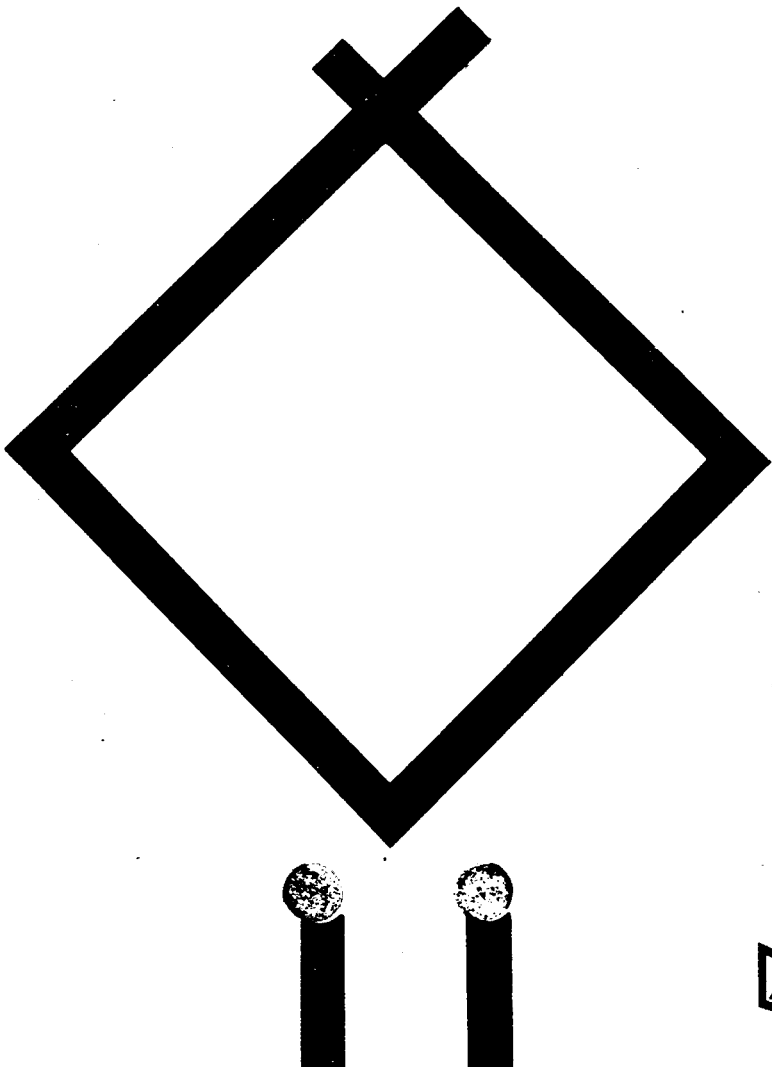
amatérske krátkovlnové antény



Inž. IMRICH IKRÉNYI

AMATÉRSKE KRÁTKOVLNOVÉ ANTÉNY

IMRICH IKRÉNYI
ex ZO OK 3 KMS v Bratislave

AMATÉRSKE KRÁTKOVLNOVÉ ANTÉNY

2. doplnené vydanie

alfa
Vydavateľstvo technickej a ekonomickej literatúry
Bratislava

Kniha rieši problémy šírenia elektromagnetických vĺn a podrobne rozoberá šírenie krátkych i veľmi krátkych vĺn. Opisuje napájacie vedenie a rôzne druhy napájačov po stránke teoretickej a konštrukčnej, ako aj ich praktické použitie ako dôležitý článok pri amatérskom vysielaní.

Zoširoka opisuje vývoj a postupné zdokonaľovanie amatérskych vysielacích anténa. Uvádza rôzne druhy antén a možnosti ich použitia v praxi. Podrobne opisuje niektoré druhy antén, ktoré sa najviac osvedčili, ako aj ich konštrukciu, stavbu a nastavenie.

Kniha je určená najmä pre amatérov vysielačov ako pomôcka pre návrh účinnej antény na diaľkové amatérske spojenie a pre milovníkov rádioamatérskeho športu, ako aj pre študujúcich na stredných a vysokých školách elektrotechnického smeru.

1. vydanie 1964
2. vydanie 1972

Lektorovali Ing. Karol Šubrt a Ing. Imrich Szokolay
Redakcia elektrotechnickej literatúry — vedúci redaktor Ing. Hubert Meluzin

© *Ing. Imrich Ikrényi, 1972*

OBSAH

Predslov 11

Úvod 13

Problémy šírenia elektromagnetických vĺn 17
1 Prostredie 17
2 Ionosféra a jej najdôležitejšie vrstvy 18
3 Lom elektromagnetických vĺn v ionosfére 19
4 Ionosferické zmeny 21
5 Odrazové skoky, ozvena 24
6 Optimálny vyžarovací uhol a výška antén 25

1. Prevádzková problematika amatérskych antén 29
1.1 Anténa a jej určenie 29
1.2 Umiestnenie antény 29
1.3 Kde je začiatok a koniec antény a napájacieho vedenia? 30
1.4 Zvláštnosti prevádzkových potrieb amatérskych antén 30
1.5 Výkonový zisk antény 31
1.5.1 Základné definície. Zisk napätia a prúdu, súvislosť so ziskom výkonu 31
1.5.2 Význam zisku výkonu a napätia pri posudzovaní akosti antén. Medzinárodná stupnica S 34
1.5.3 Čo je výhodnejšie — väčší výkon alebo smerová anténa? 35

2. Napájacie vedenie 37
2.1 Základné pojmy 37
2.2 Nekonečne dlhé vedenie 38
2.3 Časový priebeh postupnej vlny napätia 38
2.4 Časový priebeh prúdu 39
2.5 Vstupný odpor bezstratového nekonečne dlhého vedenia 40
2.6 Náhrada nekonečne dlhého stratového vedenia 40
2.7 Na konci otvorené vedenie so zanedbateľnými stratami 41
2.8 Časový priebeh stojatej vlny napätia 43
2.9 Priebeh stojatej vlny prúdu 44
2.10 Vstupný odpor otvoreného vedenia so zanedbateľnými stratami . . . 46
2.11 Abnormálnosť rezonančných javov otvoreného vedenia 48
2.12 Môže vedenie so stojatými vlnami vyžarovať? 49

3. Vedenie na konci skratované so zanedbateľnými stratami 50
3.1 Priebeh stojatej vlny napätia skratovaného vedenia 50
3.2 Priebeh stojatej vlny prúdu skratovaného vedenia 51
3.3 Vstupný odpor skratovaného vedenia so zanedbateľnými stratami . . . 52

4. Vedenie so zanedbateľnými stratami, ktoré je na konci zaťažené reaktanciou 55

5. Bezstratové vedenie zaťažené všeobecnou záťažou 58
5.1 Priama a odrazená vlna 58
5.2 Stojatá vlna napätia a prúdu 59
5.3 Vstupná impedancia ideálneho vedenia so všeobecnou záťažou 60
5.4 Činiteľ odrazu a pomer stojatých vĺn (PSV) 61

6. Bezstratové vedenie zakončené rezistanciou 63
6.1 Rozloženie prúdu a napätia po vedení s rezistančnou záťažou 63
6.2 Vstupná impedancia vedenia s rezistančnou záťažou 66
6.3 Vplyv nedokonalého prispôsobenia na vstupnú impedanciu 67

7. Fyzikálne vedenie so stratami a konštantným vlnovým odporom 70
7.1 Rozdiel v rozložení prúdu a napätia po fyzikálnom vedení oproti stavu na ideálnom vedení 70
7.2 Rozdiel medzi hodnotou vstupného odporu fyzikálneho vedenia a vstupného odporu odvodeného pre ideálne vedenie 72
7.3 Fyzikálne vedenia používané ako napájače 73
7.3.1 Jednodrôtový napájač 75
7.3.2 Dvojdrôtová symetrická linka 75
7.3.3 Súosová asymetrická linka 80

8. Zvláštne použitie napájacích liniek 84
8.1 Jalové odpory 84
8.2 Rezonančné okruhy s vyšším Q 86
8.3 Elektrické filtre 87
8.4 Transformačné úseky vstupného odporu 90
8.5 Symetrizačný úsek 93
8.6 Prispôsobenie neladeného napájača ánténe 99

9. Základné poznatky potrebné na zostavenie žiaričov rôznych typov 108
9.1 Typ anténového vyžarovacieho systému 108
9.2 Šírka pásma vysielacej antény a jej uhol otvorenia 109
9.3 Charakteristická impedancia antény 112
9.4 Vyžarovací odpor 113
9.5 Účinná kapacita a samoindukčnosť antény 114
9.6 Účinný stratový odpor, účinnosť antény 116

10. Model antény, jej predĺženie a skrátenie 119
10.1 Fyzikálna symetrická horizontálna anténa 124
10.1.1 Vstupná impedancia 124
10.1.2 Závislosť vstupnej impedancie od hrúbky vodiča 128
10.1.3 Skrátenie antény na rezonančnú dĺžku 131
10.1.4 Vyžarovací diagram 136
10.1.5 Význam vertikálnych vyžarovacích diagramov 143
10.2 Fyzikálna asymetrická vertikálna anténa 147
10.2.1 Vstupná impedancia 147
10.2.2 Skrátenie polvlnovej vertikálnej antény 149
10.2.3 Horizontálny vyžarovací diagram 154
10.2.4 Vertikálny vyžarovací diagram 154
10.2.5 Význam vertikálnych vyžarovacích diagramov vertikálnych antén pre amatérsku prevádzku 158
10.2.6 Ground-Plane anténa 160

10.2.7 Viacpásmová prevádzka s vertikálnou anténou a ťažkosti prispôsobenia . . . 165

11. Budený dipól — spôsoby pripojenia napájacích liniek . . . 170

11.1 Spôsob pripojenia a úprava ladenej napájacej linky . . . 171
11.2 Spôsob úpravy a pripojenia neladenej napájacej linky . . . 177
11.3 Spôsob prispôsobenia pomocou štvrťvlnového kýpťa . . . 185
11.4 Spôsob použitia samotnej antény ako prispôsobovací úsek . . . 189
11.4.1 Delta napájanie . . . 189
11.4.2 T napájanie . . . 190
11.4.3 Gama napájanie . . . 191
11.4.4 Omega napájanie . . . 192
11.4.5 Induktivne prispôsobenie . . . 192
11.5 Prispôsobenie pomocou osobitného úseku . . . 193
11.6 Rozmeriavanie horizontálneho dipólu . . . 197

12. Skladaný dipól . . . 199

12.1 Dvojdrôtový polvlnový dipól . . . 200
12.2 Trojdrôtový skladaný polvlnový dipól . . . 201
12.3 Štvordrôtový skladaný dipól . . . 202
12.4 Dvojdrôtová trištvrtevlnová skladaná anténa . . . 203
12.5 Štvordrôtová skladaná anténa o elektrickej dĺžke 3/8λ . . . 203
12.6 Vertikálna anténa dlhá 3/8λ . . . 203

13. Združovanie dipólov v anténu o premennej charakteristike vyžarovania . . . 205

13.1 Prevádzka stojatými vlnami na napájači . . . 206
13.2 Prevádzka postupnými vlnami . . . 206
13.3 Zoskupovanie dipólov na mnohopásmovú prevádzku . . . 208
13.3.1 Zavesenie dipólových elementov pod seba . . . 208
13.3.2 Mnohopásmová anténa W3DZZ . . . 209
13.3.3 Mnohopásmová anténa podľa HA5DM . . . 214

14. Antény so slabým smerovým účinkom . . . 217

14.1 Mnohopásmová harmonická L anténa . . . 225
14.2 Fuchsova harmonická L anténa . . . 226
14.3 Mnohopásmová jednoduchá Zeppelinova anténa (zepelinka) . . . 229
14.4 Mnohopásmová dvojitá zepelinka . . . 232
14.5 Mnohopásmová anténa DL7AB . . . 233

15. Anténové systémy s väčším smerovým účinkom . . . 235

15.1 Radarové sústavy súfázové . . . 236
15.1.1 Ladený napájač . . . 238
15.1.2 Neladený napájač kolineárneho VAS . . . 240
15.2 Anténový vyžarovací systém v bočnej sústave z polvlnových fázovaných elementov . . . 242
15.2.1 Zisk . . . 243
15.2.2 Vstupná impedancia . . . 248
15.3 Smerovosť vyžarovania pri bočnej sústave . . . 253
15.3.1 Zvislé anténové sústavy so súfázovým budením . . . 256
15.3.2 Vodorovná anténová sústava s protifázovým napájaním elementov . . . 264
15.3.3 Všeobecne nafázované anténové vodorovné systémy . . . 275
15.4 Bočná sústava združeného V . . . 280
15.4.1 Kombinácia V antén . . . 284

15.4.2 Zdvojený V systém . . . 285
15.4.3 Kosoštvorcový systém . . . 286

16. Prídavné smerové anténové sústavy s jednosmerovým charakterom vyžarovania o väčšom smerovom účinku . . . 287

16.1 Systém s jedným prídavným prvkom . . . 287
16.1.1 Aktívny systém . . . 287
16.1.2 Pasívny prídavný prvok . . . 289
16.2 Teória . . . 290
16.2.1 Vyžarovací odpor . . . 303
16.2.2 Reaktačná zložka X_1 vstupnej impedancie žiariča . . . 305
16.2.3 Optimálny zisk . . . 306
16.2.4 Naladenie pasívneho prvku . . . 306
16.2.5 Predozadný pomer . . . 307
16.2.6 Smerové vlastnosti . . . 308
16.2.7 Vyžarovací vertikálny diagram . . . 314
16.2.8 Vyžarovací horizontálny diagram . . . 317
16.2.9 Frekvenčná citlivosť parazitných antén . . . 318
16.2.10 Frekvenčná závislosť pomeru stojatých vĺn . . . 319
16.2.11 Návrh 2-členných parazitných Yagi antén . . . 321
16.2.12 Dvojprvková Yagi anténa . . . 326
16.2.13 Elektricky ladené Yagi antény . . . 329
16.3 Systémy s dvoma pasívnymi prvkami . . . 332
16.3.1 Teoretické poznatky . . . 332
16.3.2 Vyžarovací horizontálny diagram . . . 334
16.3.3 Vyžarovací vertikálny diagram . . . 335
16.3.4 Trojprvkové parazitné Beamovy . . . 335
16.3.5 Trojelementová Yagi anténa . . . 338
16.3.6 Napájanie antén systému Yagi . . . 339
16.3.7 Celokovová otáčavá Yagi anténa . . . 343
16.3.8 Drevená konštrukcia otáčavého Beamu . . . 345
16.4 Systém s viacerými pasívnymi prvkami . . . 346
16.4.1 Experimentálne získané údaje . . . 346
16.5 Trojpásmová otočná smerovka 3-elementového Yagi systému vo vyhotovení G4ZU . . . 351
16.5.1 Napájanie žiariča systému G4ZU . . . 352
16.5.2 Zavedenie mnohopásmového (multiband) okruhu do reflektora 357
16.5.3 Zavedenie mnohopásmového obvodu pri direktore . . . 358
16.5.4 Postup naladovania parazitného systému G4ZU . . . 358
16.5.5 Mechanická konštrukcia . . . 359
16.6 Parazitné anténové systémy so skladanými polvlnovými elementami . 361
16.6.1 Reflektor Quad antény . . . 363
16.6.2 Návrh na amatérsku konštrukciu mnohopásmového Quad-systému . . . 363

17. Anténové smerové sústavy na postupné vlny . . . 373

17.1 Parametre vlnového žiariča . . . 373
17.1.1 Vyžarovací odpor . . . 374
17.1.2 Horizontálny vyžarovací diagram . . . 376
17.2 Šikmá anténa obráteného V . . . 379
17.3 Kosoštvorcová čiže rombická anténa . . . 380
17.3.1 Návrh rombickej antény . . . 380
17.3.2 Ukončenie rombickej antény . . . 384
17.3.3 Nastavenie správneho ukončenia . . . 385

17.3.4 Nastavenie maximálneho P/Z pomeru 385
17.3.5 Úvahy o vplyve terénu 386

18. Väzba medzi generátorom a anténou 387

18.1 Väzba napájača antény s prevádzkou na postupné vlny 388
18.1.1 Pri použití Collinsovho Π člena za väzbový orgán 392
18.1.2 Pri použití dolnopriepustného Π-L člena 395
18.2 Väzba anténového napájača pri prevádzke stojatými vlnami 396
18.3 Symetrizujúce väzbové zapojenia 400

19. Umelé antény 403

20. Prijímacie antény 405

21. Smerovanie antén 408

22. Stavba antén 413

22.1 Meranie 414
22.1.1 Indikácia výstupného výkonu 414
22.2 Prenos energie od vysielača až po anténu z hľadiska maximálnej možnej účinnosti 423
22.2.1 Zvýšenie strát 423
22.2.2 Mostíkové reflektometre 428
22.2.3 Súbehové reflektometre 439
22.3 Použitie reflektometrov na nastavenie najväčšej účinnosti antény . . . 442

23. Konštrukcia otočného mechanizmu smerových antén 448

23.1 Otočné konštrukcie smeroviek s drôtovými elementami 448
23.2 Otočné konštrukcie smeroviek s tyčovými elementami 450
Literatúra 455
Register 457

PREDSLOV

Naša spoločnosť na svojej ceste k socializmu nezabúda v rámci vývoja techniky ani na rozvoj spojovacích prostriedkov a s tým spojené budovanie spojového priemyslu.

Budujú sa rozhlasové a televízne vysielače, rozširuje sa výroba potrebných vysielacích zariadení, prijímačov pre príjem televízie a rozhlasu a v poslednom čase aj frekvenčne modulovaného vysielania.

Technický pokrok možno však dosiahnuť len s pracovníkmi, ktorí majú potrebné technické vedomosti a majú záujem i pochopenie pre technickú prácu. Dobré výsledky dosahujú aj rádioamatéri, najmä amatéri pre krátkovlnné vysielanie. Ich práci je venovaných len málo technických publikácií, pri riešení rôznych problémov im pomáhajú poväčšine len rôzne články v časopisoch.

Pre prácu týchto amatérov je dôležité poznať techniku amatérskych krátkovlnných vysielacích a prijímacích antén, ktorej sa doteraz nevenovala v našej odbornej literatúre náležitá pozornosť.

Touto knihou chceme aspoň čiastočne zaplniť túto medzeru. Pritom netvrdíme, že ide o kompletné dielo, lebo táto problematika sa už veľmi rozrástla a takmer denne prichádzajú amatéri s novými výsledkami svojich pokusov a prác.

Autor tejto knihy pred dokončením svojej práce zomrel. Preto dokončenie niektorých kapitol a konečnú úpravu urobil Ing. Karol Šubrt.

PREDSLOV K 2. VYDANIU

Prvé vydanie tejto knihy malo priaznivý ohlas; najmä medzi amatérmi krátkovlnového vysielania a bolo za krátky čas rozobrané. Ľutujem, že sa autor tohto úspechu nedožil.

Dúfam, že aj druhé doplnené a upravené vydanie opäť rada uvíta rádioamatérska verejnosť.

Ing. K. Šubrt

ÚVOD

Najdôležitejšou súčasťou krátkovlnného zariadenia je výkonná antena pre prijímač aj pre vysielač, lebo od nej závisí sila signálu. Každý vysielací amatér vie, že dobrá anténa je najlepším vysokofrekvenčným zosilňovačom.

Vysielací amatér sa usiluje s čo najjednoduchšími prostriedkami dosiahnuť také systémy antén, ktoré vyžarujú nízko nad horizont, aby po odraze od ionosféry nastal dopad na zem vo veľkej vzdialenosti od miesta vysielania. Každý amatér sa usiluje pomocou vysielača a vhodne volenej antény spojiť sa s najvzdialenejšou krajinou, a tak svoju zbierku QSL lístkov obohatiť novou krajinou. Preto rôzne amatérske organizácie odmeňujú lovcov DX diplómami.

Dobrí znalci anténovej techniky — lovci „vzdialeností" vedia, že anténa je len vtedy dobrá, keď sa pomocou nej dosiahne takmer každé spojenie.

Dobrý amatér však nikdy nie je spokojný so svojou anténou, ustavične ju zdokonaľuje a meraním sa presvedčuje o jej vlastnostiach.

Francúzovi Leonovi Deloy F8 AB to dalo veľa práce, kým dosiahol prvé medzikontinentálne spojenie medzi Európou a Amerikou. Bolo to dňa 27. XI. 1923, keď na vlne 110 m s vysielačom o príkone asi 300 W nadviazal prvé amatérske spojenie s U1 XW s Fr. Schnellom a s U1 XAM s J. L. Reinartzom vo West Hartforde, Conn. v USA. Vtedy sa technická verejnosť prvýkrát presvedčila, že *krátke vlny sú vhodné na preklenutie veľkých vzdialeností*, a to pomocou vysielačov nepatrných výkonov. Druhýkrát sa verejnosť vzrušila, keď sa 19. X. 1924 16-ročnému anglickému študentovi podarilo spojenie Anglia—Nový Zéland.

O rok neskoršie odborné kruhy využili amatérske skúsenosti pri vypracúvaní plánu nemeckej krátkovlnnej komerčnej stanice Nauen, ktorá dopravovala telegramy na vlne 75 m do Buenos Aires v Južnej Amerike.

V Sovietskom Rusku sa amatérske hnutie začalo rozrastať až po vydaní vládneho nariadenia zo dňa 1. 9. 1924, keď sovietski rádioamatéri dostali možnosť využiť svoje technické znalosti. V januári 1925 rádioamatéri Petrov a Ľvov svojím vysielačom o príkone 15 W dosiahli prvé diaľkové spojenie. Dňa 2. 6. 1928 sovietsky rádioamatér Nikolaj Schmidt zachytil volanie SOS stroskotanej Nobileho výpravy vzducholodou na Severný pól,

a tak mal rozhodujúci podiel na záchrane tejto výpravy ľadoborcom Krasinom.

Vo februári 1934 mal leví podiel na záchrane 104-člennej posádky lode Čeľuskin známy sovietsky rádioamatér E. T. Krenkel, ktorý sa neskôr preslávil ako rádiotelegrafista pri unášaní Papaninovcov zo Severného pólu na ľadovej kryhe. Krenkela zvolili za jeho zásluhy ešte v čase pobytu na kryhe za poslanca Najvyššieho Sovietu SSSR. Popritom dostal 4 najvyššie vyznamenania a po vojne povolenie používať volaciu značku Čeľuskina RAEM pre korešpondenciu s amatérmi.

Krenkel sa usiloval dosiahnuť nielen veľké množstvo spojení, ale aj nadobudnúť skúsenosti, ktoré by mohol venovať blahu a bezpečnosti vlastnej krajiny. Pri ťažkej úlohe rádiotelegrafistu mnohých výprav mu boli na pomoci skvelé rádiotechnické vedomosti, z ktorých najmä skúsenosti zo stavby krátkovlnných antén mu pomohli prekonávať prekážky, a tak nadväzovať spojenia i v ťažkých podmienkach polárnej krajiny.

Z toho vidieť, aké dôležité pre vysielacieho amatéra je mať čo *najdôkladnejšie vedomosti o anténach.* Priekopníci v tomto smere museli veľa hodín študovať odbornú literatúru, zväčša zahraničnú, aby mohli zostrojiť vlastnú vysielaciu stanicu a vhodnú anténu.

Považujeme za potrebné v stručnosti sa zmieniť o historickom vývine stavby amatérskych antén; touto cestou totiž prejde každý amatér, ak začína bez cudzej pomoci. Takmer každý začne dipólom — najjednoduchším elementom vyžarovania, a postupne prejde na anténové systémy, ktoré sú účinnejšie než dipól, až napokon po vyskúšaní rôznych anténových systémov jeho túžby vrcholia v tzv. *anténe so zasmerovaným lúčom vyžarovania,* v BEAM anténe, ktorá vyžaruje v nízkych uhloch nad horizontom, a tak dáva dobré predpoklady pre DX prácu. Keď boli uverejnené výsledky pracovníkov Rádiolaboratória V. I. Lenina v Nižnom Novgorode o členení polvlnových elementov vo vyžarovacie anténové systémy, splnila sa túžba amatérov po DX anténach. Tieto pokusy sa robili pod vedením známych vedcov Bonč—Brujeviča a Tatarinova r. 1925. Vyčíslené údaje A. A. Pistolkorsa o vzájomnej impedancii polvlnových elementov z r. 1928, uverejnené v americkom odbornom časopise PIRE r. 1929, stali sa základom pre výpočet a návrh kolineárnych súfázových antén.

Na základe tejto priekopníckej práce potom H. G. Brown v USA uverejnil obsiahly rozbor *smerových antén,* ktorý r. 1938 dal podnet ku konštrukcii Johnsonovej Q BEAM antény a v tom istom roku k vyexperimentovaniu antény s úzkospriahnutými elementami, ktorá sa nazýva anténa s plochým vŕškom FLAT TOP BEAM ANTÉNA čiže podľa jej navrhovateľa J. D. Krausa anténa W8 JK (podľa jeho amatérskej značky)

Z tejto klasickej práce H. G. Browna amatéri ešte aj teraz čerpajú.

Napríklad Novozélenďania prekvapili amatérsku verejnosť ZL BEAM anténou.

Nedostatky týchto amatérskych konštrukcií neskôr odstránili amatéri tým, že použili *skladaný dipól*, ktorý je nesporne vynálezom sovietskeho vedca A. A. Pistolkorsa. R. 1931 sa uplatňuje úprava harmonických antén do tvaru V so stojatými vlnami a dvojsmerovým vyžarovaním, čo značí prechod k tzv. *rombickým anténam* s postupnými vlnami, so značným ziskom a s jednosmerovým vyžarovaním. Toto sú prvé typy pravých DX BEAM antén.

Po roku 1935 sa medzi amatérmi veľmi udomácnila anténa japonských rozhlasových pracovníkov H. Yagiho a S. UDU z r. 1926.

Nie je úlohou tejto knihy podrobne rozoberať historický vývin stavby amatérskych antén, ani vyzdvihovať národnosť amatérov, ktorí sa zaslúžili o zavedenie toho-ktorého typu antén, lebo je isté, že amatéri všetkých krajín prispeli svojím podielom k ich zdokonaleniu.

Podrobnejšie sa o tom zmienime pri opise rôznych antén. Táto kniha má byť poradcom rádioamatérov pri riešení ich anténových problémov a nech sa stane aj ostatným vodidlom pri konštrukcii antén od najelementárnejšieho dipólu spolu s jeho budiacimi spôsobmi až po moderné DX BEAM antény, ktoré sú už veľmi obľúbené. Veď dnes, keď rádioamatérsky šport sa stal zásluhou Svázarmu masovou záležitosťou, nadšencov pre krátke vlny nájdeme v každej vrstve národa.

Pri zostavovaní knihy som vychádzal z predpokladu, že čitatelia majú vzdelanie a poznajú učivo matematiky z priemyselnej školy.

Pri výbere látky som mal na zreteli potreby krátkovlnného vysielacieho amatéra pre prevádzku na pásmach 1,75 až 28 MHz, a nezaoberal som sa príliš VKV anténami. Pritom som sa usiloval priniesť niečo nové starším amatérom. Či sa mi to podarilo, nech posúdi láskave sám čitateľ.

Autor

PROBLÉMY ŠÍRENIA ELEKTROMAGNETICKÝCH VĹN

Znalosť spôsobu šírenia elektromagnetických vĺn, najmä krátkych, je predpoklad zostavenia úspešného návrhu na vhodnú vysielaciu anténu pre požadované spojenie.

1. Prostredie

Styk amatérov na veľké vzdialenosti umožňuje *ionosféra*, ktorá sa utvára nad Zemou pod vplyvom ultrafialových slnečných lúčov. Tieto lúče sú pre náš život škodlivé, no ich účinok sa oslabuje prechodom cez atmosféry. Táto ionizovaná vrstva (r. 1902 ju osvetlil Kennelly—Heavisid) má pre rádioamatérov veľký význam; jej vplyv na šírenie krátkych vĺn zistili sami amatéri. Pre nich je ionizovaná vrstva tajomným zrkadlom, od ktorého sa elektromagnetické vlny odrážajú späť k zemeguli, čo umožňuje vzájomné spojenie členov tohto ušľachtilého športového hnutia, aj keď sú akokoľvek od seba vzdialení.

Tajnosti ionosféry nebolo možné preskúmať naraz, lebo pred I. svetovou vojnou amatérskej prevádzke pridelili vlnové pásmo 200 až 1000 m. Toto pásmo má iný spôsob šírenia na diaľku. Po r. 1918, v dôsledku vzniku rozhlasu, musela amatérska prevádzka prejsť na vlny pod 200 m, ktoré sa podľa vtedajšej mienky odborníkov na nič nehodili. Ale aké bolo ich prekvapenie, keď r. 1921 bolo počuť mnoho amatérov z USA v Škótsku, ba už r. 1923 sa uskutočnilo prvé interkontinentálne spojenie s malou energiou, na ktoré komerčné stanice pracujúce na dlhej vlne potrebovali až tisíckrát väčšiu energiu.

Čo umožnilo ten úžasný skok na diaľku dokonca v priebehu dňa? Čo odrazilo signály, že sa vracali späť na zem často až s prekvapujúcou silou?

Odpovede na tieto otázky tvoria východisko pre štúdium antén vo vzťahu k ionosfére. S touto otázkou sa musíme vyporiadať ešte prv, kým prejdeme k anténam a vôbec ku všetkému, čo je potrebné, aby sme porozumeli deje pri anténach. Čo je to teda ionosféra, čo sa v nej odohráva, čo umožňuje elektromagnetickým vlnám vracať sa späť na zem?

2. Ionosféra a jej najdôležitejšie vrstvy

Ionosférou nazývame vrstvu atmosféry nad troposférou, ktorá je veľmi riedka a nie je presne ohraničená, lebo plynule prechádza v druhú vrstvu. Je to oblasť, ktorá sa dnes skúma pomocou diaľkových striel a rakiet. Nič nie je v nej v pokoji, lebo sa ustavične mení. Zmeny sú výsledkom pohybu Zeme okolo Slnka.

Stav ionosféry sa potom odráža na okamžitých podmienkach príjmu krátkych vĺn, teda aj amatérskych pásiem.

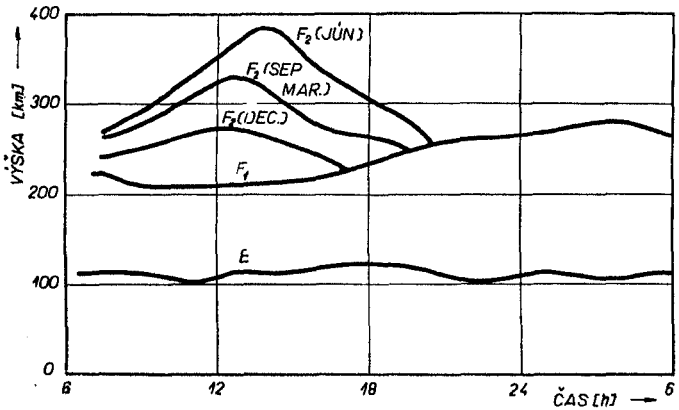
Ionosféra sa utvára a zaniká účinkom slnečného žiarenia, t. j. v dôsledku striedania sa dňa s nocou. Zaniká na tej strane zemegule, ktorá sa dostane do vlastného tieňa. Cez deň, keď je Zem vystavená plnému účinku ionizujúcich ultrafialových slnečných lúčov, formuje sa vo výške 50 až 100 km nad Zemou *D* vrstva s maximálnou ionizáciou okolo poludnia. Táto vrstva má hlavný podiel na tom, že denná amatérska prevádzka na 1,75 a 3,5 MHz pásme je obmedzená len na malé vzdialenosti pri pomerne veľkej absorpcii. *D* vrstva dobre odráža len dlhé vlny, kým kratšie tlmene láme. Po západe slnka sa stratí, len čo prestanú pôsobiť ultrafialové lúče. V noci sa dlhé vlny odrážajú od ďalšej vrstvy, t. j. od vrstvy *E*, ktorá sa vytvára vo výške 90 až 150 km.

Vrstva *E* absorbuje istú energiu z amatérskych pásiem nižšej frekvencie a dobre odráža pásma o frekvencii nad 7 MHz. Jej elektrónová koncentrácia je taká, že cez ňu preniknú len veľmi krátke vlny, a je tým väčšia, čím vyššie stojí slnko nad obzorom. Koncentrácia elektrónov závisí od dennej a ročnej doby a od zemepisnej šírky miesta. Zdalo by sa, že klesanie slnka k obzoru vyvolá zodpovedajúce zníženie ionizácie — no nie je to tak. Po západe slnka sa koncentrácia v tejto vrstve silne zmenší, no vrstva nezmizne a v noci znamená malý útlm pre stredné vlny. Preto v noci počujeme v Prahe na stredných vlnách napr. silne Moskvu, kým vo dne, najmä cez poludnie, nepočuť dobre ani Bratislavu. Je to preto, že vtedy je koncentrácia *E* vrstvy najväčšia, takže spôsobuje najsilnejší útlm.

Nad *E* vrstvou, vo výške 180 až 400 km nad oslnenou stranou Zeme, je oblasť *F* vrstvy, ktorá je pre amatérov najdôležitejšia, no podlieha rôznym vplyvom. Jej charakteristické hodnoty, ako výška a kritický kmitočet, závisia totiž od dennej a ročnej doby, od magnetických súradníc pozorovateľa, od intenzity slnečnej činnosti a od ďalších činiteľov, ktoré zahrnieme pod pojem *ionosferické zmeny*.

Vrstva *F* je vo dne rozdelená na 2 časti, a to *F*1 a *F*2, kým v noci je len jedna vrstva *F*. Vrstva *F*1 je vo výške 180 až 200 km a jej vzdialenosť od zeme je takmer stála, kým vrstva *F*2 mení svoju vzdialenosť od zeme v závislosti od zemepisnej šírky a od ročnej doby, ako je to vyobrazené na *obr. 1.* So západom slnka ionizácia vrstvy *F*2 celkom ne-

zmizne, čo umožňuje vo večerných hodinách spojenie na veľkú vzdialenosť na krátkych vlnách. Že lovci DX-ov môžu pracovať 2 hodiny po západe Slnka na 40 a 20 m pásme, vďačia vrstve $F2$.



Obr. 1. Zmena výšky vrstvy F_2 v závislosti od ročnej doby v našej zemepisnej šírke

3. Lom elektromagnetických vĺn v ionosfére

Pomocou odrazu v ionosfére môžu sa preklenúť vzdialenosti niekoľko tisíc km. Stačí len vysielať signály pod istým uhlom; závisí to od uhla dopadu a od výšky spomenutej vrstvy.

Dráhu signálu od vysielacej antény po ionosféru a späť na zem nazývame *skokom*. Medzi doskokom signálu na zem a absorbovanou prízemnou vlnou je tzv. *mŕtva zóna* čiže SKEEP (skip), ktorej hrúbka závisí od vlnovej dĺžky, od dennej doby a okrem toho od zemepisnej polohy a množstva slnečných škvŕn. Tento skeep počítali a merali Fösterling a Lassen. Z ich údajov je zostavená tabuľka, v ktorej sú zaznačené šírky skeepu vo dne, pri západu slnka a po západe slnka 1, 3, 6 a 10 hodín. Údaje sú, pravda, len informatívne, no možno konštatovať, že v nočných hodinách sa skeep na pásme predlžuje, čo vidieť na *tab. 1.*

Aby sme zistili podmienky skoku odrazenej vlny, musíme sa zaoberať mechanikou lomu elektromagnetických vĺn. Lom vyvoláva zmenšenie dielektrickej konštanty vo väčších výškach ionosféry, čo zodpovedá indexu lomu prostredia vyjadrenému rovnicou

$$n = \sqrt{1 - \frac{e^2}{\pi \cdot m} \frac{N}{f^2_{[Hz]}}} = \sqrt{1 - \frac{4{,}80^2 \cdot 10^{-20}}{\pi \cdot 9{,}11 \cdot 10^{-28}} \cdot \frac{N}{f^2_{[kHz]} \cdot 10^6}} =$$

$$= \sqrt{1 - 80{,}5 \frac{N}{f^2_{[kHz]}}}$$

kde n je index lomu,
N — počet iónov [cm^3],
m — 9,11 . 10^{-28} hmota iónu [g],
e — 4,80 . 10^{-10} abs. jedn.

Tabuľka 1

Dĺžka presluchu na krátkovlnných amatérskych pásmach cez deň, pri západe slnka a 1 až 10 h po západe. Na tabuľke uvádzaný znak ---- značí mŕtve pásmo a znak * neistotu v uvedenej dĺžke skoku či v mĺkvosti pásma v závislosti od stavu ionizácie, a to obzvlášť v letných mesiacoch, keď sú podmienky na 20 m pásme menlivé

Denná doba	28 MHz	21 MHz	14 MHz	7 MHz
Slnečný deň	1200	900	600	250
Pri západe slnka	----	2000	1000	350
1 h po západe	----	3000	1200	400
3 h po západe	----	----	2000	500
4 h po západe	----	----	*3000	700
6 h po západe	----	----	*5000	1250
10 h po západe	----	----	*8000	1600

Pre každý lom platí Snelliov zákon

$$n = \sin \varphi$$

kde uhol φ je uhol, ktorý zviera lúč a kolmica na rozhranie prostredia čiže doplnkový uhol k vyžarovaciemu uhlu ψ antény. Pre kolmý návrat k zemi platí

$$\varphi_m = 90°, \quad n_m = \sin \varphi_m = \sin 0° = 0$$

Z toho vyplýva Appletonova rovnica

$$0 = 1 - 80{,}5 \frac{N}{f^2_{[kHz]}}$$

Jej riešením dostaneme

$$f^2_{[kHz]} = 80{,}5N \qquad \text{čiže} \qquad f_{[kHz]} \doteq 9\sqrt{N}$$

Je to rovnica medznej kritickej frekvencie, t. j. frekvencie, ktorá sa ešte ako najvyššia odrazí od vyšetrovanej vrstvy; značí sa symbolom vrstvy vo forme mocniteľa a indexom kritickej frekvencie, ako napr. f^E_{Hz}. Vyššia frekvencia než *kritická* preniká cez ionosféru a stráca sa vo vesmíre.

Kritická frekvencia pre istú vrstvu platí len pre prípad, keď lúč dopadá kolmo. Frekvenciu pre šikmý dopad určíme secansovým zákonom

$$f_s = f_c \sec \varphi_0 = \frac{f_c}{\cos \varphi_0}$$

Tu musíme poznať uhol dopadu φ_0 a kritickú frekvenciu vrstvy. Frekvencia pre šikmý dopad sa nazýva *maximálne použiteľná frekvencia* (Maximal Usable Frequency), krátko MUF. Tu však stačí malý pokles ionizácie vrstvy a signál s frekvenciou MUF už neprenikne. Tomu sa bránime zavedením optimálnej prevádzkovej frekvencie OPF, ktorá je o 15 % nižšia, takže platí

$$\text{OPF} = 0{,}85\ \text{MUF}$$

Keď poznáme MUF alebo OPF, môžeme rádiový spoj uskutočniť na jeden skok. Spoje do 3500 km sa riešia jedným skokom, kým na väčšie vzdialenosti treba viac skokov. Spoje s jedným alebo viac skokmi sú veľmi jednoduché, keď sú na tom istom poludníku, lebo vtedy sú vrcholové body skokov osvetlené súčasne, a tak napr. QSO s Afrikou sa u nás hravo nadväzuje. Obťažnejšie sa dosahujú spojenia s miestami s odlišnými zemepisnými dĺžkami, najmä ak ide o dvojskok dlhý nad 5000 km; vtedy MUF musí byť veľmi vysoký, lebo v osvetlených vrcholových bodoch je malý útlm. Najťažšie sa uskutočňujú dlhé spoje na tej istej rovnobežke, ak ide o viac než jeden skok, lebo vrcholy sú v tom istom čase nerovnako osvetlené, alebo keď ide o vrcholové body v miestach magnetických pólov, keď je spojenie znemožnené tzv. *magnetickou búrkou.* Veľmi ťažko sa dosahuje spojenie na trati Južná Afrika—Južná Amerika alebo Stredná Európa—Labrador, aj ako Mexiko.

Na uľahčenie vypracovania vlnového plánu krátkovlnných komerčných staníc zostavujú rôzne vedecké ústavy hodnoty MUF pre jednotlivé vrstvy, najmä pre neustálu vrstvu *F*2, ktoré platia pre rôzne oblasti zemegule. Tieto predpovede sa vypracúvajú na 3 mesiace dopredu.

4. Ionosferické zmeny

Príčinou týchto zmien, ako sme už spomenuli, je pohyb Zeme okolo Slnka. Tieto zmeny sú hodinové a denné, ročné (otáčanie Zeme okolo Slnka) a periodické v období 11-ročnej slnečnej činnosti.

Všetky tieto zmeny sa prejavujú na priebehu MUF.

V letných mesiacoch je MUF relatívne konštantný, lebo Zem je najďalej od Slnka. Vtedy je slabšia ionizácia a rádiové vlny slabo prenikajú cez menej ionizované vrstvy. Súmrak je krátky a cez pomerne krátke noci nenastane úplná rekombinácia iónov, v dôsledku čoho sa aj počas viacerých

hodín denného svetla ionizácia len mierne zvýši. To sa prejaví aj na amatérskych pásmach, lebo v čase svetla amatérske pásma pre 40 a 20 m oživnú pre spojenie na stredné vzdialenosti, a stúpanie MUF otvorí i 15 a 10m pásmo na istú dennú dobu. Odpoludnia, keď slnko začína zapadať, MUF klesá. Najprv sa uzavrie 10m pásmo, potom pásmo 15m a napokon, po západe slnka, aj 20m pásmo, čo značí nízku hladinu ionizácie vrstiev. Prakticky ostáva cez noc otvorené 40m pásmo s dlhým skeepom, predlžujúcim sa v priebehu noci *(tab. 1)*. V lete je teda 10 i 15m pásmo prakticky bez úžitku. Intenzita ionizácie nestačí utvoriť zrkadlový reflektor na reflexiu vyšších frekvencií, okrem vrstvy *F*2, ktorá sa vytvorí po západe slnka na 1 až 2 hodiny.

V zimných mesiacoch je Slnko najbližšie k Zemi, a preto vytvorí silne ionizované vrstvy, ktoré už stačia na reflexiu vyššej frekvencie. Noci sú dlhšie než v lete, a tak sa môžu ióny dlhšie rekombinovať. Nastáva menšia ionizácia vrstiev, takže MUF sa po večerných hodinách zmenšuje viac než v lete, čo značí, že 40m pásmo je od večera otvorené aj pre DX prácu, kým 20m pásmo je pre stredné vzdialenosti otvorené po celý deň a pre Dx prácu asi od 14. h pre východ, okolo 17. až 19. h pre Afriku, asi od 22. do 23. h pre Južnú Ameriku a od polnoci do rána pre Severnú Ameriku. V zime v denných hodinách MUF značne stúpne od 10. do 15. h, čo značí, že sa otvorí 15 i 10 m pásmo pre DX prácu, o 20m DX práci ani nehovoriac. Preto v čase maxima slnečných škvŕn je 20m pásmo eldoradom pre vysielacích amatérov; vtedy je otvorené 15 a 10m pásmo väčšinu slnečného vidna.

Ionosferické zmeny vyvoláva aj 11-ročná periodicita slnečných škvŕn. *Slnečnými škvrnami* rozumieme ohniská výbuchov na slnku, ktoré môžeme pozorovať cez matné sklo; javia sa ako úzke tmavé škvrny, ktoré počas 29-dňovej rotácie slnka kĺžu po povrchu. Príčina týchto slnečných škvŕn nie je ešte známa, ale je nápadná 11-ročná periodicita, v súlade s dobou obehu Jupitera okolo slnka. Je zistené, že ultrafialová emanácia slnka úzko súvisí s počtom slnečných škvŕn. S rastom škvŕn rastie aj elektronická koncentrácia ionosféry, rastie aj MUF, amatérske DX spojenia sa môžu uskutočňovať na pásmach vyššej frekvencie, t. j. s malým útlmom.

Keď v čase slnečných škvŕn aktivita slnka klesá, klesá aj ionizácia atmosféry. Podmienky sú horšie, umlknú 10 a 15m pásma, kým 20m pásmo sa stáva živým len chvíľkami a je nestále. Ako sa u nás prejavila slnečná aktivita pri minime slnečných škvŕn naposledy r. 1955? Pásma 10 a 15m boli totálne mŕtve. Podmienky pre DX spojenie na 20m boli zriedkavé; vyskytovali sa tesne po západe slnka. Počas dňa bolo možné dosiahnuť vzdialenosť do 800 km, pričom sa aj skeep zmenšil. Vo večerných hodinách najmenšej slnečnej aktivity (apríl 1955) MUF klesol na 3 až 4 MHz, čo znamenalo zmenšenie útlmu na 80m pásme. Takto sa

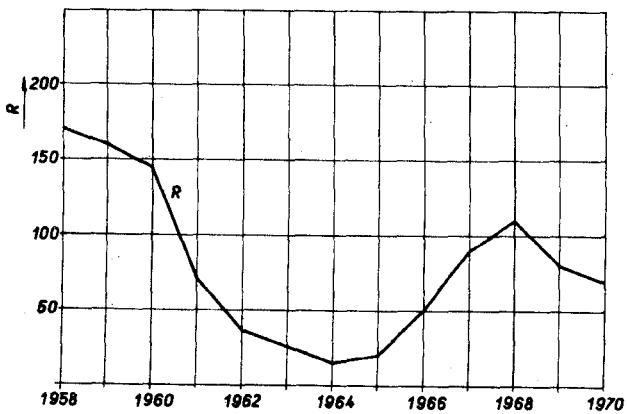
toto pásmo stalo doménou pre DX pracovníkov, zvyčajné fonické spojenia vnútroštátne prestali, príslušníci udomácnených fonokrúžkov bystrili sluch, lebo na pásme sa objavili nestabilné signály zámorských staníc, ktoré na krátku dennú dobu urobili z 80m pásma pásmo DX-ov.

Len čo sa zväčšila slnečná aktivita, podmienky na 40 a 20m pásme sa začali zlepšovať, 40m pásmo prestalo byť mŕtvym a za šera nastalo zlepšenie i na 20m pásme, najmä po západe slnka v smere sever—juh, a len 10m pásmo bolo mŕtve.

Počas roku 1958, keď sa v mesiaci marci objavilo maximum slnečných škvŕn, otvorilo sa i 10m pásmo v smere sever—juh, takže ľahko sa nadväzovalo QSO so sev. Afrikou, Švédskom a Nórskom. V roku 1959 (najmä v zime) sa zlepšili podmienky na 20m pásme s dlhým skeepom; k radosti operátorov prichádzali fenomenálne signály aj z najzastrčenejších kútov zemegule, lebo v tom čase nastal v tropických oblastiach vysoký MUF. Pásmo 15 m sa tiež prebudilo. Signály z Kaira, Ádénu, Kalkutty, Burmy, Japonska a z ďalekých ostrovov Pacifiku, ako Guam, Hawai, prichádzali so silou S9.

Počas predchádzajúceho maxima v r. 1947 MUF narástol až na 50 MHz; vtedy sa na 50 MHz podarilo QSO medzi Chile a Japonskom, takže DX rekord na 50 MHz sa posunul nad 19 000 km.

Mierou slnečnej aktivity je relatívne číslo slnečných škvŕn *R*. Od začiatku amatérskeho hnutia boli zaznamenané maximá slnečných škvŕn v týchto rokoch: 1927, 1937, 1947, 1958, 1968. Toto posledné maximum nebolo však také vyhranené, a preto aj podmienky šírenia krátkych vĺn neboli také, ako pri predchádzajúcich maximách.



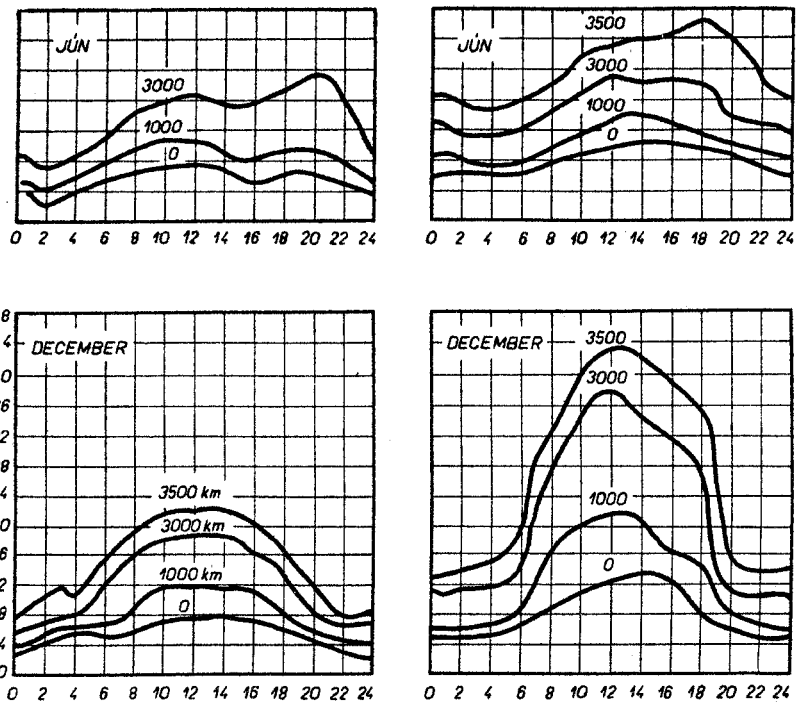
Obr. 1a. Priebeh relatívneho počtu slnečných škvŕn *R* v posledných rokoch

Minimá slnečných škvŕn boli v rokoch 1933, 1944, 1955, 1964. Ďalšie minimum sa predpokladá v roku 1974, maximum slnečných škvŕn asi v roku 1979.

Priebeh slnečnej aktivity podľa relatívnych čísiel slnečných škvŕn R za posledných dvanásť rokov je znázornený na *obr. 1a.*

Tento priebeh ukazuje, že pokles počtu slnečných škvŕn v časovom priebehu sa deje pomaly, ale narastá potom rýchlejšie. Porovnaním výsledkov zistíme, že podmienky pre šírenie krátkych vĺn sú v priamom pomere so slnečnou činnosťou; zlepšujú sa pri vzrastajúcom počte slnečných škvŕn.

Zaujímavé je, že maximá slnečnej činnosti sprevádzajú *magnetické búrky*, ktoré rozvíria ionosféru najmä v polárnych oblastiach, lebo tu je ionosféra nízko, a preto sa spojenia na krátky čas prerušia, takže sa nemožno dovolať ani stredne ďalekých staníc. V polárnych krajinách je to časté.



Obr. 2. Priebeh MUF pre uplynulé maximum v r. 1947 a minimum v r. 1944, a to pre mesiac december a jún

Vymenovali sme hlavné príčiny ionosferických zmien; týkajú sa podmienok šírenia v ionosfére a prejavujú sa živosťou alebo mŕtvym tichom amatérskych pásiem. Nevzťahujú sa na antény. Tu treba istá opatrnosť, lebo antény musia mať optimálny vyžarovací uhol a istú minimálnu výšku, aby zabezpečili odraz vĺn od ionosféry.

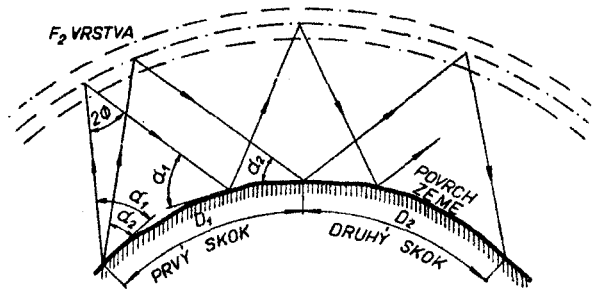
Možno teda zhrnúť: Podmienky pre diaľkové spojenie na amatérskych pásmach sa menia s hodnotou MUF. Keď má MUF vysokú hodnotu, sú podmienky dobré, a naopak.

Zmeny MUF vidieť na *obr. 2* (pre maximum v r. 1947 a minimum v r. 1944, a to pre mesiac jún a december, keď sa čo najvypuklejšie prejavili). Teraz sa nachádzame pred obdobím minima slnečnej činnosti, ktoré nastane pravdepodobne r. 1965.

5. Odrazové skoky, ozvena

Vyžarovanie antény preniká cez troposféru do ionosféry tak hlboko, kým sa nestretne s takou koncentráciou vrstvy, ktorá stačí na odraz vĺn.

Pre odraz treba šikmý lúč, lebo strmý lúč po miernom lome preniká ďalej cez ionosféru a uniká do vesmírneho priestoru. Pri frekvenciách pod 2 MHz nemôže nastať odraz, aspoň nie za jasného dňa, lebo energia sa absorbuje v ionosfére.



Obr. 3. Šírenie signálov skokmi medzi ionosférou a zemou

Vlny musia naraziť pod šikmým uhlom, čo sa dosiahne vtedy, keď uhol vyžiarenia vlny α_1 je menší ako 90°. Pri prenikaní cez vrstvu sa signál postupne láme, až sa odrazí pod tým istým uhlom nárazu a jedným skokom preklenie menšie vzdialenosti d_1. Ak sa signál vyžiari pod menším horizontálnym uhlom α_2, dosiahne sa dlhší skok d_2 *(obr. 3)*. Po dopade signálu na zem môže sa opakovať skok zvyčajným odrazom od zemského povrchu, takže opakovaním skokov možno dosiahnuť vzdialenosti, ba aj

ozveny okolo sveta, keď signál obehne okolo Zeme. Táto ozvena sa vráti k operátorovi za 0,13 s po vyslaní signálu, a to niekedy v takej veľkej sile, že ruší telegrafické vysielanie. Pri príjme môže byť príčinou falošných značiek, a preto sa počíta medzi nežiadúce javy. Na odstránenie ozveny stačí použiť jednosmerovú prijímaciu anténu.

6. Optimálny vyžarovací uhol a výška antén

Keď chceme dosiahnuť dlhý skok signálu, musíme znížiť vyžarovací uhol antény, a to tým viac, čím je reflektujúca ionosferická vrstva nižšia. So vzrastajúcou vzdialenosťou spojenia potrebný vyžarovací uhol klesá. Tento uhol však závisí aj od frekvencie, lebo čím vyššia frekvencia sa má odraziť, tým väčšia koncentrácia vo vyššie položených ionosferických vrstvách je potrebná. Takto pri voľbe vyššieho pásma prídeme do rozpakov, lebo podmienkou ďalekého dosahu je nižší vyžarovací uhol, kým vyššia frekvencia pásma zasa vyžaduje zvýšiť vyžarovací uhol, lebo tieto odrazy môžu nastať len vo veľkých výškach.

Elevačný uhol hlavného lúča tohto vyžarovacieho laloku sa nazýva *vyžarovací uhol antény*, šírka laloku býva pri amatérskych anténach podľa ich konštrukcie asi 40 až 80°. Možno teda predpokladať, že sa s dostatočnou energiou zasiahne tá oblasť ionosféry, ktorá svojou koncentráciou stačí na odraz vlny.

Spomenutá šírka lalokov amatérskej antény pri určitom vyžarovacom uhle je teda podmienkou pre amatérsku prevádzku, t. j. aby nastal ionosferický odraz. Bola by ešte možnosť viac koncentrovať energiu niektorými systémami krátkovlnných antén komerčnej prevádzky, no takýto systém by bol pre amatéra príliš nákladný. Spomenuté amatérske Beam antény, zložené z polvlnových elementov, majú asi taký uhol rozovretia lúča ako reflektorové automobilové svietidlá, a tak jednoduchými prostriedkami, napr. otočnou anténou, možno riešiť zameranie bez nakláňania.

Hlavnou požiadavkou na antény je popri šírke laloka zameranie vertikálneho uhla vyžarovania.

Meraním uhla na rôznych pásmach, pod ktorým prišiel signál z veľkých vzdialeností, zistil sa optimálny uhol, ktorý treba zachovať, ak chceme dosiahnuť naplánovaný DX spoj. Výsledky tohto merania obsahuje *tab. 2.*

Každá energia vyžiarená mimo týchto uhlových hraníc na príslušných frekvenčných pásmach vychádza nazmar. Pritom sa vyžadujú také výšky antén, ktoré dávajú pri anténových systémoch potrebné vyžarovacie uhly podľa *obr. 4.*

Podľa toho by bolo najjednoduchšie mať zariadenie, ktorým by sme

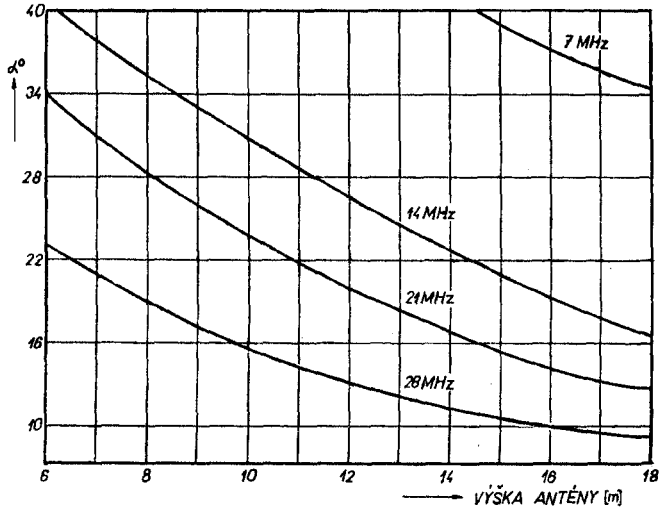
Tabuľka 2

Optimálny uhol vyžarovania signálu vysielacej horizontálnej antény pre DX spoje s optimálnou nadzemnou výškou pre rôzne amatérske pásma

Pásmo [MHz]	Rozsah optimálneho uhla vyžarovania	Optimálna anténová výška [m]
7	12 až 40°	nad 13
14	10 až 25°	nad 12
21	7 až 20°	nad 11
28	5 až 14°	nad 10

nastavili výšku antény podľa použitého pásma. Pre blízke stanice anténu znížime, aby vznikol vysokouhlový lalok, a keď máme záujem o DX prácu, potom anténu zodvihneme, aby sme dosiahli nízky vyžarovací uhol. Vyššie antény majú totiž menší vyžarovací uhol, ako sa to dozvieme pri štúdiu vertikálneho vyžarovacieho diagramu dipólu ovplyvneného blízkosťou zeme.

Našťastie toto opatrenie nie je potrebné vzhľadom na spomenuté vlastnosti širokého vyžarovacieho laloka, lebo nerovnaké obrysy Zeme, blízkosť budov a rôznych vedení zväčšujú rozptyl. Stačí teda zachovať



Obr. 4. Optimálne vyžarovacie uhly ψ ako funkcia výšky antény nad zemou pri použitom pásme amatérskej prevádzky

minimálnu výšku podľa *tab. 2*, a to podľa frekvenčne najnižšieho pásma prevádzky. Keď chceme teda pracovať na 7, 14, 21 a 28 MHz, musíme si výšku antény zvoliť pre 7MHz pásmo, t. j. anténu vytiahnuť aspoň 13 m vysoko. Táto výška (13 m na 7 MHz) bude zodpovedať mernej výške 0,3 λ, pri 14 MHz treba už 0,6 λ, pri 21 MHz 0,9 λ a pri 28 MHz 1,2 λ. Podľa toho sa budú postupne zmenšovať aj vyžarovacie uhly. Najsprávnejšie je anténu na 7 MHz natiahnuť na $\lambda/2$ vysoko, t. j. stožiar musí byť vysoký 21,5 m, aby bol vhodný aj pre ostatné pásma. Táto výška je ešte realizovateľná, keď sa stožiare vhodne vykotvia.

Najhoršie na tom je 80m pásmo, lebo 21,5 m vysoká anténa sa javí v elektrickej výške ako $\lambda/4$. Dipóly s touto výškou vyžarujú kolmo hore a pri elevačnom uhle 30° nad obzorom majú úbytok intenzity žiarenia len 2,47 dB, kým pri 20° je tento úbytok už 4,45 dB. Je jasné, že takýto vysoký dipól nie je vhodný pre DX prácu na 80 m pri minime slnečnej činnosti. Tu je jediná cesta, ako si pomôcť, a to postaviť dvojprvkový Beam s plochým vŕškom, ktorý pri úzkom spriahnutí prvkov na 1/8 λ je ešte uskutočniteľný. Tento Beam má hlavný lalok zasmerovaný na 28° a intenzitu žiarenia len o 0,68 dB menšiu než polvlnový dipól smerujúci kolmo hore.

Pritom tento typ antény, zvaný aj anténa W8JK, dáva pri prevádzke na 7 MHz elektrickú výšku $\lambda/2$, pri ktorej je lalok zasmerovaný na 25° a má intenzitu žiarenia o 3,86 dB väčšiu než dipól tej istej výšky so zasmerením laloka na 30°.

Pre túto vlastnosť menšieho uhla máme možnosť DX spojenia na 80 m, keď použijeme anténu W8JK so signálom o 2S*) silnejším, než má jednoduchý dipól. Tu sa totiž signál tratí vo fadingu a nepríjemne trilkuje známym spôsobom charakterizujúcim DX signály. Naproti tomu anténou W8JK pri 7 MHz dostaneme signál o 4S silnejší než s dipólom tej istej výšky. To je upozornením pre DX činnosť na 80m pásme v čase minima slnečných škvŕn.

*) S je jednotka stupnice pre silu príjmu.

1. PREVÁDZKOVÁ PROBLEMATIKA AMATÉRSKYCH ANTÉN

1.1 Anténa a jej určenie

Anténový systém je súhrn zariadení potrebný na premenu výstupnej energie vysielača na elektromagnetické vlnenie a na jeho šírenie priestorom k prijímacej anténe, aby v nej indukciou vznikla elektromagnetická sila (ems).

Úlohou vysielacej antény je teda vytvárať elektromagnetické pole, čo vyžaduje, aby sa anténa stala posledným článkom vysielača. Vysielač je teda v porovnaní s anténou len podradným prvkom, pomocou ktorého vlna vzniká a zosilňuje sa na potrebný výkon.

Prijímacia anténa má opačnú úlohu. Vplyvom elektromagnetického poľa, ktoré vytvorila anténa vysielača, vzniká v prijímacej anténe elektromagnetická sila, ktorá sa po selekcii zosilní, demoduluje a po patričnom nf zosilnení sa privádza k reproduktoru.

1.2 Umiestnenie antény

Prečo je potrebné napájacie vedenie?

Pripojiť vysielaciu a prijímaciu anténu priamo na prístroj sa nám zriedka podarí, a to najmä preto, lebo antény sú umiestnené v teréne a prístroje v byte.

Pre príjem stačí aj vnútorná anténa pre príjem rozhlasu, ak máme citlivejší prijímač. Na potreby krátkovlnnej komunikácie musí vysielací amatér umiestniť anténu v teréne, a to preto, lebo vysielacia anténa pre príjem a vysielanie na 7-, 14-, 21- a 28MHz pásme musí byť vysoká aspoň 13 m. V teréne ju treba orientovať na svetové strany podľa tvaru jej vyžarovacieho diagramu a niekedy, keď je terén nerovný, treba voliť aj situovanie na vzdialenejšom mieste.

Máloktorý amatér v takomto prípade rieši vec tak, že prijímač a vysielač dá do kabíny pod anténu, lebo by to bolo nákladné. (Stavba kabíny pod anténou, zavedenie elektrického prúdu, vykurovanie v zime a pod.)

Väčšina amatérov chce mať prístroj v byte. Rieši sa to tak, že medzi anténu a prístroj sa natiahne *napájacie vedenie*, tzv. *napájač* čiže feeder, a ním sa energia dopravuje do antény, ak ide o vysielač, alebo opačným smerom, t. j. do prístroja, ak ide o prijímač.

1.3 Kde je začiatok a koniec antény a napájacieho vedenia?

Na prvý pohľad je to naivná otázka, no odpovedať na ňu nie je ľahké. Dĺžka antény sa totiž niekedy vypočíta podľa dĺžky napájacieho vedenia s odlišným skracovacím koeficientom. Inakšie je to napr. pri kolineárnych a vôbec pri synfázových anténach. Tu je už odpoveď ľažšia, lebo podľa pravdy by sme museli povedať, že anténou rozumieme tú časť vyžarovacieho systému, ktorej účinok nie je prítomnosťou druhého vodiča oddelený od účinku napájača.

To viedlo vysielacích amatérov pomenovať anténové konštrukcie menom amatéra, ktorý pre ne navrhol odlišné napájacie vedenie alebo iný druh prispôsobenia. Tak napr. jednoduchý polvlnový Hertzov dipól má mená Fuchs, Windom, Zeppelin, podľa spôsobu napájania, kým ZL Beam sa volá anténa WO GZR alebo HB9 CV podľa druhu prispôsobenia. Sú to zvyky, ktoré sa zaužívali počas historického vývoja amatérskych konštrukcií. Keď však chceme pochopiť deje na anténach, musíme sa dôkladne oboznámiť s dejmi na napájačoch, lebo sú veľmi podobné.

1.4 Zvláštnosti prevádzkových potrieb amatérskych antén

Amatérska prevádzka sa líši od prevádzky iných rádiokomunikácií najmä tým, že často mení partnera. Amatér nikdy nevie, z ktorého miesta dostane odpoveď na svoje CQ. Táto vlastnosť amatérskej prevádzky bola a ostane vždy rovnaká.

Dnešná amatérska krátkovlnná prevádzka je iná, než bola pred 30 rokmi, keď bolo málo krátkovlnných amatérov. V tom čase sa udomácnil zvyk odpovedať niekde na pásme, ale kde, to často ani amatér nevedel, lebo mal len absorpčný vlnomer s presnosťou 1 %.

Dnes, keď sa zväčšil počet amatérov, menia sa potreby prevadzky, a tým aj technika stavby amatérskych antén.

V čom sa zmenila prevádzka? Predovšetkým sa zmenila hustota spojov. Aby sa vyhlo vzájomnému rušeniu, žiada amatérska disciplína, aby každý odpovedal na tej istej frekvencii a aby sa používala podľa možnosti Beam anténa so zasmerením vyžarovania na partnera. Z požiadavky nerušiť susedné spoje a pritom meniť partnera vzišla konštrukcia otočnej smerovky „Rotary Beam", ktorá je najnovšou vymoženosťou amatérskej konštrukcie, lebo sa dá jednoduchými mechanickými prostriedkami previesť na 10, 15 a 20m pásmo.

Roku 1956 sa objavila snaha postaviť stabilný Beam, pri ktorom by sa smer vyžarovania horizontálneho laloka nemenil mechanicky, ale elektricky, podľa voľby fázy napájacích prvkov Beamu. Tento smer konštrukcie je v štádiu vývoja a vyplynul z požiadavky možnosti zmeniť partnera.

Anténa sa teda musí prispôsobiť účelu, ktorému bude slúžiť.

Tieto potreby sú v iných sektoroch rádiových spojov podstatne iné, vyplývajú z prevádzkovej potreby. Tu treba každú požiadavku uspokojiť iným typom antény. Napr. rozhlas kladie požiadavku, aby v každom smere okolo antény bol program rovnako dobre počuteľný. Preto volí vertikálne antény, lebo tieto antény majú kruhové horizontálne vyžarovacie diagramy.

1.5 Výkonový zisk antény

1.5.1 Základné definície. Zisk napätia a prúdu, súvislosť so ziskom výkonu.

Relatívnym výkonovým ziskom nejakej smerovej antény rozumieme vzrast výkonu v hlavnom smere vyžarovania tejto smerovky v porovnaní s normovaným dipólom.

V anténovej technickej praxi sa ako porovnávací normovaný dipól berie skutočná anténa — Hertzov polvlnový dipól, zatiaľ čo pri fyzikálnych úvahách sa používa fikcia, tzv. *izotropný žiarič*, ktorý je len matematickým pojmom.

Relatívny výkonový zisk napr. hodnoty 4 znamená, že uvažovaná smerová anténa dáva v hlavnom smere žiarenia 4-krát väčší výkon než polvlnový dipól, alebo to, že porovnávaciemu dipólu musíme priviesť 4-násobne väčší výkon, aby v mieste príjmu vznikla rovnaká sila poľa v obidvoch prípadoch antén.

Toto zosilnenie výkonu vyjadrujeme podielom výkonov obidvoch antén

$$g_P = P_d/P_a$$

kde P_a je výkon privedený do smerovej antény,

P_d — výkon, ktorý treba priviesť do porovnávacieho dipólu, aby sa dosiahla rovnaká sila elektromagnetického poľa v mieste príjmu.

Útlm prúdu a napätia sa v oznamovacej elektrotechnike vyjadruje zvyčajne logaritmom merného čísla zoslabenia, tzv. *útlmu*, pri základe čísla e, no útlm výkonu sa vyjadruje logaritmom útlmu pri základe 10.

Podobne by sme mohli vyjadriť aj príslušné zisky, ktoré sú v obrátenom pomere k útlmom.

Keď zisk výkonu g_P vyjadríme logaritmom tohto g_P pri základe čísla 10, potom na základe vzťahu

$$g_P = P_1/P_2 = 10^B; \qquad B = \log_{10} g_P$$

môžeme vysloviť vetu, že zisková jednotka bel je $\log_{10} g_P$ a desaťkrát menšia jednotka, tzv. *decibel*, je

$$\mathrm{dB} = 10 \log_{10} g_P$$

vzhľadom na to, že $P = UI$, musí byť

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = 10^{B/2} . 10^{B/2} = 10^B = g_U g_I$$

čiže zisky napätia a prúdu sa navzájom rovnajú a majú hodnotu

$$g_U = g_I = 10^{B/2}$$

Z toho $B = 2 \log_{10} g_U$ v belochalebo v decibeloch

$$\mathrm{dB} = 20 \log_{10} g_U$$

Medzi ziskom napätia g_U a ziskom výkonu g_P platí vzťah

$$g_U^2 = g_P \qquad \text{čiže} \qquad g_U = \sqrt{g_P}$$

Uvedený 4-násobný zisk výkonu bude teda len 2-násobným ziskom napätia. Pre obidva prípady dostaneme

$$10 \log_{10} g_P = 10 \log 4 = 10 . 0{,}60206 = 6{,}0206 \text{ dB}$$
$$20 \log_{10} g_U = 20 \log 2 = 20 . 0{,}30103 = 6{,}0206 \text{ dB}$$

Toto si treba zapamätať.

Niekedy treba na určovanie zisku používať aj útlmovú jednotku napätia alebo prúdu v neperoch.

Neper je jednotka útlmu napätia alebo prúdu. Vyjadruje sa logaritmom pomeru dvoch takýchto veličín pri základe čísla e, t. j. základe prirodzených logaritmov. Prevod decibelu na neper alebo naopak sa robí pomocou vzťahov:

$$\frac{U_1}{U_2} = e^b; \quad \frac{I_1}{I_2} = e^b; \quad \frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = e^b . e^b = e^{2b}$$

$$2b = \ln \frac{P_1}{P_2} = \frac{1}{\log e} \log \frac{P_1}{P_2} = \ln 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 2{,}302585 \log \frac{P_1}{P_2}$$

$$b = \frac{1}{2} . 2{,}302585 \log \frac{P_1}{P_2} = 1{,}15129254 \log \frac{P_1}{P_2}$$

a preto

$$1 \text{ bel} = 1{,}1512954 \text{ neperov}; \quad 1 \text{ neper} = \frac{1}{1{,}1512954} = 0{,}86858896 \text{ belov}$$

$$1 \text{ decibel} = 0{,}11512954 \text{ neper}; \quad 1 \text{ neper} = \frac{1}{0{,}11512954} = 8{,}6858896 \text{ decibelov}$$

Tieto vzťahy si zapamätajme aspoň na 3 desatinné miesta.

Podľa toho vypočítame zisk výkonu v neperoch alebo beloch pomocou vzťahu

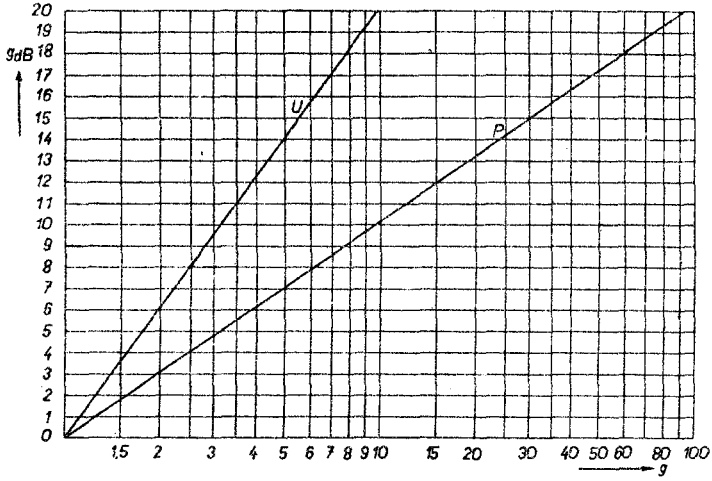
$$g_P = \frac{P_1}{P_2} = e^{2P} = 10^B$$

a zisk napätia alebo prúdu pomocou

$$g_U = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = e^P = 10^{B/2}$$

kde za B treba dosadiť počet decibelov a za P počet neperov. Že 10 dB sa rovná 1 bel, to netreba zdôrazňovať.

Aby sme mali prehľad o zisku, všimnime si *tab. 1-1.* Priebeh funkcie dB = f(g) pre výkon P a napätie U či prúd I osvetlí *obr. 1-1.*



Obr. 1-1. Priebeh funkcie g v dB pre výkon P a napätie U v závislosti od zisku g, ktorý vyjadruje, koľkokrát je hodnota P alebo U zväčšená proti pôvodnej hodnote

Tabuľka 1-1

Prehľad hodnôt zisku výkonu g_P a zisku napätia g_U v závislosti od jednotiek útlmu (bel, decibel a neper)

Bel	Decibel	Neper	$g_P = \frac{P_1}{P_2} = e^{2P} = 10^B$	$g_U = \frac{U_1}{U_2} = e^P = 10^{\frac{B}{2}}$
0	0	0,00000	1	1,000
1	10	1,15129	10	3,162
2	20	2,30258	100	10,000
3	30	3,45387	1 000	31,622
4	40	4,60517	10 000	100,000
5	50	5,75646	100 000	316,227
6	60	6,907755	1 000 000	1000,000

1.5.2 Význam zisku výkonu a napätia pri posudzovaní akosti antén. Medzinárodná stupnica *S*.

Keď použijeme prijímač na počúvanie krátkych vĺn, môžeme pomocou vmontovaného ukazovateľa pomernej sily signálov urobiť zaujímavé pozorovania. Medzinárodná stupnica *S* pomernej sily signálov má 9 stupňov; od *S1* po *S9*, pričom za základ slúži *S9*. Tomuto základu zodpovedá 100 μV na vstupných svorkách prijímača. Napätie každého nižšieho stupňa je o 6 dB slabšie, ale výkon je len o 3 dB slabší, čiže napätie každého nasledujúceho stupňa je slabšie o $10^{0,6/2} = 10^{0,3} = 2$, presne 1,9952624-tý podiel, čo zodpovedá za sebou idúcim výkonovým *S* stupňom v príslušných napätiach podľa *tab. 1-2.*

Tento relatívny ukazovateľ pomernej sily signálov môže po príjme na tom istom prijímači s anténou natočenou na maximálnu silu signálu poslúžiť na porovnanie anténových výkonov 2 staníc, pričom sa vyhodnotí aj zisk vysielacej antény.

Tabuľka 1-2

Rozdelenie pomernej sily signálov na tzv. *medzinárodnú* S *stupnicu* o 9 stupňoch označených S1 až S9. Maximálnemu S9 stupňu zodpovedá vstupné napätie prijímača 100 μV a každému ďalšiemu signál o 6 dB slabší, čo značí deliaci pomer $10^{0,3} = 1,9952624$. Pre obzvlášť silné signály sa na stupnici ukazovateľa úrovne nachádzajú aj 4 stupne po 10 dB nad maximálnou úrovňou

S9 + 40 dB	10 000,000
S9 + 30 dB	3 162,768
S9 + 20 dB	1 000,000
S9 + 10 dB	316,2768
S9	100,0000
S8	50,1188
S7	25,1183
S6	12,5893
S5	6,3096
S4	3,1622
S3	1,5847
S2	0,7943
S1	0,3981

Ak napr. poslucháč počuje súčasne dve amatérske stanice, a to jednu s *S9* a druhú s *S6*, možno to vysvetliť dvoma alternatívami:

a) Ak obaja amatéri používajú rovnaký typ rovnako natočenej antény v rovnakej nadzemskej výške, potom rozdiel *S*3 hovorí jasne: ten, ktorého počuť s *S9*, má výkon väčší o 3 . 3 = 9 dB, čiže privádza do antény $10^{0,9} = 7{,}9431$-krát väčší výkon ako druhý. Ak obaja majú koncový stupeň v tej istej triede zosilňovačov a antény pracujú s rovnakou účinnosťou, možno predpokladať, že tento pomer sa zachová aj pre príkony oboch vysielačov, takže prvý padne do podozrenia, že nezachováva koncesné podmienky, pokiaľ ide o maximálne povolený príkon.

b) Ale ak prvý používa vysielaciu smerovú anténu so ziskom 8 dB, kým druhý len jednoduchý dipól, potom takéto podozrenie je neoprávnené, lebo výkon je väčší len o 9—8 = 1 dB čiže o $10^{0,1} = 1{,}2587$-násobok, takže o 25,7 % väčší účinok vyžarovania možno vysvetliť napr. lepším smerovaním.

Tieto okolnosti uvádzame preto, lebo nie sú dostatočne známe. Veď podľa zpráv partnerov môže sa amatérska Beam anténa napr. ociachovať ako funkcia otáčania, ak má operátor potrebnú zručnosť a diaľkové ovládanie i signalizáciu na otáčanie smerovej Beam antény. Pravda, takéto zprávy musí mať partner podložené zistením dobrým S-metrom prijímača.

Keď prijímač nemá S-meter, možno si ho zadovážiť. Možno si zaobstarať citlivejší mA-meter, zaradiť ho do anódy medzifrekvenčného zosilňovača, pri ktorom sa prúd mení v závislosti od sily signálu, a tak si ho aj ociachovať. Pred ociachovaním treba skratovaním vstupných svoriek prijímača nastaviť nulu a potom priviesť nemodulovaný vf signál zo service oscilátora, ktorý má možnosť regulovať výstupný signál podľa medzinárodnej stupnice *S*.

1.5.3 Čo je výhodnejšie — väčší výkon alebo smerová anténa?

Je to otázka, ktorú si kladú amatéri, keď chcú dosiahnuť čím väčší počet krajín pre diplom DXCC. Vášnivou túžbou amatérov je postaviť si také vysielacie zariadenie, ktoré by zaručovalo príjem zo vzdialeného miesta. Či je lepší veľký výkon, alebo účinná smerová anténa, to treba uvážiť. Treba kalkulovať, do akej miery sa finančne zvládnu výdavky na zvýšený výkon posledného stupňa a na stavbu antény s vysokým ziskom. Zdvojnásobením výkonu vzrastie zisk na príjme nášho partnera o 3 dB, čo ľudské ucho ešte len začína vnímať, lebo prah vnímateľnosti je 2 dB prírastok na sile. Keď vzrastie výkon štvornásobne, zvýši sa príjem o 6 dB, a len 10-násobné zvýšenie výkonu môže zvýšiť hladinu príjmu vo vzdialenej stanici o 10 dB.

Preto zvýšiť výkon z 10 W na 20 W je vzhľadom na prírastok sily neúčelné. Malo by to význam iba vtedy, keby sa výkon zvýšil na 100 W, a to u amatéra, ktorý je majiteľom koncesného oprávnenia triedy A. No

tento výkon vyžaduje anódové napätie asi 1500 V, väčšiu koncovú elektrónku vo vysielači, riadnu filtračnú tlmivku, asi 4mF filtračné blokové kondenzátory, prevádzkové napätie asi 1200 až 1500 V, ako aj solídnejší ladiaci kondenzátor, prípadne kondenzátory pre prispôsobovací filter na anténu, čo amatérov odradí od stavby pre väčšie výdavky.

Rovnaké zvýšenie príjmu na 10-násobok možno dosiahnuť Quad anténou so ziskom okolo 10 dB a inými smerovkami, pritom výdavky sú neúmerne menšie než pri zvyšovaní výkonu. Rozumný amatér si teda zadováži vhodnú smerovú vysielaciu anténu, ktorá stojí oveľa menej.

Zdá sa, že výkon 100 W je vyvrcholením snov amatéra. No s týmto výkonom možno pri pomerne stredných výdavkoch (so starostlivo premeraným anténovým smerovým systémom so ziskom 10 dB) dosiahnuť to, čo niektorí zahraniční amatéri dosiahnu s výkonom 1 kW do obyčajného dipólu.

Treba ďalej uvážiť, že náklady na postavenie dobrej antény s vhodným napájacím systémom sú oveľa menšie než náklady na vysielač s veľkým výkonom, stačí len venovať trocha času a trpezlivosti nastaveniu antény na čo najväčšiu účinnosť.

Z tohto opisu prevádzkovej problematiky amatérskych antén vysvitá, že sa treba dôkladne oboznámiť s dejmi na napájačoch, ak máme pochopiť deje na anténach. Preto sme považovali za nevyhnutné najprv sa aspoň stručne zmieniť o *napájačoch*. V kapitole o anténach budeme na napájače pozerať ako na nevyžarovaciu súčasť antény. Budeme sa venovať najmä otázke druhu napájania a prispôsobenia, ktorá je v anténovej technike taká dôležitá, že sa ujal zvyk nazývať antény podľa ich navrhovateľov.

2. NAPÁJACIE VEDENIE

2.1 Základné pojmy

Názov napájacie vedenie sa používa pre vedenie, ktorým sa dopravuje vysokofrekvenčná energia z vysielača do antény. Toto napájacie vedenie sa často nazýva feeder.

Úlohou napájacej linky je dopraviť túto energiu s čo najmenšími stratami do vysielacej antény.

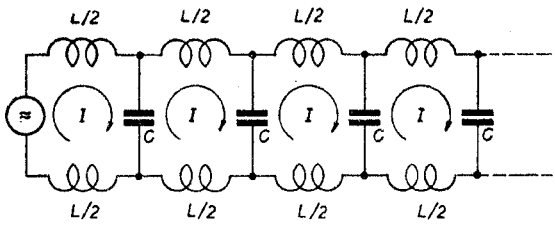
Z hľadiska prenosu vysokej frekvencie nazývame také vedenie dlhým, ktoré svojou dĺžkou presahuje dĺžku vlny, a také vedenie, ktoré je zlomkom štvrťvlny. Pri energetickom prenose frekvencie 50 Hz je vlnová dĺžka 6000 km, takže každá dĺžka, metrová či kilometrová, je v porovnaní so spomínanou vlnovou dĺžkou krátka.

Z toho vyplýva, že pri $f = 30$ MHz môžeme vedenie dĺžky 2 m nazvať krátkym, kým pri frekvencii 300 MHz to isté vedenie budeme nazývať dlhým.

Na prvý pohľad sa nám zdá nepochopiteľné, že pri istej frekvencii nakrátko uzavretá slučka vedenia pôsobí dojmom otvoreného kruhu a na konci roztvorené vedenie tej istej dĺžky sa javí pri inej frekvencii ako nakrátko uzavreté vedenie.

Tieto javy treba podrobnejšie vysvetliť.

Napájacie vedenie si treba predstaviť tak, ako vyzerá v skutočnosti. Je to článkovodič utvorený z parametrov vedenia, t. j. z jednotkovej samoindukcie a z jednotkovej kapacity. Každý článok je teda utvorený z pozdĺžne zaradenej samoindukcie L a z priečne zapojenej kapacity C, pozri *obr. 2-1.*



Obr. 2-1. Článkový vodič utvorený z parametrov vedenia

Keď na jeden koniec vedenia pripojíme generátor o striedavej elektromotorickej sile (ems), článkovodičom potečie prúd, a to preto, lebo od

článku po článok prebieha napätie v takte sínusového napätia generátora

$$u_g = U_m \sin \omega t$$

ktoré sa ďalej šíri v smere od zdroja pozdĺž vedenia.

Toto je začiatočná fáza dejov, ktoré sa vplyvom nábojov šíriacich sa po vedení odohrávajú celkom nezávisle od toho, ako je vedenie ukončené. No veľký dosah má spôsob ukončenia vedenia. Ide o to, či jeho koniec je otvorený, uzavretý nakrátko, zaťažený reaktanciou alebo rezistanciou, alebo či je neukončený, ide do nekonečna. S týmto posledným prípadom sa musíme zaoberať na prvom mieste, aby sme si osvojili isté pojmy.

2.2 Nekonečne dlhé vedenie

Takéto vedenie je síce len fikciou, no fikciou užitočnou, lebo pomocou neho si môžeme osvojiť reálne poznatky a vyvodiť zaujímavé závery.

Keď pripojíme na vedenie striedavú elektromotorickú silu, začína sa po tomto vedení šíriť vlna striedavého napätia a prúdu a priestor medzi vodičmi vedenia sa pôsobením vlny vyplní elektrickým a magnetickým poľom, ktoré sa tiež šíri pozdĺž vedenia.

Napätie generátora sa dostane s istým časovým oneskorením Δt k bodu vo vzdialenosti x od generátora, takže toto oneskorenie pri rýchlosti šírenia c pozdĺž vedenia je dané výrazom

$$\Delta t = -\frac{x}{c}$$

ktoré nám určí okamžitú hodnotu napätia v uvažovanom bode

$$u_x = U_m \sin \omega \left(t - \frac{x}{c}\right) = U_m \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda}\right)$$

lebo

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{a} \quad cT = \lambda$$

Výraz pre u_x je rovnica tzv. *postupovej vlny napätia*, ktorá postupuje po vedení od zdroja smerom k nekonečnu.

Za jednu periódu sa táto vlna posunie o dĺžku celej vlny, a takto sa pohybuje aj v nasledujúcich periódach pozdĺž vedenia. Pre túto vlastnosť ju nazývame *postupnou vlnou.*

2.3 Časový priebeh postupnej vlny napätia

V čase $t = 0$ má generátor na svorkách napätie

$$u_g = U_m \sin \omega t = U_m \sin 0° = 0$$

a tak na svorkách pripnutého vedenia s $x = 0$ vznikne hodnota napätia postupnej vlny

$$u_p = U_m \sin \omega \left(t - \frac{x}{c} \right) = 0$$

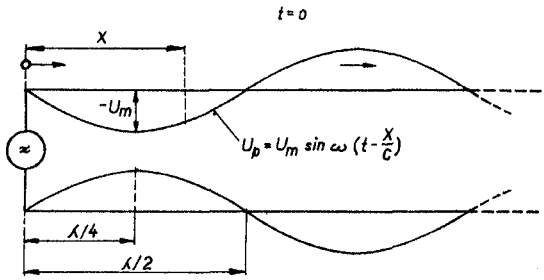
V tom istom okamihu vo vzdialenosti $x = \lambda/4$ nastane záporné maximum napätia, lebo v tom čase postupná vlna napätia nadobudne v týchto miestach hodnotu

$$u_p = U_m \sin 2\pi \left(- \frac{x}{\lambda} \right) = U_m \sin 2\pi \left(- \frac{1}{4} \right) = U_m \sin \left(- \frac{\pi}{2} \right) =$$

$$= - U_m \sin \frac{\pi}{2} = -U_m$$

kým vo vzdialenosti $x = \lambda/2$ nastane súčasne nulové napätie.

Po čase $t = T/4$, teda po štvrťperióde na svorkách generátora, a teda aj v bode pripojenia vedenia sa objaví maximálna hodnota U_m, kým v postupnej vlne napätia a v bode $x = \lambda/4$ bude nulové napätie.



Obr. 2-2. Priebeh postupnej vlny napätia po nekonečnom vedení pozorovaný v okamihu $t = 0$, keď sa nulová fáza napätia — vyznačená krúžkom — pri plynulom premiestňovaní zľava vpravo ocitla práve na svorkách generátora

Tento dej je zachytený a zobrazený v okamihu $t = 0$ na *obr. 2-2*, kde môžeme sledovať, ako sa nulové napätie (vyznačené krúžkom) postupne premiestňuje zľava doprava pozdĺž vedenia v smere šípky.

2.4 Časový priebeh prúdu

Priebeh prúdu je v každom okamihu a na každom mieste vedenia celkom podobný časovému priebehu napätia, a preto jeho okamžitú hodnotu možno vyjadriť vzťahom

$$i_x = I_m \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right)$$

Platia preň tie isté vzťahy ako pre napätie. V nekonečne dlhom vedení sa teda prúd šíri postupným vlnením a nachádza sa v tej istej fáze ako napätie, a to v každom bode vedenia, lebo energia sa pohltí až v nekonečnu.

Keď do vedenia zapojíme ampérmeter alebo voltmeter, čítame na oboch prístrojoch v rôznych bodoch vedenia tie isté hodnoty, a to preto, lebo pri kĺzaní pozdĺž vedenia vystrieda vlna v každom svojom bode všetky amplitúdy a na prístrojoch môžeme odčítať stredné hodnoty prúdu a napätia.

Z tohto dôvodu aj stredná hodnota magnetickej energie nahromadenej v jednotkovej samoindukčnosti bude sa rovnať elektrickej energii nahromadenej v jednotkovej kapacite, a to v každom bode vedenia.

Táto okolnosť umožní zistiť vstupný odpor vedenia v prevádzke s postupnými vlnami.

2.5 Vstupný odpor bezstratového nekonečne dlhého vedenia

Magnetická energia sa rovná elektrickej energii v ľubovoľnom bode vedenia. Z toho vyplýva vzťah

$$\frac{LI_m^2}{2} = \frac{CU_m^2}{2}$$

kde L a C sú parametre vedenia. Riešením tejto základnej rovnice dostaneme

$$LI_m^2 = CU_m^2; \quad \frac{U_m^2}{I_m^2} = \frac{L}{C}; \quad \frac{U_m}{I_m} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

a pretože pomer U_m/I_m môže byť podľa Ohmovho zákona len všeobecný odpor, platí:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

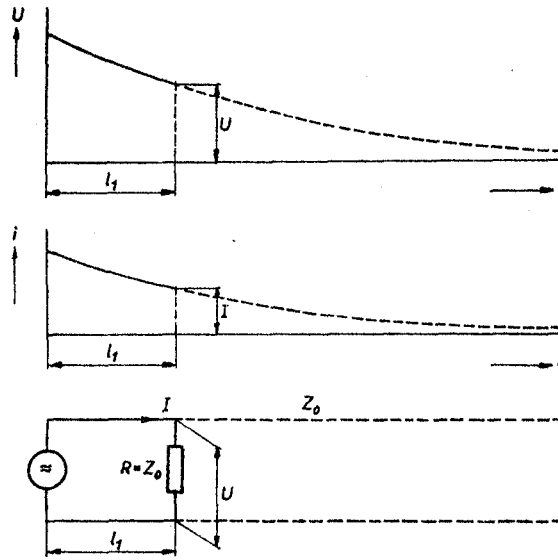
Odpor Z_0 je len fikcia, nemožno ho priamo odmerať, no jednako má značný význam pri návrhu napájacích liniek a vôbec v anténovej technike, kde sa s ním všade stretneme a nazývame ho *vlnovým odporom* alebo *charakteristickou impedanciou vedenia*. Jeho veľkosť závisí len od priečnych rozmerov vedenia, nie od jeho dĺžky.

2.6 Náhrada nekonečne dlhého stratového vedenia

V praxi nie je možné vyhotoviť nekonečné vedenie, a tak by sa zdalo, že preto nebude možné ani dopravovať energiu postupným vlnením. No vhodnou úpravou môžeme akémukoľvek vedeniu dať charakter nekonečného vedenia. Ako to dosiahnuť?

Vyjdime z bilancie energie. Energia prenášaná postupnými vlnami po nekonečnom vedení sa celkom spotrebuje, takže prúd i napätie na konci vedenia (v nekonečnu) musia mať nulovú hodnotu. Keď nekonečné vedenie prestrihneme v ľubovoľnom bode a odstrihnutú časť s nekonečnou dĺžkou nahradíme vlnovým odporom vedenia, neurobíme nijakú zmenu v bilancii energie, lebo energiu, ktorú by pohltila odstrihnutá časť, pohltí vlnový odpor.

Táto úprava vedenia nemá vplyv ani na generátor, rozdiel bude len v tom, že v mieste prestrihnutia vodiča prúdy a napätia budú platiť pre odpor o hodnote vlnového odporu, a nie pre odstrihnutú sekciu vodiča v mieste prestrihnutia *(obr. 2-3)*.



Obr. 2-3. Prestrihnutie nekonečného vedenia v ľubovoľnom bode a nahradenie odstrihnutej časti ohmickým odporom o hodnote vlnového odporu vedenia, a to bez zmeny na záťaž generátora pri prevádzke postupným vlnením

V tomto prípade sa hovorí o prispôsobení záťaže vlnovému odporu vedenia, lebo na mieste prestrihnutia vedenia bol zvolený rovnako veľký zaťažovací odpor, aký je vlnový odpor vedenia.

Nekonečné vedenie môžeme teda nahradiť akýmkoľvek vedením, ktoré v ľubovoľnom bode zakončíme záťažou s ohmickou hodnotou rovnou vlnovému odporu vedenia. Takto získame výhodu dopravy energie postupným vlnením, čo sa využíva pri napájaní antén.

2.7 Na konci otvorené vedenie so zanedbateľnými stratami

Keď na otvorené vedenie pripojíme generátor so striedavou elektromotorickou silou, vzniknú postupné vlny, ktoré budú kĺzať po vedení od zdroja k izolovanému koncu, a takto mu budú dodávať náboj. Tento náboj sa bude hromadiť na izolovanom konci a bude tlačiť spätne tak,

akoby na koniec vedenia bol pripojený iný zdroj, ktorý v súhlasnej fáze vyrába to isté množstvo ems ako skutočný zdroj.

