elérésére törekszünk, tehát a várható nyereségnövekedés $5\text{ dB} + 2,7\text{ dB} = 7,7\text{ dB}$. Minthogy a vízszintes nyílásszögben semmilyen változás nem következik be, a függőleges nyílásszög csökkenéséből kell számmaznia a nyereségtöbbletnek. Ez a szög a 3.19. ábra szerint kerekén 68° . Azért, hogy még 2,7 dB-lel megnövelhessük az antennanyereséget, meg kell kétszerezniük az elemek számát, vagyis ez esetben *négv szintben* kell egymás fölé helyeznünk ilyen Yagi-antennákat (3/3/3/3). Így $7,7\text{ dB} + 2,7\text{ dB} = 10,4\text{ dB}$ nyereséget kapunk. A vízszintes nyílásszög ebben az esetben is megmarad az eredeti 70° értéken, a függőleges nyílásszög viszont a 3.19. ábra szerint kerekén 37° -ra csökken.

A különálló antenna iránydiagramjának ismeretében bizonyos körülmények között matematikai számításokkal is meghatározhatjuk, hogyan függ az emeletes Yagi-antenna sugárzási jellegéből az emeletek közötti távolságtól. A rádióamatőrök gyakorlatában elsősorban a legnagyobb nyereségnek megfelelő távolság a fontos. A sugárzási diagramon ezzel kapcsolatban keletkező melléknyalábok kizárólagosan csak a nyereségsökkentő hatás szempontjából jönnek számításba.

Mint a 3.2.3.3. alpontban már részletesebben ismertettük, minden antennához a nyereségnek megfelelően hozzárendelhetünk egy hatásos felületet, amelyet a λ^2 mennyiséggel jelölünk. Ha két egyforma, ismert hatásos felületű antennát szerelünk egymás fölé, a lehető legnagyobb nyereség elérésére úgy kell megválasztanunk a két szint közötti távolságot, hogy a hatásos felületek éppen csak érintkezzenek egymással, de ne legyen átfedés közöttük (3.22. ábra). A legnagyobb nyereség szempontjából optimális távolság közelítő értékét a (3.26) egyenlet alapján lehet kiszámítani.

Közelítő értékeket tartalmaz az itt látható 22.1. táblázat is, amelyben a felhasználandó Yagi-sugárzó elemeinek száma szerint közöljük a legkedvezőbb távolságot.

22.1. táblázat. A lehető legnagyobb nyereségre méretezett emeletes antenna szintjei közötti legkedvezőbb távolság λ -ban kifejezett közelítő értékei a felhasznált alapantennákban levő elemek számának függvényében

Az antennaelemek száma	A szintek közötti távolság
3	0,70 λ
4	0,77 λ
5	0,86 λ
6	0,95 λ
7	1,05 λ
8	1,13 λ
9	1,2 λ
10	1,3 λ

Egy egyszerű gyakorlati szabály szerint a hosszú Yagi-antennák emeletes elrendezésével úgy kapjuk meg a legnagyobb nyereségnek megfelelő távolságot, hogy az antenna (a boom) hosszát 0,75-dal megszorozzuk.

Általában azt mondhatjuk, hogy az egyes antennafok nyereségének növekedésével hatásos felületük is növekszik. A nagyobb hatásos felületekhez az emeletek közötti távolságot is nagyobbra kell vennünk, ha a lehető legnagyobb nyereséget akarjuk elérni.

Ha viszont lemondunk a legnagyobb antenna-nyereségről, és e helyett inkább a lehető legkisebb melléknyalábok elérésének megfelelően akarjuk elvégezni a méretezést, az emeletek közötti legkedvezőbb távolságot 0,5 λ és kerekén 0,65 λ között kell felvennünk. A kisebb érték a rövid (legfeljebb négyelemes), a nagyobbik pedig a tízelemes Yagi-antennákra vonatkozik.

22.4.2. Az emeletes Yagi-antennák táplálása

Az emeletes Yagi-rendszerek táplálására fennáll az az alapkövetelmény, hogy minden emeletet azonos fázisban és azonos mértékben kell gerjeszteni.

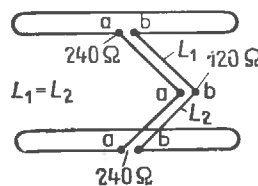
Két lehetőségünk van:

— Hangolt összekötő vezetékeket használunk fel a gerjesztéshez oly módon, hogy részben mint transzformáló tagokat képezzük ki őket, és gondoskodunk arról is, hogy a középső táppontban ezek az összekötő vezetékek a kívánt impedanciaértéket hozzák létre.