Začiatok časového pozorovania preložme na svorky tohto fiktívneho zdroja a snažme sa zistiť napätie na mieste, ktoré sa nachádza vľavo od konca vedenia vo vzdialenosti x.

Oba zdroje budú vysielať vlny, a to skutočný zdroj vlnu priamu, postupujúcu smerom ku koncu vedenia, a fiktívny zdroj tzv. *odrazenú vlnu*, ktorá ide proti smeru priamej vlny.

Priamej vlne musíme dať v zátvorke pre $\omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$ znamienko plus, kým odrazenej vlne zasa znamienko mínus, pre zmenu smeru budeme namiesto funkcie sin používať cos, lebo v okamihu $t = 0$ má fiktívny zdroj plné napätie U_m.

Pre priamu vlnu napätia bude teda platiť

$$u_1 = U_m \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right)$$

kým pre odrazenú vlnu, ktorá postupuje proti smeru priamej vlny,

$$u_2 = U_m \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

Vo vzdialenosti x vľavo od fiktívneho generátora skladá sa priama a odrazená vlna vo výslednú vlnu, ktorá je súčtom oboch, a tak

$$u_x = U_m \left[\cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) + \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)\right]$$

Aby sme mohli urobiť súčet, musíme poznať trigonometrický vzorec

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$$

pomocou ktorého pri význame symbolov

$$\alpha = \omega \left(t + \frac{x}{c}\right), \quad \beta = \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

odvodíme

$$\frac{\alpha + \beta}{2} = \omega t \quad \text{a} \quad \frac{\alpha - \beta}{2} = \omega \frac{x}{c}$$

Po dosadení výslednice priamej a odrazenej vlny nadobudne tvar

$$u_x = 2U_m \cos \omega t \cos \omega \frac{x}{c}$$

Vzorec môžeme ešte pozmeniť, lebo platí, že

$$\omega = \frac{2\pi}{T}; \quad T = \frac{\lambda}{c} \quad \text{a} \quad \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{Tc} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

takže výsledný tvar je

$$u_x = 2U_m \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Táto rovnica sa nazýva *rovnica stojatej vlny napätia.*

Výraz $\cos \omega t$ udáva závislosť stojatej vlny napätia od času, kým $\cos \frac{2\pi}{\lambda}$ vyjadruje veľkosť amplitúdy ako funkciu polohy na vedení.

Treba sa však ešte podrobnejšie zaoberať charakteristickými vlastnosťami stojatej vlny, aby ju bolo možné odlíšiť od vlny postupnej.

2.8 Časový priebeh stojatej vlny napätia

Zvoľme si časový okamih $t = 0$ a skúmajme priebeh amplitúdy ako funkciu polohy na vedení.

Na konci vedenia v mieste fiktívneho zdroja je $x = 0$, takže pri $\cos \omega t = 1$ bude platiť pre stojatú vlnu napätia

$$u_0 = 2U_m \cos \frac{2\pi}{\lambda} x = 2U_m \cos 0° = 2U_m$$

napätie bude teda dvakrát také veľké, ako je napätie zdroja.

Vo vzdialenosti $x = \lambda/4$ od konca vedenia bude napätie

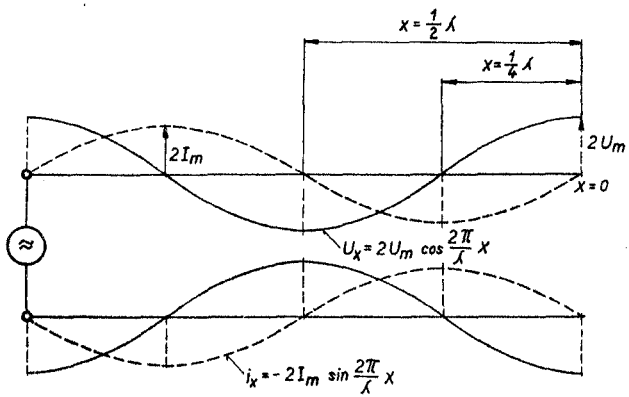
$$u_{\lambda/4} = 2U_m \cos \frac{2\pi}{\lambda} x = 2U_m \cos \frac{2\pi\lambda}{4\lambda} = 2U_m \cos \frac{\pi}{2} = 0$$

teda nulové pre všetky časové okamihy.

Vo vzdialenosti $x = \lambda/2$ od konca vedenia bude napätie

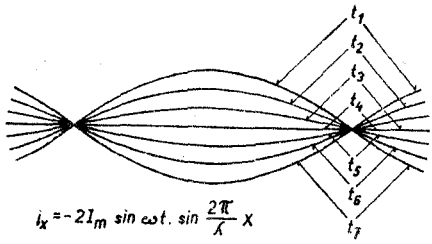
$$u_{\lambda/2} = 2U_m \cos \frac{2\pi}{\lambda} x = 2U_m \cos \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} = 2U_m \cos \pi = 2U_m(-1) = -2U_m$$

teda zasa dvojnásobné v porovnaní so zdrojom, no so záporným znamienkom. Toto obrátenie polarity dvojnásobku napätia sa bude opakovať



Obr. 2-4. Rozloženie stojatej vlny prúdu a napätia na otvorenom vedení v okamihu $t = 0$, keď je rozkmitaná na plnú hodnotu

po každom posune o $\lambda/2$ po vedení. Pre tieto vlastnosti sa používa polvlnové vedenie v technike napájacích vedení buď ako napäťový transformátor s pomerom 1 : 1, alebo ako obracač fázy o 180°.



Obr. 2-5. Časový priebeh „dýchajúcej" vlny napätia alebo prúdu, ktorý prislúcha uvažovanému miestu

Keď pre okamih $t = 0$ stojatú vlnu napätia znázorníme graficky, vidíme, že sa amplitúda mení podľa polohy miesta. Na konci vedenia dosahuje hodnotu $2U_m$, vo vzdialenosti $\lambda/4$ od konca prechádza nulou a pri $\lambda/2$ má znova hodnotu $2U_m$, ale s opačným znamienkom. Stojatá vlna teda stojí na svojom mieste a kmitňu napätia má vo vzdialenosti $x = 0$, $\lambda/2$, λ atď. a uzol napätia vo vzdialenosti $x = \lambda/4$, $3/4\lambda$ atď. od konca vedenia *(obr. 2-4)*.

Stojatá vlna akoby teda „dýchala" *(obr. 2-5)*.

2.9 Priebeh stojatej vlny prúdu

Podobne možno vyvodiť aj výraz pre stojatú vlnu prúdu tečúceho vodičmi otvoreného vedenia.

Ako sme vo vzdialenosti x od konca vedenia mohli vyjadriť výslednicu priamej a odrazenej vlny prúdu

$$i_1 = I_m \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) \quad \text{a} \quad i_2 = I_m \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

musíme od výrazu pre i_1 priamej vlny odčítať výraz pre odrazenú vlnu i_2, lebo prúdy tečú proti sebe. Tieto prúdy sú postupné a sú vo fáze s napätím, takže pre ne platia tie isté výrazy ako pre postupné vlny napätí. Pre výsledný prúd vo vzdialenosti x od konca vedenia dostaneme spomínaným odčítaním vzťah

$$i_x = I_m \left[\cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) - \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)\right]$$

ktorý si upravíme podľa rovnice

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2}$$

Dosadením už známych hodnôt

$$\frac{\alpha + \beta}{2} = \omega t, \qquad \frac{\alpha - \beta}{2} = \omega \frac{x}{c}$$

dostaneme výsledný tvar

$$i_x = -2 I_m \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x$$

ktorý sa nazýva *rovnica pre stojatú vlnu prúdu.*

Rozloženie stojatej vlny prúdu po vedení je vyznačené na *obr. 2-4* prerušovanou čiarou.

Vzhľadom na to, že stojatá vlna prúdu sa vyjadruje funkciou sin a napätie funkciou cos a že medzi nimi je fázový rozdiel 90°, je priebeh prúdu posunutý o $\lambda/4$.

Na ampérmetri alebo voltmetri správne zapojenom do otvoreného vedenia už nevyčítame konštantné hodnoty ako pri nekonečnom vedení alebo vedení zakončenom vlnovým odporom, t. j. pri prevádzke s postupnými vlnami.

Najväčšie napätie medzi vodičmi nameriame na konci vedenia, v kmitni napätia a na tom istom mieste nameriame nulový prúd, lebo tu je tzv. *uzol prúdu.* Smerom ku zdroju bude napätie klesať, kým prúd bude rásť, až pri $\lambda/4$ od konca vedenia dostaneme uzol napätia a kmitňu prúdu, pri ďalšom postupe o $\lambda/4$ zasa ďalšiu kmitňu napätia a uzol prúdu atď. Takto

sa presvedčíme, že miesta uzlov napätia a prúdu nie sú na rovnakom mieste, lebo uzly prúdov sú tam, kde sú kmitne napätia, a naopak, uzly napätia sú na miestach, kde sú kmitne prúdu.

Pre tieto odchýlky nemá už vstupný odpor otvoreného vedenia konštantný charakter ako pri postupných vlnách, ale je veľmi závislý od dĺžky vedenia; môže byť rezistívny i reaktívny.

2.10 Vstupný odpor otvoreného vedenia so zanedbateľnými stratami

Keď stojatú vlnu napätia a prúdu vyjadríme výrazmi

$$u_x = 2U_m \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x, \quad i_x = -2I_m \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x$$

a vydelíme

$$\frac{u_x}{i_x} = Z_v$$

dostaneme vstupnú impedanciu

$$Z_v = -\frac{2U_m}{2I_m} \frac{\cos \omega t}{\sin \omega t} \frac{\cos \frac{2\pi}{\lambda} x}{\sin \frac{2\pi}{\lambda} x} = -\frac{U_m}{I_m} \operatorname{cotg} \omega t \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Pretože

$$\frac{U_m}{I_m} = Z_0$$

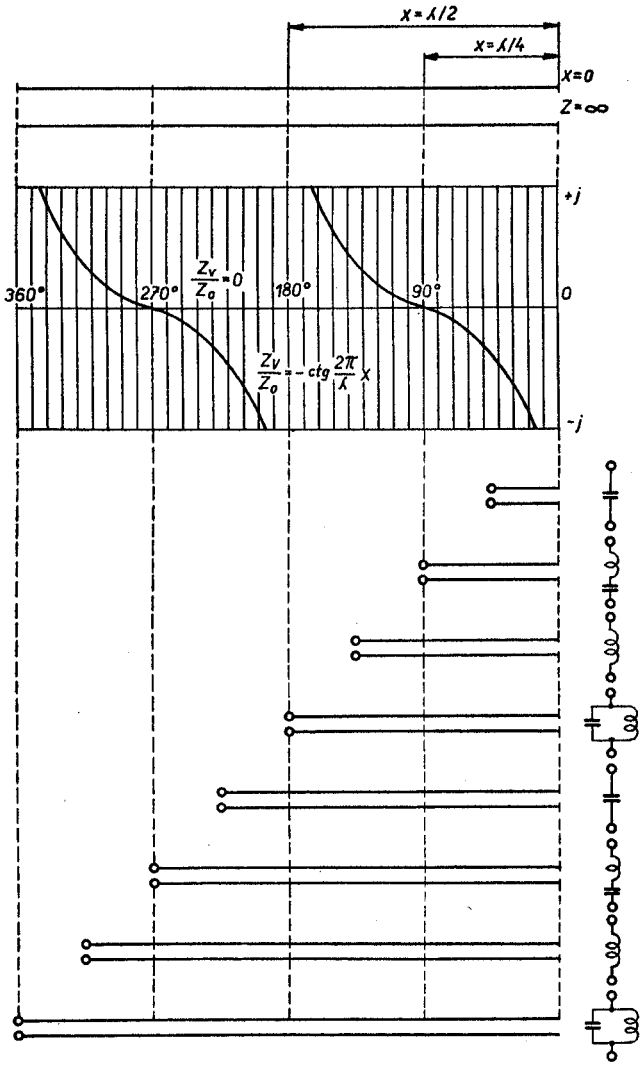
je vlnový odpor vedenia (časovú funkciu vynecháme vzhľadom na to, že pre istý časový okamih $\frac{t}{T} = \frac{1}{8}$ sa $\operatorname{cotg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} x \text{ bliži } 1\right)$, dostaneme pre vstupný odpor vzťah

$$Z_v = -Z_0 \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

ktorý možno zjednodušiť zavedením normovaného vstupného odporu Z_v/Z_0 na

$$\frac{Z_v}{Z_0} = -\operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Z grafického znázornenia priebehu normovaného vstupného odporu otvoreného vedenia *(obr. 2-6)*, ktorý je funkciou mernej dĺžky x/λ,



Obr. 2-6. Grafické znázornenie priebehu normovaného vstupného odporu otvoreného vedenia ako funkcia mernej dĺžky x/λ, meranej od konca vedenia smerom ku zdroju, a chovanie sa záťaže generátora

vidíme, že tento odpor má najrozličnejšie hodnoty od $-\infty$ cez 0 do $+\infty$.

Pri tých merných dĺžkach vedenia, pri ktorých normovaný odpor prechádza nulou alebo nekonečnom, vedenie dostáva charakter sériovej resp. paralelnej rezonancie a pri ostatných dĺžkach zasa charakter reaktívneho odporu samoindukcie alebo kapacity. Nastavenie mernej dĺžky na charakter sériovej alebo paralelnej rezonancie, t. j. nastavenie pomocou fyzikálnej dĺžky, nazýva sa *rezonančné nastavenie*; keď mernú dĺžku nastavujeme zmenou vlny, t. j. frekvencie, teda ladením zdroja na iný kmitočet, dostaneme ladenie do rezonancie.

Keď zmeníme mernú dĺžku vedenia na mimorezonančnú, potom sa správa ako samoinduktivita, vtedy je dĺžka

$$\frac{\lambda}{4} < L < \frac{\lambda}{2} \quad \text{alebo} \quad \frac{3}{4}\lambda < L < \lambda$$

alebo ako kapacita, keď je

$$\frac{\lambda}{4} > L > 0 \quad \text{alebo} \quad \frac{3}{4}\lambda > L > \frac{1}{2}\lambda$$

Vidíme teda, že na rozdiel od prevádzky postupnými vlnami výskyt stojatých vĺn sprevádzajú zmeny v charaktere i veľkosti vstupného odporu, ktoré sa opakujú pri zvolených polvlnových dĺžkach vedenia, pričom pri medziľahlých dĺžkach vstupný odpor nadobúda hodnoty od 0 po nekonečno.

2.11 Abnormálnosť rezonančných javov otvoreného vedenia

Rezonanciou vedenia nazývame stav, keď na svorkách zdroja pripojeného na vedenie vzniká nulový alebo nekonečný vstupný odpor.

Normovaný odpor otvoreného vedenia prechádza nulou pri merných dĺžkach x/λ, pre ktoré platí

$$\operatorname{cotg} 2\pi \frac{x}{\lambda} = 0, \quad \text{čo nastane, keď} \quad 2\pi \frac{x}{\lambda} = \frac{\pi}{2} \,.\, 1.3\ldots$$

kde n je nepárne číslo, t. j. keď $x = \frac{\lambda}{4} \,.\, n \ldots$.

Vyjadrené slovami: Sériová rezonancia nastane pri vedení dlhom $\frac{\lambda}{4} \,.\, 1 \,.\, 3$ atď.

Normovaný odpor otvoreného vedenia prechádza nekonečnou hodnotou pri merných dĺžkach, pre ktoré platí

$$\operatorname{cotg} 2\pi \frac{x}{\lambda} = \infty, \text{ čo nastane, keď } 2\pi \frac{x}{\lambda} = \frac{\pi}{2} . 2 . 4 \ldots$$

t. j. keď $x = \frac{\lambda}{4} . 2 . 4 \ldots$

Vyjadrené slovami: Paralelná rezonancia nastane pri vedení dlhom $\frac{\lambda}{4} . 2 . 4$ atď. Nastáva pri nekonečnom počte vlnových dĺžok, ktorých n-násobok $\lambda/4$ zodpovedá použitej dĺžke vedenia. Touto mnohoznačnosťou sa líši rezonancia vedenia od normálnej rezonancie kmitacích okruhov urobených z cievky a kondenzátora; kmitacie okruhy rezonujú len pri jednom kmitočte.

Pri prevádzke stojatými vlnami nie je teda vedenie jednoznačný systém ako obyčajný rezonančný okruh, lebo má nekonečne mnoho rezonančných frekvencií — v tomto väzí abnormálnosť rezonančných javov vedenia vôbec.

2.12 Môže vedenie so stojatými vlnami vyžarovať?

Vedenie s postupnými vlnami nevyžaruje, lebo magnetické polia od obidvoch vodičov, rovnaké po celej dĺžke, navzájom sa kompenzujú a elektrické pole, ktoré je tiež rovnomerne rozdelené pozdĺž vedenia (medzi vodičmi), nemôže vyžarovať, lebo na kompletovanie elektromagnetickej vlny chýba magnetická zložka, a len elektromagnetická vlna má vyžarovaciu schopnosť. Pri prevádzke so stojatými vlnami sú iné pomery. Tu magnetické pole kmitá okolo prúdovej vlny, kým elektrické pole okolo napäťovej vlny, takže medzi nimi je fázový posun $\lambda/4$. Zdalo by sa, že takéto vedenie bude vyžarovať. No nie je to tak!

Príčina je v tom, že v susednom vodiči kmitá aj prúdová vlna, takže ak sú vodiče blízko, magnetické polia sa v každom okamihu kompenzujú. Príčina nevyžarovania je teda rovnaká ako pri prevádzke s postupnými vlnami.

Aby nejaké napájacie vedenie nevyžarovalo, na to je potrebné, aby vodič vedúci elektrický prúd tam a späť vytváral magnetické pole rovnaké, ale opačného zmyslu. Rovnakosť magnetických polí je však podmienená rovnosťou amplitúd a fáz v protiľahlých vodičoch. Ak sa nedosiahne rovnakosť fáz, vedenie bude vyžarovať aj vtedy, keď sú amplitúdy na rôznych miestach vedenia rovnaké, lebo vyvolané magnetické polia sa len čiastočne kompenzujú. Spomínané okolnosti sú dôležité pri inštalácii napájačov so stojatým vlnením, ktoré sa nazývajú aj *ladené*, a to preto, že dĺžka napájača musí zodpovedať rezonančnej podmienke.

3. VEDENIE NA KONCI SKRATOVANÉ SO ZANEDBATEĽNÝMI STRATAMI

Pri hodnotení úkazov na hocakom vedení treba vychádzať zo spôsobu jeho ukončenia, lebo ukončenie je ohniskom odrazov.

Teraz ide o skratové ukončenie, t. j. oba konce vedenia sa spolu spoja cez nulový odpor. Skrat na konci vedenia nemôže spôsobiť potenciálový rozdiel a musí teda platiť $u_0 = 0$. Tento skrat sa môže nahradiť fiktívnym zdrojom, ktorý vydáva opačne polarizované napätie; to však značí, že prúdová odrazená vlna musí byť vo fáze s priamou prúdovou vlnou.

Keď rešpektujeme tieto pravidlá a keď berieme ohľad na znamienko mínus pre odrazenú vlnu napätia a znamienko plus pre odrazenú vlnu prúdu, môžeme pre výslednú stojatú vlnu napätia a prúdu písať:

$$u_x = U_m \left[\cos \omega \left(t + \frac{x}{c} \right) - \cos \omega \left(t - \frac{x}{c} \right) \right] = -2U_m \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x$$

$$i_x = I_m \left[\cos \omega \left(t + \frac{x}{c} \right) + \cos \omega \left(t - \frac{x}{c} \right) \right] = 2I_m \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Porovnaním výsledkov s predchádzajúcim prípadom zistíme, že to, čo platilo pri otvorenom vedení pre stojatú vlnu prúdu, pri skratovanom vedení to platí pre stojatú vlnu napätia a naopak.

3.1 Priebeh stojatej vlny napätia skratovaného vedenia

O kmitaní stojatej vlny napätia hovorí zložka $\sin \omega t$. Vidíme, že maximum amplitúdy sa dosiahne pri čase $t = 1/4\,T$. V tomto okamiku pre rozloženie amplitúdy napätia po drôte platí:

$$u_x = -2U_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Stojatá vlna napätia bude nulová tam, kde

$$\sin \frac{2\pi}{\lambda} x = 0$$

Nastane vtedy, keď

$$\frac{2\pi}{\lambda} x = k\pi \qquad (k = 0, 1, 2, \ldots)$$

a tak napätie nebude nulové len na konci vedenia pri $x = 0$, ale aj na iných miestach, všade, kde

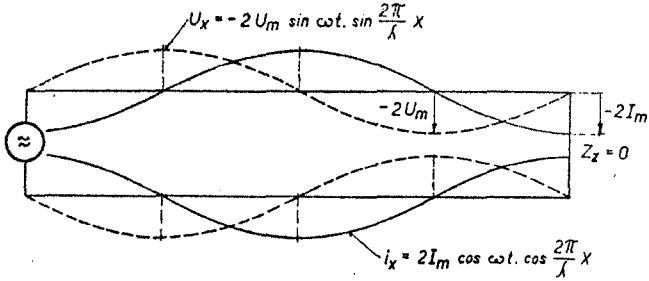
$$x = \frac{\lambda}{2} k \qquad (k = 1, 2, 3, \ldots)$$

Aj tieto miesta napäťových uzlov sú od seba vzdialené $\lambda/2$. Medzi dvoma uzlami napätia na miestach

$$x = \frac{\lambda}{2} k + \frac{\lambda}{4}$$

sa nachádza maximálna amplitúda, t. j. kmitňa napätia.

Obrátenie polarity kmitne napätia sa tak isto opakuje pri každom posune o $\lambda/2$ po vedení. Aj miesta uzlov napätia sú od seba vzdialené o $\lambda/2$.



Obr. 3-1. Rozloženie prúdu a napätia pri skratovanom vedení vo všeobecnom okamihu

Platia tu teda tie isté relatívne vzťahy a pravidlá ako pri otvorenom vedení. Čo však tam platilo pre prúd, teraz pri skratovanom vedení platí pre priebeh napätia, ktorý je znázornený na *obr. 3-1* prerušovanou krivkou.

3.2 Priebeh stojatej vlny prúdu skratovaného vedenia

Uzly a kmitne prúdu sa utvárajú rovnakým spôsobom ako uzly a kmitne napätia.

Zastavme ich časový priebeh v čase $t = 0$, keď pod vplyvom $\cos \omega t = 1$ je po celej dĺžke vedenia najsilnejší prúd. V tomto okamihu je

$$i_x = 2I_m \cos \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Uzly prúdu sa tvoria pri

$$\cos\frac{2\pi}{\lambda}x = 0$$

čo nastane pri

$$\frac{2\pi}{\lambda}x = \frac{\pi}{2}(1 + 2k) \qquad (k = 0, 1, 2, 3 \ldots)$$

čiže vo vzdialenosti od konca vedenia

$$x = \frac{\lambda}{4}(1 + 2k) \qquad (k = 0, 1, 2, 3 \ldots)$$

Tieto prúdové uzly sú vzhľadom na uzly napätia posunuté o $\lambda/4$.

Kmitne prúdu sa vytvárajú podľa vzťahu

$$\cos\frac{2\pi}{\lambda}x = 1$$

čo nastane pri

$$\frac{2\pi}{\lambda}x = \frac{\pi}{2}k \qquad (k = 0, 1, 2, 3 \ldots)$$

čiže vo vzdialenosti od konca vedenia

$$x = \frac{\lambda}{2}k \qquad (k = 0, 1, 2, 3 \ldots)$$

ležia teda presne uprostred medzi prúdovými uzlami.

Priebeh stojatej vlny prúdu po vedení v závislosti od polohy uvažovaného miesta je zobrazený na *obr. 3-1* (hrubo vytiahnutou krivkou).

3.3 Vstupný odpor skratovaného vedenia so zanedbateľnými stratami

Keď stojatú vlnu napätia a prúdu vyjadríme už známymi výrazmi

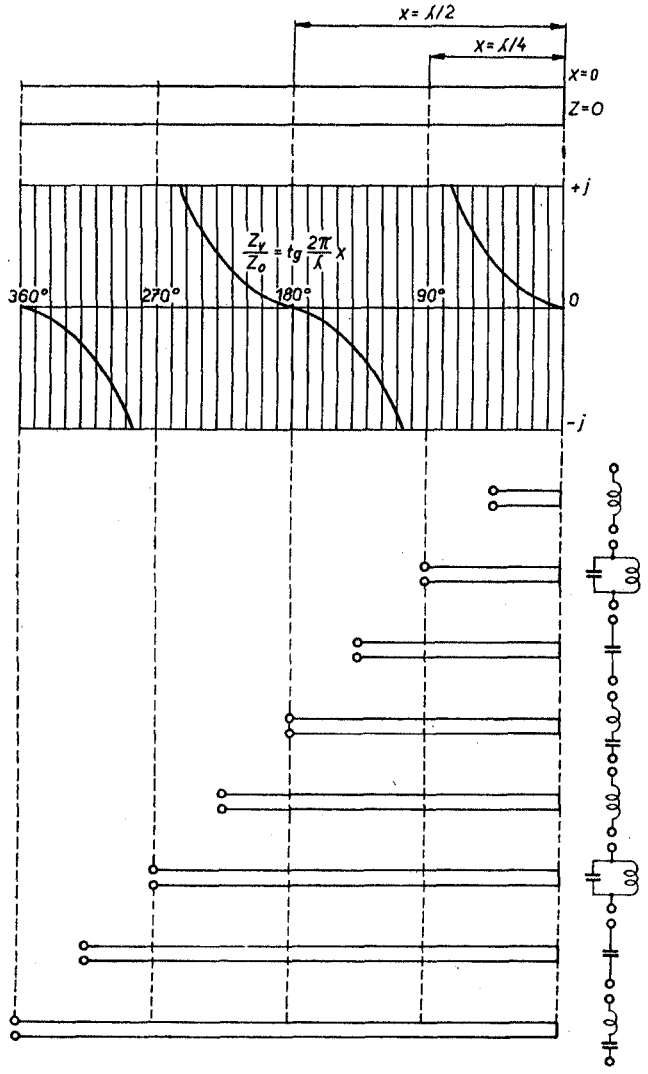
$$u_x = -2U_m \sin\omega t \sin\frac{2\pi}{\lambda}x, \qquad i_x = 2I_m \cos\omega t \cos\frac{2\pi}{\lambda}x$$

z ich pomeru dostaneme vstupnú impedanciu $Z_v = u_x/i_x$, t. j. po dosadení a vykrátení

$$Z_v = -\frac{U_m}{I_m}\frac{\sin\omega t}{\cos\omega t}\frac{\sin\frac{2\pi}{\lambda}x}{\cos\frac{2\pi}{\lambda}x}$$

Časová zložka výrazu

$$-\frac{\sin \omega t}{\cos \omega t} = \frac{\sin(-\omega t)}{\cos(-\omega t)} = \operatorname{tg}(-\omega t)$$



Obr. 3-2. Grafické znázornenie priebehu normovaného vstupného odporu Z_v/Z_0 pri skratovanom vedení v závislosti od normovanej dĺžky x/λ, meranej od skratovaného konca vedenia, a chovanie sa záťaže generátora

môže sa v istom okamihu položiť za rovnu jednej, a tak pri výraze $U_m/I_m = Z_0$ dostaneme pre vstupný odpor vzťah

$$Z_v/Z_0 = \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

ktorý sa po zavedení normovaného vstupného odporu Z_v/Z_0 môže aj graficky znázorniť *(obr. 3-2)* ako funkcia normovanej dĺžky x/λ. Na priebehu funkcie vidieť, ako tento normovaný odpor mení svoju hodnotu od $+\infty$ do $-\infty$ podľa tangenty.

Pri dĺžkach, pri ktorých odpor prechádza nulou, t. j. pri párnych $\lambda/4$ dĺžkach vedenia, správa sa vedenie ako sériový rezonančný okruh.

Pri nepárnych dĺžkach štvrtvĺn normovaný odpor sa stane nekonečne veľkým a vedenie sa pri týchto dĺžkach správa ako paralelný rezonančný okruh.

Pri frekvenciách zdroja, pri ktorých nepárne násobky vzniknutých elektrických štvrtvĺn sú trocha kratšie ako dĺžka vedenia, vedenie sa správa ako kapacitná záťaž, a naopak, keď nepárny násobok štvrtvlny je trocha dlhší než vedenie, potom sa vedenie správa ako induktívna záťaž.

Symboly tohto vedenia sú vyznačené v grafe znázorňujúcom normovaný odpor ako funkcia normovanej dĺžky v príslušných kvadrantoch tangenty.

Porovnaním funkcie normovaného vstupného odporu v skratovanom vedení na *obr. 3-2* s vedením otvoreným na *obr. 2-6* zistíme, že skratované a otvorené vedenie sa môže vzájomne vymieňať, keď k jednému z nich pripneme úsek o dĺžke $\lambda/4$ a pritom nezmeníme veľkosť vstupného odporu.

Možnosť zámeny vyplýva z podmienky

$$\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{cotg} (90° - \alpha)$$

lebo z otvoreného vedenia odoberieme úsek tak, keď ho premeníme späť na skratované vedenie.

4. VEDENIE SO ZANEDBATEĽNÝMI STRATAMI, KTORÉ JE NA KONCI ZAŤAŽENÉ REAKTANCIOU

Zdalo by sa, že keď pripneme na otvorené vedenie nejakú kladnú či zápornú reaktanciu, urobíme väčšiu zmenu. No v skutočnosti nijaká zmena v charaktere otvoreného vedenia nenastane.

Aby sme pochopili základné vzťahy, predpokladajme, že otvorené vedenie bolo pred pripojením reaktancie v rezonančnom stave a že na mieste otvorenia vznikla kmitňa napätia.

Z tejto základnej požiadavky každého otvoreného vedenia a z ďalšej podmienky — mať kmitňu prúdu alebo napätia na svorkách zdroja — vyplývajú rezonančné dĺžky pri otvorenom vedení:

$1/4\lambda \,.\, 1 \,.\, 3 \,.\, 5 \,.\,.\,.\,.$ pre kmitňu prúdu

$1/4\lambda \,.\, 2 \,.\, 4 \,.\, 6 \,.\,.\,.\,.$ pre kmitňu napätia

čo vidieť aj z *obr. 2-4.*

Pýtame sa, na ktorom mieste možno otvorené vedenie prerušiť a ako tam vložiť ako ukončenie vhodnú reaktanciu, aby vznikli stojaté vlny a rezonancia sa zachovala?

Aby sme mohli zodpovedať túto otázku, musíme si všimnúť, ako sa správa neodrezaná časť v uvažovanej oblasti a kde vedenie odrezať. Pritom treba vychádzať od ešte neodrezaného konca vedenia a ísť smerom ku zdroju.

Na zdroji by sa neodrezaná časť vedenia pred prerušením javila v hodnote vstupného odporu, a tak, ak túto neodrezanú časť máme potom nahradiť príslušnou reaktanciou, musí sa reaktívny odpor reaktancie rovnať vstupnému odporu zdroja. Tým zistíme hodnotu reaktancie, ktorou máme po prerušení nahradiť neodrezanú časť.

Aký druh reaktancie máme pripojiť?

Aby sme mohli odpovedať na túto otázku, musíme si všimnúť na *obr. 2-6*, že otvorené vedenie dĺžky

$$0 < L < \lambda/4$$

sa správa ako kapacita a naproti tomu vedenie dĺžky

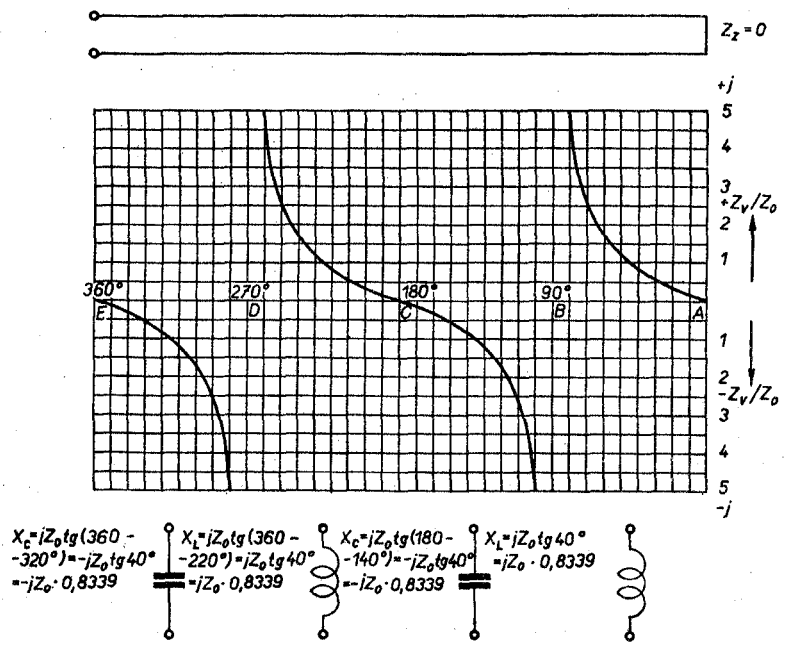
$$\lambda/4 < L < \lambda/2$$

sa správa ako samoindukčnosť. Podľa toho máme 2 možnosti voľby hodnoty prípojnej reaktancie podľa symbolu v kvadrantoch normovaného vstupného odporu *(obr. 2-6)*:

a) V ľubovoľnom bode v poli II. kvadrantu obmedzeného bodmi $B—C$ môžeme odstrihnúť vedenie o takej hodnote vstupného odporu, aby platilo

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

z čoho potom ľahko vypočítame kapacitu C pri danej frekvencii. Pravda, musíme poznať hodnotu Z_v, ktorú si ľahko vypočítame zo známej hod-



Obr. 4-1. Náhrada slučky skratovaného vedenia reaktanciou pri danom frekvenčnom budení

noty vlnového odporu vedenia Z_0 a normovaného vstupného odporu Z_v/Z_0 odčítaného z *obr. 4-1.*

b) To isté urobíme v ľubovoľnom bode v poli I. kvadrantu obmedzeného bodmi $A—B$ pre samoindukciu, pre ktorú platí

$$Z_v = L\omega$$

Hodnotu L vypočítame pomocou známej frekvencie a hodnoty Z_v vypočítanej z *obr. 4-1.*

Pri tomto nahradení odrezanej časti vedenia reaktanciou nenastane nijaká zmena v záťaži zdroja ani v rozdelení prúdu a napätia, lebo vstupný odpor vedenia je nezmenený a sínusové rozdelenie prúdu sa počíta od hypotetického konca otvoreného vedenia; dostaneme ho, keď náhradnú dĺžku reaktancií pripočítame ku skutočnej dĺžke vedenia, a to k miestu, na ktorom reaktanciu pripojíme.

Po pripojení kapacity sa prvý uzol napätia — počítaný od hypotetického konca vedenia — dostane bližšie ku kapacitnej záťaži, a preto napätie na tejto kapacite je menšie než v kmitniach napätia.

Po pripojení samoindukčnosti dostane sa prvý uzol napätia ďalej od samoindukčnej záťaže, a preto na mieste pripojenia je väčší prúd, lebo prúdová krivka sa tu dvíha, kým napäťová klesá.

Táto úvaha má všeobecnejšiu platnosť, lebo namiesto aby sme strihali vedenie, môžeme elektrickú dĺžku zväčšiť zmenšením budiacej frekvencie a nájsť takú dĺžku, pri ktorej nastane rezonancia pre každú hodnotu reaktancie pripojenej na vedenie.

Pripojenie reaktancie na otvorené vedenie teda neznamená nijakú zmenu charakteru vedenia, len merné vzdialenosti treba počítať od hypotetického konca vedenia.

5. BEZSTRATOVÉ VEDENIE ZAŤAŽENÉ VŠEOBECNOU ZÁŤAŽOU

Keď na koniec vedenia pripojíme všeobecnú komplexnú záťaž, ktorá sa skladá z rezistancie a reaktancie, utvoria sa dva druhy postupných vĺn, a to vlna priama a odrazená. Amplitúdy týchto vĺn sa navzájom líšia v dôsledku absorpcie v rezistancii, a preto odrazená vlna má už menšiu amplitúdu.

5.1 Priama a odrazená vlna

Zachovajme symboliku pre priamu a odrazenú vlnu — index 1 a 2 — okrem toho pri amplitúdach vynechajme index m, takže napr. namiesto I_{1m} píšme I_1. Pri tejto symbolike pre priamu vlnu napätia a prúdu platí

$$u_1 = U_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right), \qquad i_1 = I_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right)$$

kým odrazené vlny sú vyjadrené vzťahmi

$$u_2 = U_2 \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right), \qquad i_2 = I_2 \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

Obe vlny, priama aj odrazená, šíria sa postupným vlnením, a preto sa v dôsledku vlnového odporu Z_0 utvára príslušná vlna napätia.

Preto aj priamu vlnu napätia vyjadruje vzťah

$$u_1 = i_1 Z_0 = Z_0 I_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right)$$

a pre odrazenú vlnu platí

$$u_2 = -i_2 Z_0 = -Z_0 I_2 \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

Amplitúda odrazenej vlny je menšia, pretože tvorí zlomok priamej vlny. Preto zavedieme činiteľa odrazu K, ktorého hodnota je

$$K = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1}, \qquad U_2 = KU_1$$

Pomocou tohto činiteľa sa vyjadruje maximum stojatej vlny na tých miestach vedenia, kde sa priama vlna U_1 stretne s vlnou odrazenou U_2 v rovnakej fáze. Preto tu prichádza do úvahy skalárny súčet

$$U_{max} = U_1 + U_2 = U_1 + KU_1 = U_1(1 + K)$$

alebo rozdiel, ak sa stretnú v opačnej fáze, a tak utvoria minimálne napätie

$$U_{min} = U_1 - U_2 = U_1 - KU_1 = U_1(1 - K)$$

Z uvedených dvoch rovníc sa určí pomer maxím a miním, tzv. *pomer stojatých vĺn* (v ďalšom PSV), symbolom

$$r_s = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{1 + K}{1 - K}$$

ktorý je sám osebe veľmi dôležitým pojmom. Hodnota PSV sa pohybuje od 1 po ∞, čomu korešponduje zodpovedajúca hodnota činiteľa odrazu K od 0 po 1.

Pri prevádzke stojatými vlnami je hodnota PSV = 1, čo znamená, že stojaté vlny sa v tomto prípade po vedení netvoria a že sa energia šíri len postupným vlnením. Hovoríme, že takéto vedenie je hladké, lebo je bez vĺn. Pri stúpaní vlnitosti vyvolanej reflexiou hodnota PSV je väčšia než jedna a pri ešte väčšej vlnitosti sa blíži k nekonečnu.

5.2 Stojatá vlna napätia a prúdu

Ako výslednicu skladania postupnej vlny priamej s odrazenou dostaneme stojatú vlnu, ktorej napätie vo vzdialenosti x od konca vedenia sa vyjadruje výrazom

$$u_x = u_1 + u_2 = U_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) + U_2 \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

Ale pretože funkcia kosínus je sínusoida posunutá o 90°, platí

$$u_x = U_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) - \mathrm{j} U_2 \sin \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

tento tvar v okamihu $\omega t = 0$ pri rešpektovaní $\frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$ prejde vo výraz

$$u_x = U_1 \cos \frac{\omega}{c} x - \mathrm{j} U_2 \sin \left(-\frac{\omega}{c} x\right) = U_1 \cos 2\pi \frac{x}{\lambda} + \mathrm{j} U_2 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}$$

Vzhľadom na to, že na konci ideálneho vedenia bez strát pri $x = 0$ je napätie $u_x = U_1$, ktoré môžeme nazvať napätím na konci U_k, a že amplitúda odrazeného napätia je $U_2 = -Z_0 I_k$, môžeme pre stojatú vlnu napätia písať

$$u_x = U_k \cos \alpha + jZ_0 I_k \sin \alpha$$

kde symbolom α rozumieme elektrický uhol

$$\alpha = 2\pi \frac{x}{\lambda} = 360° \frac{x}{\lambda}$$

Pre výslednú stojatú vlnu prúdu dostaneme

$$i_x = i_1 + i_2 = I_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) + I_2 \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

a po podobnej úprave ako hore

$$i_x = I_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) - jI_2 \sin \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

s použitím hodnôt z konca vedenia pre $x = 0$

$$I_1 = I_k, \quad I_2 = \frac{U_k}{Z_0} \text{ a pri rešpektovaní } \frac{\omega}{c} = 2\pi/\lambda$$

dostaneme napokon výraz pre stojatú vlnu prúdu na ideálnom vedení

$$i_x = I_k \cos \alpha + j \frac{U_k}{Z_0} \sin \alpha$$

Keď poznáme ukončujúce hodnoty U_k, I_k, ako aj hodnoty vlnového odporu Z_0, môžeme pomocou týchto rovníc platných pre stojatú vlnu napätia a prúdu vypočítať prúd a napätie v akomkoľvek bode vedenia.

5.3 Vstupná impedancia ideálneho vedenia so všeobecnou záťažou

Pomocou jednoduchých výrazov platných pre priame a odrazeně postupné vlny

$$u_1 = Z_0 I_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right), \qquad u_2 = -Z_0 I_2 \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

$$i_1 = I_1 \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right), \qquad i_2 = I_2 \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)$$

možno vyvodiť zjednodušené výrazy pre stojatú vlnu napätia a prúdu

$$u_x = Z_0\left[I_1 \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) - I_2 \cos\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)\right]$$

$$i_x = I_1 \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) + I_2 \cos\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)$$

Dostaneme hodnotu pre vstupnú impedanciu $Z_v = u_x/i_x$, pomocou ktorej môžeme zistiť hodnotu činiteľa odrazu v závislosti od záťaže

$$Z_v = Z_0 \frac{I_1 \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) - I_2 \cos\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)}{I_1 \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) + I_2 \cos\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)}$$

je platná pre akékoľvek dlhé vedenie pripnuté na zdroj, a teda aj pre prípad, keď zdroj pripneme na nekonečne krátke vedenie pri $x = 0$, t. j. priamo na záťaž; vtedy v okamihu $\omega t = 0$ platí:

$$Z_v = Z_z = Z_0 \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2}$$

Pomocou tohto jednoduchého vzťahu môžeme zistiť hodnotu činiteľa odrazu K v závislosti od záťaže.

5.4 Činiteľ odrazu a pomer stojatých vĺn (PSV)

V kapitole 5.1 sme pre činiteľa odrazu vyvodili vzťah

$$K = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1}$$

ktorý je komplexný pri komplexnej záťaži a reálnu hodnotu má vtedy, ak sa v komplexnej záťaži $Z_z = R_z + jX_z$ nenachádza jalová zložka, ale len reálna zložka R_z.

Tento činiteľ odrazu môže byť nulový iba vtedy, ak sa pri neexistujúcej jalovej zložke reálna zložka svojou hodnotou vyrovná vlnovému odporu vedenia, t. j. ak sa impedančná záťaž stane rezistívnou a má hodnotu $Z_z = Z_0$.

Pokiaľ ide o hodnotu r_s, t. j. hodnotu pomeru stojatých vĺn, tú sme už v kapitole 5.1 vypočítali

$$r_s = \frac{1 + K}{1 - K}$$

Zostáva len určiť hodnotu K ako funkciu záťaže, a to pomocou rovnice z kapitoly 5.3

$$Z_z = Z_0 \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} = Z_0 \frac{1 - I_2/I_1}{1 + I_2/I_1} = Z_0 \frac{1 - K}{1 + K}$$

kde bolo treba dosadiť podľa kapitoly 5.1 $I_2/I_1 = K$ a po jednoduchom výpočte

$$Z_z(1 + K) = Z_0(1 - K); \; Z_z + Z_z K = Z_0 - Z_0 K;$$
$$K(Z_z + Z_0) = Z_0 - Z_z$$

Takto vypočítanú hodnotu

$$K = \frac{Z_0 - Z_z}{Z_0 + Z_z}$$

treba dosadiť do hodnoty PSV

$$r_s = \frac{1 + K}{1 - K} = \frac{1 + \dfrac{Z_0 - Z_z}{Z_0 + Z_z}}{1 - \dfrac{Z_0 - Z_z}{Z_0 + Z_z}} = \frac{Z_0 + Z_z + Z_0 - Z_z}{Z_0 + Z_z - Z_0 + Z_z} = \frac{Z_0}{Z_z}$$

a napokon určiť hľadanú hodnotu PSV, ktorá je $r_s = \dfrac{Z_0}{Z_z}$. Táto hodnota PSV je mimoriadne dôležitá v anténovej technike pri pripájaní napájačov na antény, lebo pomocou nej dosiahneme tzv. *prispôsobenie*, t. j. po odmeraní PSV sa môžeme rozhodnúť, ako zmeniť zaťažovací odpor Z_z alebo vlnový odpor Z_0 napájača. S týmto problémom sa stretneme častejšie. Na doplnenie potrebných vzťahov možno pomocou rovnice

$$r_s = \frac{1 + K}{1 - K}$$

krátkou operáciou

$$(1 - K)\, r_s = 1 + K; \; r_s - r_s K = 1 + K; \; K(r_s + 1) = r_s - 1$$

vyjadriť činiteľa odrazu K v závislosti od PSV

$$K = \frac{r_s - 1}{r_s + 1}$$

6. BEZSTRATOVÉ VEDENIE ZAKONČENÉ REZISTANCIOU

Úlohou je zistiť, ako sa správa ideálne vedenie, ak sa na jeho koniec pripojí ohmický odpor, resp. rezistancia. Uvedeným spôsobom vyjadrenia sa zaťažovacej impedancii odopiera vlastnosť jalovej zložky, a tak pre ňu musí platiť

$$Z_z = R_z + j\,0 = R_z$$

6.1 Rozloženie prúdu a napätia po vedení s rezistančnou záťažou

Prúd a napätie na bezstratovom, tzv. *ideálnom vedení* podľa kapitoly 5.2 pri všeobecnej záťaži vyjadrujú vzťahy

$$u_x = U_k \cos \varkappa + jZ_0 I_k \sin \alpha, \qquad i_x = I_k \cos \alpha + j\frac{U_k}{Z_0} \sin \alpha$$

ktoré sa môžu premeniť pomocou $U_k = I_k Z_z$ na

$$u_x = I_k Z_0 \left(\frac{Z_z}{Z_0} \cos \varkappa + j \sin \alpha\right) = u_r + ju_i = \sqrt{u_r^2 + u_i^2}$$

$$i_x = I_k \left(\cos \alpha + j\frac{Z_z}{Z_0} \sin \varkappa\right) = i_r + ji_i = \sqrt{i_r^2 + i_i^2}$$

Tu v zmysle uvedeného možno priamo písať hodnoty pre reálne a jalové zložky prúdu a napätia.

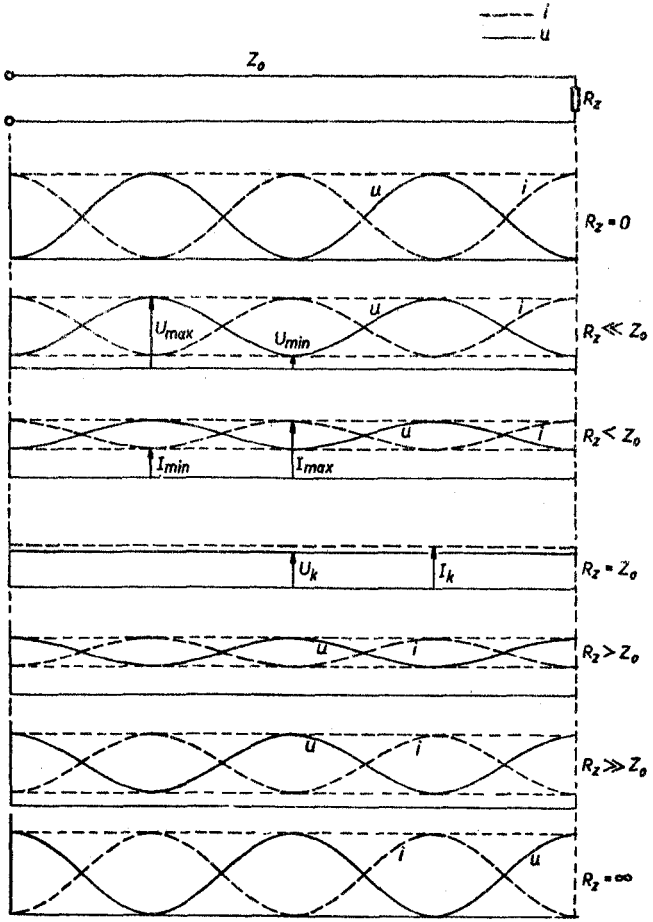
$$u_r = I_k Z_0 \frac{Z_z}{Z_0} \cos \alpha, \qquad u_i = I_k Z_0 \sin \varkappa$$

$$i_r = I_k \cos \alpha, \qquad i_i = I_k \frac{Z_z}{Z_0} \sin \varkappa$$

a potom ich zložiť vo výslednicu podľa už vyznačeného spôsobu. Priebeh napätia a prúdu v závislosti od dĺžky vedenia je vyznačený na *obr. 6-1*, kde si treba všímať najmä koniec vedenia, pretože je ohniskom odrazov, a to aj pri ohmickej záťaži.

Čím väčšia zmena amplitúd, tým väčšia vlnitosť — to je znak stojatých vĺn.

Najvypuklejšie sa stojaté vlny javia pri veľkosti záťaže $R_z = \infty$, t. j. na otvorenom vedení s kmitňou napätia a pri veľkosti záťaže ($R_z = 0$), t. j. vedením nakrátko s kmitňou prúdu na mieste ukončenia. Sú to prípady čistých stojatých vĺn, ktorých uzly by prechádzali nulou, keby vedenie bolo bez strát. Na skutočných vedeniach sú však vlny tlmené stratami, takže odrazená vlna nemôže celkom zrušiť vlnu priamu.



Obr. 6-1. Rozloženie napätia a prúdu po vedení ukončeného činným zaťažovacím odporom R_z o rôznych hodnotách vzhľadom na vlnový odpor vedenia Z_0

Pre medziľahlé hodnoty zaťažovacieho odporu maximá sa stanú menšími a minimá zasa väčšími než v prípade otvorenej a nakrátko uzavretej linky.

Špeciálny prípad medzi krajnými prípadmi ukončenia vedenia nastáva, keď rezistívna hodnota zaťažovacieho odporu $R_z = Z_0$.

Vtedy stojaté vlny zmiznú z vedenia, lebo rovnice prúdu a napätia pri vzťahoch

$$I_k = U_k/Z_0 \text{ a } U_k = I_k Z_0$$

$$u_x = U_k \cos \alpha + jZ_0 I_k \sin \alpha = U_k \cos \alpha + jZ_0 \frac{U_k}{Z_0} \sin \alpha =$$

$$= U_k (\cos \alpha + j \sin \alpha)$$

$$i_x = I_k \cos \alpha + j \frac{U_k}{Z_0} \sin \alpha = I_k \cos \alpha + j \frac{I_k Z_0}{Z_0} \sin \alpha = I_k (\cos \alpha + j \sin \alpha)$$

dávajú konštantnú amplitúdu, aj keď použijeme akúkoľvek dĺžku, a to preto, lebo

$$\cos \alpha + j \sin \alpha = \sqrt{\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha} = 1$$

Energia sa v tomto špeciálnom prípade prenáša postupnými vlnami zo zdroja do rezistívnej záťaže hodnoty vlnového odporu a záťaž sa vo svojej plnej hodnote prenáša na svorky zdroja, lebo bola prispôsobená vlnovému odporu.

Podmienkou, aby sa vedenie prispôsobilo záťaži, je, aby záťaž mala rezistívny charakter hodnoty vlnového odporu vedenia Z_0. Rezistívna záťaž na vedení sa len vtedy správa ohmicky (medzi prúdom a napätím nie je fázový posun), keď odporová hodnota ukončujúcej rezistivity sa rovná vlnovému odporu vedenia.

Uvedené zmeny amplitúd na mieste ukončenia vedenia možno sledovať aj na hodnote činiteľa odrazu

$$K = \frac{Z_0 - R_z}{Z_0 + R_z}$$

respektíve na hodnote PSV, ktorá odpovedá tomuto činiteľovi, nakoľko

$$r_s = \frac{1 + K}{1 - K}$$

Ak sa vedenie uzavrie do skratu ($R_z = 0$), stane sa $K = 1$ a $r_s = \infty$, na znak toho, že sa po vedení utvorili čisté stojaté vlny.

Keď R_z zväčšíme tak, že sa splní podmienka $0 < R_z < Z_0$, zmenšuje sa čitateľ a súčasne vzrastá menovateľ, kým hodnota K sa posúva od jednotky k nule a hodnota r_s od ∞ k 1.

Pri $R_z = Z_0$ stane sa $K = 0$ a $r_s = 1$, lebo po vedení sa prenáša energia postupným vlnením.

Ak je $R_z > Z_0$, hodnota K znova začne rásť, no má negatívne znamienko, lebo fáza odrazenej vlny sa otočila o 180°. Keď hodnotíme zmenu r_s vzniknutú ako následok zmeny fázy, dostaneme $r_s = R_z/Z_0$, t. j. zmení sa čitateľ aj menovateľ.

Pri $R_z = \infty$, t. j. ak sa vedenie otvorí, vzniknú dokonalým odrazom zasa stojaté vlny, činiteľ odrazu K sa bude rovnať 1 a PSV nadobudne hodnotu $r_s = \infty$.

6.2 Vstupná impedancia vedenia s rezistančnou záťažou

Podľa priebehu vstupnej impedancie poznáme aj charakteristické vlastnosti vedenia zakončeného rezistanciou. Pre rozloženie napätia a prúdu platí kap. 5.2 vo všeobecnom prípade:

$$u_x = U_k \cos \alpha + jZ_1 I_k \sin \alpha; \qquad i_x = I_k \cos \alpha + j \frac{U_k}{Z_0} \sin \alpha$$

Keď do vzorca $Z_v = u_x/i_x$ sa dosadia patričné hodnoty pri rešpektovaní výrazu $U_k = Z_z I_k$,

$$Z_v = \frac{U_k \cos \alpha + jZ_0 I_k \sin \alpha}{I_k \cos \alpha + j \frac{U_k}{Z_0} \sin \alpha} = \frac{Z_z I_k \cos \alpha + jZ_0 I_k \sin \alpha}{I_k \cos \alpha + j \frac{Z_z I_k}{Z_0} \sin \alpha} =$$

$$= \frac{Z_z \cos \alpha + jZ_0 \sin \alpha}{\text{cso } \alpha + j \frac{Z_z}{Z_0} \sin \alpha} = Z_0 \frac{Z_z \cos \alpha + jZ_0 \sin \alpha}{Z_0 \cos \alpha + jZ_z \sin \alpha}$$

a dostaneme Z_v v komplexnom tvare $Z_v = R_v + jX_v$,
kde R_v je rezistívna zložka a X_v zasa reaktívna zložka vstupnej impedancie. Aby sme tieto zložky získali, treba do menovateľa zaviesť reálny výraz, ktorý dostaneme, keď čitateľa i menovateľa vynásobíme konjugovanou hodnotou menovateľa.

$$Z_v = Z_0 \frac{Z_z \cos \alpha + jZ_0 \sin \alpha}{Z_0 \cos \alpha + jZ_z \sin \alpha} \cdot \frac{Z_0 \cos \alpha - jZ_z \sin \alpha}{Z_0 \cos \alpha - jZ_z \sin \alpha} =$$

$$= Z_0 \frac{Z_0 Z_z (\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha) + j(Z_0^2 - Z_z^2) \sin \alpha \cos \alpha}{Z_0^2 \cos^2 \alpha + Z_z^2 \sin^2 \alpha} =$$

$$= Z_0 \frac{Z_0 Z_z + j(Z_0^2 - Z_z^2) \sin \alpha \cos \alpha}{Z_0^2 \cos^2 \alpha + Z_z^2 \sin^2 \alpha} = Z_0 \frac{1 + j \frac{Z_0}{Z_z} - \frac{Z_z}{Z_0} \sin \alpha \cos \alpha}{\frac{Z_0}{Z_z} \cos^2 \alpha + \frac{Z_z}{Z_0} \sin^2 \alpha}$$

Pomocou posledného výrazu môžeme vstupnú impedanciu rozložiť na rezistívnu a reaktívnu zložku a položiť $Z_0/Z_z = r_s$ a $Z_z/Z_0 = 1/r_s$.

$$R_v = Z_0 \frac{1}{\frac{Z_0}{Z_z}\cos^2\alpha + \frac{Z_z}{Z_0}\sin^2\alpha} = Z_0 \frac{1}{r_s\cos^2\alpha + \frac{1}{r_s}\sin^2\alpha}$$

$$X_v = Z_0 \frac{\left(\frac{Z_0}{Z_z} - \frac{Z_z}{Z_0}\right)\sin\alpha\cos\alpha}{\frac{Z_0}{Z_z}\cos^2\alpha + \frac{Z_z}{Z_0}\sin^2\alpha} = Z_0 \frac{\left(r_s - \frac{1}{r_s}\right)\sin\alpha\cos\alpha}{r_s\cos^2\alpha \frac{1}{r_s}\sin^2\alpha}$$

Na podobe zložiek po zavedení PSV vidieť, že spôsob prevádzky vedenia (t. j. či sa energia prenáša stojatými lebo postupnými vlnami) značne ovplyvní charakter i hodnotu vstupnej impedancie.

Pri chode vedenia naprázdno alebo nakrátko pôsobí len reaktívna zložka pri $r_s = \infty$, a preto vstupný odpor sa vyjadrí len touto reaktívnou zložkou ako dôsledok stojatých vĺn.

Pri prispôsobenom vedení s $r_s = 1$ vstupná impedancia sa vyjadrí len reálnou zložkou, a to preto, lebo jalová zložka vymizla; bude sa rovnať vlnovému odporu, keďže energia sa prenáša postupným vlnením.

6.3 Vplyv nedokonalého prispôsobenia na vstupnú impedanciu

Pre prevádzku s postupnými vlnami sa pripúšťa ako miera nedokonalosti prispôsobenia amatérskych napájacích vedení maximálne $r_s = 2$, kým pre rozhlasové účely môže byť $r_s = 1{,}41$.

Pre podrobné preskúmanie pomerov treba prepočítať reálnu a jalovú zložku impedancie Z_v pri zvolenom Z_0 s touto mierou nedokonalosti prispôsobenia.

V *tab. 6-1* sú zachytené vypočítané zložky, ktoré sú graficky znázornené na *obr. 6-2*; zvolený vlnový odpor vedenia $Z_0 = 50\ \Omega$. Tu vidieť, že rezistívna zložka vstupného odporu sa mení podľa mernej dĺžky x/λ vedenia v medziach od 25 do 100 Ω. Jalová zložka čiže reaktancia sa mení od záporných hodnôt po kladné a dosahuje maximálnu hodnotu 37,43 Ω pri $x/\lambda = 0{,}18 - 0{,}32 - 0{,}68 - 0{,}82$ — atď.

Pri dĺžkach rovných násobkom polvĺn (body $A-A'$) vidíme, že na nedokonale prispôsobenom vedení zmizne reaktívna zložka a objaví sa čistý ohmický odpor ako vstupná impedancia vedenia, ustálený pomocou jednoduchej rovnice $R_v = Z_0/r_s = 50/2 = 25\ \Omega$.

Pri dĺžkach rovných nepárnym násobkom štvrťvĺn (body $C-C'$) sa tiež dosiahne vymiznutie reaktívnej zložky, s tým rozdielom, že na svor-

Tabuľka 6-1

Výsledky výpočtu reálnej R_v aj imaginárnej zložky X_v vstupnej impedancie Z_v koaxiálneho napájača o vlnovom odpore $Z_0 = 50$ s rezistívnou záťažou $R_z = 25\ \Omega$. Výsledky sú znázornené na *obr. 6-2*. Ide o riešenie rovníc:

$$R_v = \frac{Z_0}{\frac{Z_0}{Z_z}\cos^2\alpha + \frac{Z_z}{Z_0}\sin^2\alpha} = \frac{50}{\frac{50}{25}\cos^2\alpha + \frac{25}{50}\sin^2\alpha} = \frac{50}{2\cos^2\alpha + \frac{1}{2}\sin^2\alpha}$$

$$X_v = \frac{Z_0\left(\frac{Z_0}{Z_z} - \frac{Z_z}{Z_0}\right)\sin\alpha\cos\alpha}{\frac{Z_0}{Z_z}\cos^2\alpha + \frac{Z_z}{Z_0}\sin^2\alpha} = \frac{50\left(\frac{50}{25} - \frac{25}{50}\right)\sin\alpha\cos\alpha}{\frac{50}{25}\cos^2\alpha + \frac{25}{50}\sin^2\alpha} = \frac{75\sin\alpha\cos\alpha}{2\cos^2\alpha + \frac{1}{2}\sin^2\alpha}$$

v závislosti od $\alpha° = \frac{2\pi}{\lambda}x = 360° \frac{x}{\lambda}$

x/λ	α	R_v	X_v
0,00	0° 0′	25,000	0,000
0,05	18 0	26,928	11,870
0,10	36 0	33,743	24,069
0,15	54 0	49,104	35,021
0,17	61 12	58,953	37,331
0,18	64 48	64,772	37,431
0,19	68 24	71,097	36,502
0,20	72 0	77,731	34,267
0,21	75 36	84,350	30,476
0,22	79 12	90,470	24,978
0,23	82 48	95,500	17,812
0,24	86 24	98,852	9,228
0,25	90 0	100,000	0,000

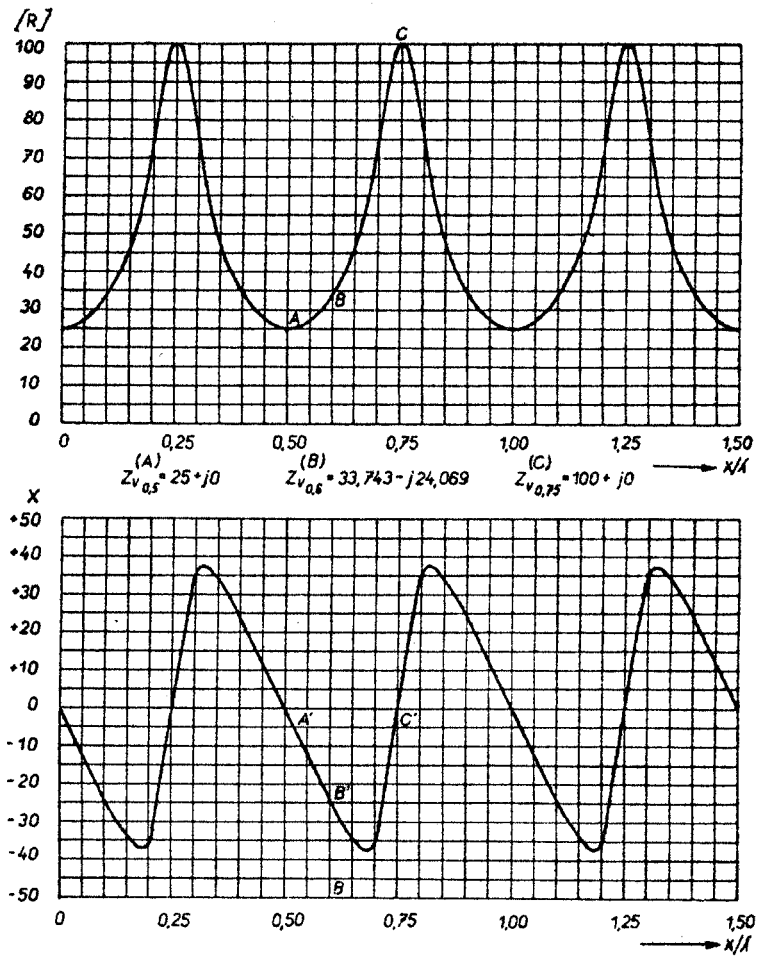
kách zdroja sa ukáže čistý rezistívny odpor o hodnote $R_v = Z_0 r_s = 50 \cdot 2 = 100\ \Omega$.

V bodoch B—B', t. j. na vedení $0{,}6\,\lambda$, by sme namerali impedanciu zloženú z 33,74 Ω rezistancie a 24,07 Ω kapacitancie.

Keby sme takúto linku dlhú $0{,}6\,\lambda$ pripojili na vysielač, nastali by ťažkosti s nastavením vhodnej záťaže pre vysielač, lebo kapacitancia 24,07 Ω by rozladila rezonančný okruh posledného stupňa vysielača.

Pri práci s nedokonale prispôsobenou linkou, kde $r_s > 2$, možno bez ďalšieho nastavovania pracovať vtedy, keď ju odrežeme pri nejakom násobku $\lambda/2$.

Z uvedeného vyplýva, že jalová zložka vstupného odporu, t. j. reaktancia, zmizne pri každej $n\frac{\lambda}{4}$ dĺžke rezistančne zakončeného vedenia



Obr. 6-2. Grafické znázornenie reálnej a imaginárnej zložky vstupnej impedancie koaxiálneho napájacieho vedenia o vlnovom odpore 50 Ω pri rôznych dĺžkach a ohmickej záťaži 25 Ω s mierou nedokonalosti prispôsobenia $r_s = 2 : 1$, prípustnou pre amatérsku prevádzku

a na zdroji sa objaví len rezistívna zložka vstupného odporu, ktora aj v určitom pomere k hodnote rezistívnej záťaže. Tento pomer sa nazýve *transformačný odporový pomer.*

7. FYZIKÁLNE VEDENIE SO STRATAMI A KONŠTANTNÝM VLNOVÝM ODPOROM

Doteraz sme rozoberali deje na rôzne zakončených vedeniach za predpokladu, že vedenie je bez akýchkoľvek strát. Tento predpoklad sa však v praxi nespĺňa. Aby sme zistili dosah nesplnenia podmienky pre ideálne vedenie, treba sa oboznámiť s druhmi strát, ktoré vyvolajú isté zmeny oproti už vysvetleným stavom na ideálnom vedení.

Rozoznávame dva druhy strát, a to straty vyvolané činným odporom vedenia, ktoré sú úmerné štvorcu prúdu, a straty dielektrické, úmerné štvorcu napätia.

Preto sa ideálnemu vedeniu viac priblížime pri tej prevádzke, pri ktorej chýbajú kmitne prúdu a napätia, lebo tu budú straty najmenšie. Tento prípad minimálnych strát nastane len pri prevádzke postupnými vlnami.

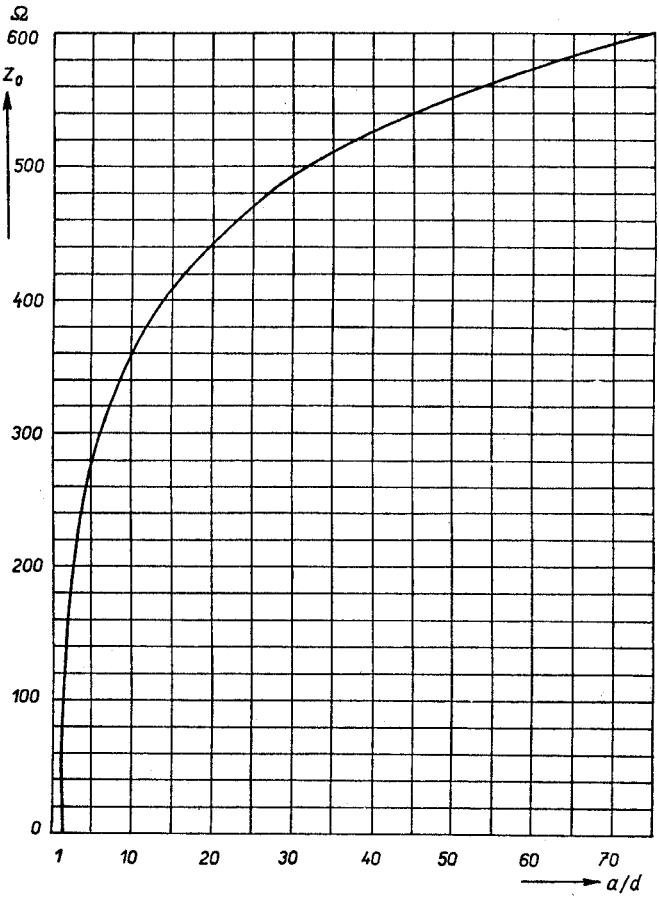
Ideálne vedenie prestáva byť ideálnym vtedy, keď po ňom dopravujeme energiu stojatými vlnami, lebo sekcie s kmitňami prúdov a napätí sú príčinou zvýšených strát.

Pre menšie straty je teda výhodnejšie vedenie s postupnými vlnami než s vlnami stojatými, a to najmä ak ide o prenos veľkých energií, keď dobré prispôsobenie veľmi zaváži. Z týchto dôvodov sa na prenášané výkony nad 1 kW používajú len napájacie vedenia na postupné vlny s mierou nedokonalosti prispôsobenia $r_s = 1{,}41$, zatiaľ čo pre amatérske účely vzhľadom na malé množstvá prenášanej energie stačí $r_s = 2$.

7.1 Rozdiel v rozložení prúdu a napätia po fyzikálnom vedení oproti stavu na ideálnom vedení

Z teórie šírenia prúdu po vedení je známe, že sa prúd pri svojom postupe vodičom ustavične útlmom zoslabuje, takže aj priama a odrazená vlna budú podliehať tomuto útlmu. Výsledná stojatá vlna, zložená z týchto dvoch postupných vĺn, sa tiež utlmí podľa tej istej exponenciály, a to v kmitniach, ktoré nasledujú za sebou. Útlmom sa znižuje hladina uzlov a z toho istého dôvodu aj uzly prúdu sa posunú smerom k zaťaženému koncu vedenia, kým kmitne prúdu smerom na zdroj. Pretože s uzlami a kmitňami napätia sa deje to isté, neutvoria sa uzly napätia a kmitne prúdu na tom istom mieste ako pri ideálnom vedení.

Toto posúvanie kmitne prúdu smerom ku zdroju a uzla napätia smerom k záťaži je vyznačené na *obr. 7-1.* Pre znižovanie hladiny uzlov od zdroja ku koncu vedenia sa nedosiahnu ani pri čistých stojatých vlnách absolútne uzly napätia a prúdu (v porovnaní s nulovými hodnotami na ideálnom vedení), ale aj tieto minimá jednako len nazývame *uzlami.* Spomínané minimá sa blížia nule tým viac, čím dokonalejšie je fyzikálne vedenie. Dokonalým vedením z hľadiska minima strát je teda vedenie čo najkratšie, z hrubšieho drôtu a s dobrou izoláciou.



Obr. 7-1. Graf závislosti vlnového odporu Z_0 vzdušnej dvojdrôtovej linky od pomeru a/d, kde a je rozstup drôtov a d ich priemer

Vo všeobecnosti možno akceptovať zákonitosť distribúcie prúdu a napätia odvodenú pre ideálne aj fyzikálne vedenie, lebo tam platné vzťahy sa pomerne dobre zhodujú so skutočnosťou na fyzikálnom vedení.

7.2 Rozdiel medzi hodnotou vstupného odporu fyzikálneho vedenia a vstupného odporu odvodeného pre ideálne vedenie

Keď porovnáme ideálne vedenie s ideálnym kmitacím okruhom a fyzikálne vedenie so stratovým kmitacím okruhom, zhruba vystihneme skutočnosť, lebo pri rezonancii sa správajú podobne.

V prípade, že fyzikálne vedenie predstavuje sériový rezonančný okruh, vstupný odpor vedenia sa nerovná nule, ako je to pri ideálnom vedení, ale obsahuje aj stratovú hodnotu a táto stratová hodnota po dosiahnutí ďalších rezonančných dĺžok sériovej rezonancie ešte narastie.

Keď fyzikálne vedenie má charakter paralelnej rezonancie, vstupný odpor už nenadobúda nekonečnú hodnotu, ako je to pri ideálnom vedení, ale má hodnotu konečnú, ktorá silne klesá pri najbližších dĺžkach paralelnej rezonancie fyzikálneho vedenia. Rezonančné dĺžky sú v porovnaní s rezonančnými dĺžkami ideálneho vedenia zmenené, keďže reaktancie zmiznú pri trocha menších elektrických stupňoch, než sú násobky 90°. Toto skrátenie rezonančných dĺžok robí asi 2 až 3% z príslušných dĺžok ideálneho vedenia. Aj tu teda zmiznutie reaktančnej zložky vstupného odporu znamená dosiahnutie rezonancie.

Pri rezonančných dĺžkach sériovej resp. paralelnej rezonancie vzniká značný rozdiel vo vstupnom odpore zdroja. Raz sa na generátore prejaví malý odpor sériovej rezonancie, inokedy pri zmene elektrickej dĺžky veľký odpor paralelnej rezonancie. To, pravda, znamená potrebu zmeniť väzbové členy vedenia na vysielač a súčasne zmenu frekvencie.

Preto aj v rozhlasovej krátkovlnnej technike, kde sa občas musia meniť frekvencie vzhľadom na ionosferické zmeny, možno používať len prevádzku s postupnými vlnami a ľubovoľnou dĺžkou napájacieho vedenia, a najmä so stálou záťažou zdroja, ktorej sa prispôsobia väzbové prvky vedenia na vysielač.

V amatérskej prevádzke pri zmene pásiem, ktoré sú v harmonickom pomere, možno vec v prevádzke napájacieho vedenia so stojatými vlnami riešiť tak (pri pomere harmonických pásiem 1 : 2 : 4), že väzbový element, ktorý bol predtým sériový, prepne sa na paralelný a na dĺžke vedenia sa neurobí nijaká zmena.

Zhrnutím výsledkov zistíme, že pri fyzikálnom vedení vznikajú v okolí dĺžok paralelnej rezonancie také veľké zmeny, že vzťahy odvodené pre ideálne vedenie neplatia ani približne. Naproti tomu celkom dobrá zhoda je pri dĺžkach mimo oblasti paralelnej rezonancie, kde vstupná impedancia,

odvodená pre ideálne vedenie najmä v oblasti 45°, dáva veľmi presné výsledky.

7.3 Fyzikálne vedenia používané ako napájače

Úlohou napájacej linky je dopraviť energiu do antény bez väčších strát, alebo v prípade príjmu zasa odovzdať prijatý signál prijímaču.

Zo zásad konštrukcie bezstratovej dopravy vyplývajú dve hlavné požiadavky:

a) Prenos uskutočniť s čo najväčšou účinnosťou.

b) Zabrániť vyžarovaniu energie, ak sa použije pre vysielaciu anténu, a prijímaniu nežiadúcich signálov, ak sa použije pri prijímacej anténe.

Z týchto dvoch požiadaviek vyplývajú smernice pre konštrukciu. Ak napájač nemá vyžarovať a prijímať nežiadúce signály, je potrebné, aby protivodič vyvolával magnetické pole rovnaké, ale opačného zmyslu, a tak svojou blízkosťou rušil magnetické pole okolo vodičov ako celku. Blízkosť vodičov je teda nevyhnutným faktorom pri kompenzovaní poľa. Preto *napájacie linky sa zostavujú z paralelne prebiehajúcich drôtov s malou vzdialenosťou* alebo zo *súosových vodičov*, aby sa kompenzovalo magnetické pole. (O týchto druhoch napájačov povieme viac v príslušnej kapitole.)

Rovnaké napájacie vedenie pripojené na tú istú anténu môžeme urobiť pre dva odlišné spôsoby prevádzky:

a) *Pri prevádzke napájacieho vedenia* — stručne napájača — *stojatými vlnami* používame rezonančné dĺžky, ktoré pre zachovanie rezonancie vyžadujú rezistívnu záťažnú impedanciu, utvorenú zo vstupného odporu antény. Anténa (dipól) je však rezistívna iba vo dvoch bodoch, a to v kmitni prúdu — so 73 Ω vstupného odporu — a v kmitni napätia — asi s 6500 Ω. Preto poznáme dva spôsoby pripojenia napájača na anténu pre prevádzku stojatými vlnami, a to:

V kmitni napätia, keď sa anténa napája napätím a napájač sa v mieste pripojenia na anténu správa ako otvorené vedenie so vstupným odporom asi 6500 Ω, t. j. napäťové napájanie.

V kmitni prúdu, keď sa napája prúdom a napájač sa v mieste pripojenia na anténu so vstupným odporom 73 Ω správa podľa veľkosti vlnového odporu napájacieho vedenia, t. j. prúdové napájanie.

Dĺžku napájacieho vedenia nemožno voliť ľubovoľne, lebo je rezonančná, preto musí byť násobkom štvrťvĺn. Zvolený počet štvrťvĺn po vedení a spôsob voľby napájania — prúdom alebo napätím — určujú spôsob väzby napájacieho vedenia na kmitací okruh posledného zosilňovacieho stupňa vysielača.

Keď sa na mieste väzby na vysielač má utvoriť kmitňa napätia, treba použiť paralelný ladiaci okruh, a keď sa má utvoriť kmitňa prúdu, potom treba použiť sériový ladiaci okruh.

Pre použitie väzby so sériovým ladiacim okruhom treba si zapamätať pravidlo:

Keď sa má anténa napájať napätím, potom treba voliť také dĺžky napájača, ktoré sú nepárnymi násobkami štvrťvĺn; keď ju chceme napájať prúdom, musíme zvoliť dĺžky rovné párnym násobkom štvrťvĺn.

Naproti tomu pre použitie väzby s paralelným ladiacim okruhom platí: Keď máme anténu napájať napätím, volíme dĺžku napájača rovnú párnemu počtu štvrťvĺn, a keď napájame prúdom, musíme zvoliť dĺžku rovnú nepárnemu počtu štvrťvĺn.

Na prevádzku *stojatými vlnami treba používať len vzdušné vedenia.* V kábelovom vedení vznikajú vplyvom izolačnej hmoty v nich použitej značné dielektrické straty, ktoré majú v porovnaní s rezistančnými stratami odlišný charakter. Pri nižších frekvenciách prevažujú rezistančné straty nad dielektrickými, ktoré zasa prevládajú pri vyšších frekvenciách, lebo sú úmerné stratovému uhlu použitého dielektrického materiálu.

Pre uvedené dôvody sa *káblové vedenia nehodia na prevádzku stojatými vlnami.* Vzhľadom na to, že pri prevádzke stojatými vlnami sa používajú rezonančné dĺžky vedenia, označujú sa tieto napájače ako rezonančné alebo ladené.

b) *Pri prevádzke napájača postupnými vlnami* používame ľubovoľné dĺžky vedenia s prispôsobením záťaže, t. j. vstupného odporu antény, vlnovému odporu napájača.

Najjednoduchšie prispôsobenie je, keď sa rozstup napájača zvolí podľa vstupného odporu pripnutej antény a napájač sa priamo pripojí na jej vstupné svorky. Tento priamy spôsob je možný pri niektorých druhoch antén, no nedá sa uskutočniť tam, kde je vstupný odpor príliš nízky (8 až 30 Ω), lebo napájače nemožno zhotoviť na taký nízky vlnový odpor. Keď sa vlnový odpor napájača veľmi líši od vstupného odporu antény, potom sa medzi ne vradí prispôsobovací článok.

Prispôsobenie sa však musí zabezpečiť na oboch koncoch napájacieho vedenia, a preto treba upraviť aj väzbové členy medzi vysielačom a napájačom, a to tak, aby sa vstupný odpor do napájača rovnal jeho vlnovému odporu. Keď napájacie vedenie bude prispôsobené vysielaču a vstupnému odporu do antény, možno zaručiť, že prenesený výkon bude maximálny.

Keď sa splnia podmienky prispôsobenia, elektrická energia sa šíri po napájači len postupným vlnením, lebo od konca vedenia nenastane odraz — preto chýbajú kmitne a uzly — a pretože tvar prúdu a napätia sa vnímajú ako bez zvlnenia, vznikajú najmenšie rezistívne a dielektrické straty.

Teraz, pri hladkom priebehu postupnej vlny, možno už používať aj káblové vedenie, ale len vtedy, keď je prispôsobenie vyhovujúce, t. j. ak sa pri PSV neprekročí hodnota $r_s = 2$. No jednako výrobca kábla,

aby nezvýšil dielektrické straty, predpisuje istý maximálny prenášaný výkon, ktorý sa pri danej frekvencii nesmie prekročiť.

Napájacie vedenie pre prevádzku postupnými vlnami sa nazýva *nerezonančné* alebo *neladené preto*, že jeho dĺžku nemusíme „ladiť" na rezonančné dĺžky, kým nerezonančné vedenie s PSV lepším než $r_s = 2$ sa nazýva *aperiodické hladké vedenie* (flat line) na znak toho, že vlnitosť pri tomto pomere je zanedbateľná, a tak jej môžeme pripísať hladký charakter. Keď je pomer PSV väčší než 2, napájacie vedenie stráca hladký charakter a keď ho jednako len chceme používať, musíme ho odrezať na násobky polvĺn, aby sa nevyvolávali zmeny vstupnej impedancie ako spätné reaktívne pôsobenie linky, ktorým by sa kmitací okruh rozlaďoval, a tak by sa musela nastavovať tesnosť väzby.

Druhy fyzikálnych napájacích vedení a ich vlnový odpor.

Výraz napájacia linka sa používa pre súbor vodičov na prenos elektrickej energie od vysielača k anténe. Má sa urobiť spojenie bez vlastného vyžarovania. Napájacie vedenie delíme podľa toho, akou mierou bráni vlastnému vyžarovaniu, a podľa konštrukcie na nasledujúce typy:

jednodrôtovú napájaciu linku,

dvojdrôtovú alebo viacdrôtovú symetrickú linku z paralelných vodičov,

súosovú asymetrickú linku.

7.3.1 Jednodrôtový napájač (feeder) sa skladá z jediného vodiča, ktorý vedie od vysielača k anténe, pričom elektrický obraz odzrkadlený v zemi tvorí protivodič. Používa sa len pri prevádzke postupnou vlnou s veľmi dobrým prispôsobením, lebo pri vzniku stojatých vĺn by vlastné vyžarovanie nevhodne ovplyvnilo vyžarovací diagram antény. Amatéra zaujíma najmä hodnota vlnového odporu (vzhľadom na prispôsobenie).

Sú známe presné vzorce pre vertikálny jednodrôtový napájač, ako aj pre napájač horizontálny, no pre napájač lomený oblúkom sa dosiaľ nevyvodili nijaké presné vzťahy.

Tu je vodidlom, že drôt priemeru 1,5 mm dáva vlnový odpor 670 Ω, 2 mm drôt 640 Ω a 3 mm drôt 577 Ω.

Pre vlastné vyžarovanie sa upúšťa od používania jednodrôtového napájača a používa sa najmä dvojdrôtová linka.

7.3.2 Dvojdrôtová symetrická linka sa skladá z dvoch paralelných vodičov, ktoré udržujú na stálom rozstupe izolačné rozpery vzdialené od seba asi 1 m. Tieto vzdušné linky, znázornené na *obr. 7-5*, nemožno urobiť na menej než asi 250 Ω vlnového odporu, lebo už nepatrné zmeny v rozstupe by vyvolali značnú percentuálnu zmenu v hodnote vlnového odporu. Pri umiestňovaní linky v teréne treba dbať na symetričnosť, t. j. linky treba viesť tak, aby oba vodiče linky mali rovnakú kapacitu ako uzemnené predmety.

Symetričnosť je potrebná na dodržanie rovnakých fáz v protiľahlých

Hodnoty pre vlnový odpor dvojdrôtovej vzdušnej linky. Do argumentu $a/d = 10{,}0$ sú vypočítané podľa presného vzorca na 2 desatinné miesta a ďalej len približným vzorcom. Výsledky sú znázornené na *obr. 7-1*

a/d	Z_0	a/d	Z_0	a/d	Z_0	a/d	Z_0	a/d	Z_0
1,00	0,00	3,1	217,31	7,2	319,77	17,5	426,6	56	566,2
1,05	58,01	3,2	221,22	7,3	321,43	18	430,0	57	568,3
1,10	70,96	3,3	225,01	7,4	323,07	18,5	433,3	58	570,4
1,15	80,56	3,4	228,68	7,5	324,69	19	436,5	59	572,4
1,20	88,58	3,5	232,23	7,6	326,29	19,5	439,6	60	574,4
1,25	95,63	3,6	235,69	7,7	327,86	20	442,6	61	576,5
1,30	102,01	3,7	239,04	7,8	329,42	21	448,5	62	578,4
1,35	107,90	3,8	242,30	7,9	330,95	22	454,1	63	580,3
1,40	113,37	3,9	245,48	8,0	332,47	23	459,4	64	582,2
1,45	118,52	4,0	248,57	8,1	333,97	24	464,5	65	582,9
1,50	123,40	4,1	251,58	8,2	335,44	25	469,4	66	585,9
1,55	128,01	4,2	254,51	8,3	336,90	26	474,1	67	587,7
1,60	132,42	4,3	257,38	8,4	338,35	27	478,6	68	589,5
1,65	136,64	4,4	260,17	8,5	339,77	28	483,0	69	591,1
1,70	140,69	4,5	262,91	8,6	341,18	29	487,2	70	593,0
1,75	143,60	4,6	265,58	8,7	342,57	30	491,3	71	594,4
1,80	148,33	4,7	268,19	8,8	343,81	31	495,2	72	596,3
1,85	151,96	4,8	270,75	8,9	345,31	32	499,0	73	598,0
1,90	155,46	4,9	273,25	9,0	346,65	33	502,7	74	599,6
1,95	158,85	5,0	275,70	9,1	347,99	34	506,3	75	601,2
2,00	162,14	5,1	278,10	9,2	349,27	35	509,8	76	602,8
2,05	165,31	5,2	280,45	9,3	350,60	36	513,2	77	605,8
2,10	168,43	5,3	282,76	9,4	351,89	37	516,4	78	605,9
2,15	171,45	5,4	285,03	9,5	353,15	38	519,6	79	607,5
2,20	174,38	5,5	286,91	9,6	354,42	39	522,8	80	609,0
2,25	177,24	5,6	289,42	9,7	355,67	40	525,8	81	610,5
2,30	180,03	5,7	291,57	9,8	356,90	41	528,8	82	611,9
2,35	182,76	5,8	293,66	9,9	358,13	42	531,7	83	613,4
2,40	185,42	5,9	295,73	10,0	359,33	43	534,5	84	614,8
2,45	188,01	6,0	297,62	11,0	370,9	44	537,2	85	616,3
2,50	190,55	6,1	299,76	11,5	376,2	45	539,9	86	617,7
2,55	193,04	6,2	301,72	12,0	381,3	46	542,6	87	619,0
2,60	195,47	6,3	303,66	12,5	386,2	47	545,2	88	620,4
2,65	197,85	6,4	305,56	13,0	390,9	48	547,7	89	621,8
2,70	200,19	6,5	307,43	13,5	395,5	49	550,2	90	623,1
2,75	202,46	6,6	309,27	14,0	399,8	50	552,6	91	624,5
2,80	204,71	6,7	311,09	14,5	403,1	51	555,0	92	625,8
2,85	206,90	6,8	312,88	15,0	408,1	52	557,3	93	627,1
2,90	209,06	6,9	314,64	16,0	415,8	53	559,6	94	628,3
2,95	211,18	7,0	316,37	16,5	419,5	54	561,8	95	629,6
3,00	213,26	7,1	318,08	17,0	423,1	55	564,0	96	630,9

bodoch vedenia. V opačnom prípade sa amplitúdy posunujú a polia sa celkom nevykompenzujú, čo vedie k vyžarovaniu napájača.

Pri prevádzke postupnými vlnami sú straty minimálne, no pri prevádzke stojatými vlnami vzrastú asi na 5-násobok; tu treba dbať najmä na kvalitu izolačného materiálu rozpierok (kalit, polystyrol). Nevýhodou drôtového vedenia je, že naň vplýva počasie. Napr. pri sychravom počasí alebo pri námrazách vznikajú veľké straty. Najvýhodnejší je napájač s vlnovým odporom okolo 600 Ω, lebo vtedy je najvýhodnejší pomer strát k váhe vedenia.

Vlnový odpor dvojdrôtovej linky sa vypočíta z presného vzorca

$$Z_0 = 276 \sqrt{\log\left[\frac{a}{d} + \sqrt{\left(\frac{a}{d}\right)^2 - 1}\right] \log 2\frac{a}{d}}$$

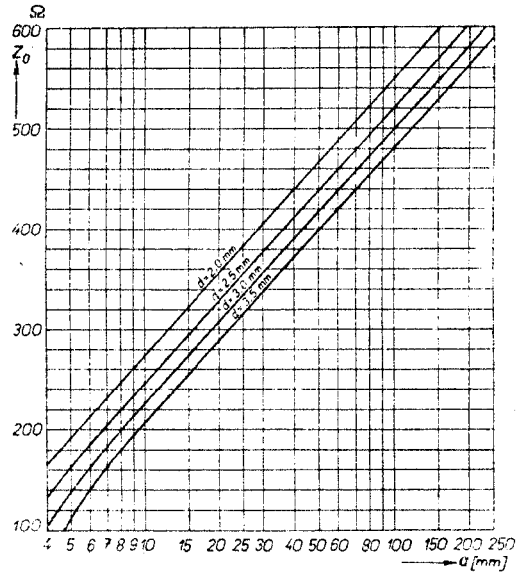
kde a je rozstup drôtov, d ich priemer vyjadrený v rovnakých jednotkách, ako je vyznačené na *obr. 7-5.*

Keď je $a \gg d$, vzorec prejde v známy tvar

$$Z_0 = 276 \log 2\frac{a}{d}$$

Tento vzorec sa však môže používať len od pomeru $a/d = 2{,}20$ a viac; tu poskytuje trocha vyššie hodnoty než presný vzorec.

Graf závislosti vlnového odporu Z_0 dvojdrôtovej linky od pomeru a/d je na *obr. 7-1.* Je zostavený z výsledkov vypočítaných podľa presného vzorca *(tab. 7-1).* Pre rýchlu orientáciu je osobitne vyhotovený graf na *obr. 7-2,* na ktorom možno nájsť rozstup drôtov 2, 0—2, 5—3, 0—3, 5 mm pre rôzne vlnové odpory.



Obr. 7-2. Orientačný graf zostavený za účelom vyhľadania rozstupu pre zostavenie vzdušnej napájacej dvojlinky z drôtov 2—2,5—3—3,5 mm pre nastavenie na žiadaný vlnový odpor

Dvojdrôtová linka sa vyhotovuje aj ako plochý pásový kábel, v ktorom sú oba drôty spojené polyetylénovou izoláciou. Takto sa zredukuje

vlastné vyžarovanie. Vlnový odpor týchto dvojdrôtových káblikov môže byť medzi 50 až 300 Ω, a preto tieto káble možno priamo pripojiť na rôzne anténové typy. Ich výhodou je, že sú chránené pred účinkami počasia, no majú pomerne veľký útlm. Údaje o plochých pásových káblikoch, ktoré sa vyrábajú u nás, sú v *tab. 7-2.*

Tabuľka 7-2

Údaje o napájacích koaxiálnych a plochých pásikových kábloch

Druh	Priemer vodiča [mm]	Priemer dielek. [mm]	Vonkajší priemer [mm]	Vlnový odpor [Ω]	Kapacita [pF/m]	Konštanta dielektrika ε	V	Útlm v dB na 100 m	
								60 MHz	200 MHz
Koax. kábel DPKU 32 o 70 Ω	1,12	6,4	9,5	70	70	2,25	0,67	5,4	10,0
Koax. kábel DPKU 22 o 70 Ω	0,56	3,25	5,2	70	75	2,25	0,65	10,1	17,0
* Plochý pásikový kábel s PVC s 250 Ω	1,0	9,5	2,6/12	250	20	3,5	0,77	20	—
Plochý pásikový kábel s iz. polyetylénu 285 Ω	7×0,3	7,5	2,1/10	285	14	2,25	0,82	2,0	6

Neodporúča sa použiť ako napájač pre vysielacie antény, najmä pre prevádzku stojatými vlnami, a keď sa použije za plochú linku, potom len do frekvencie 7 MHz a menej.

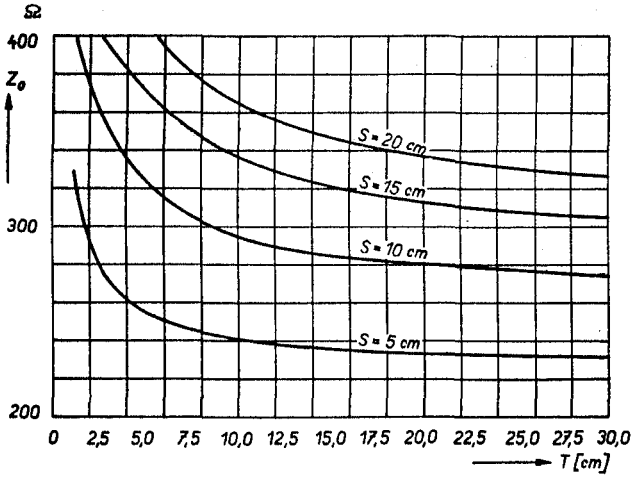
Vlnový odpor vzdušnej linky môžeme znížiť tak, že na spoločnej trati spojíme paralelne dve takéto vedenia. Treba však navzájom spojiť dva protiľahlé drôty, aby celý systém mal charakter symetrickej linky, lebo len tak možno obom vedeniam zaručiť tú istú kapacitu oproti zemi. Celý systém vodičov sa na každých 1,5 až 2 m vystužuje krížovými izolátormi. Vlnový odpor takéhoto systému sa vypočíta z rovnice.

$$Z_0 = 138 \log \left[\sqrt{1 + \left(\frac{S}{T}\right)^2} \cdot \frac{2S}{d} \right]$$

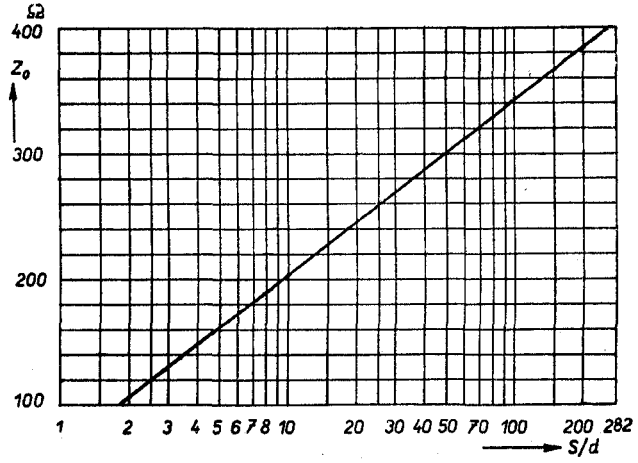
kde S je rozstup drôtov idúcich horizontálnym smerom,
T — vzdialenosť súbežného páru vertikálnych drôtov,
d — priemer vodičov, všetko v rovnakých jednotkách.