— Megfelelő hullámellenállású és transzformátorhatás nélküli hangolatlan összekötő vezetékeken keresztül gerjesztünk.

A hangolatlan összekötő vezetékek alkalmazását a 13.2. alfejezetben röviden már ismertettük, részletesen pedig a csoportantennákkal kapcsolatban tárgyaljuk, mert többnyire az ilyen antennákat szokás hangolatlan összekötő vezetékeken keresztül gerjeszteni.

Az emeletes Yagi-antennák gerjesztéséhez a legcélszerűbbek a hangolatlan összekötő vezetékek, mert ez esetben minden mechanikai nehézség nélkül tetszés szerinti nagyságúra választhatjuk az emeletek közötti távolságot. Ezek az összekötő vezetékek ezenkívül függetlenek a frekvenciától, tehát nem szűkítik be az antennarendszer átviteli sávját. A 22.15. ábrán, ahol erre a gerjesztési módra mutatunk be egy alkalmazási példát, az egyes Yagi-emeletekből csak a táplált hajlított dipólust tüntettük fel, hogy megkönnyítsük az áttekinthet.



22.15. ábra. Két, egymás fölött elhelyezett Yagi-antenna azonos fázisú gerjesztés hangolatlan összekötő vezetékkel

Általánosan érvényesek a következő követelmények:

— Az egyes rendszerek talpponti ellenállásának ugyanakkorának kell lennie (esetünkben antennánként 240 Ω).

— Az összekötő vezetékek Z hullámellenállásának meg kell egyeznie az egyes rendszerek talp-

ponti ellenállásával (a 22.15. ábra szerinti példánkban $Z = 240 \Omega$).

— Az összekötő vezetékek $L_1 + L_2$ hossza tetzés szerinti lehet, és az emeletek közötti távolság minden kívánt értékének megfelelő lehet. Fontos az, hogy a középső tápponthoz csatlakozó összekötő vezetékek a geometriai hossz és az elektromos hossz tekintetében megegyezzenek egymással (példánkban $L_1 = L_2$).

— A kívánt egyenlő fázisú gerjesztés csak abban az esetben lehetséges, ha a dipóluscsatlakozási pontok megfelelően vannak összekötve (példánkban az a pontot az a ponttal, a b pontot a b ponttal kell összekötni).

A középső táppontban párhuzamosan csatlakoznak egymáshoz a két különálló rendszernek megfelelő bemeneti impedanciák, úgyhogy a csatlakozási impedancia e bemeneti impedancia felével egyenlő (párhuzamosan kapcsolt ellenállások), vagyis esetünkben 120Ω . A kettőnél több szintet tartalmazó emeletes antennákban az egymással párhuzamosan kapcsolt, egyébként egyenlő nagyságú talpponti ellenállások számának megfelelően tovább csökken a középső táppontban jelentkező impedancia. Ha például négy Yagi-síkot helyezünk egymás fölé, és mindegyik talpponti ellenállása külön-külön 240Ω , a középső táppontban 60Ω impedanciával számolhatunk ($240 : 4$). Ily módon egy szimmetrizáló átalakítón keresztül (lásd a 7. fejezetet) koaxiális kábellel is táplálhatjuk a rendszert.

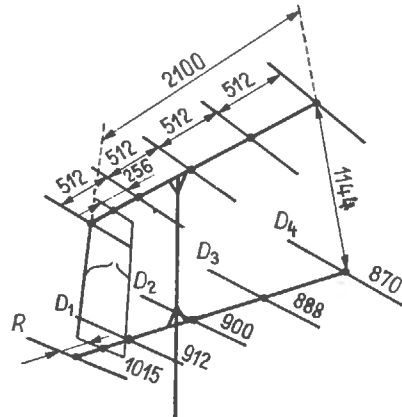
A középső táppontban jelentkező csatlakozási impedancia sok esetben nem egyezik meg a beépítendő tápkábel hullámellenállásával. Ilyenkor az ismert transzformáló tagok valamelyikével, például egy negyedhullámú transzformátorral hozhatjuk létre a kívánt talpponti ellenállást (lásd a 6. fejezetben). A hangolatlan összekötő vezetékek használatának különösen nagy előnye, hogy minden mechanikai nehézség nélkül szabadon választhatjuk meg az emeletek közötti optimális távolságot. A gerjesztő vezetékek nem tartalmaznak frekvenciafüggő tagokat, tehát nem szűkíthetők be az átviteli sávot, és a központi táplálásban egyenlő nagyságúak az úthosszak, tehát teljesen egyenlő mértékű a gerjesztés mindegyik síkban. Az emeletes Yagi-antennákra is alkalmazható további gerjesztési lehetőségeket a 23. fejezetben tárgyalunk.