Pri $T = \infty$ dostaneme poloviČnú a pri $T = 0$ zasa pôvodnú hodnotu vlnového odporu normálneho dvojdrôtového vedenia *(obr. 7-3)*.

Vlnový odpor výsledného paralelného súbehu drôtov môže padnúť len medzi uvedené hraničné hodnoty. V praxi sa používa len rozmedzie $Z_0 =$



Obr. 7-3. Vlnový odpor paralelne súbežných 2 vzdušných vedení, znázornený ako funkcia vertikálneho odstupu T s parametrami horizontálneho rozstupu drôtov S (S = 5, 10, 15 a 20 cm)



Obr. 7-4. Vlnový odpor napájacieho vzdušného vedenia zoradeného do štvorca ako funkcia pomeru rozstupu S k priemeru drôtu d

= 250 až 350 Ω. Taká nízka hodnota sa používa preto, aby vo vodičoch vznikalo čo najmenšie napätie; je dôležité najmä pri prenose veľkých výkonov, napr. v rozhlasovej prevádzke. Používaná časť je zachytená vo forme grafickej závislosti Z_0 ako funkcia T pri parametroch $S = 5, 10, 15, 20$ cm a hrúbke drôtov $d = 2$ mm; je zostrojená na základe hodnôt vypočítaných podľa *tab. 7-3*. Amatérov však bude najviac zaujímať prípad, keď sú drôty zoradené do štvorca, a pretože $T = S$, platí

$$Z_0 = 138 \log \frac{S}{d} + 62{,}38$$

Na *obr. 7-4* je zobrazený pomer S/d ako funkcia Z_0 pre používaný interval 200 až 340 Ω vlnového odporu.

Tabuľka 7-3

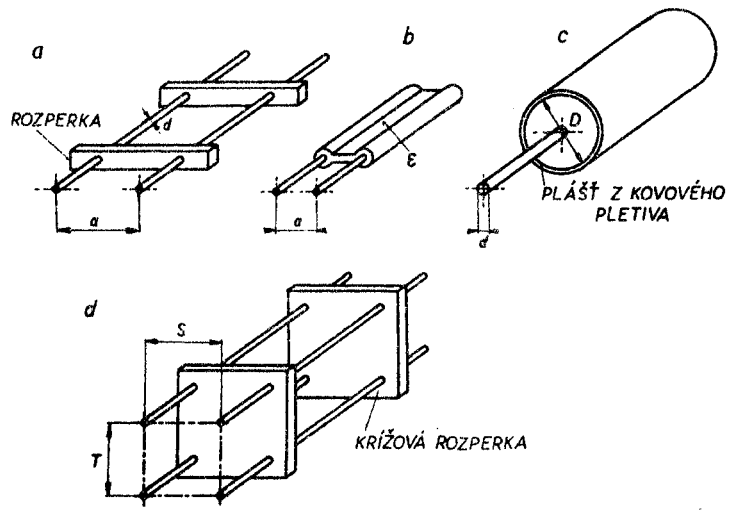
Početné výsledky pre vlnový odpor Z_0 2 súbežných vzdušných vedení s horizontálnymi rozstupmi za parameter S a s premenlivou vertikálnou vzdialenosťou T. Výsledky sú uvedené na *obr. 7-3*

$T_{[cm]}$	$S_{[cm]}$			
	5	10	15	20
1	332,45	414,74	463,24	497,70
2	294,14	374,04	422,04	456,33
3	274,58	351,12	398,78	432,38
4	262,94	335,72	381,95	415,44
5	255,50	324,58	369,70	402,88
7,5	254,74	306,94	352,38	380,68
10	241,41	297,09	336,00	367,49
12,5	239,16	291,14	327,38	355,33
15	237,87	287,33	322,12	348,67
17,5	237,06	284,77	317,15	342,91
20	236,53	282,99	314,01	338,68
22,5	236,15	281,71	311,65	335,35
25	235,88	280,75	309,83	332,72
30	235,53	279,46	307,32	328,91

Odporúča sa vertikálna vzdialenosť 2 vzdušných liniek len nad $T = 10$ cm, lebo ináč malá zmena v T by vyvolala veľkú zmenu Z_0.

7.3.3 Súosová asymetrická linka sa skladá z vnútrajšieho drôtového a zo súosového koncentrického dutého vodiča, ktorý je od vnútrajšieho izolovaný kvalitným, pevným dielektrikom, ako napr. polyetylénom alebo teflónom.

Vonkajší valcovitý vodič pre malé výkony sa robí z kovového pletiva najmä preto, aby okrem tieniaceho účinku poskytoval aj dostatočnú ohybnosť. Pre tento tieniaci účinok sa elektromagnetické pole, vznikajúce medzi vodičmi, nedostane von z kábla. Zásadnou výhodou koaxiálnych



Obr. 7-5. Amatérmi používané druhy napájacích liniek: *a* — symetrické 2-vodičové vzdušné vedenie, *b* — symetrické 2-vodičové vedenie s dielektrikom, *c* — koaxiálne nesymetrické vedenie, *d* — 4-vodičové symetrické vedenie

káblov je, že znižujú vyžarovacie straty na minimum. Toto minimum sa dosiahne vtedy, keď sú vodiče z medeného materiálu (pomer $D/d = 3{,}6$).

Vlnový odpor koaxiálnych vodičov udáva výraz

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \log \frac{D}{d}$$

kde D je svetlý priemer kovového pletiva,

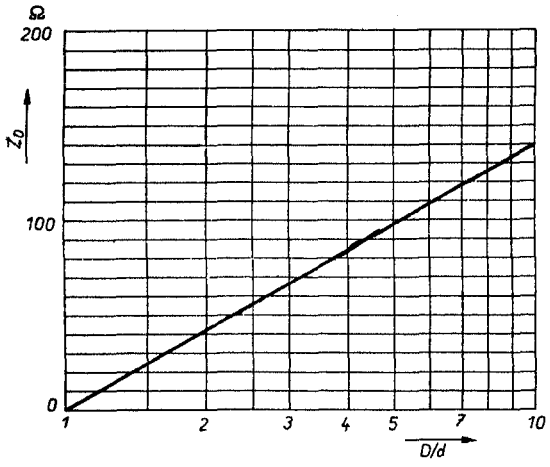
d — priemer stredného drôtu,

ε — dielektrická konštanta izolačného materiálu *(obr. 7-5)*. Grafický priebeh Z_0 je zobrazený ako funkcia pomeru D/d na *obr. 7-6* pomocou výsledkov uvedených v *tab. 7-4*.

Všeobecne sa v anténovej technike krátkych vĺn dáva prednosť symetrickým napájacím vedeniam, pretože koncové zosilňovače, na ktoré sú

napojené, bývajú zväčša v protitaktovom zapojení, takže výstup je symetrický.

Pri amatérskych staniciach váha napájacieho vedenia nehrá veľkú úlohu, lebo sa používajú pomerne malé priemery drôtov, a tak sa stavba napájača u väčšiny amatérov rieši tak, že vedenie je zavesené na anténu a vstupný koniec ústi do vysielača. Len technicky vyspelejší amatéri si robia vnútorný rozvod linky po stenách na stojančekových izolátoroch a výstup z miestnosti, zvyčajne cez okno pomocou priechodných izolátorov.



Obr. 7-6. Grafický priebeh vlnového odporu koaxiálneho napájača, zobrazený ako funkcia pomeru D/d pri dielektrickej konštante vzduchu $\varepsilon = 1$

V rozhlasovej praxi sa vzhľadom na prenášané výkony používajú ako materiál na napájače medené pletené laná do 50 kW výkonu, kým pri výkonoch do 200 kW sa používajú duté rúry pri rešpektovaní miery zaťaženia obvodu vodičov asi na 10 A/cm. Prevádzka sa uskutočňuje len postupnými vlnami s PSV lepším než 1,41. Tieto vodiče sú pre svoju váhu a dynamické sily umiestnené na nosných stĺpoch pomocou stojankových izolátorov, a nakoľko trať je dlhá 250 aj viac metrov, celok predstavuje značnú spotrebu materiálu. Po celej trati sa treba postarať o konštantný priebeh vlnového odporu, ktorý pri zmenách môže vyvolať odraz vĺn. Odraz vĺn znamená zvýšenie kmitne napätia a môže viesť i k preskokom, ak napätie prekročí hranicu elektrickej pevnosti rozstupu vodičov. Pre zníženie tohto napätia v rozhlasovej praxi sa na napájacie vedenie používajú zväčša 4-drôtové vedenia s vlnovým odporom okolo 300 až 350 Ω.

Napätie preskoku, keď sa prekročí elektrická pevnosť pri 4-drôtovom napájači s rozstupom $S = 25$ cm, je 68,6 kV pre drôty hrubé 5 mm a 87 kV pre drôty hrubé 7 mm. Podľa pozorovania elektrická pevnosť sa nezníži zmenšením rozstupu na 10 cm, ale závisí najmä od polomeru krivosti vedenia, t. j. elektrická pevnosť stúpa s hrúbkou vodiča. Pri 5mm vodiči sa ešte pripúšťa špičkové napätie 25 až 30 kV pri rozstupe 10 cm.

Početné výsledky pre vlnový odpor koaxiálneho vedenia ako funkcia pomeru D/d pri dielektrickej konštante vzduchu $\varepsilon = 1$

D/d	Z_0	D/d	Z_0	D/d	Z_0	D/d	Z_0	D/d	Z_0
1,1	5,72	6,2	109,47	11,4	146,02	17,5	171,73	80	262,92
1,2	10,94	6,4	111,38	11,6	147,06	18,0	173,42	85	266,56
1,4	20,19	6,6	113,22	11,8	148,08	18,5	175,06	90	269,99
1,6	28,20	6,8	115,01	12,0	149,09	19,0	176,67	95	273,23
1,8	35,27	7,0	116,75	12,2	150,08	19,5	178,22	100	276,31
2,0	39,59	7,2	118,44	12,4	151,06	20,0	179,74	110	282,03
2,2	47,31	7,4	120,09	12,6	152,02	20,5	181,22	120	287,25
2,4	52,53	7,6	121,69	12,8	152,97	21,0	182,67	130	292,03
2,6	57,33	7,8	123,25	13,0	153,90	21,5	184,08	140	296,50
2,8	61,78	8,0	124,77	13,2	154,81	22,0	185,46	150	300,64
3,0	65,92	8,2	126,25	13,4	155,71	22,5	186,81	160	304,51
3,2	69,79	8,4	127,69	13,6	156,60	23,0	188,13	170	308,15
3,4	73,43	8,6	129,10	13,8	157,48	23,5	189,42	180	311,58
3,6	76,85	8,8	130,48	14,0	158,34	24,0	190,68	190	314,82
3,8	80,10	9,0	131,83	14,2	159,19	24,5	191,92	200	317,90
4,0	83,17	9,2	133,15	14,4	160,03	25,0	193,13	210	320,83
4,2	86,10	9,4	134,44	14,6	160,86	30,0	204,07	220	323,62
4,4	88,90	9,6	135,70	14,8	161,68	35,0	213,32	230	326,28
4,6	91,56	9,8	136,94	15,0	162,48	40,0	221,33	240	328,84
4,8	94,12	10,0	138,15	15,2	163,27	45,0	228,40	250	331,29
5,0	96,57	10,2	139,34	15,4	164,06	50,0	234,72	300	342,23
5,2	98,92	10,4	140,51	15,6	164,84	55,0	240,44	350	351,47
5,4	101,18	10,6	141,65	15,8	165,60	60,0	245,66	375	356,16
5,6	103,36	10,8	142,08	16,0	166,35	65,0	250,46	400	359,49
5,8	105,48	11,0	143,87	16,5	168,20	70,0	254,91	425	363,12
6,0	107,50	11,2	144,95	17,0	169,99	75,0	259,05	450	366,55

Pokiaľ ide o prúdové zaťaženie, tu možno uviesť, že 4-drôtové 3 mm vedenie pri vlnovom odpore 300 až 350 Ω prenesie 60 kW nosnej vlny so 100 % amplitúdovou moduláciou.

Pretože napájacie vedenie je homogénne, ani PSV nebýva po vedení konštantné. Ak je dobre prispôsobené, môže klesnúť z $r_s = 1{,}8$ vo vysielači na 1,3 v anténe. Príčinou tohto sú malé miestne odrazy po vedení, ktoré sa môžu odstrániť priložením kýpťov (pahýlov), o čom pohovoríme neskôr. Pri prevádzke so zmenou rozhlasových pásiem v dôsledku zmien vlnového odporu ťažko sa na najmenej vyhovujúcom mieste vedenia dosiahne lepšie PSV než 1,5 až 1,6, i keď podmienkou pre prepustenie bočných pásiem je 1,41.

8. ZVLÁŠTNE POUŽITIE NAPÁJACÍCH LINIEK

Pre svoje vlastnosti sa napájacie linky používajú pre konštrukčné úpravy na anténových systémoch. Ich úlohou je pomocou liniek zvaných *„kýple"* (pahýle) utvoriť tieto konštrukčné prvky v anténovej technike:

a) *Jalové odpory*, t. j. kapacitancie a induktancie s lepšou akosťou, než poskytuje cievka a kondenzátor pri krátkych vlnách.

b) *Rezonančné okruhy s vyšším Q*, než sú možné na krátkych vlnách s obyčajnými konštrukčnými prvkami cievky a kondenzátora.

c) *Elektrické fillre.*

d) *Transformačné úseky vstupného odporu* so zvláštnymi dĺžkami kýpťov.

e) *Symetrizačné úseky*, aby sa získal fázový posun o 180°.

f) *Prispôsobovacie kýple na zlepšenie PSV.*

Uvedené konštrukčné prvky sa uplatňujú aj pri úpravách amatérskych antén, a preto treba na ne poukázať. Predbežne treba ku každému bodu ,okrem bodu *f*) dať aspoň principiálne vysvetlivky. Prispôsobovacím kýťom treba venovať osobitnú kapitolu.

8.1 Jalové odpory

V kapitole o otvorenej linke a v kapitole o skratovanej linke sme videli že vstupný odpor sa v jalovej hodnote menil podľa dĺžky vedenia čiže podľa vyladenia linky. Pri skratovanom vedení dosiahol vstupný odpor hodnotu

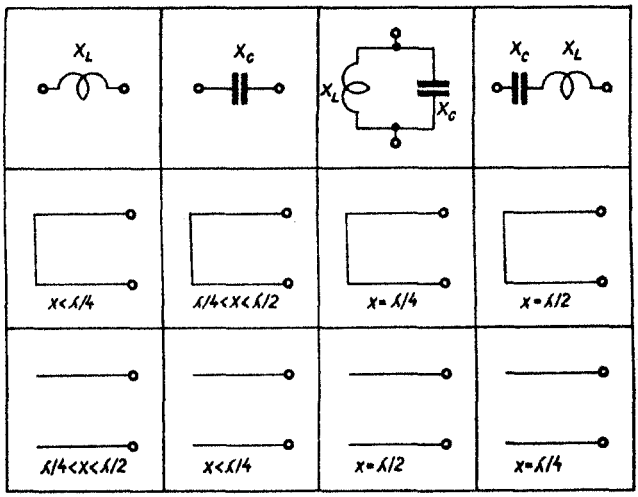
$$Z_v = jZ_0 \operatorname{tg} \alpha, \quad \text{kde} \quad \alpha = 360 \frac{x}{\lambda}$$

kým pri otvorenom vedení

$$Z_v = -jZ_0 \operatorname{cotg} \alpha$$

čiže rýdzi jalový odpor sa prejavoval pri dĺžkach vedenia líšiacich sa od $n \frac{\lambda}{4}$, keď vzniknutou rezonanciou sa vstupný odpor zdroja stal ohmickým.

Z výrazov pre vstupný odpor oboch druhov vedení vidieť, že uzavreté vedenie kratšie než $\lambda/4$ sa správa ako jalový odpor kladný; tu hovoríme o samoindukčnej reaktancii, kým v otvorenom stave sa javí ako jalový odpor záporný, ide o kapacitívnu reaktanciu.



Obr. 8-1. Reaktívne náhrady rôznych dĺžok vedenia

Vedenie kratšie než $\lambda/4$ možno teda pri uzavretom stave nahradiť samoindukčnosťou $X_L = j\omega L$ o rovnakej hodnote vstupného odporu

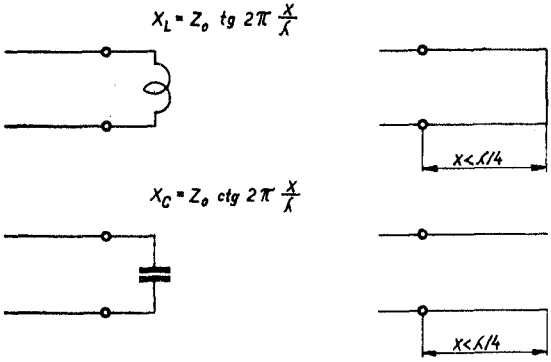
$$X = Z_0 \operatorname{tg} \varkappa = \omega L, \quad \text{z čoho vyplýva } L_{[\mu H]} = \frac{Z_0}{2\pi f_{[MHz]}} \operatorname{tg} \varkappa$$

Vo výsledku sa samoindukcia L vyjadruje v μH, vlnový odpor vedenia Z_0 v Ω a dĺžka vedenia v elektrických stupňoch $\varkappa$.

Vedenie kratšie než $\lambda/4$ sa v otvorenom stave nahradí kapacitnou reaktanciou $X_C = 1/\omega C$, ktorá sa má rovnať hodnote vstupného odporu, čiže platí

$$X_C = Z_0 \operatorname{cotg} \varkappa, \text{ z čoho vyplýva, že } C_{[pF]} = \frac{10^6}{2\pi f_{[MHz]}} \frac{1}{Z} \operatorname{tg} \varkappa$$

kde C vyjde v pF, keď frekvencia f sa vyjadrí v MHz a vlnový odpor Z_0 v Ω pri istej dĺžke vedenia vyjadrenej v elektrických stupňoch $\varkappa$.



Obr. 8-2. Reaktancie nahradzujúce kýpte o menšej dĺžke než $\lambda/4$

Reaktívna náhrada rôznych dĺžok vedenia je vyznačená pomocou symbolov samoindukcie a kapacity na *obr. 8-1* a pomery na menších než štvrťvlnových dĺžkach sú vyznačené aj na *obr. 8-2* spolu s náhradnými reaktanciami, ktoré uvedené dĺžky môžu čo do hodnoty vstupného odporu zdroja nahradiť, no treba si zapamätať pravidlo, že dĺžky vedenia sa vždy počítajú od konca vedenia.

Uvedené vzorce pre reaktívne náhrady platia veľmi presne aj pre fyzikálne vedenie v okolí dĺžok $x = \frac{1}{8}\alpha$, kde $\alpha = 360 \cdot \frac{1}{8} = 45°$, t. j. asi od 35° do 50°.

8.2 Rezonančné okruhy s vyšším Q

Ladením vedenia na tzv. *rezonančné dĺžky* možno dosiahnuť sériovú alebo paralelnú rezonanciu s malým či veľkým vstupným odporom podľa druhu rezonancie.

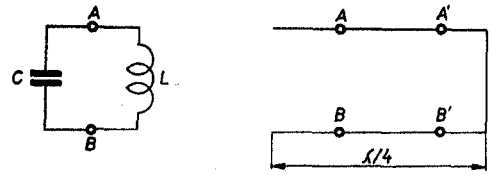
Pre túto vlastnosť možno vedenie použiť ako sériový resp. paralelný kmitací okruh s vyšším Q, než majú okruhy s koncentrovanými parametrami.

Sériovú rezonanciu dostaneme pri dĺžkach $n\frac{\lambda}{4}$ s $n = 2, 4, 6$ skratovaného vedenia, zatiaľ čo pri otvorenom vedení ju dosiahneme pri dĺžkach $n\frac{\lambda}{4}$ s $n = 1, 3, 5$ atď.

Paralelná rezonancia vzniká na uzavretom vedení pri $n\frac{\lambda}{4}$ s $n = 1, 3, 5$ atď. a na otvorenom pri $n\frac{\lambda}{4}$ s $n = 2, 4, 6$ atď. Okolnosti pre vznik rezonancie sú vyznačené aj na *obr. 8-1*, ktorý dáva prehľad týchto rôznych prípadov. Paralelný rezonančný okruh s premenným Q možno získať aj pomocou štvrťvlnového skratovaného kýpťa (pahýlu), po ktorom sa

posúva prípojný bod zdroja. Tento prípad však treba bližšie vysvetliť.

Spomenuta poloha svoriek zdroja, na kýpte daná bodom $A - B$, je znázornená na *obr. 8-3.* Časť vedenia so skratom kýpťa je znázornená symbolom náhradnej induktivity L, na schéme je naznačená vpravo od svoriek, kým otvorená časť kýpťa je zasa vyznačená vľavo od svoriek symbolom náhradnej kapacity C. Posunutím prípojných bodov zdroja do polohy $A' - B'$ dostaneme, pravda, iné náhradné hodnoty C' a L', pričom sa zachová rezonančná frekvencia, no činiteľ akosti, t. j. Q tohto umelého kmitacieho okruhu, bude sa meniť s polohou prípojného bodu zdroja.



Obr. 8-3. Náhradný rezonančný okruh utvorený zo štvrťvlnového kýpťa

Kmitacie okruhy s rozloženými parametrami utvorené z vedenia nie sú v rezonancii s jedinou budiacou frekvenciou, ale s nekonečným množstvom rezonančných frekvencií. To tvorí hlavný rozdiel oproti obyčajným kmitacím okruhom s koncentrovanými parametrami, ktoré sú v rezonancii len pre jediný kmitočet.

Uvedený nekonečný počet rezonančných kmitočtov bezstratového vedenia je v harmonickom pomere celistvých čísiel, pričom podľa radu harmonickej sa paralelná rezonancia vystrieda so sériovou. Táto vlastnosť sa využíva pri zostavovaní filtrov z kýpťov rôznej dĺžky na odstránenie harmonických frekvencií z napájacieho vedenia. Preto sa kýpte vešajú v istých bodoch linky na napájacie vedenie.

8.3 Elektrické filtre

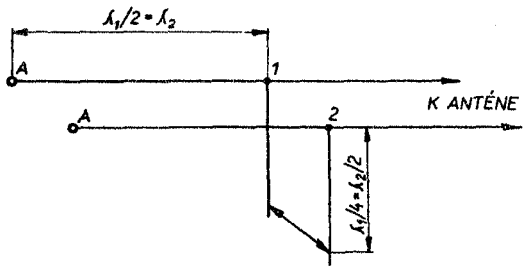
Elektrickým filtrom nazývame *okruh zložený z normálnych odporov*, ktoré v dôsledku rezonancie týchto odporov prepúšťajú podľa akosti okruhu väčšie alebo menšie pásmo kmitočtov. Takýmto odporom môže byť aj vstupný odpor kýpťa, ktorý sa prejavuje v prípojnom bode na napájacom vedení. Pritom sa harmonický pomer rezonančných frekvencií kýpťa využije na potlačenie niektorej harmonickej vysielača, ktorá spolu so základnou budiacou frekvenciou preniká po napájacom vedení k anténe.

Ako vznikajú tieto harmonické vlny vo vysielači a prečo prenikajú do napájacej linky?

Každá elektrónka vysielača je pôvodcom harmonických vĺn, a to pre nelineárnosť charakteristík elektrónok, hlavne pre chod zosilňovačov v triede B a C. V dôsledku toho cirkulačný prúd v kmitacom okruhu posledného stupňa vysielača, ktorý sa väzbou dostáva na napájacie ve-

denie, a tým aj do antény, je zmesou frekvencií, ktoré sú v harmonickom pomere so základnou frekvenciou.

Ani dodatočným vyladením základnej vo väzbovom Collinsovom člene sa tieto harmonické frekvencie nedajú odstrániť pre rozptylovú kapacitu, a preto sa zdajú byť nutným zlom. Súčasné vyžarovanie harmonických frekvencií je však vo verejnom záujme zakázané a u nás nevítané najmä preto, že harmonické vysielacích frekvencií z krátkovlnných amatérskych pásiem zapadajú do 1. alebo 2. kanálu prvého pásma OIRT a pri väčšej intenzite môžu zaviniť interferenčné rušenie televízneho príjmu.



Obr. 8-4. Spôsob potlačenia druhej harmonickej lineárnym filtrom

Jestvujú jednoduché, priamo amatérske spôsoby, ako zabrániť vniku týchto harmonických frekvencií do antény.

Pri vysielaní na 28 MHz možno sa jednoduchým spôsobom zbaviť druhej harmonickej 56 MHz, ktorá šarapatí na prvom televíznom kanáli. Na ľubovoľné body *1—2* napájača stačí pripnúť skratovaný kýpeť dlhý $\lambda_1/4$ pri základnej vlne a starosti o druhú harmonickú odpadnú, lebo pre ňu sa kýpeť stane $\lambda_2/2$ dlhým. Pri základnej vlne kýpeť medzi svorkami pripojenia *1—2* prejavuje veľmi vysoký vstupný odpor pre svoju štvrťvlnovú dĺžku, takže prevádzka prenosu základnej vlny je bez zmeny. No z hľadiska druhej harmonickej, ktorá sem súčasne preniká, kýpeť sa javí ako $\lambda_2/2$ skratovaný úsek, a to v dôsledku skratu na svorkách *1—2* sa druhá harmonická po odraze vráti späť k zdroju.

Týmto spôsobom skratovaný štvrťvlnový kýpeť dovolí základnej harmonickej frekvencii prenos po linke a druhej harmonickej frekvencii zamedzí vstup do antény. Pre ochranu proti blesku možno kýpeť bez akéhokoľvek vplyvu na opísaný účinok v prostriedku skratu uzemniť.

Ak sa skratovaný kýpeť s prípojnými bodmi *1—2 (obr. 8-4)* umiestni na $\lambda_1/2$ od svoriek zdroja *A—A*, potom sa vstupný odpor v prípojných bodoch *1—2* prenesie na svorky zdroja pre základnú, ako aj pre druhú harmonickú. Pre druhú harmonickú sa totiž $\lambda_1/2$ sekcia napájacieho vedenia medzi zdrojom a kýpťom stane dlhou λ_2, a preto znova opakuje vstupný odpor z bodov pripojenia kýpťa na zdroj. Pre túto vlastnosť sa polvlnové kýpte nazývajú opakovače zaťažovacieho odporu, na rozdiel od štvrťvlnových kýpťov, ktoré sa zasa nazývajú *inverlory záťaže.*

Podobným spôsobom opakovania vstupnej impedancie možno potlačiť

aj 3. harmonickú od nosnej vlny v pásme 14 MHz, ktorá by rušila na frekvencii 42 MHz. Na základnej vlne sa štvrťvlnový kýpeť v dĺžke $\lambda_1/6$ od skratovaného konca pripojí na napájacie vedenie a vytvorí rezonančný okruh paralelný v bodoch pripojenia. Indukčnosť L utvára skratovaná sekcia $\lambda_1/6$ a kapacitu C zasa otvorená dĺžka $\lambda_1/12$, ktorú možno nahradiť kondenzátorom o kapacite

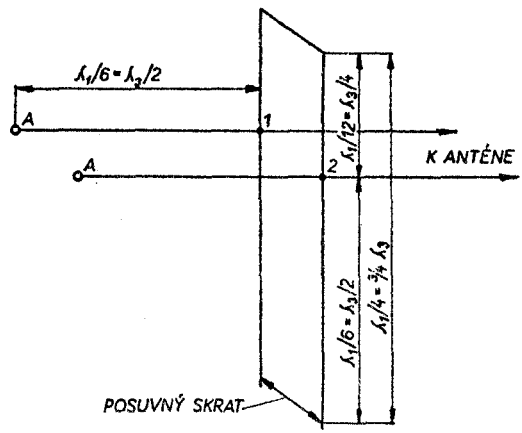
$$C_{[pF]} = \frac{10^6}{2\pi f_{1\,[MHz]}} \frac{1}{Z_0} \frac{\sqrt{3}}{3}$$

lebo

$$\operatorname{tg} 360° \frac{1}{12} = \operatorname{tg} 30° = \frac{\sqrt{3}}{3}$$

Kapacita C vyjde v pF, ak frekvenciu základnej vlny dosadíme v MHz a Z_0 v Ω.

Pri 3. harmonickej sa skratovaný kýpeť stane dlhým $\frac{3}{4}\lambda_3$, skratovaný koniec vyčnieva od bodov pripojenia na $\lambda_3/3$, kým voľný na $\lambda_3/4$, a tak obe časti vytvárajú v bodoch pripojenia kýpťa skraty, ktorých odporová hodnota sa ešte viac zmenšuje, lebo sa skladajú v paralelnú výslednicu. Stačí pripnúť na kýpeť vzdialenosť $\lambda_1/6$ od svoriek zdroja $A—A$, aby sa spomínaný skrat v bodoch *1—2* pre 3. harmonickú preniesol na svorky zdroja, lebo pri nej sa dĺžka pripojenia stane $1/2\,\lambda_3$, a teda kýpeť sa stane opakovačom vstupného odporu. Žiaľ, na základnej frekvencii dĺžka $\lambda_1/6$ šuntuje výkon, lebo sa z nej stane kapacitná záťaž. Pomery sú vyznačené na *obr. 8-5.*



Obr. 8-5. Spôsob potlačenia tretej harmonickej lineárnym filtrom

Opísané spôsoby pripnutia kýpťov sú vhodné na potlačovanie harmonických pri prevádzke na pásme 28 a 14 MHz. Ale ak je anténa určená pre mnohopásmovú prevádzku, potom tento spôsob nie je vhodný, lebo kýpte by sa museli vymieňať a posúvať po napájacom vedení. Pri práci s týmito kýpťami treba pamätať, že fyzikálne dĺžky vĺn po drôte sú menšie než

priestorové dĺžky, a keď použijeme koaxiálny kýpeť s dielektrikom, bude kýpeť oveľa kratší než príslušný zlomok vlny vo vzduchoprázdnom priestore. Priepustnosť pásma sa rozšíri menším Q kýpťových filtrov. Ak pri prevádzke záleží na väčšej šírke pásmovosti, potom ako kýpeť treba použiť koaxiál, ktorý má pre straty menšie Q.

8.4 Transformačné úseky vstupného odporu

Pri prevádzke vedenia hocijako zakončeného ide vlastne o prenesenie hodnoty zaťažovacieho odporu na začiatok vedenia, a tým aj zmenu hodnoty vstupného odporu vedenia. Pomer vstupného odporu k odporu zaťažovaciemu sa takto stáva charakteristickou veličinou pre každú dĺžku vedenia. Pomer odporov sa nazýva *transformačný pomer* a dĺžka vedenia, po ktorej sa transformácia uskutočňuje, nazýva sa *úsek* alebo *transformačný kýpeť.*

Rôzne dlhé úseky ohmicky ukončeného vedenia dávajú rôzne transformačné pomery. Pre úplnosť si tieto pomery vyvodíme z rovnice pre vstupnú impedanciu:

$$Z_v = Z_0\left[\frac{1}{r_s \cos^2\alpha + r_s^{-1}\sin^2\alpha} + j\,\frac{(r_s - r_s^{-1})\sin\alpha\cos\alpha}{r_s\cos^2\alpha + r_s^{-1}\sin^2\alpha}\right]$$

ktorá, ako vidieť, dáva komplexné hodnoty $Z_v = R_v + jX_v$, kde R_v je reálna rezistančná zložka a X_v jalová reaktívna zložka. Nám vlastne ide o prípad ohmického ukončenia vedenia, keď zaťažovacia impedancia je daná len rezistančnou zložkou, v dôsledku čoho $Z_z = R_z$. Pre člen PSV uvedený vo vzorci platí

$$r_s = \frac{Z_0}{R_z}$$

Pomocou vzorca pre Z_v možno zistiť transformačný pomer Z_v/R_z pre najdôležitejšie úseky napájacieho vedenia, ktoré sa v amatérskej praxi osvedčujú ako stavebné prvky antén.

a) *Úsek zakončený vlnovým odporom vedenia o ľubovoľnej dĺžke.*

Pre ľubovoľne dlhý úsek sa pri dobrom prispôsobení (PSV o hodnote $r_s = 1$) dosiahne, že $R_z = Z_0$, v dôsledku čoho jalová zložka vo vzorci pre vstupný odpor zmizne; v čitateli sa totiž nachádza výraz

$$r_s - r_s^{-1} = 0 \text{ (po dosadení } r_s = 1)$$

Z toho dôvodu bude aj vstupná impedancia pozostávať len z reálnej zložky

$$R_v = Z_0 \frac{1}{r_s \cos^2 \alpha + r_s^{-1} \sin^2 \alpha} = Z_0 \frac{1}{\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha} = Z_0$$

s hodnotou vlnového odporu, ktorým je zaťažené vedenie.

Keď teda vedenie uzavrieme vlnovým odporom, potom pri ľubovoľnej dĺžke dostaneme vstupný odpor v hodnote uzavretého vlnového odporu, čiže plná záťaž tohto vlnového odporu sa dostane na svorky zdroja, a tak transformačný pomer je $R_v : R_z = 1 : 1$.

b) *Úsek polvlnovej dĺžky zakončený ohmickým odporom R_z o ľubovoľnej hodnote.*

Pre polvlnové úseky elektrický uhol $\alpha = 360 \cdot \frac{1}{2} = 180°$, a preto vo výraze pre vstupný odpor vypadnú tie členy, ktoré obsahujú $\sin \alpha$, takže aj jalová zložka vypadne pri hodnote $X_v = 0$. Vstupný odpor pozostáva len z rezistívnej zložky hodnoty

$$R_v = Z_0 \frac{1}{r_s \cos^2 180°} = \frac{Z_0}{r_s} = \frac{Z_0}{Z_0/R_z} = R_z$$

Keď polvlnové vedenie ukončíme ohmickým odporom R_z, potom tento úsek, celkom nezávisle od vlnového odporu, prenesie na svorky zdroja plnú hodnotu záťažného ohmického odporu, a to aj v prípade, keby záťaž bola komplexná. Pre túto vlastnosť sa polvlnový kýpeť nazýva *opakovač impedancie* a transformačný pomer sa vyjadruje pomocou $R_v : R_z = 1 : R_z/R_v$.

c) *Úsek o štvrťvlnovej dĺžke.*

Pri týchto dĺžkach elektrický uhol $\alpha = 90°$, preto vo vzorci pre vstupnú impedanciu vypadnú všetky členy s $\cos \alpha$ pre svoju nulovú hodnotu. Nakoľko aj jalová zložka $X_v = 0$, vypadne, a vstupná impedancia sa vyjadruje len rezistívnou zložkou

$$R_v = Z_0 \frac{1}{r_s^{-1} \sin^2 90°} = Z_0 r_s = Z_0 \frac{Z_0}{R_z} = \frac{Z_0^2}{R_z} \quad \text{či} \quad R_v R_z = Z_0^2$$

a hodnota $R_v = Z_0^2/R_z$. Tento výsledok je veľmi dôležitý, lebo naznačuje, že štvrťvlnový kýpeť transformuje záťažnú hodnotu na vstupnú odporovú hodnotu R_v takým spôsobom, že vlnový odpor vedenia pritom tvorí geometrický stred oboch koncových odporov kýpťa.

Tento transformačný kýpeť sa zaraďuje medzi napájaciu linku a vstupné svorky antény. Záťažný odpor R_z na koncových svorkách kýpťa sa teda skladá z rezistančnej zložky vstupnej impedancie antény R_a ($R_z = R_a$) a pretransformovaná vstupná hodnota R_v na začiatočných svorkách kýpťa sa prejavuje v hodnote vlnového odporu napájača (feedru) ($R_v = Z_f$). V dôsledku zaradenia kýpťa medzi anténu a napájač treba zmeniť aj symbol vlnového odporu transformačného štvrťvlnového úseku zo Z_0 na Z_t, aby nedošlo k zámene. Po týchto zmenách píšeme namiesto $R_v R_z = Z_0^2$,

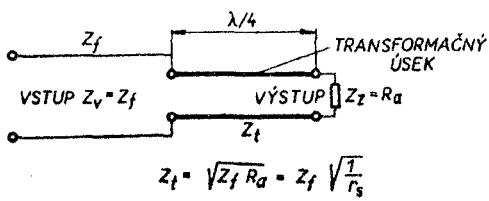
$$Z_f R_a = Z_t^2, \quad \text{čiže} \quad Z_t = \sqrt{Z_f R_a}$$

Rovnosť vstupného odporu kýpťa s vlnovým odporom napájača môžeme dosiahnuť len vtedy, keď zvolíme taký rozstup pre kýpťový transformátor, aby pre jeho vlnový odpor platilo $Z_t = \sqrt{Z_f R_a}$.

Vstupný odpor do antény R_a zväčša nepoznáme, no možno ho zistiť meraním hodnoty PSV, keďže pri $Z_f > R_a$ platí $r_s = Z_f/r_a$. Vstupný odpor teda vypočítame z výrazu $R_a = Z_f/r_s$; pomocou neho možno určiť aj

$$Z_t = \sqrt{Z_f R_a} = \sqrt{Z_f \frac{Z_f}{r_s}} = Z_f \sqrt{\frac{1}{r_s}}$$

S použitím štvrťvlnového transformačného kýpťa možno na hodnotu vlnového odporu napájača pretransformovať len nízke vstupné ohmické odpory antény, najviac do 1000 Ω, lebo pre vlnový odpor kýpťa by vychádzali neuskutočniteľné vysoké hodnoty vlnového odporu. Charakteristické črty tejto transformácie sú zachytené na *obr. 8-6* (pre ujasnenie významu symbolov).



Obr. 8-6. Štvrťvlnový prispôsobovací transformačný úsek

Pre amatérske ciele sa štvrťvlnové transformátory vyhotovujú z drôtu pre vlnové odpory od 700 do 250 Ω a pre vlnové odpory od 250 Ω po 160 Ω sa odporúča vyhotovovať transformátory z dutých tyčí. Pre ladenia na rôzne frekvencie je výhodné urobiť ich na spôsob teleskopického vysúvania, pravda, s podmienkou, že sa zachová stály vlnový odpor.

d) *Úsek o osmine vlnovej dĺžky* je charakterizovaný elektrickým uhlom $\alpha = 360 \cdot \frac{1}{8} = 45°$, v dôsledku čoho $\sin \alpha = \cos \alpha = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Teraz vo vý-

raze pre vstupnú impedanciu jalová zložka nevypadne, zostane činná popri reálnej zložke, a vzhľadom na uvedené rovnosti nadobudnú tvar

$$R_v = Z_0 \frac{1}{\frac{1}{2}(r_s + r_s^{-1})} = Z_0 \frac{2}{r_s + r_s^{-1}} = Z_0 \frac{2r_s}{r_s^2 + 1}$$

$$X_v = Z_0 \frac{(r_s - r_s^{-1})\frac{1}{2}}{(r_s + r_s^{-1})\frac{1}{2}} = Z_0 \frac{r_s - r_s^{-1}}{r_s + r_s^{-1}} = Z_0 \frac{r_s^2 - 1}{r_s^2 + 1}$$

Z tvaru vstupnej impedancie vidieť, a to z hodnoty pre arc tg:

$$Z_v = \frac{Z_0}{r_s^2 + 1}[2r_s + j(r_s^2 - 1)] = Z_0 \sqrt{\frac{4r_s^2 + (r_s^2 - 1)^2}{(r_s^2 + 1)^2}} \cdot e^{j \operatorname{arc\,tg} \frac{r_s^2 - 1}{2r_s}}$$

že absolútna hodnota vstupného odporu

$$|Z_v| = Z_0 \sqrt{\frac{4r_s^2 + (r_s^2 - 1)^2}{(r_s^2 + 1)^2}} = Z_0 \sqrt{\frac{r_s^4 + 2r_s^2 + 1}{r_s^4 + 2r_s^2 + 1}} = Z_0$$

je len vtedy reálna a o hodnote Z_0, ak $r_s^2 - 1 = 0$, to jest ak PSV má hodnotu $r_s = 1$, čo nastane len pri dokonale prispôsobenom vedení.

Pri otvorenom vedení, keď $Z_z = \infty$, vstupná impedancia má reaktívnu kapacitnú hodnotu $Z_v = -jZ_0$, kým pri skratovanom vedení, keď $Z_z = 0$, nadobúda hodnotu $Z_v = +jZ_0$; má teda samoindukčný charakter.

8.5 Symetrizačné úseky

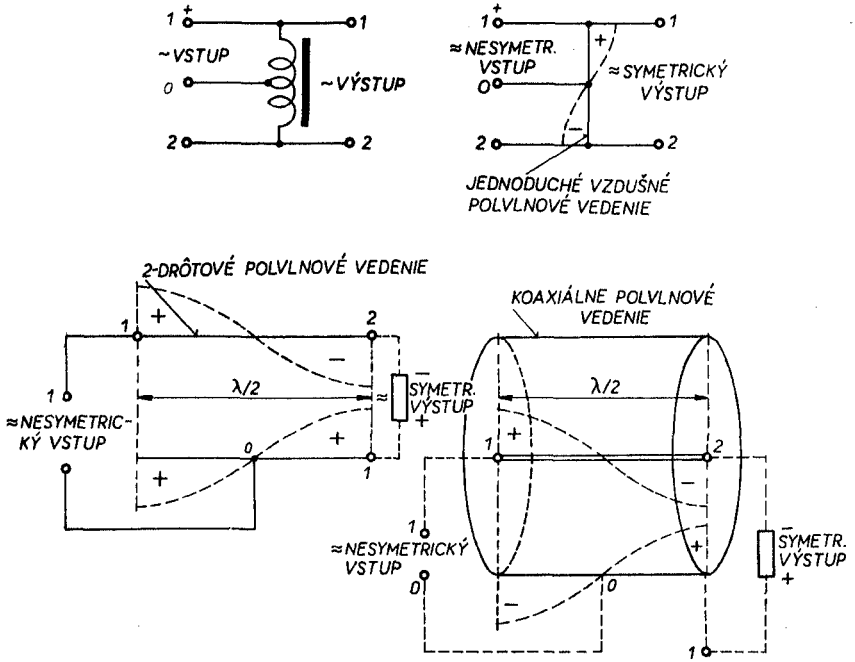
a) *Symetrizačné kýpťové členy na dosiahnutie fázového posunu* 180°.

Pri používaní symetrických horizontálnych antén a nesymetrického spriahnutia napájacej linky s vysielačom treba sa postarať, aby medzi napájacími svorkami linky sa objavoval budiaci potenciál v každom okamihu pootočený o 180°.

Potenciálne pomery pochopíme rozborom autotransformátora na *obr. 8-7.* Keď sa na jeho vstupné svorky *0—1* privedie striedavé napätie, potom v okamihu, keď svorka *1* má v porovnaní so svorkou *0* kladný potenciál, na svorke *2* sa v porovnaní so svorkou *0* prejaví záporný potenciál. Medzi svorkami *1* a *2* je teda rozdiel fázy 180°.

Posun fázy o 180° možno dosiahnuť polvlnovým kýpťom, keď ho zapojíme medzi napájač a záťaž.

Pri zapojení polvlnového kýpťa sa však popri symetrizácii napájacieho potenciálu vyskytuje ako podružný jav aj transformácia záťažného odporu. Pre schopnosť transformovať amatéri nazývajú symetrizačné členy



Obr. 8-7. Symetrizácia napájacieho potenciálu polvlnovým kýpťom na podklade analógie potenciálových pomerov autotransformátora

bal-un transformátormi (slovo bal-un pochádza z anglického balanced — unbalanced).

b) *Symetrizačný člen pre transformačný pomer* 1 : 4.

Prispôsobenie prevádzke postupnými vlnami vyžaduje, aby napájač bol uzavretý odporom o hodnote vlnového odporu napájača Z_f, ktorý môže pozostávať aj z dvoch paralelne zaradených odporov o hodnote $2Z_f$ *(obr. 8-8).*

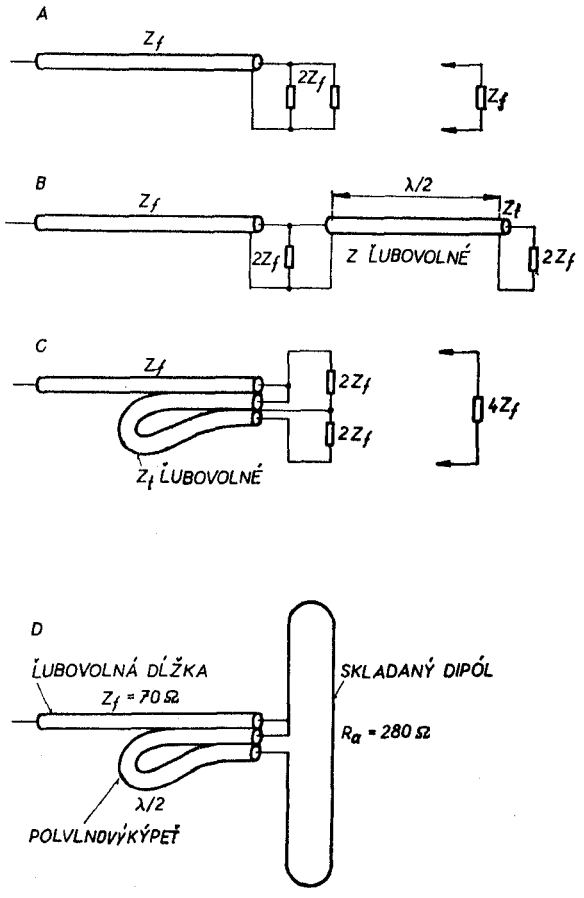
Vlastnosť polvlnového kýpťa ako opakovača impedancie dá sa vystihnúť za predpokladu, že jeden z odporov $2Z_f$ sa sem preniesol v pôvodnej hodnote jeho ukončovacieho odporu *(obr. 8-8B).* Keď sa uváži prenášací

účinok polvlnového kýpťa v tvare slučky, zistí sa, že oba fiktívne odpory $2Z_f$ sa dostali do série a tvoria výsledný odpor $4Z_f$ *(obr. 8-8)*.

Popri posune fázy na 180° symetrizačný polvlnový kýpeť vykonáva aj úlohu transformátora s transformačným pomerom $Z_v : Z_z = 1 : 4$, pričom nezáleží na veľkosti jeho vlnového odporu, ale len na zachovaní jeho polvlnovej geometrickej dĺžky. No pri výpočte vlnového odporu napájacieho koaxiálu musíme brať 1/4 zo vstupného odporu antény. Keď sa za napájač zvolí koaxiálne vedenie o vlnovom odpore 70 Ω, potom symetrizačným polvlnovým členom možno napájať len také antény, ktoré majú vstupný odpor 280 Ω, ako je to napr. pri skladanom dipóle. Tento prípad je naznačený na *obr. 8-8D*.

c) *Zaradenie symetrizačného člena na transformačný pomer* 1 : 1 možno uskutočniť tak, keď na jednu stranu napájača sa pripojí polvlnový opakovač formovaný do U a na druhú stranu dva štvrťvlnové kýpte, z ktorých prvý je pripojený priamo medzi napájač a jeden koniec záťaže a druhý zasa medzi U koniec polvlnového opakovača a druhý koniec záťaže *(obr. 8-9)*.

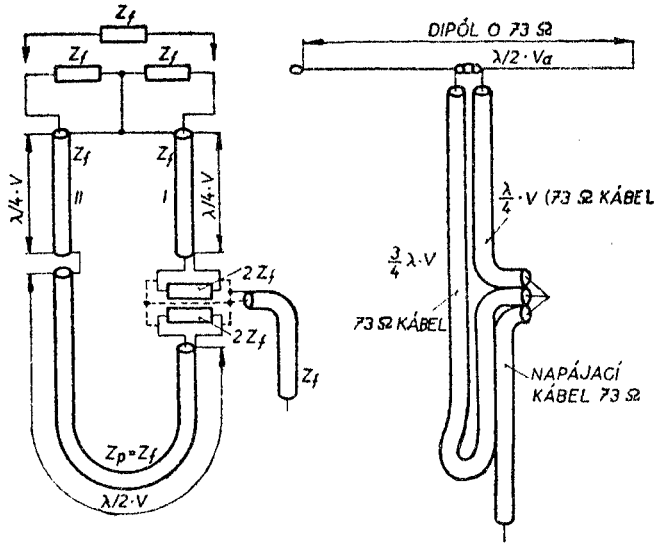
Odporová hodnota záťaže vzhľadom na prispôsobenie na vlnový odpor napájača má mať hodnotu Z_f. Záťažný odpor Z_f možno rozdeliť na dve rovnaké časti a každá z nich sa uplatňuje ako ukon-



Obr. 8-8. Symetrizačný polvlnový kýpeť pre transformačný pomer 1 : 4

čovací odpor $Z_z = Z_f/2$ na štvrťvlnových kýpťoch. Medzi vstupným odporom kýpťa Z_v, jeho ukončovacím odporom Z_z a jeho vlnovým odporom Z_p platí vzťah

$$Z_v Z_z = Z_p^2$$



Obr. 8-9. Symetrizácia s transformačným pomerom 1 : 1, uskutočnená pomocou polvlnového opakovača a dvoch štvrťvlnových kýpťov

Ak sa zvolí taký vlnový odpor kýpťa Z_p, ktorý sa rovná vlnovému odporu napájača Z_f, potom pre vstupný odpor kýpťa dostaneme výraz

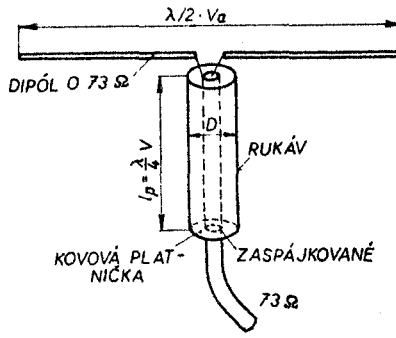
$$Z_v = \frac{Z_p^2}{Z_z} = \frac{Z_f^2}{Z_f/2} = 2Z_f$$

ktorý vedie k transformačnému pomeru na kýpti $Z_v : Z_z = 2Z_f : \frac{Z_f}{2} =$ $= 4 : 1$. Vstupný odpor kýpťa o hodnote $Z_v = 2Z_f$ dostaneme jednak priamo ako prenášací účinok kýpťa *I*, jednak nepriamo, opakovaním vstupného odporu kýpťa *II* na výstupné svorky napájača, t. j. koaxiálu, kde sa oba vstupné odpory $2Z_f$ zložia v paralelnú výslednicu Z_f. Takto sa utvorí dobré prispôsobenie napájaciemu koaxiálu, ak má vlnový odpor hodnotu Z_f.

Symetrizáciu s transformačným pomerom 1 : 1 môžeme teda dostať tak, keď polvlnový opakovač spriahneme s dvoma štvrťvlnovými kýpťami.

Z podmienky rovnosti vlnových odporov vyplýva, že polvlnový kýpeť s jedným štvrťvlnovým kýpťom sa môže urobiť z jediného kusa o dĺžke tri štvrte vlny.

Vzhľadom na to, že koaxiálne káble sa zväčša vyrábajú pre vlnový odpor 70 Ω, aby boli minimálne straty (s pomerom $D/d = 3{,}6$ a s polyetylénovou izoláciou o dielektrickej konštante $\varepsilon = 1{,}20$), možno nimi napájať iba antény so vstupným odporom v mieste kmitne prúdu tiež 70 Ω. Je to napr. normálny dipólový typ Hertzovej antény alebo skladaný typ budiaceho elementu anténového systému typu Yagi, kde pôsobením pasívnych elementov vstupná impedancia budeného elementu klesne na 70 Ω. Takýto prípad napájania normálneho dipólu je vyznačený na *obr. 8-9.*



Obr. 8-10. Súosový štvrťvlnový kýpeť, natiahnutý na napájací koaxiál so skratom na spodnom jeho konci s pletivom koaxiálu pre vytvorenie paralelnej rezonancie napájacieho bodu antény, ktorou sa vyvolá nútená symetria napájacieho potenciálu

Symetrizácia štvrťvlnovým otvoreným súosovým kýpťom sa môže robiť aj tak, že jeho spodný koniec *(obr. 8-10)* sa vodivo pripojí na vonkajší plášť napájacieho koaxiálu pomocou kovovej platničky. Takto sa zo súosového otvoreného kýpťa pri budení rezonančným kmitočtom stane rezonančný okruh s veľkým odporom na otvorenom konci kýpťa a utvorí sa súmerný potenciál medzi napájacími svorkami pre napájanie súmernej záťaže, t. j. dipólu.

Vlnový odpor oboch koaxiálnych častí má byť rovnaký. Výrobne sa tento systém môže uplatniť len pri VKV a znalosti elektrických vlastností napájacieho koaxiálu i koaxiálneho plášťa, ktorý sa nazýva *rukáv.*

Keď tento kovový rukáv je navlečený na napájací koaxiál 73 Ω a nie je vyplnený iným dielektrikom než vzduchom, potom skracovací rýchlostný koeficient je $V = 0{,}95$ a pomer $D/d = 3{,}6$, vzhľadom na rovnaký vlnový odpor.

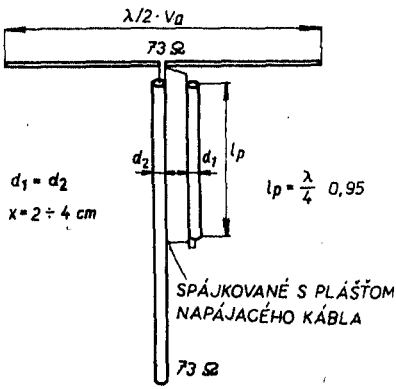
Pri tomto spôsobe symetrizácie sme vlastne použili paralelne pripojené štvrťvlnové skratované vedenie.

Takúto symetrizáciu môžeme urobiť aj vonkajším pripojením elektricky otvorených štvrťvlnových členov, ktoré západní amatéri nazývajú všeobecne *bazooka.*

Úlohou všetkých takýchto členov teda je vyvolať vysokú impedanciu medzi pletivom napájacieho koaxiálu a živým vodičom, aby sa dosiahli

symetrizačné podmienky. Najnovšie sa ujali medzi amatérmi tieto symetrizačné členy:

a) *Pawseyov symetrizačný štvrťvlnový člen*, ktorý sa skladá z $\frac{\lambda}{4} V$ dlhého koaxiálu a ľubovoľného vlnového odporu, ktorý je na oboch koncoch skratovaný a má ten istý priemer ako napájací koaxiál na *obr. 8-11.*

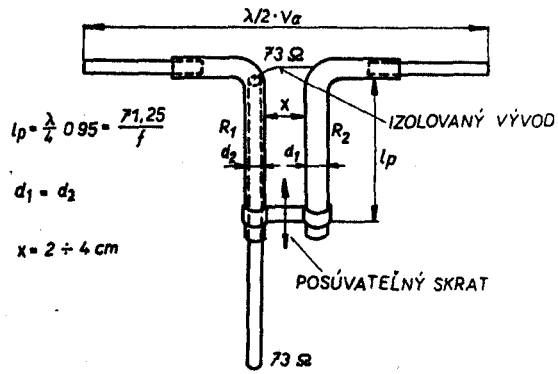


Obr. 8-11. Pawseyov symetrizačný štvrťvlnový člen

Na hodnotu skratovacieho činiteľa V symetrizačného člena nevplýva dielektrikum, a preto sa tento činiteľ vybavuje tak, akoby patril k vodiču hrúbky D. Preto netreba použiť koaxiál, ale stačí hocijaká kovová tyč takej hrúbky, ako je napájací koaxiál, pravda, za podmienky, že sa na spodnom konci vodivo pospája s pletivom napájacieho koaxiálu. Vzdialenosť člena od napájača má byť asi 2 až 4 cm.

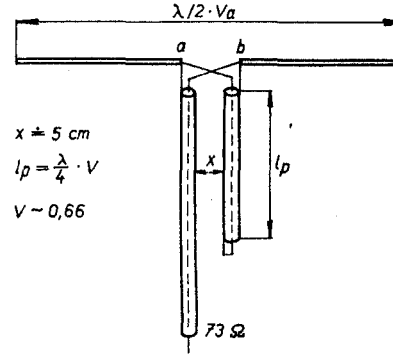
b) *Štvrťvlnová symetrizačná slučka* EMI *(obr. 8-12)* je vlastne mechanicky upravený Pawseyov člen.

Napájací koaxiál dĺžky $\frac{\lambda}{4} V$ sa po odstránení izolácie vsunie do ľavej rúry R_1, pričom jeho izolovaný živý koniec sa z neho vyvedie a pripojí sa na protiľahlú symetrizačnú časť R_2. Pre vyladenie na presnú frekvenciu sa odporúča urobiť na konci posunovateľný skrat. Skratovací činiteľ pre tento prípad býva $V = 0{,}95$.



Obr. 8-12. Mechanická úprava Pawseyovho symetrizačného člena v tzv. *EMI slučku*

c) *Symetrizačný štvrťvlnový kýpeť (obr. 8-13)* sa nachádza vo vzdialenosti asi 5 cm od napájacieho koaxiálu. Kýpeť je zavesený na napájacej svorke *b* vstupu do dipólu pomocou pletiva, kým napájací koaxiál visí tiež na svojom pletive na druhej vstupnej svorke *a*. Kýpeť je na spodnom konci uzavretý do skratu. Nakoľko činiteľ *V* sa utvára pod vplyvom dielektrika symetrizačného člena, naberá nižšie hodnoty, takže geometrická dĺžka štvrťvlnového kýpťa býva asi $\frac{\lambda}{4}$. 0,65. Pri vstupe do antény sú napájač a symetrizačný člen krížom prepojené, ako je to znázornené na *obr. 8-13.*



Obr. 8-13. Symetrizačný štvrťvlnový kýpeť

Opísané symetrizačné spôsoby s použitím bazooky nezmenia impedančné pomery, takže vstupný odpor antény ako zaťažovacia hodnota napájača sa javí v plnej hodnote ako vstupná impedancia napájača.

8.6 Prispôsobenie neladeného napájača anténe

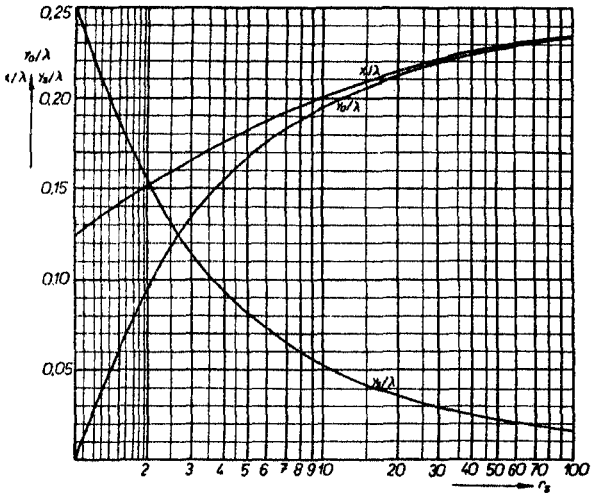
Napájač, po ktorom sa prenáša energia postupným vlnením, nazýva sa neladený napájač. Dĺžka neladeného napájača môže byť ľubovoľná, no vzájomnú vzdialenosť vodičov vedenia, vzhľadom na utvorenie vlnového odporu potrebného na prispôsobenie záťaži, treba dodržiavať. Kvalita prispôsobenia sa pozná na hodnote PSV, ktorá sa má len málo líšiť od jednotky a pre amatérsku prevádzku nemá prekročiť 2.

Ak zaťažovací odpor linky je väčší alebo menší ako vlnový odpor linky, linka stráca *hladký charakter*, a pretože vzniká stojatá vlna, tvoria sa kmitne a uzly. Ihneď sa to prejaví na vzraste PSV, čo vedie k zvýšeniu strát prenášaného výkonu a v dôsledku toho aj k zmenšeniu účinnosti prenosu. V záujme prevádzky je, aby tieto straty zavinené stojatými vlnami boli čo najmenšie. Keď sa zamedzí vznik stojatých vĺn po napájači, zamedzia sa aj zvýšené straty.

Vznik stojatých vĺn možno poznať podľa toho, že vstupný odpor napájača je komplexný. Preto našou úlohou bude nájsť také zariadenie, ktorým možno vstupnú impedanciu nastaviť tak, aby sa javila ako rezistívna zložka. Takýmto zariadením je ladiaci kýpeť, ktorý má mať rovnaký vlnový odpor ako napájač. Jeho posunovaním po napájacom vedení uvádzame rezistančnú zložku vstupnej impedancie na hodnotu

vlnového odporu napájača a ladením kýpťa sa snažíme potlačiť reaktívnu zložku tejto vstupnej impedancie.

Ak sa pri niektorej polohe kýpťa na napájacom vedení podarí vyhľadať rezistívnu hodnotu rovnú vlnovému odporu napájača, potom sa táto vlnová odporová hodnota objaví ako vstupná impedancia, lebo súčasne s ladením kýpťa sa postaráme o potlačenie reaktancie.



Obr. 8-14. Merné dĺžky y_s/λ skratovaného a y_0/λ otvoreného kýpťa, ktoré sa kladú kvôli získaniu plochej linky na mernú vzdialenosť x/λ od prvého uzla prúdu od antény, utvoreného na napájacej linke, a to vľavo od tohto uzla pri skratovanom a vpravo pri otvorenom kýpti. V dôsledku takého rozloženia a vyladenia linka, na ktorej sa pozoroval predtým PSV o hodnote r_s, ostane hladká bez stopy stojatej vlny od vysielača až po dotyčný kýpeť

Keď vhodne posunieme kýpeť po napájacom vedení a kýpeť vyladíme, vstupná impedancia vedenia sa stane rezistívnou o hodnote vlnového odporu vedenia a PSV medzi kýpťom a vysielačom bude mať všade hodnotu rovnú 1, na znak toho, že v tomto úseku niet stojatých vĺn. Ak sa pri zmene frekvencie záťaž nezmení, nezmení sa ani vstupná impedancia. Preto kýpeť treba umiestniť celkom pri anténe, aby sa eliminovali stojaté vlny na čím dlhšej časti napájača.

Pri umiestňovaní kýpťa je smerodajná poloha prvého uzla prúdu od antény v hodnote I_{min} a prvej kmitne prúdu I_{max}, lebo tu sa vyskytuje minimálna rezistancia $R_{min} < Z_0$ a maximálna rezistancia $R_{max} > Z_0$ vedenia. Medzi týmito dvoma polohami niekde vo vzdialenosti x od prvého prúdového uzla sa nachádza miesto na napájacom vedení, kde sa rezistancia rovná vlnovému odporu vedenia Z_0. K tomuto bodu treba pripojiť kýpeť.

Na vstupnej strane napájača, a teda smerom od uzla prúdu I_{min} k vysielaču je vo vzdialenosti x kapacitná reaktancia; tam treba pripojiť skratovaný kýpeť, ktorý je induktívny pre dĺžky menšie, než je štvrťvlna. Na výstupnej strane od uzla I_{min} smerom k anténe je vo vzdialenosti x samoindukčná reaktancia, a preto sem patrí otvorený kýpeť, ktorý je

kapacitný pre dĺžky menšie, než je štvrťvlna. Opísané pomery sú znázornené na *obr. 8-14.*

Otvorený kýpeť má zdanlivo výhodu, že je bližšie k anténe, čo predlžuje úsek linky s postupnými vlnami. Túto výhodu však vyvažujú viaceré nevýhody, a to:

a) pre vysoký vf potenciál na otvorenom konci musí mať otvorený kýpeť dobrú izoláciu,

b) pre ladiace účely je nevýhodný otvorený kýpeť, lebo obe jeho strany majú sa súčasne posunovať.

Tieto ťažkosti pri skratovanom kýpti nie sú, lebo izolovať takýto kýpeť nie je problém, keďže po zavesení na napájacie vedenie sa môže v prostriedku skratovanej časti aj uzemniť, a tak chrániť anténu proti úderu blesku. Ani ladenie nie je obťažné, lebo sa môže zhotoviť posunovateľný skrat.

Treba poznamenať, že vzhľadom na závislosť anténového vstupného odporu od frekvencie vyladenia kýpťa, a tým i prispôsobenie napájača platí len pre jedinú frekvenciu, a preto celé napájacie vedenie i s priloženým kýpťom sa môže používať len okolo zvolenej prevádzkovej frekvencie.

Teória ladiaceho kýpťa je veľmi jednoduchá a stručná, a preto vhodná pre amatérske použitie. Zakladá sa na experimentálnom vyhľadaní polohy prvého uzla prúdu od antény, aby tento uzol mohol tvoriť východisko pre odmeranie vypočítanej hodnoty x pre pripojenie žiadaného druhu kýpťov. Túto vzdialenosť x vypočítame pomocou experimentálne zistenej hodnoty PSV

$$r_s = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

kde maximá a minimá kmitní a uzlov zistíme pohybom indikačných prístrojov po drôtoch napájacieho vedenia alebo priamo odčítaním hodnoty r_s na rôznych reflektometroch v mostíkovom zapojení.

Pri počítaní vzdialenosti x pre kladenie kýpťov sa vychádza z admitancie dotyčného bodu

$$Y_x = \frac{i_x}{u_x} = \frac{1}{Z_0}\,\frac{1 - K\,e^{-j\Theta}}{1 + K\,e^{-j\Theta}} = \frac{1}{Z_0}\,\frac{1 - K(\cos\Theta - j\sin\Theta)}{1 + K(\cos\Theta - j\sin\Theta)} =$$

$$= \frac{1}{Z_0}\,\frac{1 - K\cos\Theta + jK\sin\Theta}{1 + K\cos\Theta - jK\sin\Theta}\cdot\frac{1 + K\cos\Theta + jK\sin\Theta}{1 + K\cos\Theta + jK\sin\Theta} =$$

$$= \frac{1}{Z_0}\,\frac{1 - K^2 + j\,2K\sin\Theta}{1 + 2K\cos\Theta + K^2} = G_x + jB_x$$

pričom výsledná admitancia Y_x sa rozpadá na reálnu konduktivitu G_x a jalovú susceptibilitu B_x o hodnotách

$$G_x = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - K^2}{1 + 2K \cos \Theta + K^2}; \qquad B_x = \frac{1}{Z_0} \frac{2K \sin \Theta}{1 + 2K \cos \Theta + K^2}$$

pričom K značí koeficient odrazu priamo na vstupných svorkách napájača. Z podmienky, že konduktancia G_x sa rovná konduktancii charakteristickej pre vedenie $1/Z_0$ vyplýva

$$\frac{1}{Z_0} \frac{1 - K^2}{1 + 2K \cos \Theta + K^2} = \frac{1}{Z_0}; \quad 1 - K^2 = 1 + 2K \cos \Theta + K^2$$

z čoho

$$\cos \Theta = -K; \quad \cos (2\alpha - 180°) = K$$

$$2\alpha - \pi = \text{arc cos } K \quad \text{a} \quad \alpha = \frac{1}{2} (\text{arc cos } K + \pi)$$

Z poslednej rovnice pre výpočet elektrických stupňov na linke možno vypočítať vzdialenosť x od I_{min}, lebo $\alpha = 360 \cdot \frac{x}{\lambda}$, a tak

$$x = \frac{\lambda}{360} \alpha$$

V tejto vzdialenosti x od I_{min} platí, že $G_x = 1/Z_0$.

Pri počítaní dĺžky y skratovaného kýpťa sa vychádza z úpravy miestnej susceptibility

$$\cos \Theta = -K \quad \text{a} \quad \sin \Theta = \sqrt{1 - \cos^2 \Theta} = \sqrt{1 - K^2}$$

$$B_x = \frac{1}{Z_0} \frac{2K \sin \Theta}{1 + 2K \cos \Theta + K^2} = \frac{1}{Z_0} \frac{2K \sqrt{1 - K^2}}{1 - K^2} = \frac{1}{Z_0} \frac{2K}{\sqrt{1 - K^2}}$$

z ktorej po dosadení

$$K = \frac{r_s - 1}{r_s + 1}$$

dostaneme pre

$$B_x = \frac{1}{Z_0} \frac{2 \frac{r_s - 1}{r_s + 1}}{\sqrt{1 - \left(\frac{r_s - 1}{r_s + 1}\right)^2}} = \frac{1}{Z_0} \frac{2(r_s - 1)}{\sqrt{(r_s + 1)^2 - (r_s - 1)^2}} = \frac{1}{Z_0} \frac{r_s - 1}{\sqrt{r_s}}$$

Táto miestna susceptibilita B_x má so susceptibilitou vyladenia kýpťa na hodnotu

$$B_p = -j \frac{1}{Z_0 \operatorname{tg} \varphi_s}$$

umožniť vzájomné potlačenie. Pre paralelné spriahnutie pri patričnom vyladení kýpťa platí

$$-j \frac{1}{Z_0 \operatorname{tg} \varphi_s} + j \frac{1}{Z_0} \frac{r_s - 1}{\sqrt{r_s}} = 0$$

z čoho sa pre elektrický uhol naladenia kýpťa môže vyvodiť, že

$$\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{\sqrt{r_s}}{r_s - 1} \quad \text{a} \quad \varphi_s = \operatorname{arc\,tg} \frac{\sqrt{r_s}}{r_s - 1}$$

Nakoľko medzi elektrickým uhlom a merným vyladením $\frac{y_s}{\lambda}$ kýpťa jestvuje vzťah $\varphi_s = 360 \frac{y_s}{\lambda}$, možno určiť i mernú vlnovú dĺžku $\frac{y_s}{\lambda}$ alebo priamo dĺžku

$$y_s = \frac{\lambda}{360^\circ} \varphi_s^\circ$$

Pri počítaní dĺžky otvoreného kýpťa sa vychádza z rovnice pre výslednú nulovú susceptibilitu:

$$-j \frac{1}{Z_0 \operatorname{cotg} \varphi_0} + j \frac{1}{Z_0} \frac{r_s - 1}{\sqrt{r_s}} = 0 \quad \text{čiže} \quad \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{r_s - 1}{\sqrt{r_s}}$$

čo vedie k rovnici pre elektrický uhol naladenia otvoreného kýpťa

$$\varphi_0 = \operatorname{arc\,tg} \frac{r_s - 1}{\sqrt{r_s}}$$

Z nej možno určiť mernú vlnovú dĺžku i dĺžku otvoreného kýpťa.

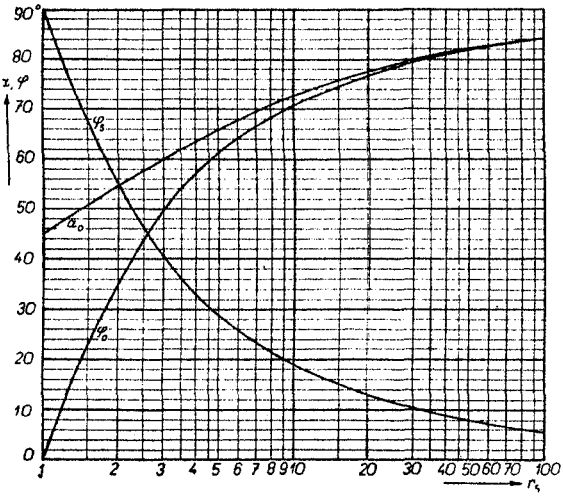
Pri počítaní geometrických vlnových dĺžok treba príslušné dĺžky vynásobiť skracovacím rýchlostným činiteľom V po drôte, ktorý pre drôtový materiál napájacích liniek a kýpťov býva okolo 0,97, kým pre káble sa pohybuje v rozmedzí 0,60 až 0,85, podľa dielektrika.

Z rovníc pre elektrický uhol ladenia skratovaného i otvoreného kýpťa

je zrejmé, že rovnaká dĺžka 1/8 λ pri obidvoch kýpťoch nastane pri PSV hodnoty

$$\frac{r_s - 1}{\sqrt{r_s}} = 1 \quad \text{čiže pri} \quad r_s = \frac{3 + \sqrt{5}}{2} = 2{,}6180$$

ktorá sa pre amatérsku prevádzku nachádza mimo oblasti PSV. Preto ani pri amatérskej práci sa nemôže vyskytnúť otvorený a skratovaný kýpeť dlhý $\lambda/8$. V prípade najlepšieho prispôsobenia možno priložiť len štvrťvlnový skratovaný kýpeť, ktorý sa pri budení základnou frekvenciou nachádza v stave paralelnej rezonancie.



Obr. 8-15. Elektrické uhly dĺžok skratovaného φ_s a otvoreného kýpťa φ_0 ako funkcia rôznych PSV o hodnote r_s. Umiestnenie oboch druhov kýpťa na vzdialenosť elektrického uhla α_0 od prvého uzla prúdu od antény, a to vľavo pri skratovanom a vpravo pri otvorenom kýpti

Pri nedokonalom prispôsobení so zväčšujúcim sa PSV dĺžka otvoreného kýpťa rastie, kým dĺžka skratovaného kýpťa klesá, aby pri otvorenom kýpti dosiahla dĺžku 0,098 λ a pri skratovanom kýpti neklesla pod 0,152 λ, a to pri medznom PSV, ktorý sa o hodnote $r_s = 2$ pre amatérsku prevádzku ešte pripúšťa.

Uvedená závislosť merných y/λ dĺžok kýpťov od PSV je znázornená na *obr. 8-14* spolu s hodnotami príslušných merných vzdialeností x/λ od prvého uzla prúdu od antény na napájacom vedení. Pre kompletnosť sú na *obr. 8-15* znázornené aj prepočítané elektrické uhly φ vyladenia kýpťov a α pre umiestnenie týchto kýpťov na napájacom vedení. Tieto grafy sú zostrojené na základe početných výsledkov uvedených na *tab. 8-1.*

Príklad

Napájaný dipól bol vyladený na frekvenciu 200 MHz ($\lambda = 150$ cm) vzdušným vedením o vlnovom odpore 254,3 Ω. Takto sa zistil PSV o hodnote $r_s = 2{,}88$, pričom prvý uzol prúdu od antény sa objavil vo vzdialenosti 38 cm.

Početné výsledky pre ladiace kýpte na zostrojenie grafickej závislosti (*obr. 8-14* a *8-15*) ako funkcia rôznych PSV o hodnote r_s

r_s	φ_s°	α	φ_0°	y_s/λ	y_0/λ	x/λ
1,0	90,0000	45,0000	0,0000	0,25000	0,00000	0,12500
1,1	84,5334	46,3648	5,4475	0,23481	0,01513	0,12880
1,2	79,6533	47,6078	10,3466	0,22125	0,02874	0,13225
1,3	75,2591	48,7464	14,7413	0,20905	0,04095	0,13541
1,4	71,3200	49,7967	18,6783	0,19811	0,05188	0,13833
1,5	67,7925	50,7681	22,2075	0,18831	0,06169	0,14103
1,6	64,6236	51,6709	25,3766	0,17951	0,07049	0,14354
1,7	61,7700	52,5125	28,3202	0,17158	0,07867	0,14587
1,8	59,1933	53,3014	30,8069	0,16442	0,08557	0,14806
1,9	56,8583	54,0404	33,1416	0,15793	0,09206	0,15011
2,0	54,6850	54,7339	35,2644	0,15190	0,09796	0,15204
2,5	46,7666	57,6886	43,5375	0,12990	0,12093	0,16025
3,0	40,8903	60,0000	49,1063	0,11358	0,13640	0,16666
3,5	36,8094	61,8745	53,1911	0,10215	0,14775	0,17187
4,0	33,6911	63,4350	56,3096	0,09359	0,15641	0,17621
4,5	31,2200	64,7606	58,7802	0,08672	0,16327	0,17989
5,0	29,2066	65,9062	59,2525	0,08113	0,16459	0,18307
6,0	26,1050	67,7924	63,8997	0,07251	0,17749	0,18831
6,5	24,8727	68,5831	65,0130	0,06903	0,18059	0,19051
7,0	23,7958	69,2953	66,2044	0,06610	0,18390	0,19249
7,5	22,8491	69,0946	67,1530	0,06347	0,18653	0,19422
8,0	22,0014	70,5289	67,9983	0,06111	0,18888	0,19591
8,5	21,2400	71,0684	68,7575	0,05899	0,19099	0,19741
9,0	20,5125	71,5650	69,4872	0,05698	0,19302	0,19879
9,5	19,8833	72,0248	70,0686	0,05523	0,19463	0,19994
10,0	19,3591	72,4517	70,6402	0,05378	0,19622	0,20125
12	17,4800	73,9331	72,5169	0,04856	0,20143	0,20527
14	16,0569	75,0490	73,9430	0,04460	0,20539	0,20846
16	14,9313	75,9639	75,0683	0,04148	0,20852	0,21102
18	14,0125	76,7373	75,9872	0,03892	0,21107	0,21316
20	13,2458	77,3957	76,7550	0,03679	0,21320	0,21500
22	12,5905	77,9648	77,4094	0,03497	0,21502	0,21657
24	12,0208	78,4631	77,9780	0,03339	0,21660	0,21795
25	11,7680	78,6900	78,2316	0,03269	0,21731	0,21858
30	10,6953	79,6532	79,3047	0,02971	0,21994	0,22126
40	9,2113	81,0162	80,7887	0,02559	0,22441	0,22505
50	8,2114	81,9499	81,7886	0,02281	0,22719	0,22764
60	7,4794	82,6436	82,5206	0,02078	0,22922	0,22957
70	6,9136	83,1857	83,0864	0,01920	0,23079	0,23107
80	6,4594	83,6206	83,5406	0,01794	0,23205	0,23228
90	6,0837	83,9833	83,9163	0,01690	0,23310	0,23329
100	5,7623	84,2893	84,2377	0,01601	0,23399	0,23412

Pomocou týchto základných hodnôt treba vypočítať naladenie kýpťov a ich vzdialenosť od uzla prúdu. Táto vzdialenosť na napájacom vedení sa určí pomocou hodnoty činiteľa odrazu

$$K = \frac{r_s - 1}{r_s + 1} = \frac{2{,}88 - 1}{2{,}88 + 1} = \frac{1{,}88}{3{,}88} = 0{,}4845360 = -\cos \Theta$$

$$\log \cos \Theta = 9{,}6853261 - 10, \quad \Theta = -61°1'4''$$

$$\alpha = \frac{1}{2}(\Theta + 180°) = \frac{1}{2}(-61°1'4'' + 180°) = \frac{118°58'56''}{2} = 59°29'28''$$

z čoho pre priestorovú vzdialenosť od uzla prúdu vychádza

$$x = \frac{\lambda}{360}\alpha = \frac{150}{360} \cdot 59{,}4910 = 24{,}78 \text{ cm}$$

Skratovaný kýpeť musí sa teda položiť do vzdialenosti 38,00 + 24,78 = = 62,78 cm od antény, zatiaľ čo otvorený kýpeť by sa musel umiestniť na 38,00 − 24,78 = 13,22 cm od tej istej antény.

Dĺžka skratovaného kýpťa sa získa pomocou naladenia na elektrický uhol φ_s, ktorý sa vypočíta z rovnice

$$\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{\sqrt{r_s}}{r_s - 1} = \frac{\sqrt{2{,}88}}{2{,}88 - 1} = \frac{1{,}697056}{1{,}88} = 0{,}90269$$

$$\log \operatorname{tg} \varphi_s = 9{,}9555384\text{-}10$$

teda

$$\varphi_s = 42°4'20'' = 42{,}0722°$$

Pomocou tejto rovnice sa vypočíta priestorová dĺžka skratovaného kýpťa

$$y_s = \frac{\lambda}{360}\varphi_s = \frac{150}{360} 42{,}0722 = 17{,}11 \text{ cm}$$

Dĺžka otvoreného kýpťa sa vypočíta z jeho naladenia na elektrický uhol φ_0

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{r_s - 1}{\sqrt{r_s}} = \frac{2{,}88 - 1}{\sqrt{2{,}88}} = \frac{1{,}88}{1{,}697056} = 1{,}107800$$

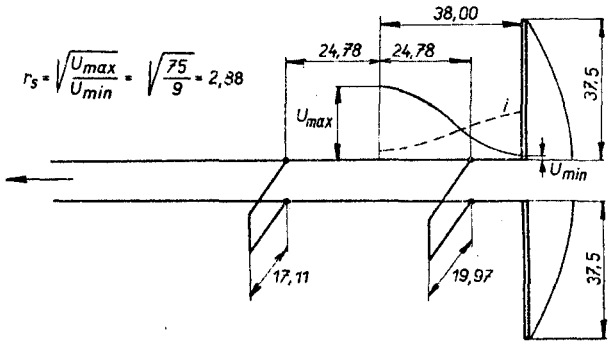
$$\log \operatorname{tg} \varphi_0 = 10{,}0444616\text{-}10, \quad \varphi_0 = 47°55'40'' = 47{,}9277°$$

z čoho sa vypočíta priestorová dĺžka otvoreného kýpťa

$$y_0 = \frac{\lambda}{360}\varphi_0 = \frac{150}{360} \cdot 47{,}9277 = 19{,}97 \text{ cm}$$

Vypočítané priestorové dĺžky sa stotožňujú s geometrickými dĺžkami, pretože budiaci kmitočet prevyšuje 30 MHz. Tieto dĺžky sú vyznačené na *obr. 8-16.*

Na polohe prúdového uzla a jeho vzdialenosti od antény si možno overiť, či anténa ako záťaž je rezonantná, alebo je mimo rezonancie.



Obr. 8-16. Poloha prvého uzla prúdu od antény, ktorá pri zistenom r_s slúži pre výpočet dĺžok a polôh ladiacich kýpťov od tohto uzla. Po priložení hocktorého z kýpťov sa z „drsnej" linky stane linka „hladká" od vysielača až po dotyčný kýpeť a zvýšené straty sa potlačia. (Zostrojené a vypočítané podľa výsledkov merania amatéra W 2 ASB v cm.)

V prípade, že meraním polohy uzla prúdu na napájacom vedení sa zistí, že uzol je presne vo vzdialenosti jednej štvrťvlny od antény, potom o tejto anténe možno tvrdiť, že je vyladená do rezonancie. Ak sa tento uzol prúdu nachádza od antény vo vzdialenosti menšej, než je dĺžka jednej štvrťvlny, anténa je induktívna, t. j. je príliš dlhá. Ale ak ho zistíme v polohe, kde vzdialenosť uzla prúdu od antény presahuje $\lambda/4$, potom pripojená anténa je kapacitná, t. j. je príliš krátka. V našom prípade $\lambda/4 = 37{,}50$ cm a uzol prúdu sa našiel vo vzdialenosti 38,00 cm od antény, a pretože o $38{,}00 - 37{,}50 = 0{,}50$ cm presahuje vzdialenosť $\lambda/4$, bolo by možné anténu považovať za kapacitnú, ak sa poloha merala presne. Pri presnosti amatérskeho merania dĺžok tento rozdiel 0,5 cm možno pripísať na vrub chyby merania polohy uzla a uspokojiť sa s faktom, že anténa bola rezonantná a že vstupný odpor antény bol rezistívny a mal hodnotu

$$R_a = \frac{Z_0}{r_s} = \frac{254{,}3}{2{,}88} = 88{,}7\ \Omega$$

Táto hodnota je prijateľná pre dipól, lebo sa pohybuje okolo 73,3 Ω v závislosti od výšky dipólu.

9. ZÁKLADNÉ POZNATKY POTREBNÉ NA ZOSTAVOVANIE ŽIARIČOV RÔZNYCH TYPOV

Považovali sme za potrebné pred opisom antén osvetliť teóriu napájacích vedení, lebo aj na anténu možno pozerať ako na otvorenú časť napájača, pri ktorej nie je potlačené vyžarovanie. Preto odporúčame čitateľovi, aby túto stať prečítal pozorne.

Pred opisom stavby antén rôzneho typu treba sa oboznámiť s istými charakteristickými údajmi potrebnými na zostavenie žiaričov rôznych typov a druhov, pokiaľ sú spoločné pre všetky typy.

Pri všeobecnom hodnotení anténových vyžarovacích systémov sa vychádza z ich hlavných znakov, ktoré rozhodujú o ich použití v rôznych druhoch prevádzky. Tieto znaky možno nazvať parametrami vyžarovacích systémov. Zo spomínaných parametrov netreba vysvetľovať vlnovú dĺžku a typ anténového vyžarovacieho systému vyžaduje len prehľadný rozbor.

9.1 Typ anténového vyžarovacieho systému

Na začiatku amatérskeho vysielania sa používal jednoduchý vyžarovací systém, ktorý sa skladal z obyčajného polvlnového, nejakým spôsobom budeného žiariča — dipólu. So stúpaním požiadaviek amatérskej prevádzky sa zväčšovali aj nároky, najmä na zisk a smerovosť systémov, a tak zoskupovaním vyžarovacích elementov vznikali smerové anténové vyžarovacie systémy s aktívnymi alebo pasívnymi elementami.

Pomocou polvlnových žiaričov pre anténový systém s vhodnými vzájomnými vzdialenosťami možno vektorovým súčtom vyžarovania jednotlivých žiaričov zistiť rast výsledného poľa v istom smere na úkor iných smerov, kde je žiarenie slabšie alebo celkom potlačené. Vzájomná vzdialenosť týchto elementov, ich dĺžka, zmena ich prúdového fázovania, to všetko vplýva na zisk a na smerovosť vyžarovania. Na voľbe uvedených činiteľov sa zakladajú metódy zoraďovania polvlnových elementov do vyžarovacích systémov. Najjednoduchší systém sa skladá z dvoch napájaných elementov.

Podľa výberu budených elementov rozoznávame tieto prípady:

Kolineárne zoskupenie, kde polvlnové elementy budené súfázovo sa zoraďujú v jeden kolineárny súosový rad.

Ak sú napájané elementy paralelné a ležia v tej istej rovine, možno ich rozoznať podľa fázovania a triediť na:

bočné sústavy s elementami vo vertikálnej rovine a s rovnakými prúdmi o rovnakej fáze;

koncové sústavy s napájanými elementami v horizontálnej rovine a s rovnakými prúdmi tečúcimi v opačnej fáze;

všeobecný prípad nastane, keď napájacie prúdy polvlnových aktívnych elementov sú rovnaké v amplitúde, ale vo fáze nadobúdajú rôzne hodnoty.

Ak sú elementy postavené k sebe šikmo, potom po zoradení do vertikálnej alebo horizontálnej roviny dávajú značný zisk, najmä vtedy, keď sa ako elementy použijú viacvlnové vyžarovacie členy so stojatým alebo postupným vlnením. Sú to anténové systémy, ktoré sa zoraďujú do tvaru V alebo kosoštvorca.

Osobitnú skupinu antén tvorí *otočná smerovka Yagi* — UDA, ktorá sa medzi amatérmi s obľubou používa od r. 1938 pre jednopásmovú prevádzku aj s viac pasívnymi elementami a v úprave amatéra G 4 ZU aj pre mnohopásmovú prevádzku.

Vyžarovací smerový diagram

Anténové systémy nežiaria rovnakou intenzitou v každom smere od antény, takže sa nájde aj taký smer, kde je vyžarovanie najsilnejšie, resp. najslabšie. Vyjadruje sa to v polárnom diagrame, kde je zvykom vychádzať od zvoleného smeru a vyžarovanie v tomto smere zvoliť za jednotkovú hladinu, kým vyžarovanie v ostatných smeroch vyjadriť touto prijatou základnou referenčnou hladinou v decibeloch. Za jednotku sa zvyčajne prijíma vyžarovanie dipólu v hlavnom smere žiarenia, ktorý sa nachádza v tej istej výške ako skúmaný anténový systém.

Rovina znázorňujúca tieto polárne diagramy sa položí do pôdorysu, ak ide o vystihnutie horizontálneho vyžarovania, alebo do nárysu, ak ide o znázornenie vyžarovania vertikálneho.

9.2 Šírka pásma vysielacej antény a jej uhol otvorenia

Jednoduchý dipól ako aktívny, t. j. budený element sa z hľadiska napájacieho bodu v strede dipólu môže považovať za sériový rezonančný okruh. Šírka pásma sériového rezonančného okruhu sa definuje ako frekvenčné pásmo obmedzené hraničnými frekvenciami nad a pod rezonančným kmitočtom, pri ktorých sa rezistančná zložka vstupnej impedancie vyrovnáva jalovej.

Toto vyrovnanie zložiek vstupnej impedancie dipólu znamená fázový uhol φ vstupnej impedancie, ktorý sa určí z rovnice

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_a}{R_a} = 1 \quad \text{čiže} \quad \varphi = 45°$$

V dôsledku vyrovnania zložiek vzrastie vstupná impedancia na

$$Z_a = R_a + jX_a = R_a + jR_a = R_a \sqrt{2} \cdot e^{j45°}$$

t. j. 2-násobok hodnoty pri rezonancii, keď jalová zložka $X_a = 0$. Vzrastom vstupnej impedancie na 2-násobok pôvodnej rezonančnej hodnoty poklesne napájací prúd na $I/\sqrt{2}$ a taktiež napájacie napätie na $U/\sqrt{2}$ pôvodnej hodnoty prúdu I a napätia U pri rezonancii. Tento pokles na $1/\sqrt{2}$ hodnotu prúdu a napätia pri rezonancii sa nazýva 3-dB pokles, pri ktorom výkon na vstupných svorkách antény je

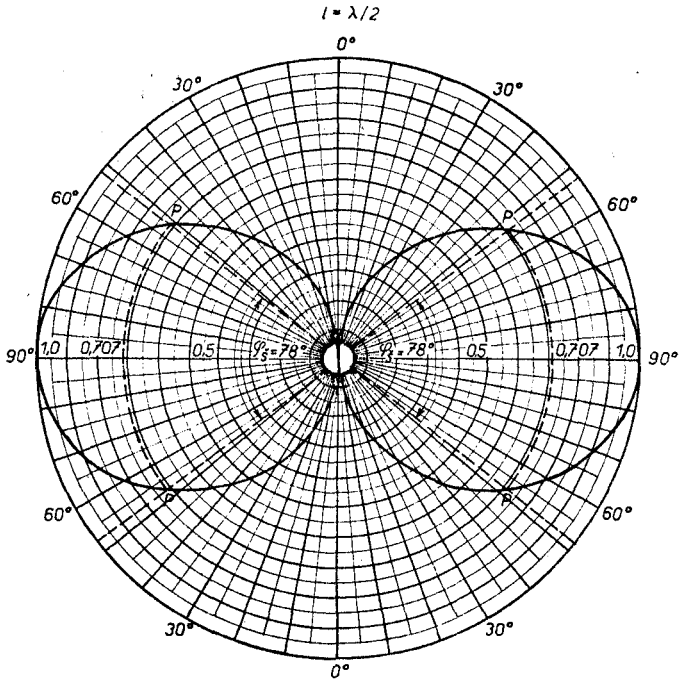
$$P_{3\,[dB]} = \frac{U}{\sqrt{2}} \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{UI}{2} = \frac{1}{2} P$$

vtedy výkon klesne na svoju polovičnú hodnotu v porovnaní s pôvodnou. Preto sa 3-dB pokles nazýva *polvýkonový pokles.* Uhol $\varphi_š$, ktorý zvierajú navzájom tieto 2 smery, nazýva sa *uhol šírky priepustnosti* na 3-dB pokles a body diagramu $P—P$ zasa body 3-dB poklesu, ako je znázornené na *obr. 9-1.*

Tento 3-dB pokles vzniká pri frekvenčnéch hraniciach šírky pásma; prejaví sa to aj v zodpovedajúcom zoslabnutí poľa vysielacej antény. Keď sa zmení kmitočet z rezonančnej hodnoty na hranicu šírky pásma, potom sa v hlavnom smere žiarenia dostaví 3-dB pokles a frekvenčná šírka pásma potrebná na tento pokles sa nazýva *selektívnosť anténového systému.* Uhol medzi smermi 3-dB poklesu sa nazýva *uhol otvorenia* a je dôležitým charakteristickým údajom pre každý anténový systém.

V záujme amatérskej prevádzky je, aby uhol otvorenia pri stabilných anténach bol čo najväčší (nad 70°) a pri rotačných smerovkách nebol menší než 40°, lebo ináč pri korešpondencii sa dosť ťažko nadviaže spojenie. V prevádzke krátkovlnového rozhlasu sa zvyčajne pripúšťa zoslabenie 0,1 dB pre bočné frekvencie vznikajúce pri najväčších modulačných frekvenciách ako posuvné bočné pásma nosnej vlny. Fázový uhol vstupnej impedancie antény pre tieto bočné frekvencie pri zoslabení o 1 dB nesmie prestúpiť 27,5°. Aby sa táto šírka pásma dosiahla, namiesto jednoduchých drôtových dipólov sa používajú dipóly skladané z viac drôtov, alebo vo forme paralelných drôtov sa vyhotovujú klietky slúžiace za dipól, a to najmä pri smerových systémoch, kde vstupná rezistancia sa pre vzájomnú

väzbu elementov značne zníži, a tak pre vysoké prúdy treba utvoriť rozvetvenie po drôtoch klietky. Je to potrebné najmä pre výkony nad 50 kW. V amatérskej prevádzke sa používajú aj skladané dipóly, aby sa zvýšila rezistančná zložka R_a vstupnej impedancie antény, a tým sa do-



Obr. 9-1. Body 3 dB poklesu na horizontálnom vyžarovacom diagrame dipólu o dĺžke $l = \lambda/2$

siahla väčšia účinnosť celého systému, pričom širokopásmovosť ako pomer nosného kmitočtu f_0 k šírke pásma B je daná činiteľom akosti Q polvlnového žiariča

$$f_0/B = Q$$

ktorý pre pomer $l/d > 50$ je vystihnutý približným vzorcom

$$Q = \frac{\pi}{4} \frac{Z_0}{R_a}$$

kde Z_0 je vlnový odpor,

R_a — rezistančná zložka vstupnej impedancie žiariča.