Az előbbieken elmondottak alapján már tetzés szerinti nagyságú Yagi-síkokból tudunk összeállítani emeletes rendszereket, úgyhogy felesleges volna részletesebb leírásokat adni a gerjesztési

módszer alkalmazásáról. A következőkben néhány olyan változatot mutatunk be az emeletes Yagi-antennákból, amelyekben a szokásostól eltérő gerjesztést alkalmazunk.

22.4.3. 6/6 elrendezésű emeletes Yagi-antenna OH 2 EW szerint

A 22.16. ábrán látható kétszintes Yagi-rendszernek szokatlan a gerjesztése. Ebben az esetben egy olyan vázréses gerjesztésről van szó, amely különösen a brit amatőrök körében nagyon népszerű.



22.16. ábra. A 6/6 elrendezésű emeletes Yagi-antenna OH 2 EW szerint

A 22.17.(a) ábrán külön is megrajoltuk a táplált elemet. A beírt hosszak összeadásával a derékszögű négyzet teljes területére 3048 mm^2 értéket kapunk. Minthogy ez az antenna a 2 m-es sávban használható, a kiszámított hossz körülbelül 1,5 hullámhossznak, vagyis egy-egy fele $0,75\lambda$ -nak felel meg. Ilyen körülmények között nem lehet egyező fázisban gerjeszteni a két szintet. Csak akkor látjuk világosan a viszonyokat, ha a négyzet felső és alsó felét külön-külön vizsgáljuk, és figyelembe vesszük az Y-vezeték hosszát is [22.17.(b) ábra]. Megállapíthatjuk, hogy az 570 mm hosszú Y-vezeték (két ága egyenként 285 mm) az 1λ hosszából hiányzó negyedhullámú részt képviseli. Minthogy ez az Y-vezeték az alsó és a felső részben egyaránt hat, a táplált elem gyakorlatilag két, egyenként 1λ kerületű négyzetből tevődik össze. A 22.17.(c) ábrán újra megrajoltuk az egész táplált elemet, de itt az áramirányokat is feltüntettük. Mint látjuk, minden vízszintes szakaszban egyenlő fázisú a gerjesztés.

Azelemek közötti távolság a gerjesztőelemnek megfelelően kerekén $0,6\lambda$ (1144 mm), vagyis az emeletes elrendezéssel elért többletgyeréséget 2,3 dB-re becsülhetjük. Az 1λ hosszúságú boom és a direktorok közötti aránylag nagy távolságok alapján felismerhetjük a hosszú Yagi-antennák elvét.

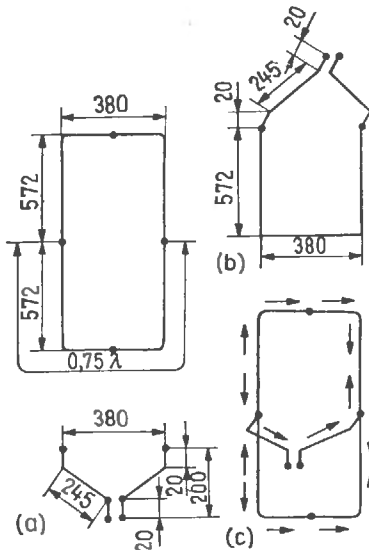
Az elemek hossza és távolsága kitűnik a 22.16. ábrából, míg a táplált elem és az Y-tag méreteit a 22.17. ábrán láthatjuk. A parazita-elemek 5 mm-es gömbölyű alumínium rúdból készülnek, a táplált szakaszt pedig az Y-vezetékkel együtt 8 mm vastag gömbölyű anyagból kell előállítani. Az eredeti an-

tenna elemeinek tartója 20 mm × 20 mm × 2 mm méretű, U-keresztmetszetű alumíniumprofil. Az anyagokra megadott vastagsági méretek nem nagyon kritikusak, ± 20% eltérések megengedhetők.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	lásd a szövegben
Tartók	20...30 mm átmérőjű fémcsövek
Az antenna hossza	2100 mm
Az elemek közötti távolság	1144 mm
Talpponti ellenállás	70 Ω
	(szimmetrikus)
Antennagyeréség	kb. 12 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb. 20 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban,	
α_E	kb. 50°
Nyílásszög a függőleges síkban,	
α_H	kb. 35°

Szimmetrizáló átalakító közébeiktatásával a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek valamelyikét is felhasználhatjuk az antennarendszer táplálására.