Pre pásmo 1,75 MHz sa požaduje $Q = \frac{1875}{125} = 15$ a vystačí sa s vlnovým odporom antény o prípustnej najväčšej hodnote

$$Z_0 = 4R_aQ/\pi = 4 \,.\, 72 \,.\, 15/\pi = 1375{,}1\ \Omega$$

To vyžaduje pomer $l/d = 128\,800$, ktorý pri 80 m dlhej anténe vyžaduje hrúbku drôtu 0,31 mm, t. j. najtenší používateľný drôt, aby sa obsiahlo celé pásmo. V praxi sa však používajú drôty hrubšie, až do 3 mm, aby sa získala určitá pevnosť v ťahu, takže podmienka zaokrytia pásma je viac než splnená.

9.3 Charakteristická impedancia antény

Je to parameter závislý od rozmerov antény a od rozloženia vlny prúdu po anténe. Smith a Morrison uvádzajú vzorec pre vlnový odpor vertikálnej antény

$$Z_0 = K_1 + K_2,\ K_1 = 60 \ln \frac{h}{\varrho}, \qquad K_2 = -\left(60 + 30 \ln \frac{2h}{\lambda}\right)$$

a teda

$$Z_0 = 60 \left(\ln \frac{h}{\varrho} - \frac{1}{2} \ln \frac{2h}{\lambda} - 1\right)$$

kde h je dĺžka vertikálneho drôtu,
ϱ — polomer anténového vodiča,
λ — vlnová dĺžka vo voľnom priestore.

Pre štvrťvlnovú vertikálnu anténovú dĺžku $h/\lambda = 1/4$ platí pri označení $h = \lambda/4 = l_1$

$$Z_0 = 60 \left(\ln \frac{l_1}{\varrho} - \frac{1}{2} \ln 2\frac{1}{4} - 1\right) = 60 \left(\ln \frac{l_1}{\varrho} - \frac{1}{2} \ln \frac{1}{2} - 1\right) =$$

$$= 60 \left(\ln \frac{l_1}{\varrho} + \frac{1}{2} \ln 2 - 1\right) = 60 \left(\ln \frac{l_1}{\varrho} + \frac{1}{2}\, 0{,}69314718 - 1\right) =$$

$$= 60 \left(\ln \frac{l_1}{\varrho} + 0{,}34657359 - 1 = 60 \left(\ln \frac{l_1}{\varrho} - 0{,}65342641\right)\right.$$

a pre vertikálne polvlnové antény a pri $h = 1/2\,\lambda$

$$Z_0 = 60 \left(\ln \frac{\lambda}{2\varrho} - \frac{1}{2} \ln 2\frac{1}{2} - 1\right) = 60 \left(\ln \frac{\lambda}{2\varrho} - \frac{1}{2} \ln 1 - 1\right)$$

ak štvrťvlnovú priestorovú dĺžku znova označíme za $\lambda/4 = l_i$, potom pri $\ln 1 = 0$ vychádza pre vlnový odpor vertikálnej polvlnovej antény

$$Z_0 = 60 \left(\ln 2 \frac{l_i}{\varrho} - 1 \right)$$

Uvedené vzorce platia aj pre horizontálne antény, ak pravú stranu rovníc vynásobíme dvoma, čiže namiesto koeficientu 60 pre vertikálne antény vystupuje koeficient 120 pre horizontálne antény.

Charakteristická impedancia polvlnovej horizontálnej antény je teda daná výrazom

$$Z_0 = 120 \left(\ln 2 \frac{l_i}{\varrho} - 1 \right)$$

kde l_i je zasa štvrťvlnová dĺžka vlny v priestore.

9.4 Vyžarovací odpor

Energia vyžiarená do priestoru sa viaže na existenciu fiktívneho odporu, ktorý nazývame *vyžarovacím odporom*; je funkciou rozmerov antény, z ktorých sa dá vypočítať.

Keď vstúpime napájačom do kmitne prúdu, potom reálnu časť vstupnej impedancie R_a vytvára vyžarovací odpor R_s a jalová časť X_a tvorí reaktančnú zložku. Pri danej vlnovej dĺžke možno však nájsť takú dĺžku antény, pri ktorej jalová zložka X_a zmizne, a len vyžarovací odpor R_s sa javí ako vstupný odpor antény.

Anténou odobratý výkon $P = U^2/|Z|$ pri vstupnej impedancii $Z_a = Z_s + jX_a$ v prípade, že zmizne jalová zložka X_a, stúpne tiež na maximum na znak samorezonančnej dĺžky antény. Každú samorezonančnú dĺžku antény teda sprevádza zmiznutie hodnoty jalovej zložky X_a vstupnej impedancie.

Najnižšiu frekvenciu, pri ktorej je splnená podmienka pre samorezonančnú dĺžku, nazývame *rezonančnou frekvenciou*, za ktorou nasledujú ďalšie, čoraz vyššie frekvencie, ktoré sa podľa poradia nazývajú druhá, tretia atď. rezonančná frekvencia.

Fiktívny vyžarovací odpor sa najjednoduchšie vypočíta podľa uvedeného článku zo vzorca

$$R_s = 15 \left[-\frac{\pi}{2} \sin 720° \frac{h}{\lambda} + \left(\ln \frac{2h}{\lambda} + 1{,}722 \right) \cos 720° \frac{h}{\lambda} + \right.$$
$$\left. + 2 \left(2{,}415 + \ln \frac{2h}{\lambda} \right) \right]$$

ktorý dáva pomerne presné výsledky pre vertikálne anténové dĺžky $h > 0{,}2\,\lambda$. Pre štvrťvlnovú vertikálnu anténu dostaneme po dosadení $h/\lambda = 1/4$ vyžarovací odpor $R_s = 36{,}22\ \Omega$, kým správna hodnota je $36{,}64\ \Omega$.

Po vynásobení dvoma sa vzorec môže používať aj pre horizontálnu anténu, no z hľadiska napájania zo stredu treba brať len polovičné dĺžky horizontálnej antény. Po dosadení $h/\lambda = 1/4$ vychádza pre polvlnový horizontálny žiarič $R_s = 72{,}44\ \Omega$, namiesto správnej hodnoty $73{,}28\ \Omega$.

9.5 Účinná kapacita a samoindukčnosť antény

Anténu si možno predstaviť ako štvrťvlnové, na konci sa roztvárajúce vedenie, ktoré v kmitni prúdu, kde sa napája, prejavuje vstupnú normovanú impedanciu

$$\frac{Z_v}{Z_0} = -\mathrm{j}\,\mathrm{cotg}\,\frac{2\pi}{\lambda}x, \quad 2\pi\frac{x}{\lambda} = \alpha$$

ktorá sa stáva nulou pri merných dĺžkach

$$\frac{x}{\lambda} = \frac{\lambda}{4}\,.\,1\,.\,3\,.\,5\,.\,n\,\ldots \text{ } (n \text{ je nepárne číslo}), \text{ t. j.}$$

$$\alpha = \begin{cases} 90°,\ 270°,\ 450°,\ \ldots \\ \dfrac{\pi}{2},\ 3\dfrac{\pi}{2},\ 5\dfrac{\pi}{2},\ \ldots \end{cases}$$

a prejavuje sa ako sériová rezonancia. Pre základnú vlnu podmienka rezonancie vyžaduje

$$\frac{2\pi}{\lambda}x = \frac{\pi}{2}\text{, no vieme, že } \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c},\ c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

a tak

$$\frac{2\pi}{\lambda}x = \frac{\omega}{c}x = \omega\sqrt{LC}x = \frac{\pi}{2}$$

Zo vzťahu

$$\omega\sqrt{LC}x = \frac{\pi}{2} \text{ vyplýva } \omega^2 LCx^2 = \frac{\pi^2}{2^2}$$

a úpravou

$$\omega\left(Lx\frac{2}{\pi}\right) = \frac{1}{\omega\left(Cx\frac{2}{\pi}\right)}$$

Na poslednom vzťahu badať podmienku sériovej rezonancie

$$\omega L_u = \frac{1}{\omega C_u}$$

kde symbolmi L_u a C_u sú vyjadrené účinné hodnoty samoindukčnosti a kapacity náhradného obvodu. Z porovnania symbolov vyplýva hodnota účinnej samoindukcie L_u a kapacity C_u

$$L_u = Lx\frac{2}{\pi} = L_a\frac{2}{\pi}, \quad C_u = Cx\frac{2}{\pi} = C_a\frac{2}{\pi}$$

kde L_a a C_a sú statické hodnoty samoindukcie a kapacity antény, ktoré možno odmerať vhodným mostíkom.

Samoindukcie a kapacity antény možno vypočítať pomocou vzorcov

$$L'_a = 200 \ln \frac{2h_e}{\varrho}, \quad C'_a = \frac{100}{2 \ln \frac{2h_e}{\varrho}}$$

ktoré dávajú výsledok v cm/m dĺžky vodiča, kde h_e značí efektívnu výšku antény, ktorá napr. pri vertikálnej anténe je

$$h_e = \frac{2}{\pi} h$$

a ϱ je polomer vodiča antény.

Celková samoindukcia a kapacita antény zodpovedajúca dĺžke je teda

$$L_a = L'_a l, \quad C_a = C'_a l$$

Základná vlna rezonancie antény sa vypočíta z rovnice

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{100}\sqrt{L_u C_u}$$

kde účinné hodnoty pre samoindukciu L_u a kapacitu C_u treba dosadiť v cm, aby vlna vyšla v metroch.

Príklad

Vertikálna $\lambda/4$ anténa má dĺžku 2,678 m a polomer vodiča $\varrho = 7{,}5$ mm. Treba určiť účinné hodnoty pre samoindukciu L_u a kapacitu C_u, ako aj vlastnú vlnu antény.

$$h_e = \frac{2}{\pi} . 2{,}678 = 1{,}7049 \text{ m}; \quad L'_a = 200 \ln \frac{2 . 1{,}7049 . 10^2}{0{,}75} = 200 \ln \frac{340{,}98}{0{,}75}$$

$$L'_a = 200 \ln 454{,}64 = 200 . 6{,}11950 = 1223{,}900 \text{ cm/m}$$

$$L_a = 1223{,}900 . 2{,}678 = 3277{,}6 \text{ cm}$$

$$C'_a = \frac{100}{2 \ln \frac{2 . 1{,}7049 . 10^2}{0{,}75}} = \frac{100}{2 \ln \frac{340{,}98}{0{,}75}} = \frac{100}{2 \ln 454{,}64} =$$

$$= \frac{100}{2 . 6{,}11950} = \frac{50}{6{,}11950} = 8{,}1706 \text{ cm/m}$$

$$C_a = 8{,}1706 . 2{,}678 = 21{,}881 \text{ cm}, \quad C_u = \frac{2}{\pi} . 21{,}881 = 13{,}928 \text{ cm}$$

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{100} \sqrt{L_u C_u} = \frac{2\pi}{100} \sqrt{2086{,}5 . 13{,}928} = \frac{2\pi}{100} \sqrt{29060} =$$

$$= \frac{2\pi}{100} 170{,}711 = 10{,}711 \text{ m}$$

$$f_{[\text{MHz}]} = \frac{300}{10{,}711} = 28 \text{ MHz}$$

9.6 Účinný stratový odpor. Účinnosť antény

Je záujmom prevádzky, aby vyžiarená energia bola čo najväčšia. Súčiniteľ

$$\eta = \frac{N_s}{N_n} . 100 \%$$

sa nazýva *účinnosť antény*. Vo vzorci pre η sa vyskytujúci symbol N_s značí vyžiarenú energiu, ktorá vo forme $N_s = I_0^2 R_s$ obsahuje hodnotu prúdu I_0 v kmitni antény, ako aj vyžarovací odpor R_s, o ktorom sme už hovorili. Napájacia energia N_n musí kryť vyžiarenú energiu N_s a stratovú energiu N_z, absorbovanú vo forme tepelných rezistívnych a dielektrických strát stratovým činným odporom R_z.

$$N_n = N_s + N_z = I_0^2 R_s + I_0^2 R_z = I_0^2 (R'_s + R_z)$$

Anténovú účinnosť teda vyjadruje vzťah

$$\eta = \frac{N_s}{N_n} = \frac{N_s}{N_s + N_z} = \frac{I_0^2 R_s}{I_0^2 (R_s + R_z)} = \frac{R_s}{R_s + R_z}$$

Účinnosť antény sa zväčšuje s rastúcim vyžarovacím odporom R_s a s klesajúcim stratovým odporom R_z. Číselné vyhodnotenie anténovej účinnosti predpokladá presnú znalosť vyžiarenej a stratovej energie, čo sa dá zistiť len približne.

Pojmom stratového odporu R_z sa vyjadrujú všetky straty teplom, t. j. v ohmickej podstate anténového vodiča a v dielektriku izolátorov antény aj ostatných prvkov anténového systému. Dielektrické straty možno starostlivou voľbou izolačného anténového materiálu obmedziť, no stratový, skinefektom ešte zvýšený odpor sa nedá zredukovať ani používaním vf lanka, lebo prúd vf nad 15 MHz tečúci vnútornými drôtmi lanka si nájde cestu menšieho odporu cez kapacitu jednotlivých drôtov, a preto takýto vodič stráca svoje pôvodné určenie.

Ak ide o hodnoty skinového odporu, treba vychádzať z predpokladu, že plný vf prúd prechádza len pozdĺž vodiča a vniká doň len povrchove. Táto hĺbka prenikania vf prúdu bola ustálená a je daná vzorcom $\delta_{[cm]} = 50{,}33 \sqrt{\frac{\varrho}{\mu f_c}}$. Keď dosadíme špecifický odpor pre meď $\varrho = 0{,}01724\ \Omega\ mm^2/m$ a keď $\mu = 1$, bude

$$\delta_{[cm]} = 50{,}33 \sqrt{\frac{0{,}01724}{f_c}} = \frac{0{,}5033 \,.\, \sqrt{172{,}4}}{\sqrt{f_c}} = \frac{0{,}5033 \,.\, 13{,}11}{\sqrt{f_c}} =$$

$$= \frac{6{,}598}{\sqrt{f_c}} \doteq \frac{6{,}6}{\sqrt{f_c}}$$

kde f_c je v Hz.

Pomocou tejto hĺbky prenikania vf prúdu možno veľmi presne vypočítať striedavý odpor, lebo účinkom skinefektu prúd s plnou povrchovou hustotou preniká len do hĺbky $\delta_{[cm]}$, čiže prúd na trati 1 cm sa stretáva s ohmickým odporom

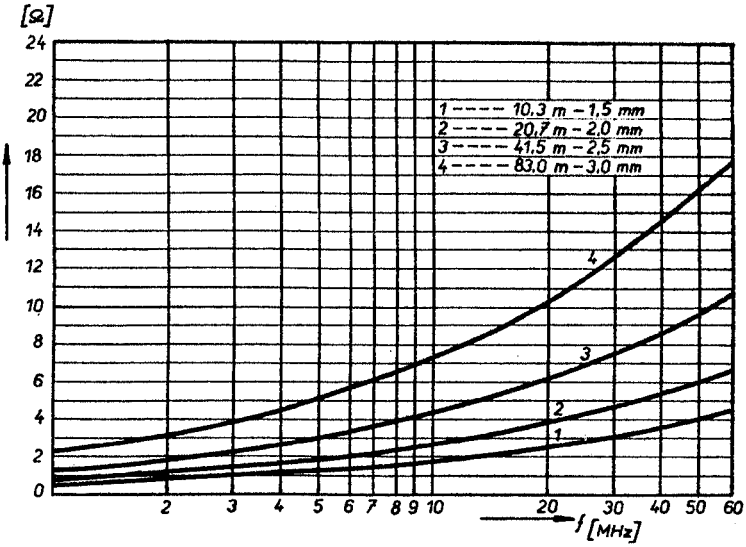
$$R_{[\Omega/cm]} = \varrho \frac{10^{-2}}{\pi D_{[cm]} \delta_{[cm]} \,.\, 10^2} = \frac{\varrho \,.\, 10^{-4}}{\pi D \delta} =$$

$$= \frac{0{,}01724 \,.\, 10^{-4}}{6{,}60} \frac{\sqrt{f_c}}{\pi D} = 2{,}62 \,.\, 10^{-7} \frac{\sqrt{f}}{\pi D}$$

Ak dosadíme frekvenciu v MHz a priemer D v mm, potom pre 100 m dĺžky vodiča platí

$$R_{[\Omega/100\,\mathrm{m}]} = 2{,}62 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{8} \frac{\sqrt{f}}{\pi D} \doteq 8{,}3 \frac{\sqrt{f_{[\mathrm{MHz}]}}}{D_{[\mathrm{mm}]}}$$

Na *obr. 9-2* sú zachytené hodnoty pre skinový striedavý odpor $R\sim$, ktoré vypočítali amatéri používajúci anténové dĺžky 83—41, 5—20,



Obr. 9-2. Závislosť skinového odporu od frekvencie anténových dĺžok 83—41,5—20,7 až 10,3 m, vyhotovených pre pevnosť v ťahu z medených drôtov o priemere 3—2,5—2—1,5 mm

7—10,3 m. Pre pevnosť v ťahu sa tieto antény robia z medených drôtov priemeru aspoň 3—2, 5—2—1,5 mm. No skinový odpor $R\sim$ antény tvorí len istú časť stratového odporu R_z, ktorý je tak isto závislý od frekvencie a ťažko sa určuje, lebo materiál použitý na stavbu antény hrá dominujúcu úlohu.

10. MODEL ANTÉNY, JEJ PREDĹŽENIE A SKRÁTENIE

Modelom antény treba rozumieť elektrickú otvorenú kmitaciu sústavu, ktorá je schopná vytvárať elektromagnetické pole pre ďalšie vyžarovanie energie. Samo vyžarovanie má svoj pôvod v zmenách kompletného elektromagnetického poľa, a keď sa jedna zo zložiek tohto poľa v okolí anténového vodiča nevytvorí, sústava stratí schopnosť vyžarovať, lebo chýba ohnisko rozruchov.

Pri tom úlohou anténového vodiča je iba viesť prúd, ktorý je priamym pôvodcom vytvorenia magnetickej zložky okolo stojatej „dýchajúcej" kmitne prúdu v prípade stojatých vĺn alebo okolo postupujúcej vlny prúdu v prípade prevádzky s postupnou vlnou. Oba prípady potrebujú bližšie osvetlenie problémov na modeli antény.

Pri anténach so stojatou vlnou vzniká magnetická zložka poľa pri anténovom vodiči, kde je kmitňa prúdu, a zmeny tejto zložky sa uskutočňujú len v radiálnom smere k vodiču. Pri anténach s postupnou vlnou celá dĺžka anténového vodiča sa rovnako podieľa na vytvorení magnetickej zložky, ktorá sleduje prúdové zmeny po vodiči, pričom zmeny tejto zložky sa odohrávajú v radiálnom smere.

Modelom žiariča so stojatou vlnou je vertikálna alebo horizontálna anténa, po ktorej prúdovonapäťové rozloženie je prirodzeným dôsledkom budiacich rozruchov a odrazov od ukončenia anténového modelu. Anténový model predstavuje vlastne štvrťvlnové roztvorené vedenie, ktoré je na koncoch v dôsledku roztvorenia zaťažené odporom $Z_z = \infty$. Vlastné napájacie vedenie pripojené na model tvorí súčasť v rozložení prúdu a napätia, a preto mechanizmus ich rozloženia po napájači musí dávať rovnaké kmitne v napájacom bode, ktoré vzhľadom na fázu musia byť navzájom pootočené o 180°.

To je teda požiadavka napájacieho bodu, ktorú treba splniť alebo priamo, použitím symetrických napájačov k symetrickej anténe, alebo nepriamo, použitím členov vyvolávajúcich symetriu. Túto požiadavku symetrie napájacieho potenciálu treba splniť pri oboch druhoch prevádzky napájača, a to stojatou i postupnou vlnou. Pri napájaní stojatou vlnou sa táto podmienka môže lepšie zvládnuť, lebo pri väzbovom článku možno nastaviť fázu tak, aby na výstupe napájača, v napájacích svorkách antény, sa prejavil napájací potenciál rovnakej hodnoty, ale opačnej

polarity. Pri budení prúdom sa opísaná symetria dosiahne ľahko, no ťažšie je to pri budení napätím, kde často nejestvuje vhodná metóda indikácie.

Pri napájaní postupnou vlnou je postarané o symetričnosť napájacieho potenciálu len vtedy, keď sa použije symetrický väzbový člen a napájač na budenie symetrickej antény. Ak jeden z týchto členov je nesymetrický, potom sa treba postarať o symetričnosť napájacieho potenciálu na vstupných svorkách antény zavedením symetrizujúceho člena.

Pomocou napájača sa energia dopraví postupnou alebo stojatou vlnou do antény, po ktorej sa šíri ako následok odrazu čistou stojatou vlnou, ak sa jej dĺžka upraví na samorezonantnú. Ak anténová dĺžka nie je samorezonantná, doplníme ju vhodnou reaktanciou na najbližšiu samorezonantnú dĺžku; skrátime alebo predĺžime ju, aby sa znova mohlo hovoriť o anténovom modeli. K pojmu anténového modelu patrí teda predĺženie i skrátenie antény pomocou ladiaceho člena. Anténa vyladená do rezonancie ladiacimi členmi sa nazýva *zaťažená anténa.*

Predĺženie antény. Úlohou je elektricky predĺžiť vertikálnu anténovú tyč dĺžky $\frac{x}{\lambda} < \frac{1}{4}$, aby po pridaní patričnej reaktancie nastala znova štvrťvlnová rezonancia. Pýtame sa, aké znamienko má mať prídavná reaktancia.

Tyč dlhá $x < \frac{1}{4}\lambda$ má reaktívny vstupný odpor o zápornej jalovej hodnote (kapacita)

$$Z_v = -jZ_0 \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Tento odpor možno potlačiť na nulu len kladnou jalovou reaktívnou hodnotou X_L čiže cievkou o reaktancii

$$X_L = +j\omega L_{[H]} = j\omega L_{[\mu H]} \cdot 10^{-6}$$

a z podmienky

$$Z_v + X_L = 0$$

vyplýva potrebná hodnota samoindukcie pre predlžovaciu cievku

$$-jZ_0 \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x + j\omega L_{[\mu H]} \cdot 10^{-6} = 0$$

$$L_{0\,[\mu H]} = \frac{Z_0 \cdot 10^6}{\omega} \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x = \frac{10^6}{2\pi f} Z_0 \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x = \frac{1}{2\pi} \frac{Z_0}{f_{[MHz]}} \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

ktorou sa vertikálna anténa dĺžky x predĺži o $x_0 = \frac{\lambda}{4} - x$.

Príklad

Vertikálna anténa dĺžky $x = 8000$ mm a polomeru $\varrho = 7{,}5$ mm má pracovať na frekvencii 7,025 MHz [$\lambda = 47{,}704$ m]. Treba určiť hodnotu samoindukcie predlžovacej cievky. Vlnový odpor vertikálnej antény dlhej 8 m pri budení vlnou 42,704 m je

$$Z_0 = 60\left[\ln\frac{8000}{7{,}5} - \frac{1}{2}\ln\frac{16}{42{,}704} - 1\right] = 60\left[\ln 1066{,}6 + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2}\ln\frac{42{,}704}{16} - 1\right] = 60\left[6{,}97229 + \frac{1}{2}\ln 2{,}66904 - 1\right] =$$

$$= 60\left[6{,}97229 + \frac{1}{2}\,0{,}95869 - 1\right] = 60\,[6{,}97229 + 0{,}47934 - 1] =$$

$$= 60\,[7{,}45163 - 1] = 60 \,.\, 6{,}45163 = 387{,}097\ \Omega$$

Hodnota samoindukcie potrebnej predlžovacej cievky je teda

$$L_0 = \frac{1}{2\pi}\,\frac{387{,}0978}{7{,}025}\operatorname{cotg} 360 \cdot \frac{8{,}000}{42{,}704} = 8{,}7699 \operatorname{cotg} 67{,}4400 =$$

$$= 8{,}7699 \operatorname{cotg} 67°26'24'' = 8{,}7699 \,.\, 0{,}41544 = 3{,}6433\ \mu\text{H}$$

Pretože $1\text{H} = 10^6\ \mu\text{H} = 10^9$ cm, $1\ \mu\text{H} = 10^3$ cm, je hodnota samoindukcie cievky $L_0 = 3{,}6433 \,.\, 10^3\ \mu\text{H} = 3643$ cm a elektrická náhradná dĺžka cievky $x_0 = \dfrac{42{,}704}{4} - 8{,}00 = 10{,}676 - 8{,}000 = 2{,}676$ m.

Skrátenie antény. Keď anténový model má byť v prevádzke vlnou kratšou, než je jej základná vlna, potom jej vstupný odpor

$$Z_v = -\mathrm{j} Z_0 \operatorname{cotg}\frac{2\pi}{\lambda}x$$

$$\text{pre } \frac{2\pi}{\lambda}x = 360\,\frac{x}{\lambda} \quad \text{s} \quad \frac{x}{4} > \frac{1}{4}\lambda$$

sa stane kladným, pretože cotg v druhom kvadrante má záporné hodnoty. Zrušenie reaktancie sa teda môže vyvolať zapojením zápornej reaktancie čiže kapacity, ktorej hodnota vyplýva z podmienky

$$Z_v + X_C = 0 \quad \text{či} \quad -\mathrm{j} Z_0 \operatorname{cotg}\frac{2\pi}{\lambda}x - \frac{\mathrm{j}}{\omega C} = 0$$

z čoho $$\frac{1}{\omega C} = -Z_0 \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x, \quad C_F = \frac{1}{2\pi f Z_0 \operatorname{cotg} \frac{2\pi}{\lambda} x}$$

Ak kapacitu C vyjadríme namiesto vo faradoch v pF a frekvenciu f namiesto v Hz v MHz, potom pri rešpektovaní vzťahu $\frac{1}{\operatorname{cotg} \alpha} = \operatorname{tg} \alpha$ predchádzajúci výraz sa upraví na tvar

$$C_{0\,[\mathrm{pF}]} = \frac{10^6 \,.\, \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} x}{2\pi f_{[\mathrm{MHz}]} Z_0}$$

pričom prirodzená dĺžka antény x sa kondenzátorom C_0 skráti o dĺžku $x_0 = x - \frac{\lambda}{4}$.

Príklad

Vertikálna anténa dĺžky 8 m a polomeru $\varrho = 7{,}5$ mm má byť v prevádzke na frekvencii 14,05 MHz ($\lambda = 21{,}353$ m). Treba určiť hodnotu skracovacieho kondenzátora. Vlnový odpor 8 m dlhej vertikálnej antény pri budení vlnou 21,353 m je:

$$Z_0 = 60\left[\ln \frac{8000}{7{,}5} - \frac{1}{2} \ln \frac{16}{21{,}353} - 1\right] = 60\left[\ln 1066{,}6 + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2} \ln \frac{21{,}353}{16} - 1\right] = 60\left[6{,}97229 + \frac{1}{2} \ln 1{,}33452 - 1\right] =$$

$$= 60\left[6{,}97229 + \frac{1}{2}\, 0{,}28857 - 1\right] = 60\,[6{,}97229 + 0{,}14428 - 1] =$$

$$= 60\,[7{,}11657\text{-}1] = 60 \,.\, 6{,}11657 = Z_0 + 366{,}9992 = 367{,}0\ \Omega$$

Elektrický uhol antény je

$$360 \,.\, \frac{8}{21{,}353} = \frac{2880}{21{,}353} = 134{,}757°,$$

t. j. v druhom kvadrante, kde $\operatorname{tg} \alpha$ je záporný. Po jeho prevedení do I. kvadrantu nachádzame hodnotu $180 - 134{,}757 = 45{,}243° = 45°14'35''$, a tak hodnota skracovacieho kondenzátora je

$$C_{0\,[\mathrm{pF}]} = \frac{10^6 \operatorname{tg} 45°14'35''}{2\pi 14{,}05 \,.\, 367} = \frac{10^6\, 1{,}00852}{2\pi\, 14{,}05 \,.\, 367} = 25{,}302\ \mathrm{pF}$$

lebo 1F = 9 . 10^{11} cm = 10^{12} pF, 1 pF = 0,9 cm, takže skracovací kondenzátor má hodnotu $C_{0\,[cm]} = 25{,}302 \,.\, 0{,}90 = 22{,}78$ cm. Pripojením kondenzátora tejto kapacity sa anténa skráti o

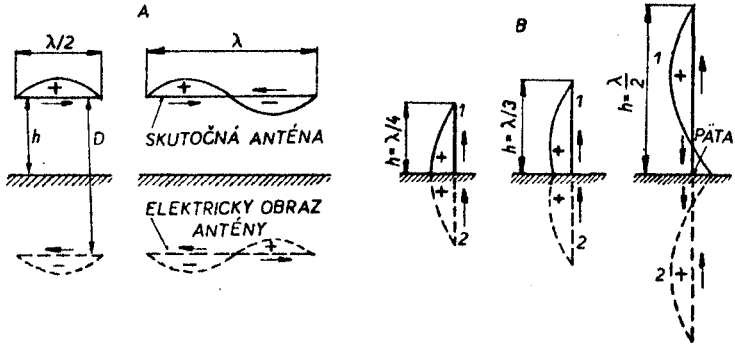
$$x_0 = 8 - 21{,}353/4 = 8 - 5{,}338 = 2{,}662 \text{ m}$$

Predĺženie a skrátenie horizontálnej antény na najbližšiu dĺžku sériovej rezonancie sa uskutočňuje podobne. Pritom však treba dosadiť polovičnú horizontálnu dĺžku antény pod symbol h do výrazu pre vlnový odpor

$$Z_0 = 120\left[\ln\frac{h}{\varrho} - \frac{1}{2}\ln\frac{2h}{\lambda} - 1\right]$$

a tento odpor uplatniť pri výpočte potrebnej samoindukčnosti L_0 cievky na predĺženie a kapacitu C_0 na skrátenie antény. Takto sa určia predlžovacie a skracovacie elementy pre štvrťvlnové dĺžky polvlnového horizontálneho žiariča čiže celkove 2 takéto elementy pre polvlnovú horizontálnu dĺžku.

Pri výpočte základných elementov potrebných na predĺženie alebo skrátenie antény sa vychádza z dĺžky anténového modelu. Pri horizontálnych anténach pod názvom *anténový model* sa rozumie symetrický

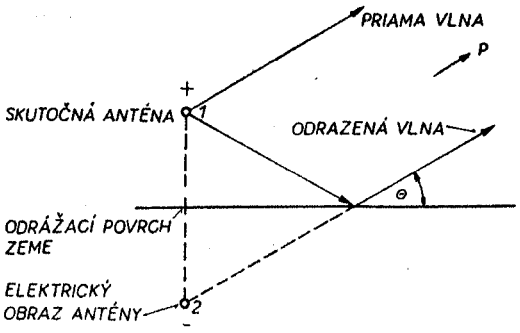


Obr. 10-1. Elektrické obrazy antén: *A* — symetrické pri horizontálnych, *B* — nesymetrické pri vertikálnych anténach

polvlnový žiarič, známy ako Hertzov dipól, alebo *vibrátor*, a pri vertikálnych anténach nesymetrický štvrťvlnový žiarič, známy ako Marconiho anténa. Názvoslovie symetrický resp. nesymetrický pochádza zo symetrie alebo nesymetrie potenciálu elektrického obrazu odzrkadleného v zemi. Pri horizontálnej anténe sa javí tento obraz symetrickým, lebo potenciály a prúdy pri skutočnej anténe sú posunuté o 180°. Pri vertikálnych anté-

nach sa javí obraz nesymetrickým, lebo súfázovosť potenciálu a prúdu medzi anténou a jej obrazom je naznačená pre rôzne prípady na *obr. 10-1.*

Na zistenie vstupnej impedancie a vyžarovacích vlastností antén sa používa metóda elektrického obrazu. Pri tejto metóde sa skutočná anténa považuje sa žiarič *1* a obraz za žiarič *2*, pričom oba žiariče sa napájajú priamo, a to symetrický horizontálny žiarič prúdom v protifáze a nesymetrický vertikálny žiarič prúdom v súfáze. Pri tejto metóde sa zem považuje za zrkadlo, nad ktorým sa skutočná anténa nachádza vo výške rovnej polovičnej vzdialenosti medzi žiaričom *1* a jeho elektrickým obrazom *2*.



Obr. 10-2. Náhrada elektrickej vlny odrazenej od zeme vlnou vyžiarenou hypotetický obrazom antény

Takto možno pomocou fikcie elektrického odzrkadleného obrazu nahradiť účinok energie odrazenej od zeme v niektorom vzdialenom bode *P (obr. 10-2)*. Aj z tohto hľadiska treba uvážiť účinok každej antény a neuspokojiť sa s údajom pre prázdny priestor. Blízkosť zeme teda vyvoláva zmeny vo vyžarovacích vlastnostiach antén pre vzájomnú väzbu medzi skutočným žiaričom a jeho obrazom. Z tohto hľadiska treba zhodnotiť vyžarovacie vlastnosti oboch modelov ako funkcie nadzemnej výšky a porovnať ich s hodnotou získanou pre voľný priestor.

10.1 Fyzikálna symetrická horizontálna anténa

Prítomnosť zeme značne ovplyvňuje vstupnú impedanciu antény a tvar vertikálneho vyžarovacieho diagramu.

10.1.1 Vstupná impedancia horizontálneho polvlnového dipólu sa určí pomocou výrazov platných pre napätie privedené k svorkám žiariča *1* a jeho obrazu *2*

$$U_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}, \quad U_2 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{12}$$

v ktorých Z_{11} a Z_{22} sú vlastné impedancie príslušných žiaričov, ktorými prechádzajú prúdy I_1, I_2, a Z_{12} je vzájomná impedancia. Keďže hodnota

oboch prúdov je rovnaká, no ich rázy sú opačné, platí, že $I_2 = -I_1$, takže uvedené rovnice nadobúdajú tvar

$$U_1 = I_1(Z_{11} - Z_{12}), \quad U_2 = I_2(Z_{22} - Z_{12})$$

Hodnota vstupných impedancií vyplýva z rovníc

$$Z_1 = U_1/I_1 = Z_{11} - Z_{12}, \quad Z_2 = U_2/I_2 = Z_{22} - Z_{12}$$

a vzhľadom na symetriu medzi žiaričom *1* a jeho obrazom *2* platí

$$Z_{11} = Z_{22}, \quad I_2 = -I_1$$

z čoho vyplýva rovnosť vstupných impedancií

$$Z_1 = Z_2 \text{ v hodnote } Z_1 = Z_2 = Z_{11} - Z_{12}$$

a pretože obe impedancie sú komplexné, tvaru

$$Z_{11} = R_{11} + \mathrm{j}X_{11} \quad \text{a} \quad Z_{12} = R_{12} + \mathrm{j}X_{12}$$

nadobúda impedancia v mieste kmi ne prúdu konečný tvar

$$Z_a = Z_{11} - Z_{12} = R_{11} - R_{12} + \mathrm{j}(X_{11} - X_{12}) = R_a + \mathrm{j}X_a$$

pričom

$$R_a = R_{11} - R_{12}, \quad X_a = X_{11} - X_{12}$$

Pretože R_{12} a X_{12} sú funkciou mernej vzdialenosti D/λ fyzikálnej antény *1* a jej elektrického obrazu *2*, bude aj reálna zložka vstupnej impedancie R_a spolu s reaktívnou zložkou X_a antény funkciou tejto mernej vzdialenosti, resp. funkciou mernej výšky antény nad zemou h/λ. Na vyčíslenie týchto vzťahov treba poznať funkčnú závislosť vzájomnej impedancie od spomínanej mernej vzdialenosti.

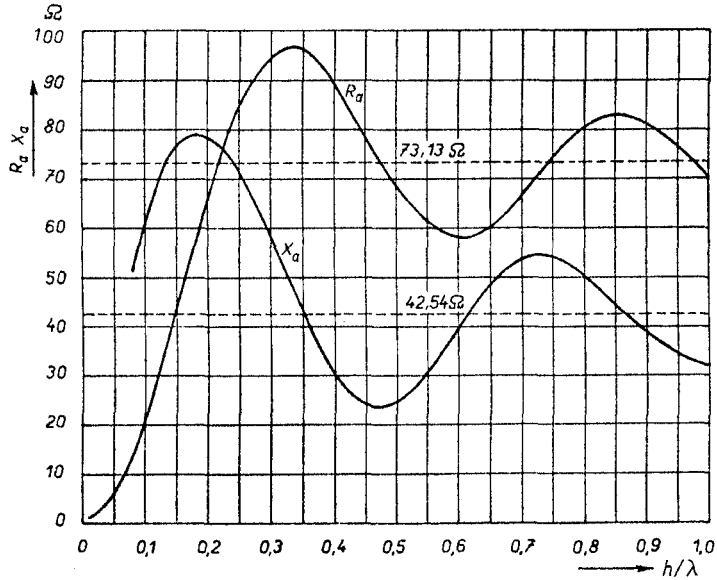
Výpočtom vzájomnej impedancie sa ako prví na svete zaoberali E. D. Milovidov a Pistolkors zo štábu rádiolaboratória v Nižnom Novgorode ešte pred rokom 1929; získali prvenstvo pred podobnými prácami v cudzine. Údaje o zložkách R_{12} a X_{12} vzájomnej impedancie sú v *tab. 10-1.*

Podľa údajov tabuľky bola vypočítaná rezistívna zložka R_a a reaktívna zložka X_a vstupnej impedancie Z_a pri rešpektovaní nadzemnej výšky antény h ako polovičného odstupu D medzi skutočnou anténou *1* a jej obrazom *2*; výsledky po zavedení do tej istej tabuľky boli graficky znázornené ako funkcia mernej výšky horizontálnej antény h/λ na

Údaje o zložkách R_a a X_a vstupnej impedancie polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške h/λ nad zemou. Tieto zložky sú vypočítané pomocou reálnej R_{12} a jalovej zložky X_{12} vzájomnej impedancie medzi skutočnou anténou *1* a jej elektrickým obrazom *2* odzrkadľujúcim sa v zemi

h/λ	D/λ	R_{12}	R_a	X_{12}	X_a
0,000	0,00	73,13	0,00	42,54	0,00
0,025	0,05	71,69	1,44	24,28	18,26
0,050	0,10	67,33	5,70	7,54	35,00
0,075	0,15	60,39	12,74	−7,10	49,64
0,100	0,20	51,40	21,73	−19,17	61,71
0,125	0,25	40,79	32,34	−28,34	70,88
0,150	0,30	29,26	43,87	−34,43	76,97
0,175	0,35	17,73	55,40	−35,93	78,47
0,200	0,40	6,21	66,92	−37,43	79,97
0,225	0,45	−3,16	76,29	−33,68	76,22
0,250	0,50	−12,53	85,66	−29,94	72,48
0,275	0,55	−17,93	91,06	−22,90	65,44
0,300	0,60	−23,33	96,46	−15,87	58,41
0,325	0,65	−24,09	97,22	−8,06	50,60
0,350	0,70	−24,86	97,99	−0,25	42,79
0,375	0,75	−21,67	94,80	6,58	35,96
0,400	0,80	−18,49	91,62	12,26	30,28
0,425	0,85	−13,00	86,13	15,82	26,72
0,450	0,90	−7,49	80,62	18,55	23,99
0,475	0,95	−1,74	74,87	19,24	23,30
0,500	1,00	4,01	69,12	17,74	24,80
0,525	1,05	8,16	64,97	14,48	28,06
0,550	1,10	12,32	60,81	11,22	31,32
0,575	1,15	13,78	59,45	6,58	35,96
0,600	1,20	15,25	57,88	1,94	40,60
0,625	1,25	13,92	59,21	−2,37	44,91
0,650	1,30	12,59	60,54	−6,69	49,23
0,675	1,35	9,28	63,85	−9,28	51,82
0,700	1,40	5,97	67,16	−11,88	54,42
0,725	1,45	1,84	71,29	−12,09	54,63
0,750	1,50	−1,89	75,02	−12,30	54,84
0,775	1,55	−5,03	78,16	−10,34	52,88
0,800	1,60	−8,16	81,29	−8,39	50,93
0,825	1,65	−9,51	82,64	−5,18	47,72
0,850	1,70	−10,86	83,99	−1,97	44,51
0,875	1,75	−10,15	83,28	1,24	41,30
0,900	1,80	−9,44	82,57	4,46	38,08
0,925	1,85	−7,12	80,25	6,56	35,98
0,950	1,90	−4,81	77,94	8,66	33,88
0,975	1,95	−1,87	75,00	9,01	33,53
1,000	2,00	+1,08	72,05	9,36	33,18

obr. 10-3. Na priebehu oboch zložiek vidieť, že so vzrastajúcou nadzemnou výškou h/λ postupne ubúda vplyv elektrického obrazu na vstupnú impedanciu, ktorá sa približuje hodnote 73,13 + j 42,54. Túto hodnotu má polvlnová anténa bez vplyvu zeme, t. j. vo voľnom priestore.



Obr. 10-3. Zmeny zložiek vstupnej impedancie $Z_a = R_a + jX_a$ polvlnového horizontálneho dipólu ako funkcia jeho mernej nadzemskej výšky h/λ

Táto hodnota je všeobecne známa ako vstupná impedancia pre voľný priestor dipólu dĺžky priestorovej polvlny.

Vzhľadom na prispôsobovací účel napájača je výhodné si zapamätať, že rezistívna zložka vstupnej impedancie nadobudne hodnotu pre voľný priestor vtedy, keď sa horizontálny polvlnový dipól napne približne do výšky násobkov štvrťvĺn. Voľba polvlnovej výšky je výhodná preto, lebo o rezistívnej zložke dipólu možno bezpečne tvrdiť, že má hodnotu asi 73 Ω. Ináč bez merania nemožno poznať rezistívnu zložku vstupnej impedancie, ktorá je pri anténach taká dôležitá.

Pri VKV na 141 MHz a vyše tieto ťažkosti v hodnotení rezistívnej zložky vstupnej impedancie odpadnú, lebo pri anténových výškach nad 10 m (vzhľadom na merné výšky nad $h/\lambda = 4$) už táto zložka nekolíše a má hodnotu asi 73 Ω.

10.1.2 Závislosť vstupnej impedancie od hrúbky vodiča

Pre vstupnú impedanciu polvlnového dipólu z nekonečne tenkého drôtu (podľa tzv. *Hallénovej teórie*) platí hodnota

$$Z_a = 73{,}12961 + j\,42{,}54486 = R_a + jX_a$$

za predpokladu, že rozloženie prúdu po vodiči je sínusové a materiál vodiča je nekonečne vodivý.

Pre anténový drôt konečnej hrúbky vyvodil švédsky fyzik Erik Hallén r. 1938 veľmi cenné vzťahy pre vstupnú impedanciu, ktoré boli odvodené od Maxwellových rovníc pre anténové pole.

Jeho teória sa opiera o mieru „štíhlosti" valcovitých drôtov, ktorú vystihuje výraz

$$\Omega = 2 \ln l/\varrho = 4{,}60517 \log l/\varrho$$

kde l je polvlnová dĺžka v strede napájaného dipólu,
ϱ — jeho polomer.

Zavedením symbolu

$$M = \frac{\lambda/2}{d} \text{ (kde } d = 2\varrho)$$

nadobudne uvedený vzorec tvar

$$\Omega = 2 \ln \frac{l}{\varrho} - 2 \ln \frac{\lambda/2}{\varrho} = 2 \ln 2 \frac{\lambda/2}{d} = 2 \ln 2M$$

Pre hrúbky drôtu 0,4 mm až 4 cm pri budení frekvenciou 14 MHz by sa miera „štíhlosti" pre amatérske antény pohybovala medzi $\Omega = 21$ až 12. Pre nekonečne tenký drôt by táto miera bola $\Omega = \infty$.

Podľa Hallénovej teórie sa vstupná impedancia pre polvlnový dipól určí pomocou vzorcov

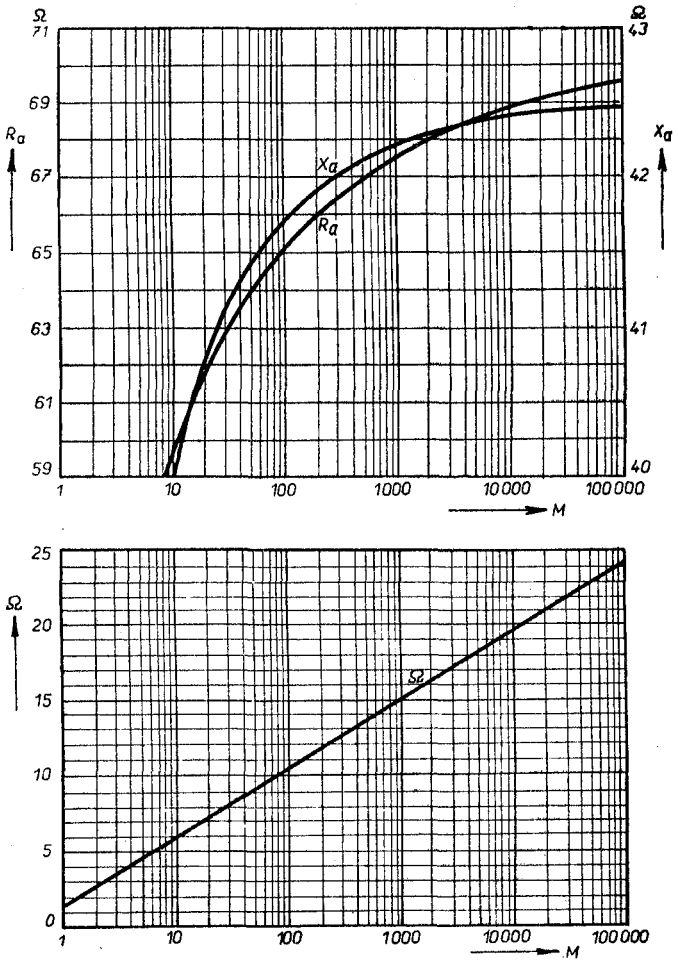
$$R_a = 60\Omega \frac{1{,}21883(\Omega + 1{,}81571) + 0{,}81032}{(\Omega + 1{,}81571)^2 + 1{,}14279^2}$$

$$X_a = 60\Omega \frac{0{,}70908(\Omega + 1{,}81571) - 1{,}39287}{(\Omega + 1{,}81571)^2 + 1{,}14279^2}$$

ktoré dávajú presné výsledky vo voľnom priestore pre ľubovoľné číselné hodnoty Ω. Podľa uvedených výrazov sú vypočítané zložky vstupnej

impedancie graficky znázornené na *obr. 10-4* a numericky sú zachytené na *tab. 10-2*, a to ako funkcia M pri zaznačení priebehu Ω.

Zaujímavé je sledovať, ako sa so zväčšujúcim sa M hodnoty zložiek vstupnej impedancie približujú hodnote $Z_a = 73{,}12961 + j\,42{,}54486$,



Obr. 10-4. Grafické znázornenie priebehu zložiek vstupnej impedancie polvlnového horizontálneho dipólu pre voľný priestor v závislosti od hrúbky vodiča, vyjadrenej činiteľom $M = \frac{\lambda/2}{d}$ pri použití Hallénovej teórie, opierajúcej sa o priebeh činiteľa Ω

Hodnoty zložiek R_a a X_a vstupnej impedancie polvlnového dipólu pre voľný priestor ako funkcia miery „štíhlosti" M jeho vodiča

M	Ω	R_a	X_a	M	Ω	X_a	R_a
5	4,60517	56,1036	38,6254	1 500	16,01274	42,2484	67,8525
10	5,99146	59,6236	40,0080	2 000	16,58810	42,2772	68,0337
15	6,80239	61,1010	40,5229	3 000	17,39903	42,3131	68,2690
20	7,37777	61,9729	40,8067	4 000	17,97439	42,3357	68,4235
30	8,18869	63,0130	41,1242	5 000	18,42068	42,3516	68,5367
40	8,76405	63,6483	41,3048	6 000	18,78532	42,3630	68,6251
50	9,21034	64,0821	41,4250	7 000	19,09363	42,370	68,6582
60	9,57498	64,4123	41,5126	8 000	19,36068	42,380	68,7583
70	9,88328	64,8279	41,5730	9 000	19,59625	42,3884	68,8106
80	10,15035	64,9020	41,6339	10 000	19,80698	42,40	68,9380
90	10,38591	65,0684	41,6782	15 000	20,61791	42,4150	69,0236
100	10,59664	65,2233	41,7156	20 000	21,19327	42,4267	69,1321
150	11,40757	65,7676	41,8426	30 000	22,00420	42,4455	69,2814
200	11,98293	66,1133	41,9185	40 000	22,57956	42,4561	69,3797
300	12,79386	66,5589	42,0096	50 000	23,02585	42,4635	69,4517
400	13,37922	66,8305	42,0657	60 000	23,39049	42,4695	69,5090
500	13,81551	67,0258	42,1032	70 000	23,69879	42,4750	69,5573
600	14,18015	67,1803	42,1320	80 000	23,96586	42,4784	69,5958
700	14,48846	67,3204	42,1520	90 000	24,20142	42,4817	69,6301
800	14,75552	67,4088	42,1732	100 000	24,41216	42,4846	69,6603
900	14,99108	67,4974	42,1887	10^6	28,01731	42,5238	70,1065
1000	15,20179	67,5745	42,1943	∞	∞	42,5448	73,1298

platnej pre nekonečne tenký žiarič s mierou štíhlosti $\Omega = \infty$. Pri konečných fyzikálnych hrúbkach vodičov sú teda rezistívna a jalová zložka vstupnej impedancie trocha menšie než pre nekonečne tenký vodič. Podľa toho pri mernej hrúbke ϱ/λ s mierou štíhlosti Ω dostaneme zložky R_a a X_a:

ϱ/λ	M	Ω	R_a	X_a
$5 \cdot 10^{-6}$	50 000	23,02585	69,4517	42,4667
$5 \cdot 10^{-5}$	5 000	18,42068	68,5367	42,3516
$5 \cdot 10^{-4}$	500	13,81551	67,0258	42,1032
$5 \cdot 10^{-3}$	50	9,21034	64,0821	41,4250
$5 \cdot 10^{-2}$	5	4,60517	56,1036	38,6254

V praxi sa, pravda, takto spresnená hodnota nemôže uplatniť, lebo porovnávacím meraním možno zistiť najviac 1/100 Ω a pre amatérske účely sa táto presnosť znižuje asi na 1 Ω.

10.1.3 Skrátenie antény na rezonančn dĺžku

Rýchlosť, ktorou sa energia šíri pozdĺž anténového vodiča, závisí od dielektrického prostredia, v ktorom vzniká elektromagnetické pole, a je pod vplyvom elektrickej zložky poľa. Preto aj rýchlosť bude na rovnom drôte iná než na zahnutom. Vplyv ohnutia vodiča na rýchlosť bude najmenší, keď sa záhyb vyskytne v kmitni prúdu, a najväčší, keď bude neďaleko kmitne napätia.

Pri rovnom anténovom drôte konečnej hrúbky možno určiť elektrickú dĺžku z geometrickej dĺžky a naopak, geometrickú dĺžku určíme z frekvencie a priemeru žiariča. Tieto dĺžky nie sú rovnaké. Elektrickou dĺžkou jednej vlny rozumieme tú dráhu po drôte, ktorú elektrická energia prejde počas jedného cyklu; môže sa vyjadriť v metroch, alebo označiť uhlom 360°, príp. radiánom 2π. Tieto veličiny sú navzájom viazané vzorcom

$$l_g = Vl_e$$

kde V je rýchlostný súčiniteľ, ktorý označuje, akú časť z rýchlosti elektromagnetickej vlny v prázdnom priestore tvorí rýchlosť energie pozdĺž vodiča. Je to číslo vždy menšie ako 1.

Týmto rýchlostným súčiniteľom sa v praxi vyjadruje hromadný vplyv všetkých okolností na krátenie elektrickej dĺžky, a to pôsobenie koncového javu od nosných izolátorov, pripojenie napájacieho systému, prítomnosť obklopujúcich objektov, vplyv rozladenia vyvolaného inou anténou, pôsobenie zeme atď. Pre spomínaný hromadný vplyv sa táto potrebná geometrická dĺžka stáva „veľkou neznámou", a zvyčajnou procedúrou pri približnej znalosti V je, že vodič treba odrezať, nasadiť do prevádzkovej polohy a po zistení rezonančného kmitočtu upraviť jeho dĺžku. Spôsob, ako sa to robí v amatérskej praxi, je uvedený v kap. O stavbe antén. Predbežne len toľko o polvlnových horizontálnych anténach, o dipóloch, že pri úprave na polvlnovú priestorovú dĺžku bude vstupná impedancia vo voľnom priestore rovná 73,13 + j 42,54 Ω. Je induktívne reaktívna, s hodnotou +j 42,54 Ω, lebo predstavuje otvorený kýpeť elektrickej dĺžky nad $\lambda/4$. Túto kladnú reaktanciu možno kompenzovať tým, že k napájaciemu bodu sa pripojí záporná reaktancia, t. j. kondenzátor hodnoty $X_C = -j\,42{,}54\ \Omega$, alebo sa postupuje tak, že sa vypočíta, o koľko treba skrátiť pôvodnú priestorovú dĺžku $\lambda/2$ antény, aby reaktívna zložka zmizla, čo svedčí o rezonancii, a súčasne poklesla rezistívna zložka vstupnej impedancie asi o 2 až 3 Ω.

Toto krátenie antén prepočítal r. 1941 Schelkunoff a zistil, že pri nekonečne tenkom polvlnovom dipóle nachádzajúcom sa vo voľnom priestore treba skrátiť dĺžku vodiča o

$$\Delta = \frac{27{,}08420}{Z_0}$$

aby vymizla reaktancia o pôvodnej hodnote +j 42,54486, t. j. asi 42,54 Ω. Vlnový odpor Z_0 polvlnovej antény, nachádzajúci sa v tomto výraze, predstavuje spoločnú mieru pre dĺžku a priemer anténového drôtu, ktorá vplýva na rezonančnú dĺžku, ale len mierne, lebo vlnový odpor je logaritmickou funkciou, ktorú Schelkunoff definoval v súlade so vzťahom

$$Z_0 = 120\left(\ln 2\frac{l}{\varrho} - 1\right)$$

kde za l treba dosadiť polovičnú elektrickú dĺžku dipólu, t. j. $\lambda/4$ a ϱ ako polomer vodiča o hodnote $d/2$. Po úprave a označení

$$M = \frac{\lambda/2}{d}$$

nadobudne uvedená rovnica tvar

$$Z_0 = 120\left(\ln 2\frac{\lambda/4}{d/2} - 1\right) = 120\left(\ln 2\frac{\lambda/2}{d} - 1\right) = 120\,(\ln 2M - 1)$$

Pre polvlnový dipól o rôznom M možno týmito vzorcami vypočítať Z_0, skrátenie Δ aj rýchlostného súčiniteľa

$$V = 1 - \Delta$$

ako to vidieť z výsledkov uvedených na *tab. 10-3* a na priebehoch kriviek Δ, V a Z_0 vo funkčnej závislosti od M na *obr. 10.5*. Vypočítané hodnoty súčiniteľov V_L a Δ_L platia pre lineárnu anténu vo voľnom priestore, t. j. pre anténu nekonečne tenkú, no dostatočne vystihujú skutočnosť aj pri konečných hrúbkach antén, ako vyplýva z hodnôt V_H a Δ_H, vyvodených pomocou Hallénovej teórie zo vzorca

$$V_H = \frac{2}{\pi}\left[\frac{\pi}{2} - \left(\frac{0{,}70908}{\Omega} + \frac{2{,}1055}{\Omega^2}\right)\right] \quad \text{a} \quad \Delta_H = 1 - V_H$$

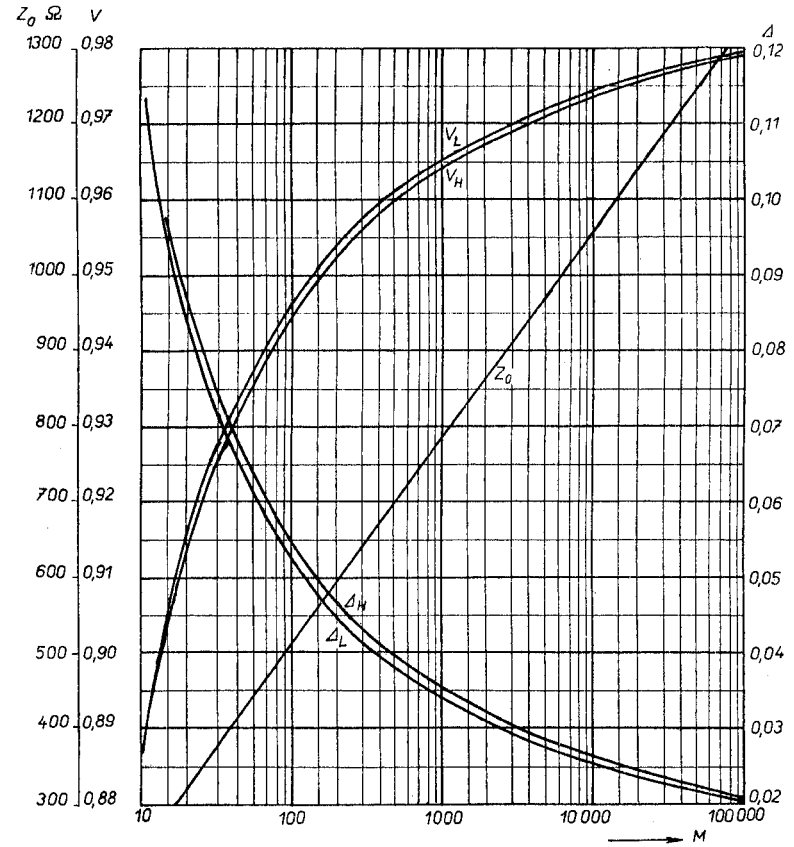
lebo medzi V_1 a V_H je diferencia len 0,2 % až 0,06 % pri hodnote $M =$ $= 10$ a 10^5.

Hodnoty súčiniteľov V_L a Δ_L, vypočítané podľa teórie o lineárnych vodičoch, a V_H s Δ_H podľa Hallénovej teórie v závislosti od miery štíhlosti M

M	V_H	Δ_H	V_L	Δ_L	Z_0
10	0,887318	0,112622	0,886908	0,113042	239,4879
15	0,904670	0,095330	0,906005	0,093995	288,1437
20	0,914188	0,085812	0,916062	0,083938	322,6655
30	0,924882	0,075118	0,927060	0,072940	371,3214
40	0,931040	0,068960	0,933265	0,066735	405,8432
50	0,935186	0,064814	0,937395	0,062605	432,6204
60	0,938234	0,061766	0,940409	0,059591	454,4990
70	0,940602	0,059398	0,942740	0,057260	472,9971
80	0,942516	0,057484	0,944616	0,055384	489,0209
90	0,944111	0,055889	0,946172	0,053828	503,1548
100	0,945463	0,054537	0,947491	0,052509	515,7981
150	0,950128	0,049872	0,952017	0,047983	564,4539
200	0,952914	0,047086	0,954783	0,045217	598,9758
300	0,956527	0,043473	0,958180	0,041820	647,6316
400	0,958772	0,041228	0,959297	0,040703	682,1534
500	0,960303	0,039697	0,961796	0,038204	708,9306
600	0,961499	0,038501	0,962940	0,037060	730,8092
700	0,962475	0,037525	0,963855	0,036145	749,3073
800	0,963351	0,036649	0,964612	0,035388	765,3310
900	0,963939	0,036061	0,965253	0,034747	779,4650
1 000	0,964505	0,035495	0,965808	0,034192	792,1071
1 500	0,966582	0,033418	0,967787	0,032213	840,7641
2 000	0,967915	0,032085	0,969057	0,030943	875,2859
3 000	0,969627	0,030373	0,970687	0,029313	923,9418
4 000	0,970737	0,029263	0,971743	0,028257	958,4636
5 000	0,971544	0,028456	0,972511	0,027489	985,2408
6 000	0,972179	0,027821	0,973108	0,026892	1007,1194
7 000	0,972663	0,027337	0,973593	0,026407	1025,6175
8 000	0,972946	0,027054	0,974000	0,026000	1041,6413
9 000	0,973474	0,026526	0,974347	0,025653	1055,7753
10 000	0,977928	0,022072	0,974651	0,025349	1068,4185
15 000	0,974953	0,025047	0,975755	0,024245	1117,0743
20 000	0,975568	0,024432	0,976482	0,023518	1151,5962
30 000	0,976717	0,023283	0,977441	0,022559	1200,2520
40 000	0,977361	0,022639	0,978066	0,021934	1234,7738
50 000	0,977867	0,022133	0,978531	0,021469	1261,5511
60 000	0,978251	0,021349	0,978897	0,021103	1283,4296
70 000	0,978565	0,021435	0,979197	0,020803	1301,9277
80 000	0,978831	0,021169	0,979450	0,020550	1317,9515
90 000	0,979059	0,020941	0,979668	0,020332	1332,0855
100 000	0,979259	0,020741	0,979859	0,020141	1344,7287

Preto sa aj hodnoty V_L, platné pre nekonečne tenký vodič, môžu používať aj pre fyzikálne antény s ľubovoľnou mierou štíhlosti Ω alebo M a platia aj pre voľný priestor.

Ale ak je známa reaktívna hodnota X_a zložky vstupnej impedancie ľubovoľnej antény alebo anténového systému, možno proporcionalitou



Obr. 10-5. Funkčná závislosť rýchlostného a skracovacieho činiteľa V_L a Δ_L z teórie lineárnych vodičov a V_H i Δ_H z Hallénovej teórie pri hodnote vlnového odporu Z_0 polvlnového dipólu v závislosti od miery štíhlosti M

medzi reaktanciou a skrátením toto skrátenie vypočítať, lebo v rozsahu reaktancií 10 až 150 Ω platí približne priama úmernosť.

Príklad

Úlohou je určiť rezonančné skrátenie pre polvlnovú anténu hrúbky drôtu $d = 3$ mm pre prevádzku na 20 m pásme pri frekvencii $f =$ $= 14{,}05$ MHz, t. j. pri vlne $\lambda = 21{,}354$ m a pri výške antény $\lambda/2$ nad zemou. Z *tab. 10-1* pre $h/\lambda = 0{,}50$ sa zistil $X_a = 24{,}80\ \Omega$ a úmera:

$$x : 27{,}0842 = 24{,}80 : 42{,}54$$

z čoho vyplýva

$$x = \frac{27{,}0842 \,.\, 24{,}80}{42{,}54} = 15{,}78955$$

a pretože

$$M = \frac{\lambda/2}{d} = \frac{21\,354/2}{3} = \frac{10\,677}{3} = 3559$$

tak

$$Z_0 = 120\,(\ln 2M - 1) - 120\,(\ln 7118 - 1) =$$
$$= 120(8{,}870381 - 1) = 120 \,.\, 7{,}870381 = 944{,}445720\ \Omega$$

Skrátenie bude

$$\Delta_x = \frac{x}{Z_0} = \frac{15{,}78955}{944{,}44572} = 0{,}0167183$$

a geometrická dĺžka elektricky polvlnového dipólu

$$l_g = \frac{\lambda}{2} \,.\, V_x = \frac{\lambda}{2}\,(1 - \Delta_x) = \frac{150}{f}\,(1 - 0{,}0167183) = \frac{150}{f}\,0{,}9832817 =$$
$$= \frac{147{,}4922}{f_{[\mathrm{MHz}]}} = \frac{147{,}4922}{14{,}05} = 10{,}497\ \mathrm{m}$$

Pri tejto dĺžke bude vykazovať rezonanciu v dôsledku vymiznutia reaktančnej zložky pri maximálnom napájacom prúde, pravda, s rezistívnou zložkou o 1 až 3 Ω menšou, než by zodpovedalo mernej výške $h/\lambda =$ $= 0{,}50$, t. j. trocha menšou než 69,12 Ω. Pokles rezistívnej zložky možno vypočítať pomocou Hallénovej teórie, no výpočet je príliš zdĺhavý.

Podobným spôsobom sa vypočíta každý prípad osobitne, pričom vlastne ide o určenie rýchlostného činiteľa V. Pri mnohopásmovej prevádzke treba brať do úvahy, že s prechodom z pásma na pásmo sa merná výška vynásobí rádom harmonického pásma, lebo 20 m vysoká anténa na 80 m

pásme ako na základnej harmonickej je vysoká $\lambda/4$, kým na 40 m pásme ako na druhej harmonickej $2\,\frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2}$ atď. Táto okolnosť je dôležitá pri paralelne uložených mnohopásmových dipóloch podľa návrhu amatéra W 9 YPQ z r. 1937 a pri dipóle upravenom na mnohopásmovú prevádzku podľa návrhu Chester L. Buchanana W 3 DZZ z r. 1955. Tu je bezpodmienečne potrebná 20 m vysoká anténa, ak ide o prevádzku na pásmach 80-40-20-15-10 m, alebo do výšky 10 m, ak ide o pásmo 40-20-15-10 m, lebo ináč by sa rezistívna zložka vstupnej impedancie aj prispôsobenie menili, takže PSV by nemal rovnakú hodnotu r_s na každom pásme.

10.1.4 Vyžarovací diagram je geometrické miesto intenzity poľa vyšetrovanej antény v rôznych smeroch rádius vektora polárneho diagramu, na ktoré sú v istom merítku nanesené zodpovedajúce intenzity poľa. Týmto polárnym diagramom sa vyšetrujú smerové vyžarovacie vlastnosti každého druhu antény. Na podrobné preskúmanie smerových vlastností by sa mohol použiť priestorový polárny diagram o 3 rozmeroch, no stačí, keď sa vyžarovanie vystihne v 2 rovinách, a to horizontálnej a vertikálnej. Možno teda hovoriť o vertikálnom a horizontálnom vyžarovacom diagrame.

Tieto 2 diagramy navzájom súvisia, lebo intenzita vertikálneho vyžarovacieho laloka na diagrame vysielacej antény ovplyvňuje intenzitu laloka v horizontálnom vyžarovacom diagrame prijímacej antény. Pre túto súvislosť oboch diagramov treba sa usilovať, aby vysielacia anténa mala čím nižší hlavný lalok o čím väčšej intenzite na úkor iných smerov, t. j. aby sa energia vyžiarila len v nízkom smere, potrebnom pre diaľkové spojenie, a v iných smeroch aby nenastalo vyžarovanie.

a) *Horizontálny vyžarovací diagram* horizontálne vypnutých žiaričov. Jeho tvar určuje tzv. *tvarový súčiniteľ*

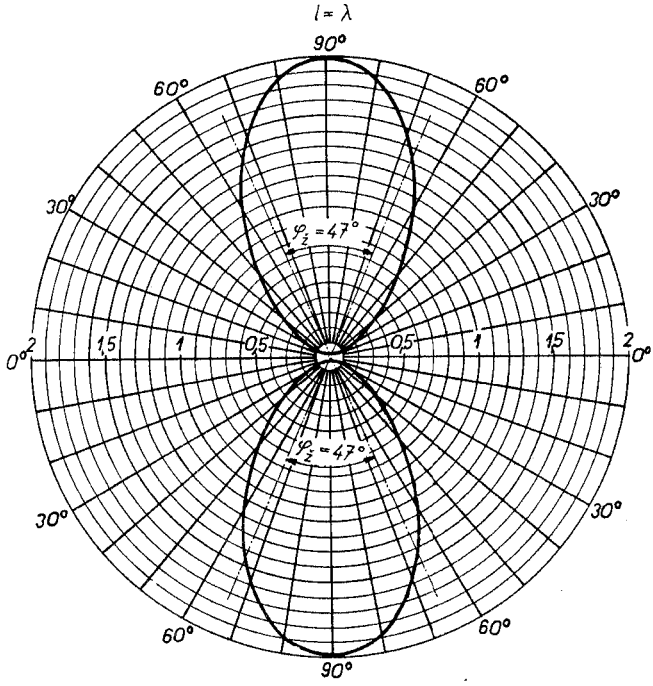
$$F = \frac{\cos\left(180\,\frac{l}{\lambda}\cos\varphi\right) - \cos\left(180\,\frac{l}{\lambda}\right)}{\sin\varphi}$$

kde uhol φ sa počíta od smeru drôtu na horizontálnej rovine. Ak pre polvlnový dipól dosadíme elektrickú dĺžku $l = \mu/2$, dostaneme

$$F_{\frac{\lambda}{2}} = \frac{\cos\left(180\,\frac{1}{2}\cos\varphi\right) - \cos\left(180\,\frac{1}{2}\right)}{\sin\varphi} = \frac{\cos\left(90\cos\varphi\right)}{\sin\varphi}$$

nakoľko druhý člen pri hodnote $\cos 90° = 0$ vypadol.

Tento tvarový činiteľ pre polvlnový dipól je zobrazený na *obr. 9-1.* Badať na ňom, že najsilnejšie vyžaruje kolmo na drôt v smere $\varphi = 90°$ a že v smere drôtu $\varphi = 0°$ vyžarovanie je potlačené. Na diagrame sú charakteristické body P pri poklese poľa o 3 dB; z ich polôh vyplýva uhol priepustnosti pre tento pokles $\varphi_s = 78°$.



Obr. 10-6. Horizontálny vyžarovací diagram pre celovlnovú anténu s elektrickou dĺžkou $l = \lambda$ pri vyjadrení tvarovým činiteľom F_λ

Tvarový činiteľ pre celovlnovú anténu pri jej elektrickej dĺžke $l = \lambda$ vyplýva po dosadení do vzorca

$$F_\lambda = \frac{\cos(180 \cos \varphi) - \cos 180°}{\sin \varphi} = \frac{\cos(180 \cos \varphi) + 1}{\sin \varphi}$$

lebo $\cos 180° = -1$; je zobrazený na *obr. 10-6.* Na tvare krivky badať, že aj celovlnová anténa vyžaruje kolmo na drôt, ale s menším uhlom

priepustnosti šírky pásma pri poklese o 3 dB, lebo má hodnotu $\varphi_s = 47°$ a pritom v smere drôtu je tiež potlačené vyžarovanie.

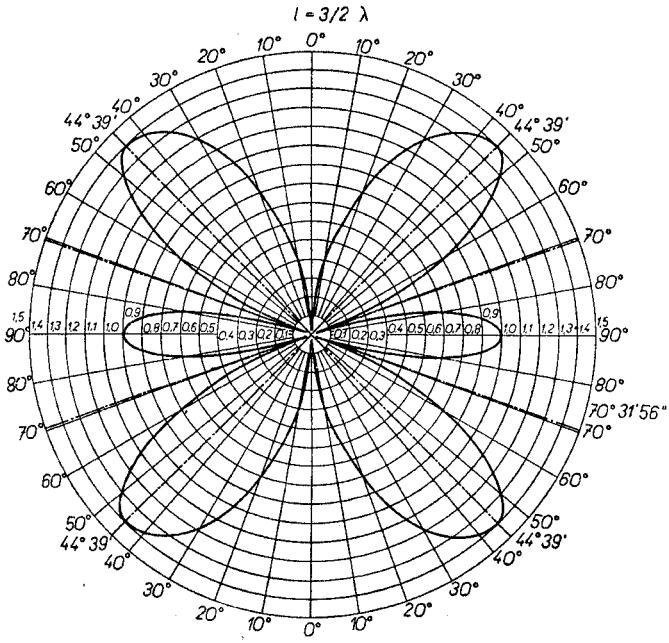
Tvarový činiteľ pre dĺžku $l = \frac{3}{2}\lambda$ vyplýva z výrazu

$$F_{\frac{3}{2}\lambda} = \frac{\cos\left(180\,\frac{3}{2}\cos\varphi\right) - \cos\left(180\,\frac{3}{2}\right)}{\sin\varphi} = \frac{\cos\left(270\cos\varphi\right) - \cos 270°}{\sin\varphi}$$

kde člen cos 270° vypadne, lebo má hodnotu 0. Na tvare krivky

$$F_{\frac{3}{2}\lambda} = \frac{\cos\left(270\cos\varphi\right)}{\sin\varphi}$$

zobrazenej na *obr. 10-7* vidieť, že vyžarovanie v horizontálnej rovine kolmo na drôt sa zoslabilo a že sa utvoril ďalší lalok pod uhlom 44°39'



Obr. 10-7. Horizontálny vyžarovací diagram pre anténovú elektrickú dĺžku $l = 3/2\lambda$ pri vyjadrení tvarovým činiteľom $F_{3/2\lambda}$

k drôtu, zatiaľ čo v smere 70°32′ sa vyžarovanie anulovalo. Keby sa počítala smerovosť lalokov pre anténové dĺžky s väčším l/λ, bolo by možné zistiť, že so zväčšujúcim sa počtom polvĺn anténa čoraz viac vyžaruje v smere drôtu. To je príznačná vlastnosť dlhodrôtových harmonických antén. Pre prehľadnosť je pripojená *tab. 10-4* s hodnotami lalokového činiteľa F pre $l/\lambda = \frac{1}{2}$, 1, $\frac{3}{2}$.

Tabuľka 10-4

Hodnoty lalokového činiteľa F pre zostrojenie horizontálnych vyžarovacích diagramov pre antény o elektrických dĺžkach $l = \frac{1}{2}\lambda$, 1λ, $\frac{3}{2}\lambda$

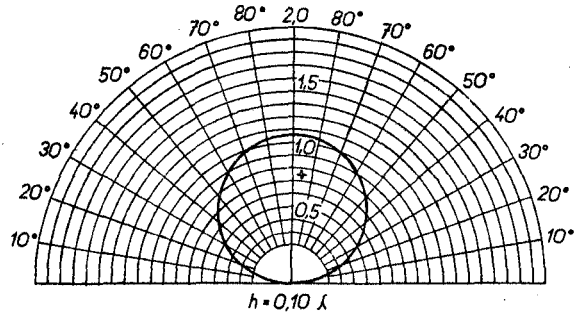
$\varphi°$	$F_{1/2\lambda}$	F_{λ}	$F_{3/2\lambda}$	$\varphi°$	$F_{1/2\lambda}$	F_{λ}	$F_{3/2\lambda}$
0	0,00000	0,00000	0,00000	50	0,69464	0,72621	1,29715
5	0,06859	0,00083	0,20573	55	0,75791	0,94111	1,10518
10	0,13743	0,00657	0,41192	60	0,81649	1,15736	0,81649
15	0,20671	0,02212	0,61773	65	0,86924	1,36898	0,45058
20	0,27571	0,05232	0,81932	70	0,91426	1,57092	0,04355
25	0,34698	0,10776	1,01109	75	0,95089	1,74677	0,35610
30	0,41790	0,17465	1,18045	80	0,97788	1,88340	0,69397
35	0,48863	0,27390	1,31238	85	0,99442	1,97024	0,92034
40	0,55894	0,40163	1,38823	90	1,00000	2,00000	1,00000
45	0,62793	0,55763	1,38861				

b) **Vertikálny vyžarovací diagram** pri horizontálne položených žiaričoch je výsledok zloženia poľa skutočnej nadzemnej antény s poľom elektrického obrazu antény. Keďže anténa a obraz majú prúdy rovnaké, no vo fázi opačné, vyžarovanie sa potlačí vždy v horizontálnej rovine. Ak merná výška $h/\lambda \leqq 1/4$, vyžarovanie má vždy najväčšiu intenzitu vo vertikálnom smere $\varphi = 90°$ k horizontu. Pre výšky $\frac{h}{\lambda} > \frac{1}{4}$ je maximálne vyžarovanie medzi vertikálnym uhlom $\psi = 0°$ až 90°.

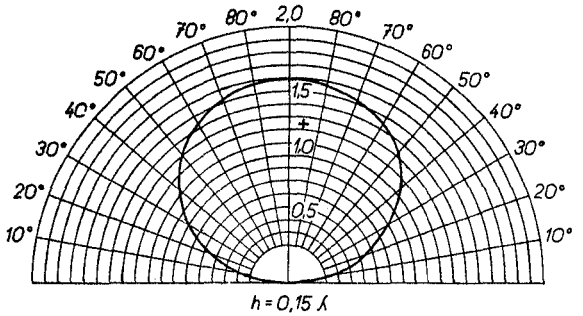
Tvarový činiteľ pre vertikálny vyžarovací diagram je daný výrazom

$$F_{h,\psi} = 2 \sin\left(360 \frac{h}{\lambda} \sin \psi\right)$$

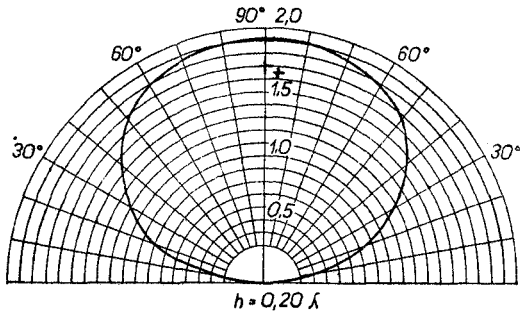
ktorého riešením pre rôzne merné výšky polvlnového žiariča $\frac{h}{\lambda}$ možno získať prehľad o spôsobe vyžarovania dipólu v súvislosti s obrazom odzrkadleným v zemi, ako je znázornené na *obr. 10-8* až *10-25* pre $h/\lambda =$ $= 0{,}1—0{,}15—0{,}2—0{,}25—0{,}3—0{,}4—0{,}5—0{,}6—0{,}7—0{,}75—0{,}8—0{,}9—1—$ $1{,}25—1{,}5—1{,}75—2—2{,}5$ pomocou hodnôt vypočítaných v *tab. 10-5*.



Obr. 10-8. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového dipólu vo výške $h/\lambda = 0{,}10$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,10}$



Obr. 10-9. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového dipólu vo výške $h/\lambda = 0{,}15$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,15}$



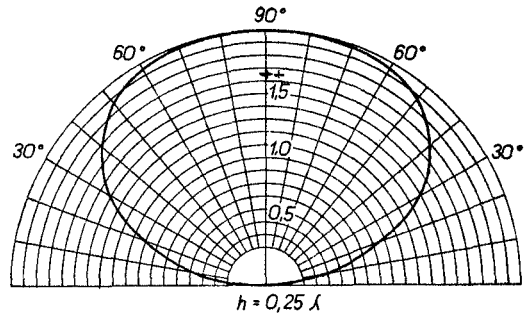
Obr. 10-10. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálne hodipólu vo výške $h/\lambda = 0{,}20$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,20}$

Podľa týchto vertikálnych vyžarovacích diagramov možno pre polvlnový dipól vyvodiť pravidlo, že koľko štvrťvĺn meria merná výška antény, toľko lalokov sa utvára nad horizontom, pričom nepárny počet štvrťvlnových merných výšok vyvoláva kolmé vyžarovanie na horizont, kým pri párnych štvrťvlnových výškach polvlnový dipól nevyžaruje kolmo na horizont.

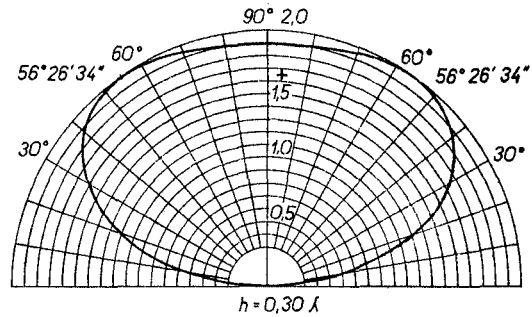
Z hľadiska amatérskej prevádzky na veľkú vzdialenosť (DX) treba sa vyhýbať mernej anténovej výške o hodnote nepárnych násobkov štvrťvĺn (tieto výšky sú vhodné pre styk s lietadlami) a pridržať sa iba párnych násobkov štvrťvlnových výšok. Veľmi výhodné sú pomery pri polvlnovom dipóle mernej výšky $h/\lambda = 0{,}50$, a to pre výskyt dvoch dosť širokých lalokov pod uhlom 30° nad

horizontom, a mernej výšky $h/\lambda = 1$, keď hlavné laloky sklonené na 14°28′39″ slúžia na DX prevádzku, kým dva vedľajšie laloky pod sklonom 48°35′26″ obstarávajú prevádzku na strednú vzdialenosť, pravda, v inej dennej dobe.

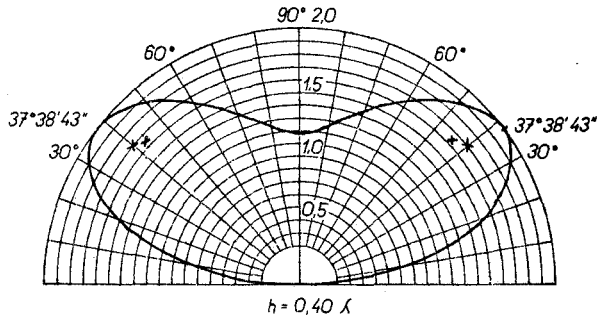
Vyvyšovať anténu nad mernú výšku $h/\lambda = 1$ nepokladáme za šťastlivé riešenie pre rozptyl energie vysielača dodávanej do antény viacerým neužitočnými smermi pre spojenie DX. Keď berieme do úvahy všetky tieto okolnosti, zdá sa byť merná výška $h/\lambda = 0{,}50$ najvýhodnejšia pre spoje okolo 4 až 8 tisíc km, lebo všetka energia privedená do antény sa vyžiari iba 2 hlavnými lalokmi pod uhlom 30°, takže všetka energia sa dodáva tomuto lúču pre DX prevádzku a signály nadobúdajú zvonivý charakter, netrilkujú na



Obr. 10-11. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového dipólu vo výške $h = 0{,}25\lambda$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,25}$



Obr. 10-12. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}30$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,30}$



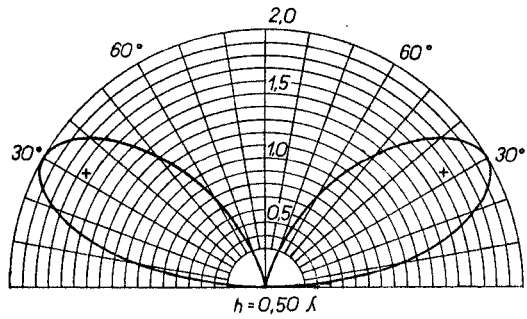
Obr. 10-13. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}40$ nad dokonale vodivo uzemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,40}$

Numerické hodnoty pre tvarového činiteľa na zostrojenie vertikálnych vyžarovacích diagramov pre polvlnový dipól napnutý v rôznych merných výškach h/λ nad zemou

$\psi°$	h/λ								
	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70
5	0,1095	0,1637	0,2186	0,2729	0,3270	0,4346	0,5480	0,6465	0,7480
10	0,2178	0,3260	0,4330	0,5400	0,6430	0,8454	1,0377	1,2177	1,3833
15	0,3240	0,4830	0,6391	0,7909	0,9375	1,2111	1,4528	1,6562	1,8159
20	0,4260	0,6350	0,8334	1,0235	1,2019	1,5152	1,7587	1,9213	1,9956
25	0,5249	0,7757	1,0129	1,2323	1,4432	1,7539	1,9412	1,9995	1,9176
30	0,6180	0,9080	1,1756	1,4142	1,6180	1,9021	2,0000	1,9021	1,6180
35	0,7053	1,0294	1,3199	1,5679	1,7657	1,9833	1,9468	1,6600	1,1602
40	0,7860	1,1389	1,4455	1,6933	1,8724	1,9980	1,8021	1,3163	0,6186
45	0,8594	1,2364	1,5524	1,7920	1,9436	1,9575	1,5914	0,9162	0,0631
50	0,9258	1,3217	1,6414	1,8665	1,9839	1,8756	1,3412	0,5019	0,4514
55	0,9845	1,3952	1,7140	1,9198	1,9993	1,7665	1,2460	0,1070	0,8901
60	1,0354	1,4571	1,7717	1,9559	1,9962	1,6441	0,8172	0,2459	1,2379
65	1,1783	1,5080	1,8164	1,9783	1,9811	1,5206	0,5802	0,5433	1,4946
70	1,1133	1,5486	1,8499	1,9911	1,9599	1,4060	0,3766	0,7806	1,6736
75	1,1407	1,5794	1,8739	1,9971	1,9379	1,3096	0,2137	0,9586	1,7885
80	1,1601	1,6010	1,8900	1,9994	1,9190	1,2474	0,0954	1,0809	1,8566
85	1,1717	1,6138	1,8991	1,9999	1,9065	1,1909	0,0239	1,1523	1,8915
90	1,1756	1,6180	1,9021	2,0000	1,9092	1,1756	0,0000	1,1756	1,9021

$\psi°$	h/λ								
	0,75	0,80	0,90	1,00	1,25	1,50	1,75	2,00	2,50
5	0,7985	0,8484	0,9463	1,0412	1,2646	1,4643	1,6365	1,7781	1,9594
10	1,4600	1,5323	1,7632	1,7742	1,9573	1,9957	1,8865	1,6378	0,8055
15	1,8780	1,9276	1,9885	1,9969	1,7903	1,2919	0,5829	0,2212	1,5959
20	1,9983	1,9778	1,9998	1,6749	0,8796	0,1636	1,1456	1,8307	1,5801
25	1,8257	1,7013	1,3658	0,9345	0,3534	1,2372	1,9957	1,6525	0,6957
30	1,4142	1,1756	0,6180	0,0000	1,4142	2,0000	1,4142	0,0000	2,0000
35	0,8495	0,5112	0,2034	0,8737	1,9571	1,5381	0,0472	1,5967	0,8065
40	0,2246	0,1786	0,9470	1,5631	1,8881	0,4463	1,4131	1,9502	1,2453
45	0,3788	0,8022	1,5118	1,9278	1,3331	1,7440	1,9938	1,0266	1,9877
50	0,9028	1,3021	1,8572	1,9898	0,5271	1,6111	1,6847	0,4005	1,0169
55	1,3166	1,6564	1,9936	1,8142	0,2997	1,9821	0,8114	1,5274	0,5926
60	1,6145	1,8733	1,9659	1,4917	0,9821	1,9058	0,1950	1,9873	1,7219
65	1,8082	1,9755	1,8321	1,1105	1,4825	1,5453	1,0293	1,8100	1,9756
70	1,9198	1,9999	1,6494	0,7408	1,7788	1,0763	1,5774	1,3747	1,6237
75	1,9743	1,9793	1,4637	0,4249	1,7754	0,6313	1,8613	0,8304	1,0201
80	1,9949	1,9437	1,2915	0,1902	1,9858	0,2850	1,9722	0,3307	0,4129
85	1,9997	1,9136	1,2101	0,0478	1,9991	0,0701	1,9980	0,0956	0,1138
90	2,0000	1,9021	1,1756	0,0000	2,0000	0,0000	2,0000	0,0000	0,0000

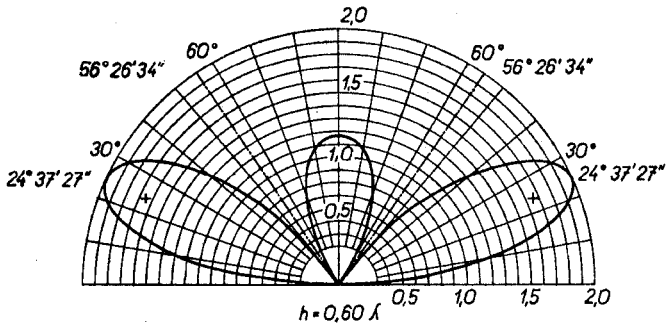
znak interferencie 2 dráh signálu, ako sa to stáva pri mernej výške $h/\lambda = 1$, ktorá je, pravda, vhodná na vzdialenosti nad 10 tisíc km. Pri tejto vzdialenosti už trilkujúce signály nevznikajú, lebo sa sem dostanú len pod nízkym obzorovým uhlom 14°28′39″, pretože signál vyslaný pod uhlom 48°35′26″ sa dostane na zem po odraze od ionosféry do menšej vzdialenosti, ak to, pravda, dovolia podmienky šírenia týchto vĺn *(obr. 10-21)*.



Obr. 10-14. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}50$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,50}$

10.1.5 Význam vertikálnych vyžarovacích diagramov polvlnovej horizontálnej antény pre amatérske spoje na veľkú a malú vzdialenosť pri odraze signálu od ionosféry.

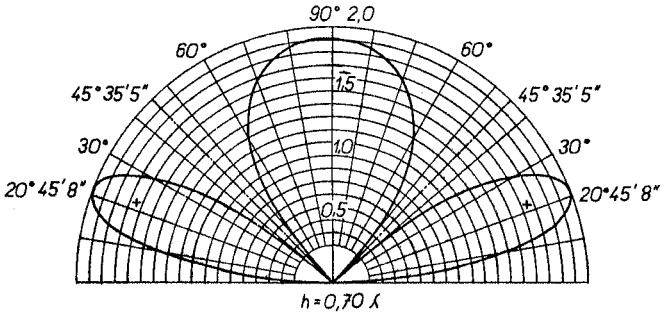
Na diagramoch na *obr. 10-8* až *10-25* vidieť, že do mernej výšky $h/\lambda = \frac{1}{4}$ sa maximálny signál vyžaruje kolmo na horizont a po odraze od vrstvy E, F_1 alebo F_2 za vidna, podľa stavu ionizácie okolia vysielača s intenzitou asi 500 μV/m pri výkone 1 kW, vracia sa späť do antény (po vykonaní okľuky asi 500 km do ionosféry). Pri vertikálnom dopade na ionosféru vznikajú absorpciou len malé straty, takže intenzita je nepriamoúmerná



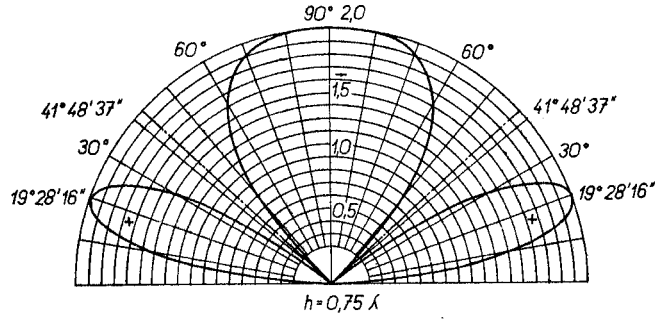
Obr. 10-15. Polárne zobrazene vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}60$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,60}$

vzdialenosti v okolí vysielača a rapídne klesá len vo vzdialenostiach nad 50 km od vysielača, a to pre väčšiu absorpciu, ktorá je dosť silná cez deň.

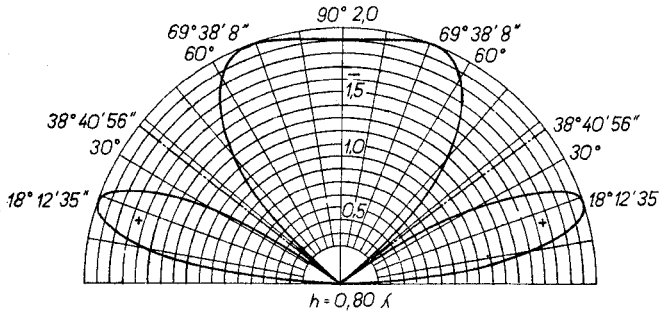
Na príjem týchto signálov budú citlivé najmä antény mernych výšok nepárnych násobkov $\frac{1}{4}\lambda$. V noci absorpcia poklesne a signál má väčší



Obr. 10-16. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}70$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,70}$

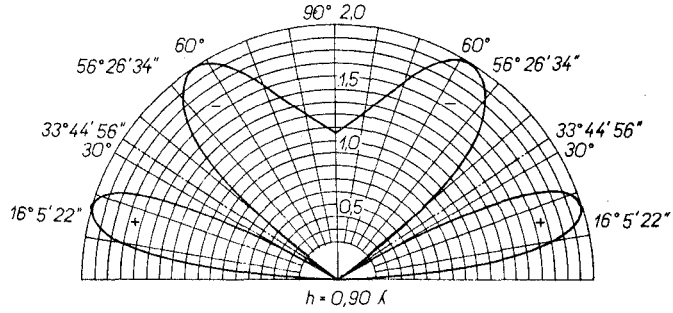


Obr. 10-17. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}75$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,75}$

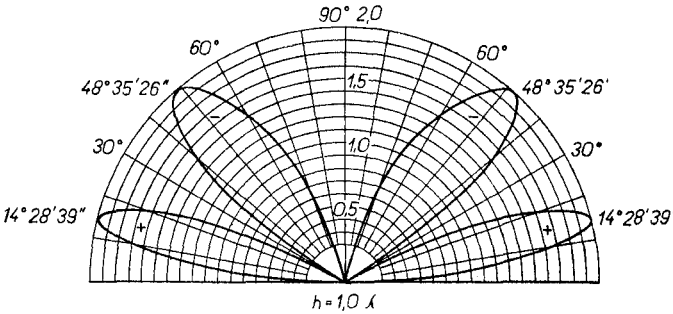


Obr. 10-18. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}80$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,80}$

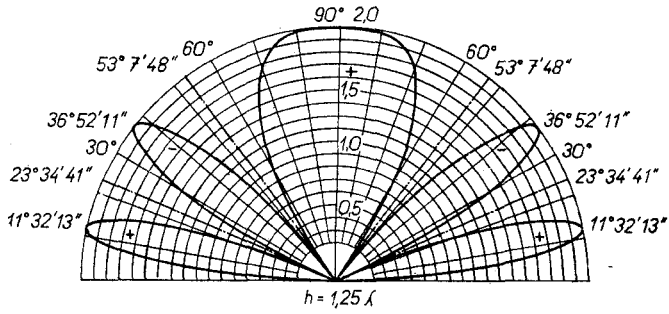
dosah. To platí všeobecne, vyjmúc signály 4 MHz, ktoré ionosféra niekedy, v čase minima slnečných škvŕn, vôbec neodráža pre takmer vertikálny dopad, takže spoj na vzdialenosť kratšiu než na 260 km sa stáva na 80 m nemožným a naproti tomu sa objavujú vzácne DX signály. Na krátke spoje do 500 km treba teda použiť merné výšky horizontálnych antén $\frac{1}{4}\lambda$, $\frac{3}{4}\lambda$ atď. Len takto možno zabezpečiť dobrý signál vysielacej antény



Obr. 10-19. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 0{,}90$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{0,90}$



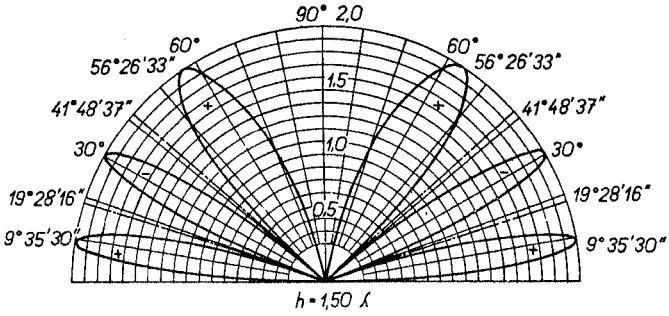
Obr. 10-20. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 1{,}00$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{1,00}$



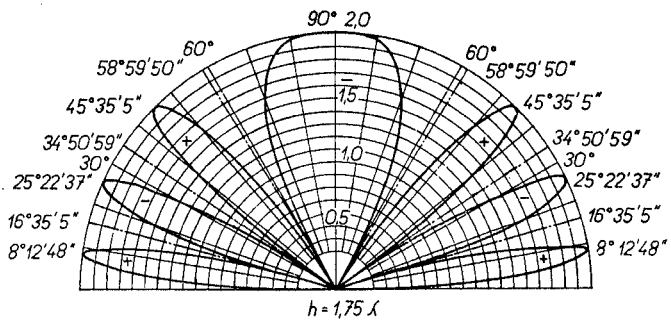
Obr. 10-21. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 1{,}25$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{1,25}$

a dobrý príjem protistanice, a to najmä preto, lebo ide o preklenutie malých vzdialeností do 500 km odrazenou vlnou.

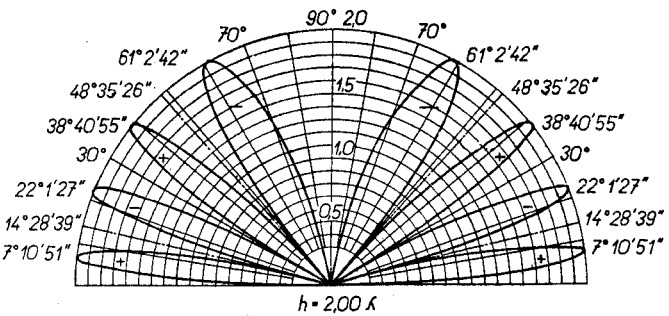
Bez osobitnej prípravy sa krátky spoj uskutoční na 80 m pásme, lebo aj 20 m vysoká anténa sa javí len ako $\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{4}$. Tieto smernice treba brať do úvahy, ak ide o 40, 20, 15 alebo 10m pásmo, kde by sa toto



Obr. 10-22. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 1{,}50$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{1,50}$



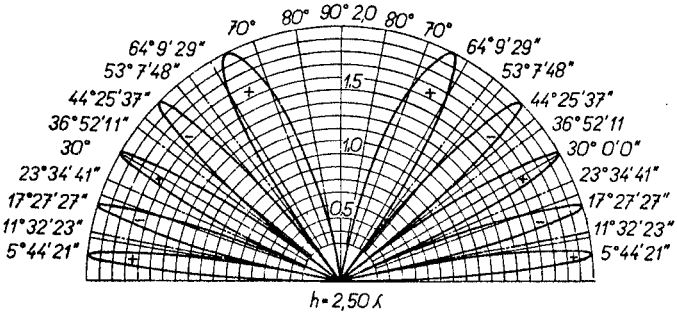
Obr. 10-23. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 1{,}75$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{1,75}$



Obr. 10-24. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 2{,}00$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{2,00}$

spojenie nedalo uskutočniť, ak by jedna z antén oboch partnerov tomuto pravidlu nevyhovovala.

Pre DX komunikáciu musia mať obe horizontálne antény výšku rovnú párnym násobkom štvrťvĺn, t. j. najmenej $\frac{h}{\lambda} = 0{,}50$, aby boli citlivé na signál vyslaný a prijatý pod nízkym uhlom. Na vrub antén týchto



Obr. 10-25. Polárne zobrazenie vertikálneho vyžarovacieho diagramu polvlnového horizontálneho dipólu v mernej výške $h/\lambda = 2{,}50$ nad dokonale vodivou zemou v miere tvarového činiteľa $F_{2.50}$

merných výšok treba poznamenať, že neprijímajú signály prichádzajúce pod vertikálnym uhlom, takže nemôžu prijímať DX signály z blízkych staníc vo väčšej sile, a preto diaľkový príjem je bez rušenia. Hoci spomínané vyžarovacie vlastnosti horizontálnych antén sú všeobecne známe, amatéri ich náležite nevyužívajú, tobôž nie pri vertikálnych anténach, ktorým z tohto dôvodu tak isto treba venovať jednu kapitolu.

10.2 Fyzikálna asymetrická vertikálna anténa

Pri tejto anténe sa napája skutočná nadzemná anténa *1* a jej elektrický obraz *2* sa odzrkadluje v zemi, preto na skutočnú anténu pripadá len polovica hodnoty vstupnej impedancie platnej pre voľný priestor pri horizontálnej anténe.

10.2.1 Vstupná impedancia vertikálneho polvlnového dipólu vyzdvihnutého nad dokonale vodivú zem sa určí podobne ako pri horizontálnom dipóle, a to z napájacieho napätia privedeného ku svorkám žiariča *1* a jeho obrazu *2*

$$U_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \text{ a } U_2 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{12}$$

kde sa symbolom ponecháva starý zmysel. Pretože prúdy sú v hodnote rovnaké a synfázne, platí $I_1 = I_2$, a tak

$$U_1 = I_1(Z_{11} + Z_{12}), \qquad U_2 = I_2(Z_{22} + Z_{12})$$

Hodnota vstupných impedancií bude

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12}, \quad Z_2 = \frac{U_2}{I_2} = Z_{22} + Z_{12}$$

a navzájom sa vyrovná, lebo $Z_{11} = Z_{22}$ a $I_1 = I_2$, takže vstupná impedancia skutočnej antény bude $Z_a = Z_1$, čiže

$$Z_a = Z_{11} + Z_{12}$$

Vlastná impedancia antény *1* a impedancia medzi anténou *1* a jej elektrickým obrazom *2* sú komplexné veličiny hodnoty

$$Z_{11} = R_{11} + jX_{11} \text{ a } Z_{12} = R_{12} + jX_{12}$$

teda

$$Z_a = R_{11} + jX_{11} + R_{12} + jX_{12} = R_{11} + R_{12} + j(X_{11} + X_{12})$$

Tabuľka 10-6

Numerické hodnoty reálnej a jalovej zložky vzájomnej impedancie pre vertikálny polvlnový žiarič a jeho elektrický obraz a z nich vypočítané zložky vstupnej impedancie pre vertikálny polvlnový žiarič, vzťahujúce sa na kmitňu prúdu pri mernej výške v/λ. (Hodnoty použité na výpočet vlastnej impedancie: $R_{11} = 36{,}6$ Ohm a $X_{11} = 21{,}3\ \Omega$.)

D/λ	v/λ	R_{12}	X_{12}	R_a	X_a
0,00	0,000	13,4	9,9	100,0	62,4
0,05	0,025	10	4,5	93,2	51,6
0,10	0,050	7,5	0,0	88,2	42,6
0,15	0,075	4,5	−3	82,2	36,6
0,20	0,100	3	−4	79,2	34,6
0,25	0,125	1,3	−4,2	75,8	34,2
0,30	0,150	−0,2	−3,9	72,8	34,8
0,35	0,175	−1,0	−3	71,2	36,6
0,40	0,200	−1,8	−2	69,6	38,6
0,45	0,225	−1,9	−1,2	69,4	40,2
0,50	0,250	−2	−0,3	69,2	42,0
0,55	0,275	−1,95	0,1	69,3	42,8
0,60	0,300	−1,9	0,7	69,4	44,0
0,65	0,325	−1,5	1,2	70,2	45,0
0,70	0,350	−1,0	1,6	71,2	45,8
0,75	0,375	−0,5	1,5	72,2	45,6
0,80	0,400	0,4	1,3	74,0	45,2
0,85	0,425	0,5	1,1	74,2	44,8
0,90	0,450	0,6	0,6	74,4	43,8
0,95	0,455	0,8	0,4	74,8	43,4
1,00	0,500	0,9	0,0	75,0	42,6

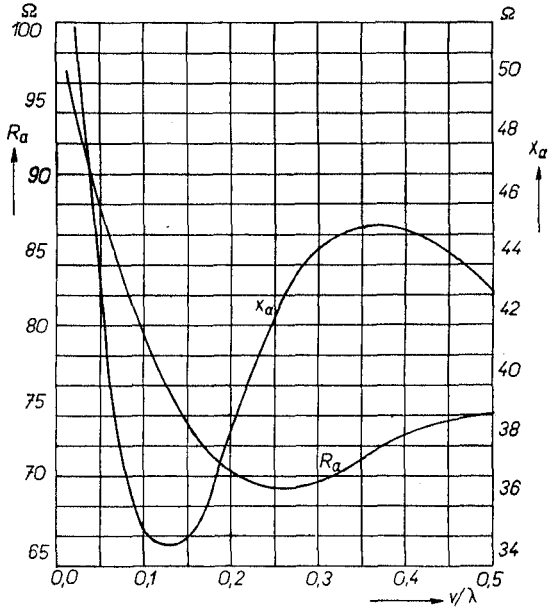
takže $$Z_a = R_a + jX_a$$

kde

$$\frac{R_a}{2} = R_{11} + R_{12}; \qquad \frac{X_a}{2} = X_{11} + X_{12}$$

Na numerické vyčíslenie vstupnej impedancie je potrebné poznať rezistívnu a jalovú zložku vzájomnej impedancie Z_{12} dvoch polvlnových dipólov, t. j. skutočnej antény *1* a jej elektrického obrazu *2*, ktoré sa nachádzajú na jednej priamke vo vzdialenosti D susedných uzlov prúdu.

Z hodnôt platných pre kolineárne horizontálne polvlnové antény treba, pravda, brať do úvahy len polovičné ohmické hodnoty za R_{12} a X_{12} vertikálnej polvlnovej antény (na základe vysvetleného) a namiesto vzdialenosti D susedných prúdových uzlov treba zaviesť vertikálnu výšku, resp. nadzemnú eleváciu $v = D/2$, ako je vyznačené na *obr. 10-1B*. Takýmto spôsobom je v *tab. 10-6* vypočítaná reálna zložka R_a i jalová zložka X_a vstupnej impedancie v kmitni prúdu pre vertikálnu polvlnovú anténu mernej výšky v/λ nad vodivou zemou a výsledky sú vyznačené aj na *obr. 10-26*.



Obr. 10-26. Priebeh vstupnej impedancie Z_a vertikálnej polvlnovej antény v jej reálnej i jalovej zložke ako funkcie jej nadzemskej elevácie do mernej výšky v/λ

Pomocou uvedeného možno navrhnúť napájacie vedenie s postupnou vlnou so vstupom do kmitne prúdu antény, lebo rezistívna zložka R_a vstupnej impedancie je známa. Možno vypočítať aj potrebné skrátenie z priestorovej polvlny na elektrickú polvlnu, potrebnú na rezonanciu.

10.2.2 Skrátenie polvlnovej vertikálnej antény na rezonančnú dĺžku sa uskutočňuje už vysvetleným postupom. Zmenila sa len veľkosť vlnového

odporu na polovicu hodnoty pre polvlnovú horizontálnu anténu, a je teda

$$Z_0 = 60\,(\ln 2M - 1)$$

kde $M = \frac{\lambda/2}{d}$ a pri výpočte úmerného skrátenia Δ_x treba dosadiť

$$\Delta_x = \frac{x}{2Z_0}$$

podobnou úmerou ako v poslednom príklade dostaneme

$$x = \frac{27{,}0842 X_a}{42{,}54}$$

kde X_a je reaktancia napájacieho bodu v kmitni prúdu, ktorú vyhľadáme na *tab. 10-6*; závisí od mernej elevácie antény v/λ.

Geometrická dĺžka vertikálnej polvlnovej antény hodnoty

$$l_g = \frac{\lambda}{2} V_x = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_x)$$

je podľa toho dosť zmenená vzhľadom na polvlnovú horizontálnu anténu. Ako dôvod možno uviesť zmenené potenciálne pomery medzi skutočnou vertikálnou anténou a jej obrazom (v prirovnaní s horizontálnou anténou). Vstupná impedancia vertikálnych žiaričov ľubovoľných mernych dĺžok h/λ sa vypočíta pomocou už známych vzorcov

$$R_a = 15\left[-\frac{\pi}{2}\sin 720\frac{h}{\lambda} + \left(\ln\frac{2h}{\lambda} + 1{,}722\right)\cos 720\frac{h}{\lambda} + 2\left(2{,}415 + \ln\frac{2h}{\lambda}\right)\right]$$

$$X_a = Z_0 \operatorname{tg}\left\{\pi\left(\frac{2h}{\lambda} + 1{,}5\right) + 0{,}01\left[\sqrt{2{,}86\log\frac{\lambda}{\varrho} - 4{,}6} + 3{,}4\right]\right\}$$

ktoré obsahujú len trigonometrické funkcie, a preto sú ľahko vyčísliteľné. Neide tu o pätu antény ako napájacieho bodu.

Pre výpočet R_a stačí poznať len mernú vertikálnu dĺžku h/λ, ale pre výpočet X_a je potrebné poznať pomer h/λ, lebo výraz nachádzajúci sa v druhom člene pod odmocninou treba upraviť na

$$2{,}86\log\frac{\lambda}{\varrho} = 2{,}86\log\frac{h}{\varrho}\cdot\frac{\lambda}{h} = 2{,}86\log\frac{h/\varrho}{h/\lambda}$$

aby sa mohli pomocou h/λ a h/ϱ získať číselné hodnoty pre X_a. Vo výraze pre vlnový odpor vertikálnych žiaričov ľubovoľnej mernej dĺžky h/λ sa nachádza priamo výraz h/ϱ, takže pri hodnote

$$Z_0 = 60\left[\ln\frac{h}{\varrho} - \frac{1}{2}\ln\frac{2h}{\lambda} - 1\right]$$

môže sa určiť aj vstupná impedancia $Z_a = R_a + jX_a$.

Aby sme získali prehľad o priebehu X_a, zvolíme pomer $h/\varrho = 11\,240$ (vzniká pri dĺžke vertikálnej antény $h = 9{,}1494$ m z medeného drôtu priemeru $d = 1{,}628$ mm) a po výpočte *(tab. 10-7)* znázorníme X_a v závislosti od h/λ spolu s hodnotami R_a a Z_0 *(obr. 10-27)*.

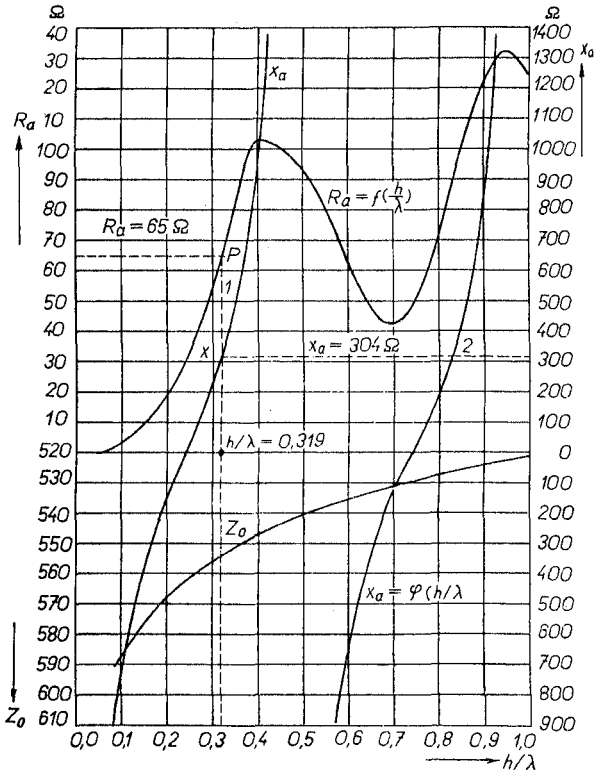
Tabuľka 10-7

Numerické hodnoty reálnej a jalovej zložky vstupnej impedancie pri päte vertikálnej antény o merných dĺžkach h/λ s pripojenými hodnotami Z_0. Výsledky sa získali pomocou Morrisonových vzorcov s $h/\varrho = 11\,240$

h/λ	R_a	X_a	Z_0	h/λ	R_a	X_a	Z_0
0,10	2,26	−708,80	589,51	0,50	98,28	−8727,1	541,22
0,15	11,52	−364,99	577,34	0,55	83,50	−1363,8	538,36
0,20	16,74	−145,38	568,71	0,60	64,32	−649,2	535,74
0,26	39,82	71,62	560,84	0,64	51,18	−384,60	535,41
0,27	43,77	107,07	559,71	0,65	48,40	−340,80	535,35
0,28	47,79	134,77	558,62	0,70	43,71	−137,26	531,13
0,29	51,99	181,38	557,56	0,75	52,69	20,90	529,06
0,30	52,26	258,23	556,60	0,80	73,80	207,56	527,12
0,31	60,63	261,57	555,56	0,85	101,04	432,86	525,12
0,32	65,22	304,66	554,31	0,90	123,21	821,12	523,59
0,33	69,36	351,44	553,69	0,95	134,25	2013,7	521,97
0,35	77,82	456,54	551,92	1,00	129,46	−8612,6	521,03
0,40	104,2	862,74	547,92				
0,45	102,8	2115,0	544,38				
0,50	98,28	−8727,1	541,22				
0,25	36,22	35,75	562,02				

Vzorec pre Z_0 je fyzikálne presný, R_a poskytuje presnosť na 0,1 Ω, kým X_a dáva vyhovujúce hodnoty do 60°, t. j. do $h/\lambda = \frac{60}{360} = 0{,}166$. Zlyháva v okolí $h/\lambda = 0{,}50$, kde tangentová funkcia dáva hodnoty neďaleko $\pm\infty$, čo nezodpovedá skutočnosti. Treba zdôrazniť, že uvedenými vzorcami možno vypočítať vstupnú impedanciu len pre pätu vertikálnej

antény ako napájacieho bodu. Voľba napájacieho bodu v päte antény pri vertikálnych konštrukciách amatérskych antén prevláda a je správne, že sa vstupná impedancia pre tento bod dá vypočítať, a tak sa určí zo strany napájania medzi skutočnou anténou a jej elektrickým obrazom. Elektrický obraz je dôsledok napájacieho potenciálu a polohy antény, lebo jeho polarita sa mení pootočením nadzemnej skutočnej antény do horizontálnej polohy. Vo väčších výškach sa rezistívna zložka pootočením nezmení, no jalová zložka sa značne zmení pre ovplyvnenie rýchlostného činiteľa potenciálnou zmenou anténového elektrického obrazu.



Obr. 10-27. Reálna a jalová zložka vstupnej impedancie pri päte vertikálnej antény v závislosti od mernej dĺžky h/λ a od nej závislý priebeh vlnového odporu Z_0 pri $h/\varrho = 11\,240$

Ako príklad možno uviesť: Polvlnová horizontálna anténa má podľa *tab. 11* vo výške $h/\lambda = 0{,}75$ nad zemou vstupnú impedanciu v kmitni prúdu $Z_a = 75{,}0 + j54{,}84\ \Omega$. Po otočení do vertikálnej polohy spodný koniec sa dostane do výšky $h/\lambda = 0{,}50$ a podľa *tab. 10-6* bude mať vstupnú impedanciu v tom istom napájacom bode v kmitni prúdu $Z_a = 75{,}0 + j42{,}6\ \Omega$. Rezistívna zložka sa pootočením antény v tejto výške nezmenila, no jalová zložka nadobudla menšiu hodnotu ako pri horizontálnej polohe, na znak potrebného menšieho skrátenia, aby sa zrušila jalová zložka.

V skrátení oboch antén na rezonančnú dĺžku je teda istý rozdiel, lebo antény sa navzájom líšia. No z hľadiska konštruktéra sa vertikálna polvlnová anténa prejaví ako vďačnejší typ antény, lebo vypočítaná re-

aktívna zložka „sedí" pri presne známej elevácii v/λ, ale pri horizontálnej polvlnovej anténe sa h/λ presne zistiť nedá, a to jednak pre ovisnutie drôtu, jednak preto, že h antény určujú uzemnené objekty, ako budovy, stromy, rôzne vedenia a pod. Preto je účelnejšie stavať si vertikálnu anténu. No vertikálna anténa je nepopulárna najmä preto, že je tu radiálny zemný systém drôtov, ktorý izolátory drží v rovine kolmej na stožiar. Prečo je tento radiálny zemný systém potrebný, treba najprv vysvetliť.

Priestor okolo antény je nasýtený dielektrickými posunovými prúdmi, ktoré sa uzatvárajú zemou najkratšou vodivou cestou k päte antény, a tak uzatvárajú prúdový okruh. Keď sa v smere prúdov, t. j. radiálne k anténe, natiahnu položené drôty alebo drôty zakopané pod povrch zeme, vtedy zemné prúdy opustia zem a razia si cestu po napnutých drôtoch pre ich menší odpor k päte antény. H. G. Brown dokázal, že intenzita prúdu v lúčoch na mieste dĺžky $h_r/\lambda = \frac{1}{4}$ až $\frac{1}{3}$ poklesne na 1 % pôvodnej intenzity v päte stožiara, a nakoľko nad touto dĺžkou prúdy už prevažne tečú zemou, nie je potrebné používať dĺžky nad $\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{4}$. Pritom vodiče neslobodno zakopávať hlboko, lebo prúd pre skinefekt je najhustejší na povrchu zeme, do *účinnej hĺbky* vstupuje najviac na 3 m pri 14 MHz a asi na 5,5 m pri 3,5 MHz (podľa jej zloženia). Aby sa drôty nepoškodili (napr. pri zemných prácach), kladú sa do hĺbky najviac 30 cm). Na *hrúbke drôtov pritom* záleží *menej než na počte*, ktorý má byť *väčší pri kratšej vlne*. Pre vertikálne antény stredovlnných rozhlasových staníc sa robí uzemňovací systém zo 100 až 120 radiálnych drôtov, siahajúcich na $\lambda/4$ až $\lambda/2$ od anténového stožiara. Pätné izolátory znášajú namáhanie na tlak až 1500 kp/cm², a preto musia byť robustné. Ich elektrické namáhanie nie je také veľké. Pri stožiare $\lambda/4$ činí 5,52 $V/\sqrt{P}$ na jeden Watt výkonu nosnej vlny, čo sa násobí činiteľom $2\sqrt{2} = 2{,}82843$ pri 100% modulácii. Elektrické namáhanie pätného izolátora vertikálnej antény je najväčšie pri $\lambda/2$ stožiara a činí 17 až 37 $4/\sqrt{P}$ na 1 W nosnej vlny. Podľa toho od jedného kW nosnej vlny bez modulácie vzniká na štvrťvlnovej anténe napätie 174,55 V, kým na polvlnovej až 1170 V a pri modulácii vznikajú na polvlnovej anténe až 2,828-krát väčšie špičkové napätia. Posledné hodnoty sú pri polvlnovej anténe veľmi závislé od vlnového odporu antény a uzemňovacích drôtov, a teda od šírky stožiara.

Amatér, pravda, pre krátkovlnné vysielanie nebuduje takéto veže, uspokojuje sa železnou rúrou mernej dĺžky $h/\varrho = 60$ až 150, čo vedie k hrúbkam rúr $d = 10$ až 15 cm; uspokojí sa aj s menším počtom radiálnych lúčov, zvyčajne so 16, pri ktorých sa dosahuje napr. účinnosť 61 % pri mernej výške $h/\lambda = 0{,}15$. O takto urobenej anténe na 4-pásmovú prevádzku sa čitateľ dočíta neskôr, lebo mnohopásmová prevádzka súvisí

so zákonitosťou utvárania tvaru vertikálnych vyžarovacích diagramov, a preto pre získanie prehľadu sa musíme s nimi zaoberať.

Vyžarovací diagram vertikálnej antény prezrádza aj vlastnosti tohto typu antény, s ktorými sa treba oboznámiť.

10.2.3 Horizontálny vyžarovací diagram vertikálnej antény je teoreticky ideálnou kružnicou za predpokladu, že pôda je dokonale vodivá, homogénna a bez členitosti. No členitosť a nehomogénne zloženie pôdy zaviňujú skreslenie v nepravidelnú krivku, ktorá sa môže zistiť len meraním sily poľa v teréne. Aby tento diagram nebol už pri samom vzniku skreslený, treba vertikálne anténové stožiare stavať na väčšiu vzdialenosť od budovy vysielača.

V mestách, kde je veľká poruchovosť od rôznych spotrebičov a miestnej dopravy, musí byť signál silnejší, aby poruchy pri príjme neboli badateľné. Naproti tomu v menších mestách, na dedine a na samotách vystačí sa na nerušený príjem aj s menším signálom, a to najmä v noci.

Z tohto hľadiska sa aj hľadajú vhodné umiestnenia pre stredovlnné rozhlasové vysielače. Sila poľa bude závisieť od mernej dĺžky h/λ vertikálneho stožiara antény, lebo prízemná vlna závisí od viac činiteľov, a tak problém šírenia vlny vzbudenej vertikálnymi anténami si záslúži osobitnú pozornosť. Tento problém šírenia možno sledovať na vertikálnej vyžarovacej charakteristike.

10.2.4 Vertikálny vyžarovací diagram sa počíta ako spoločný účinok skutočnej antény *1* a jeho obrazu *2* v zemi. Týmto spôsobom vypočítaná intenzita elektromagnetického poľa ako funkcia elevačného uhla ψ nad horizontom vo vzdialenosti r je daná vzorcom

$$E_{\mathrm{mV/m}} = \frac{60}{r}\sqrt{\frac{P}{R_a + R_z}} \cdot 10^3 \frac{\cos(G \sin\psi) - \cos G}{\cos\psi}$$

kde elektrický uhol G antény je daný v stupňoch a je vyjadrený vzťahom $G = 360\,\frac{h}{\lambda}$ vzhľadom na mernú dĺžku, stratový odpor R_z v Ω, rezistívna zložka vstupnej impedancie R_a tiež v Ω, kým vzdialenosť uvažovaného meracieho bodu r od päty stožiara v metroch.

Keďže hlavný záujem je získať veľkú intenzitu poľa v smere horizontu, treba do uvedeného vzorca vložiť $\psi = 0$, takže pre prízemnú vlnu dostaneme výraz

$$E_{[\mathrm{mV/m}]} = \frac{60}{r}\sqrt{\frac{P}{R_a + R_z}} \cdot 10^3 \cdot (1 - \cos G)$$

ktorý po dosadení číselných hodnôt pre výkon 1 kW = 1000 W a vzdia-

lenosti 1 míle = 1609,35 m do $60\sqrt{P}/r = 60\sqrt{1000}/1609{,}35 = 1{,}178964 \doteq$ $\doteq 1{,}18$ nadobúda konečný tvar

$$E_{[\mathrm{mV/m}]} = 1180 \frac{1}{\sqrt{R_a + R_z}} (1 - \cos G)$$

Týmto vzorcom možno vyhodnotiť elektrické pole vo vzdialenosti 1 míle od antény pri stratovom odpore $R_z = 0$ od vertikálnych merných dĺžok h/λ po dosadení hodnôt R_a z *tab. 10-7*. Hodnoty poľa v mV/m sa nachádzajú v *tab. 10-8* a sú vyobrazené na *obr. 10-28* ako funkcie h/λ resp. elektrického uhla G antény.

Tabuľka 10-8

Hodnoty elektrického poľa vypočítané pre VA rôznych merných dĺžok h/λ vo vzdialenosti 1 míle pri výkone 1 kW pri idealizovanom prípade nulového stratového odporu, t. j. $R_z = 0$

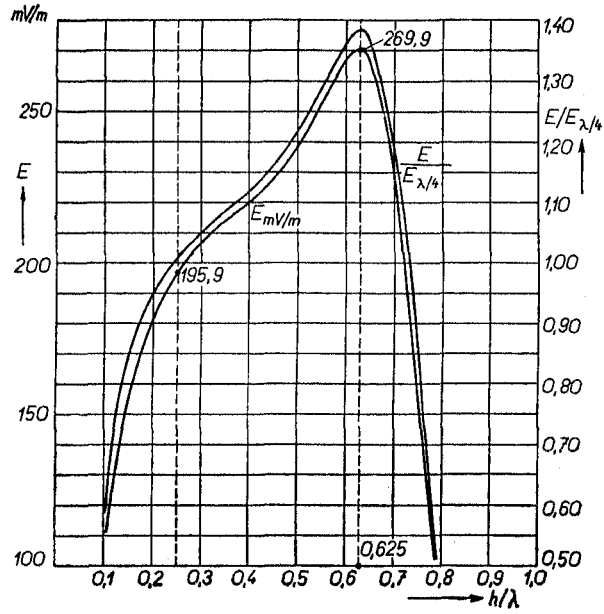
h/λ	$G°$	R_a	$E_{[\mathrm{mV/m}]}$	$\frac{E}{E_{\lambda/4}}$	h/λ	$G°$	R_a	$E_{[\mathrm{mV/m}]}$	$\frac{E}{E_{\lambda/4}}$
0,10	36	4,2	109,9	0,5607	0,60	216	64,3	266,0	1,3573
0,15	54	10,2	152,2	0,7766	0,64	230,4	51,2	269,8	1,3768
0,20	72	20	182,1	0,9500	0,65	234	48,4	269,1	1,3732
0,25	90	36,2	195,9	1,0000	0,70	252	43,7	233,5	1,1914
0,30	108	56,3	205,7	1,0496	0,75	270	52,7	162,4	0,8288
0,35	127	77,8	214,1	1,0926	0,80	288	73,8	94,8	0,4838
0,40	144	104,2	218,9	1,0963	0,85	306	101,0	48,4	0,2468
0,45	162	102,8	226,9	1,1578	0,90	324	123,2	20,3	0,1035
0,50	180	98,3	237,8	1,2137	0,95	342	134,2	5,0	0,0254
0,55	198	83,5	251,7	1,2846	1,00	360	129,5	0,0	0,0000
0,50	208	872,4	260,0	1,3267					

Na tvare tohto diagramu vidieť, že za predpokladu nulového stratového odporu vyžarujú aj tie najkratšie antény len o niečo slabšie ako štvrťvlnová anténová dĺžka. Pravda, vzťahuje sa to len na ideálny prípad dokonale vodivých antén. Pri stratovom odpore rádu 5 ohmov sa totiž účinnosť zhorší, lebo vyžarovací odpor je pri malých dĺžkach menší než stratový a sila poľa značne poklesne. Preto sa ani neodporúča používať antény kratšie ako $0{,}10\lambda$.

Ďalej si na diagrame možno všimnúť, že so zväčšujúcou sa dĺžkou anténového stožiara stúpa sila poľa a maximum dosahuje až po dosiahnutí mernej dĺžky $h/\lambda = 0{,}50$, keď sa začína znateľnejšie sploštenie vertikálnej vyžarovacej charakteristiky. Tu k dobru horizontálneho vyžarovania pri-

stupuje vyžarovací výkon usporený poklesom energie vyžiarenej pod ostrejším uhlom.

Zostavením výrazu $E_G/E_{90°} = \sqrt{\frac{36,2}{R_a}}(1 - \cos G)$ dosiahneme prehľad o miere žiarenia v porovnaní so štvrťvlnovou anténou, taktiež vyobrazenou na *obr. 10-28.* Z tejto miery vidieť, že maximálne horizontálne žiarenie



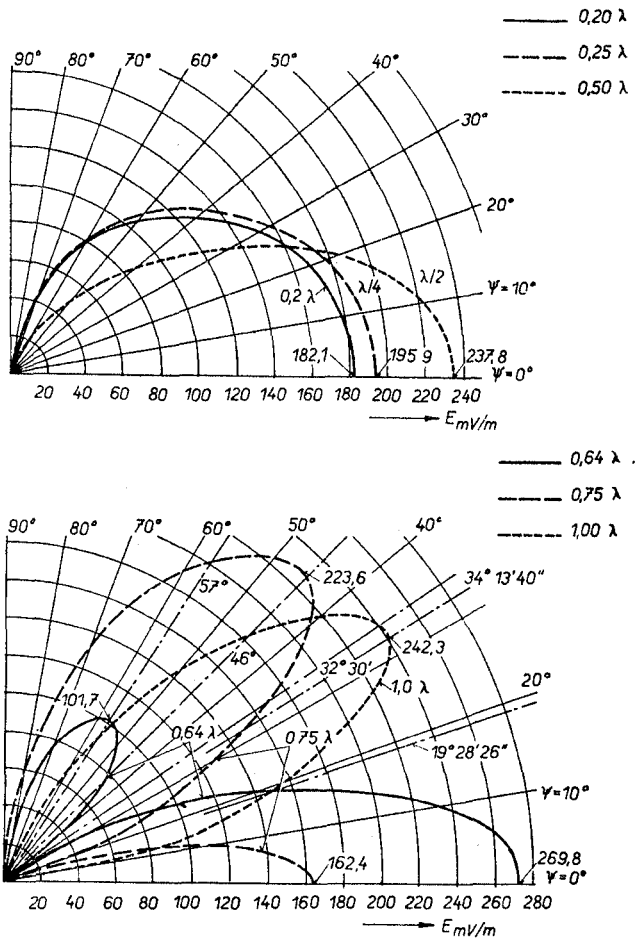
Obr. 10-28. Intenzita elektrického poľa vertikálnej antény v horizontálnom smere ako funkcia jej mernej dĺžky h/λ prípadne elektrického uhla G

nastáva pri $h/\lambda = \frac{5}{8} = 0,625$, keď $G = 225°$, a je o 37,75 % väčšie ako pri štvrťvlnovej anténe. Pri ďalšom zväčšovaní mernej dĺžky h/λ sa horizontálne vyžarovanie zmenšuje, lebo sa vzpriamuje a zosilňuje lalok šikmého vertikálneho vyžarovania, a len pri mernej dĺžke $h/\lambda = 1,00$ prízemné vyžarovanie prestáva celkom.

Uvedený priebeh možno sledovať na vertikálnych vyžarovacích charakteristikách pre určitý elektrický uhol G antén, ktorý je daný vzťahom $G = 360\,\frac{h}{\lambda}$ v elektrických stupňoch a vypočíta sa pomocou už uvedeného

vzorca doplneného číselnými výsledkami pre výkon 1 kW vo vzdialenosti 1 míle silou elektrického poľa

$$E_{\mathrm{mV/m}} = 1180 \frac{\cos(G \sin \psi) - \cos G}{\cos \psi}$$



Obr. 10-29. Zobrazenie elektrického poľa vertikálnych antén vo vertikálnej rovine ako funkcia elevačného uhla ψ nad obzorom v konstantnej vzdialenosti 1 míle, vybudeného výkonom 1 kW do antény pri merných dĺžkach

VA $h/\lambda = 0{,}2 - 0{,}25 - 0{,}50 - 0{,}64 - 0{,}75 - 1{,}00$

Tabuľka 10-9

Početné výsledky elektrického poľa vo vertikálnej rovine pri VA ako funkcia elevačného uhla ψ nad obzorom v konštantnej vzdialenosti 1 míle, vybudeného výkonom 1 kW do antény pri merných dĺžkach $h/\lambda = 0{,}2-0{,}25-0{,}5-0{,}64-0{,}75-1{,}00$ pri idealizovanom prípade $R_z = 0$

ψ	$E_{[mV/m]}$					
	0,20	0,25	0,50	0,64	0,75	1,00
0	182,1	195,9	237,8	269,8	162,4	0,0
5	181,2	194,8	234,3	260,8	149,5	15,2
10	178,6	191,6	223,9	234,8	112,7	56,7
15	174,2	191,2	207,7	195,0	57,8	113,2
20	168,3	179,1	186,6	145,8	7,1	170,5
25	163,8	169,5	162,8	92,6	71,4	176,9
30	152,2	160,0	137,3	40,3	132,6	239,3
35	139,8	148,5	111,9	6,8	179,5	239,7
40	131,4	136,1	87,9	45,5	210,7	219,6
45	119,8	130,9	66,3	74,2	225,5	185,5
50	107,7	109,5	47,8	92,5	225,5	144,9
55	94,8	95,8	45,2	100,8	200,3	104,5
60	81,7	81,9	20,7	100,5	191,7	69,2
65	65,7	65,4	12,1	90,3	170,3	41,3
70	54,7	54,2	6,2	80,2	133,2	21,5
75	41,1	40,5	2,6	63,2	100,3	9,1
80	6,2	26,9	0,8	38,0	66,9	2,7
85	1,4	13,4	0,1	22,1	33,4	0,3
90	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0

pre ľubovoľný vertikálny uhol ψ. Početné výsledky platné pre elektrické pole vertikálnych antén vo vertikálnej rovine sú zobrazené pre $h/\lambda = 0{,}2-0{,}25-0{,}5-0{,}64-0{,}75-1{,}0$ na *obr. 10-29* a zachytené v *tab. 10-9*. Na ich priebehu vidieť, že ubúdanie horizontálneho poľa je zapríčinené vznikom nových lalokov šikmého vyžarovania, počínajúc dĺžkou 0,64 λ. Táto merná dĺžka, používaná na zníženie fadingu pri stavbe vertikálnych stožiarov, je veľmi známa. Pri nej je totiž horizontálne zasmerený lalok najploskejší a pre svoju plochosť najmenej prispieva k priestorovej vlne, ktorú by ináč vyvolala po interferencii s prízemnou povrchovou vlnou *slabnutie a zosilňovanie príjmu* čiže tzv. *fading*.

Keď už poznáme vyžarovacie vlastnosti vertikálnych antén — stručne VA — môžeme si pohovoriť aj o ich dosahu na šírenie vĺn.

10.2.5 Význam vertikálnych vyžarovacích diagramov vertikálnych antén (VA) pre amatérsku prevádzku.

Pri horizontálnych polvlnových anténach (stručne HPA) sme už objavili vplyv vyžarovania na šírenie vĺn.

Pri vertikálnych anténach platia iné zásady pre šírenie vĺn. Pri nijakej mernej dĺžke do $h/\lambda = 1$ nenastáva pri týchto anténach vyžarovanie v smere vertikály, a tak sa vlny šíria na malú vzdialenosť len povrchovou prízemnou vlnou, a to rovnako vo dne aj v noci. Ba možno sa spoľahnúť, že sa získa spoľahlivé spojenie do okruhu až 200 km bez odrazenej vlny cez deň alebo v čase, keď sa vyžarovanie pod vysokým uhlom nevráti od ionosféry, t. j. v noci. Vtedy nie je možné nadviazať spojenie horizontálnou anténou na takúto malú vzdialenosť.

Pri použití VA na väčšie vzdialenosti sa už prejavuje priestorová vlna, lebo intenzita žiarenia v nízkych uhloch už stačí na utvorenie lúča preskokom na vzdialenosť nad 600 km. Tu pri energii 1 kW je pole silné asi 130 mV/m a zostáva takmer nezmenené do 1000 km, prevyšujúc o niečo pole vyvolané HA. Tento rozdiel v poliach sa ukáže najmä v noci. Napokon vo veľkej vzdialenosti sa signál priestorovej vlny utlmí, takže sa nezdá byť možné spojenie v dennej dobe na veľkú vzdialenosť. Napriek očakávaniu sa pozorovalo príležitostné prenikanie signálu aj vo dne až na 1600 km. Dalo by sa to vysvetliť reflexiou od E vrstvy, keď intenzita vyžarovania v nízkych uhloch umožňuje tento spôsob vysielania.

Po zhrnutí možno vyhlásiť VA za lepšiu do 600 km pre konštantnosť signálu vo dne a v noci bez znateľnejšieho fadingu a skeepu. Pre stredné vzdialenosti do 1000 km je VA tiež lepšia, lebo priestorová vlna dáva od VA ešte asi 1,41-krát silnejší signál, čo by zodpovedalo zisku 3 dB v porovnaní s HA pri štvrťvlnovej anténe.

Z hľadiska viacpásmovej prevádzky možno VA používať s maximálne vyhovujúcou účinnosťou len na 3 za sebou idúcich harmonických pásmach, a to preto, že pre DX potrebné nízkouhlové vyžarovanie nastane len pri merných dĺžkach 0,2 až 0,64. Pri väčších dĺžkach sa už tvoria šikmé laloky, ktoré by mohli slúžiť len pre blízke spoje, a preto sa tento interval musí zachovať. Treba ho rozvrhnúť na základe pomeru harmonických pásiem 1 : 2 : 3 na 0,2—0,4—0,6 a vyššiu frekvenciu nepripustiť. No uvedená zmena merných dĺžok vyvoláva prudkú zmenu vstupných impedancií v napájacom bode, ktoré sa len vtedy dajú zvládnuť jednoduchými ladiacimi prvkami, ak sa vyhotoví žiarič s malým pomerom h/ϱ, lebo pri ňom vznikajú menšie výkyvy v zmenách. To sa dá urobiť prispôsobením vlnového odporu napájacieho vedenia rezistívnej zložke vstupnej impedancie a kompenzáciou jej jalovej zložky pomocou súboru ladiacich prvkov, ktoré sa nazývajú *prispôsobovacími členmi.*

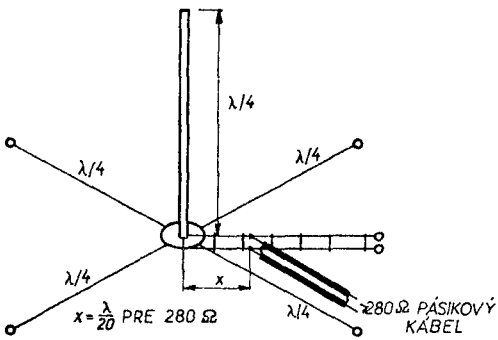
Z hľadiska prispôsobenia sú štvrťvlnové VA najjednoduchšie, lebo pri nich možno vstúpiť priamo (ako pri každej rezonančnej anténe) do kmitne prúdu či napätia, a tak do antény zaviesť budiace napätie. Aj napätie na pätnom izolátore týchto antén je najmenšie, takže do výkonu 1 kW sa nemusíme obávať, že nastane prepätie; pri modulácii špičkové napätie nemôže totiž prestúpiť 492,2 V, čo znesie aj malý izolátor. Štvrťvlnovú

anténu pre tieto výhodné vlastnosti začali používať aj amatéri a je známa pod názvom „*Anténa zo zemnou rovinou*" čiže Ground-plane anténa.

10.2.6 Ground-Plane anténa (zvislá anténa s vodorovnou protiváhou), ďalej len ZA, je vlastne amatérmi upravená Popovova štvrťvlnová anténa, kde sa zemná rovina nahradzuje drôtmi mernej dĺžky $\lambda/4$, radiálne sa zbiehajúcimi k päte antény. Potrebu týchto drôtov sme už objasnili. Keď sa táto anténa namontuje nad zemou aspoň do $\lambda/4$, vystačí sa so 4 lúčmi, ale ak sa položí na zem alebo uloží do zeme na 5 až 10 cm, potom treba počet lúčov zvýšiť na 8 až 16 a každý lúč na konci uzemniť kovovou tyčou o veľkej ploche.

ZA je vhodná pre DX komunikáciu, lebo pri svojej štvrťvlnovej dĺžke má ploskú vertikálnu vyžarovaciu charakteristiku a pri zisku asi 3 dB nad hodnotu príslušnej HA dá sa s ňou pracovať všetkými smermi. Má totiž kruhový vyžarovací diagram v horizontálnej rovine, takže je len o 1 *S* stupeň slabšia než 3-prvková Yagiho anténa (o ktorej sa zmienime neskôr). Jej nevýhodou je vlastnosť, že pri zapnutí na prijímač prijíma z každého smeru rovnako všetky stanice, takže pri príjme vzniká veľké rušenie.

Starosti vyvoláva vstupný odpor v kmitni prúdu pri päte ZA, lebo má hodnotu $R_a = 36{,}6\ \Omega$ a nemožno sem zapojiť nijaký napájací koaxiálny kábel na postupné vlny, pretože sa vyrába len nad 50 Ω (asi do 100 Ω). Navrhovalo sa zošikmenie lúčov na 135° k žiariču, aby sa dosiahla vstupná impedancia 50 Ω, ale toto riešenie nemá význam, pretože úpravou sa stratí charakter nízkouhlového vyžarovania, potrebný pre DX prevádzku, a to preto, že týmto spôsobom by sa zo ZA stala VA s mernou výškou neďaleko 0,50.



Obr. 10-30. Prispôsobenie vlnového odporu napájača vstupnému odporu antény GPA pomocou štvrťvlnového otvoreného kýpľa

Ako sa teda vyporiadať s otázkou prispôsobenia? Uvedieme niektoré úpravy, ktoré sa dajú urobiť amatérskymi prostriedkami.

a) *Pripojenie otvoreného štvrťvlnového prispôsobovacieho kýpľa* (aby sa mohla pripojiť ľubovoľná napájacia linka o akomkoľvek vlnovom odpore) sa uskutočňuje do napájacieho bodu medzi pätu ZA a krúžok, na ktorý sa pripájajú lúče podľa *obr. 10-30.* Úlohou je posunovať tak dlho svorky napájacieho vedenia po štvrťvlnovom otvorenom vedení, kým sa nenájde

na otvorenom kýpti vstupná impedancia rovná vlnovému odporu sem pripojeného napájača. Ak sa použije ako napájač 280 Ω televízny dvojvodič, prispôsobenie nastane vo vzdialenosti $\frac{1}{5}$ dĺžky otvoreného kýpťa čiže na elektrickú vzdialenosť $x_{el} = \frac{1}{5} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{20}$, čo v geometrickej dĺžke je $x_g = x_{el} V = \frac{y}{20} \cdot 0{,}97$, keď V na otvorenom kýpti odhadneme na 0,97.

Metóda je citlivejšia pri vyhľadávaní x pre vlnové odpory koaxiálnych káblov okolo 75 Ω, keď odbočka leží bližšie k päte stožiara. Správnosť nastavenia treba kontrolovať buď metódou maximálneho prívodu prúdu do antény, alebo pomocou maximálneho poľa určovaného vo väčšej vzdialenosti od antény (stačí 300 až 500 m).

b) *Predĺženie pôvodnej štvrťvlnovej dĺžky žiariča* vyvolá v pätnom napájacom bode zväčšenie vstupnej impedancie súčasne v oboch jej zložkách. Úlohou je nájsť také predĺženie dĺžky žiariča ZA, aby sa ohmická hodnota zväčšenej rezistívnej zložky rovnala vlnovému odporu napájača a aby sa kompenzáciou kladnej jalovej zložky dosiahol rezonančný stav. Kompenzuje sa nastavením otočného kondenzátora na potrebnú kapacitu pomocou prevodu

$$X_a = X_C; \quad X_a = \frac{10^{12}}{2\pi f \,.\, 10^6 C}; \quad C_{[\mathrm{F}]} = \frac{10^6}{2\pi} \frac{1}{X_a f} = 159\,151 \frac{1}{X_a f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

kde kapacita C sa vyjadrí v pF, ak X_a dosadíme v ohmoch a frekvenciu f v MHz.

Výsledky z *tab. 10-7*, platné pre pomer $\frac{h}{d} = 5620 = \frac{h}{2\varrho}$ *(obr. 10-27)*, použijeme na grafický výpočet potrebného stavu predĺženej dĺžky žiariča h/λ, aby sme dosiahli prispôsobenie úrovni vlnového odporu 65 Ω. Vyznačme na grafe hodnotu úrovne 65 Ω, kým nepretne krivku $R_a = f(h/\lambda)$ v priesečníku P, odkiaľ vztýčime vertikálu *1* k osi h/λ, ktorú pretína v bode pri hodnote 0,319, a súčasne stanovme priesečník X-tej istej vertikály *1* s krivkou $X_a = \varphi(h/\lambda)$ a odčítajme 304 Ω na merítku pre X_a pomocou horizontálnej priamky *2* vedenej z priesečníka X paralelne s osou h/λ. Treba teda pôvodne $0{,}25\lambda$ dlhý žiarič predĺžiť na $0{,}319\lambda$ čiže o $0{,}319 - 0{,}250 = 0{,}069\lambda$ nad túto štvrťvlnovú dĺžku. Tu, pravda, ide o elektrické dĺžky, ktoré treba premeniť na geometrické pomocou činiteľa rýchlostného V po ZA anténe.

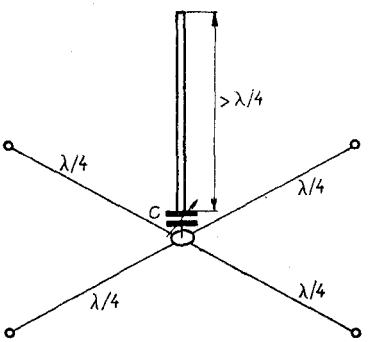
Takýmto spôsobom sa stanovilo predĺženie čisto grafickou cestou,

s použitím väčšieho merítka pre *obr. 10-27* pri pomere $\frac{h}{d} = 5620$ a vlnovom odpore 50 až 70 Ω, ako je vyznačené v nasledujúcej tabuľke:

$R_a = Z_0$	h/λ	X_a
50	0,285	163
55	0,297	210
60	0,309	250
65	0,319	304
70	0,331	355

Týmito údajmi sa ľahko vyrieši predĺženie pre akékoľvek pásmo, pravda, pre udaný pomer h/d. Pre iný takýto pomer treba X_a najprv vypočítať a potom predĺženie h/λ získať graficky, ako sme to už ukázali. Tu ide, pravda, o prispôsobenie pravej ZA na vlnový odpor použitého napájača, takže nič nemeníme na kolmom umiestnení lúčov, aby zostal zachovaný nízky vyžarovací uhol. Aby sme si ujasnili napájacie pomery v päte ZA, treba vyhľadať *obr. 10-31.*

c) *Prispôsobenie pomocou skladaného žiariča* amatéri pre jednoduchosť riešenia často používajú, lebo nie sú tu ťažkosti s nízkym vstupným odporom pri pravej ZA (s kolmými lúčmi a so žiaričom $\frac{\lambda}{4}$) a napájacie vedenie o dosť veľkom vlnovom odpore sa môže pripojiť priamo. Skladané elementy totiž transformujú vstupnú impedanciu k vyšším ohmickým hodnotám ako dôsledok vzájomného odstupu a priemeru skladaných elementov.

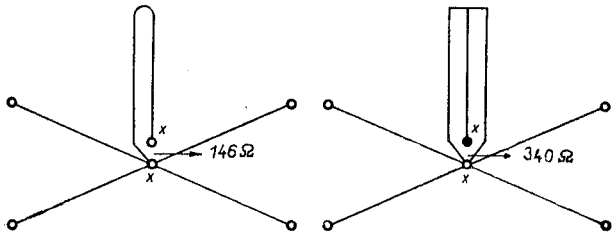


Obr. 10-31. Prispôsobenie rezistívnej zložky vstupnej impedancie vlnovému odporu napájača pomocou predĺženia GPA nad $\lambda/4$-hodnotu pri súčasnej kompenzácii jej jalovej zložky reaktanciou kondenzátora o kapacite $C_{pF} = 159\,151 \frac{1}{X_a f}$

Keď sa tieto prvky zhotovia z rovnako hrubého drôtu, potom sa vstupný odpor pri dvojmo skladanom drôte zvýši 4-krát, kým pri trojmo skladanom drôte 9-krát, čo vedie k vstupným impedanciám 146 Ω a 340 Ω. Teraz už stačí priamo pripojiť 146-ohmové napájacie vedenie (napr. 2 kusy 280 Ω vedenia, paralelne) ku dvojmo skladanému žiariču, kým 340-ohmové napájacie vedenie k trojmo skladanému žiariču a pri ľubovoľnej dĺžke tohto napájača dopravovať energiu do ZA stojatým vlnením s PSV lepším než $r_s = 1{,}2$, pravda, za predpokladu, že anténa má správnu

dĺžku. Situácia okolo napájania je vyznačená na *obr. 10-32* v oboch druhoch skladaných elementov.

Bližšie údaje o skladaných elementoch nájde čitateľ v kapitole o skladanom dipóle. Treba pripomenúť, že žiariče sa môžu urobiť z drôtov aj z tyčí. Drôty sa najlepšie napínajú do vertikálnej polohy pomocou napí-



Obr. 10-32. Prispôsobenie pravej GPA vlnovému odporu napájača pomocou transformačných vlastností dvojmo a trojmo skladaného žiariča

nacieho lana deleného izolátormi, ktoré je napnuté do horizontálnej polohy do výšky horného konca žiariča vystrojeného izolátorom a pripevnené na 2 bočné drevené rahná, vsadené do zeme asi na vzdialenosť 4 m od seba. Žiariče sa môžu napínať pomocou izolátorov pripevnených na 2 ramená z pertinaxu, ktoré sú od seba vertikálne vzdialené niečo nad $\lambda/4$ (vzhľadom na izolátory) a pribité na jediné drevené rahno vsadené do zeme. Je samozrejmé, že prvky žiariča treba hore navzájom spojiť a odizolovať od napínacieho lana alebo drôtu a od pertinaxového ramena.

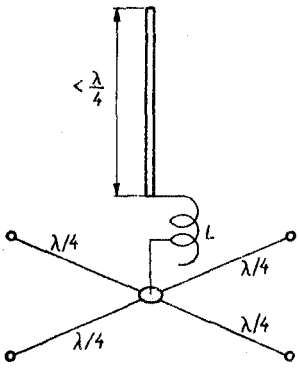
Pri zhotovovaní žiaričov z tyčí treba element umiestniť pätným izolátorom na drevenú tyč alebo kovovú rúru aspoň 6 m od zeme a samotný žiarič z hliníkových rúr alebo z podobného materiálu vystužiť kotvami delenými izolátormi na kusy asi $\lambda/10$, aby sa nemohli zmeniť na pasívne elementy, ktoré by skresľovali anténové pole.

d) *Prispôsobenie skrátenej $\lambda/4$ dĺžky vertikálnej antény* vlnovému odporu napájacieho vedenia je vec z technického hľadiska možná. Pri skrátení žiariča na $h/\lambda = 0{,}2$ *(tab. 10-7)* sa javí vstupná impedancia $Z_a = 16{,}7 - j145{,}4\ \Omega$. Keď sa vysporiadame aj s problémom prispôsobenia vlnového odporu napájača nízkej rezistívnej zložke vstupnej impedancie pri kompenzácii jej kapacitnej reaktancie nastavením induktancie X_L od cievky o hodnote $L_{[\mu H]}$ pomocou prevodového vzorca

$$X_L = X_a;\ 2\pi f \,.\, 10^6 L \,.\, 10^{-6} = X_a;\quad L_{[\mu H]} = \frac{1}{2\pi}\frac{X_a}{f} = 0{,}15916\,\frac{X_a}{f_{[MHz]}}$$

nedosiahneme účinnosť pravej ZA, lebo pre zmenšený vyžarovací odpor a skrátenú dĺžku antény bude účinnosť menšia. Cievka o potrebnej

hodnote L v mikrohenry sa vkladá priamo do antény. Na ňu je pripojená napäťová napájacia svorka, zatiaľ čo druhá, studená svorka je pripojená k lúčom podľa *obr. 10-33.* Tento spôsob predĺženia antény sa pre jednopásmovú prevádzku nepoužíva, no pri 2-pásmovej prevádzke, keď amatér svoju pravú ZA chce občas použiť ako VA s malou mernou výškou, je to východisko z núdze; pravda, treba rátať so zmenšenou účinnosťou na tomto vlnove dlhšom pásme.



Obr. 10-33. Prispôsobenie skrátenej $\lambda/4$ dĺžky vertikálnej antény vlnovému odporu napájača

Ako teda má postupovať amatér, ktorý má anténový element istej dĺžky a chýba mu niečo potrebnej dĺžky do rezonancie, aby mohol pracovať na svojom obľúbenom pásme? Pomôže si tak, že na vrchný hrot VA pripevní kruhový kotúč priemeru

$$D = \frac{2(l_g - l)}{4{,}285} \quad \text{(všetko v cm)}$$

kde l_g je geometrická dĺžka štvrťvlnového žiariča,

l — dĺžka, ktorá je k dispozícii za podmienky, že anténový vertikálny žiarič má hrúbku

$$d = \frac{\lambda/2}{300}$$

Vtedy je (pri $M = 300$) rýchlostný činiteľ $V_H = 0{,}956527$. Takto upravený žiarič sa, pravda, musí prispôsobiť vlnovému odporu napájacieho vedenia hoci pomocou štvrťvlnového otvoreného vedenia.

Príklad

Treba navrhnúť kapacitný kotúč k dĺžke žiariča $l = 4{,}50$ m pre prácu na 14,05 MHz ($\lambda = 21{,}352$ m) o takom priemere D, aby nastala rezonancia práve na 14,05 MHz.

$$l_g = \frac{\lambda}{4} V_H = \frac{21{,}352}{4} \cdot 0{,}956527 = 5{,}338 \cdot 0{,}956527 = 5{,}106 \text{ m}$$

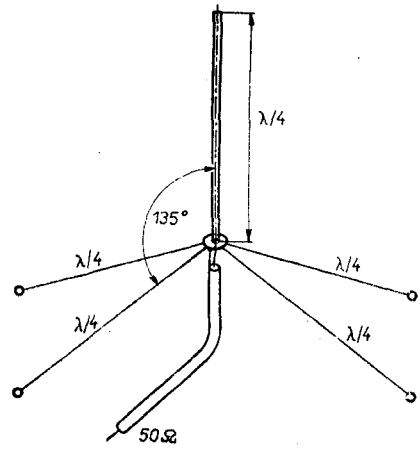
$$D = \frac{2(510{,}6 - 450)}{4{,}285} = \frac{2 \cdot 60{,}6}{4{,}285} = \frac{121{,}2}{4{,}285} = 28.3 \text{ cm}$$

a hrúbka anténového elementu je

$$d = \frac{10{,}626}{300} = 35{,}4 \text{ mm}$$

Celý kotúč nemusí byť z plechu, stačí navrch žiariča prispájkovať hrubé radiálne drôty, ktoré sa na konci spoja kruhom priemeru *D*.

e) *Prispôsobenie rezistívnej zložky vstupnej impedancie štvrťvlnovej* VA vlnovému odporu napájača pomocou zošikmenia lúčov na 135° amatéri USA často používajú, pretože pri takomto napodobnení vertikálneho polvlnového žiariča rezistívna zložka je asi 50 Ω, a preto koaxiálnym káblom o vlnovom odpore 50 Ω možno priamo vstúpiť do kmitne prúdu v päte antény, takže odpadá starosť o prispôsobovacie zariadenie. Pri tom sa však stráca nízkouhlový charakter vyžarovania potrebný pre DX spoje (schéma na *obr. 10-34*).



Obr. 10-34. Prispôsobenie vstupného odporu pravej GPA hodnoty 50 Ω vlnového odporu koaxiálu zošikmením lúčov na 135° vzhľadom na os antény

Švajčiarsky amatér HB90B zistil, že vyzdvihnutím spodného konca VA do mernej výšky asi $v/\lambda = 0{,}25$ vyžarovací diagram opäť nadobudne plochý, pre DX potrebný charakter, a aby získal väčší vstupný odpor, a tým aj väčšiu účinnosť, používal len 3 lúče, tiež na 135° od žiariča, čím dosiahol 55 Ω vstupného odporu. No horizontálny diagram pre tieto 3 lúče už nie je presne kruhový, ale má výčnelky v smere symetrál lúčov podoby trojlístka. Toto riešenie ťažko uskutočniť, lebo u nás sa koaxiálny kábel o vlnovom odpore 50 až 55 Ω nevyrába.

Toto azda stačí na osvetlenie prispôsobovacích ťažkostí v okolí štvrťvlnových dĺžok vertikálnych antén, ktoré sú známe pod názvom Ground plane anténa.

Na záver kapitoly ešte niekoľko slov o prispôsobovaní všeobecných merných dĺžok VA v rozsahu intervalu $h/\lambda = 0{,}20$ až 0,60 pre viacpásmovú prevádzku.

10.2.7 Viacpásmová prevádzka s vertikálnou anténou a ťažkosti prispôsobenia.

V predchádzajúcich statiach sme osvetlili dôvody, pre ktoré sa viacpásmová prevádzka musí uskutočňovať v intervale dĺžok 0,2 až 0,6λ pri

pomere $\frac{h}{\varrho} = 90$ až 150, ktorý vyplýva z dĺžky antény pri najkratšej vlne a polomere hrúbky žiariča.

Pre pásma 80—40—20 m resp. 40—20—15 m stačí vzhľadom na najmenší pomer h/λ (0,2) pri najdlhšej vlne 8 prízemných lúčov pre ich pomerne veľkú účinnosť (asi 55 %). Ale ak chceme pojať aj štvrté pásmo, na najdlhšej vlne musíme pripustiť medznú mernú výšku $h/\lambda = 0{,}1$ a pre zníženie stratového odporu a získanie väčšej účinnosti (max. na 30 %) pri najmenšej mernej výške treba zväčšiť počet prízemných lúčov na 16, čím sa zväčší účinnosť na ostatných pásmach.

Aby sme nadobudli prehľad o vstupnej impedancii pri istom h/ϱ, treba pre prácu na najdlhšej vlne i zvolenú dĺžku vypočítať reálnu aj imaginárnu zložku vstupnej impedancie VA ku každému pásmu a na základe výsledkov navrhnúť prispôsobovací člen, ktorým by sa zvládlo dosiahnutie úrovne rezistívnej zložky pre vlnový odpor napájača a kompenzácia jalovej zložky vstupnej impedancie. Pre tento cieľ treba si zvoliť pásma činnosti.

Príklad

Treba stanoviť prevádzkové podmienky pre prácu s VA v pásmach 160—80—40—20 m s pracovnými frekvenciami 1900—3500—3700—7050—14 100 kHz. Na najkratšej vlne sa zvolí dĺžka trocha pod $0{,}58\lambda$ a táto dĺžka nech je pri 14,1 MHz ($\lambda = 21{,}276$ m) hoci $0{,}5730\lambda$, čo značí elektrickú dĺžku VA v metroch

$$h_e = 0{,}5730 \,.\, 21{,}276 = 12{,}191 \text{ m}$$

pomer $h/\varrho = 240$, t. j. $M \sim 120$, takže geometrická dĺžka podľa hodnôt V_H z *tab. 10-3*, získaná interpoláciou je

$$h_g = h_e V_H = 12{,}191 \,.\, 0{,}84733 = 11{,}550 \text{ m}$$

a priemer vertikálneho žiariča

$$d = h_e/120 = 1219{,}1/120 = 10{,}16 \text{ cm}$$

zhotoveného pre nedostatok iného materiálu, povedzme, z pozinkovaných železných plechov, skrútených a spájkovaných do tvaru rúry dlhej 11,55 m o priemere 10,16 cm. Zemná sieť sa môže zostaviť zo 16 lúčov z Cu drôtu ⌀ 1,6 mm, ktoré sa zakopú do zeme do hĺbky asi 5 cm.

K návrhu prispôsobovacieho člena pomocou elektrických merných dĺžok pre prevádzkové vyčíslené frekvencie treba z pomeru $h/\varrho = 240$ s použitím Morrisonových vzorcov vyčísliť vstupnú impedanciu v oboch zložkách, aby sa nimi mohli stanoviť prispôsobenia na vlnový odpor na-

pájača a kompenzačné hodnoty kapacity alebo induktancie, platné pre prevádzkové frekvencie vyznačené v nasl. tabuľke.

f [kHz]	λ [m]	h/λ	$G°$	Z_a [Ω]	L [μH]	C [pF]
1 900	157,89	0,0772	27,792	2,4 — j 542	45,41	
3 500	85,71	0,1422	51,192	10,2 — j 220	10,04	
3 700	81,08	0,1504	54,132	11,6 — j 195	8,39	
7 050	42,55	0,2865	103,144	50,5 + j 83		271,9
14 100	21,27	0,5730	206,288	74,8 — j 473	5,34	

Potrebné hodnoty samoindukcie cievky L na vykompenzovanie zápornej jalovej reaktancie $-jX_a$ príp. kapacity C na odstránenie kladnej reaktancie $+jX_a$ sa získajú zo vzorcov

$$L_{[\mu H]} = 0{,}15916 \frac{-jX_a}{f_{[MHz]}} ; \quad C_{[\ F]} = \frac{159151}{+jX_a f_{[MHz]}}$$

Cievka s koeficientom samoindukcie 45,41 μH o šírke $b = 17{,}8$ cm sa navinie na priemer $D = 15{,}2$ cm pri počte závitov

$$N = \sqrt{\frac{L(9r + 10b)}{0{,}3937 \cdot r^2}} = \sqrt{\frac{45{,}41(9 \cdot 7{,}6 + 10 \cdot 17{,}8}{0{,}3937 \cdot 7{,}6^2}} = \sqrt{492{,}039} = 22{,}18$$

t. j. zhruba 22, pričom jej vodič bude mať priemer v závislosti od prúdu, ktorý ňou preteká, a od prúdovej hustoty prípustnej na 1 cm obvodu vodiča. Pri výkone 1 kW do antény a pri prispôsobení na vlnový odpor 75 Ω potečie cez cievku napájací prúd o hodnote $I = \sqrt{1000/75} = 3{,}65$ A a vzhľadom na prípustnú hustotu $i = 3{,}5$ A na 1 cm obvodu vyvolávajúcu ohriatie vodiča o 45 °C vypočíta sa hrúbka tohto vodiča pomocou vzorcov:

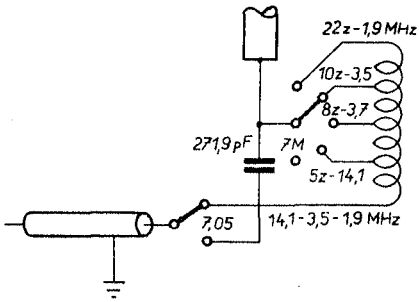
$$I = \pi d i, \quad d_{[cm]} = \frac{I_A}{i\pi}, \quad d_{[mm]} = \frac{10}{i\pi} I_A = \frac{10}{3{,}5 \cdot \pi} I_A = 0{,}91 I_A$$

$$d_{[mm]} = 0{,}91 I_A = 0{,}91 \cdot 3{,}65 = 3{,}3 \text{ mm}$$

Hodnoty samoindukcie vypočítané pomocou úmery so štvorcom závitov môžu sa použiť na určenie počtu závitov

45,41 μH plný počet 22 závitov
10,04 μH odbočka na 10 závitov
8,39 μH odbočka na 8 závitov
5,34 μH odbočka na 5 závitov

ktoré možno podľa potreby pásmovej prevádzky pomocou prepínača vradiť do päty stožiara s výnimkou prevádzky na 7 MHz, keď sa do série so stožiarom vradí kondenzátor nastavený na 272 pF, a to tým istým prepínačom, ako je to znázornené na *obr. 10-35.*



Obr. 10-35. Prispôsobovací člen vertikálnej antény 12,192 m dlhej, o priemere 10,16 cm, pre mnohopásmovú prevádzku od 1,9 do 14 MHz

Na VA pri výške stožiara 12,192 m a priemere $d = 10{,}16$ cm so zemným systémom sa nameralo 16 lúčov dĺžky od 7,620 m do 12,19 m, podľa rozlohy stavebného pozemku. Meraním skinového odporu zemného systému sa zistil odpor 7,6 Ω pri 4MHz a pri priemere drôtov 1,6 mm. Za predpokladu, že R_z sa mení v závislosti od $\sqrt{f}$, vyznačené účinnosti sa môžu vypočítať zo vzorca

$$\eta = \frac{R_a}{R_a + R_z}$$

pre pracovné frekvencie a zodpovedajúce R_a uvedené v tabuľke. Zaujímavý je pokles účinnosti pri 1900 kHz zavinený výškou menšou než $0{,}1\lambda$, pre ktorú sa antény zriedka stavajú.

Je to príklad, ako riešiť občasné vysielanie na pásme 160 m VA na krátku vzdialenosť, pravda, pri pomerne zlej účinnosti.

f	R_z	R_a	η [%]
1 900	3,6	2,4	30
3 500	7,1	10,2	59
3 700	7,3	11,6	61
7 050	10,1	50,5	83
14 100	14,2	74,8	84

Záver. Dosiahnuté výsledky dokazujú, že VA je vhodná pre praktickú aj amatérsku prevádzku.

Pretože vertikálna anténa vyžadovala radiálny zemný systém, bola menej obľúbená, a len v poslednom čase si ju cenia pre jej *mnohosmerovosť, nízky uhol vyžarovania* a *slušný zisk* 3 dB v porovnaní s HA. Je menej náročná na miesto, potrebuje ho len vo vertikálnom smere, kým v horizontálnom smere len na vzdialenosť $\lambda/4$ pre umiestenie lúčov. Pre prevádzku na 160 a 80m pásme možno postaviť do záhrady len VA a prízemnými lúčmi, kým pravá ZA pre pásma nad 20 m má lúče aspoň 5 m nad zemou.

Z hľadiska interferencie s televíznymi kanálmi sa ukazuje byť typom antény, ktorá má slabšie rušenie. Elektrické pole totiž priamo zasahuje len

najbližšie okolie — do 100 m — lebo jej „*horúci*" koniec je vysoko vo vzduchu. Elektromagnetickým poľom vyvolaným harmonickými frekvenciami vysielača, kotré patria do televízneho kanála, pôsobí len málo na horizontálnu prijímaciu TV anténu. Harmonický obsah signálu sa totiž vyžaruje vysoko nad horizont v úzkom lúči a pri vertikálnej polarizácii harmonických frekvencií kolmým dopadom na prijímaciu TV anténu nemôže v nej indukovať napätie, lebo antény sú na seba kolmé.

Naproti tomu *horizontálna anténa* je škodlivejšia, lebo *ruší televízny príjem*, pretože pri horizontálnej anténe sa harmonický obsah signálu vyžaruje takmer v smere drôtu a zaviňuje silné rušenie pri súhlasnej polarizácii oboch antén.

Toto ako doplnok na porovnanie oboch typov antén, pretože v nasledujúcich statiach sa budeme zaoberať výlučne horizontálnym anténovým systémom, ktorý používa ako základný element horizontálnu anténu — v ďalšom HA — a to v polvlnovej podobe, ktorá sa nazýva „*Hertzov dipól*".

Dosiaľ sme prebrali elektrické vlastnosti HA tohto polvlnového elementu, a to šírenie vĺn, aby sme porozumeli, prečo anténu vysokú $\lambda/4$ potrebujeme pre blízky spoj, prečo výška $\lambda/2$ dáva dobré predpoklady pre diaľkové DX spoje a napokon z akého dôvodu sa antény vysoké $\frac{3}{4}\lambda$ môžu používať pre blízke aj ďaleké spoje.

No teraz sa budeme polvlnovou HA anténou zaoberať z hľadiska prevádzky, aby sa na ňu mohla podľa potreby pripojiť napájacia linka ladená či neladená. Treba sa zaoberať aj otázkou, kde ju pripojiť.

11. BUDENÝ DIPÓL – SPÔSOBY PRIPOJENIA NAPÁJACÍCH LINIEK

Polvlnová horizontálna anténa čiže dipól sa najjednoduchšie napája v tom bode antény, kde reaktívna zložka vstupnej impedancie zanikne, t. j. kde $X_a = 0$; zostáva len rezistívna zložka na znak rezonancie, takže impedancia sa priamo vyjadrí svojou rezistívnou zložkou, čiže $Z_a = R_a$.

Z hľadiska napájania, t. j. zdroja, môže tento prípad nastať v bode kmitne prúdu s malým vstupným odporom na znak sériovej rezonancie alebo v bode kmitne napätia z konca antény na znak paralelnej rezonancie s veľkým vstupným odporom. Napájanie v strede dipólu, v kmitni prúdu, nazýva sa *prúdové napájanie*, kým napájanie pólu zasa *napäťové napájanie*.

Tieto vstupné rezistívne odpory sa navzájom líšia veľkosťou i povahou. Pri prúdovom napájaní zo stredu polvlnovej antény sa ako dôsledok sériovej rezonancie dostavuje malý vstupný odpor (asi 73 Ω), ktorý sa pri väčšej hrúbke anténového vodiča len nepatrne zmenšuje. No pri napájaní napätím z konca polvlnovej antény sa ako znak paralelnej rezonancie vyskytuje veľký vstupný odpor, ktorého hodnota sa silne viaže na priemer vodiča. Pritom vstupný odpor môže pri tenších vodičoch nadobudnúť hodnotu až 12 000 Ω, kým pri najhrubších asi 2000 Ω.

Aby sme si mohli predstaviť kolísanie vstupnej rezistancie pri rezonancii na hrúbke vodiča, uvádzame niekoľko výsledkov o hodnote rezistančnej zložky R_a vstupnej impedancie v mieste $\lambda/4$ a $\lambda/2$ do antény s označením R_{as} a R_{ap} :

ϱ/λ	M	Ω	R_{as}	R_{ap}
10^{-5}	25 000	21,63956	69,2	6480
10^{-4}	2 500	17,13435	68,2	4680
10^{-3}	250	12,42922	66,4	2240

Z tabuľky vidieť, že R_{as} v kmitni prúdu sa mení s mierou štíhlosti M len nepatrne, kým R_{ap} pri tej istej miere štíhlosti sa mení do prudko. Uvedené okolnosti majú svoj význam aj pri uspôsobovaní napájacieho vedenia na anténu.

Úvodom možno konštatovať, že anténa svojou vstupnou rezistívnou impedanciou tvorí zaťažovací odpor napájacej linky na ukončovacích svorkách, ktorý je buď malý pri sériovej rezonancii, alebo veľký pri paralelnej rezonancii.

Z hľadiska zaťažovacieho odporu možno hľadieť na napájaciu linku, akoby bola v skrate, a to pri pripojení do kmitne prúdu antény, alebo roztvorená, pri pripojení do kmitne napätia. Pritom sa, pravda, predpokladá rezonancia antény. Preto aj pre napájacie vedenie antén platia približne zákonitosti vyvodené pre idealizované vedenie zakončené rezistívnou záťažou, ktorú v tomto prípade predstavuje vstupná impedancia antény o týchto 3 možných ohmických hodnotách:

a) *Hodnota rezistívnej vstupnej impedancie antény* rádu niekoľko desiatok ohmov — pri dipóle 73 Ω — ktorá uzatvára napájacie vedenie do praktického skratu.

b) *Značná veľkosť vstupnej rezistivity antény* — 12 000 až 2000 Ω, podľa hrúbky vodiča — ktorá tvorí praktické roztvorenie napájacieho vedenia.

c) *Prispôsobovanie hodnoty vstupnej rezistivity* na úroveň vlnového odporu napájacieho vedenia, čo sa dosiahne buď priamo, alebo umelou cestou (prispôsobovacím článkom).

V prvých dvoch prípadoch vzniká na napájacej linke prevádzka so stojatou vlnou, ktorú môžeme zvládnuť len istými dĺžkami ladenej linky vhodne pripojenými väzbovými členmi. Posledný prípad charakterizuje prevádzka s postupnou vlnou. Nó dá sa ovládnuť, ale úpravou tej istej napájacej linky na linku hladkú, neladenú, pri ľubovoľnej dĺžke.

11.1 Spôsob pripojenia a úprava ladenej napájacej linky

Linka so stojatými vlnami sa pripojuje do stredu dipólu, ak sa na konci linky vytvorí kmitňa prúdu. Alebo sa linka pripojuje na koniec antény, ak sa na konci linky vytvorí kmitňa napätia.

Keď sa dĺžka napájača prispôsobí tejto požiadavke, bude dodávka výkonu do antény veľmi jednoduchá — pomocou vhodného väzbového článku, ktorý má byť zaradený do napájacej linky na správnom mieste. Najľahšie sa to uskutočňuje pri anténe odrezanej na rezonančný kmitočet pri jej rezonančných dĺžkach, t. j. pri celistvých násobkoch elektrických polvĺn. Pri rezonancii vzniká na anténe čisté stojaté vlnenie, ktoré v dôsledku odrazu od izolovaného konca antény vniká na napájaciu linku až ku svorkám väzbového článku, a takto vzniká kompaktný celok v obraze stojatých vĺn, ktoré sa tvoria na anténe i na napájači. Skrátka pokiaľ ide o napájanie, rozloženie prúdu či napätia, anténa a jej napájač tvoria jediný celok. Toto je kľúč na porozumenie napájacích pomerov, ktoré sa pri anténových systémoch utvárajú po pripojení ladenej linky bez ohľadu na to, či vlastná anténa je rezonantná, alebo nie, pretože prúd na konci

antény, v mieste izolátora, musí mať uzol, odtiaľ spätným smerom na $\lambda/4$ sa musí prejaviť kmitňa a na $\lambda/2$ zasa uzol prúdu atď. Má to význam napr. pre porozumenie napájacích pomerov pri niektorých špecialných vysielacích anténach. Pri výpočte elektrickej dĺžky treba postupovať s izolátorom od konca antény najprv po samotnej anténe, neskôr po *napájacej ladenej linke* smerom k zdroju až po prípojné svorky väzbového člena. Treba zdôrazniť, že väzbového člena možno umiestiť aj pomocou linkovej väzby, a to mimo miestnosti, kde vysielač a dĺžka vedenia nie sú závislé od napájača.

Typ použitého väzbového člena závisí od toho, či výkon chceme dostať do napájača v bode prúdovej kmitne, alebo v bode prúdového uzla. Ak anténový systém má takú dĺžku, že na konci napájača je uzol prúdu — resp. kmitňa napätia — použije sa ako väzbový člen pre vysielač paralelný ladiaci okruh, zatiaľ čo sériove ladený okruh sa používa na privedenie výkonu v bode kmitne prúdu.

Treba voliť takú dĺžku napájača, aby sa mohol použiť jeden alebo druhý väzbový člen. Keď to dĺžkove nevychádza, tu je najlepšie riešiť väzbu tak, že napájač vonku napneme, aby sa mohla pripnúť chýbajúca dĺžka, alebo to isté urobiť vo vysielacej miestnosti. Použiť tieto väzbové členy je nevyhnutné z hľadiska prispôsobenia vstupnej impedancie napájača vnútornému odporu zdroja, ktorý predstavuje väzbový člen. Vzhľadom na to, že pri štvrťvlnových dĺžkach napájača sa vyskytujú len rezistívne vstupné impedancie, možno na ich vstup za väzbového člena pripojiť len rezistívne sa správajúci zdroj, t. j. sériový alebo paralelný ladiaci okruh.

Pri dĺžkach napájača mimo celistvých násobkov $\lambda/4$, t. j. pri ľubovoľných dĺžkach vzniká popri rezistívnej zložke pri vstupnej impedancii napájača aj reaktančná zložka, ktorú treba vykompenzovať opačne pôsobiacou zložkou pri väzbovom člene. Pri malých odchýlkach od $\lambda/4$ možno prispôsobenie urobiť pripojením reaktančných členov k zvyčajným väzbovým členom, ako je to napr. pri napájani antény podľa G4ZU; väčšie odchýlky okrem tvrdošijných prípadov možno vykompenzovať väzbovým π členom Collinsovým, o ktorom bude reč neskôr. Je zrejmé, že s úpravou ladeného napájača je dosť starostí, lebo okrem vystihnutia potrebnej elektrickej dĺžky treba upraviť aj prispôsobovacie väzbové členy na vstupnú impedanciu napájača.

Dĺžka napájača závisí od spôsobu jeho pripojenia na anténu a od voľby väzbového člena. Spôsob pripojenia ladenej napájacej linky na anténu sa môže voliť podľa prístupnosti napájacieho bodu:

a) do kmitne napätia na konci antény,

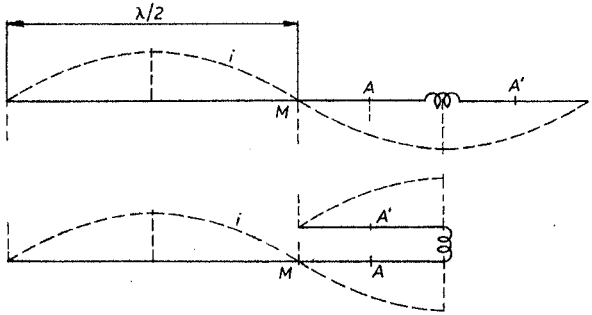
b) do kmitne prúdu uprostred antény,

podľa terénnych možností a podľa antény medzi domami. Treba priviesť napájač čo najkratšou cestou k vysielaču prípadne k väzbovému členu,

ktorý sa pri „ťažkých podmienkach" môže namontovať vodotesne vonku v teréne, pravda, s možnosťou doladovať pri zmene vlny o ±0,2 %, t. j. asi ±28 kHz pri 14 000 kHz.

Keď zmeníme spôsob napájania, zmení sa aj názov antény.

Ladená napájacia linka pripojená do kmitne napätia na koniec antény, ktorá sa nazýva *zepelinka.* Polvlnová časť jej antény — dipól — sa napája



Obr. 11-1. Napájanie polovlnovej Zeppelinovej antény skladanou polvlnovou časťou antény (napájačom)

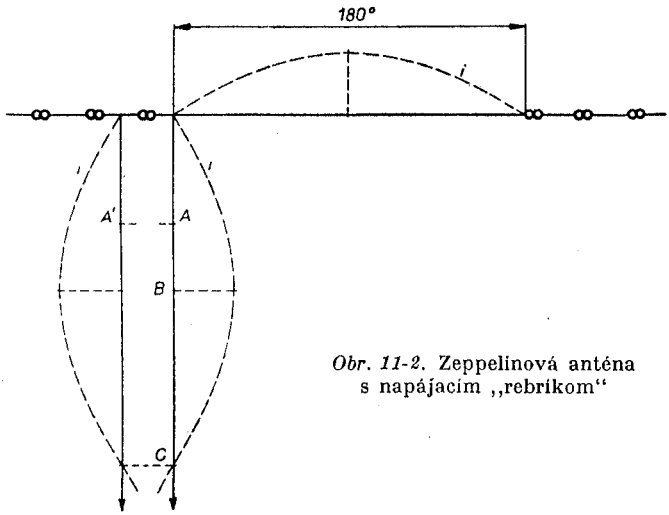
inou skladanou polvlnovou časťou, ktorá sa zlomí v kmitni prúdu, utvoriac tak Lecherov štvrťvlnový systém drôtov, ktorý slúži ako ladený napájač *(obr. 11-1).* Ide o to, že pri skladanej časti antény, t. j. pri napájači sa vyžarovanie pri súhlasných fázach protiľahlých bodov *A—A* z už známych dôvodov zruší. Otočením napájača do vertikálnej polohy sa po elektrickej stránke nič nezmení. Po jeho vystužení rozperkami — na každý meter dĺžky — dostaneme jeho známu podobu, ktorá sa medzi amatérmi NDR nazýva *„slepačí rebrík".*

Napájací „rebrík" vedie jedným drôtom na koniec antény a druhý drôt, na pohľad mŕtvy, vedie sa do prázdna medzi izolátory, ako je znázornené na *obr. 11-2.*

Aby sme porozumeli, prečo a ako treba symetrizovať napájací rebrík, treba sa bližšie oboznámiť s detailmi prúdového rozloženia. Ak je anténa rezonantná, uzol prúdu padne práve na dotykový bod napájača s anténou, kým bod uzla prúdu bude v bode *C* napájača vo vzdialenosti *λ/2* od zdroja.

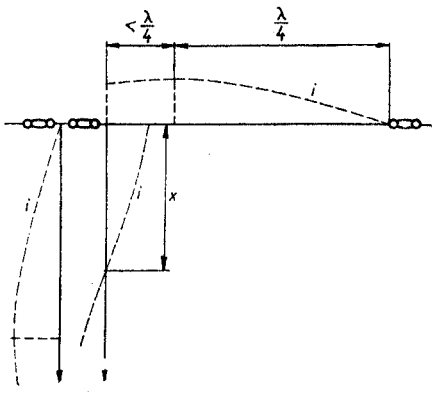
Keď sa na miesta vzdialené o *λ/4* — body *B* a *C*, *obr. 11-2* zapoja vhodné väzbové členy, prúd sa rozloží symetricky. V dôsledku symetrie prúdov sa magnetická zložka poľa zruší, zatiaľ čo elektrická zložka ktorá je v priestore medzi drôtmi, sama osebe nemôže vyžarovať. No prúdová

symetria nastane len vtedy, keď napájačové vodiče sú vedené v teréne symetricky, t. j. tak, aby kapacita každého metra dĺžky vodiča napájača bola rovnaká. Toto treba prísne dodržať.



Obr. 11-2. Zeppelinová anténa s napájacím „rebrikom"

Ak anténa nie je upravená na presný rezonančný kmitočet, napr. je príliš krátka, tu na objasnenie rozloženia prúdu treba začať počítať elektrickú dĺžku od izolovaného konca antény, kde sa musí utvoriť uzol a kmitňa prúdu $\lambda/4$ na anténe s ďalším uzlom prúdu už mimo antény, niekde na „živom" drôte napájača v istej vzdialenosti x od jeho prípojného bodu na anténu, ako je to zachytené na *obr. 11-3.* Treba poznamenať, že prúdová distribúcia na „mŕtvom" vodiči sa nijako nezmení, lebo uzol prúdu sa musí utvoriť znova na izolovanom konci mŕtveho vodiča.



Obr. 11-3. Prúdové rozloženie na Zeppelinovej anténe v prípade príliš krátkeho drôtu

Prirodzene, prúd sa po takomto posune nemôže stretnúť s rovnakou amplitúdou v protiľahlom vodiči napájača, a takto sa istá nevykompenzovaná časť

poľa vyžaruje a zväčša ju absorbujú uzemnené objekty v okolí napájača. Nesymetria prúdového rozloženia v protiľahlých bodoch napájacieho vedenia tejto antény zaviňuje zvýšenie strát. Správne nastavenie antény a napájača sa zabezpečí týmto spôsobom:

a) *nastavením antény do rezonancie* pri napájači upravenom na prevádzkový kmitočet;

b) *presným zistením elektrickej dĺžky* $n \cdot \frac{\lambda}{4}$ napájača pri odpojenej anténe, kde n vyplýva z druhu väzbového člena a je párne pri paralelnom a nepárne pri sériovom okruhu, čo vyplýva z prúdového rozloženia *(obr. 11-4)*.

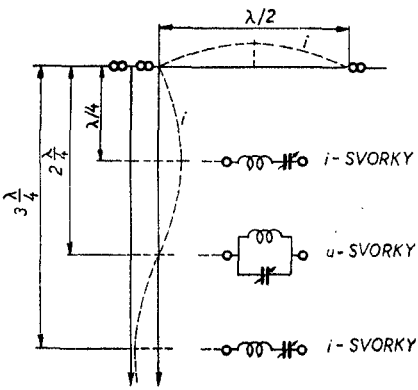
c) *symetrickým vedením napájacej linky* v horizontálnej rovine v rovnakej vzdialenosti oboch drôtov od uzemnených objektov.

Ako odstrániť nesymetriu zistí čitateľ v kapitole 14. pri stavbe antén. Nesymetria uvedená v bode c) sa dá odstrániť pomocou krížovacích rozpierok z kvalitného materiálu.

Ďalší spôsob napájania je napájanie do kmitne prúdu. Tu sa pozmení obraz prúdového rozloženia po napájači, lebo v jeho vstupných svorkách do antény sa musí objaviť kmitňa prúdu, ak na jej konci má vzniknúť uzol prúdu. Ak sa to dosiahne vhodne volenými dĺžkami napájača v dôsledku vzniku stojatých vĺn, je to dôkaz rezonancie celého systému, t. j. napájača s väzbovými členmi aj antény.

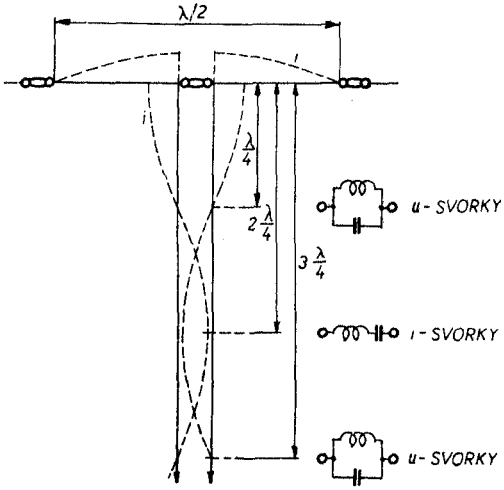
Za predpokladu, že polovice rezonančnej antény sú rovnaké, nastane dokonalá symetria stojatej vlny v protiľahlých bodoch napájača *(obr. 11-5)* ako pri Zeppelinovej anténe.

Teraz podľa *obr. 11-6* skúmajme, čo sa stane, ak anténa napájaná v strede bude príliš krátka. Uzly prúdu sa musia vždy utvoriť na izolovaných koncoch antény, a preto kmitne, vzhľadom na rovnaké dĺžky oboch polovíc antény, utvoria sa vždy na protiľahlých miestach napájača; nastane symetria, a to bez ohľadu na prevádzkovú frekvenciu, ba aj vtedy, keď anténa nie je v rezonancii. Hlavné tu je, aby v strede napájaná anténa celým svojím napájacím okruhom tvorila rezonančný systém. Tým sa zásadne líši od zeppelinovej antény.



Obr. 11-4. Elektrické dĺžky napájača Zeppelinovej antény pre pripojenie väzbových členov s prúdovými a napäťovými svorkami

Z toho dôvodu sa prúdové napájanie antény považuje za lepšie než napäťové, lebo na napájacom vedení je vždy symetria bez ohľadu na to, či je anténa dlhá alebo krátka. Podmienkou však je, aby obe polovice mali tú istú geometrickú dĺžku. Oproti Zeppelinovej anténe sa líši aj tým, že prúdom budená anténa tvorí pri každej frekvencii dobrý žiarič za predpokladu, že sa dĺžka ladeného napájača prispôsobí zmene vlnového pásma.



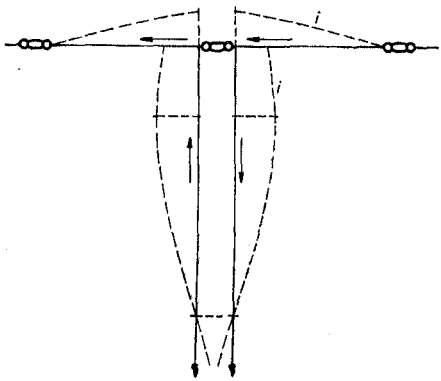
Obr. 11-5. Napájanie rezonančnej dĺžky dipólu ladenými napájačmi o elektrických dĺžkach vhodných pre pripojenie väzbových členov s prúdovými a napäťovými svorkami

Použiť väzbový člen je jednoduché. Na *obr. 11-5* treba vyhľadať miesta kmitne prúdu vhodné na pripojenie väzbového člena s prúdovými svorkami, alebo miesta uzla prúdu, na ktoré neskoršie pripojíme väzbový člen s napäťovými svorkami; po uvážení umiestniteľnosti tej-ktorej dĺžky volíme dĺžku napájača.

Môžeme si zapamätať pravidlo pre utváranie dĺžky napájača pri rezonančných anténach napájaných prúdom.

Dĺžky napájača treba voliť v párnych násobkoch elektrických štvrťvĺn, *ak sa má* v bodoch *B—B' (obr. 11-5) pripojiť sériový okruh* s prúdovými napájacími svorkami.

Dĺžky napájača volíme v nepárnych násobkoch elektrických štvrťvĺn, *ak sa má pripojiť* väzbový *paralelný okruh* s napäťovými svorkami v bodoch *A—A'* a *D—D' (obr. 11-5).*



Obr. 11-6. Napájanie mimorezonančnej presne rozdelenej dĺžky dipólu ladenými napájačmi

Elektrická štvrťvlna sa vypočíta pomocou vzorca $75/f_{[MHz]m}$; na geometrickú

štvrťvlnu sa premení vynásobením rýchlostným činiteľom V, ktorý pre vzdušnú dvojlinku je $V = 0{,}97$ až $0{,}98$. Ak nejaká dĺžka nevychádza ako v polohe $C-C'$ *(obr. 11-5)*, doplníme ju na štvrťvlnu skrátením napájacieho vedenia alebo predĺžením ako pri Zeppelinovej anténe, resp. použijeme Collinsov symetrický článok π ako väzbového člena. *Treba teda dať prednosť rezonančným anténam*, a to pre jednoduchosť návrhu dĺžok napájačov podľa uvedeného pravidla, lebo pri nerezonančných anténach dĺžky žiariča a napájača majú pri geometrickom vyčíslení odlišné V, a preto je ťažšie vyčísliť geometrickú dĺžku napájača so stojatou vlnou v metroch. Pre lepšiu symetričnosť má sa dať prednosť anténe napájanej v strede pred Zeppelinovou anténou. Pre svoju prístupnosť je však Zeppelinova anténa obľúbená.

Pri dipóle sme sa už v hlavných črtách oboznámili so spôsobom pripojenia a úpravy napájacej ladenej linky, no problém treba osvetliť aj z hľadiska liniek neladených.

11.2 Spôsob úpravy a pripojenia neladenej napájacej linky

Pripojenie neladenej napájacej linky k dipólu sme už v základných črtách vysvetlili v časti o rezistívnej záťaži napájača.