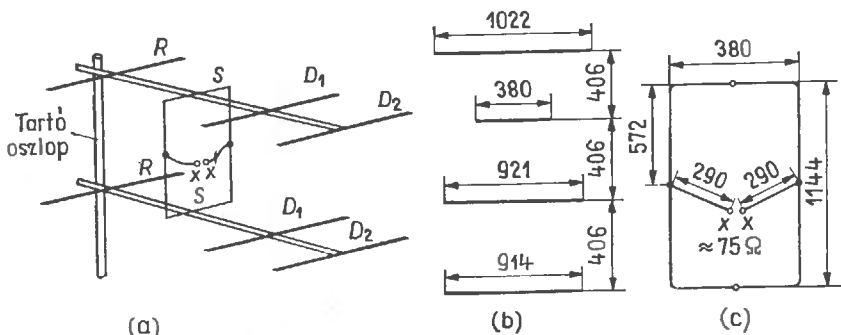


22.17. ábra. A 6/6 elrendezésű rendszer táplált antennaeleme:

(a) az Y-vezeték téglalap alakú eleme; (b) a táplált antennaelem egyik fele; (c) az antennaelem árameloszlása

22.4.4. 4/4 elrendezésű emeletes rövid Yagi-antennarendszer

A 22.18. ábrán látható emeletes, rövid Yagi-antenna szintén vázreszgerjesztéssel működik. A táplált elem ugyanolyan méretű, mint az előző 6/6 elrendezésben, a parazita-elemek viszont hosszúságuk és a közöttük levő távolságok tekintetében is mások. Az ábráról minden egyéb elrende-



22.18. ábra. A 4/4 elrendezésű emeletes, rövid Yagi-antenna:

(a) teljes nézet; (b) részletrajz a táplált antennaelemről; (c) méretrajz

transzformációs tulajdonságait a 6.5. alfejezetben már elmagyaráztuk. A két negyedhullámú transzformáló vezetékét az XX táppontban egymással párhuzamosan kapcsoljuk, úgyhogy az XX pontban megjelenő transzformált impedanciák az egyenlő ellenállások párhuzamos kapcsolásának megfelelően csak a féltérkékel egyenlők.

Ha például $240\ \Omega$ csatlakozási impedanciát akarunk kapni az XX pontban, mindegyik negyedhullámú transzformátornak az XX pontban $480\ \Omega$ impedanciára kell transzformálnia, mert két, egyenként $480\ \Omega$ nagyságú ellenállás párhuzamos kapcsolásával $240\ \Omega$ -ot kapunk. Minthogy esetünkben a talpponti ellenállás mindkét szinten körülbelül $110\ \Omega$, az XX pontban pedig $240\ \Omega$ tápponti ellenállásra van szükség, a párhuzamos kapcsolás Z hullámellenállása az (5.31) egyenlet szerint:

$$Z = \sqrt{110 \cdot 480} \approx 230\ \Omega.$$

Az 5.4. ábra szerint egy kettős vezeték $230\ \Omega$ hullámellenállással ábrázolható, ha a vezetők közötti D távolságnak és a vezetők d átmérőjének az aránya $3,5:1$, ha csak a levegő szigeteli a huzalokat. Ha — a közölt adatoknak megfelelően — $6\ \text{mm}$ átmérőjű alumínium huzalból készítjük el az összekötő vezetékét, az egyik huzal középvonalától a másik huzal középvonaláig terjedő távolság $21\ \text{mm}$. $10\ \text{mm}$ -es huzalok között értelemszerűen $35\ \text{mm}$ -es távolság adódik. Ezekkel a méretekkel az XX táppontbeli ellenállás kerekén $240\ \Omega$.

A félhullámú összekötő vezeték $0,5\lambda$ -ban eleve megszabja a szintek közötti távolságot, ezért le kell mondanunk a legnagyobb antennanyereségről, és úgy kell elvégezni a méretezést, hogy a lehető legkisebbek legyenek a melléknyalábok az iránydiagramon. A szekunder elemek $15 \dots 25\ \text{mm}$ vastagok lehetnek, a nagyobb átmérőnek valamivel nagyobb sávszélesség felel meg. A keskeny sáv szerinti méretezés és a frekvenciafüggő transzformátortagok ellenére ez az antenna minden esetben jelentős teljesítménycsökkenés nélkül alkalmazható a $2\ \text{m}$ -es sáv teljes szélessége mentén.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője

A gerjesztett elemek a 22.19. ábra szerint

A parazita-elemek átmérője $15\text{—}25\ \text{mm}$
Tartószervezet: $20 \dots 30\ \text{mm}$ átmérőjű fémcsőből.

Az antenna hossza: $1500\ \text{mm}$

Az emeletek közötti távolság: $980\ \text{mm}$

Talpponti ellenállás: $240\ \Omega$, szimmetrikus

Antennanyereség: kb. $9,5\ \text{dB}$

Hátrasugárzási csillapítás: kb. $17\ \text{dB}$

Nyílásszög a vízszintes síkban, $\alpha_E \approx 58^\circ$

Nyílásszög a függőleges síkban, $\alpha_H \approx 54^\circ$

A táplálás ajánlott módja: koaxiális kábel és félhullámú kerülő vezeték (lásd a 7.5. alfejezetet).

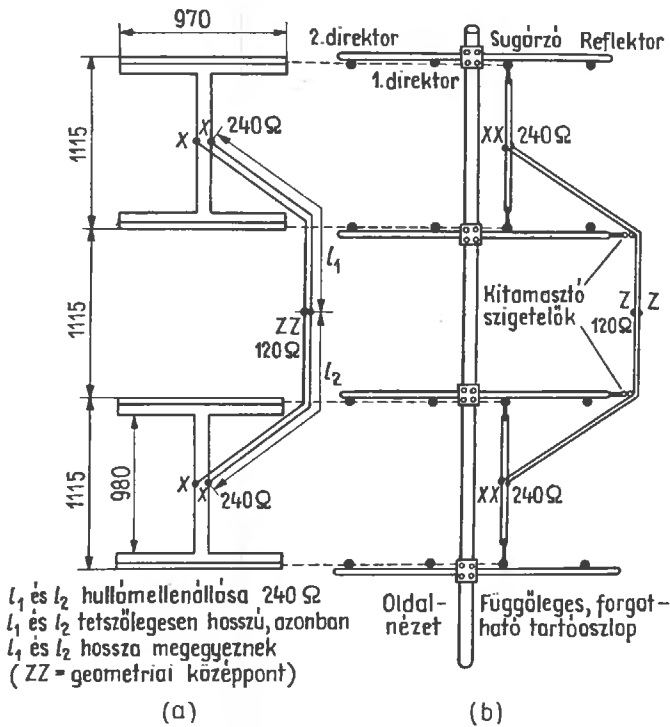
22.4.6. Négyzintes, 4/4/4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna

A 22.4.5. pont szerinti $4/4$ elrendezésű rendszerből kettő egymás fölé helyezve jó teljesítőképességű $2\ \text{m}$ -es antennát eredményez. Ez a rendszer négy szintben 16 elemet tartalmaz. A függőleges irányban mért szerkezeti magassága $3,35\ \text{m}$. Ebben az esetben a lehető legkisebb mechanikai anyagfelhasználással egyesíthetjük a Yagi-antennák előnyeit a csoportantennák előnyeivel.

A $4/4$ elrendezésű antenna méretei mind ugyanazok maradnak, mint a 22.19. ábrán, mindössze annyit kell tennünk, hogy két ilyen antennát egymás fölé helyezünk és távolságukat egy fél hullámhossznak megfelelően állítjuk be. Ezért a 22.20.(a) ábrán a két rendszerből csak a táplált elemek vázlatos rajzát mutatjuk be; a 22.20.(b) ábra a teljes antennarendszer oldalnézete.

A teljes komplexum táplálására két lehetőség adódik: mivel a két felső és a két alsó szint (emelet) XX táppontjában mindig $240\ \Omega$ a talpponti ellenállás, ezt a két talppontot tetszés szerinti hosszúságú, de $240\ \Omega$ hullámellenállású vezetékkel köthetjük össze. Ennek az összekötő vezetéknek a geometriai közepén megkapjuk az antenna két felének közös ZZ táppontját. Itt azonban párhuzamosan csatlakoznak egymáshoz a $240\ \Omega$ -os vezeték, tehát a ZZ pontban megjelenő ellenállás az előbbinek csak a fele, vagyis $120\ \Omega$. Így hát most már az egész elrendezést egy szimmetrikus $120\ \Omega$ -os vezetékkel (például a $120\ \text{D}\ 10\text{—}1$ típusú szimmetrikus, árnyékolt kéthuzalos vezetékkel) táplálhatjuk. Az ilyen vezeték azonban költségesek, és nem is kaphatók mindenhol, egy negyedhullámú transzformátor beiktatásával visszatranszformálhatjuk $240\ \Omega$ -ra a $120\ \Omega$ -os impedanciát. Végeredményben tehát $240\ \Omega$ -os kábellel vagy félhullámú illesztőtagon keresztül $60\ \Omega$ -os koaxiális kábellel táplálhatjuk a rendszert. A ZZ pontban csatlakoztatandó negyedhullámú transzformátor hullámellenállása az (5.31) képlet szerint