Tu sa zaťažovací odpor o hodnote vlnového odporu napájača prenesie priamo na svorky zdroja ako vstupný odpor $Z_v = Z_0$ v plnej hodnote. Pri tomto prispôsobení záťaže R_z vlnovému odporu napájača Z_0 bude sa napájať postupným vlnením a zvlnený priebeh prúdu a napätia sa vyhladí, aby vymizli stojaté vlny. Pre túto vlastnosť sa linka nazýva *hladká*.

Keď hovoríme *prispôsobenie odporov*, myslíme tým vyrovnanie odporových hodnôt, t. j. zaťažovacieho odporu R_z s vlnovým odporom vedenia.

Pripnutím napájača na anténu stáva sa vstupná rezistancia antény zaťažovacím odporom napájacieho vedenia a z toho vyplýva požiadavka prispôsobenia, t. j. nevyhnutnosť rovnosti vlnového odporu napájacieho vedenia s rezistívnou hodnotou vstupnej impedancie R_a antény čiže $Z_0 = R_a$. Ako dôsledok tohto dokonalého prispôsobenia aj vstupná impedancia napájacieho vedenia bude mať hodnotu $Z_v = R_a$. To sa prejaví priamo na svorkách zdroja ako jeho zaťažovací odpor, ktorý sa zmenou dĺžok vedenia nezmení, zostane rovnaký, a to v hodnote R_a, ak vlnový odpor vedenia prispôsobíme hodnote R_a. Pritom prúd a napätie pre každú dĺžku vedenia budú dané výrazom:

$$I = \sqrt{\frac{P}{R_a}} \quad \text{a} \quad U = \sqrt{PR_a}$$

kde obe hodnoty sú popri výkone aj funkciou vstupnej rezistancie antény, vzhľadom na podmienku prispôsobenia $Z_0 = R_a$. Pritom sa, pravda,

predpokladá dokonalé prispôsobenie pre pomer stojatých vĺn $r_s = 1$.

Pri nedokonalom prispôsobení miera stojatých vĺn sa pohybuje v rozmedzí $1 < r_s < 2$ a pôvodne rezistívny vstupný odpor sa zmení na komplexný výraz

$$Z_v = R_v + jX_v$$

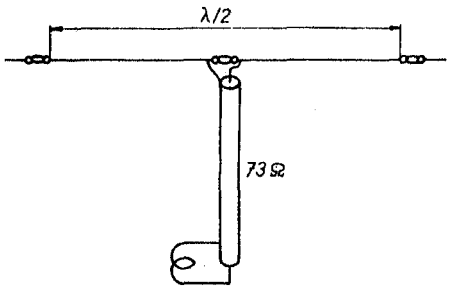
ktorý sme dôkladne rozobrali v 6. kapitole.

Pre amatérsku prevádzku postupnými vlnami je dôležité si zapamätať:

Polvlnová dĺžka neladeného napájača je vhodná po pripojení na anténu na odmeranie rezistívnej vstupnej impedancie každej rezonančnej antény, lebo na jej vstupných svorkách sa pri ľubovoľnom pôsobení a s ľubovoľným vlnovým odporom napájača objaví vstupná impedancia linky v rezistívnej zložke

$$R_{v\lambda/2} = \frac{Z_0}{r_s} = \frac{Z_0}{Z_0/R_a} = R_a$$

a teda v hodnote vstupnej rezistivity antény. Po overení polvlnovej dĺžky tohto *opakovača záťaže* možno pomocou vhodného mostíka odmerať vstupnú rezistanciu antény, pravda, spolu so skinovým odporom.



Obr. 11-7. Napájanie dipólu postupnými vlnami cez koaxiálne napájacie vedenie s vlnovým odporom 73 Ω

Samo pripojenie neladenej linky na anténu a jej úprava sa môžu podľa voľby amatéra vykonať

a) dvojvodičovou linkou,

b) jednovodičovou linkou,

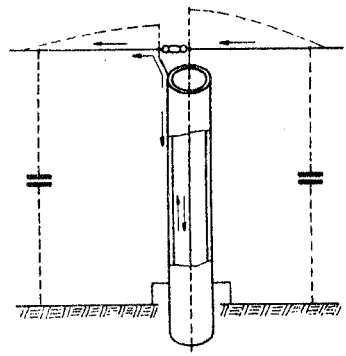
a to do kmitne prúdu o malej vstupnej rezistancii alebo do kmitne napätia o veľkej rezistancii.

Dvojvodičové neladené napájače sa s obľubou zapojujú priamo do kmitne prúdu dipólu. Vzhľadom na vstupnú rezistanciu rovnú asi 73 Ω sa ako 2-vodičový napájač volí koaxiálny kábel o vlnovom odpore od 50 do 120 Ω. Pripojením takéhoto koaxiálneho kábla vznikne veľmi jednoduchá konštrukcia antény, ktorá je znázornená na *obr. 11-7.* Má pomerne dobré prispôsobenie koaxiálneho kábla s mierou prispôsobenia $r_s = Z_0/R_a$; toto prispôsobenie závisí od vstupnej rezistancie R_a antény, ktorá, ako vieme, závisí od jej mernej výšky nad zemou. Keď máme koaxiálny kábel o vlnovom odpore rádu 73 Ω, potom výšky dipólu $0{,}5\lambda$ sú vhodné pre DX komunikáciu, kým výšky $0{,}75\lambda$ pre DX komunikáciu a bližšie spoje. Pri

určovaní rozmerov polvlnového dipólu má hlavnú úlohu rýchlostný koeficient V, ktorý závisí od vlnového odporu antény a od jalovej zložky vstupnej impedancie pri elektricky polvlnových dĺžkach. Táto impedancia je tiež funkciou nadzemnej výšky antény. (Na konci tejto state sú údaje o rozmeroch dipólu pre každé pásmo a pre rôzne merné výšky dipólu, ktoré sa v amatérskej praxi používajú.)

Nevýhodou priameho pripojenia koaxiálneho kábla na anténu je, že vzhľadom na nerovnaký útlm na vnútornom drôtovom a vonkajšom plášťovom vodiči vzniká nesymetria, takže plášťom tečú vyrovnávacie prúdy a polovica dipólu pripojená na živý vodič vyžaruje silnejšie než druhá, ktorá je pripojená na plášť.

Vyžarovací diagram sa teda v lalokoch natočí k tej polovici dipólu, ktorá vo vyžarovaní zaostáva *(obr. 11-8)*.



Obr. 11-8. Nesymetria prúdového rozloženia po dipóle, vyvolaná vyrovnávacími prúdmi vo vonkajšom plášťovom vodiči pri použití koaxiálneho vedenia ako napájača

Tento jav „škúlenia" lalokov možno odstrániť predĺžením tej polovice antény, ktorá je pripojená na plášť, alebo použitím nejakého symetrizačného člena podľa *obr. 8-9* až *8-13*, príp. upustíme od používania koaxiálneho kábla ako asymetrického napájača a použijeme symetrickú dvojlinku. Ako dvojlinku treba vybrať ploský pásikový kábel o vlnovom odpore asi 75 Ω, a keď ho nedostaneme, uspokojíme sa 2 kusmi pásikového kábla s polyetylénovou izoláciou, ako je znázornené v *tab. 7-2*, ktoré paralelne zapojené dávajú vlnový odpor 142,5 Ω.

Pri predpokladanej vstupnej rezistancii antény $R_a = 71\ \Omega$ bol by PSV ešte v prípustnej hodnote $r_s = Z_0/R_a = 142{,}5/71 \doteq 2$ a mohla by vzniknúť dokonale hladká linka po pripojení skratovaného kýpťa dĺžky $y_s = 0{,}152$ do elektrickej vzdialenosti $(0{,}25 + 0{,}152)\ \lambda = 0{,}402\lambda$ od antény na napájacej linke, alebo po pripojení otvoreného kýpťa s elektrickou dĺžkou $y_0 = 0{,}098\lambda$ do elektr. vzdialenosti $(0{,}25 - 0{,}098)\ \lambda = 0{,}152\lambda$ od tej istej antény na linke. Tieto elektrické dĺžky treba premeniť na geometrické podľa vzťahu $l_g = l_{el}V$. Pri použití kýpťov z toho istého pásikového kábla máme $V = 0{,}82$. Elektrické dĺžky a vzdialenosti pre kýpte sa čerpali z *tab. 8-1* pre $r_s = 2$. Prispôsobenie možno riešiť len pri známej hodnote vstupnej rezistivity antény R_a a pri známom vlnovom odpore napájacieho vedenia Z_0. Veľkosť týchto veličín možno určiť priamo meraním a z nich vypočítať hodnotu PSV.

Dvojvodičové neladené napájače sa niekedy pripínajú aj na koniec

antény do kmitne napätia, tam, kde je vysoká vstupná rezistancia (2400 až 12 000 Ω), podľa hrúbky žiariča. Tu priame pripojenie na drôtový dipól nemá praktický význam, lebo by sa museli vyhotoviť napájače s veľkým odstupom vodičov, čo by viedlo k vyžiarovaniu napájača.

No je to možné pri vodičoch, ktorých priemer presahuje $0{,}02\lambda$, lebo ich vstupná rezistancia v kmitni napätia je asi 1200 Ω. Pre amatérske pásma by boli potrebné 2 až 4 m priemery vodiča, preto sa len elektrický valcovitý tvar vodiča napodobňuje pomocou väčšieho počtu drôtov prispájkovaných z 2 strán na kotúče z hrubého drôtu (do tvaru klietky). Pretože priestor valca nie je vyplnený, pri tomto elektrickom napodobení klesne priemer z pôvodnej hodnoty pri klietke označenej D_d na účinný priemer

$$D_u = D_d \sqrt[n]{\frac{nd}{D_d}}$$

kde n značí počet drôtov priemeru d použitých na zostrojenie vzdušného valca priemeru D_d. Priemer klietky sa volí $D_d = 1{,}0$ až $1{,}2$ m s počtom vodičov $n = 4$ až 8 o hrúbke $d = 2$ až 3 mm. Vstupná rezistancia v kmitni napätia je asi 300 až 500 Ω, a preto navrhnúť neladený napájač s priamym vstupom je jednoduché. Vlnové odpory tohto druhu sa tiež ľahko realizujú aj dvoma drôtmi.

Vstupný odpor v kmitni napätia sa vypočíta ľahko, lebo ho možno považovať za rezistanciu prenesenú z miesta kmitne prúdu v hodnote R_a na miesto, kde je utvorená kmitňa napätia, a to o štvrťvlnu ďalej po anténe. Preto možno použiť známy vzťah z teórie štvrťvlnového transformátora

$$Z_0^2 = R_{ap} R_a$$

kde R_{ap} znamená vstupnú rezistanciu v kmitni napätia, R_a vstupnú rezistanciu v kmitni prúdu a Z_0 vlnový odpor štvrťvlnovej dĺžky na anténe. Na výpočet vstupnej rezistancie v kmitni napätia sa použijú vzorce:

$$R_{ap} = \frac{Z_0^2}{R_a}; \quad Z_0 = 60\,(\ln 2M - 1); \quad M = \frac{\lambda/2}{D_u}$$

ktorými sa prispôsobenie vyrieši, lebo vlnový odpor neladeného napájača pripojeného do kmitne napätia sa musí rovnať vstupnej rezistancii na tomto mieste, t. j. hodnote R_{ap}.

Tento dipól objavil sovietsky vedec Nadenenko, a preto sa označuje jeho menom. Má vynikajúcu širokopásmovosť. Používa sa všade tam, kde prevádzka vyžaduje zmenu frekvencie, teda v námornej službe a pri rôznych výpravách. Pre amatérsku prácu sa však nehodí pre veľkú spotrebu materiálu.

Príklad

Treba navrhnúť prispôsobenie pre Nadenenkov dipól k neladenému napájaču s pripojením do kmitne napätia pri priemere konštrukcie $D_d = 1{,}2$ m a pri počte $n = 8$ drôtov hrúbky $d = 3$ mm pre prevádzkovú frekvenciu 7,05 MHz ($\lambda = 42{,}553$ m).

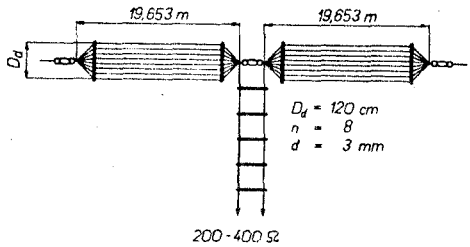
Účinný priemer valcovitej klietky $D_u = D_d \sqrt[n]{\frac{nd}{D_d}} = 1{,}2 \sqrt[8]{\frac{8{,}3}{1200}} =$ $= 0{,}73588$ m a hodnota $M = \frac{21{,}276}{0{,}73588} = 28{,}9121$ poskytujú hodnotu pre $Z_0 = 60(2 \ln 2M - 1) = 60(\ln 57{,}8242 - 1) = 60(4{,}05741 - 1) =$ $= 183{,}4446\ \Omega$ a z hodnoty $Z_0 = 183{,}4446\ \Omega$ po dosadení $R_a = 62{,}8998\ \Omega$ získanej interpoláciou z *tab. 10-2* pre $M = 28{,}9121$ možno zistiť aj

$$R_{ap} = \frac{Z_0^2}{R_a} = \frac{183{,}4446^2}{62{,}8998} = 535{,}008 \sim 535\ \Omega$$

Takýto odpor je teda potrebný pre určenie hodnoty vlnového odporu neladeného napájača podľa vzťahu $Z_f = R_a$. Vlnový odpor veľkosti $Z_f = 535\ \Omega$ sa dá ľahko realizovať symetrickou dvojdrôtovou vzdušnou linkou o pomere $a/d = 43$ podľa *tab. 7-1.*

Dĺžkové rozmery sa u Nadenenkovho dipólu určia ľahko, lebo zavedením účinného priemeru D_u sa premení na normálny dipól hrúbky D_u, a tak pri použití *tab. 10-3* pre argument $M = 28{,}9121$ možno interpoláciou zistiť Hallénov rýchlostný koeficient $V_H = 0{,}92372$, pomocou ktorého sa zistí geometrická dĺžka $l_g = \frac{\lambda}{2V} = 21{,}276 \cdot 0{,}92372 = 19{,}653$ m (platí pre volný priestor). Vypočítané rozmery sú na *obr. 11-9.*

Nakoľko tento typ dipólu nie je chúlostivý na dĺžkové rozmery meniace sa s výškou antény, stačí ho dimenzovať pre prázdny priestor. Vráťme sa však k rozoberanej téme.

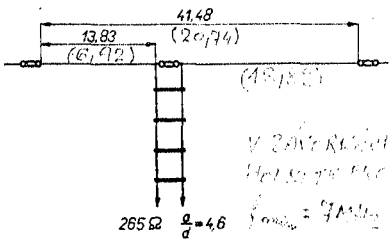


Obr. 11-9. Nadenenkov dipól pre mohopásmovú prevádzku 28 až 7 MHz

Pri dvojramennej napájacej neladenej linke sa napájač pre univerzálne uspôsobenie na prácu na všetkých harmonických pásmach *posunuje približne do tretiny dĺžky antény.* Takto sa zámerne dĺžkou upravuje na 41,48 m, aby sa v bode zaradenia napájacej linky na 13,83 m od jedného konca prejavila vstupná impe-

dancia 265 Ω, pre ktorú treba prispôsobiť neladenú linku *(obr. 11-10)*.

Táto hodnota vstupnej impedancie sa dosiahne pri všetkých rezonančných kmitočtoch (3,45—7,0804—14,3451—21,6077— a 28,8351 MHz) tejto harmonickej antény. Má len rezistívnu hodnotu, lebo pri takomto spôsobe napájania jalová zložka zmizne. Po pripojení neladenej symetrickej vzdušnej linky o vlnovom odpore 265 Ω sa bude dodávať energia v každom harmonickom pásme postupným vlnením pri ľubovoľnej dĺžke napájača, no s istou výhradou. Výhodnejšie je pripojiť symetrický 4-drôtový napájač, lebo pri úprave vodičov do rohov štvorca nie je taký chúlostivý na rozladovanie vlnového odporu vetrom (pri S/d = = 28, podľa *obr. 7-4*) ako obyčajný vzdušný dvojvodič s $a/d = 4{,}6$ *(tab. 7-1)*.



Obr. 11-10. Univerzálne dvojlinkové prispôsobenie na 265 Ω vstup do harmonickej antény v dĺžke 41,48 m pre umožnenie mnohopásmovej prevádzky

Malá nezrovnalosť rezonančných frekvencií s prevádzkovým kmitočtom na pásme 3,5 a 14 MHz sa prejaví zväčšením PSV v miere prípustnosti. Príčinu tejto nezrovnalosti sme osvetlili v kapitole o harmonických anténach.

Opísaná anténa pôsobí ako polvlnový dipól len na pásme základnej harmonickej frekvencie, t. j. na pásme 3,5 MHz, kým na ostatných pásmach pôsobí ako harmonická anténa s pomerne dobre prispôsobeným napájačom, ktorý sa pre svoju možnosť prevádzky na všetkých pásmach musí excentricky vysunúť, aby prispôsobenie približne sedelo. Neskôr uvedieme aj príčinu, prečo sa musí napájač excentricky umiestniť v dôsledku mnohopásmovej prevádzky antény.

Pri centrickom umiestnení neladeného napájača môže nastať dokonalé prispôsobenie len pri základnej frekvencii a je vyhovujúce len pri každej nepárnej harmonickej. Vtedy sa pre malú vstupnú rezistanciu prispôsobenie môže uskutočniť len s napájačom o nízkom vlnovom odpore, to jest koaxiálnym káblom.

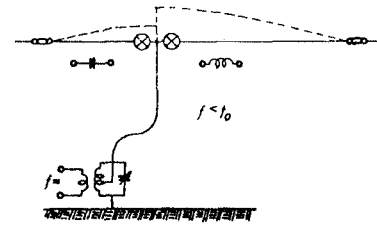
Ak sa takto prispôsobená anténa vybudí párnou harmonickou, prispôsobenie sa pokazí, lebo vstupná rezistancia dosiahne veľkú hodnotu, asi 5000 Ω, no vlnový odpor napájača zostáva nezmenený. Dostaneme PSV o hodnote $r_s = \frac{5000}{73} \sim 70$, takže napätie na napájači by okrem zvýšených dielektrických strát vyvolalo aj nebezpečenstvo prierazu. Preto sa musí hľadať také miesto na anténe, kde vstupná impedancia sa pri

harmonickom pomere budiacich frekvencií nezmení a tvorí hodnotu prispôsobiteľnú pre vzdušné linky.

Toto miesto sa aj našlo. Je ním bod v jednej tretine anténovej dĺžky, kde najbližší uzol prúdu je vzdialený o 0,167λ na základnej aj ostatných harmonických. Keby vyžarovací odpor nevzrástol vyšším rádom harmonických, prispôsobenie by bolo dokonalé na všetkých pásmach, ale pri konštantnom vlnovom odpore napájača PSV pri prevádzke postupnými vlnami sa zhoršuje na vyšších harmonických pásmach.

Pripojenie jednodrôtovej neladenej linky do tretiny anténovej dĺžky.

Zdalo by sa, že pre veľký rozptyl elektrického poľa jednodrôtového napájača sa anténa málo používa. No nie je to pravda, lebo pre jednoduchosť je veľmi rozšírená a známa pod menom „*excentrická hertzka*" čiže „*windom anténa*" podľa amatéra, ktorý ju spopularizoval. Spomenutý jednodrôtový napájač (prívod antény) treba viesť aspoň na dĺžku $\lambda/4$ kolmo od antény, lebo ináč v ňom anténa indukuje prúd, ktorý vyvolá neželané sekundárne vyžarovanie, čo skresľuje horizontálnu vyžarovaciu charakteristiku.



Obr. 11-11. Zisťovanie rezonančného kmitočtu antény Windom

Správny bod pripojenia sa nachádza na $\lambda/6$ až $\lambda/7$ od konca antény a treba ho určiť pokusom *(obr. 11-11)*.

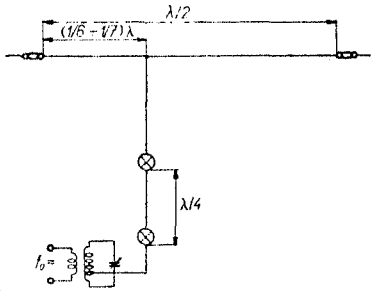
Najprv sa zistí rezonančný kmitočet, a to tak, že približne do jednej tretiny antény sa pripojí prívod a pozoruje sa svit 2 žiarovčičiek zapojených tesne za prívod do oboch vetiev antény. Pri istej frekvencii žiarovčičky zasvietia rovnako, čo svedčí o rezonancii. Vtedy sa z hľadiska napájača v každom mieste antény prejaví len rezistívna zložka vstupnej impedancie. Predĺžením alebo skrátením antény sa usilujeme dosiahnuť rezonanciu na pásme 3500 kHz v 80 m. Ešte výhodnejšie je dosiahnuť rezonanciu mimo pásma, asi na 3450 kHz, aby vyššie rezonančné kmitočty nepadli mimo príslušného harmonického pásma. Preto sa dáva prednosť anténe dlhej 41,48 m vo výške 20 m nad zemou.

Po nastavení anténovej rezonančnej dĺžky sa treba vyrovnať s problémom prispôsobenia. Na anténe nájdeme taký bod, kde vstupná rezistancia sa rovná vlnovému odporu použitej jednodrôtovej linky. Skúsenosť učí, že 1,5 mm hrubý prívodný drôt má v prevádzkovej polohe vlnový odpor asi 600 Ω; závisí to od spôsobu lomu k anténe a od blízkosti uzemnených objektov. Aby sa zväčšila vstupná rezistancia antény na úroveň 600 Ω, treba použiť 2× hrubší drôt, t. j. 3 mm.

O správnosti vyhľadania prípojného bodu napájača k anténe treba sa

presvedčiť metódou vymiznutia stojatých vĺn po napájači. Za tým účelom sa na začiatok prívodu pripojeného k väzbovému členu *(obr. 11-12)* vradí malá žiarovka a na $\lambda/4$ ďalšia. Po vybudení vysielačom sa prípojný bod posunuje k anténe prípojnou svorkou tak dlho (pravda, po spustení a opätovnom vytiahnutí antény), kým obe žiarovky napájača nesvietia rovnako silne. Pri dĺžke antény 41,48 m z 3 mm drôtu treba prívod z drôtu hrubého 1,5 mm posunúť na 13,80 m od jedného konca pri výške antény 20 m. Rezonančné frekvencie sú približne rovnaké ako predtým.

Pokiaľ ide o väzbu tejto antény na vysielač, tu treba medzi napájaciu linku a kmitací okruh koncového stupňa vysielača zaradiť väzbový medziokruh, naznačený na *obr. 11-12*, a linku pripojiť k takému počtu závitov, aby sa cievka ako zdroj javila z hľadiska napájača ako 600 Ω impedancia. Prejaví sa to maximálnym svitom žiaroviek. Medziokruh je potrebný preto, aby zabránil vnikaniu harmonických frekvencií z kmitacieho okruhu vysielača do antény a aby anténa nevyžarovala súčasne na viacerých harmonických pásmach. Ak je vysielač ďalej od anténového prívodu, treba pre prívod k väzbovému medziokruhu použiť linkovú väzbu, aby na vlnovom odpore napájača nemohla nastať zmena.



Obr. 11-12. Vyhľadanie správneho pripojeného bodu napájača k anténe Windom pomocou indikácie zmiznutia stojatých vĺn po napájači

Táto mnohopásmová windom anténa pracuje na 3,5 MHz ako polvlnová anténa s hlavnými smermi žiarenia kolmo na drôt, na 7 MHz pásme ako celovlnová anténa so 4 lalokmi sklonenými na 55° k drôtu antény, na 14 MHz ako 2λ dlhá s vyžarovaním prevažne do smeru 37° k drôtu, na 15 m ako 3λ dlhá so sklonom 30° a na 10 m pásme ako 4λ s vyžarovaním na 25° k anténovému drôtu. So zväčšujúcim sa počtom polvĺn sa po drôte objavujú aj menšie laloky, ktoré ju robia prakticky mnohosmerovou, lebo nuly nemá celkom potlačené. Touto anténou možno vo výške 20 m dosiahnuť vyhovujúce výsledky aj pre DX prácu, hoci prispôsobenie okrem základnej a druhej harmonickej je kompromisné. Kľúčom k dobrým výsledkom je, pravda, nastavenie rezonancie a správne prispôsobenie. V 20 m výške už vplyvy okolia nepôsobia, a preto ju možno postaviť podľa uvádzaných dimenzií bez nastavovania.

Prispôsobenia napájacej linky možno upraviť najviac na 2 pásma.

11.3 Spôsob prispôsobenia pomocou štvrťvlnového kýpťa

Teóriu kýpťa sme už prebrali v kap. 8 (transformačný $\lambda/4$ úsek). Takýto úsek, tzv. „*Q člen*", sa zaraďuje medzi neladenú napájaciu linku a medzi vstupné svorky antény. Anténa sa takto dostáva na výstupné svorky *Q* člena, kým neladený napájač na vstupné svorky.

Takto vhodnou voľbou vlnového odporu *Q* člena ako transformátora možno v zmysle rovnice

$$Z_t = \sqrt{Z_f R_a}$$

pretransformovať rezistanciu antény R_a na hodnotu vlnového odporu napájača Z_f. Pomocou tohto *Q* člena sa transformujú nízke rezistancie anténových vstupov na vlnové odpory napájačov okolo 600 Ω a vysoké rezistancie v kmitniach napätia 2000 až 5000 Ω na úroveň nízkych vlnových odporov koaxiálnych napájacích liniek, a to vždy preto, aby sa zabezpečila prevádzka postupnými vlnami.

Umiestenie Q člena o štvrťvlnovej elektrickej dĺžke do kmitne prúdu žiaričov.

Tu sa transformuje nízka rezistancia žiaričov hodnoty 8 až 120 Ω na vlnový odpor neladených liniek, ktorý sa volí obyčajne 600 Ω.

Príklad

Treba riešiť prispôsobenie v strede napájaného polvlnového dipólu o rezistancii $R_a = 73{,}2\ \Omega$ pomocou štvrťvlnového prispôsobovacieho úseku vlnovému odporu neladeného napájača o hodnote $Z_f = 600\ \Omega$.

Prispôsobovací štvrťvlnový *Q* člen musí dostať pre svoj vlnový odpor hodnotu

$$Z_t = \sqrt{Z_f R_a} = \sqrt{600 \,.\, 73{,}2} = \sqrt{43920} = \sqrt{4{,}392} \,.\, 10^2 = 209{,}57\ \Omega$$

čo sa dosiahne pomerom $a/d = 2{,}92$ podľa *tab. 7-1.*

Príklad

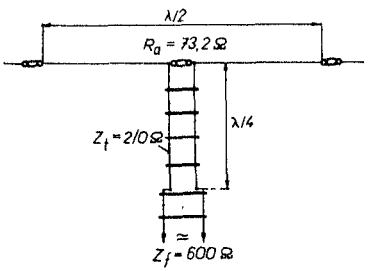
Po pripojení vzdušnej linky o vlnovom odpore 600 Ω na predchádzajúci dipól bol na dipóle nameraný PSV o hodnote $r_s = 8{,}20$. Treba vypočítať vlnový odpor príslušného *Q* člena:

$$Z_t = \sqrt{Z_f R_a} = \sqrt{Z_f \frac{Z_f}{r_s}} = \frac{Z_f}{\sqrt{r_s}} = \frac{600}{\sqrt{8{,}2}} = \frac{600}{2{,}86} = 210\ \Omega$$

Teda v hraniciach presnosti nameraného r_s vyšiel nám ten istý Z_t ako v predošlom prípade.

Spôsob pripojenia tohto Q člena a vypočítané hodnoty sú znázornené na *obr. 11-13.*

Jednoduchý spôsob pripojenia Q člena do stredu polvlnovej antény nadobúda význam len pri jej vybudení základnou príp. ďalšou nepárnou harmonickou, napr. treťou. V uvedenom prípade prevádzky treťou harmonickou sa z člena $\lambda/4$ stane člen $\frac{3}{4}\lambda$, ktorý zasa spĺňa svoju transformačnú funkciu, a to jednak pre svoju dĺžku $\frac{3}{4}\lambda$, dávajúcu ten istý transformačný pomer, jednak preto, že v bode výstupu z Q člena sa opäť javí kmitňa prúdu, pravda, pri väčšej rezistancii. Presnosť prispôsobenia bude pre vzrast rezistancie čiastočne porušená, ale zato anténa bude spĺňať svoju úlohu.



Obr. 11-13. Prispôsobenie vlnového odporu napájača vstupnému odporu antény pomocou štvrťvlnového Q člena

No pri budení druhou harmonickou zlyháva prispôsobenie, a to preto, lebo na výstup Q člena sa dostane kmitňa napätia s vysokou vstupnou rezistanciou, ktorá sa prenáša v plnej hodnote ako vstupný odpor na vstup Q člena, čo vyvolá zmenu pôvodnej dĺžky na $\lambda/2$. Tým sa, pravda, vyvolá vysoká hodnota PSV, vznikajú straty a hrozí nebezpečenstvo prierazu kábla prepätím. Z uvedeného dôvodu prispôsobenie pôvodne upravené na základnej harmonickej Q členom zlyháva na každej párnej, a preto ho nemožno použiť pre mnohopásmovú prevádzku.

Ako to bude, ak sa štvrťvlnový Q člen pripojí na kmitne napätia? Možno ho použiť aj pre mnohopásmovú prevádzku? Pri umiestení štvrťvlnového transformačného úseku, t. j. člena Q, do kmitne napätia s rezistanciou o hodnote $R_{ap} \doteq 5000\ \Omega$ nie je možné pripojenie napájacej vzdušnej linky ani pri najnižšej hodnote vlnového odporu $Z_f = 300\ \Omega$, lebo pre vlnový odpor člena Q vychádza hodnota

$$Z_t = \sqrt{Z_f R_{ap}} = \sqrt{300 \cdot 5000} = \sqrt{1{,}5 \cdot 10^3} = 1230\ \Omega$$

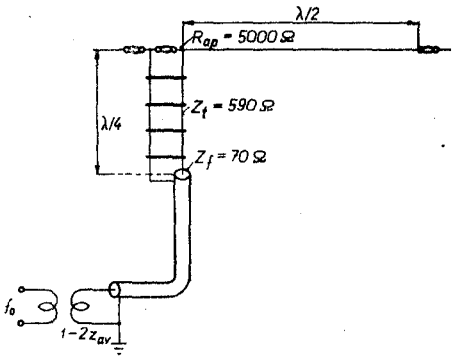
ktorá je pre konštruktívne vyhotovenie príliš vysoká.

No je možné vysokú rezistanciu z kmitne napätia antény transformovať na vlnový odpor napájačov hodnoty 50 až 120 Ω pri použití Q člena o vlnovom odpore

$$Z_t = \sqrt{Z_f R_{ap}} = \sqrt{70 \cdot 5000} = \sqrt{0{,}35 \cdot 10^3} = 590\ \Omega$$

ktorý možno ľahko realizovať pomerom $a/d = 38{,}3$ podľa *tab. 7-1.* Takým spôsobom možno pri dokonalom prispôsobení riešiť jednopásmovú prevádzku polvlnovej antény, dipólu, keď stred antény nie je vzhľadom na miestnu dislokáciu prístupný.

Na *obr. 11-14* je znázornené takéto prispôsobenie z konca napájaného dipólu na vlnový odpor koaxiálneho kábla 70 Ω pomocou 590 Ω Q člena. Výhodou takéhoto vyhotovenia je, že odpadá potreba laděného väzbového člena, lebo impedancia 70 Ω dá sa realizovať pri „pohľade" späť na vysielač pomocou väzbovej cievočky z nikoľkých závitov. Aby sa zamedzilo rušenie televízie, treba pripojiť dolnopriepustné filtre, urobené hoci z kýpťov, ako je uvedené v kap. 8 pri elektrických lineárnych filtroch.



Obr. 11-14. Prispôsobenie z konca napájaného dipólu vlnovému odporu koaxiálu pomocou štvrťvlnového Q člena

Takto si pomáhajú vysielací amatéri aj pri prispôsobovaní žiaričov Beam antén.

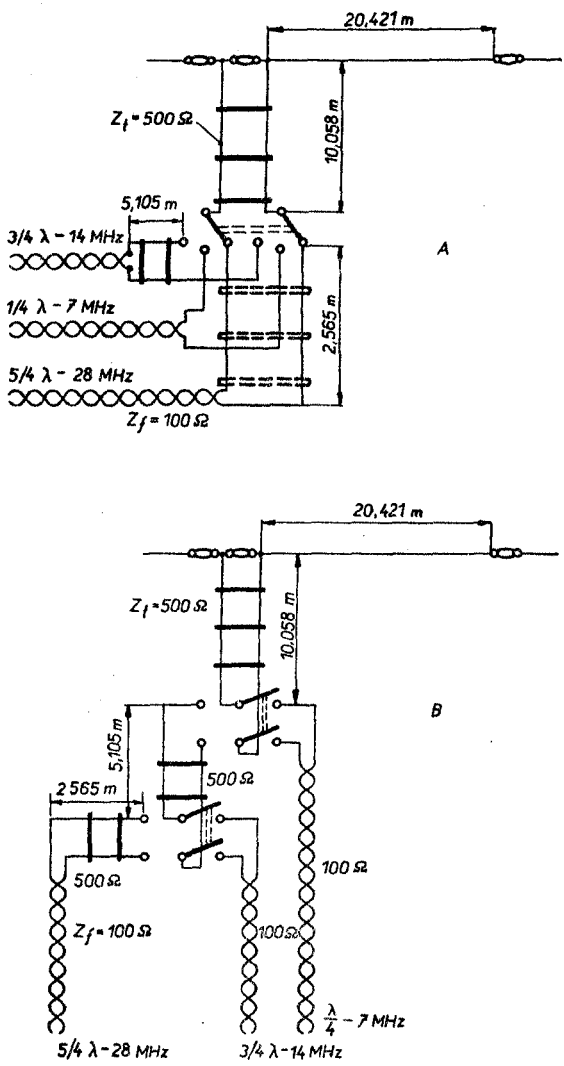
Opísaný spôsob prispôsobenia o vysokej vstupnej rezistancii antény pri jej napájaní z konca sa dobre hodí pre mnohopásmovú prevádzku. Aj pri každej harmonickej sa prejaví na konci antény kmitňa s vysokou vstupnou rezistanciou, ktorá sa však znižuje radom harmonických. Preto pri prechádzaní z pásma na iné harmonické pásmo sa treba uspokojiť kompromisnou hodnotou, asi 2500 Ω, pre vstupnú rezistanciu a súčasne urobiť prepínanie dĺžok Q sekcie tak, aby elektrická dĺžka bola vždy nepárnym násobkom štvrťvĺn.

Pre opísané mnohopásmové kompromisné prispôsobenie možno použiť obyčajný elektrovodný dvojpramenný vodič o vlnovom odpore $Z_f = 100$ Ω. Ak sa použije ako napájač tento vodič, musí prispôsobovací Q člen dostať vlnový odpor

$$Z_t = \sqrt{R_{ap} Z_f} = \sqrt{2500 \cdot 100} = \sqrt{25} \cdot 10^2 = 500\ \Omega$$

ktorý sa podľa *tab. 7-1* realizuje pre $a/d = 32{,}5$.

Pri vyšších harmonických sa k pôvodnej $\frac{\lambda}{4}$ dĺžke člena Q pripínajú ďalšie štvrťvlnové sekcie. Pri budení n-tou harmonickou sa táto dĺžka mení na $n\frac{\lambda}{4}$, po doplnení k najbližšiemu nepárnemu násobku štvrťvlny



Obr. 11-15. Mnohopásmové prispôsobenie z konca napájaného dipólu, uskutočnené pomocou prepínania transformačných úsekov:

A — použitie dvojpólového prepínača, *B* — použitie dvoch prepínačov

príslušnej harmonickej. Pri tomto spôsobe pripínania ďalších sekcií k členu *Q* dostane sa pomerne dokonalé prispôsobenie aj pri budení frekvenciami harmonických pásiem.

Takýto príklad zhotovenia prispôsobenia na 40, 20 a 10 m pásmo je uvedený na *obr. 11-15*, ktorý ukazuje, že ďalšie sekcie sa môžu pripínať dvoma rôznymi metódami. Na náčrtku *A* je zachytené použitie 2-pólového prepínača s viacerými polohami na spôsob pásmového prepínania, zatiaľ čo na náčrtku *B* je znázornené použitie dvoch kusov 2-pólových prepínačov s dvoma polohami na prepínanie rukou alebo s diaľkovým ovládaním pomocou relé. Pravda, kontakty musia byť spoľahlivé, lebo pri napäťovom uzle je prúd vysoký, a keď sa na kontakte objaví uzol prúdu, je vysoké napätie. Prepínacie kontakty je lepšie chrániť uzavreným krytom.

Člen *Q* sa prepínaním postupne predlžuje. Pri základnej harmonickej na

7MHz pásme je dlhý $\frac{1}{4}\lambda$, na 14 MHz pásme $\frac{3}{4}\lambda$ a na 4. harmonickej na 28MHz nadobudne dĺžku $\frac{5}{4}\lambda$.

11.4 Spôsob použitia samotnej antény ako prispôsobovací úsek

Na anténe možno vyhľadať také body, kde vstupná impedancia sa v rezistívnej zložke vyrovná vlnovému odporu použitého napájača. Ak sa pritom jalová zložka kompenzuje, možno dosiahnuť dokonalé prispôsobenie antény, ktoré je platné pre jediné pásmo, a to pre pásmo základnej harmonickej, pre ktoré je dipól v rezonancii.

Pri napájaní zo stredu treba rozvetviť oba vodiče symetrického napájača k tým bodom antény, kde sa prispôsobenie uskutočňuje pri vymiznutí jalovej zložky, ak sú k nej vodiče, vzhľadom na stred antény, pripojené súmerne.

Podľa spôsobu rozvetvovania vodičov sa v amatérskej literatúre uvádzajú rôzne označenia pre prispôsobovacie úseky napájača pripojené k anténe.

11.4.1 Delta napájanie ako najstarší spôsob prispôsobenia, ktoré sa používa najmä pri žiaričoch parazitných antén.

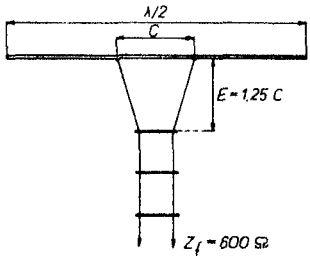
Pri tomto prispôsobení dvojdrôtový symetrický vzdušný napájač o vlnovom odpore $Z_f = 600\ \Omega$ je neďaleko antény rozvetvený do tvaru Y a súmerne na stred antény pripojený na taký odstup C, kde je vstupná impedancia 600 Ω. Týmto rozvetvením vodiča vzniká väzbová vzdialenosť E, od ktorej odstup vodičov podlieha určitej zákonitosti vzhľadom na hodnotu vlnového odporu. Medzi väzbovou vzdialenosťou E a odstupom prípojných bodov C k anténe platí vzťah: $E = 1{,}25C$.

Odstup C závisí popri útlme antény od pomeru vlnových odporov napájača Z_f a antény Z_a, ako aj od rezistancie v kmitni prúdu, teda aj od výšky antény, lebo R_f je funkciou výšky antény.

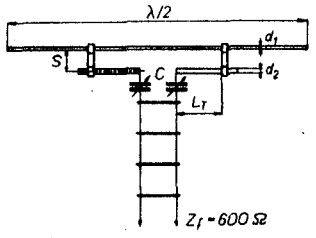
Odstup C bude správny vtedy, keď PSV bude mať hodnotu $r_s = 1$. Tu možno použiť metódu prispôsobovania ako pri Windom anténe, s tým rozdielom, že do každého drôtu napájača sa vradí po 2 žiarovkách na $\lambda/4$ ďaleko do protiľahlých miest napájača a oba prípojné body súmerne meníme tak dlho, kým nezískame rovnaký svit v oboch žiarovkách. Možno voliť aj metódu indikácie maximálneho prúdu v kmitni antény pri správnom prispôsobení, keď počas merania vradíme do stredu polvlnového dipólu indikátor prúdu.

Pre prvé hrubé nastavenie odstupu C a väzbovej vzdialenosti E na jednotlivých pásmach nech slúžia údaje v tabuľke pre pripojenie 600 Ω neladeného napájača k 600 Ω prípojným bodom na anténe, kde hodnoty C a E vyjdú v metroch.

Pásmo [m]	$C \cdot f_{[MHz]}$	$E \cdot f_{[MHz]}$
160	37,49	46,86
80	35,95	44,94
40	45,05	43,82
20	34,60	43,30
10	34,40	43,00



Obr. 11-16. Prispôsobenie dvojdrôtového vzdušného 600 Ω napájača dipólu pomocou tzv. *Delta napájania*



Obr. 11-17. Prispôsobenie dvojdrôtového 600 Ω napájača dipólu pomocou T napájania

Podľa toho napr. pre 160m pásmo vypočítame:

$$C_m = \frac{37,49}{f_{[MHz]}} \quad \text{a} \quad E_m = \frac{46,86}{f_{[MHz]}}$$

keďže medzi nimi je vzťah

$$E = 1,25\ C$$

Delta napájanie je v hlavných črtách zobrazené na *obr. 11-16*, kde sa ukazuje *Y* podoba prispôsobovacieho úseku, pre ktorú sa takéto dipóly nazývajú *Y* anténou.

Ako väzbový člen ľubovoľných dĺžok napájačov sa vzhľadom na 600 Ω hodnotu používa pre 20m pásmo cievočka z 2,5mm medeného drôtu o priemere 5 cm a počte závitov 10 pri voľnej väzbe s kmitacím okruhom výkonového stupňa.

11.4.2 T napájanie, ktoré vzniklo zo snahy používať Y prispôsobenie v rovnakom odstupe väzbovej dĺžky od antény, je modernou verziou starého delta napájania podľa *obr. 11-17*. Tento spôsob prispôsobenia sa pri drôtovej anténe konštruuje tak, že sa na jej drôt navlečie niekoľko izolačných doštičiek z oboch strán stredu antény, ktoré poslúžia na udržanie rovnakého odstupu od antény a na znášanie váhy rozštiepených drôtov linky, tzv. *T drôtov*, ktoré musia byť prispájkované k anténe kolmo.

Dĺžka *T* drôtov pri rovnakom priemere drôtov sa vypočíta zo vzorca $L_T = \frac{18,29}{f_{[MHz]}}$ a ich odstup od antény zo vzorca $S = \frac{3,474}{f_{[MHz]}}$. Výsledky sú v metroch. Dĺžka týchto *T* drôtov, ich odstup od napájaného elementu a pomer priemerov oboch drôtov určujú impedančné prispô-

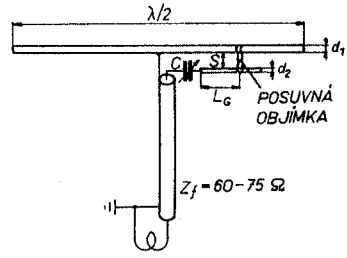
sobenie, ktoré sa dostatočne presne zvládne uvedenými vzorcami, ak sa vlnový odpor napájača rovná 600 Ω.

Ak sa pri anténe a T drôtoch použije tyčový materiál, potom ich možno priblížiť viac, a to na odstup $S = 4d_1$, keď pri T tyči sa použije hrúbka $d_2 = 1/4d_1$ a pri anténovom elemente hrúbka d_1. V tomto prípade dĺžka každej tyče pre 300 Ω prispôsobenie činí asi 12 % z celej dĺžky dipólu a pre 73 Ω prispôsobenie 9 % z tej istej dĺžky.

Ak sa použijú T tyče, do každého prívodu T napájania treba vložiť kondenzátor o hodnote $C_{[\mathrm{F}]} = \frac{210}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$, aby sa kompenzovala samoindukcia T tyčí.

O správnosti prispôsobenia sa treba presvedčiť metódou opísanou pri Delta napájaní, no neslobodno zabúdať na vyladenie samoindukcie T tyčí obidvoma kondenzátormi. Správnosť prispôsobenia sa kontroluje maximálnym prúdom dipólu.

Ďalším druhom prispôsobenia, ktorý využíva anténu ako prispôsobovací úsek, je polovica už známeho T prispôsobenia s tyčami.



Obr. 11-18. Prispôsobenie nesymetrického koaxiálneho napájača symetrickému žiariču parazitného Beamu, tzv. *Gama členom*

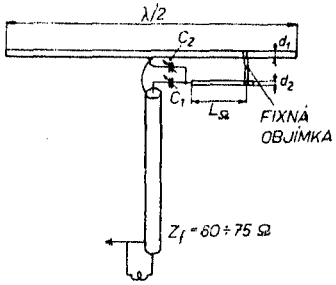
11.4.3 Gama napájanie, ktoré sa používa len vtedy, keď vlnový odpor neladeného napájača je väčší než rezistančná vstupná impedancia antény. Vzhľadom na to, že predstavuje nesymetrické prispôsobenie, môže sa použiť len pri koaxiálnom kábli s podmienkou, že jeho pletivo sa pripojí do stredu antény podľa *obr. 11-18.*

Toto napájanie je vhodné na prispôsobenie symetrických i nesymetrických parazitných Yagiho antén vlnovému odporu koax. kábla. Pre prispôsobenie Yagiho antén uvádzame v tabuľke hodnoty pre dĺžku gama tyče L_G odstupu S tejto tyče od napájaného elementa i priemer použitých gama tyčí d_2 a hrúbky antény d_1.

Pásmo [m]	C_{max} [pF]	L_G [cm]	S [cm]	d_1 [mm]	d_2 [mm]
20	130	100–120	15,2	38	12,7
15	70	75–90	12,7	25	9,5
10	45	50–60	10,2	25	9,4
2,5	12	15–18	6,2	25	4,5

Pritom menší rozmer hodnoty L_G platí pre 2-elementový Yagiho systém, kým väčší rozmer zasa pre 3-elementový systém. Prispôsobenie pri T a G napájaní nastavíme tak, že anténu spojíme s káblom cez úsek a na koniec kábla pripojíme reflektomer. Reguluje sa dĺžka G tyče a kapacita C na minimálny PSV. Hodnota kapacity C je len vtedy správna, keď vznikne minimálny pomer stojatých vln. Aj mimo tejto hodnoty sa môže získať zdanlivá rezonancia, ale o niekoľko 10 kHz ďalej a s vyšším PSV.

Preto úlohou ladenia pri prispôsobovacom procese je získať zmenou dĺžky G tyče takú kapacitu C, pri ktorej by PSV mal hodnotu $r_s = 1$, ako dôkaz rezonancie celého systému.



Obr. 11-19. Prispôsobenie nesymetrického koaxiálneho napaječa symetrickému žiariču parazitného Beamu, tzv. *Omega členom*:

C_2 — Omega kondenzátor pre nastavenie prispôsobenia impedancie, C_1 — izolovaný kondenzátor ku kompenzácii samoindukcie tyče

Ďalším takýmto prispôsobením je elektricky zjemnená verzia práve urobeného vyhotovenia.

11.4.4 Omega napájanie, kde sa už nastavenie impedančného prispôsobenia nerobí len zmenou dĺžky tyče a posunutím skratovacej objímky, ale aj zmenou kapacity omega kondenzátora, ktorou sa impedančná zmena riadi v pomere 1 : 2-na čo postačí zhruba kapacita 1 pF n, vlnovú dĺžku 1 metra. To značí, že na 14MHz pásmo stačí použiť omega kondenzátor o maximálnej kapacite asi 25 pF.

Keď prispôsobenie nedosiahne vhodnou voľbou kapacity omega kondenzátora, značí to, že treba posunúť skratovaciu objímku na omega tyči, ako je na *obr. 11-19.* Nakoľko impedančné pomery v pomere 1 : 2 sa môžu nastavovať omega kondenzátorom, to znamená, že pri omega tyči stačí brať 50 % z dĺžky gama tyče čiže $L_0 = 0{,}5L_0$. Druhým starostlivo odizolovaným kondenzátorom zaradeným medzi omega tyč a živý koniec koax. kábla sa anténový okruh ladí do rezonancie s budiacim kmitočtom. Pri nastavovaní prispôsobovacou dĺžkou omega tyče a pomocou doladenia omega kondenzátorom treba sa usilovať o to, aby sme ladením do rezonancie pomocou druhého kondenzátora získali čo najmenší PSV.

11.4.5 Induktívne prispôsobenie, ktoré sa môže riešiť autotransformátorom, keď sa vyhľadá vhodný transformačný pomer podľa *obr. 11-20,* pomocou cievky navlečenej na stredný izolátor dipólu, a to voľbou odbočiek tak, aby sa v mieste svoriek napájača k cievke (body $a—a$) javila impedancia v hodnote Z_f a v bodoch pripojenia $b—b$ polovíc dipólu zasa impedancia v hodnote vstupného odporu dipólu, ako je to vyznačené na *obr. 11-20A* pre pásma 14 a 28MHz.

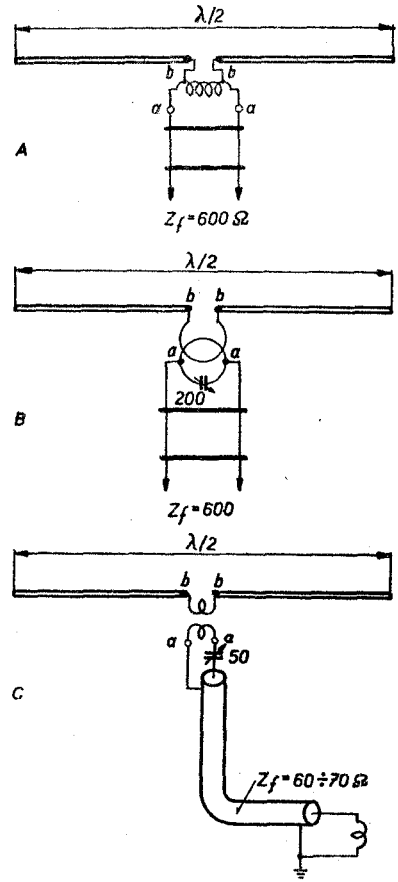
Ak sa k induktívnemu napájaciemu členu použije Teslov transformátor, má na prispôsobenie vplyv tesnosť väzby medzi primárom a sekundárom, ktorá sa počas prevádzky nesmie zmeniť. Pre prispôsobenie primára k zdroju vyhovuje paralelná rezonancia pre pripnutie 600 Ω napájaca podľa *obr. 11-20B* a sériová rezonancia podľa *obr. 11-20C* pri pripojení koaxiálneho napájača 70 Ω.

Pri prispôsobovacom postupe je úlohou nájsť vhodný pomer závitov, aby nastalo dobré prispôsobenie, pri rezonancii oboch okruhov s budiacou frekvenciou, pričom dôležitú úlohu má dĺžka antény, ktorá je zmenšená v porovnaní s pôvodnou $\frac{1}{2}\lambda$ dĺžkou, a to pre prítomnosť cievky o značnom Q okruhu cievky nachádzajúcej sa v kmitni prúdu.

Toto induktívne prispôsobenie sa používa len pri núdzových parazitných, tzv. *miniatúrnych smerových anténach*, kde sú elementy skrátené a zladené do rezonancie pomocou cievok kladených do prúdovej kmitne.

11.5 Prispôsobenie pomocou osobitného úseku

To je pripojenie neladenej linky k takému bodu štvrťvlnového prispôso-



Obr. 11-20. Prispôsobenie napájačov dipólu pomocou induktívneho prispôsobenia:

A — prispôsobenie autotransformátorové na pripojenie 600 Ω napájača

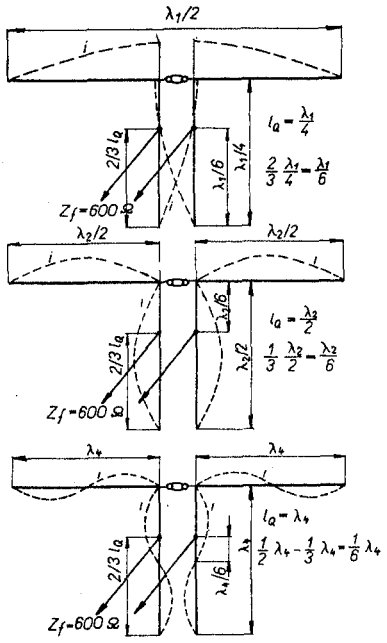
28 MHz — 4 závity na ⌀51 mm o dĺžke 51 mm, odbočka 1 závit od každého konca,
14 MHz — 8 závitov na ⌀ 51 mm o dĺžke 51 mm, odbočka 2 závity od každého konca,

B — prispôsobenie transformátorové na pripojenie 600 Ω napájača

28 MHz — 2 závity na ⌀ 10 cm
14 MHz — 2 závity na ⌀ 25 cm, budiaca cievka
1 závit, vzdialenosť 1,3 cm,

C — prispôsobenie transformátorové na pripojenie 70 Ω koaxiálu

bovacieho úseku antény, kde sa vstupná impedancia práve rovná vlnovému odporu napájača. Spomenuté štvrťvlnové prispôsobovacie úseky tvaru skratovaného kýpťa sa povesia na koniec antény do uzla prúdu alebo úseky v tvare otvoreného kýpťa do stredu antény v mieste kmitne prúdu.



Obr. 11-21. Prispôsobenie dipólu vlnovému odporu napájača, ktorý sa prikladá na otvorený $\lambda/4$ kýpeť, aby sa utvorilo prispôsobenie pri jeho umiestnení do kmitne prúdu dipólu

Prispôsobovací úsek spolu s anténou tvorí celok čo do rozloženia prúdu a napätia. V určitej vzdialenosti od uzla prúdu možno na ňom nájsť miesta, ktoré majú tú istú vstupnú impedanciu ako miesta, ktoré sú na anténe rovnako vzdialené od uzla prúdu.

Podľa toho vo vzdialenosti $\frac{1}{6}\lambda = 0{,}167\lambda$ od uzla prúdu má sa pri štvrťvlnovom otvorenom Q úseku prejaviť aj vstupný odpor 600 Ω nezávisle od toho, či je zavesený do kmitne alebo do uzla prúdu *(obr. 11-21)*, a to pri práci na základnej a na druhej harmonickej. Na vyššej párnej harmonickej prispôsobenie už nevyhovuje pre vzrast vyžarovacieho odporu.

Po uvážení opísaných pomerov možno prispôsobovací úsek pripojiť do kmitne prúdu antény aj pre zabezpečenie dvojpásmovej prevádzky.

Keď je anténa v prevádzke na základnej harmonickej podľa *obr. 11-22A* ako polvlnový dipól, prispôsobovací Q úsek je dlhý $\lambda/4$ a na otvorenom konci B je impedancia $R_{ap} = 2400$ Ω, pripojenom na kmitňu prúdu dipólu, zatiaľ čo na druhom konci A, javí sa impedancia $R_a = 73{,}2$ Ω.

Z prevádzky na základnej harmonickej vyplýva pre vlnový odpor štvrťvlnového Q člena podmienka

$$Z_t = \sqrt{R_{ap}\, R_a} = \sqrt{2400 \cdot 73{,}2} = \sqrt{17{,}568 \cdot 10^2} = 416\ \Omega,$$

ktorá sa dosiahne pri pomere $a/d = 16{,}1$ podľa *tab. 7-1.* Bod D so vstupnou ampedanciou 600 Ω sa nachádza vo vzdialenosti $\lambda/6$ od najbližšieho uzla prúdu, t. j. od otvoreného konca B úseku.

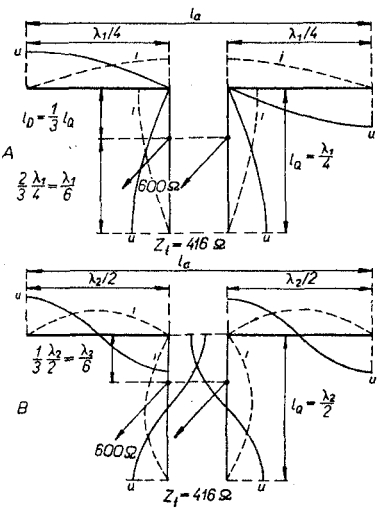
Keď je anténa v prevádzke na druhej harmonickej podľa *obr. 11-22B*, potom sa stane celovlnovou, súfázovo napájanou, a Q úsek sa stane polvlnovým s kmitňou napätia na jeho oboch koncoch, t. j. A i B. Bod D sa ocitá opäť na $\frac{\lambda}{6}$ od najbližšieho uzla prúdu, t. j. od druhého konca (A) Q-úseku. Pri práci na druhej harmonickej je v bode D polovičné napätie z hodnoty v bode A alebo B, a preto miestna impedancia klesne na 1/4 hodnoty koncov Q úseku čiže na 600 Ω. Preto sa sem môže pripojiť naladený napájač s vlnovým odporom 600 Ω.

Takto sa dosiahne dobré prispôsobenie na základnej frekvencii i na druhej harmonickej antény. V pripojenej tabuľke sú zachytené hlavné rozmery takto prispôsobenej antény pre 14 až 28 MHz pásmo. V nej sa popri rezonančných kmitočtoch uvádza dĺžka antény l_a, dĺžka l_Q prispôsobovacieho úseku a vzdialenosť l_D pripojenia 600 Ω napájača v metroch.

Č.	f_r [MHz]	l_a [m]	l_Q [m]	l_D [m]
1	$\frac{14{,}2}{29{,}1}$	10,033	5,054	1,679
2	$\frac{14{,}05}{28{,}83}$	10,139	5,108	1,697

Keby anténa mala byť v prevádzke v telefónnej časti 14 MHz pásma, potom treba použiť rozmery uvedené v *tab.* pod č. 1, a keď v telegrafnej časti, potom platia údaje *tab.* pod č. 2. Pre prevádzku na 7 a 14 MHz pásme treba údaje rozmerov pre l_a, l_Q, l_D v metroch, uvádzané pod č. 2, vynásobiť dvoma.

Opísaný spôsob prispôsobenia je známy od r. 1939. Pri skúškach sa nezistili nijaké stopy stojatých vĺn na základnej ani druhej harmonickej.

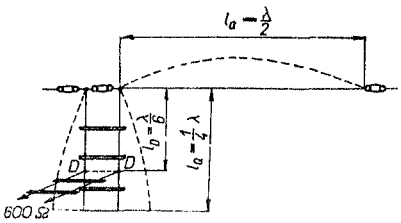


Obr. 11-22. Riešenie dvojpásmovej prevádzky dipólu pomocou prispôsobovacieho Q úseku

Aj prispôsobovací úsek možno klásť do uzla prúdu na koniec antény, do miesta kmitne napätia. Na koniec antény možno však klásť iba $\lambda/4$ dlhý úsek so skratom dolu, lebo ide o transformáciu značnej rezistancie (5000 Ω) nachádzajúcej sa v kmitni napätia na nižšie hodnoty. Stačí len pohybovať koncovými bodmi neladeného napájača po úseku hore a dolu, kým sa nedostane vstupný odpor úseku o hodnote vlnového odporu napájača a prispôsobenie nie je ukončené.

Z uvedeného vyplýva, že pre 600 Ω neladený napájač nastane prispôsobenie vo vzdialenosti $\frac{\lambda}{6}$ od najbližšieho uzla prúdu na úseku, t. j. na $\frac{\lambda}{6}$ od konca antény, ako je znázornené na *obr. 11-23.*

Sem teda možno pripnúť neladený napájač a prevádzka sa bude uskutočňovať postupnými vlnami bez ohľadu na dĺžku napájača pri rešpektovaní pomeru $a/d = 75$ podľa *tab. 7-1.* No je možné prispôsobenie nastaviť pre jednopásmovú prevádzku na základnej frekvencii, pre ktorú je polvlnový dipól aj s kýpťom odrezaný. Je to obľúbená metóda prispôsobovania vysokoimpedančných typov antén, ako je jednoduchá alebo dvojitá Zeppelinova anténa.



Obr. 11-23. Prispôsobenie dipólu vlnovému odporu napájača, ktorý sa prikladá na skratovaný $\lambda/4$ kýpeť, aby sa prispôsobil pri jeho umiestnení do uzla prúdu

Anténa kýpťa sa pri odpojenom napájači vybudí na diaľku asi 20λ poľom inej antény žiadanou frekvenciou. Potom sa skratom kýpťa posunuje tak dlho, kým sa v stredobode skratu so žiarovkou neukáže maximálny prúd na znak rezonancie celého systému. Potom sa diaľkové budenie vypne, na vysielači sa nastaví rezonančná frekvencia a po pripojení napájača na úsek do vzdialenosti asi $\frac{\lambda}{6}$ od konca antény sa hľadá správna poloha pripojenia napájača, kým sa nedostane hladký charakter priebehu prúdu.

O hladkosti linky sa treba presvedčiť zapojením žiaroviek na $\lambda/4$ od seba tak, ako sme to opísali pri Windom anténe.

Týmto sme zväčša prebrali druhy prispôsobenia dipólov, ktoré sa pre jednoduchosť používajú v amatérskej praxi. Pri nich sa uplatňovalo aj hľadisko prispôsobenia pre viacpásmovú prevádzku. Ostatne otázku prispôsobenia budeme pri každom anténovom systéme ďalej rozoberať.

11.6 Rozmeriavanie horizontálneho dipólu

Rozmeriavanie horizontálneho dipólu sme už v zásade osvetlili pri určovaní rezonančnej dĺžky antény. Treba zdôrazniť, že skracovací činiteľ Δ_x je nepriamoúmerný vlnovému odporu antény, ale priamoúmerný jalovej zložke X_a vstupnej impedancie v dôsledku vzťahov

$$\Delta_x = \frac{x}{Z_0}, \text{ kde } x = \frac{27{,}0842 x_a}{42{,}5448}$$

Z tejto úmery vyplýva priamy dôsledok pre rezonančnú dĺžku polvlnových dipólov.

Dipól bude mať najkratšiu rezonančnú dĺžku pri tej mernej nadzemnej výške h/λ, pri ktorej jalová zložka X_a vstupnej impedancie je maximálna, a najdlhšiu dĺžku bude mať vtedy, keď tá istá zložka je minimálna; bude o niečo kratšia, na pásme kratších vĺn, a to v dôsledku menšieho vlnového odporu antény, ktorý sa prejaví len v logaritmickej závislosti. Na *obr. 10-3* sa možno presvedčiť, že najkratším sa dipól stane pri nadzemnej výške $0{,}2\lambda$, kde táto vlastnosť obzvlášť vyniká na pásmach kratších vĺn, a najdlhším sa stane pri nadzemnej výške asi $0{,}5\lambda$.

Tu ide len o zmenu geometrickej dĺžky, keďže elektrická dĺžka zostáva vždy $\lambda/2$.

Na *tab. 11-1* sa nachádza výraz $150V_a$, ktorý určuje dĺžku pre polvlnový dipól vyzdvihnutý postupne do výšok $0{,}25-0{,}50-0{,}75-1{,}00\ \lambda$ nad zemou, a to pre frekvencie amatérskych pásiem 160 až 10 m. Postup výpočtu je zrejmý z tabuľky. Tam uvádzané hodnoty X_a ako funkcia h/λ boli prevzaté z *tab. 10-1*, hodnoty x k jednotlivým h/λ a Δ_x boli vypočítané pre každé pásmo osobitne. Do výsledku pre geometrickú dĺžku antény

$$l_a = \frac{150}{f_{[\mathrm{MHz}]}} V_a$$

bola prevzatá len veličina $150V_a$. Na číselných hodnotách tohto výrazu badať veľký vplyv výšok i mierny vplyv pásiem na geometrickú dĺžku polvlnového dipólu. Vplyv pásma pri konštantnej výške je takmer zanedbateľný. Vplyv výšok antény sa odráža aj na zmene rezistívnej zložky R_a jej vstupnej impedancie, čo treba mať na zreteli pri prispôsobovaní.

Rozmery na *tab. 11-1* treba použiť na určenie dĺžky dipólu pre rôzne merné výšky a amatérske pásma. Pre DX komunikáciu treba si zvoliť výšku $0{,}5\lambda$ alebo $1{,}0\lambda$, kým pre stredný a ďaleký dosah zasa výšku $0{,}75\lambda$ a pre blízky styk $0{,}5\lambda$ alebo $0{,}25\lambda$.

Jednopásmové dipóly sa pre jednoduchosť používajú v amatérskej prevádzke dodnes. Od r. 1938 sa však dipól čoraz viac používa ako žiarič

Tabuľka 11-1

Geometrická dĺžka elektricky polvlnového dipólu vo výške 0,25—0,50—0,75—1,00λ nad zemou, a to pre amatérske pásma 160—80—40—20—15—10 m

h/λ	R_a	X_a	Pásmo	M	Z_0	x	$\Delta x = \frac{h}{Z_0}$	$V_a = 1 - \Delta_x$	$150 V_a$
0,25	85,66	72,48	160	27 000	1188	46,1411	0,038839	0,961161	144,171
			80	13 500	1104		0,041794	0,595820	143,731
			40	6 600	1018		0,045325	0,954675	143,200
			20	3 300	935		0,046055	0,953945	143,092
			15	2 300	892		0,051727	0,948273	142,241
			10	1 600	848		0,054412	0,945588	141,838
0,50	69,12	24,80	160	27 000	1188	15,7877	0,013289	0,986711	148,006
			80	13 500	1104		0,014300	0,985700	147,685
			40	6 600	1018		0,015507	0,984493	147,674
			20	3 300	935		0,016885	0,983115	147,467
			15	2 300	892		0,017699	0,982301	147,345
			10	1 600	848		0,018617	0,981383	147,207
0,75	75,02	54,84	160	27 000	1188	34,9114	0,029387	0,970613	145,592
			80	13 500	1104		0,031622	0,968378	145,257
			40	6 600	1018		0,034294	0,965706	144,856
			20	3 300	935		0,037338	0,962662	144,400
			15	2 300	892		0,039139	0,960861	144,129
			10	1 600	848		0,041169	0,958831	143,825
1,00	75,05	33,18	160	27 000	1188	21,1226	0,017779	0,982221	147,333
			80	13 500	1104		0,019136	0,980869	147,130
			40	6 600	1018		0,020749	0,979251	146,887
			20	3 300	935		0,022591	0,977409	146,621
			15	2 300	892		0,023680	0,976320	146,447
			10	1 600	848		0,024909	0,975091	146,266

v smerových anténových systémoch s úzkym lúčom vyžarovania; pre tento úzky lúč (beam) dostal aj tento anténový systém svoj názov *BEAM anténa*. Prispôsobovacie ťažkosti, ktoré vznikli zo snahy priamo pripojiť vzdušnú napájaciu linku o značnom vlnovom odpore do stredu žiariča s nízkou vstupnou rezistanciou, najjednoduchšie sa riešia, keď sa vyžarovací element (žiarič) zhotoví ako slučkový dipól.

Pre slučkové dipóly sa prijal názov *skladaný dipól*, a to preto, že sa skladá z dipólov. Vzhľadom na dôležitosť týchto dipólov pre amatérsku prax treba ich bližšie osvetliť a uviesť aj konštrukčné údaje pre amatérske pásma.

12. SKLADANÝ DIPÓL

Skladaný dipól vznikol zo snahy zväčšiť vyžarovací odpor antén dĺžky násobkov polvĺn.

Keď sa zväčší dĺžka priameho lineárneho žiariča nad $0{,}5\lambda$, pri prekročení dĺžky každej $\lambda/2$ sa začínajú ukazovať periodické zmeny vyžarovacieho odporu, a to v dôsledku zmeny smeru prúdu v každom polvlnovom úseku. Je to nepríjemné, lebo zníženie hodnoty vyžarovacieho odporu znamená zmenšenie účinnosti antény. Zabrániť tomu sa dá celkom jednoducho — len treba ohnúť vedľajší úsek o 180° k pôvodnému úseku, lebo takto vzniknú v protiľahlých bodoch oboch úsekov prúdy rovnakých smerov. Ak sa pritom odstup medzi úsekmi zmenší v porovnaní s dĺžkou vlny na nepatrnú dĺžku, pole od oboch žiaričov dostihne každé miesto priestoru v rovnakej fáze a nastane značné zosilnenie.

Problém zvýšenia vyžarovacieho odporu polvlnových sekcií žiariča spätným ohnutím čiže skladaním vyriešil sovietsky vedec svetového mena A. A. Pistolkors. Vynález skladaných dipólov je veľkým prínosom pre riešenie prispôsobenia antén. Skladaním polvlnových elementov možno značne zvýšiť rezistívnu vstupnú impedanciu, t. j. vyžarovací odpor. Táto nová hodnota vyžarovacieho odporu sa určí celkom jednoducho pomocou fikcie náhradného dipólu, ktorého prúd I je súčtom prúdov I_n tečúcich v n elementoch, čiže

$$I = nI_n$$

Touto fikciou sa spotrebuje anténový výkon $P = \left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right)^2 R_n = \frac{1}{2} n^2 I^2 R_n$, ktorý pri 100% účinnosti sa celkom premení na vyžiarenú energiu danú výrazom $P = 1/2 I^2 R_s$. Porovnaním pravých strán týchto výrazov pre výsledný vyžarovací odpor vyplýva:

$$R_s = n^2 R_n$$

To znamená, že výsledný vyžarovací odpor skladaného dipólu rastie so súčinom vyžarovacieho odporu hociktorého elementu a s druhou mocninou počtu prvkov.

Tento jednoduchý vzťah platí pomerne presne pri týchto podmienkach:

a) Drôty sa v jednotlivých úsekoch skladaného útvaru zohýňajú v mieste uzlov prúdu.

b) Materiál použitý na vyhotovenie úsekov má rovnaký priemer.

c) Poloha elementov v skladanom útvare je navzájom symetrická.

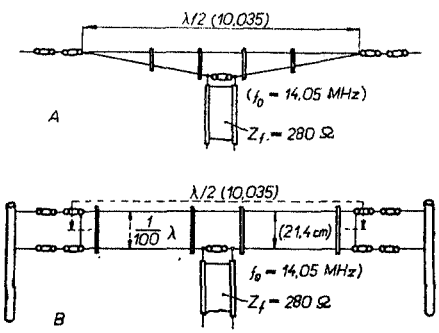
Keď sa drôty nezohnú v bodoch uzla prúdu, ale v medziľahlých polohách, potom v niektorých protiľahlých bodoch tečú prúdy v nerovnakých amplitúdach proti sebe, a preto vyžarovací odpor vzrastie miernejšie.

Pre účely amatérskeho krátkovlnného vysielania sa pri skladaných dipóloch zväčša používajú len symetricky usporiadané elementy z drôtov z rovnakého materiálu a s tým istým priemerom, takže pre výsledný vyžarovací odpor platí uvedený jednoduchý vzťah. Skladané dipóly sa pri stavbe amatérskych antén používajú veľmi často a sú obľúbené najmä preto, že sa nimi dosahuje priame prispôsobenie medzi dipólom a vzdušnou linkou.

12.1 Dvojdrôtový polvlnový dipól

Skladá sa z dvoch polvlnových elementov toho istého priemeru. Jeden z vodičov sa používa ako pomocný napájací vodič na spôsob T napájania roztiahnutého až k hrotu elementu.

Najvýhodnejšia amatérska konštrukcia je vyhotovenie pomocou dvoch koncových a jedného stredného izolátora podľa *obr. 12-1A*, ktoré tvoria kostru pre vzdušné napnutie dipólu. Body lomu drôtu sa majú stotožňovať s bodmi zvratu prúdu, takže vzdialenosť medzi nimi určuje elektrická dĺžka polvlny. Medzi drôty dipólu pri rozpätiach nad 5 m treba klásť rozpierky asi na 5-metrové vzdialenosti. Koncové izolátory, ktoré sa používajú na voľné prevlečenie slučky, treba pravda, po každej strane napnúť ďalšími izolátormi.



Obr. 12-1. Dva druhy dvojdrôtového skladaného dipólu.

Takýto dipól na pripojenie napájacej vzdušnej linky možno zhotoviť aj pomocou 4 koncových a jedného stredného izolátora, no paralelné vedenie oboch elementov vyžaduje väčší počet rozpierok a 4-krát väčšiu, spotrebu izolátorov. Bližšie na *obr. 12-1B*. Pri konštrukcii treba pamätať, že vzdialenosť bodov prúdového zvratu tvorí elek trickú dĺžku $\lambda/2$. Rozmery pre 14 MHz pásmo sú vyznačené na príslušných miestach v zátvorke.

Vstupný odpor je vo voľnom priestore asi 300 Ω, a preto na skladaný dipól tohto typu možno pripojiť neladený napájač o vlnovom odpore 200 až 400 Ω vzhľadom na to, že blízkosť zeme má vplyv na hodnotu dosiahnutú vo voľnom priestore.

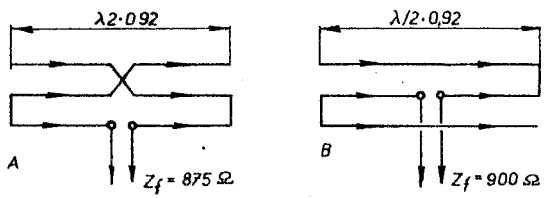
Ďalším typom skladaných dipólov sú súfázové polvlnové viacelementové drôty, kde voľbou počtu elementov možno aj pomerne nízke vstupné rezistancie Beam systémov prispôsobiť ľubovoľnému vlnovému odporu vzdušnej neladenej napájacej linky.

Z mnohodrôtových skladaných dipólov sú vhodné pre amatérsku prácu najmä tieto:

12.2 Trojdrôtový skladaný polvlnový dipól

Je napájaný od spodného elementu podľa *obr. 12-2A* alebo zo stredného elementu systému podľa *obr. 12-2B*. Napájané elementy, pravda, stredný izolátor rozdeľuje na súmerné polovice, aby sa napájač mohol pripojiť do kmitne prúdu. Napájacia linka musí mať vlnový odpor hodnoty 600 až 1000 Ω pri priamom pripojení, lebo vstupný odpor vo voľnom priestore je 875 Ω, čiže je 12-krát väčší, než má jediná dipólová sekcia.

Takýto 3-elementový skladaný dipól je vhodný ako žiarič Beam antény s aktívnymi prvkami pri malom vzájomnom odstupe (0,10 až 0,20λ), lebo ním sa získa okolo 180 Ω vstupnej rezistancie oproti asi 15 Ω rezistancie získanej s obyčajným polvlnovým dipólom.



Obr. 12-2. Trojelementový polvlnový dipól s napájaním od spodného a od stredného elementu

Hoci vstupná rezistancia viacdrôtových skladaných dipólov je v porovnaní s jednodrôtovým typom mnohonásobne vyššia, vyžarovacie vlastnosti, teda aj charakteristiky oboch typov sú veľmi podobné.

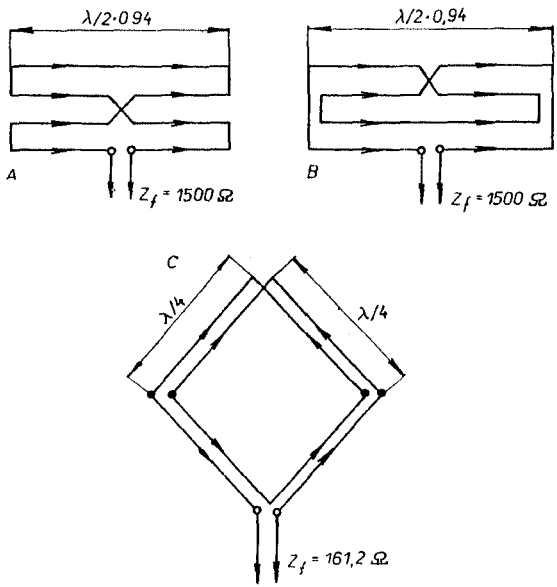
Rýchlostný činiteľ $V_a = 0{,}92$. Pomocou neho dostaneme geometrickú dĺžku skladaného dipólu $l_a = \frac{\lambda}{2} V_a = \frac{150}{f} . 0{,}92 = \frac{138}{f_{[MHz]}}$, ktorá je citlivá na odchýlky do ±2,5 % pre širokopásmovosť.

12.3 Štvordrôtový skladaný dipól

Jeho napájanie cez spodný rozštiepený prvok sa môže urobiť prekrížením 2. a 3. elementu podľa *obr. 12-3A* alebo prekrížením 3. a 4. elementu podľa *obr. 12-3B* so vstupnou rezistanciou 1500 Ω v oboch prípadoch.

V poslednom prípade ide o slučkovú štvordrôtovú anténu, ktorá pri roztiahnutí do štvorca predstavuje svojimi dvoma závitmi žiarič, tzv. QUAD, antény so vstupnou rezistanciou 161,2 Ω vo voľnom priestore. Žiarič tejto Quad antény je znázornený na *obr. 12-3C*.

Dosiaľ opísané typy žiaričov používajú body prúdových zvratov po anténovom vodiči na sklápanie polvlnových úsekov v skladané viacdrôtové dipóly. Sú však aj typy, kde sa sklápanie nerobí v bodoch zvratu prúdu, ale v medziľahlých polohách pri celkovej dĺžke dvoch alebo viace-



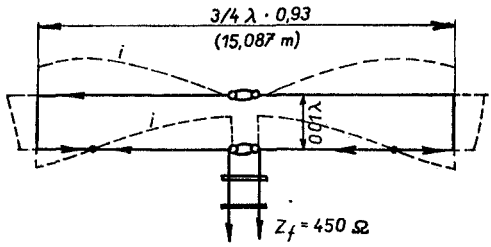
Obr. 12-3. Štvorelementový skladaný dipól s rôznymi spôsobmi napájania

rých párnych rezonančných polvĺn. Takto zostavené žiariče sa už nemôžu nazvať skladané dipóly, lebo úseky nepozostávajú z polvlnových členov, ale uvádzajú sa doplnkom ako prídavné typy. Tieto typy svojou menšou vstupnou impedanciou dopĺňajú skladané dipóly na medziľahlé prispôsobenia napájacích liniek, a to pokiaľ ide o ich hodnoty vlnového odporu.

12.4 Dvojdrôtová trištvrtevlnová skladaná anténa

Skladá sa z dvoch symetrických, izolátormi od seba oddelených častí. Treba, aby horný izolátor *(obr. 12-4)* bol z kvalitného materiálu, lebo je pod účinkom kmitne napätia. Tento typ antény našiel uplatnenie v amatérskej prevádzke.

Prúdy na protiľahlých bodoch koncov oboch elementov sú opačného zmyslu, a preto rýchlostný činiteľ je len $V_a = 0{,}93$ a vstupná rezistancia pri ohmickej hodnote vo voľnom priestore je asi 450 Ω. Preto na skladanú anténu možno pripojiť neladené vzdušné vedenie o vlnovom odpore 400 až 600 Ω, pri dobrom PSV. Rozmery pre 14 MHz pásmo sú na *obr. 12-4* naznačené v zátvorke. Jej elektrická dĺžka po drôtoch je $1\frac{1}{2}\lambda$.



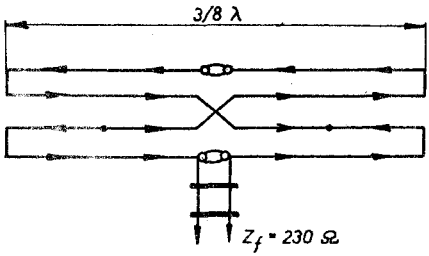
Obr. 12-4. Dvojdrôtová trojštvrťvlnová skladaná anténa

12.5 Štvordrôtová skladaná anténa o elektrickej dĺžke 3/8 λ

Tento typ amatéri menej používajú. Má po drôtoch rozvinutú elektrickú dĺžku rovnú $\frac{3}{2}\lambda$, nakoľko $4 \cdot 3/8\lambda = \frac{3}{2}\lambda$. Štyri sekcie sú znázornené na *obr. 12-5*

Na rozdiel od predošlej antény dĺžky $1\frac{1}{2}\lambda$ nastane na viacerých protiľahlých miestach tejto antény prúdový zvrat, takže má vstupnú rezistanciu len 230 Ω vo voľnom priestore.

V amatérskej praxi dosiaľ nenašla uplatnenie pravdepodobne preto, že trocha väčší transformačný pomer dáva oveľa jednoduchšia dvojelementová skladaná dipólová anténa.

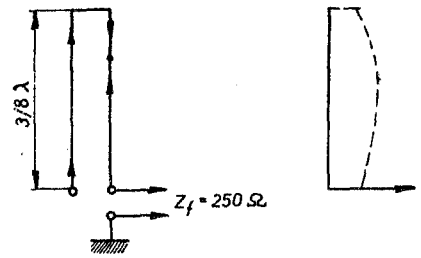


Obr. 12-5. Štvordrôtová skladaná anténa o elektrickej dĺžke 3/8λ

12.6 Vertikálna anténa dlhá 3/8λ

Táto anténa vznikla z polovice dvojdrôtovej 3/4λ horizontálnej antény.

Jej vstupná rezistancia je 250 Ω. Je zaujímavá najmä tým, že rozdelenie prúdu ako vektorový súčet prúdov (zakreslené na *obr. 12-6*) je vplyvom dvojdrôtovej konštrukcie veľmi podobné čo do rozloženia prúdu VA, ktorá má tiež kondenzátor pripevnený ako anténa na str. 128 na vrchol VA, aby sa získalo prispôsobenie pri kýpťoch antén kratších než $\lambda/4$. Zaujímavá je okolnosť, že dvojdrôtová VA výšky $3/8\lambda$ má rovnaký vstupný odpor ako štvordrôtová HA dĺžky taktiež $3/8\lambda$. Pre prispôsobenie na 250 Ω odporu je teda VA pri skladanom vyhotovení z 2 drôtov vhodnejšia než 4-drôtová HA tej istej ($3/8\lambda$) dĺžky, a to pre úsporu materiálu.



Obr. 12-6. Vertikálna $3/8\lambda$ anténa

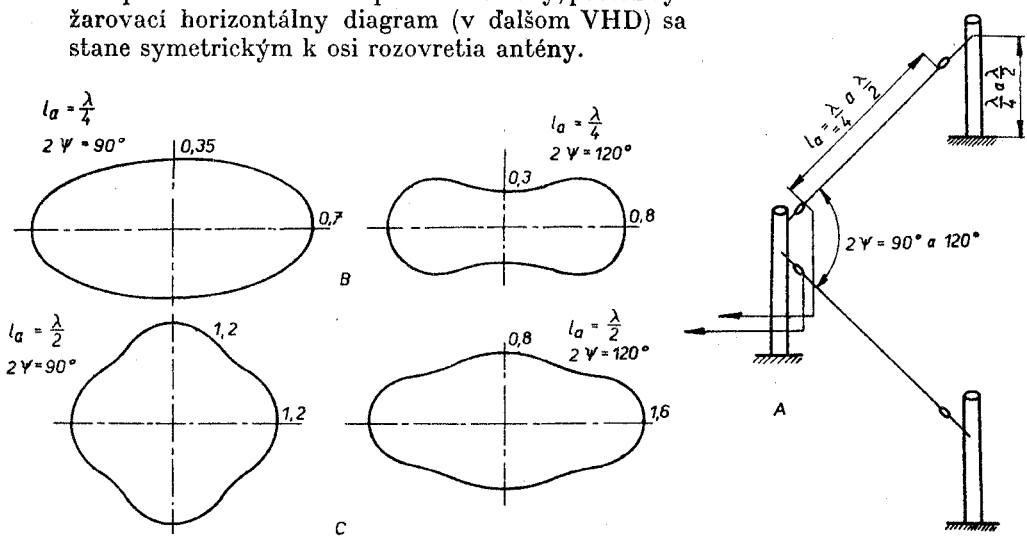
Uvádzané druhy skladaných dipólov a prídavných typov sú pre jednoduchosť prispôsobenia vhodné pre amatérske antény bez použitia transformačných členov. Preto stať o skladaných dipóloch dopĺňa prispôsobenie antén na priame pripojenie ku vzdušnej linke. Prispôsobovanie samo nemení charakter vyžarovania, pokiaľ je robené pomocou kýpťov, lebo vyžarovanie kýpťov je kompenzované. Vyžarovacia charakteristika je len vecou žiaričov, a teda aj skladaných dipólov, keď sa používajú ako žiarič.

Pri skladaných dipólov nenastávajú zásadné zmeny na smerovosti, lebo celý systém sa môže považovať za paralelné zoskupenie priamych dipólov, ktoré vyžarujú rovnako. Ale ak sa žiarič prehne, smerovosť vyžarovacích diagramov sa zmení. Zmena nastane aj vtedy, keď žiarič zostane priamy a zmení sa len fáza budenia.

13. ZDRUŽOVANIE DIPÓLOV V ANTÉNU O PREMENNEJ CHARAKTERISTIKE VYŽAROVANIA

Pri skladaných dipóloch nastal vzrast vyžarovacieho odporu ohnutím $\lambda/2$ úsekov o 180°. Aké budú pomery, keď sa ohyb uskutoční pod menším uhlom s ľubovoľne dlhými úsekmi?

Výsledné pole od ohnutých častí bude rozhodne vždy vektorovým súčtom polí jednotlivých častí vyvolaných príslušnými úsekmi. Ak sa toto prehnutie uskutoční uprostred antény, potom vyžarovací horizontálny diagram (v ďalšom VHD) sa stane symetrickým k osi rozovretia antény.



Obr. 13-1. Združovanie dipólov do antény s premenlivou charakteristikou vyžarovania

V amatérskej prevádzke sa na dosiahnutie symetrie VHD používa ohnutie antény do tvaru V s rovnako dlhými úsekmi pod vrcholovým uhlom 90 až 120°. Pri takomto usporiadaní (podľa *obr. 13-1A*) je možné vysielať s mnohosmerovým účinkom, lebo VHD sa pri týchto uhloch najviac približuje kružnici.

Ak sa každý úsek upraví na 0,25λ dlhý, potom sa pri základnej frek-

vencii v bode napájania vo vrchole V objaví kmitňa prúdu s trocha menšou rezistanciou než pri priamom dipóle, t. j. 62 až 64 Ω, kým pri druhej harmonickej kmitňa napätia s rezistanciou asi 2400 Ω.

Sú možné oba druhy napájania čiže doprava energie po napájacej linke stojatými vlnami pre mnohopásmové použitie a doprava postupnými vlnami pre dvojpásmovú prevádzku.

13.1 Prevádzka stojatými vlnami na napájači

Prevádzka sa zabezpečí veľmi jednoducho, treba len správne zvoliť dĺžku napájacieho vedenia, a to tak, aby pri základnej frekvencii kmitňa prúdu padla práve na prípojný bod napájača do vrcholu V antény. Situácia bude vyriešená nielen na druhej harmonickej, ale aj na vyšších harmonických, lebo na vrchole V sa utvorí kmitňa napätia. (O voľbe dĺžky pri ladenej napájacej linke vzhľadom na väzbové členy a pripojenie v kmitni či uzle prúdu sme už hovorili.)

13.2 Prevádzka postupnými vlnami

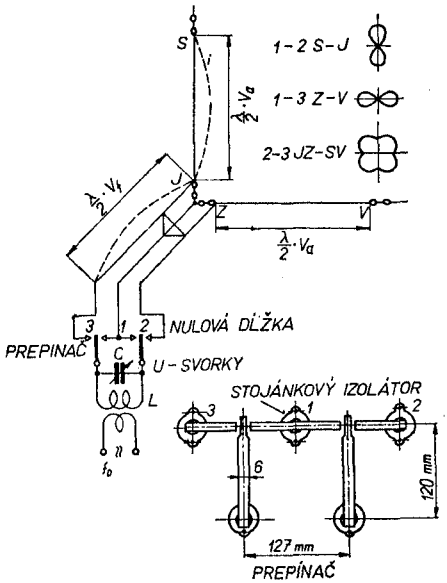
Je umožnená na základnej aj na druhej harmonickej len pomocou prispôsobovacieho $\lambda/4$ úseku o vlnovom odpore 416 Ω, vymeraného pre základný kmitočet, na ktorý vo vzdialenosti $\lambda/6$ od otvoreného konca sa pripája 600 Ω neladená linka (pozri *obr. 13-1A, B*).

Pri oboch druhoch prevádzky vzniká VHD podľa *obr. 13-1B* pre základnú frekvenciu a podľa *obr. 13-1C* pre druhú harmonickú, pričom je vyznačený tvar VHD pre vrcholový úhol $2\psi = 90°$ a 120°. Pri vybudení základnou frekvenciou má vyžarovací vertikálny diagram (v ďalšom VVD) takejto ohnutej antény ten istý tvar ako pri budenom dipóle, t. j. bude závisieť od mernej výšky h/λ nad zemou.

Vyžarovací odpor sa ohnutím vodiča v uzle prúdu na druhej harmonickej v porovnaní s priamym vodičom zmenšuje a má hodnotu 182 Ω pri výške antény $0{,}25\lambda$ a 154,8 Ω pri výške $0{,}5\lambda$ nad zemou, no takto jednako len dosiahneme zvýšenú účinnosť, väčšiu širokopásmovosť a zlepšenie dvojpásmového prispôsobenia oproti jednoduchému dipólu pracujúcemu na základnej frekvencii s vyžarovacím odporom okolo 73,2 Ω. Na diagramoch na *obr. 13-1B, C* je priebeh VHD symetrický k osi rozovretia anténového systému. Preto aj maximá vyžarovania padnú do smeru symetrály antén, t. j. na 45° k drôtom, ak vrcholový uhol medzi anténami činí 90°.

Takto usporiadanú dvojicu antén možno použiť aj na prevádzku s premennou charakteristikou vyžarovania, pričom napájanie sa najľahšie rieši pomocou ladených napájacích liniek.

Podľa toho stačí umiestniť dve antény kolmo na seba podľa *obr. 13-2*, v dotykovom bode ich odizolovať, ku každej priviesť živý a jeden spoločný „mŕtvy" vodič pripojený na vrchol V. Drôty musia byť rovnako dlhé a usporiadané pomocou rozpierok do tvaru rovnostranného trojuholníka, čo je dôležité z hľadiska kapacitnej symetrie. Dĺžky ladeného napájača (vzhľadom na pripojenie paralelného väzbového člena) musia byť dlhé $l_f = n\frac{\lambda}{4}$, kde $n = 2, 4, 6$ atď.: po zriadení vhodného prepínania kontaktov možno zapojiť do prevádzky jeden či druhý dipól na spôsob zeppelinovej antény, príp. oba dipóly súčasne, a tak podľa potreby meniť tvar vyžarovacieho diagramu. Keď napájame niektorý z dvoch dipólov, vyžarovanie sa deje kolmo na smer práve zapnutého dipólu, a keď oba súčasne, potom toto vyžarovanie je v smere symetrály oboch antén.



Obr. 13-2. Dvojitý anténový systém s troma vzdušnými napájacími linkami

Takýmto spôsobom možno vyžarovať rôznymi smermi pomocou jednoduchých dipólov, ktoré sa prepínajú kontaktmi *1—2—3*, ako je vyobrazené na *obr. 13-2*. Obidve antény sa napájajú v mieste prepínača *2—3*, čím sa získa takmer kružnicový charakter VHD a zabezpečí sa temer rovnaká sila signálu v každom smere. Je zaujímavé, že v tejto polohe je signál o 1*S* stupeň silnejší než v ostatných polohách, ktoré patria k napájaniu jedného alebo druhého dipólu. Týmito 3-drôtovým riešením napájača antény, ktorá sa tiež nazýva *rohová*, pri volaní CQ je väčšia pravdepodobnosť odpovede než pri použití jedného dipólu, lebo vyžarovanie v niektorých smeroch nie je potlačené.

Pred zaradením novej antény do prevádzky treba skontrolovať, či ju nerozladil vplyv okolitých predmetov. Preto sa najprv ladia napájače v prevádzkovej polohe pri odpojených anténach, pričom treba odčítať hodnotu na stupnici kondenzátora ladiaceho paralelného člena v oboch polohách prepínača, a len potom pripojiť antény. Ak treba kondenzátor doladovať, nemá anténa správnu dĺžku. Ak treba kapacitu pridať,

aby sa znova dosiahla rezonancia, anténa je príliš krátka a naopak. Výhodné je urobiť najprv trocha dlhšiu anténu a potom z nej odrezávať, kým nebude rezonančný kmitočet rovnaký ako pri napájačoch. Napokon treba pripojiť druhú anténu a po prepnutí prepínača pokračovať ako predtým. Keď sú už obe antény takto nastavené, možno začať s prevádzkou.

V tejto kapitole sme preberali zoskupenie dipólov, aby sme získali premennú charakteristiku, pokiaľ ide o smerovosť vyžarovania. Mnohopásmová prevádzka bola tu možná len pri napájaní z konca antény, a to len stojatými vlnami ako v prípade rohovej antény. V takomto zoskupení urobiť napájanie postupným vlnením bolo možné len na 2 harmonických pásmach.

13.3 Zoskupovanie dipólov na mnohopásmovú prevádzku

Možno dipóly zoskupiť, aby sa dosiahla monohopásmová prevádzka pri napájaní postupnými vlnami? Amatéri sa už od roku 1937 zapodievali týmto problémom a postupom času objavili 2 riešenia, a to:

13.3.1 Zavesenie dipólových elementov pod seba, aby sa utvoril mnohopásmový vyžarovací systém s neladeným napájačom pri vstupe do spoločnej kmitne prúdu všetkých dipólových elementov. V tejto spoločnej kmitni sa napájajú všetky dipóly buď metódou štvrťvlnového transformátora, alebo priamym prispôsobením.

Každý dipól sa odreže na svoje pásmo. Pri niektorom z dipólov vzniká v kmitni prúdu vstupná rezistancia, ktorá je vhodná pre priame prispôsobenie koax. kábla o vlnovom odpore 70 až 75 Ω. V ostatných dipóloch nemôže vzniknúť takáto malá vstupná rezistancia pre rôzne merné výšky $n\frac{h}{\lambda}$, kde λ je dĺžka vlny vlnove najdlhšieho pásma, na ktorú je horný dipól dimenzovaný, a n je rad harmonického pásma, na ktoré majú byť upravené ostatné nižšie dipóly.