$$Z = \sqrt{120 \cdot 240} \approx 170\ \Omega.$$



22.20. ábra. A 4/4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna:
 (a) a táplált antennaelem; (b) a teljes antenna oldalnézet

Mint az 5.4. ábrán látjuk, ebben az esetben a huzalok távolságának és átmérőjének úgy kell aránylnia egymáshoz, mint ahogyan 2,2 aránylik az 1-hez. Az ilyen levegőszigetelésű kéthuzalos vezeték geometriai hossza $0,98\lambda/4$, vagyis 145 MHz üzemi frekvencián kerekén 510 mm. Ezt a vezeték- és a mechanikailag immár merev transzformáló tagot felerősítjük a ZZ pont és a tartóoszlop közé. A csatlakozási impedancia nagysága a Q-match nyitott végén újra 240Ω .

Azt, hogy a 240Ω hullámellenállású ultrarövid hullámú szalagkábelek sem elektromosan, sem pedig mechanikailag nem nagyon kedvezőek, már többször említettük. Légszigetelésű kéthuzalos vezetékeket is készíthetünk ekkora hullámellenállásra, minthogy azonban a huzalok távolsága és átmérője közötti arány ebben az esetben csak 3,8 : 1 (lásd az 5.4. ábrát), kissé nehéz az antenna megépítése. A következőkben ismertetendő táplálási mód ezért kedvezőbb megoldást nyújt.

Az l_1 és az l_2 vezetéket ebben az esetben nem vehetjük tetszés szerinti hosszúságúra, mert az elektromos hosszuknak mindkét vezeték mentén

pontosan $0,75\lambda$ nagyságúnak kell lennie. Az azonban teljesen közömbös, hogy a tényleges vezeték-hossz $1/4\lambda$, $3/4\lambda$, $5/4\lambda$, ... közül a valóságban melyik, mert az ellenállástranzformálás szempontjából $1/4\lambda$ minden páratlan számú többszöröse egyenértékű a negyedhullámú transzformátorral. Ezért a $3/4\lambda$ hosszúságú összekötő vezeték is mint negyedhullámú transzformátor működik. Így hát a két $3/4\lambda$ hosszúságú vezeték ZZ összekötési pontjában jelentkező impedancia e vezetékek Z_0 hullámellenállásától függ. Minthogy pedig a ZZ pontban 240Ω tápponti ellenállásra törekszünk, és a két vezeték itt párhuzamos egymással, mindkét vezetéknek külön-külön ebben a ZZ pontban 480Ω -ra kell transzformálnia az ellenállást. Az (5.13) egyenlet értelmében

$$Z = \sqrt{240 \cdot 480} \approx 340 \Omega.$$

A 340Ω hullámellenállású, légszigetelésű kéthuzalos vezetékre az 5.4. ábráról azt olvashatjuk le, hogy a huzalok középvonala közötti távolság és a huzalátmérő arányának 8,5 : 1 nagyságúnak kell lennie. Ilyen vezetéket aránylag könnyen megvalósíthatunk. A levegőszigetelésnek megfelelő rö-

vidülési tényező figyelembevételével 145 MHz üzemi frekvencián ($0,75\lambda = 155,3 \text{ cm}$) l_1 és l_2 értéke:

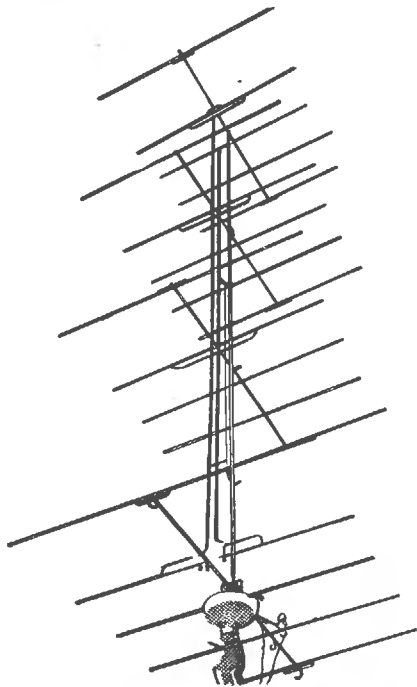
$$l_1 = l_2 = 155,3 \cdot 0,97 = 150,64 \text{ cm.}$$