Aby kolísanie vstupnej rezistancie bolo čo najmenšie, odporúča sa anténu zavesiť do výšky $h/\lambda = 0{,}5$ alebo 1,0, podľa vlnove najdlhšieho pásma. Napríklad keď sa má anténa použiť na prevádzku pri 7—14—21 až 28 MHz, potom pri výške $h = 20$ m budú merné výšky 0,5—1,0—1,5—2,0 alebo pri výške $h = 10$ m postupne nadobúdajú hodnoty 0,25—0,5—0,75—1,0. Zmena merných výšok, pravda, vyvolá zmenu priebehu VVD a z toho vyplýva, že anténa je vhodná pre DX spoje na každom pásme osobitne.

Vzhľadom na harmonický pomer pásiem môžu sa v spoločnom napájacom bode dipólov vyskytnúť len impedancie okolo 73—250—2500 Ω. Tieto impedancie môžu mať aj menšiu reaktančnú zložku v prípade, ak dĺžky vodičov dipólov sa trocha odchyľujú od prísneho harmonického

pomeru, frekvencií, na ktorých sa má pracovať. No v každom prípade pôjde prúd v anténe cestou najmenšieho odporu, t. j. do dipólu so 73 Ω vstupnej rezistancie, ktorý je dimenzovaný pre toto pásmo.

V dipóloch nastáva pri správnej konštrukcii vhodné prispôsobenie koaxiálnemu káblu o vlnovom odpore 70 až 75 Ω, čo dokazujú aj merania, lebo pri PSV sa neprevyšuje hodnota $r_s = 1{,}5$.

Elementy dipólu sa povesia vo dvoch skupinách na drôt vlnovo najdlhšieho pásma pomocou líšt z pertinaxu dĺžky asi 10 cm, a to 1 kus na každých 30 cm dĺžky elementu. Elementy však možno vyhotoviť aj z dvoch kusov polyetylénových pásových 285 Ω káblikov, ktoré reprezentujú 4 dipóly podľa návrhu Belgičana Louis Richarda ON4UF. No pred použitím treba kábel rozstrihnúť, a to tak, že nadbytočná dĺžka sa osekne aj s izoláciou. Kratší pár dipólov jedného kábla sa zavesí pod dlhší pár pomocou 2 sťahovacích líšt z pertinaxu, lebo polyetylénová izolácia pásikov je dostatočná záruka. Dve polovice dipólov sa potom z dvoch strán pripevnia na *4—4* svorky stredne hrubej doštičky z pertinaxu, kde sa zavesí koaxiálny kábel.

Presné dĺžky dipólov sa nastavujú napr. griddiposcilatorom na vopred určené rezonančné frekvencie, na ktorých sa bude najčastejšie pracovať. Na stavbu takejto antény v 10 m výške nad zemou pri prevádzke na pásmach 7—14—21—28 MHz možno použiť informačné údaje prevzaté z *tab. 11-1.*

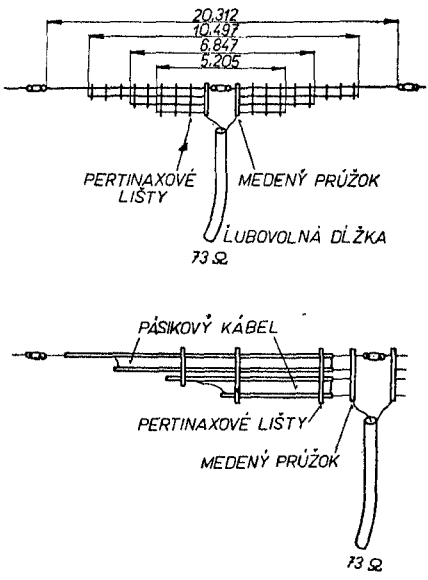
Pásmo	7	14	21	28
h/λ	0,25	0,50	0,75	1,00
R_a	85,66	69,12	75,02	75,05
$l_a f_{[MHz]}$	143,20	147,47	144,13	146,27

Tieto údaje pomôžu pri hrubom dimenzovaní dipólov na pracovné frekvencie. Zvoľme si napr. tieto pracovné frekvencie: 7,05—14,05 až 21,05—28,1 MHz pri dĺžkach vypočítaných z $l_a f$ výrazov na 20,312 až 10,497—6,847—5,205 m a vpísaných do schematického náčrtku anténového systému na *obr. 13-3.* Podľa uvedených údajov možno očakávať najhoršie prispôsobenie na 7 MHz pásme hodnoty PSV o $r_s = \frac{85{,}66}{73} =$ $= 1{,}17$ pre koaxiálny kábel o vlnovom odpore 73 Ω.

Iné riešenie je čisto amatérske a uvádza sa ako druhý spôsob mnohopásmovej prevádzky dipólu napájaného koaxiálnym káblom.

13.3.2 Mnohopásmová anténa W3DZZ. Toto riešenie používa anténu napájanú v strede rôznymi frekvenciami, a to pomocou filtrov, ktoré sa

vkladajú do dipólu, aby vymedzili $\lambda/2$ úseky pre zvolené prevádzkové frekvencie. Napríklad pri prevádzke na 3 frekvenciách stačí zaradiť 2 druhy paralelných kmitavých okruhov (L_1C_1 a L_2C_2), aby sa vymedzili polvlnové úseky l_1, l_2, l_3 pre frekvencie f_1, f_2 a f_3. Podmienkou pre vymedzenie polvlnového úseku l_1 je, aby okruh L_1C_1 bol vyladený na kmitočet f_1, a pre vymedzenie ďalšieho polvlnového úseku l_2 treba, aby okruh L_2C_2 bol vyladený na f_2. Pri tomto vyladení sa okruhy správajú ako izolátory napätia, lebo pre ich veľký odpor nemôžu prúdy ďalej prenikať. Takéto okruhy používajú amatéri pod názvom *elektrónová pasca* čiže TRAP pre ich vlastnosť zachytávať elektróny a neprepúšťať ich ďalej. Je jasné, že prúdová polvlnová dráha l_2 sa pri frekvencii $f_2 < f_1$ skladá z prirodzenej dráhy l_1 (popri medziúseku $2l_{12}$) a z dráhy, ktorá vyplýva zo správania pasce L_1C_1 pri frekvencii f_2. To isté platí pre dráhu l_3. Polvlnové úseky s ukončovacími pascami sú schematicky znázornené na *obr. 13-4A*.



Obr. 13-3. Mnohopásmový vyžarovací systém z dipólových elementov budených spoločným neladeným napájačom

Amatér W3DZZ dokázal dômyselne spojiť vlastnosti harmonických antén s opísaným princípom pascí na vymedzenie jediného polvlnového úseku, a tak zvládnuť prispôsobenie pre 5 amatérskych pásiem pri napájaní 73 Ω káblom. Ako účinkuje táto anténa?

Základný úsek l_1 je vo svojej dĺžke fixovaný dvojicou filtrov LC, vyladenou na frekvenciu f_1 v 7MHz pásme, pre ktorú je táto elektrická polvlnová dĺžka l_1 dimenzovaná. Z podmienky vyladenia filtra na frekvenciu f_1 vyplýva hodnota jeho samoindukcie

$$L_{[\mu H]} = \frac{25\,330}{Cf^2}$$

vypočítaná pomocou zvolenej kapacity C v pF a f_1 v MHz so

7 MHz pásma. Pri $C = 60$ pF a $f_1 = 7{,}05$ MHz máme pre

$$L = \frac{25\,330}{Cf^2} = \frac{25\,330}{60 \,.\, 7{,}05^2} = \frac{25\,330}{60 \,.\, 49{,}7025} = \frac{25\,330}{2982{,}15} = 8{,}493 \doteq 8{,}5\mu\text{H},$$

ktorú má cievka navinutá z 2mm Cu drôtu na priemer $D = 5$ cm pri dĺžke vinutia $b = 8$ cm o počte závitov 19. Počet závitov cievky sa vypočíta zo vzorca

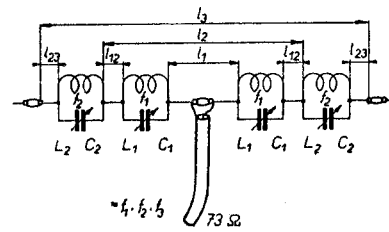
$$N = \sqrt{\frac{L(9r + 10b)}{0{,}3937r^2}}$$

kde polomer cievky r a dĺžka vinutia sú vyjadrené v cm, kým L v μH.

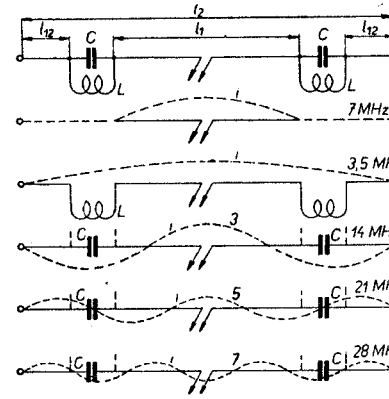
Pri utváraní ďalšieho polvlnového úseku l_2 pri najmenšej frekvencii f_2 v 3,5MHz pásme prechádza prúd len cievkou filtra, lebo cievka vytvára menší odpor než kondenzátor. Takto sa reaktancia oboch cievok dostane do série s dĺžkami l_1 a l_{12} a s nimi utvára elektrickú dĺžku 180° pre frekvenciu f_2 v 3,5 MHz pásme.

Pri frekvenciách pásiem kratších vĺn sa uplatňujú len reaktancie kondenzátorov, ktoré sa dostanú do série s prirodzenými dĺžkami, čím ich skracujú. Takto sa dostáva anténa do rezonancie s 3 polvlnami na 14 MHz s 5 polvlnami na 21 MHz a 7 polvlnami na 28 MHz, ako je to znázornené na *obr. 13-4B*.

Uplatňovaním týchto zásad pri voľbe *LC* hodnôt filtrov, ako aj voľbou dĺžok l_1 a l_{12} možno získať rezonanciu v rôznych miestach pásiem. V nasledujúcej tabuľke sa pod č. 1 nachádzajú pôvodné rozmery pre konštrukciu antény W3DZZ, ktoré sa však neukázali byť ideálnymi ani pre CW, ani pre fone časť DX pásiem, lebo amatér sa usiloval rezonančné frekvencie umiestiť do stredu pásiem.



Obr. 13-4A. Anténa vyladiteľná na tri rôzne frekvencie



Obr. 13-4B. Mnohopásmový dipól W 3 DZZ a základné spôsoby funkcie jeho elektronických pascí

Amatér W9JYH používaním iných *LC* hodnôt, uvádzaných pod č. 2, presunul rezonančné frekvencie na iné, vhodnejšie body fone pásiem.

Pre prevádzku CW sú výhodnejšie rozmery nemeckého amatéra Karl Rothammela DM2ABK, v tabuľke uvedené pod č. 3. Pre prácu na DX pásmach sú vhodné rozmery č. 4 amatéra David P. Schafera K2GU. No tieto rozmery sa vzťahujú len na konštrukciu antény na pásme 7 až 28MHz a na prípady, kde amatér nemá vhodný priestor pre anténu na 3,5 MHz, a preto sa nemôže stretávať na tomto pásme.

Najmenšia variácia vstupnej rezistancie nastane, keď merné výšky budú mať hodnotu $n\frac{\lambda}{4}$, t. j. budú vo výške 20 m pre 5-pásmovú prevádzku alebo vo výške antény 10 m pre 4-pásmovú prevádzku.

Č	$C_{[pF]}$	$L_{[\mu H]}$	[m] l_1	[m] l_{12}	f_r [MHz]	D [cm]	b [cm]	N
1	60	8,2	19,508	6,706	3,74—7,20—14,15—21,40—30,0	5,1	5,1	16
2	65	8	19,508	6,706	3,70—7,20—14,10—21,50—30,0	5,1	5,1	15
	85	5,8	19,508	6,706	3,85—7,28—14,00—21,40—29,8	5,1	5,1	12
	102	4,6	19,508	6,706	3,92—7,24—13,80—21,35—29,9	8,7	5,1	8
	95	5,0	19,508	6,401	3,90—7,25—14,10—21,50—29,9	8,3	4,5	9
3	60	8,5	20,140	6,710	3,70—7,05—14,10—21,20—28,4	5	8	19
4	27	4,7	10,160	3,200	7,20—14,10—21,20—28,2	5	5	12

Zmeny vstupnej rezistancie sa prejavia nerovnakým PSV na jednotlivých rezonančných kmitočtoch v pásme. Anténa je pri hrúbke drôtu 3 mm taká širokopásmová, že na okrajoch pásma PSV neprekročí hodnotu $r_s = 2$, ak sa rezonančný kmitočet umiesti do stredu pásma. Pre spomínanú širokopásmovosť je možné s touto anténou pracovať pri dobrom prispôsobení na všetkých amatérskych pásmach. Ako vyhotoviť a naladiť filtre (elektrónové pasce)? Elektrické hodnoty konštrukčných *LC* prvkov tu použitých sú veľmi kritické a na 7MHz pásme pri 5-pásmovej anténe musia byť v rezonancii. Súčiastky musia byť volené tak, aby znášali anténový prúd a napätie, ktoré na nich vzniká pri výkone privádzanom do antény. Do výkonu 1 kW možno používať cievky z 2mm Cu drôtu, ako kapacitu zasa blokové kondenzátory na prevádzkové napätie 5 kV, alebo otočné kondenzátory so vzduchovou medzerou 3 mm.

Najvýhodnejšie je tieto filtre nastavovať ako absorpčný vlnomer pri indikácii rezonancie malou žiarovkou vradenou do okruhu *LC*. Hodnota kapacity *C* uvádzaná v tabuľke sa nastaví *LC* mostíkom a k nej sa hľadá taká samoindukčnosť, aby nastala rezonancia pri zvolenej frekvencii

f_1 zo 7MHz pásma, ktorá u nás môže byť v rozsahu 7,01 až 7,05 MHz, aby sa pásmo mohlo používať.

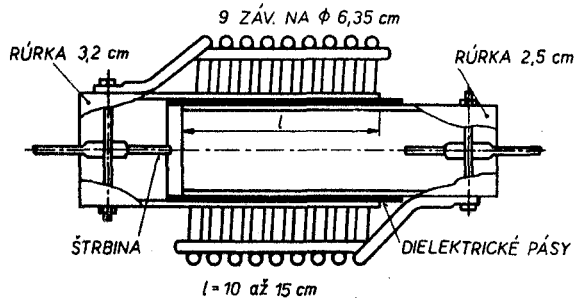
Podľa údajov tabuľky sa vyhotoví cievka o priemere D a dĺžky vinutia b a jej presná samoindukčnosť sa nastaví stláčaním a roztahovaním cievky na maximálny svit žiarovky. Netreba zdôrazňovať, že cievka dostáva budenie od vysielača hoci linkovou väzbou a že na vysielači sa nastaví kmitočet f_1.

Po použití sa žiarovka odstráni z okruhu LC filtra a po zaistení závitov cievky a polohy otočného kondenzátora sa závity namontujú do uzavretej krabice z izolantu, aby boli chránené pred vplyvmi poveternosti. Cievku možno zhotoviť aj samonosne a koncami pripevniť k letovacím očkám na valcový kondenzátor utvorený z 2 rúrok.

Medzi svetlý priemer d_2 vonkajšej rúrky a priemer d_1 vnútornej rúrky je tesne navinutý svitok pásky z polyetylénu ($\varepsilon = 2{,}3$ až $2{,}4$) alebo iného vhodného dielektrika, ktorý vytvorí žiadanú kapacitu C. Účinná dĺžka valcového kondenzátora sa určí pomocou vzorca

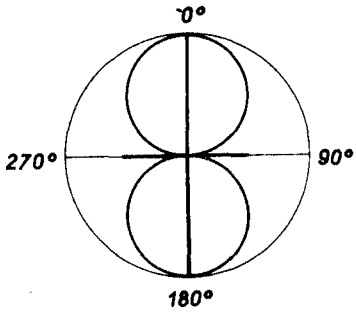
$$l_{[\mathrm{cm}]} = \frac{C_{[\mathrm{pF}]}\, 4{,}1446 \,.\, \log d_2/d_1}{\varepsilon}$$

ktorý dáva presné výsledky, pravda treba poznať dielektrickú konštantu ε použitej pásky. Tento valcový kondenzátor sa nastavuje pomocou LC

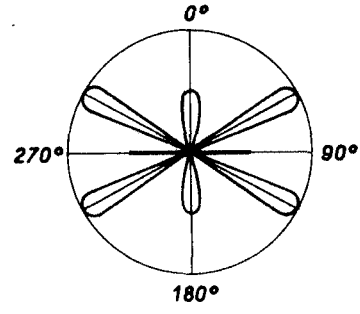


Obr. 13-5. Dielektrické vyladenie kondenzátora elektronických filtrov

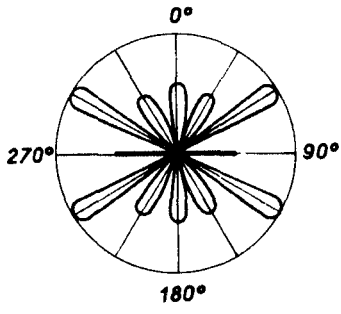
mostíka na potrebnú kapacitu, a to zasunovaním valcov do seba. V potrebnej polohe sa zaistí buď pomocou dubového kolíka vtláčaného cez vyvŕtané diery oboch valcov, alebo pomocou príslušnej matky na svorníku valca s väčším priemerom, ktorý má z tohto dôvodu asi do polovice po oboch stranách štrbinu.



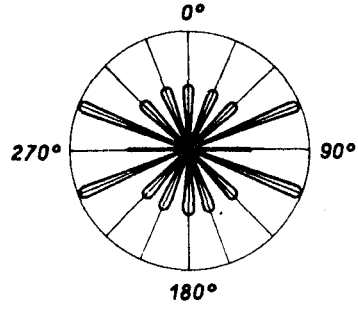
Obr. 13-7. Horizontálny vyžarovací diagram pri 3,5 MHz a 7 MHz



Obr. 13-8. Horizontálny vyžarovací diagram pri 14 MHz



Obr. 13-9. Horizontálny vyžarovací diagram pri 21 MHz



Obr. 13-10. Horizontálny vyžarovací diagram pri 28 MHz

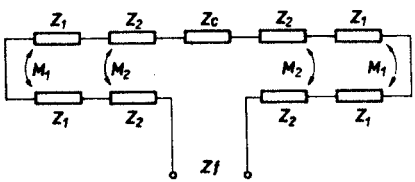
Na získanie kapacity 60 až 100 pF stačia rozmery uvedené na *obr. 13-5*. Výhodou valcového kondenzátora je, že odpadá potreba izolátora na zachytenie ťahu antény, lebo anténové laná sa zachytávajú z 2 strán na koncové skrutky oboch valcov, a ďalej to, že na ochranu samonosnej cievky netreba nijaký kryt.

O popularizovanie tejto vynikajúcej antény medzi európskymi amatérmi sa postaral amatér Rückert ex DL 1 EZ, terajší VK2AOU, ktorý vykonal priekopnícku prácu pri anténach tohto druhu.

13.3.3 Mnohopásmová anténa podľa HA5 DM. Práve opísaná anténa W3DZZ inšpirovala maďarského amatéra HA5DM k zjednodušenej konštrukcii antény, ktorá má rovnaké vyžarovacie vlastnosti, pričom nie je potrebné použiť ako napájač koaxiálny kábel. K napájaniu stačí obyčajná, tzv. televízna dvojlinka, ktorou možno priviesť k anténe bezpečne výkon niekoľko sto wattov.

Dôležitým problémom pre každého amatéra pri rozhodovaní o type vhodnej vysielacej antény je v prvom rade šírka pásma, v akom môže anténa pracovať, a potom zmena vstupnej impedancie antény v závislosti od vysielanej frekvencie. Viacpásmový skladaný dipól, konštruovaný presne podľa návrhu vysielacej antény W3DZZ, nemá na vyšších frekvenciách žiadané vlastnosti. Z toho dôvodu urobili na tomto type niektoré zmeny v hodnotách súčiastok a v rozmeroch vodičov.

Ďalším zaujímavým problémom je závislosť induktívnej väzby medzi paralelnými článkami *LC* od obidvoch koncov antény. Presné matematické riešenie je veľmi zložité, a preto nie je vhodné ho uviesť v rámci tejto knihy, ale výsledky sa rešpektovali pri konštrukcii tejto antény. Na *obr. 13-6* je zobrazená celková základná schéma tejto upravenej viacpásmovej antény, ktorá má vo svojich ramenách dva alebo niekoľko impedančných článkov zapojených v sérii a umiestnených súbežne s väzbou M1, M2 medzi odpovedajúcimi cievkami. Dobré výsledky dosiahneme len s kvalitne vyrobenými článkami *LC*. Výsledný vyžarovací diagram bude rovnaký ako pri pôvodnej anténe W3DZZ až na nepatrné odchylky. Avšak presná znalosť tvaru diagramu nie je potrebná, lebo je ovplyvnený podľa umiestnenia antény. Preto vyžarovacie diagramy na *obr. 13-7*, *13-8*, *13-9* a *13-10* sú orientačné a môžu se približne použiť pre anténu HA5DM alebo pre W3DZZ. Tabuľka udáva pomer stojatých vĺn po vedení pre dvojlinku s impedanciou 240 Ω.



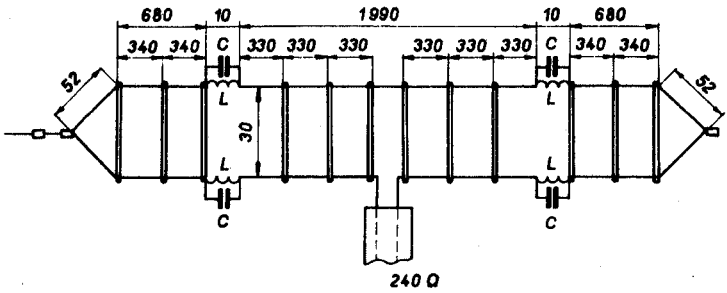
Obr. 13-6. Základná schéma konštrukcie antény HA5DM

Tieto údaje boli zmerané s presnosťou ± 10 %, čo pre amatérsku prax úplne postačí. Treba ešte upozorniť, že vstupná impedancia antény sa mení s prostredím, a tým sa mení aj pomer stojatých vĺn. Dôležitým predpokladom pre správnu činnost antény je, aby anténa bola naozaj napájaná súmerne, lebo aj to má vplyv na jej vstupnú impedanciu aj na pomer stojatých vĺn.

Frekvencia [kHz]	Pomer stojatých vĺn
3 500—3 800	1 : 1,2
7 000—7 100	1 : 1,3
14 000—14 300	1 : 1,5
21 000—21 300	1 : 1,8
28 000—29 600	1 : 2,0

Mechanická konštrukcia antény a jej rozmery.

Presné rozmery v cm sú v *obr. 13-11.* Priemer žiariča dipólu je 2,5 mm. Rozperky medzi vodičmi sú z trolitulu, alebo inej kvalitnej izolačnej hmoty a majú rozmery $10 \times 10 \times 320$ mm a sú prichytené obtočením kúska drôtu okolo žiariča. Cievky sú navinuté na jadre z trolitulu priemeru 100×130 mm a chránené proti účinkom počasia. Túto anténu môžeme v zásade používať ako anténu W3DZZ, ale treba rešpektovať niekoľko maličkostí. Veľmi dôležité je, aby obidva drôty žiariča boli presne rovnako dlhé (vplyv vetra!). Cievky sú vinuté z postriebreného drôtu priemeru 3 mm (*Q* cievky). Musia byť konštruované tak, aby bolo možné nastaviť rezonanciu obvodu *LC* na 7,05 MHz, a to ešte pred zaradením článkov *LC* do série s anténou. V mnohom pomôžu detaily uvedené pri konštrukcii antény W3DZZ na predchádzajúcich stránkach.



Obr. 13-11. Konštrukčné rozmery antény v cm;
$L = 6{,}4\,\mu$H, $C = 68$pF/3kV, $\pm 2\%$, $f_0 = 7{,}05$MHz

14. ANTÉNY SO SLABÝM SMEROVÝM ÚČINKOM

Mnohosmerové vyžarovanie sa od antény vyžaduje výnimočne, zvyčajne vtedy, keď sa amatér rozhodne pre vertikálnu anténu.

Pri použití horizontálnej antény sa vždy vyskytuje smerovosť signálu, t. j. signál bude v istom smere najsilnejší, na úkor iných smerov, kde to práve ani nie je žiadúce. Uvedená smerovosť antén je pre DX prácu potrebná, preto sa ňou treba zapodievať a osvetliť si pojem vyžarovacieho odporu, ako aj reaktancie jednotlivých $\lambda/2$ sekcií, ktoré určujú dĺžku antény.

Smerovosť sa vyhraní, keď sa ako anténa použije drôt dĺžky niekoľko polvĺn. Je zrejmé, že pri názve *dlhodrôtová anténa* ide predovšetkým o prevádzkový kmitočet, nie o dĺžku drôtu, keďže názov je už medzi amatérmi zaužívaný. Osamotený dlhodrôtový žiarič je najjednoduchšou podobou smerovej antény, lebo má väčšiu smerovosť než polvlnový drôt — dipól.

Smer maximálneho vyžarovania φ_m sa určí pomocou tvarového súčiniteľa VHD hodnoty

$$F = \frac{\cos\left(180\frac{l}{\lambda}\cos\varphi\right) - \cos\left(180\frac{l}{\lambda}\right)}{\sin\varphi}$$

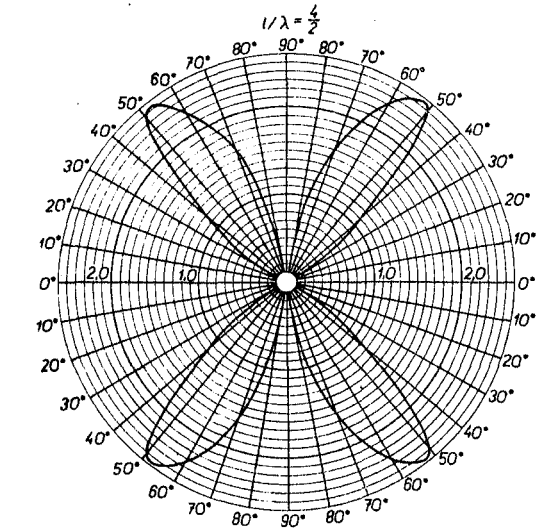
keď sa za φ dosadí φ_m pri podmienke maxima a keď merné dĺžky drôtu $\frac{l}{\lambda} = n\frac{1}{2}$ ($n = 1, 2, 3, \ldots$). Rovnicu riešime podľa φ. Podobne sa určí horizontálny uhol φ_0, pre ktorý nastáva potlačenie vyžarovania po dosadení $F = 0$.

Zo zobrazenia VHD tvarovým činiteľom na *obr. 14-1* pri rôznych merných dĺžkach antény vyplývajú niektoré dôležité poznatky pre dlhodrôtové antény:

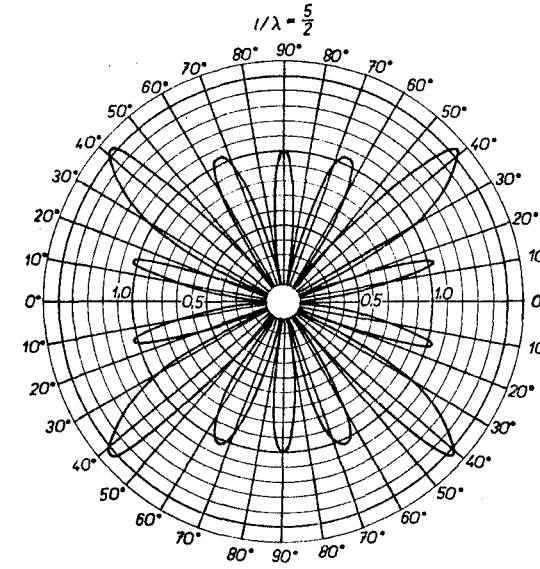
a) Tvar VHD dlhej antény je rozčlenený na viac lalokov, ktorých počet vzrastá s počtom polvĺn po drôte.

b) Najväčšiu amplitúdu majú laloky neďaleko anténového drôtu, keď sa k nemu primkýnajú pod uhlom φ_m.

c) Rast dĺžky žiariča vyvolá zmenšenie uhla φ_m hlavných lalokov pri ich podlhovastejšom tvare na úkor šírky a vzrast zisku v porovnaní



Obr. 14-1A. Zobrazenie VHD priebehom tvarového činiteľa pre rôzne merné dĺžky antény



Obr. 14-1B. Zobrazenie VHD priebehom tvarového činiteľa pre rôzne merné dĺžky antény

s porovnávacím dipólom. No zisk na smerovosti nastane až vtedy, keď dĺžka žiariča prekročí niekoľko vlnových dĺžok.

d) Relatívna priemerná amplitúda menších lalokov vzhľadom na hlavné laloky klesá so vzrastajúcou dĺžkou žiariča a s počtom malých lalokov.

e) Pri dĺžkach, ktoré sú nepárnym násobkom počtu $\lambda/2$, anténový drôt vyžaruje aj v smere kolmom na drôt, zatiaľ čo pri dĺžkach párnych násobkov $\lambda/2$ kolmé vyžarovanie nenastane.

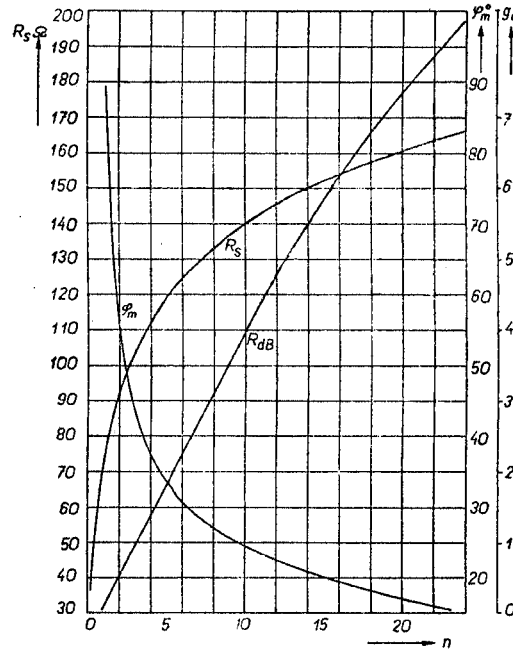
f) Celkový počet všetkých lalokov sa rovná dvojnásobku počtu polvĺn po drôte.

g) Najväčšiu energiu z celého výkonu vyžiareného do priestoru majú tie laloky, ktoré sú najbližšie k drôtu, a preto majú aj najväčší zisk oproti porovnávaciemu dipólu.

Pre amatérsku prax je dôležité poznať najmä uhol maximálneho vyžarovania φ_m a zisk, ktorý sa môže dosiahnuť oproti jednoduchému dipólu. Smer maximálneho vyžarovania zaujíma amatéra preto, aby mohol posúdiť, ktoré štáty sú v smere najlepšej počuteľnosti jeho stanice. Zisk prvého laloka udáva, koľkokrát by sa

musel zväčšiť výkon dodávaný dipólu, aby bolo rovnako počuť ako pri použití dlhodrôtovej antény.

Anténa sa však stane vyslovene dlhodrôtovou, ak sa najmenej 8 polvĺn zmestí na drôt, čo reprezentuje 40m dĺžku pri práci na 28 MHz, keď zisk $G_N = 2{,}1$ pri hlavnom smere žiarenia na 27 °k drôtu. Preto kde to dovoľujú terénne podmienky, volí sa 83m, ba až 167m dĺžka antény, aby sa získal podstatný zisk na DX pásmach 14,21 a 28 MHz. Pre informáciu poslúži *obr. 14-2*, na ktorom sú údaje o vyžarovacom odpore R_s, o uhle maximálneho vyžarovania φ_m a zisku výkonu G_N pri dlhodrôtových anténach v závislosti od počtu polvĺn n po drôte. Údaje o zisku treba aplikovať len pre drôty bez znateľnejšieho ovisnutia, lebo priehyb v strede, presahujúci aj malý zlomok λ, značne redukuje zisk a ostrosť hlavných lalokov žiariča dlhého nad $20\frac{\lambda}{2}$.



Obr. 14-2. Charakteristické údaje dlhodrôtových antén pre stojaté vlny v závislosti od počtu n polvĺn po drôte. (Porovnať s údajmi na *obr. 17-2A* pre postupné vlny.)

Na údajoch G_N vidieť, že smerovosť dlhodrôtových antén je väčšia než smerovosť jednoduchého dipólu.

No ešte treba objasniť niektoré vplyvy na smerovosť dlhodrôtovej antény. Predovšetkým ide o tzv. *hluché smery* na diagramoch, ktoré platia len pre ideálnu zem o nekonečnej vodivosti. Pre konečnú vodivosť fyzikálnej zeme a nízku dielektrickú konštantu sa nedokonalým odrazom vĺn hluché smery na diagramoch vyplnia, takže aj VHD pri dlhodrôtovej anténe je bez nulového vyžarovania. Teda pri mernej dĺžke $\frac{l}{\lambda} = 8 \,.\, \frac{\lambda}{2}$ je vyžarovanie prakticky v každom smere.

Na druhej strane nastane zmena VHD aj pri nesymetrii napájania,

a to najmä pri napájaní z konca antény, teda v kmitni napätia. Tu sa vyžarovacie polvlnové sekcie nepoužívajú len ako žiarič, ale tvoria aj napájač pre priľahlé úseky, takže pre prirodzený útlm bude prúd v nasledujúcej kmitni trocha menší. Preto nenapájaný koniec silnejšie vyžaruje, čo postihuje symetriu lalokov smerovosti dlhodrôtovej antény, lebo vtedy anténa vyžaruje prevažne do smeru nenapájaného konca.

Ostatne aj vychýlenie dlhodrôtového žiariča z vodorovnej polohy k zemi alebo vedenie antény paralelne so zemným svahom zmení tvar VHD, pretože v smere naklonenia antény vznikajú výhodnejšie podmienky pre diaľkové spojenie pre nižší vertikálny uhol vyžarovania, čo má určitý význam aj pri nízkych anténach.

Pokiaľ dĺžka antény nepresahuje 3λ, opísané javy skreslenia VHD sa môžu zanedbať, no ináč môžu vyvolať až 3 dB pokles v zisku napájaného konca.

Vyžarovací odpor dlhodrôtovej antény sa môže vypočítať z vyžarovacích odporov jednotlivých polvlnových sekcií, ktoré sa však nachádzajú pod vplyvom ostatných úsekov. Pre vyčíslenie vyžarovacieho odporu (ďalej VO) každého polvlnového úseku je potrebné poznať rezistívne hodnoty vzájomných impedancií ostatných úsekov, ktoré pôsobia na základný počítaný úsek.

Sovietsky vedec A. A. Pistolkors už r. 1929 zaviedol pre rezistívne zložky vzájomnej impedancie označenia R_a, R_{2a}, R_{3a}, ... na znak toho, že dotyčné úseky sú posunuté o jeden polvlnový a odstup, resp. o 2 takéto polvlnové a odstupy atď., čo vyjadruje indexmi a, $2a$, $3a$ atď. Z jeho pôvodného článku uvádzam hodnoty, ktoré sám vypočítal:

R_z	R_a	R_{2a}	R_{3a}	R_{4a}	R_{5a}	R_{6a}
73,30	26,40	−4,06	+1,78	−0,96	+0,58	−0,43

Podľa znamienka hodnôt možno zistiť, že vzájomná rezistancia je kladná pri nepárnych násobkoch a záporná pri párnych odstupoch polvĺn, teda závisí od polarity napätia dotyčného úseku a, či prispieva k zníženiu alebo k zvýšeniu vyžarovacieho odporu VO patričného úseku.

Keď sa dlhodrôtová anténa skladá len z 2 polvĺn rozložených po vodiči podľa *obr. 14-3A*, VO sekcie 1 bude práve taký veľký ako sekcie 2, lebo relatívne vzťahy medzi nimi sú rovnaké, a tak

$$R_1 = R_S - R_a = R_2$$

Z hľadiska sériového napájania oboch úsekov dlhodrôtová anténa o 2 úsekoch má VO o hodnote

$$R_r + R_1 + R_2 = 2(R_r - R_a) = 2R_s - 2R_a$$

Keď dlhodrôtová anténa bude mať 3 polvlnové úseky, vyžarovací odpor úseku 1 bude mať tú istú hodnotu ako vyžarovací odpor úseku 3 *(obr. 14-3)*, a to:

$$R_1 = R_s - R_a + R_{2a} = R_3$$

zatiaľ čo stredný úsek 2 má VO

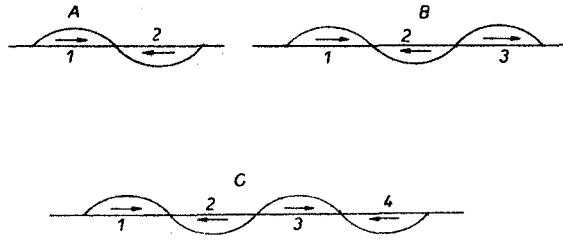
$$R_2 = R_s - 2R_a$$

takže dlhodrôtová anténa o 3 úsekoch bude mať VO výslednej hodnoty

$$R_r = R_1 + R_2 + R_3 = 2(R_s - R_a + R_{2a}) + R_s - 2R_a = \\ = 3R_s - 4R_a + 2R_{2a}$$

Podobne dlhodrôtová anténa o 4 polvlnových úsekoch bude mať

$$R_1 = R_s - R_a + R_{2a} - R_{3a} = R_4;$$
$$R_2 = R_s = 2R_a + R_{2a} = R_3$$



Obr. 14-3. Zobrazenie prúdových vzťahov na dlhodrôtových anténach s prirodzeným protifázovým prietokom prúdu pri 2, 3 a 4 elementoch

Výsledný vyžarovací odpor pre 4 úseky dlhodrôtovej antény má teda hodnotu (podľa *obr. 14-3C*):

$$R_r = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = 2(R_1 + R_2) = \\ = 2(R_s - R_a + R_{2a} - R_{3a}) + 2(R_s - 2R_a + R_{2a}) = \\ = 4R_s - 6R_a + 4R_{2a} - 2R_{3a}$$

Takto by sme mohli pokračovať pri odvodzovaní hodnoty vyžarovacieho odporu dlhodrôtovej antény všeobecne o n úsekoch a zistili by sme správnosť Pistolkorsovho vzorca:

$$R_r = nR_s - 2(n-1)\,R_a + 2(n-2)\,R_{2a} - 2(n-3)R_{3a} + \\ + \ldots + 2R_{(n-1)}$$

pri jeho všeobecnej platnosti.

Dole sú uvedené výsledky výpočtu VO pre dlhodrôtovú anténu s tzv. *prirodzene fázovanými polvlnovými úsekmi*, kde jeden úsek je oproti druhému otočený o 180°.

Pri prirodzenom fázovaní sa ako vidieť vyskytujú pomerne malé vstupné rezistancie v kmitni prúdu jednotlivých úsekov, ktoré dávajú malý VO pre dlhodrôtovú anténu. Malé hodnoty vyžarovacích odporov sú dôsledkom prirodzeného fázovania v sérii napájaných úsekov. Keď sa fáza na týchto úsekoch obráti, vzniká kolineárny súfázový radový systém s pomerne vyššími vstupnými rezistanciami v kmitniach prúdu jednotlivých úsekov. Pri ich sériovom napájaní je aj oveľa vyšší VO celého anténového kolineárneho systému, ktorý dáva väčší zisk než harmonická anténa tých istých rozmerov.

V tabuľke sú uvedené výsledky dosiahnuté naznačeným spôsobom pre vyžarovanie odporu prirodzene fázovaných úsekov i pre dlhodrôtovú anténu

n	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_r
1	73,30							73,30
2	46,90	46,90						93,80
3	42,84	20,50	42,48					106,18
4	41,06	16,44	16,44	41,06				115,00
5	40,10	14,66	12,38	14,66	40,10			121,90
6	39,52	13,70	10,60	10,60	13,70	39,52		127,64
7	39,09	13,12	9,64	8,82	9,64	13,12	39,09	132,52

kde n značí počet polvlnových úsekov.

Dĺžka harmonickej antény je vecou reaktancie všetkých úsekov, ktoré spolu dávajú výslednú reaktanciu dlhodrôtovej antény. Keď poznáme reaktančné členy vzájomnej impedancie jednotlivých úsekov aj vlastnú impedanciu X_s, ako je uvedené v tabuľke

X_s	X_a	X_{2a}
42,2	19,8	−0,7

možno pomocou Pistolkorsovho vzorca

$$X_n = nX_s - 2(n-1)X_a + 2(n-2)X_{2a} - 2(n-3)X_{3a} + \\ + \ldots + 2X_{(n-1)a}$$

vypočítať výslednú reaktanciu X_n dlhodrôtovej antény o n úsekoch.

Podľa toho 2-úseková anténa má reaktanciu

$$X_2 = 2X_s - 2X_a = 2(X_s - X_a)$$

kým 3-úseková má reaktanciu

$$X_3 = 3X_s - 4X_a + 2X_{2a}$$

Keď do vzorcov dosadíme číselné hodnoty za X_s, X_a, X_{2a}, dostaneme pri budení základnou harmonickou, t. j. jednou polvlnou, reaktanciu $X_1 = 42{,}2\ \Omega$ pri budení druhou harmonickou, t. j. dvoma polvlnami, reaktanciu $X_2 = 44{,}8\ \Omega$, pri budení treťou harmonickou reaktanciu $X_3 = 46{,}0\ \Omega$ atď., pričom hodnota reaktancií pri budení vyššími harmonickými stúpa.

Elektrickú dĺžku dipólu o jednej polvlne vyjadrenú výrazom $l_{el} = \frac{\lambda}{2}$ bolo potrebné skrátiť na geometrickú dĺžku $l_g = l_{el}(1 - \Delta) = l_{el}V_a$, aby reaktančná hodnota dipólu $X_1 = 42{,}2\ \Omega$ dostala nulovú úroveň.

Potreba skrátiť elektrickú dĺžku dipólu vyplynula z požiadavky odstrániť koncový jav, ktorý pri dipóle vznikol na jednom mieste. Aj pri harmonickej anténe o n polvlnových úsekoch koncový jav zostáva na jednom mieste — na konci antény — a prejavuje sa ustavične vzrastajúcou reaktanciou 42,2 —44,8 —46,0 atď., čo znamená percentuálne zväčšovanie skrátenia pri prechode z pásma nižšej frekvencie na pásmo vyššej frekvencie. Napríklad prechod zo základného pásma na pásmo druhej harmonickej značí zväčšenie o $100 \cdot \frac{44{,}8 - 42{,}2}{42{,}2} = 6{,}2\ \%$.

V amatérskej praxi sa to rieši tak, že geometrická dĺžka dipólu základnej harmonickej na 160—40m pásme sa robí o 5 % kratšia, kým geometrické dĺžky harmonických v 40m pásme sa robia so 6% skrátením, v 20m pásme so 7% skrátením a pri prevádzke v 10m pásme sa pripúšťa 9% skrátenie.

Od počtu elektrických polvĺn, t. j. od $n\frac{\lambda}{2}$, treba odpočítať skrátenie Δ jednej polvlny (ide o rozmeriavanie harmonických antén), aby sme dostali geometrickú dĺžku dlhodrôtovej antény o hodnote

$$l_a = n\frac{\lambda}{2} - \Delta\frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{2}(n - \Delta) = \frac{150}{f_n}(n - \Delta)$$

Táto rovnica tvorí základ pre rozmeriavanie dlhodrôtových antén. Keď pomocou nej vyjadríme jednotlivé frekvencie $f_n = \frac{150}{l_a}(n - \Delta)$ pri dĺžke antény l_a v metroch, zistíme, že rezonančné frekvencie vyššieho radu v MHz už nesúhlasia s harmonickými frekvenciami a že ich v hodnote čoraz viac prevyšujú.

Tento ustavičný rast frekvencie je dôsledok koncového javu, t. j. okolnosti, že pri n polvlnách sa skrátenie odpočíta len raz, čím sa anténa stáva krátkou na to, aby rezonovala na harmonickom kmitočte, preto ju treba ustavične predlžovať.

Prvý a n-tý rezonančný kmitočet (v ďalšom RK) ľahko odvodíme z poslednej rovnice. Dostaneme tvary:

$$f_1 = \frac{150}{l_a}(1 - \Delta_1), \qquad f_n = \frac{150}{l_a}(n - \Delta_n)$$

kde Δ_1 značí skrátenie pri rezonančnom kmitočte a Δ_n zasa skrátenie na príslušnom n-tom rezonančnom kmitočte. Z pomeru týchto dvoch frekvencií

$$\frac{f_n}{f_1} = \frac{n - \Delta_n}{1 - \Delta_1}$$

dostaneme pre n-tý rezonančný kmitočet výraz

$$f_n = \frac{n - \Delta_n}{1 - \Delta_1} f_1$$

ktorý zdôrazňuje, že f_n je $\frac{n - \Delta_n}{1 - \Delta_1}$ krát väčší než základný rezonančný kmitočet f_1.

Pre amatérske účely postačí, keď sa skrátenie na každom RK považuje za konštantné o hodnote $\Delta_n = 0{,}05$. Keď základná frekvencia je prvého radu a $f_1 = 1{,}0$ MHz, potom rezonančné frekvencie vyššieho radu sú:

1. . . . 1,0000 MHz
2. . . . 2,0523 MHz
3. . . . 3,1052 MHz
4. . . . 4,1579 MHz
5. . . . 5,2105 MHz
6. . . . 6,2631 MHz
7. . . . 7,3157 MHz
8. . . . 8,3578 MHz
9. . . . 9,4215 MHz
10. . . . 10,4738 MHz

Pri dlhodrôtových anténach treba používať výraz prvý, druhý, tretí ... atď. RK, ktoré treba odlíšiť od jednotlivých harmonických, lebo jednotlivé RK sa od harmonickej príslušného radu dosť líšia. Pri návrhoch dĺžky pre dlhodrôtovú anténu treba dbať, aby všetky radove vyššie RK spolu so základným RK padli do radove príslušných harmonických pásiem.

Napríklad dĺžka antény 38,85 m pre harmonickú anténu nevyhovuje, lebo základný RK o hodnote 3600 kHz spadá síce do 80 m pásma, ale nasledujúce vyššie RK (už od druhého radu) pri hodnote 2,0523 . 3,6 = = 7,3883 MHz sú už mimo príslušného harmonického pásma.

Tu treba dĺžku harmonickej antény voliť tak, aby základný, t. j. prvý RK bol presne na dolnofrekvenčnom okraji 80 m pásma, t. j. na 3500 kHz alebo o niečo nižšie (3450 kHz). Potom je istota, že RK vyššieho radu padnú do príslušných harmonických pásiem.

Podľa toho je pre amatérsku prácu vhodná dĺžka 41,48 m, lebo všetky RK o hodnotách 3,45—7,08—14,35—21,61—28,84 MHz sa nachádzajú v príslušných pásmach, okrem základného RK, kde to pri výlučnej práci s telegrafiou nie je nevyhnutné. Rovnako vhodné sú dĺžky 83 m a 167 m.

Podľa týchto princípov dlhodrôtových antén možno konštruovať amatérske harmonické antény. Predovšetkým ide o zavedenie prirodzeného fázovania, ktoré je charakteristickou vlastnosťou dlhodrôtovej antény. Aby sa získalo toto prirodzené fázovanie polvlnových úsekov, musí napájací prúd pretekať cez všetky polvlnové úseky, a tým vyvolať sériové zoradenie vyžarovacích odporov jednotlivých úsekov vo výsledný vyžarovací odpor celej harmonickej antény. Pritom nezáleží na tom, či napájač pripojíme na koniec alebo do stredu dlhodrôtovej antény. Antény so slabým smerovým účinkom, známe ako *harmonické antény*, delíme podľa spôsobu pripojenia napájača na:

Antény, kde je ladený napájač pripojený na koniec žiariča. Tieto antény sa nazývajú *antény* L (podľa podoby s týmto písmenom).

Antény L sa tešia veľkej obľube medzi amatérmi, pretože poloha ich vysielacej miestnosti býva obyčejne nevhodná. Je to najprimitívnejšia forma krátkovlnnej antény, ktorú na prvý pohľad, bez odmerania dĺžky, ani nemožno rozoznať od rozhlasovej antény na stredné vlny. Pri historickom vývoji dostala rôzne pomenovanie podľa spôsobu väzby s vysielačom.

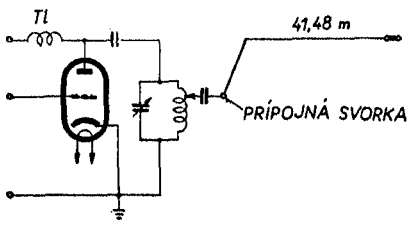
14.1 Mnohopásmová harmonická L anténa

Táto anténa s kapacitným väzbovým členom na rezonančný okruh (v ďalšom RO) posledného výkonového stupňa vysielače *(obr. 14-4)*, sa používala len v začiatkoch amatérskeho vysielania.

Jej celková dĺžka l_a až po svorku kapacity bola $\lambda/2$ pri základnom kmitočte, teda 41,48 m, 83 m, prípadne 157 m. Hodnota väzbovej kapacity je

toľko pF, kolko metrov má vlnová dĺžka použitého pásma, t. j. napr. 80 pF pre 3,5MHz pásmo.

Dnes sa už jej používanie neodporúča, lebo cez väzbový kondenzátor antény k RO vysielacieho stupňa prenikajú na žiarič aj vyššie harmonické spolu so základnou funkciou, ktoré vznikajú na koncovom vf stupni vysielača. Väzbový kondenzátor zapríčiňuje, že dlhodrôtová anténa vyžiari súčasne všetky harmonické, a tak signál určený pre jedno pásmo je často dobre počuteľný na všetkých vyšších pásmach. Môže sa stať aj to, že prijímaný signál na vyššej harmonickej funkcii je silnejší než signál prijímaný na základnom pásme, lebo zisk antény závisí od mernej výšky a vyžarovacieho odporu.



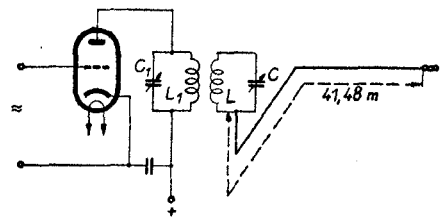
Obr. 14-4. Mnohopásmová harmonická L anténa s kapacitnou väzbou

Takto by sa protistanica mohla uviesť v omyl a odpovedať na nepravom pásme, takže používateľ tejto kondenzátorovej väzby pri harmonickej antény by prišiel o spojenie. Je záujmom každého amatéra, aby na pripojenie dlhodrôtového žiariča k RO vysielača nikdy nepoužíval väzbový kondenzátor. V začiatkoch amatérskeho vysielania sa pre skracovací účinok tohto väzbového kondenzátora anténa predĺžila o nejakých $\lambda/200$ oproti rezonančnej dĺžke a vyladenie na ohmickú hodnotu vstupnej impedancie R_a sa kontrolovalo podľa maximálneho svitu vhodnej žiarovky (pri správnom nastavení väzbového kondenzátora).

Neskôr sa kondenzátorový väzbový člen nahradil medziokruhom o vysokom pomere L/C, ktorý sa induktívne viazal na studený koniec rezonančného okruhu posledného výkonového stupňa. Tento typ dlhodrôtovej L antény sa na počesť rakúskeho amatéra, navrhovateľa väzbového člena LC, nazýva *Fuchsova anténa.*

14.2 Fuchsova harmonická L anténa *(obr. 14-5)*

Používaný väzbový LC medzičlen, ktorý musí mať veľké L a malé C, aby sa dosiahlo čo najväčšie napätie, lebo napätie tvorí pre pripojený koniec antény kmitňu napätia.



Obr. 14-5. Fuchsova harmonická L anténa

No vo Fuchsovom väzbovom člene vzniká pre pomerne vysoký L/C pomer značný cirkulačný prúd aj pri malých výkonoch. Preto na zníženie

strát treba na jeho zhotovenie použiť čo najhrubší drôt, a to najmenej 1,3 mm pre 50 W a 3 mm pre 1 kW. Na vyladenie možno použiť absorpčný krúžok. Možno ladiť bez antény na maximálny svit žiarovky. Po pripojení antény možno podľa smeru doladenia kondenzátora poznať, či je anténa správne dimenzovaná. Keby bolo potrebné kapacitu pridať, je anténa krátka, keby ju bolo potrebné ubrať, je anténa príliš dlhá.

Pomocou Fuchsovho okruhu možno dĺžku harmonickej antény nastaviť na rezonančný kmitočet základnej frekvencie, ktorá už zo známych dôvodov musí byť medzi 3500 až 3450 kHz. Na dimenzovanie medziokruhu možno použiť údaje z tejto tabuľky:

Pásmo	$C_{[pF]}$	$L_{[\mu H]}$	N	$D_{[cm]}$	$b_{[cm]}$
3,5	20	100	43	8	8
7	10	50	35	6	6
14	5	25	27	5	5
21	4	15	24	4	4
28	3	12	21	4	4

Hodnoty vyplývajú z potreby minimálnej kapacity C v pF, aby sa dosiahla rezonancia pásma pri samoindukcii L v μH. Na uvoľnenie väzby je výhodné používať malý väzbový kondenzátor o hodnote 1 pF/m vlnovej dĺžky.

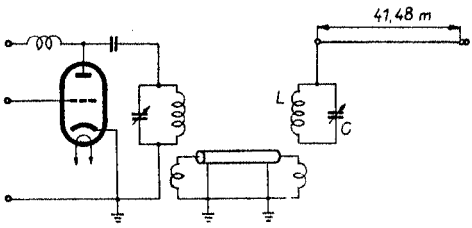
Tento Fuchsov medziokruh zvýši napätie základnej frekvencie, na ktorý je okruh naladený, a zdalo by sa, že prenikanie harmonických na dlhodrôtový žiarič je zamedzené. No nie je to pravda, lebo rozptyľová kapacita medzi rezonančným okruhom zosilňovacieho koncového stupňa a Fuchsovým okruhom je dostatočne veľká, aby sa na anténu mohli dostať aj harmonické.

Preto sa medzi Fuchsov okruh a rezonančný okruh zosilňovača vkladá tieniaca, hrebeňovite vyrezaná medená alebo hliníková platňa hrúbky 1,5 mm a dĺžky strany $D_{cm} = 6$, ktorú treba uzemniť, aby mohla znižovať rozptyľovú kapacitu asi na 1/4 pôvodnej hodnoty. Symbol D nachádzajúci sa vo vzorci značí priemer cievok rezonančného okruhu zosilňovača a okruhu Fuchsovho, lebo tieto priemery sa nemajú líšiť.

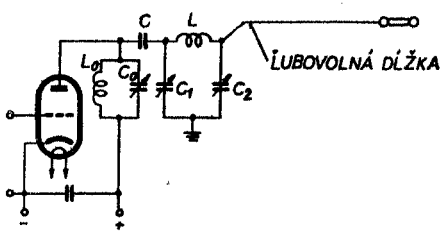
Znížiť rozptyľovú kapacitu možno aj zaradením linkovej väzby medzi Fuchsov a rezonančný okruh zosilňovača, ako je znázornené na *obr. 14-6.* No najradikálnejšie sa prenikanie harmonických na dlhodrôtovu anténu potlačí, keď sa harmonické odstránia z rezonančného okruhu zosilňovacieho stupňa tak, že Collinsov π člen sa použije za rezonančný okruh zosilňovača. Collinsov π člen má totiž tú vlastnosť, že odreže všetky

frekvencie, ktoré sú nad frekvenciou vyladenia jeho okruhu. Táto jeho charakteristická vlastnosť sa využíva pri potlačovaní harmonických už pri samom vzniku.

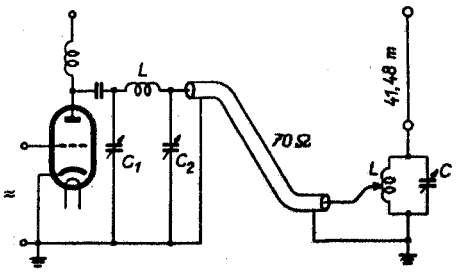
Collinsov π člen sa najčastejšie používa pre priame pripojenie na dlhodrôtovú anténu o ľubovoľnej dĺžke preto, lebo ním možno prispôsobovať takmer každú vstupnú impedanciu na ladený RO koncového stupňa. Nemôže však prispôsobovať dĺžky medzi 0,37 až 0,38λ a ich celistvými násobkami, a preto sa im treba vyhýbať. Schematický náčrtok jeho priameho použitia pri harmonických anténach je na *obr. 14-7.*



Obr. 14-6. Fuchsova harmonická L anténa s linkovou väzbou



Obr. 14-7. Priame pripojenie Collinsovho filtra k harmonickej L anténe o ľubovoľnej dĺžke



Obr. 14-8. Použitie Collinsovho filtra pre prispôsobenie Fuchsovho väzbového člena

Pri používaní π člena za rezonančný okruh *(obr. 14-8)* možno používať normálne dĺžky platné pre harmonické antény, t. j. 41,48—83—167 m, lebo ich pripôsobovacie vlastnosti sa použili na prispôsobenie medziokruhu. Je to najvýhodnejšie riešenie, lebo prispôsobenie sa získava tak na anténovej, ako aj na vysielacej strane. No anténové prispôsobenie treba skusmo pomocou odbočky, nastaviť na vlnový odpor koaxiálneho kábla, ktorý sa použil ako linková väzba. Používanie Collinsovho filtra pri harmonickej L anténe podľa *obr. 14-8* možno charakterizovať ako prechod na prevádzku postupnými vlnami. Tu totiž energia v dôsledku dvojstranného prispôsobenia po linke medzi π členom a Fuchsovým okruhom sa odovzdáva postupnými vlnami. Záleží len na vyladení Fuchsovho okruhu, aký PSV vznikne na napájači. Pri rezonančných kmitočtoch antény vznikne pri dobrom prispôsobení z oboch

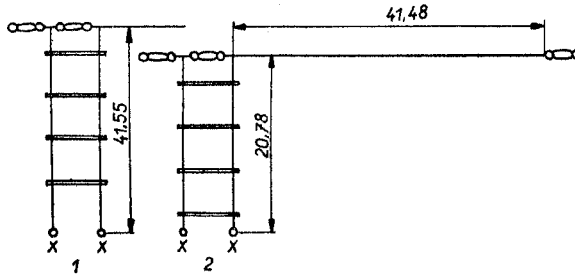
strán PSV hodnoty $r_s = 1$, pravda pri vyladení Fuchsovho okruhu do rezonancie s týmto rezonačným kmitočtom antény.

Čím viac sa vzďaľujeme od rezonančnej frekvencie antény, tým viac treba doladovať väzbový člen, aby sa dosiahlo správne prispôsobenie, lebo PSV sa zhoršuje. V blízkosti frekvencie, pre ktorú je anténa určená, dosahuje sa šírka pásma 108 kHz na 80m pásme bez doladenia väzbového člena s plochou linkou do $r_s < 2$. Postupne smerom k okrajom pásma sa pri ustavičnom vyladovaní šírka pásma zhoršuje na 67 kHz. Celé 3,5MHz pásmo sa takto dá obsiahnuť so 4 vyladeniami Fuchsovho okruhu.

Na harmonických pásmach treba šírku pásma vynásobiť s radom harmonických pásiem oproti pásmu základného kmitočtu na 3,5 MHz.

14.3 Mnohopásmová jednoduchá Zeppelinova anténa (zepelinka)

Má tie isté napájacie problémy ako jednoduchá Zeppelinova anténa. Dlhodrôtová zepelinka musí vzhľadom na mnohopásmovú prevádzku vyhovovať požiadavke platnej pre rozmeriavanie harmonických antén, t. j. musí byť dlhá 41,48 m, aby rezonovala postupne na 3,45–7,08–14,35–21,61 až 28,84 MHz, alebo musí mať dĺžku 83 či 167 m. Takto sa teda 41,48 m

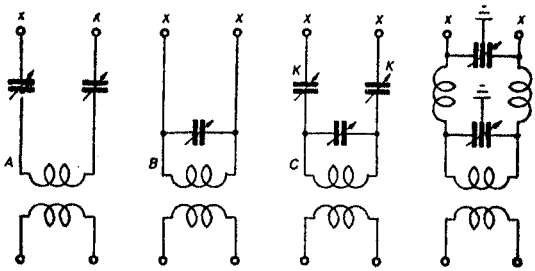


Obr. 14-9. Mnohopásmová Zeppelinova anténa s rozmermi:
1 ... *u*-svorky na všetkých pásmach,
2 ... *i*-svorky na 3,5 MHz pásme,
u-svorky na ostatných pásmach

dlhá zepelinka dimenzovaná ako dipól pre 80m CW prácu stáva súčasne mnohopásmovou anténou, lebo na 40m pásme pracuje ako celovlnová, na 20m ako dvojvlnová, na 15m ako trojvlnová a na 10m ako štvorvlnová zepelinka. Ak bude mať vzhľadom na napájacie vedenie dĺžku $2 \cdot \frac{\lambda}{4}$, t. j. 41,55 m pre 3,5 MHz prevádzku s napäťovými svorkami, potom tieto svorky zostanú pre zapojenie paralelného väzbového okruhu na všetkých harmonických.

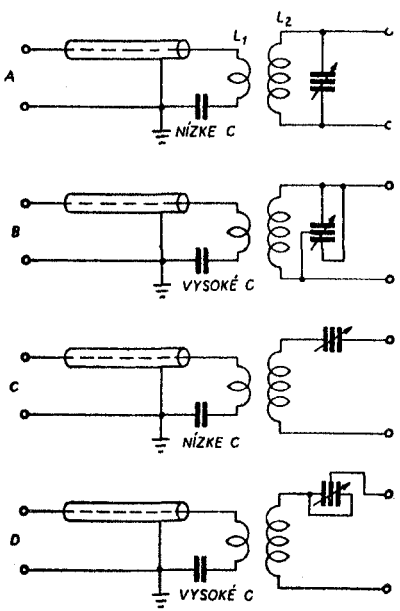
Ale ak napájač bude mať dĺžku 20,78 m, pri práci na 3,5MHz pásme bude napájacie vedenie dlhé $\lambda/4$ a bude mať prúdovú svorku väzbového člena, ktorý sa pri budení hociktorým harmonickým pásmom mení na napäťový člen s napäťovými svorkami.

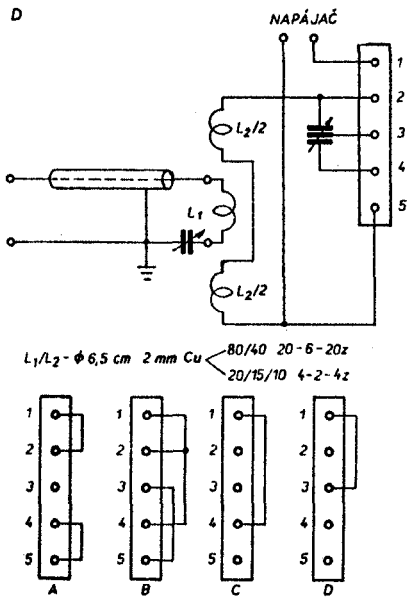
Ak nie je vhodný priestor na vypnutie rezonančných dĺžok, možno použiť Collinsov symetrický π člen ako väzbový okruh pre hociktorú náhodne zvolenú dĺžku napájacej linky a doladením π člena dosiahnuť opäť rezonanciu celého anténového systému. Rozmery všepásmovej Zeppelinky sú na *obr. 14-9*, kde sú znázornené aj väzbové členy a ich pripojenie na svorky x—x napájača.



Obr. 14-9A, B, C, D. Väzbové členy k mnohopásmovej Zeppelínovej anténe

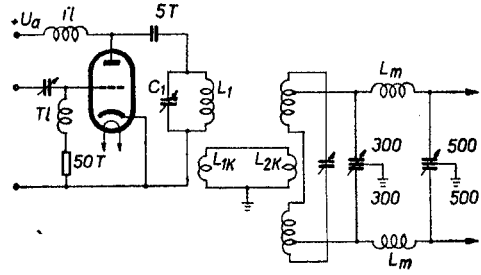
Harmonické antény s laděným napájačom pripojeným do stredu žiariča



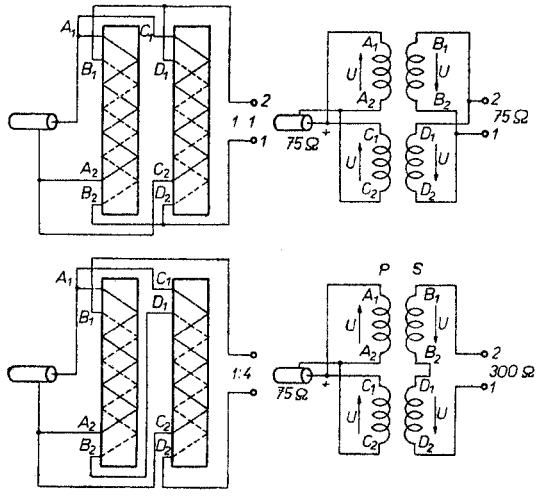


možno nazvať T *anténami*, na rozdiel od L antén. T antény sa ťažšie zavádzajú, lebo poloha vysielacej miestnosti nebýva zväčša pod stredom antény.

Najjednoduchšie sa stojatá vlna po T napájači dopravuje pomocou symetrického vzdušného vedenia. Pri tomto spôsobe napájania sa po oboch



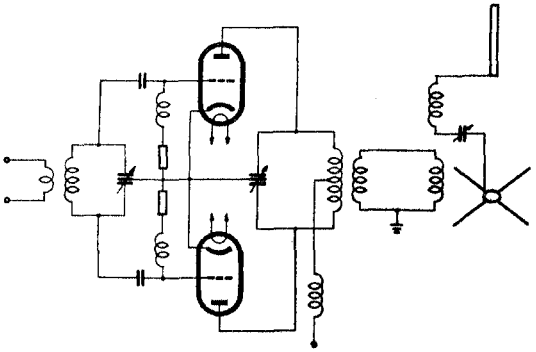
Obr. 14-9E. Schéma symetrického fázového meniča k väzbe mimorezonančných dĺžok symetrického napájača na ladený obvod koncového stupňa vysielača



Obr. 14-9F. Schéma väzby nesymetrickej GP antény na symetrický výkonový stupeň vysielača

stranách stredného izolátora nachádza polvlnová dĺžka základnej harmonickej s dokonalou symetriou napájania.

Keď sa rozvinú obe $\lambda/2$ dĺžky, pravda, bez ohýbania a prerušovania reaktančnými členmi, ostane v platnosti pravidlo ustavičného rastu vyšších rezonančných kmitočtov v porovnaní s kmitočtom, ktorý dostaneme vynásobením prvého rezonančného základného kmitočtu radom harmonického pásma.

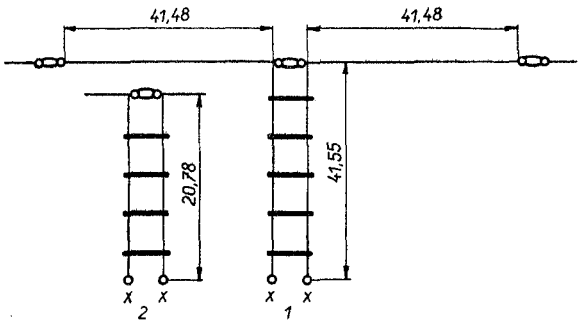


Obr. 14-9G. Cievkový symetrizačný člen pre impedančný pomer 1 : 1 alebo 1 : 4

14.4 Mnohopásmová dvojitá zepelinka

Prirodzeným rozvinutím oboch dĺžok vzniká mnohopásmová dvojitá zepelinka, ktorá pri 5-pásmovej prevádzke na 3,5 až 28MHz pásme s dĺžkou drôtov po 41,48 m potrebuje odstup nosných tyčí 88 m s medzerou 1,80 m medzi ukončujúcimi izolátormi antény a každou tyčou *(obr. 14-10)*.

Rezonančnú dĺžku ladeného napájača možno voliť podľa hľadiska vysvetleného pri mnohopásmovej zepelinke, a to preto, že v napájacom bode v strede antény dvojitej zepelinky musí vzniknúť kmitňa napätia, rovnako ako pri mnohopásmovej alebo dipólovej zepelinke.

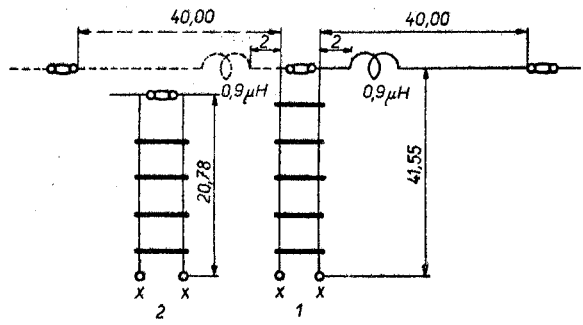


Obr. 14-10. Dvojitá mnohopásmová Zeppelinova anténa s rozmermi:

1 ... *u*-svorky na všetkých pásmach,
2 ... *i*-svorky na 3,5 MHz pásme,
u-svorky na ostatných pásmach

Pri ľubovoľne volených dĺžkach napájača treba znova použiť Collinsov člen. Pri používaní dvojitej zepelinky sa dosiahne dokonalá symetria vyžarovacieho horizontálneho diagramu, a to ako dôsledok symetrického napájania, lebo útlm nenastane v oboch smeroch rovnako.

Ale keď do oboch úsekov dlhodrôtového žiariča sa pri ináč nezmenených napájacích pomeroch vradí cievka, potom táto cievka môže sa stať rezonančnou pre všetky harmonické základného rezonančného kmitočtu.



Obr. 14-11. Mnohopásmová DL7AB anténa napájaná z konca alebo zo stredu pomocou napájacieho vedenia na stojaté vlny:

1 ... *u*-svorky na všetkých pásmach,
2 ... *i*-svorky na 3,5 MHz pásme,
u-svorky na ostatných pásmach,

0,9 H — 5 záv. na ⌀ 5 cm z Cu 3 mm na izolátore

14.5 Mnohopásmová anténa DL7AB

Táto harmonická T anténa v strede napájaná sa nazýva podľa volacej značky nemeckého amatéra, navrhovateľa antény. Podľa jeho návrhu sa po oboch stranách napájacieho bodu do stredu dlhodrôtovej antény vkladá cievka o samoindukcii 0,9 μH tak ďaleko, aby pri budení pásmom 28 MHz padla práve do kmitne prúdu, t. j. do vzdialenosti asi 2 m od stredného izolátora *(obr. 14-11)*. V kmitni prúdu je jej predlžovací účinok najväčší. So zmenšujúcou sa frekvenciou budiacich pásiem sa cievka dostáva mimo kmitne prúdu, a preto jej predlžovací účinok je čoraz menší a podľa údajov DM2ABK sa zmenšuje na 2,6—2,5—2,3—1,7—1,3 m pri práci na pásmach 28—21—14—7 a 3,5 MHz. Na 80m pásme sa dostáva najďalej od kmitne prúdu; vtedy je jej predlžovací účinok najslabší, asi 1,3 m. Pritom stačí uviesť anténu do rezonancie, ak ju urobíme dlhú 40 m.

Voľbou hodnoty samoindukcie cievky a jej vzdialenosti od napájacieho bodu dá sa dosiahnuť rezonancia antény v harmonickom pomere rezonančných kmitočtov 1 : 2 : 4 : 6 : 8, t. j. v pásme 3,5—7—14—21—28 MHz. Spomenuté cievky sa môžu samonosne namontovať na izolátory. Po spájkovaní s koncami anténového drôtu sú už izolátory schopné znášať ťah antény.

Záverom tejto stati o amatérskych konštrukciách L a T antén napája-

ných stojatými vlnami treba zdôrazniť, že aj dlhodrôtové mnohopásmové antény sa dajú konštruovať s neladenými napájačmi.

Konštruktívne smery v týchto anténach sme opísali pri riešení prispôsobenia harmonických antén posunutím napájacieho vedenia do 1/3 žiariča, a to pri jednoduchom aj dvojitom napájacom vedení, aby sa dosiahla 600 Ω vstupná impedancia.

Harmonické dlhodrôtové žiariče s prirodzeným fázovaním, ktoré sa uvádzajú ako antény, majú slabý smerový účinok. Keď sa prirodzené fázovanie zamení za súfázové usporiadanie $\lambda/2$ úsekov, potom sa pri takejto dlhodrôtovej anténe značne zvýši zisk, ale anténa sama sa už nenazýva dlhodrôtová, ale *kolineárna*. Pre svoj väčší zisk je zaradená medzi anténové systémy s väčším smerovým účinkom.

15. ANTÉNOVÉ SYSTÉMY S VÄČŠÍM SMEROVÝM ÚČINKOM

Vo všeobecnosti vždy hovoríme o vyžarovacom anténovom systéme (ďalej VAS), pri ktorom sa viac žiaričov zoskupuje v jeden anténový celok. Pri amatérskych VAS sa používajú $\lambda/2$ žiariče, ktoré v niektorom prípade možno používať na viacpásmovú prevádzku, ak majú vhodnú vzájomnú polohu a vhodné fázovanie.

Pri kolineárnych smerových anténach sa používajú len synfázové niekoľkočlenové polvlnové úseky, kým pri bočných sústavách postačujú pre amatérske účely dva paralelné dipólové elementy.

Obr. 15-1. Spôsob montáže elementov VAS-u bočnej sústavy pri zmene fázovania súfázy na protifázu

Pri fázovaní bočnej sústavy na dvojsmerový VAS sa takmer výlučne používa budenie v rovnakej alebo opačnej fáze. Výhodou tu je rovnaká vstupná impedancia v oboch elementoch, ktorá vzniká pri ich ľubovoľnom odstupe. Na dosiahnutie jednosmerového VAS sa používa fáza 135° pri odstupe $0{,}125\lambda$, keď vstupné rezistancie sú síce rovnaké, no rezonančné dĺžky dipólov sa musia líšiť vzhľadom na odlišné reaktancie napájacieho bodu.

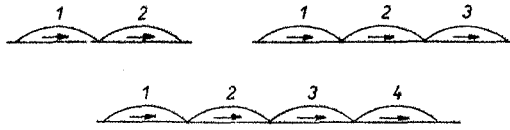
Pri bočnej sústave zmena fázovania zo súfázového na protifázové napájanie, t. j. z 0° na 180°, vyvolá pootočenie dvojsmerových vyžarovacích lalokov o 90° *(obr. 15-1)*.

K bočnej sústave antén patria žiariče združeného V, ktoré tiež majú značný zisk. Úlohou tejto state je opísať amatérske konštrukcie VAS, ktoré používajú aktívne elementy.

Keď chceme navrhovať nejaký anténový typ, musíme poznať vstupnú impedanciu každého elementu, lebo len takto možno správne rozmerať každý element a uspôsobiť ho na použitie neladenej linky. Východiskom je teda znalosť vzájomnej impedancie v oboch zložkách.

15.1 Radové sústavy súfázové

Rezistívnu zložku R_a, R_{2a}, R_{3a} atď. tejto vzájomnej impedancie radovej súfázovej sústavy sme poznali pri rozbore vyžarovacieho odporu dlhodrôtovej antény, ktorá je vlastne tiež kolineárna pri prirodzenom fázovaní elementov. Pri výpočte VO jednotlivých úsekov bude ako dôsledok rovnakých fáz všade znamienko plus; znamienko mínus sa vzťahuje na protifázové vyžarovanie.



Obr. 15-2. Zobrazenie prúdových vzťahov pri 2, 3 a 4 elementoch kolineárnej VAS

Napríklad pri kolineárnej sústave z 2 polvlnových sekcií nadobudnú vyžarovacie odpory úseku *1* a *2 (obr. 15-2)* vplyvom vzájomnej väzby hodnotu

$$R_1 = R_s + R_a = R_2$$

takže výsledný VO dvojúsekovej kolineárnej antény bude mať hodnotu

$$R_r = R_1 + R_2 = 2(R_s + R_a) = 2R_s + 2R_a$$

Pri kolineárnej sústave z 3 polvlnových sekcií nadobudne VO pre jednotlivé úseky hodnoty:

$$R_1 = R_s + R_a + R_{2a} = R_3; \quad R_2 = R_s + 2R_a$$

a tak výsledný VO celej 3-člennej antény bude

$$R_r = R_1 + R_2 + R_3 = 2(R_s + R_a + R_{2a}) + R_s + 2R_a = \\ = 3R_s + 4R_a + 2R_{2a}$$

Keď porovnáme výsledky s hodnotou VO harmonickej antény, na prvý pohľad je nápadný súlad medzi jednotlivými členmi výrazu pri zmene mínusu na plus. Nakoľko to platí pre každý úsek *n*-členovej kolineárnej antény, bude to platiť aj pre výsledný VO celého kolineárneho vertikálneho anténového systému o hodnote

$$R_r = nR_s + 2(n-1)\,R_a + 2(n-2)\,R_{2a} + 2(n-3)\,R_{3a} + \ldots \\ \ldots + 2R_{(n-1)a}$$

čo je známy Pistolkorsov vzorec pre VO kolineárnych VAS o *n* polvlnových úsekoch.

Na číselných výsledkoch uvedených v tabuľke vidieť, že pri kolineárnej anténe čiastkový VO jednotlivých úsekov aj VO celého vertikálneho anténového systému je oveľa vyšší než hodnoty vypočítané pre prirodzene fázované dlhodrôtové antény.

n	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_r
1	73,30							73,30
2	99,70	99,70						199,40
3	95,64	126,10	95,64					317,38
4	97,42	122,04	122,04	97,42				438,92
5	96,46	123,82	117,98	123,82	96,46			558,54
6	97,04	122,86	119,76	119,76	122,86	97,04		679,32
7	96,61	123,44	118,80	121,54	118,80	121,44	96,61	799,24

Z odlišností jednotlivých úsekov možno vyvodiť tieto dôsledky pre napájanie:

Keby sme chceli každý polvlnový člen budiť osobitne v kmitni prúdu, do každého úseku by sme museli vstúpiť s napájačom, ktorého vlnový odpor by sa rovnal vlnovému odporu dotyčného elementu.

Ale ak sa na odstránenie antifázového vyžarovania použijú nevyžarovacie $\lambda/4$ skratované kýpte, potom pri vchádzaní do kmitne prúdu hociktorého člena treba použiť napájač o výslednom vlnovom odpore celého kolineárneho vertikálneho anténového systému, lebo úseky sa zoradia do série.

Uvedené dôsledky sa môžu využiť pri návrhoch napájacích liniek amatérskych kolineárnych vertikálnych anténových systémov.

Dĺžka kolineárneho vertikálneho anténového systému.

Pri rozmeriavaní možno vychádzať zo vstupnej reaktancie určenej pre každý úsek osobitne už známym postupom. Napr. pri takejto *2-elementovej anténe* vstupná reaktancia v kmitni prúdu úsekov *1* a *2* bude $X_1 = X_s + X_a = X_2$, kým pri inej, *3-elementovej anténe* pre krajné elementy *1* a *3* dostaneme $X_1 = X_s + X_a + X_{2a} = X_3$; pre stredný element zasa $X_2 = X_s + 2X_a$.

Takýmto spôsobom pre *n-elementový* kolineárny VAS dostaneme po vyčíslení hodnoty:

n	X_1	X_2	X_3
1	42,2		
2	62,0	62,0	
3	61,3	81,8	61,3

Osobitne vyčísliť vstupnú reaktanciu v kmitni prúdu každého elementu je potrebné preto, lebo úseky musia byť navzájom izolované.

Podľa tohto vyčíslenia treba stredné úseky kolineárneho VAS skrátiť viac než krajné úseky, lebo prejavujú väčšiu reaktanciu. Jednotlivé polvlnové úseky sa skrátia podľa vzorcov

$$\Delta_x = \frac{x}{Z_0}, \quad x = \frac{27{,}0842}{42{,}54} X_n$$

podľa ktorých boli na uľahčenie rozmeriavania vypočítané hodnoty x pre jednotlivé X_n (tab.).

X_n	x
42,2	27,084
61,3	39,028
62,0	39,473
81,8	52,080

Amatérske kolineárne radové sústavy. Takéto sústavy s fázovacími U kýpťami sa používajú zväčša na rozloženie protifázových úsekov bez vyžarovania, pričom sa synfázové polvlnové úseky priraďujú v zúženej šírke φ_s k vyžarovacím lalokom s väčším ziskom g v dB, čo v tabuľke je vyznačené ako funkcia vzrastajúceho počtu n polvlnových úsekov v rovnakej fáze.

Kolineárne systémy s polvlnovými členmi a neladeným i ladeným napájačom sa zväčša používajú len vtedy, keď ramená antény presahujú polvlnovú dĺžku.

n	φ_s	$g_{[dB]}$	R_r
1	86	0,0	73,3
2	60	1,8	199,4
3	34	3,8	317,4
4	24	4,5	439,0
5	18	5,3	558,5
6	14	6,2	679,3

Uvedené napájacie spôsoby treba vysvetliť.

15.1.1 Ladený napájač sa pripojuje vždy len do stredu antény, a to preto, lebo pri rovnakých dĺžkach ramien antény nastáva symetria pri napájacom prúde aj v prípade, ak sa pracuje mimo rezonančného kmitočtu antény s hocijakou ľubovoľnou frekvenciou. Príčinu tohto javu sme už vysvetlili pri rozoberaní spôsobu pripojenia napájacej ladenej linky do stredu dipólu.

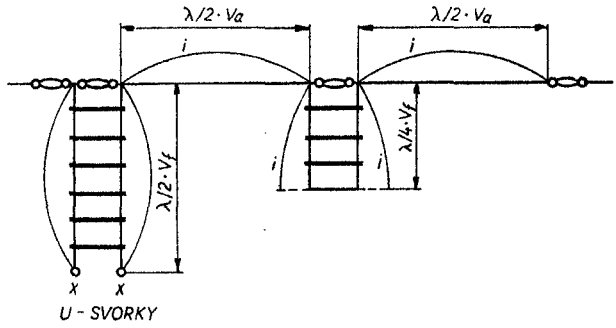
Keď ide o napájanie 2 polvĺn rovnakej fázy, treba jednu polvlnu nesprávnej fázy odstrániť, a to zohnutím nevhodného úseku do tvaru U. Medzi dĺžkou anténového úseku l_a a dĺžkou fázovacieho úseku U l_f *(obr. 15-3)* pri dvojúsekovej kolineárnej anténe platí vzťah:

$$2(l_a + l_f) = 3\frac{\lambda}{2}$$

Pomocou tejto podmienky rezonancie možno navrhnúť fázovaciu dĺžku l_f na úseku U kolineárnej antény aj v prípade, ak anténové ramená

majú väčšiu dĺžku než $\lambda/2$. Pri radových súfázových sústavách sa volí dĺžka ramien až 0,64 λ, a to preto, že pri nej je zisk VAS najväčší, až 3 dB.

Takúto anténu vyskúšali aj amatéri a používali ju pod názvom *roztiahnutá dvojitá zepelinka* (ďalej RDZ).

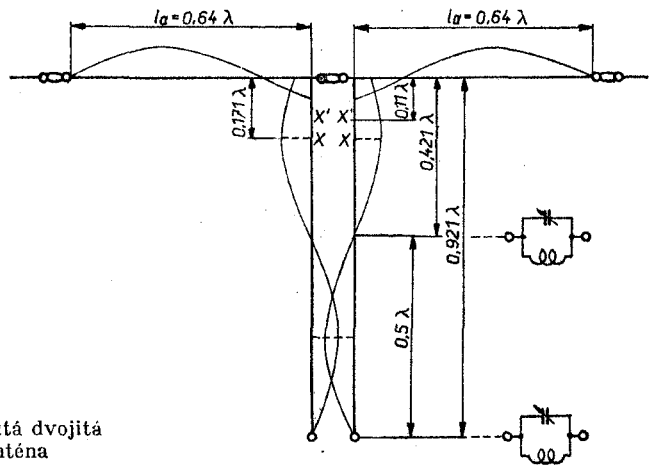


Obr. 15-3. Dvojúseková kolineárna anténa s polvlnovými elementmi

Pri konštrukcii roztiahnutej dvojitej zepelinky s ladeným napájačom treba určiť fázovaciu dĺžku l_f na U úseku pomocou uvedeného vzťahu, z ktorého po dosadení $l_a = 0{,}64\lambda$ vyplýva:

$$0{,}64\lambda + l_f = 0{,}75\lambda; \quad l_f = (0{,}75 - 0{,}64)\,\lambda = 0{,}11\lambda$$

takže fázovacie do U formované vedenie by malo mať dĺžku 0,11λ, pričom kmitňa prúdu sa má prejaviť v bodoch X'—X' *(obr. 15-4).*



Obr. 15-4. Roztiahnutá dvojitá Zeppelinova anténa

No impedancia uprostred dvojitej $0{,}64\lambda$ antény nie je čisto rezistívna, čo zapríčiňuje posunutie kmitne prúdu pozdĺž napájacieho vedenia o $0{,}061\lambda$, takže body $X—X$ sa ocitnú vo vzdialenosti $(0{,}11 + 0{,}061)\ \lambda = 0{,}171\lambda$ od antény. Na svorky $X—X$ treba pripnúť ďalšie dĺžky $\lambda/4$, 1, 3, 5 atď. napájacieho vedenia, ak sa rozhodneme pre paralelný väzbový člen s napäťovými svorkami $Y—Y$, alebo dĺžky $\lambda/4$. 2, 4, 6 atď., ak sa rozhodneme pre sériový väzbový člen s prúdovými svorkami.

Pri rozmeriavaní anténových ramien pri RDZ na elektrickú dĺžku $0{,}64\lambda$ treba brať trocha menší skracovací koeficient Δ, než platí pre dvojúsekový kolineárny VAS s polvlnovými dĺžkami, a to najmä pre možnosť dodatočného skrátenia. Pre prevádzku na 3,5 MHz a 7 MHz pásmach treba ako Δ brať asi 6 %, na 14 MHz asi 9 % a na 28 MHz dokonca 11 %, aby sme vyhoveli požiadavke zvýšiť skrátenie. Napr. pre geometrickú dĺžku ramena antény s $\Delta = 0{,}06$ platí, že

$$l_a = 0{,}64\lambda(1 - \Delta)0{,}64\,\frac{300}{f}(1 - 0{,}06) = \frac{192}{f} \,.\, 0{,}96 = \frac{184{,}32}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

pričom za f možno dosadiť hocijaký kmitočet z 80 a 40m pásma. Pre geometrickú dĺžku napájača pri $\Delta = 0{,}03$ platí, že

$$l_n = (0{,}171 + 0{,}25)\,\lambda \,.\, (1 - 0{,}03) = 0{,}421\lambda \,.\, 0{,}97 = 0{,}408\lambda$$

alebo

$$l_n = (0{,}171 + 0{,}75)\,\lambda(1 - 0{,}03) = 0{,}921\lambda \,.\, 0{,}97 = 0{,}893\lambda \text{ atď.}$$

za predpokladu, že ide o paralelný väzbový okruh.

15.1.2 Neladený napájač kolineárneho VAS s fázovacími U kýpťami sa takmer výlučne pripája (pre symetriu) v kmitni prúdu.

Aby sme objasnili napájacie pomery, zvoľme si 3-elementovú kolineárnu anténu *(obr. 15-5)*.

Na priame pripojenie do hociktorej kmitne prúdu 3-elementového kolineárneho VAS potrebujeme napájacie vedenie o vlnovom odpore 317,4 Ω, ktoré možno urobiť zo vzdušného vedenia o $a/d = 7{,}05$ podľa *tab. 7-1*. Na dosiahnutie symetrického VHD sa odporúča vstúpiť do stredného, najkratšieho elementu.

Pri nepriamom pripájaní prostredníctvom nového prispôsobovacieho transformátora musí vlnový odpor tohto transformátora spĺňať podmienku prispôsobenia

$$Z_t = \sqrt{R_r Z_f}$$

čo pri vlnovom odpore napájača $Z_f = 600\ \Omega$ a pri hodnote vyžarovacieho odporu 3-členného kolineárneho VAS o $R_r = 317{,}4\ \Omega$ dáva

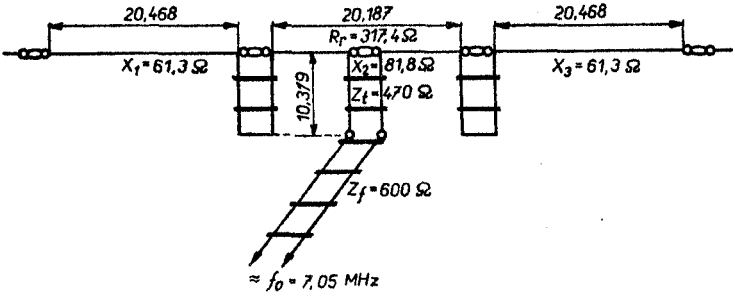
$$Z_t = \sqrt{317{,}4 \,.\, 600} = \sqrt{22{,}044 \,.\, 10^2} = 470\ \Omega$$

Geometrické dĺžky elektricky polvlnových členov v zmysle vzťahov

$$l_n = \frac{150}{f}(1 - \Delta_n); \quad V_n = 1 - \Delta_n; \quad \Delta_n = \frac{X_n}{Z_n}$$

$$Z_n = 120\,(\ln 2M - 1)$$

budú aj funkciou vlnových odporov Z_n jednotlivých $\lambda/2$ úsekov. Tieto vlnové odpory polvlnových úsekov postupne nadobúdajú pri priemere



Obr. 15-5. Kolineárny 3-elementový VAS napájaný neladenou linkou cez prispôsobovací Q úsek

drôtu $d = 3$ mm hodnoty 1109 — 1026 — 942 — 892 — 859 Ω pri prevádzke na pásme 80—40—20—15—10 m. Jednotlivé úseky treba teda rozmeriavať podľa veľkosti reaktancie X_n a podľa hodnoty vlnového odporu Z_n týchto úsekov, ako je uvedené v tabuľke:

X_n	Pásmo [m]	Δ_n [%]	V_n	$l_n f_{[MHz]}$
61,3	80	3,52	0,9648	144,72
	40	3,80	0,9620	144,30
	20	4,14	0,9586	143,84
	15	4,38	0,9562	143,43
	10	4,54	0,9546	143,19
81,8	80	4,70	0,9530	142,95
	40	5,08	0,9492	142,32
	20	5,53	0,9447	141,71
	15	5,84	0,9416	141,24
	10	6,06	0,9394	140,91

Prostredný člen o vstupnej reaktancii 81,8 Ω bude skrátený viac než oba bočné členy o vstupnej reaktancii 61,3 Ω.

Napr. pre prevádzku na 7,05 MHz v 40m pásme musia mať krajné členy *1* a *3* dĺžku

$$l_1 = l_3 = \frac{144{,}30}{7{,}05} = 20{,}468 \text{ m}$$

kým stredný člen *2* bude mať len

$$l_2 = \frac{142{,}32}{7{,}05} = 20{,}187 \text{ m}$$

Dĺžka U člena vyplýva z

$$l_f = \frac{1}{4}\lambda V_f = \frac{75}{f} . 0{,}97 = \frac{72{,}75}{f} = \frac{72{,}75}{f_{[\text{MHz}]}} = 10{,}319 \text{ m}$$

čo je vyznačené aj na *obr. 15-5.*

15.2 Anténový vyžarovací systém v bočnej sústave z polvlnových fázovaných elementov

Používa sa alebo synfázové, alebo protifázové budenie. Donedávna amatéri používali pri bočnej sústave len súfázové budenie a zaznávali budenie protifázové.

Vychádzali zo skúsenosti, že pri synfázovom budení vykazovali dva elementy pri vzájomnom odstupe $\lambda/2$ zisk 3,82 dB, a len čo dostali protifázové budenie, zisk klesol, na 2,32 dB. Z toho vznikol mylný názor, že protifázové budenie nie je vhodné na zvýšenie zisku.

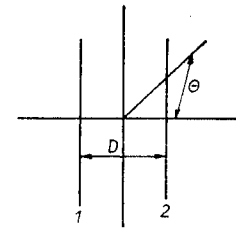
Už G. H. Brown r. 1937 poukázal na to, že protifázové budenie je vhodnejšie na zostavenie dvojelementovej smerovky, lebo pri oveľa menšej vzdialenosti elementov než $\lambda/2$ dáva zisk len o niečo menší, než možno dosiahnuť so synfázovým budením pri oveľa väčších odstupoch.

Na posúdenie týchto dvoch spôsobov napájania treba osvetliť niektoré vlastnosti bočnej sústavy.

Pri posudzovaní každého vertikálneho anténového systému zaujíma amatéra najmä zisk, smerovosť a prispôsobenie i dĺžkový rozmer vstupnej impedancie.

15.2.1 Zisk. Ak sa bočnou sústavou preloží rovina podľa *obr. 15-6* kolmo na elementy, potom sa zisk celého systému oproti porovnávaciemu dipólu podľa G. H. Browna vyjadrí vzťahom:

$$g = \sqrt{\frac{2R_{11}}{R_{11} + R_{12}\cos\delta}}\cos\frac{D_m\cos\Theta - \delta}{2}$$



Obr. 15-6. Smerovosť uhla Θ v rovine kolmej na oba elementy pri systéme bočnej vyžarovacej sústavy

kde δ je fázový rozdiel medzi napájacími prúdmi,
R_{11} — vlastná a R_{12} vzájomná rezistancia elementov,
$D_m = 2\pi D/\lambda = 360°D/\lambda$ vyjadruje v elektrických stupňoch vzdialenosť elementov D/λ.

Uvedený zisk platí pre ľubovoľný fázový rozdiel napájacích prúdov, a teda aj pre synfázové budenie s $\delta = 0°$, ako aj pre protifázové napájanie s $\delta = 180°$. Oba spôsoby budenia dávajú dvojsmerové vyžarovanie odlišným spôsobom.