Összefoglalás

A két 4/4 elrendezésű rendszer *XX* talppontját egy-egy légszigetelésű, 150 cm hosszú kéthuzalos vezeték felhasználásával összekötjük a *ZZ* ponttal. A vezetékek hullámellenállása 340Ω . A *ZZ* pontban ily módon 240Ω nagyságú szimmetrikus talpponti ellenállást kapunk.

Az emeletes elrendezés révén a rendszer antennanyeresége körülbelül 11,5 dB-re nő meg, a kereken 60° nagyságú vízszintes nyílásszög változatlan marad, a függőleges nyílásszög viszont körülbelül 32° -ra csökken.

A többemeletes Yagi-antennákra szerkezeti példaként a 22.21. ábrán bemutatjuk DL 6 MH 5/5/5/5 elrendezésű antennáját.



22.21. ábra. Az 5/5/5/5 elrendezésű emeletes Yagi-antenna DL6 MH szerint

22.4.7. Emeletes hosszú Yagi-antennák

A hosszú Yagi-antennák egymásra helyezésével is jó eredményeket érhetünk el. Annak azonban nem volna sok értelme, hogy a sokszintes rend-

szerben $0,5\lambda$ és $0,7\lambda$ értékre állítsuk be a szintek közötti távolságot, mert ez esetben túlságosan átlapolnák egymást a nagy hatásos felületek, és így csak kisebb mértékben nőne meg a nyereség.

Ha az egyes síkoknak megfelelő hatásos felületből indulunk ki, és a (3.25) képlet alapján próbáljuk megállapítani a legnagyobb nyereségnek megfelelően a szintek közötti optimális távolságot, minden bonyolultabb számítás nélkül megkapjuk ezt az optimális értéket.

A 3.21. ábráról leolvashatjuk, hogyan függ a λ^2 mennyiséggel kifejezve az egyes antennaszintek *A* hatásos felülete a dB-ben kifejezett antennanyereségtől. Például a 22.13. ábra szerinti 11-elemes hosszú Yagi-antenna nyeresége 12 dB, tehát *A* hatásos felülete $2,0\lambda^2$. Minthogy a függőleges síkban $\alpha_H = 40^\circ$ a nyílásszög, és ismeretes az is, hogy a vízszintes síkban $\alpha_E = 37^\circ$, a (3.25) képletből könnyen megállapíthatjuk, hogy a szintek közötti *S* távolság:

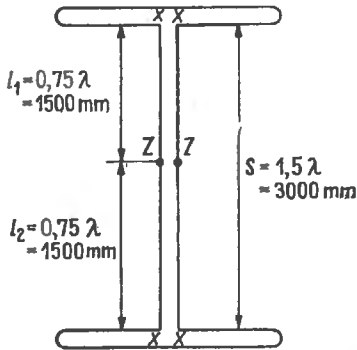
$$S = 2 \sqrt{\frac{A \cdot \alpha_H}{\pi \cdot \alpha_E}} = 2 \sqrt{\frac{2 \cdot 40}{3,14 \cdot 37}} = 2\sqrt{0,7} \approx 1,68\lambda.$$

Ebből az következik, hogy amikor a szintek közötti *S* távolság $1,68\lambda$, a két szintnek megfelelő hatásos felületek már nem fedik át egymást, vagyis megkaphatjuk az emeletes elrendezéssel a lehető legnagyobb nyereséget.

Az emeletes elrendezésű hosszú Yagi-antennákat szokásos módon tápláljuk. Mivel pedig a helyigények miatt két szintnél több aligha jön számításba, a gerjesztés roppant egyszerű. A szintek közötti nagy távolság következtében nem kapcsolhatunk a táppontban egymással párhuzamosan két negyedhullámú transzformátort. Mint már említettük azonban, hogy minden olyan vezeték, amelynek hossza a negyedhullámhossz páratlan többszörösével egyenlő, az ellenállás-transzformálás szempontjából ugyanúgy viselkedik, mint egy negyedhullámú transzformátor. Ezért a gerjesztett elemeket a középső tápponttal összekötő vezetékek hosszát tetszés szerint $3/4\lambda$, $5/4\lambda$ vagy $7/4\lambda$ értékre növelhetjük.

Példaként elmagyarázzuk két, 11-elemes emeletes, hosszú Yagi-antennából összeállított rendszer táplálását (22.13. ábra). Mint az előbbiekből megállapítottuk, a szintek közötti távolságnak egyenlőnek kell lennie az optimális $1,68\lambda$ értékkel. Ha a középső tápponthez csatlakozó transzformáló összekötő vezetékek hossza külön-külön

$\frac{3}{4}\lambda$, a szintek közötti távolságnak $1,5\lambda$ -nak kell lennie, tehát valamivel kisebbnek a számítottnál. A gyakorlatban nem sokat számít ez, hiszen a szintek közötti távolságra kapott érték úgyis csak a közvetlen tájékozódást szolgálja.



22.22. ábra. A 11/11 elrendezésű kételemes hosszú Yagi-antenna gerjesztése

Most még a hangolt összekötő vezeték hullámellenállását kell meghatározni. Hogy jobban szemléltethessük a viszonyokat, a 22.22. ábrán a két táplált antennaelemet a most tárgyalt összekötő vezetékkel együtt rajzoltuk fel. Ha mindegyik szint talpponti ellenállása az XX pontban 240Ω , és a ZZ pontban szintén 240Ω tápponti ellenállást akarunk kapni, az összekötő vezetékét 340Ω hullámellenállásra kell méreteznünk

$$(Z_0 = \sqrt{240 \cdot 480}).$$



22.23. ábra. A 7/7 elrendezésű kétszintes emeletes hosszú Yagi-antenna DI 6 EK szerint

Az 5.4. ábra szerint ezt a hullámellenállást akkor kapjuk meg, ha a huzalok távolságának és átmérőjének aránya $8,5 : 1$. Ha tehát 6 mm -es csőből vagy tömör anyagból készítjük el az összekötő vezetőket, a középvonalak közötti távolságnak 51 mm -nek kell lennie.

Ezzel a 11-elemes emeletes Yagi-antennával $14,5 \text{ dB}$ antennanyereségre számíthatunk. A vízszintes síkban körülbelül 37° marad a nyílásszög, a függőleges síkban viszont kerekén 26° -ra csökken ez a szög.

A megvalósításra példaként bemutatjuk a 22.23. ábrán a DL 6 EK által megépített kétszintes, 7/7 felépítésű hosszú Yagi-antenna fényképét.

22.4.7.1. Az 5/5 felépítésű kétszintes hosszú Yagi-antenna

Két, egymásra helyezett ötelemes hosszú Yagi-antenna gerjesztésére (22.8. ábra) nagyon kedvező lehetőségeink vannak. Ennek az optimális hosszú Yagi-antennának az ismert elektromos adataiból mindenekelőtt kiszámítjuk a legnagyobb antennanyereségnek megfelelő optimális S emeletmagasságot. A 3.21. ábrából és a (3.51) egyenletből a már ismert módon kerekén $1,48\lambda$ távolság adódik, vagyis a 2 m -es sávra vonatkoztatva 3060 mm a szintek közötti távolság. Minthogy mindkét szinten körülbelül 130Ω a talpponti ellenállás, egy tetszés szerinti hosszúságú hangolatlan 120Ω -os vezeték felhasználásával köthetjük össze egymással a két rendszert. A legalkalmasabb erre a célra a $120 \text{ D } 10-1$ típusú árnyékolt szimmetrikus két-huzalos vezeték, mert ellenáll az időjárás viszonyosságainak és tetszés szerinti kerülő utakon fektethető. Ennek az összekötő vezetéknek pontosan a geometriai középpontjában képezzük ki a középső táppontot. Minthogy a talpponti ellenállások egymással párhuzamosan vannak kapcsolva, az eredő csatlakozási impedancia a középső táppontban $60 \dots 65 \Omega$. Egy szimmetrizáló átalakító közbeiktatásával tehát egy koaxiális kábel közvetlenül táplálhatja ezt az antennarendszert.

Mechanikai és elektromos adatok

A szintek közötti távolság,

$$1,48\lambda = 3060 \text{ mm}$$

Antennanyereség kb. $13,5 \text{ dB}$

Nyílásszög a vízszintes síkban,

$$\alpha_E \text{ kb. } 44^\circ$$

Nyílásszög a függőleges síkban,

$$\alpha_H \text{ kb. } 28^\circ$$