Ak sa elementy budia v synfázi s $\delta = 0°$, z podmienky maximálneho zisku vyplýva, že maximálne vyžarovanie nastáva pod uhlom 90 a 270°, t. j. smerom do bokov anténového drôtu, z čoho pochádza názov *anténový systém* BS VAS.

Ak sa elementy budia v protifáze s $\delta = 180°$, nastáva tak isto dvojsmerové vyžarovanie, ale pod uhlom 0° a 180° v smere konca, t. j. prierezu elementov. Pre túto vlastnosť sa takéto systémy nazývajú *pozdĺžne vyžarujúce* (skrátka EF VAS).

Keď pre synfázové budenie do rovnice pre zisk vložíme $\delta = 0°, \Theta = 90°$, dostaneme synfázový zisk

$$g_s = \sqrt{\frac{2R_{11}}{R_{11} + R_{12}}}$$

a pre protifázové budenie s $\delta = 180°$, $\Theta = 0°$ dostaneme protifázový zisk

$$g_p = \sqrt{\frac{2R_{11}}{R_{11} - R_{12}}}\sin 180\frac{D}{\lambda}$$

pretože

$$\cos\left(180\frac{D}{\lambda} - 90\right) = \cos\left[-\left(90 - 180\frac{D}{\lambda}\right)\right] =$$

$$= \cos\left[90° - 180\frac{D}{\lambda}\right] = \sin 180\frac{D}{\lambda}$$

Zisk v decibeloch

$$g_{[dB]} = 20 \log g$$

môžeme číselne vyhodnotiť iba vtedy, keď poznáme rezistančnú zložku R_{12} vzájomnej impedancie.

V *tab. 15-1* sú vyznačené výpočtom získané hodnoty zisku pre súfázový aj protifázový bočný vyžarovací systém, pričom sú to len teoretické hodnoty za predpokladu nulového stratového odporu. Z tabuľky je zrejmé, že maximálny zisk sa nedosiahne pri obidvoch systémoch pre rovnaký odstup elementov.

Tabuľka 15-1

Vypočítaný zisk g_s a g_p bočnej synfázovej a protifázovej sústavy ako funkcie merného odstupu D/λ elementov. Pri protifázovej sústave sú zisky počítané s nulovým stratovým odporom a s odpormi hodnoty 1 a 5 Ω pri označení g_{po}, g_{p+1}, g_{p+5}

D/λ	R_{12}	$g_{s\,[dB]}$	$g_{po\,[dB]}$	g_{p+1}	g_{p+5}
0,05	71,69	0,0430	3,9543	1,7229	−2,1961
0,10	67,33	0,1757	3,8922	3,2491	1,4443
0,15	60,39	0,3958	3,7405	3,4713	2,5899
0,20	51,40	0,6985	3,6650	3,5286	3,0528
0,25	40,79	1,0853	3,5436	3,4703	3,2064
0,30	29,26	1,5487	3,3887	3,3498	3,2072
0,35	17,73	2,0675	3,2929	3,1955	3,1257
0,40	6,21	2,6563	2,9598	2,9544	2,9341
0,45	−3,16	3,2021	2,7190	2,7214	2,7305
0,50	−12,53	3,8265	2,3235	2,3320	2,3643
0,55	−17,93	4,2319	1,9504	1,9619	2,0054
0,60	−23,33	4,6800	1,3719	1,3861	1,4255
0,65	−24,09	4,7458	0,7713	0,7859	0,8407
0,70	−24,86	4,8145	−0,1014	−0,0865	−0,0303
0,75	−21,67	4,5366	−1,1271	−1,1137	−1,0631
0,80	−18,49	4,2762	−2,5843	−2,5722	−2,5328
0,85	−13,00	3,8603	−4,5794	−4,5405	−4,5172
0,90	−7,49	3,4796	−7,6135	−7,6081	−7,5876
0,95	−1,74	3,1149	13,2052	13,2038	−13,1987
1,00	4,01	2,7785	− ∞	− ∞	− ∞

Pri synfázovom bočnom systéme sa totiž dosiahne maximálny zisk až v okolí odstupu 0,64 až 0,70λ, a to v hodnote 4,8 dB, zatiaľ čo pri protifázovom systéme zisk o hodnote asi 3,9 dB možno dosiahnuť už pri najmenších odstupoch elementov.

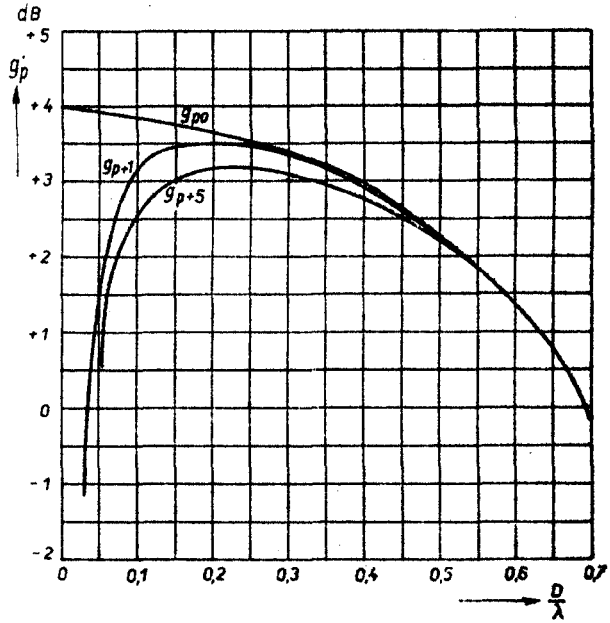
Vzhľadom na konštrukciu anténových systémov je pohodlnejšie protifázové budenie pre malé priečne rozmery Beamu; to však sprevádza ne-

vyhnutnosť prispôsobenia na malú vstupnú rezistanciu a ňou vyvolanú ostrú rezonanciu, čo je škodlivé pre šírku pásma.

Zo znázornenia priebehu zisku protifázových antén ako funkcie stratového odporu R_z

$$g_p = \sqrt{\frac{2(R_{11} + R_z)}{R'_{11} + R_z - R_{12}}} \sin 180 \frac{D}{\lambda}$$

na *obr. 15-7* (v hodnote 1 a 5 Ω) vyplýva, že zisk sa sebamenšími odpormi značne zredukuje len v oblasti malých odstupov, menších než $0{,}10\lambda$, čo vidieť aj na hodnotách g_{p+1} a g_{p+5} z *tab. 15-1.*



Obr. 15-7. Zobrazenie priebehu zisku protifázových antén ako funkcia merného odstupu D/λ elementov pri zvolených hodnotách stratových odporov $R_z = 0, 1, 5\ \Omega$ ako parameter

Vyhovujúcim sa ukazuje byť odstup $0{,}125\lambda$. Pre amatérov je veľmi praktický pre vymiznutie reaktívnej zložky vzájomnej impedancie, z čoho vyplývajú isté výhody.

Pokles zisku pri malých odstupoch protifázové budeného bočného vertikálneho anténového systému pochádza zo zredukovania účinnosti, zatiaľ

čo pri väčších odstupoch z pomerne voľnej väzby. Vzhľadom na zisk vyhovuje aj odstup $0{,}25\lambda$ pri hodnote 3,5 dB, ktorý sa používa pre 4-násobne väčšiu šírku pásma, než je pri odstupe $0{,}125\lambda$.

15.2.2 Vstupná impedancia napájacieho bodu žiariča sa pri súfázovom budení môže vyjadriť pomocou vzorcov platných pre svorkové napätie jednotlivých elementov, a to:

$$U_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}; \quad U_2 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{12}$$

ktoré v dôsledku rovnosti fázy a hodnoty $I_1 = I_2$ budú

$$U_1 = I_1(Z_{11} + Z_{12}); \quad U_2 = I_2(Z_{22} + Z_{12})$$

takže vstupná impedancia do kmitne prúdu jednotlivých elementov *1* a *2* je vyjadrená pomerom:

$$Z_1 = U_1/I_1 = Z_{11} + Z_{12}; \quad Z_2 = U_2/I_2 = Z_{22} + Z_{12}$$

Je zrejmé, že pri súfázovom napájaní a rovnosti oboch elementov sa ich vlastné impedancie rovnajú pri vzťahu $Z_{11} = Z_{22}$, a preto pri obidvoch elementoch musí nastať rovnosť vstupných impedancií, t. j. $Z_1 = Z_2$. Pre rovnosť vstupnej impedancie rovnajú sa aj ich zložky, takže $R_{12} = R_{21}$ a $X_{12} = X_{21}$.

Pri súfázovom budení sa elementy svojou rovnakou vstupnou rezistanciou rovnako podieľajú na vyžarovaní výkonu, a preto každý z nich spotrebuje len polovičný výkon vysielača. Z rovnosti vstupnej reaktancie oboch elementov zasa vyplýva ich rovnaké skrátenie na rezonančnú dĺžku.

Intenzitu prúdu v každom elemente udáva vzťah:

$$I_0 = \sqrt{\frac{P/2}{R_{11} + R_{12}}}$$

za predpokladu nulových strát. Tu je účinná len ideálna svorková rezistancia $(R_{11} + R_{21})$, ktorá sa stratami vo forme stratového odporu R_z zväčšila na svorkovú rezistanciu

$$R_{sv} = R_{11} + R_{12} + R_z$$

Uvedená svorková rezistancia určuje veľkosť vyžarovacej účinnosti

$$\eta = \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11} + R_{12} + R_z} \cdot 100 = \frac{1}{1 + \dfrac{R_z}{R_{11} + R_{12}}} \cdot 100 \quad [\%]$$

a v tejto hodnote platí pre súfázové bočné systémy.

Stačí vyčísliť len jednu vstupnú impedanciu, lebo pri súfázovom budení platí, že $Z_1 = Z_2$. Na výsledku pre element *1*

$$Z_1 = Z_{11} + Z_{12} = R_{11} + R_{12} + j(X_{11} + X_{12}) = R_1 + jX_1$$

badať, že vstupná impedancia je komplexná a skladá sa z reálnej zložky R_1 a zložky imaginárnej X_1 o hodnotách

$$R_1 = R_{11} + R_{12} \qquad X_1 = X_{11} + X_{12}$$

Záleží len na vyčíslení vzájomnej impedancie, aby sa tieto zložky mohli vypočítať podľa údajov na *tab. 15-2* ako funkcia merného odstupu D/λ elementov.

Tabuľka 15-2

Výpočet vstupnej impedancie synfázového a protifázového bočného systému pomocou zložiek R_{12} a X_{12} vzájomnej impedancie ako funkcia merného odstupu elementov

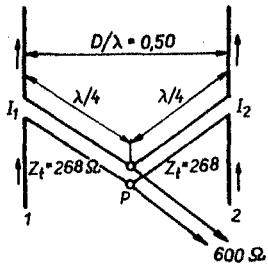
D/λ	R_{12}	X_{12}	$R_{11} + R_{12}$	$X_{11} + X_{12}$	$R_{11} - R_{12}$	$X_{11} - X_{12}$
0,00	73,13	42,54	146,26	85,08	0,00	0,00
0,05	71,69	24,85	144,82	67,39	1,44	17,69
0,10	67,33	7,54	140,46	50,08	5,80	35,00
0,15	60,39	−7,10	133,52	35,44	12,74	49,64
0,20	51,40	−19,17	124,53	23,37	21,70	61,71
0,25	40,79	−28,34	113,92	14,20	32,34	70,88
0,30	29,26	−34,43	102,39	8,11	43,87	76,97
0,35	17,73	−35,93	90,86	6,61	55,40	78,49
0,40	6,21	−37,43	79,34	5,11	66,92	79,97
0,45	−3,16	−33,68	69,97	8,86	76,29	76,22
0,50	−12,53	−29,94	60,60	12,60	85,66	72,48
0,55	−17,93	−22,90	55,20	19,64	91,06	65,44
0,60	−23,33	−15,87	49,80	26,67	96,46	58,41
0,65	−24,09	−8,06	49,04	34,48	97,22	50,60
0,70	−24,86	−0,25	48,27	42,29	97,99	42,79
0,75	−21,67	6,58	51,46	49,12	94,80	35,96
0,80	−18,49	12,26	54,64	54,80	91,62	30,28
0,85	−13,00	15,82	60,13	58,36	86,13	26,72
0,90	−7,49	18,55	65,64	61,09	80,62	23,99
0,95	−1,74	19,24	71,39	61,78	74,87	23,30
1,00	4,01	17,74	77,14	60,28	69,12	24,80

Pre prípad, že odstup medzi polvlnovými elementami je $D/\lambda = 0{,}50$, vstupná impedancia každého elementu je

$$Z_1 = R_{11} + R_{12} + j(X_{11} + X_{12}) = 73{,}13 - 12{,}53 + \\ + j(42{,}54 - 29{,}94) = 60{,}60 + j\,12{,}60$$

Ako sa s touto vstupnou impedanciou vysporiadať? Na vykompenzovanie samoindukčnej reaktancie +j 12,60 Ω je najlepšie pripojiť kapacitanciu o hodnote —j 12,60 Ω, aby nastal čisto rezistívny stav svorkovej impedancie v hodnote 60,60 Ω, s ktorým sa máme vysporiadať správnym prispôsobením. Priame prispôsobenie na vlnový odpor takej malej hodnoty však robí ťažkosti.

Amatéri používajú na nepriame prispôsobenie napájaciu linku formovanú do tvaru písmena Y, ktorej bočné časti sa použijú ako prispôsobovací kýpeť pri ich štvrťvlnovej dĺžke a spodný výčnelok ako napájací bod podľa *obr. 15-8.* Keď sa na spoločný napájací bod zavesí napájač o vlnovom odpore 600 Ω, tu pre rozdvojenie treba vstup napájača prispôsobiť 1200 Ω. Podľa toho vlnový odpor transformačného člena má mať hodnotu



Obr. 15-8. Dvojstranné prispôsobenie pomocou Y člena pri súfázovo budených dipóloch s merným odstupom $D/\lambda = 0{,}50$

$$Z_t = \sqrt{60{,}60 \cdot 1200} = \sqrt{7{,}272} \cdot 10^2 = 268\ \Omega$$

Pritom sa v napájacom bode P prejaví čistá rezistancia 600 Ω, a to na strane vysielača. K tomuto bodu P sa musí pripojiť vzdušná neladená linka o vlnovom odpore 600 Ω, aby bola možná prevádzka postupnými vlnami.

K Y napájaniu pre merný odstup $D/\lambda = 0{,}50$ možno použiť kýpte dlhé $\lambda/4$ po oboch bočných častiach od bodu P až po žiarič, ale po prekročení tohto odstupu treba dať kýpťom dĺžku $\frac{3}{4}\lambda$, aby postačila na pripojenie na oba elementy. V takomto medznom prípade odstupu prispôsobovací člen stráca podobu písmena Y a nadobúda charakter T.

Prispôsobovací Y člen sa používa na prispôsobenie bočnej sústavy antén 2 harmonickým pásmam.

Vstupná impedancia napájacieho bodu žiariča sa pri protifázovom budení môže vyjadriť aj pomocou vzorcov platných pre svorkové napätie elementov

$$U_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \quad \text{a} \quad U_2 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{12}$$

no vzhľadom na opačné znamienko fázy sa položí $I_2 = -I_1$, takže

$$U_1 = I_1(Z_{11} - Z_{12}) \quad \text{a} \quad U_2 = I_2(Z_{22} - Z_{12})$$

Z týchto vzorcov sa môžu ľahko vyvodiť svorkové impedancie o hodnote

$$Z_1 = U_1/I_1 = Z_{11} - Z_{12}, \quad Z_2 = U_2/I_2 = Z_{22} - Z_{12},$$

ktoré sú tiež rovnaké, lebo $Z_{11} = Z_{22}$.

Preto aj pri protifázovom budení nastane rovnosť vstupnej impedancie oboch elementov navzájom, a preto sa budú rovnako podieľať na vyžiarení výkonu.

Nakoľko na jeden element pripadá len polovičný výkon, bude intenzita prúdu elementu pri tzv. *nulových stratách* vyjadrená vzorcom

$$I_0 = \sqrt{\frac{P/2}{R_{11} - R_{12}}}$$

V každom elemente sa vyskytuje stratový odpor R_z, ktorý znižuje vyžarovaciu účinnosť pri protifázových bočných systémoch na hodnotu

$$\eta_{[\%]} = \frac{R_{11} - R_{12}}{R_{11} - R_{12} + R_z} \cdot 100 = \frac{1}{1 + \frac{R_z}{R_{11} - R_{12}}} \cdot 100$$

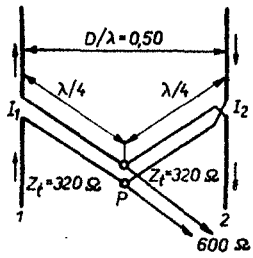
Vstupná impedancia každého z oboch žiaričov má hodnotu

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{12} = R_{11} - R_{12} + j(X_{11} - X_{12}) = \\ = R_1 + jX_1$$

pričom jej zložky vyjadrujú vzťahy:

$$R_1 = R_{11} - R_{12}; \qquad X_1 = X_{11} - X_{12}$$

môžu sa odčítať z *tab. 15-2.*



Obr. 15-9. Dvojstranné prispôsobenie pomocou Y člena pri protifázovo budených dipóloch s merným odstupom $D/\lambda = 0{,}50$

V prípade odstupu $0{,}50\lambda$ sa v napájacom bode elementov podľa údajov z *tab. 15-2* vyskytuje vstupná impedancia $Z_1 = 85{,}66 + j\ 72{,}48\ \Omega$. Tu možno znova pomocou kondenzátora vykompenzovať samoindukčnú reaktanciu $+ j\ 72{,}48\ \Omega$, a tak získať čisto rezistívnu vstupnú impedanciu 85,66 Ω. Pre prispôsobenie napájača na 600 Ω sa môže znova použiť Y člen podľa *obr. 15-9* s vlnovým odporom každého štvrťvlnového transformátora o hodnote

$$Z_t = \sqrt{85{,}66 \cdot 1200} = \sqrt{10{,}279} \cdot 10^2 = 320\ \Omega$$

Pravda, na bod P sa pripojuje neladený napájač o vlnovom odpore 600 Ω, ktorý sa prejavuje na strane vysielača.

Vstupná impedancia oboch žiaričov vo všeobecnom prípade napájacích prúdov so všeobecným fázovým rozdielom δ nemôže byť rovnaká pri vyjadrení vzťahmi

$$Z_1 = [R_{11} + Z_{12}\cos(\tau + \delta)] + j[X_{11} + Z_{12}\sin(\tau + \delta)] = R_1 + jX_1$$
$$Z_2 = [R_{11} + Z_{12}\cos(\tau - \delta)] + j[X_{11} + Z_{12}\sin(\tau - \delta)] = R_2 + jX_2$$

kde

$$\operatorname{tg} \tau = \frac{X_{12}}{R_{12}} ; \quad Z_{12} = \sqrt{R_{12}^2 + X_{12}^2}$$

a tak rezistančné aj reaktančné zložky sa pri vstupnej impedancii dosť značne líšia.

Napájanie takýchto anténových systémov vyžaduje samostatné napájače pre každý element, lebo odlišná vstupná rezistancia vyvolá nerovnaký odber z vysielača. Vznikajú starosti aj s voľbou väzbového člena, lebo tento člen má zabezpečiť správne fázovanie. Takéto vyžarovacie anténové systémy sa, pravda, pre amatérsku prácu nehodia pre značnú zložitosť a ťažkopádnosť pri nastavovaní.

Vyžarovacie anténové systémy s meniteľnou fázou majú však cennú vlastnosť meniť smerovosť; nimi sa dá dosiahnuť aj žiadaná jednosmerovosť pre DX prácu.

Ako zachrániť pre amatérsku prácu aspoň túto jednosmerovosť?

Ako zabezpečiť rovnakú rezistanciu, aby sa dosiahlo jednoduché prispôsobenie pri potrebnom fázovom rozdiele prúdov?

Východiskom pre riešenie obidvoch otázok je anulovanie fázového uhla vzájomnej impedancie $\tau = 0$. Tu v dôsledku vzťahu

$$\operatorname{tg} \tau = \frac{X_{12}}{R_{12}} = 0$$

musí platiť

$$X_{12} = 0$$

Nastane rovnosť rezistancií oboch elementov, t. j. $R_1 = R_2$, a to v dôsledku rovnosti $\cos \delta = \cos (-\delta)$ pre ľubovoľný fázový uhol δ.

Rovnosť rezistančných zložiek má tú výhodu, že elementy sa rovnako podieľajú na záťaži od vysielača, čo zjednodušuje prispôsobovanie.

Nerovnakosť reaktančnej zložky možno odstrániť už opísanou kompenzačnou metódou, t. j. predĺžením alebo skrátením elementov podľa toho, či majú zápornú alebo kladnú reaktívnu zložku.

Spomínané anulovanie fázového uhla vzájomnej impedancie nastane pri mernom odstupe $D/\lambda = 1/8 = 0{,}125$ medzi elementami. Tento odstup sa pre značný zisk (3,8 dB) s obľubou používa pri vodorovných bočných systémoch s protifázovým budením pri dvojsmerovom vyžarovaní ako anténa W8JK.

Pri tomto mernom odstupe $D/\lambda = 0{,}125$ možno dosiahnuť amatérmi žiadanú jednosmerovosť pre DX prevádzku pri jednoduchom usporiadaní

napájacích pomerov, a to voľbou fázy budiacich prúdov. Za základ výpočtu fázy možno vziať podmienku maxima zisku

$$\cos\left(180\frac{D}{\lambda}\cos\Theta - \frac{\delta'}{2}\right) = 1; \quad 180\frac{D}{\lambda}\cos\Theta - \frac{\delta'}{2} = 0$$

z ktorej po dosadení $D/\lambda = 0{,}125$ a $\Theta = 0°$ vyplýva hodnota δ' pre prvý kvadrant

$$180\frac{D}{\lambda}\underbrace{\cos\Theta}_{1} = \frac{\delta'}{2}; \quad \delta' = 360\frac{D}{\lambda} = 360 \,.\, 0{,}125 = 45°$$

Po prevode do 2. kvadrantu vychádza:

$$\delta = 180° - \delta' = 180° - 45° = 135°$$

Ak sa s fázou 135° vybudí anténový systém s merným odstupom $D/\lambda = 0{,}125$, vznikne jednosmerný vyžarovací horizontálny diagram (VHD) tvaru kardioidy.

Kardiodický tvar VH je pre DX prevádzku veľmi vítaný, lebo prevážna časť energie sa vrhá na protistanicu a vyžarovanie v opačnom smere je celkom potlačené.

Táto zaujímavá vlastnosť sa dá dokázať na predozadnom pomere (ďalej len P/Z), ktorý pri vyjadrení vzorcom

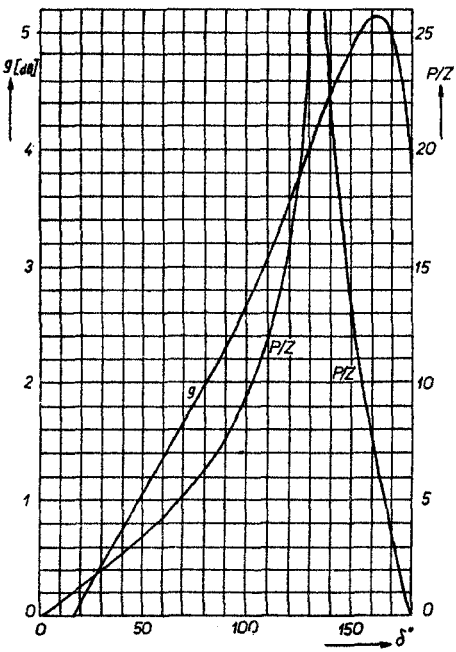
$$\frac{P}{Z} = \frac{\cos\left(180\frac{D}{\lambda}\cos\Theta - \frac{\delta}{2}\right)}{\cos\left(180\frac{D}{\lambda}\cos 180° - \frac{\delta}{2}\right)} = \frac{\cos\left(22{,}5 - \frac{\delta}{2}\right)}{\cos\left(22{,}5 + \frac{\delta}{2}\right)}$$

pre rozdiel fázy $\delta = 135°$ dáva

$$\frac{P}{Z} = \frac{\cos(22{,}5 - 67{,}5)}{\cos(22{,}5 + 67{,}5)} = \frac{\cos 45°}{\cos 90°} = \infty$$

čo je bezpečným znakom, že vyžarovanie smerom dopredu na $\Theta = 0°$ je maximálne, kým smerom dozadu na $\Theta = 180°$ je celkom potlačené.

δ	$g_{[dB]}$	$P/Z_{[dB]}$	δ	$g_{[dB]}$	$P/Z_{[dB]}$
0	−0,4150	0,00000	95	2,5017	8,53421
5	−0,2599	0,31420	100	2,6876	9,39574
10	−0,1080	0,62981	105	2,8808	11,21069
15	0,0413	0,94826	110	3,1724	11,81385
20	0,1885	1,27661	115	3,2924	13,47389
25	0,3342	1,59974	120	3,5112	15,67538
30	0,3680	1,93604	125	3,7386	18,87916
35	0,6233	2,28180	130	3,9796	24,55903
40	0,7675	2,63907	135	4,2142	∞
45	0,9123	3,01030	140	4,4526	23,80017
50	1,0581	3,39806	145	4,6917	17,35543
55	1,2054	3,80553	150	4,9085	13,37498
60	1,3546	4,23643	155	5,0860	10,37842
65	1,7366	4,59520	160	5,1925	7,89759
70	1,6612	5,19286	165	5,1819	5,58685
75	1,8196	5,85210	170	5,0584	3,72528
80	1,9822	6,30028	175	4,5586	1,80767
85	2,1497	6,94075	180	3,8141	0,00000
90	2,3226	7,65551			



Z uvedených hodnôt pre P/Z sa možno presvedčiť, že tento pomer nadobúda nekonečnú hodnotu len pri rozdiele fázy $\delta = 135°$, kým pri ostatných fázach zasa konečné hodnoty s výnimkou 0 a 180°, keď sa tento pomer rovná nule na znak dvojsmerovosti.

Podľa uvedených hodnôt je zrejmé, že fázovanie na 135° pri výhode $P/Z = \infty$ nedáva maximálny zisk, keďže tento zisk sa dosiahne až pri 162°, 20,5′ a hodnote 5,206 dB s $P/Z = 5{,}19$, teda pomerne nízkym.

Obr. 15-10. Závislosť zisku $g_{[dB]}$ a pomeru P/Z pri konštantnom odstupe elementov $D = 0{,}125\lambda$ od fázovania na $\delta°$

Hodnoty pre výkonový zisk uvedené na vedľajšej tabuľke sú vypočítané pomocou vzorca

$$g = \sqrt{\frac{2R_{11}}{R_{11} + R_{12}\cos\delta}}\cos\left(180\frac{D}{\lambda} - \frac{\delta}{2}\right) =$$

$$= \frac{\cos\left(180\frac{D}{\lambda} - \frac{\delta}{2}\right)}{\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{R_{12}}{2R_{11}}\cos\delta}} = \frac{\cos\left(180\frac{D}{\lambda} - \frac{\delta}{2}\right)}{\sqrt{0{,}5 + 0{,}43914\cos\delta}}$$

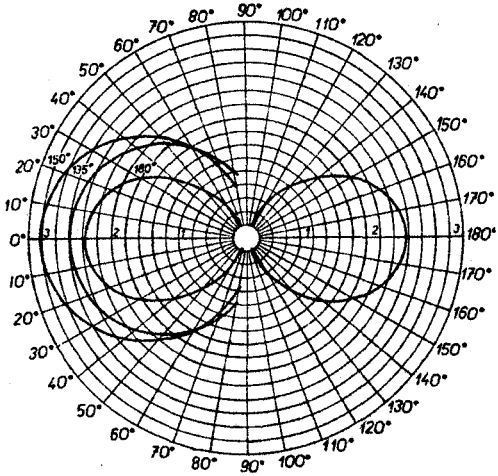
Pri vložení $R_{11} = 73{,}13\ \Omega$, $R_{12} = 64{,}23\ \Omega$ dostaneme krivky pre g a P/Z *(obr. 15-10)*.

K týmto krivkám, aplikovateľným len pre $D/\lambda = 0{,}125$, možno poznamenať, že najlepší zisk sa dosiahne fázovaním pri anténe W8JK na 180° pri tzv. ZL *anténe* a HB9CV na 135°, ako aj pri anténe, ktorá používa kompromisné fázovanie na 150° medzi ziskom a pomerom P/Z. O týchto anténach bližšie konštruktívne údaje až pri podrobnom opise.

15.3 Smerovosť vyžarovania pri bočnej sústave

Smerovosť sa zistí zo známej rovnice zisku oproti porovnávaciemu dipólu. Možno ňou určiť tvar vyžarovacej charakteristiky vo voľnom priestore pre akýkoľvek bočný systém s ľubovoľným odstupom.

Pre náš prípad stačí dosadiť $D/\lambda = 0{,}125$, a tak vypočítať zisk g_N v násobkoch výkonu oproti porovnávaciemu dipólu, alebo ho vyjadriť v dB pre rôzne uhly Θ. Takto sa získa tvar vyžarovacej charakteristiky



Obr. 15-11. Polárne vyžarovacie diagramy bočného 2-prvkového aktívneho systému s fázovaním na 135°, 150° a 180° pri odstupe $0{,}125\lambda$ medzi elementmi

(obr. 15-11) napr. pre odstup 0,125 λ z výsledkov fázovania na 180, 150 a 135°, naznačených v *lab. 15-3*, a to pomocou výrazov

$$g_{180} = \frac{\cos(22{,}5° \cos \Theta - 90°)}{\sqrt{0{,}5 + 0{,}43914 \cos 180°}} = \frac{\cos(22{,}5° \cos \Theta - 90°)}{\sqrt{0{,}068506}}$$

$$g_{135} = \frac{\cos(22{,}5° \cos \Theta - 67{,}5)}{\sqrt{0{,}5 + 0{,}43914 \cos 135}} = \frac{\cos(22{,}5° \cos \Theta - 67{,}5)}{\sqrt{0{,}1894745}}$$

$$g_{150} = \frac{\cos(22{,}5° \cos \Theta - 75°)}{\sqrt{0{,}5 + 0{,}43914 \cos 150}} = \frac{\cos(22{,}5° \cos \Theta - 75)}{\sqrt{0{,}119685}}$$

platiacich pre voľný priestor. Keď treba vyžarovaciu charakteristiku znázorniť v horizontálnej rovine, uvedený zisk sa vynásobí tvarovým činiteľom pre horizontálny dipól

$$F_{\frac{\lambda}{2}} = \frac{\cos(90° \cos \varphi)}{\sin \varphi}$$

pričom uhol φ treba brať 90° v smere $\Theta = 0°$.

Po vynásobení tvarovým činiteľom sa tvar lalokov zúži v priečnom smere oproti lalokom vo voľnom priestore, no pre jednoduchosť a názornosť možno používať aj tieto laloky.

Tvar lalokov vyžarovacieho diagramu v horizontálnej rovine určuje smerové vlastnosti bočného anténového systému (ďalej BAS). Voľbou odstupu elementov a nastavením fázovacieho uhla dajú sa dosiahnuť najrozmanitejšie podoby členenia lalokov.

Pre amatérsku prax nemajú členité laloky význam, lebo obsah signálu sa určuje najmä pre protistanicu, a tak nás zaujíma najmä dvojsmerový tvar a kardiodický jednosmerový lalok. Dvojsmerové laloky pri bočnej vodorovnej sústave možno získať fázovaním na 180° do odstupu 0,625 λ, zatiaľ čo pri väčších odstupoch sa energia začína štiepiť do bokov. Už vieme, že fázovanie na 180° je výhodné pre rovnosť vstupnej impedancie pri oboch elementoch.

Jednosmerový lalok sa dá získať iba pri odstupe 0,125 λ pri rovnakej rezistančnej a odlišnej reaktančnej zložke, a to len pri fázovaní na 135°.

Zaujímavá by bola amatérska Beam anténa bočnej vodorovnej sústavy pri odstupe elementov 0,25 λ s fázovaním na 90°, lebo podľa teórie dáva tiež čistú kardiodu s veľkým ziskom. Výpočet vstupnej impedancie pomeru P/Z, zisku a ustálenia tvaru vyžarovacej charakteristiky odporúčame čitateľovi urobiť ako cvičenie.

V predošlých statiach sme prebrali všetky pojmy potrebné pre návrh amatérskych typov bočného anténového systému.

Vypočítané zisky bočných vodorovných systémov pre odstup elementov $D/\lambda = 0{,}125$ s fázovaním na 180, 150 a 135° s vyznačením zisku v násobkoch výkonu g_N oproti porovnávaciemu dipólu alebo v dB

Θ	180°		150°		135°	
	g_N	dB	g_N	dB	g_N	dB
0	2,4069	3,8141	3,0965	4,9085	2,6388	4,2142
5	2,3960	3,7950	3,0843	4,8916	2,6309	4,2012
10	2,3345	3,6820	3,0483	4,8406	2,6072	4,1619
15	2,2532	3,5281	2,9888	4,7548	2,5684	4,0964
20	2,1381	3,3002	2,9065	4,6337	2,5139	4,0036
25	2,0000	3,0000	2,8027	4,4758	2,4448	3,8825
30	1,8285	2,6211	2,6791	4,2800	2,3568	3,7234
35	1,6427	2,1555	2,5360	4,0416	2,2653	3,5513
40	1,4429	1,5922	2,3772	3,6079	2,1603	3,3452
45	1,2349	0,9163	2,3086	3,6336	2,0371	3,0903
50	1,0250	0,1075	2,0213	3,0563	1,9082	2,8063
55	0,8197	−0,8632	1,8301	2,6248	1,7715	2,4834
60	0,6256	−2,0379	1,6344	2,1337	1,6290	2,1193
65	0,5149	−3,4824	1,4378	1,5771	1,4828	1,7109
70	0,2947	−5,3065	1,2438	0,9476	1,3350	1,2550
75	0,1692	−7,7165	1,0558	0,2361	1,1880	0,7483
80	0,0763	−11,1748	0,8039	−0,9476	1,0439	0,1867
85	0,0192	−17,1572	0,7110	−1,4810	0,9049	−0,4339
90	0,0000	− ∞	0,5597	−2,5206	0,7729	−1,1187
95	0,0192	−17,1572	0,4253	−3,7131	0,6496	−1,8732
100	0,0763	−11,1748	0,3093	−5,0963	0,5365	−2,7040
105	0,1692	−7,7165	0,2125	−6,7264	0,4346	−3,6188
110	0,2947	−5,3065	0,1351	−8,6945	0,3446	−4,6268
115	0,5149	−3,4824	0,0765	−11,6298	0,2667	−5,7396
120	0,6256	−2,0379	0,0357	−14,4684	0,2009	−6,9688
125	0,8197	−0,8632	0,0112	−19,5230	0,1466	−8,3381
130	1,0250	0,1075	0,0007	−31,3392	0,1031	−9,8643
135	1,2349	0,9163	0,0021	−26,7633	0,0695	−11,5786
140	1,4429	1,5922	0,0127	−18,9554	0,0444	−13,5238
145	1,6427	2,1555	0,0298	−15,2598	0,0278	−15,5553
150	1,8285	2,6211	0,0511	−12,9154	0,0146	−18,3578
155	2,0000	3,0000	0,0738	−11,3208	0,0071	−21,4622
160	2,1381	3,3002	0,0957	−10,1918	0,0029	−25,2877
165	2,2532	3,5281	0,0115	−9,3769	0,0009	−30,2461
170	2,3345	3,6820	0,1297	−8,8694	0,0002	−37,2619
175	2,3960	3,7950	0,1391	−8,5656	0,0000	−49,2648
180	2,4069	3,8141	0,1424	−8,4664	0,0000	− ∞

Po prebratí tejto teoretickej časti treba sa vrátiť k *bočnej sústave anténového systému*, a to k amatérskym konštrukciám, ktoré možno rozdeliť podľa spôsobu montáže na

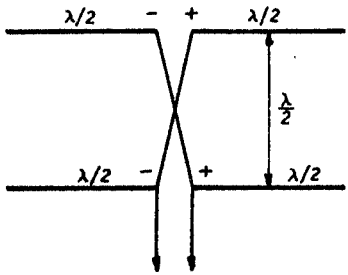
a) zvislé anténové sústavy so súfázovým budením dipólového radu,

b) vodorovné anténové sústavy s protifázovým budením elementov s použitím odstupov menších než $\lambda/4$,

c) vodorovné sústavy nafázované s použitím odstupu elementov 0,125 λ.

Postupne preberieme vymenované amatérske sústavy antén s krátkym komentárom vždy v úvode.

15.3.1 Zvislé anténové sústavy so súfázovým budením. Úvodom treba uviesť, že spodný dipól, resp. spodný dipólový kolineárny rad treba vyzdvihnúť do výšky presne $\lambda/2$ alebo λ. Pri tomto spôsobe vyzdvihnutia sa zaručuje, že blízkosť zeme nebude ovplyvňovať vyžarovacie odpory jednotlivých dipólov.



Obr. 15-12. Anténová sústava „ležaté H"

Opísaným opatrením sa dosiahne rezistívna hodnota vstupnej impedancie pri dipóloch o takej veľkosti, aké sa používajú pre voľný priestor.

Keby sa tento predpis o nadzemnej výške nerešpektoval, nemohlo by sa dosiahnuť rovnaké rozdelenie výkonu vysielača na jednotlivé elementy pre nerovnosť rezistívnych zložiek. Preto sa uprednostňuje zvislý odstup $\lambda/2$ medzi paralelnými dipólmi, resp. medzi paralelnými dipólovými radmi pred odstupom 0,70λ, ktorý by dával 4,81 — 3,83 = 0,98 dB väčší zisk (podľa hodnôt g_s v *tab. 15-1*).

Najznámejšia zvislá amatérska konštrukcia tohto druhu je:

Anténa ležalé H (Lazy H), takto nazvaná pre podobnosť s ležato položeným písmenom H *(obr. 15-12)*.

Pozostáva z 2 kolineárnych súfázových radov po 2 elementoch, t. j. celkove zo 4 žiaričov. Zvislý odstup medzi radmi musí byť $\lambda/2$ z už vysvetlených dôvodov.

Vstupná impedancia v kmitni prúdu nadobúda pri takomto rozmiestnení žiaričov (vplyvom ostatných elementov) hodnotu pre voľný priestor

$$Z_1 = (R_s + R_d + R_a + R_{da}) + j(X_s + X_d + X_a + X_{da}) =$$
$$= (73{,}3 - 12{,}5 + 26{,}4 - 16{,}8) + j(42{,}2 - 29{,}9 + 19{,}8 - 4{,}2) =$$
$$= 70{,}4 + j\,27{,}3 = R_1 + jX_1$$

ktorá sa zhruba zachová, ak pre spodný kolineárny rad zvolíme výšku $\frac{1}{2}\lambda$ alebo λ.

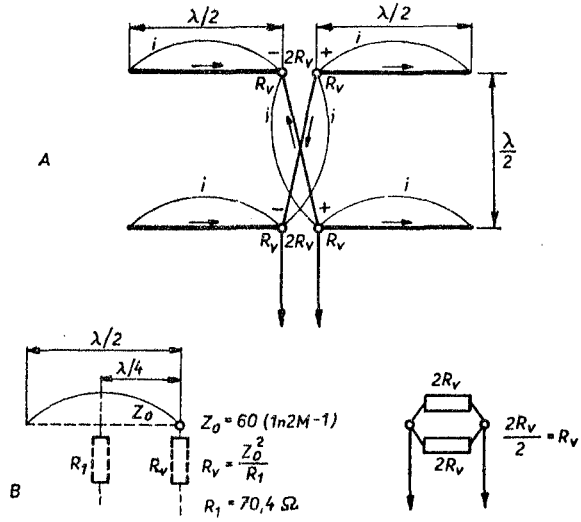
Ako vidieť z *obr. 15-12*, dipóly sú napájané od koncov v kmitni napätia zo stredu celého systému. Pri napájaní sa vlastnosti polvlnového kýpťa využívajú pri prenose vstupnej impedancie horného kolineárneho radu na dolné napájacie svorky, pričom sa súčasne skrížia konce podľa *obr. 15-13A*, aby sa zabránilo dôsledku druhej vlastnosti tohto kýpťa — obráteniu fázy.

Pri výpočte vstupného R_v z konca dipólu možno na dipóle vymedziť úsek $\lambda/4$, ktorým sa pretransformuje vyžarovací odpor hodnoty rezistančnej zložky R_1 vstupnej impedancie na koniec dipólu na vstupný odpor R_v.

V zmysle rovnice pre $\lambda/4$ trafo platí $Z_0 = \sqrt{R_1 R_v}$, a tak na základe

$$R_v = Z_0^2/R_1$$

možno vysloviť vetu: „*Vstupný odpor na konci napájanej dĺžky dipólu rastie s veľkosťou vlnového odporu Z_0 napájanej dĺžky*," a keďže tento odpor je



Obr. 15-13. Napájací polvlnový súbor so skríženými koncami na prenášanie vstupnej impedancie horného kolineárneho radu na vstupné svorky dolného kolineárneho radu v pomere 1 : 1

$$Z_0 = 60\,(\ln 2M - 1); \quad M = \frac{\lambda/2}{d}$$

je teda priamoúmerný prirodzenému logaritmu činiteľa M a nepriamoúmerný priemeru d drôtu antény, preto sa hodnota vstupného odporu znižuje so zväčšovaním hrúbky d.

Pri napájaní 2 polvĺn vo fáze podľa *obr. 15-13B* vzniká vzhľadom na sériové spojenie oboch polvĺn výsledný odpor $2R_v$, no sem sa prenáša paralelne $2R_v$ od horného kolineárneho radu, a preto sa na vstupných

svorkách prejaví odpor $\frac{2R_v}{2} = R_v$, t. j. o hodnote konca dipólu okolo 3000 Ω.

Napätie z konca dipólu sa môže vypočítať z výkonu P, ktorý preberie každý žiarič od vysielača, a to pomocou vzťahu

$$U^2/R_v = P, \qquad U = \sqrt{R_v P}$$

čo značí, že pri celkovom výkone 1 kW sa prejaví napätie $U = \sqrt{PR_v} = \sqrt{250 \cdot 3000} = \sqrt{75} \cdot 10^2 = 866$ V, keďže na jeden dipól pripadne 250 W.

Poznamenávame, že v rozhlasovej praxi sa pripúšťa pre jeden dipól výkon 7,5 kW na priemer drôtu dipólu 2,5 mm a 25 kW na priemer drôtu 5 mm. Tieto hodnoty sa pripúšťajú jednak vzhľadom na povolenú prúdovú hustotu v kmitni, jednak vzhľadom na napätie ešte prípustné na konci dipólu. Podľa toho sa pri výkone 7,5 kW ešte pripúšťa napätie $U = 4720$ V na koncoch dipólu. Na obmedzenie týchto veľkých rozdielov sa odporúča používať hrubé vodiče. Pravda, pri výkonoch amatérov sa dimenzuje skôr podľa pevnosti vodičov.

Približný zisk sa vypočíta zo vzorca pre kolineárne vertikálne anténové systémy

$$g_{[dB]} = 10 \log \left[4 \frac{\sqrt{S}}{\lambda} \left(1 + 2 \frac{\sqrt{S}}{\lambda} \right) \right]$$

kde S značí plochu „záclony" v λ^2. Podľa toho plocha našej antény vodorovné H (Lazy-H) je $S = \lambda - \frac{1}{2}\lambda = \frac{1}{2}\lambda^2$ a po dosadení do rovnice pre zisk dostaneme

$$g = 10 \log \left[4 \sqrt{\frac{1}{2}} \left(1 + 2 \sqrt{\frac{1}{2}} \right) \right] = 10 \log [2(\sqrt{2} + 2)] = 8{,}34 \text{ dB}$$

Pásmo [m]	Z_0	R_v	Z_t
40	1018	3680	505
20	935	3105	465
15	892	2826	442
10	848	2548	422

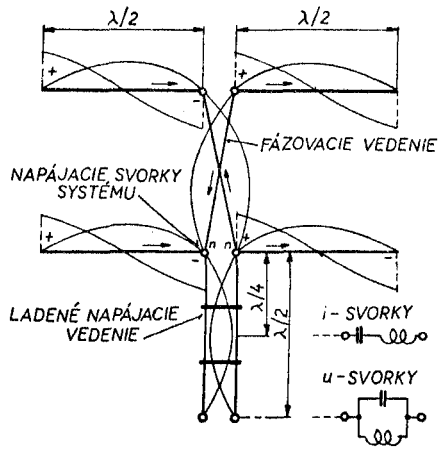
čo je pomerne vysoká hodnota, platná pre dokonalú zem. V amatérskej literatúre sa uvádza 5,8 dB.

Podľa pravidla pre výpočet R_v sa tento vstupný odpor zistil z konca žiariča pre rôzne amatérske pásma 40 až 10 m pri 3mm hrúbke drôtu. Z číselných výpočtov v nasledujúcej tabuľke je zrejmé, že R_v sa zväčšuje pri dlhších anténových dĺžkach pre väčší vlnový odpor a neprekračuje hodnotu 3680 Ω na pásme 40 m, kde sa tieto H-antény

ešte dajú navrhnúť, ale už s menšou účinnosťou, lebo výška spodného kolineárneho radu nemôže už byť $\lambda/2$, ale $\lambda/4$. To isté platí aj pre odstup.

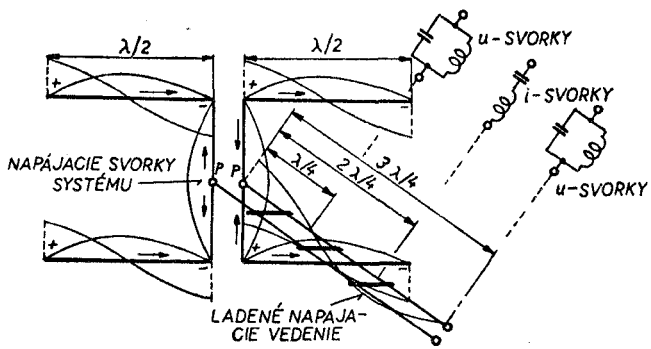
Číselné hodnoty pre R_v a Z_t budeme potrebovať pri navrhovaní prispôsobenia neladenej linky pre prevádzku postupnými vlnami, ktorá sa dá uskutočniť len pri jednopásmovej prevádzke.

Pre mnohopásmovú prevádzku treba *pripojiť ladené napájacie vedenie* k napájaciemu bodu $N—N$ anténového systému s kmitňou napätia v dolných svorkách fázovacieho $\lambda/2$ vedenia podľa *obr. 15-14A* alebo do stredobodu $P—P$ neskríženej fázovacej linky, ktorá v tomto bode utvára kmitňu prúdu *(obr. 15-14B)*.



Obr. 15-14A. Pripojenie ladeného napájacieho vedenia s kmitňou napätia na dolné svorky fázovacieho vedenia

Dĺžku napájacieho vedenia treba, pravda, voliť tak, aby tupo pripojení na napájacie $N—N$ svorky systému vznikla kmitňa napätia alebo pri pripojení na svorky $P—P$ zasa kmitňa prúdu, a to podľa už spomenutého pravidla voľby väzbového člena. Na vyobrazení oboch metód súfázového napájania sa nachádza aj náčrtok rozloženia prúdu. Keď rozmiestenie dĺžok ladených napájacích vedení robí sta-



Obr. 15-14B. Pripojenie ladeného napájacieho vedenia s kmitňou prúdu do stredobodu neskríženej fázovacej linky

rosti, možno použiť Collinsov symetrický väzbový člen pri ľubovoľnej dĺžke napájača, pravda, pri zmene pásma treba tento člen vždy preladiť.

Pokiaľ ide o dimenzovanie jednotlivých dipólov, každý dipól treba skrátiť rovnako, a to tak, aby sa reaktívna zložka vstupnej impedancie o hodnote $X_1 = 27{,}3\ \Omega$ anulovala. Táto podmienka znamená skrátenie o

$$\Delta_x = x/Z_0, \quad x = \frac{27{,}0842}{42{,}54}\,27{,}3 = 17{,}381$$

takže geometrická polvlnová dĺžka každého dipólu bude

$$l_a = \frac{150}{f_{[MHz]}}(1 - \Delta_x) = \frac{150}{f_{[MHz]}}\left(1 - \frac{17{,}381}{Z_0}\right)$$

ak polvlnová dĺžka fázovacej linky bude vyjadrená vzťahom

$$l_f = \frac{150}{f}(1 - \Delta_f) = \frac{150}{f}(1 - 0{,}03) = \frac{150}{f}\,.\,0{,}97 = \frac{145{,}5}{f_{[MHz]}}$$

Rozmery H-antény vypočítané podľa týchto vzorcov sú uvedené v nasledujúcej tabuľke pre 14,21 a 28MHz pásmo.

Pásmo [m]	$f_{[MHz]}$	Z_0	Δ_x	V_a	$l_{a[m]}$	$l_{f[m]}$
20	14,05	935	0,0186	0,9814	10,487	10,355
15	21,10	892	0,0195	0,9805	6,970	6,895
10	28,10	848	0,0205	0,9795	5,234	5,177

Uvedené rozmery sa najčastejšie vzťahujú na frekvencie používané v telegrafnej (CW) časti jednotlivých pásiem.

No dipóly je lepšie dimenzovať na čo najdlhšiu vlnu pásma, aby pri nastavovaní na prevádzkový kmitočet pásma bolo z čoho skracovať.

Pri zvislých sústavách k H-typu antény pre vyslovene jednopásmovú prevádzku *treba pripojiť neladené napájacie vedenie* s prevádzkou na postupné vlny, keďže je snaha každý anténový systém pri jednopásmovej prevádzke prispôsobovať, aby sa dosiahla väčšia účinnosť.

Na vyriešenie otázky prispôsobenia možno použiť skrížený alebo neskrížený fázovací polvlnový súbor.

Ak sa použije skrížený súbor podľa *obr. 15-15A*, bude v napájacom bode $N—N$ kmitňa napätia so vstupným odporom $R_v = 3680$ až $2458\ \Omega$

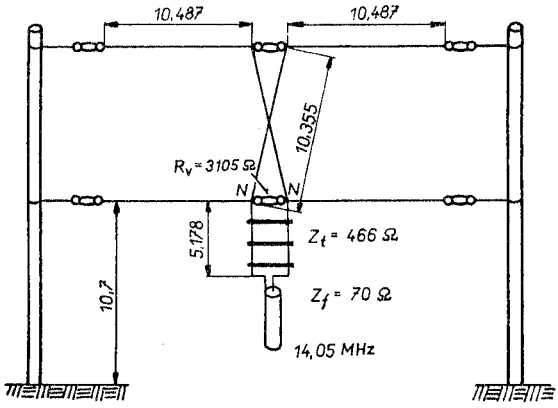
pri prevádzke na 40 až 10m pásme podľa údajov príručnej tabuľky na str. 212.

Ak na prispôsobenie použité $\lambda/4$ trafo má mať uskutočniteľný vlnový odpor pre vzdušné vedenie rádu $Z_t = 400$ až 600 Ω, potom vlnový odpor napájača v zmysle vzťahu $Z_t = \sqrt{Z_f R_v}$ musí byť $Z_f = Z_t^2/R_v$ a pohybuje sa od 505 do 422 Ω pre 40 až 10m amatérske pásmo. Hodnoty uvedené v príručnej tabuľke možno použiť na prispôsobenie na každom pásme. Údaje týchto rozmerov pre 14MHz pásmo sa nachádzajú na *obr. 15-15A*.

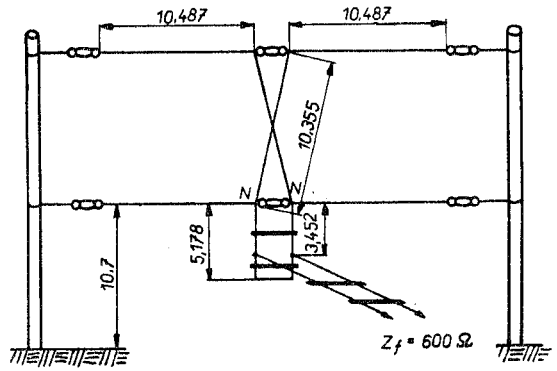
Aby sa dokonalé prispôsobenie mohlo dosiahnuť takýmto štvrťvlnovým transformátorom zo vzdušnej linky, musí sa naň zavesiť 70Ω koaxiálny kábel. Koaxiálne napájače sú však nesymetrické a ich použitie skresľuje vyžarovacie diagramy.

Pre uvedenú nesymetriu sa koaxiálne káble zväčša nepoužívajú na napájanie, hoci nimi možno dosiahnuť bezchybné prispôsobenie.

Preto amatéri pri skríženom súbore radšej používajú prispôsobovací $\lambda/4$ kýpeť so skratom znázorneným na *obr. 15-15B*. Je to jednoduchý prostriedok na prispôsobovanie, keďže posunovaním koncových bodov napájača po kýpti možno vyhľadať akú vstupnú impedanciu, ktorá sa práve rovná vlno-



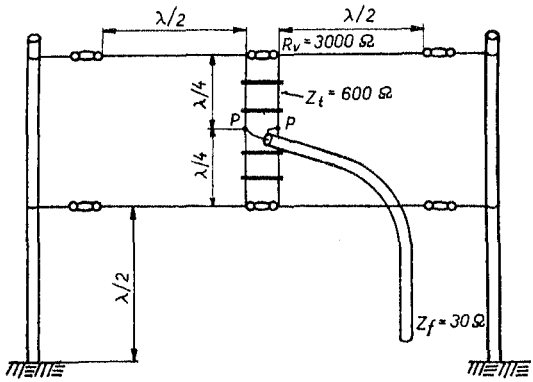
Obr. 15-15A. Pripojenie neladeného napájacieho vedenia k anténovej sústave „ležaté H" so skríženým polvlnovým fázovacím súborom pomocou $\lambda/4$ transformátora



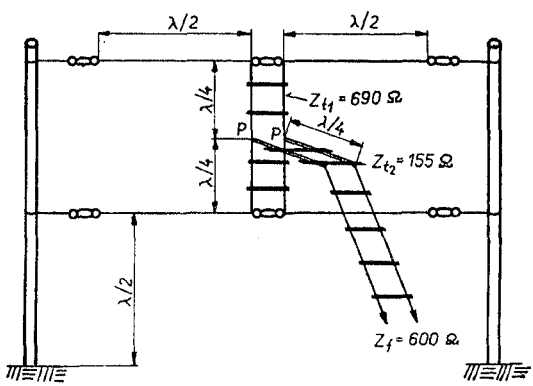
Obr. 15-15B. Pripojenie neladeného napájacieho vedenia k anténovej sústave „ležaté H" so skríženým polvlnovým fázovacím súborom pomocou prispôsobovacieho kýpťa

vému odporu napájača. Táto rovnosť pre 600Ω napájač podľa predošlého nastane pri vzdialenosti $\lambda/6$ od napájacieho bodu $N-N$ systému.

Ak sa použije neskrížený súbor podľa *obr. 15-15C*, napájanie sa uskutoční v bode $P-P$, práve v stredobode polvlnového vedenia, v kmitni prúdu. Týmto spôsobom napájania sa neskrížený súbor rozdelí na dva $\lambda/4$ úseky a tvorí spomenutý prispôsobovací Y člen alebo T člen.



Obr. 15-15C. Pripojenie neladeného napájacieho vedenia k anténovej sústave „ležaté H" pomocou neskríženého fázovacieho súboru pri jeho použití za prispôsobovací Y či T člen



Obr. 15-15D. Pripojenie neladeného napájacieho vedenia k anténovej sústave „ležaté H" pomocou neskríženého fázovacieho súboru pri jeho použití za jeden z dvoch transformačných členov

Na spodný hrot Y člena sa pripojí napájač o vlnovom odpore Z_f. V dôsledku rozdvojenia sa na vstupnom konci každej $\lambda/4$ dlhej bočnej časti javí odpor $2Z_f$, kým na výstupnom konci zasa vstupný odpor z konca dipólov $2R_v$.

Tu pre vlnový odpor každej $\lambda/4$ dlhej bočnej časti platí vzťah $Z_t = \sqrt{2Z_f \cdot 2R_v} = 2\sqrt{Z_f R_v}$. Keď chceme ako kýpťový transformátor znova použiť vzdušnú linku o $Z_t = 600\ \Omega$, potom pri $R_v = 3000\ \Omega$ možno prispôsobenie uskutočniť len vtedy, keď sa na spodný koniec Y výčnelku zavesí napájač o vlnovom odpore $Z_f = Z_t^2/4R_v = 600^2/4 \cdot 3000 = 30\ \Omega$, čiže prispôsobenie nastane len pomocou koaxiálneho napájača.

Získať prispôsobenie symetrického anténového systému pomocou nesymetrického koaxiálneho kábla nie je ľahké.

No jednako sa našlo rišenie dvojnásobnou transformáciou.

Pri prvej transformácii pomocou Y člena sa transformuje na hypoteticky malý odpor $Z'_f = 40\ \Omega$, pomocou ktorého sa určí vlnový odpor pre bočnú časť Y člena o hodnote

$$Z_{t1} = \sqrt{2Z_f \cdot 2R_v} = \sqrt{2 \cdot 40 \cdot 2 \cdot 3000} = 690\ \Omega$$

a z tejto hodnoty sa vykonštruujú obe bočné časti Y člena.

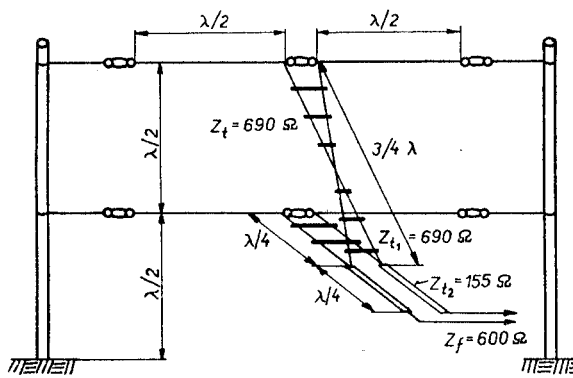
Druhou transformáciou pomocou iného $\lambda/4$ kýpťa sa pretransformuje spomínaný hypotetický maly odpor $Z'_f = 40\ \Omega$ na hodnotu $Z_f = 600\ \Omega$, ktorá je pri vzdušných linkách bežná, zatiaľ čo vlnový odpor druhého $\lambda/4$ transformátora sa určí pomocou vzťahu:

$$Z_{t2} = \sqrt{Z'_f \cdot Z_f} = \sqrt{40 \cdot 600} = 155\ \Omega$$

ktorý pri 155 Ω už možno vyhotoviť z hrubých tyčí pri pomere $a/d = 1{,}90$ (podľa *tab. 7-1*).

Neladená napájacia linka musí byť pri zhotovovaní prispôsobovacieho systému kolmo orientovaná na rovinu elementov na vzdialenosť aspoň $0{,}5\lambda$ podľa *obr. 15-15D*, a len potom ju možno viesť šikmo k vysielaču.

Z amatérskeho hľadiska kolmé vedenie od napájacieho bodu $P-P$ systému v úrovni $0{,}75\ \lambda$ nad zemou vyžaduje ďalšie drevené tyče, ktoré pri 14 MHz značia výšku 15 m, takže takéto riešenie je vzhľadom na potrebu miesta dosť nevýhodné.



Obr. 15-15E. Pripojenie neladeného napájacieho vedenia k anténovej sústave „ležaté H" dvojitou transformáciou za použitia upraveného fázovacieho súboru a zvláštneho Q člena z tyči

Táto ťažkosť s priestorom dá sa odstrániť nasledujúcim spôsobom: K horným dipólom s privedie skrížené $\frac{3}{4}\ \lambda$ vedenie namiesto $\lambda/4$ kýpťa, kým k spodnejším dipólom zasa normálne $\lambda/4$ transformačné vedenie, a to obe zo vzdušnej linky o $Z_{t1} = 690\ \Omega$. Ich konce sa spoja a po vradení ďalšieho $\lambda/4$ kýpťa

z rúrok o $Z_{t2} = 155\ \Omega$ celý systém môže pracovať na hladkej vzdušnej napájacej linke o $Z_f = 600\ \Omega$.

Pri tomto spôsobe riešenia podľa *obr. 15-15E* je výhodné, že odpadne potreba vysokých tyčí, lebo súbor kýpťov sa môže vzdušne vypnúť.

Opis ďalších zvislých anténových bočných konštrukcií je mimo osnovy tejto knižky. Amatéri používajú z tejto anténovej rodiny iba anténu ležaté H (lazy H anténa), ktorú sme už opísali.

V rozhlasovej praxi sa používajú viacnásobné H systémy, ktoré sa napojujú nad seba a vedľa seba a označujú sa napr. heslom: H-4-4-0,5, čo znamená, že v spomínanom prípade ide o horizontálne dipóly a že 4 dipólové kolineárne rady sú nad sebou, kým 4 dipóly v jednom rade vedľa seba. Pri takomto značení by sa amatérska anténa „ležaté H" musela označiť symbolom H-2-2-0,5. Takéto systémy sa stavajú najmä preto, aby sa zvýšil zisk a zmenšila šírka pásma. Antény tohto druhu sa nazývajú *„siete"* a ich zisk sa vypočíta podľa rovnice na str. 211.

Na rýchle vyhodnotenie zisku akejkoľvek H siete je dobré zapamätať si pravidlo.

Predĺženie dipólu o ďalšiu dipólovú dĺžku v rade znamená zvýšenie zisku o 2,32 dB *a umiestnenie ďalšieho radu do výšky* $\lambda/2$ *nad spodným radom značí ďalší zisk o* 3,5 dB.

Zisk rastie s počtom dipólových členov len veľmi pomaly. Pri anténe H—4—4—0,5 máme 16 dipólov so ziskom 14,91 dB. Keď vzrastie počet dipólov na 64 pri anténe typu H—8—8—0,5, dostaneme zisk len 21,01 dB. Preto pri sieťových anténach sa s obľubou používa reflektorová sieť, nachádzajúca sa za dipólovou sieťou vo vzdialenosti $\lambda/4$. Táto sieť vyvolá pri dvojnásobku elementov systému výkonový zisk 3 dB v hlavnom smere žiarenia.

Reflektorová sieť môže byť parazitná alebo aktívna, keď do nej zavedieme energiu. Do aktívnej reflektorovej sústavy treba zaviesť napájací prúd o elektrických 90° predbiehajúci prúd dipólovej siete. Oneskorenie prúdu o 90° sa v dipólovej sieti vyvolá tým, že napájacie vedenie sa priamo pripojí na reflektorovú sieť a odtiaľ po $\lambda/4$ úseku sa zabezpečí zvrat o 90° k dipólovej stene. Prehodením koncov $\lambda/4$ úseku sa z reflektorovej steny stáva direktorová stena. Bližšie údaje o reflektoroch a direktoroch nájde čitateľ v nasledujúcej kapitole.

Anténové sústavy v tvare sietí aj s reflektormi sa v amatérskej praxi pravdepodobne nevyskytujú, a preto sa nimi nebudeme zaoberať.

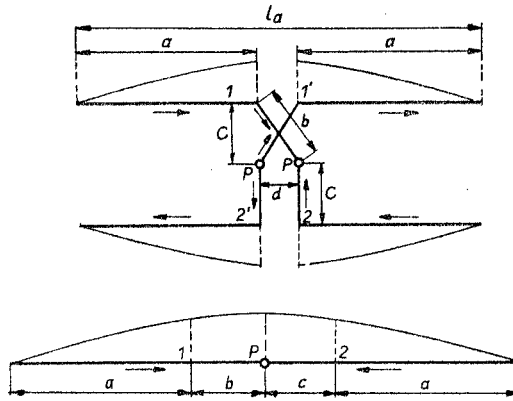
No treba prebrať amatérske konštrukcie bočných anténových systémov.

15.3.2 Vodorovná anténová sústava s protifázovým napájaním elementov.

V amatérskej praxi sa pri vodorovnej sústave ujali odstupy elementov menšie než $\lambda/4$. Pri takýchto odstupoch je priečny rozmer malý, no zisk

pomerne veľký, takže anténa pri smerovom laloku vyžarovania reprezentuje účinný Beam systém, ktorý amatéri nazvali „*Beam systémom s plochým vŕškom*". Takáto konštrukcia sa totiž pri nepatrnom odstupe horizontálnych elementov s voľne visiacimi napájačmi ponáša na kapacitne ukončenú, resp. kapacitne zaťaženú anténu, ktorej tvar na vŕšku pripomína plochý klobúk hríba.

Najznámejším Beamom s plochým vŕškom je *dvojsmerová anténa* W8JK čiže 8JK, podľa amatérskej značky Johna D. Krausa, ktorý ju r. 1938 zostavil. Táto anténa pri odstupe elementov $\lambda/8$ sa budí zo stredu systému v kmitni prúdu, ak ide o prevádzku základnou frekvenciou, alebo v kmitni napätia v tom istom napájacom bode, ak ide o prevádzku na 2. harmonickej.



Obr. 15-16A. Napájacie pomery antény W8JK pri budení základnou frekvenciou

Pri tejto anténe je charakteristický spôsob kríženia elementov, pri ktorom sa účinná dĺžka týchto elementov kráti, lebo elementy nevyžarujú po celej dĺžke.

Krížením elementov sa dosiahne, že pri budení základnou frekvenciou pri odstupe $\lambda/8$ oba elementy svojou dĺžkou $\lambda/2 - \lambda/8 = 3/8\lambda$ len vyžarujú a sú oproti sebe vo fáze na 180° posunuté, čo je znázornené aj šípkami na priebehu napájania na *obr. 15-16A*.

Pri budení 2. rezonančným kmitočtom (2 . RK) rovnakým krížením sa dosiahne, že pri zmene odstupu na $\lambda/4$ sa utvoria v dĺžke $3/8\,\lambda$ dva kolineárne polvlnové rady, ktoré spolu tvoria reflektor v dôsledku odstupu na $\lambda/4$. Pri budení základnou harmonickou sa vstupná impedancia vzťahuje na napájací bod $P—P$ s kmitňou prúdu a pri odstupe $\frac{1}{8}\lambda$ má hodnotu

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{12} = R_{11} - R_{12} + j(X_{11} - X_{12}) =$$
$$= 73{,}13 - 64{,}23 + j(42{,}54 - 0) = 8{,}90 + j42{,}54$$

Pri budení druhým rezonančným kmitočtom nadobúda vstupná impedancia v dôsledku odstupu $\lambda/4$ hodnotu $Z_2 = R_s - R_d + R_a - R_{da} +$

$+ j(X_s - X_d + X_a - X_{da}) = 73{,}1 - 40{,}7 + 26{,}4 - 4{,}8 + j(42{,}2 + 28{,}3 + 19{,}8 + 12) = 54{,}0 + j102{,}3$.

Tento odpor sa objavuje v kmitni prúdu. V napájacom bode $N-N$ sa pri budení druhým rezonančným kmitočtom objaví kmitňa napätia so vstupným odporom $R_v = Z_0^2/R_2$, ktorý pri prevádzke na 14 MHz pásme pri $Z_0 = 935/2 = 467\ \Omega$ dáva hodnotu

$$R_v = \frac{467^2}{54} = 4040\ \Omega$$

Z hľadiska sériového napájania sa táto hodnota vstupného odporu prejaví ako $2R_v$.

Z uvedeného je zrejmé, že na základnej frekvencii sa v napájacom bode systému $P-P$ prejaví veľmi nízka vstupná rezistancia $R_1 = 8{,}90\ \Omega$ ako dôsledok nepatrného odstupu, kým pri práci na druhom rezonančnom kmitočte zasa vysoká rezistancia.

Na vyriešenie dvojpásmovej prevádzky je preto výhodnejsie pripojiť k napájaciemu bodu anténového systému 8JK *ladené napájacie vedenie*, ktorého dĺžka pri zvolených väzbových členoch má zabezpečiť vznik kmitne prúdu pri budení základným kmitočtom v napájacom bode systému a vznik kmitne napätia v tom istom bode, ak sa pracuje v harmonickom pásme.

Anténu 8JK dimenzovanú ako polvlnovú na 20m pásme s odstupom $\lambda/8$ možno použiť ako kolineárny celovlnový systém v protifáze na 10m pásme, pravda, s odstupom $\lambda/4$.

Na základnej frekvencii vzniká teoretický zisk 3,81 dB *(tab. 15-3)* pre 8JK anténu nafázovanú na 180°, kým na druhom rezonančnom kmitočte zasa zisk 3,54 dB *(tab. 15-1)*; pre odstup $\lambda/4$ vzrastie vzhľadom na predĺženie o dipólový rad o 2,32 dB, čo činí $3{,}54 + 2{,}32 = 5{,}86$ dB oproti porovnávaciemu dipólu.

Pokiaľ ide o dimenzovanie, tu možno vyjsť z okolnosti, že pri odstupe $1/8\,\lambda$ zmizla reaktívna zložka vzájomnej impedancie, čo vedie k názoru, že vstupná reaktancia pre voľný priestor o hodnote $X_1 = 42{,}54\ \Omega$ pre anténu 8JK ostáva zachovaná, kým sa používa tento odstup.

Aby sa dosiahlo zrušenie reaktancie 42,54 Ω, bolo by potrebné skrátiť obyčajný dipól nachádzajúci sa vo voľnom priestore o $\Delta_x = \frac{27{,}08}{Z_0}$, čím rýchlostný činiteľ nadobudne hodnotu $V_a = 1 - \Delta_x$.

Anténa 8JK na prevádzku základnou frekvenciou sa teda musí práve tak dimenzovať ako jednoduchý dipól s tým rozdielom, že každú časť dipólu treba vypočítať osobitne.

Polovica vyžarovacej časti antény o elektrickej dĺžke 3/16 λ dostane geometrickú dĺžku

$$a = \frac{3}{16}\,\frac{300}{f}\,(1 - \Delta_x) = \frac{56{,}25}{f_{[\mathrm{MHz}]}}\left(1 - \frac{27{,}08}{Z_0}\right)$$

kde $Z_0 = 120\,(\ln 2M - 1)$,

$$M = \frac{\lambda/2}{d}.$$

Nevyžarovacia (polovičná) časť antény, ktorá vedie k napájaciemu bodu $P-P$ o elektrickej dĺžke $\frac{1}{16}\,\lambda$, má geometrickú dĺžku $c = \frac{1}{3}\,a$. Medzera kríženia sa vyjadruje približným výrazom $d \sim 0{,}02\lambda$, ak pre skríženú dĺžku platí

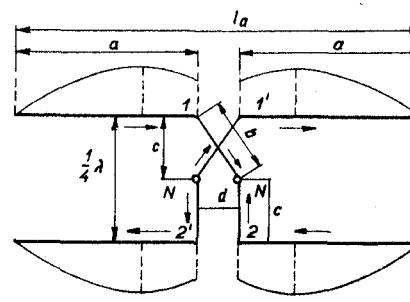
$$b = \sqrt{c^2 + d^2}$$

Z *obr. 15-16A* sa môžeme presvedčiť, že geometrickú dĺžku antény 8JK na základnej frekvencii udáva vzťah

$$l_a = 2a + b + c$$

V pripojenej tabuľke sú tieto rozmery vypočítané pre jednotlivé krajné frekvencie amatérskych pásiem 80 až 10 m za podmienky, že tento systém sa postaví do výšok $0{,}5 \div 0{,}75 \div 1{,}0\,\lambda$ nad zemou, keď platí vstupná reaktancia pre voľný priestor pri anténe 8JK, ako aj pri dipóle, pravda, za podmienky odstupu $1/8\lambda$.

Pri prevádzke na druhom rezonančnom kmitočte napájací bod systému, pôvodne označený prúdovými svorkami $P-P$, má byť označený $N-N$ na znak toho, že sa tu vytvorí kmitňa napätia podľa *obr. 15-16B*. Svorková rezistancia má v tomto bode vysokú úroveň; má hodnotu $R_v = 4040\ \Omega$ na 14MHz pásem.



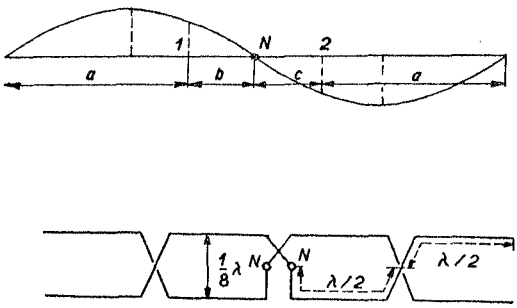
Obr. 15-16B. Napájacie pomery antény W8JK pri budení druhou harmonickou

Z hodnoty vstupnej reaktancie $X_1 = 102{,}3\ \Omega$ v kmitni prúdu pri vybudení druhým rezonančným kmitočtom možno usudzovať, že skracovací činiteľ vzrástol na $\frac{102{,}3}{42{,}54} = 2{,}4$-násobnú hodnotu pri základnej frek-

vencii, čiže anténu treba ešte viac skrátiť, aby sa umožnila prevádzka na druhom rezonančnom kmitočte, ako by to bolo pri dipóle. Treba teda používať trocha kratšie dĺžky, než sú uvedené v tabuľke, a to vzhľadom na prevádzku na druhom rezonančnom kmitočte.

Pásmo [m]	$f_{[MHz]}$	Z_0	$c_{[m]}$	$d_{[m]}$	$b_{[m]}$	$a_{[m]}$	V_a	$l_{a\,[m]}$
80	3,60	1104	4,628	1,00	4,735	13,886	0,9755	37,135
40	7,05	1018	2,589	0,60	2,657	7,766	0,9734	20,778
20	14,05	935	1,296	0,40	1,356	3,887	0,9710	10,426
15	21,05	892	0,864	0,30	0,915	2,591	0,9696	6,961
10	28,05	848	0,647	0,20	0,677	1,941	0,9681	5,206

Uvedená anténa s prekríženými elementami môže byť v prevádzke iba na základnom a druhom harmonickom pásme. Autor John D. Kraus zrejme chcel prekrížením elementov dosiahnuť kolineárne zoradenie dvoch dipólových členov v protifáze s inými dipólovými členmi, čo pri odstupe $\lambda/4$ elementov prináša 2,32 dB prídavného zisku.



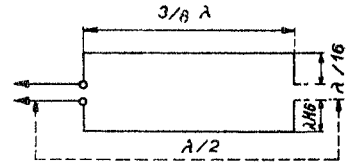
Obr. 15-16C. Vyžarovací anténový systém „Dvojitá W8JK"

Pre zvýšenie zisku možno k dvojprvkovej už opísanej anténe, známej pod menom „*Jednoduchá* W8JK *anténa*", pridať ešte jedno pole. Zdvojením jednoduchej sústavy v sústavu so 4 prvkami vzniká anténová konštrukcia známa ako „*Dvojitá* W8JK *anténa*", ktorá sa napája zo stredu systému podľa *obr. 15-16C*. Zisk tohto typu je 3,54 + 2 . 2,32 = 8,18 dB. Po konštruktívnej stránke je spomínaná anténa veľmi praktická, lebo ju možno zavesiť medzi dve drevené tyče.

Ladené napájacie vedenie môže sa pri anténe 8JK pripojiť aj na koniec dipólov ohnutím koncov, ako je vyznačené na *obr. 15-16D*, keď sa na vyžarovaciu časť dipólov dostáva elektrická 3/8 λ, ktorú charakterizuje geometrická dĺžka $2a$. Rozmery pre $2a$, ako aj pre b, c, d možno prevziať z príručnej tabuľky.

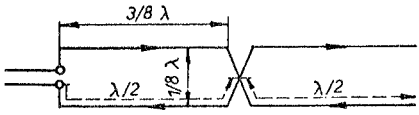
Pri napájaní na konci dipólu môže kolinearny systém 3/8 λ vyžarovacích úsekov nafázovaných oproti sebe na 180° vzniknúť len pri základnej frekvencii a z toho dôvodu „Jednoduchá W8JK anténa" *(obr. 15-16E)* a dvojitá W8JK anténa *(obr. 15-16F)* sa môžu používať len v pásme, na ktoré bola anténa navrhnutá.

Pri anténovom systéme treba ešte prerokovať otázku napájania postupnými vlnami z hľadiska dvojpásmovej prevádzky, pri ktorej sa berie do úvahy nepriame prispôsobenie pri základnej frekvencii a priame prispôsobenie pri druhej harmonickej, respekt. pri 2. rezonančnom kmitočte.



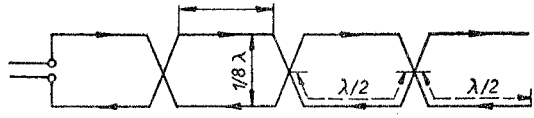
Obr. 15-16D. Na konci napájaný vyžarovací systém W8JK so zohnutými koncami dipólov

Pri prevádzke na základnej frekvencii môže sa vstup do kmitne prúdu o malej rezistancii R_1 uskutočniť len nepriamym prispôsobením pomocou $\lambda/4$ transformátora, ktorého vlnový odpor musí vyhovovať podmienke $Z_t = \sqrt{2Z_f R_1}$ platnej pre prispôsobovací Y člen.



Obr. 15-16E. Na konci napájaná „Jednoduchá W8JK" s ohnutými koncami dipólov

Pri prevádzke druhým rezonančným kmitočtom musí sa urobiť prispôsobenie priame, lebo v napájacom bode elementu kmitňa napätia vystrieda kmitňu prúdu, a tak tu vzniknutý vysoký vstupný odpor o hodnote $R_v = Z_0^2/R_2$ sa prenesie na vstup transformátora o dĺžke $\lambda/2$ (pri základnej frekvencii bol $\lambda/4$ dlhý) v plnej



Obr. 15-16F. Na konci napájaná „Dvojitá W8JK" s ohnutými koncami dipólov

hodnote. Z prípustnej miery PSV pre amatérsku prevádzku o hodnote $1 < r_s < 2$ a z podmienky hladkej linky

$$2Z_f = R_v/r_s \text{ vyplýva } R_v = 2Z_f r_s$$

čiže

$$4Z_f > R_v \geqq 2Z_f$$

čo znamená, že v prípade, keď sa pripojí 600 Ω neladená linka na spodný výčnelok Y člena, dosiahne sa hodnota $2400 > R_v \geqq 1200$.

Keď z tohto všeobecného hľadiska použitia podrobíme prispôsobovací Y-člen kritike, zistíme, že

neladená linka pripojená k anténovému systému W8JK sa pre odstup elementov na $\lambda/8$ nehodí na nepriame prispôsobenie na základnej frekvencii, ba ani na priame prispôsobenie na druhom rezonančnom kmitočte. Z podmienky prispôsobenia na základnej frekvencii vychádza vlnový odpor $\lambda/4$ transformátora rovný 103 Ω. Túto hodnotu nemožno dosiahnuť vzdušným vedením.

Ak sa pri elementoch tejto antény (pri odstupe $\frac{1}{8}\lambda$) použije trojmo skladaný dipól podľa *obr. 12-2B* s transformačným pomerom odporov $\frac{875}{73} = 12$, tu prispôsobenie na základnej frekvencii sa uskutoční ľahko, keďže vzniká vstupný odpor $R_1 = 8{,}90 \,.\, 12 = 106{,}8\ \Omega$ a vlnový odpor štvrťvlnového transformátora Y člena sa pri hodnote $\sqrt{106{,}8 \,.\, 1200} = 358\ \Omega$ už môže uskutočniť vzdušným vedením o $a/d = 9{,}9$ podľa *tab. 7-1.* Takto na základnej frekvencii možno získať dokonalé prispôsobenie.

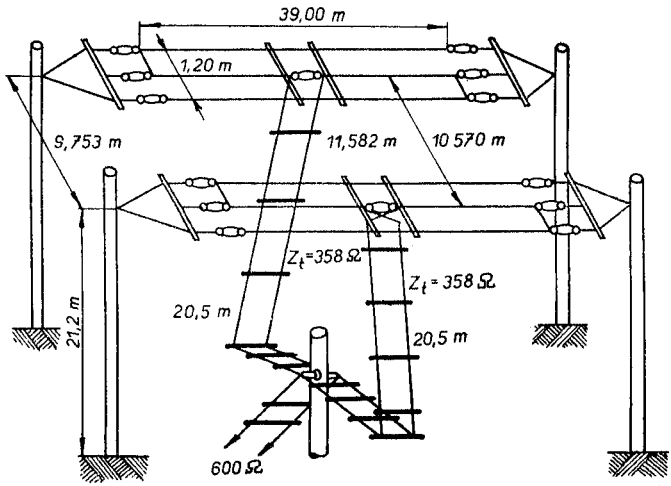
No na druhom rezonančnom kmitočte prevádzka hladkou linkou nie je vyhovujúca, lebo pôvodný $\lambda/4$ transformátor sa stane dlhým $\lambda/2$, takže v plnej miere prinesie vysokú svorkovú rezistanciu ($R_v = 4040\ \Omega$ na 14 MHz) z výstupných svoriek v kmitni napätia do vstupných svoriek $\lambda/2$ člena, kde z nerovnosti odporov vznikne PSV o hodnote $r_s = \frac{4040}{1200} = 3{,}38$, ktorý je väčší než dovolený PSV, 2 na znak toho, že vedenie je rozvlnené.

Na druhom rezonančnom kmitočte systému s odstupom $1/8\lambda$ sa ani použitím trojmo skladaného dipólu podľa *obr. 15-17* nedá dosiahnuť hladká linka a v prípade nevyhnutnej prevádzky treba ju považovať za rozvlnenú a urobiť dĺžkové opatrenia predpísané pre prevádzku stojatými vlnami.

Použitie systému W8JK sa odporúča v obdobiach minima slnečných škvŕn, keď pre zníženie MUF absorpcie na pásme 80/40 m natoľko klesne, že DX činnosť je možná len na týchto pásmach. Tento systém má totiž výhodnejšie vertikálne vyžarovacie vlastnosti než jednoduchý dipól, lebo vyžarovanie smerom hore v dôsledku protifázového budenia celkom vymizne.

Vyžarovacie diagramy antény W8JK vo vertikálnej rovine sa utvárajú tak, ako by patrili jednoduchému dipólu, ktorý je o $\frac{\lambda}{4}$ vyššie než náš anténový systém.

Touto vlastnosťou sa môže riešiť DX komunikácia na 80/40m pásme v období minima slnečnej činnosti. Stačí navrhnúť systém 1/8λ podľa *obr. 15-17* pre základnú frekvenciu na 80m pásme s výškou anténových tyčí 21,2 m pri 3550 kHz a odstupe elementov 10,57 m na 4 žrdiach.



Obr. 15-17. Vyriešenie dvojpásmovej DX prevádzky na 80/40 m na anténovej sústave so stredným odstupom elementov 10,57 m

Týmto sa zabezpečia vyžarovacie vlastnosti dipólu vo výške $\lambda/2$ na základnej a vo výške $3/4\lambda$ na druhej harmonickej, a tým aj vertikálne vyžarovacie uhly 30° na 80m a 20° na 40m pásme.

Amatéri sa dlho usilovali pri anténe W8JK dosiahnuť dvojpásmové prispôsobenie.

Až radioamatér Johnson vyriešil dvojpásmové prispôsobenie tým, že odstup medzi elementami zvýšil na $0{,}20\lambda$ a pomocou Y člena vytvoril novú anténovú konštrukciu, ktorá svojho času vyvolala veľký rozruch.

Táto dvojsmerová anténa s 2 aktívnymi, v protifáze budenými prvkami, známa pod menom *Johnsonova Q Beam anténa*, je novší člen z rodiny Beam antén s plochým vŕškom. Používa odstup elementov na $\frac{1}{5}\lambda$ a je vystrojená prispôsobovacím Y členom, ktorým sa vyvoláva dokonale hladká linka na základnej frekvencii, kým na druhom rezonančnom kmitočte zasa PSV o menšej hodnote než 2.

Pre nepriame prispôsobenie na základnej frekvencii pomocou $\lambda/4$ trafa treba poznať vstupnú impedanciu v kmitni prúdu, ktorá podľa *tab. 15-2* je

$$Z_1 = 21{,}70 + j61{,}71$$

aby bolo možné vypočítať vlnový odpor tohto $\lambda/4$ transformátora pri Y člene na

$$Z_t = \sqrt{21{,}70 \,.\, 1200} = 162\ \Omega$$

ktorý je už uskutočniteľný aj zo vzdušnej linky pri nastavení $a/d = 2$ podľa *tab. 7-1.*

Pri druhom rezonančnom kmitočte vzniká vstupná impedancia v kmitni prúdu o hodnote

$$Z_2 = R_s - R_d + R_a - R_{da} + j(X_s - X_d + X_a - X_{da}) =$$
$$= 73{,}1 - 6{,}0 + 26{,}4 + 10{,}5 + j(42{,}2 + 37{,}6 + 19{,}8 + 11{,}7) =$$
$$= 104 + j\,111{,}3\ \Omega$$

a nakoľko jej rezistívna zložka nadobúda hodnotu $R_2 = 104\ \Omega$, svorkový odpor z konca dipólu pri 14 MHz

$$R_v = \frac{Z_0^2}{R_2} = \frac{467^2}{104} = \frac{21{,}8089 \,.\, 10^4}{1{,}04 \,.\, 10^2} = 2097\ \Omega$$

je znesiteľný, lebo nevybočuje z medzí 1200 až 2400 Ω a dáva PSV o hodnote $r_s = 2097/1200 = 1{,}75 < 2$ pri prevádzke postupnými vlnami.

Tu vyčíslený PSV sa týka Johnsonovej Q antény, navrhnutej na 40/20m pásmo. Tento pomer sa zhorší pri anténe 80/40 m na $\frac{2581}{1200} =$ $= 2{,}16$ a zlepší sa na $\frac{1791}{1200} = 1{,}49$ pri dimenzovaní na 20/10 m pásmo.

Takýto bočný anténový systém s vodorovným odstupom elementov $\frac{1}{5}\lambda$ predstavuje pri budení v protifáze kompromis medzi PSV z dvoch pásiem a medzi ziskom beamu na malý odstup elementov.

Pri pôvodnej takejto anténe vystrojenej priamymi elementami musí sa transformátor Y člena vyhotoviť z tyčí hrubých aspoň 15 mm, aby sa dosiahol nízky vlnový odpor. S dĺžkami $\lambda/4$ tyčí ešte nie sú ťažkosti na 14 a 20 MHz, ale horšie je to na 40 a 80m pásme, lebo tu by už mali byť dlhé 10,3 resp. 20,7 m.

Aby sa mohli používať drôtové $\lambda/4$ transformačné členy, zaviedlo sa používanie dvojmo či dokonca trojmo skladaného elementu. Pri dvojmo skladaných elementoch možno pri Y člene použiť vzdušnú dvojdrôtovú linku s vlnovým odporom $2 \,.\, 162 = 324\ \Omega$ a $a/d = 7{,}50$, kým pri trojmo skladaných hodnota $3 \,.\, 162 = 486\ \Omega$ zasa pripúšťa používať vzdušnú dvojdrôtovú linku o hodnote 500 Ω s $a/d = 32{,}5$.

Pri dimenzovaní treba vychádzať z reaktancie 61,71 Ω pri základnej

frekvencii, ktorá žiada $\frac{61{,}71}{42{,}54} = 1{,}45$-násobné skrátenie oproti dipólu vo voľnom priestore. Z tejto príčiny možno pri anténe na 80/40m pásme brať skrátenie $5 \cdot 1{,}45 = 7{,}2$ %, pre anténu 40/20 m zasa $6 \cdot 1{,}45 = 8{,}7$ % a pri anténe na 20/10m pásme $7 \cdot 1{,}45 = 10{,}2$ %. Podľa týchto smerníc sa polvlnové dĺžky Johnsonovej antény počítajú pomocou vzorcov:

$$l_{80/40} = \frac{150}{f}(1 - 0{,}072) = \frac{150}{f}0{,}928 = \frac{139{,}20}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

$$l_{40/20} = \frac{150}{f}(1 - 0{,}087) = \frac{150}{f}0{,}913 = \frac{136{,}95}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

$$l_{20/10} = \frac{150}{f}(1 - 0{,}102) = \frac{150}{f}0{,}898 = \frac{134{,}70}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

a odstup elementov podľa $D = \frac{1}{5}\lambda = \frac{1}{5}\frac{300}{f} = \frac{60}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$

zatiaľ čo dĺžka vzdušných transf. členov je daná

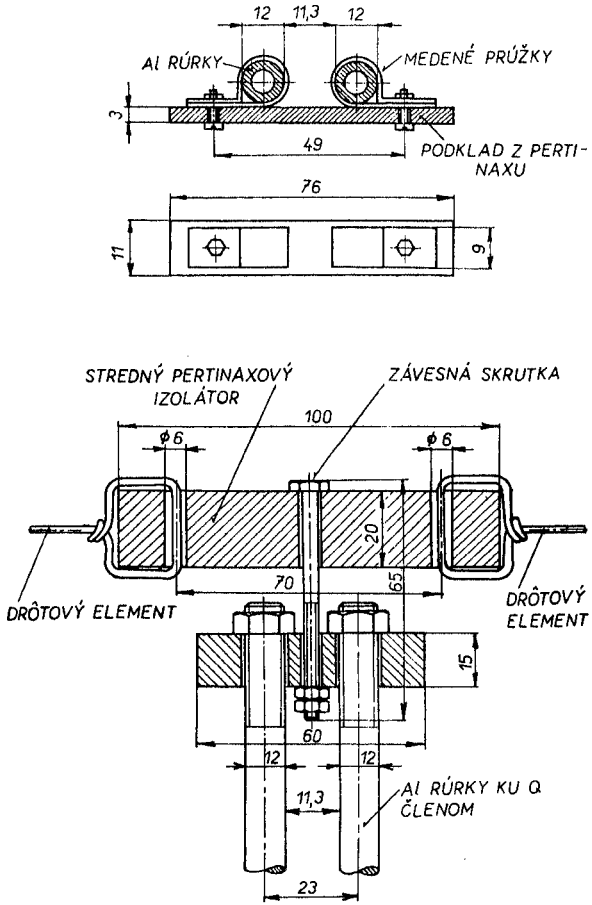
$$l_t = \frac{1}{4}\lambda V_t = \frac{1}{4}\frac{300}{f}0{,}97 = \frac{72{,}75}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

Dole uvedená tabuľka obsahuje údaje pre návrh tejto antény na jednotlivé dvojpásma s označením *x/y* pásma, ďalej aj údaje pre odstup *D* elementov a dĺžku transf. členov l_t. Na stavbu antén na 80/40 alebo 40/20m pásme treba použiť skladané dipóly, aby sa umožnila stavba $\lambda/4$ transformácií z drôtov. Ak sa rozhodneme pre transf. člen z tyčí, potom treba vykotviť aj spodný výčnelok Y člena, lebo tyče znamenajú pre vietor pomerne veľkú opornú plochu. Každý meter tyčí treba zaistiť rozpierkou, ktorú možno vyhotoviť podľa *obr. 15-18* pomocou podkladu z pertinaxovej doštičky hrúbky 3 mm takých zvolených dimenzií, aby sa tyčkám mohli dať priečne rozmery pre vlnový odpor 162 Ω.

x/y	$f_{[\mathrm{kHz}]}$	$l_{a\ [\mathrm{m}]}$	*D*	l_t
80/40	3 500 3 550	40,157 39,592	17,143 16,901	20,785 20,493
40/20	7 010 7 100	19,536 19,289	8,559 8,451	10,377 10,246
20/10	14 050 14 100	9,587 9,553	4,271 4,255	5,178 5,160

Na *obr. 15-18* sa nachádza aj návod, ako pripevniť tyče na stredný izolátor antény, ktorý v čase núdze možno vyhotoviť z hrubšieho pertinaxu (20 mm) so strednou závesnou skrutkou pre súbor tyčí.

Teraz, keď už poznáme všeobecné vzťahy medzi dĺžkami, možno si načrtnúť celkové usporiadanie Johnsonovho bočného anténového vodorovného systému *(obr. 15-19)*.

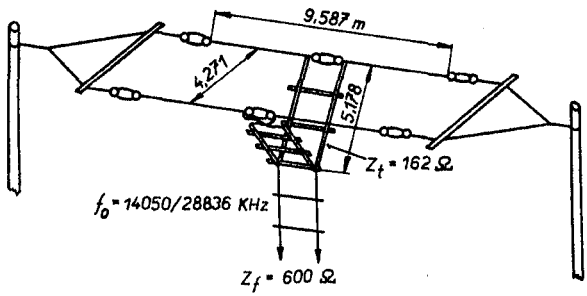


Obr. 15-18. Náčrtok pripevnenia tyčí Y člena k Johnsonovej anténe a rozpierky na zaistenie vlnového odporu 162 Ω ku *Q* členom oboch postranníc *Y*-súboru

Na stavbu tohto systému treba použiť mernú výšku $\frac{h}{\lambda} = 0{,}50$ alebo 1,00 zo základnej frekvencie s výnimkou 80m pásma, kde stačí výška $\lambda/4$. Sila poľa antény poklesne o 1 dB pri budení základnou frekvenciou na $\pm 30°$ z hlavného smeru žiarenia na 0° a 180° od kolmice na drôt a ten istý pokles nastane pri budení druhou harmonickou pri odchýlke o $\pm 15°$, čo je znakom pomerne veľkej širokopásmovosti. Jednou anténou dá sa teda na základnej frekvencii zaokryť $4 \cdot 30° = 120°$ obzoru. V hlavnom smere žiarenia anténa poskytuje zisk $g_1 = 3{,}66$ na základnej frekvencii a $g_2 = 2{,}95 + 2{,}32 = 5{,}27$ na druhej rezonančnej frekvencii. Táto anténa je kompromisom medzi vyhovujúcim PSV a ziskom. Ak sa zníži odstup

na 0,15λ, zvýši sa zisk na 3,74/5,70 dB, no PSV sa natoľko zhorší, že anténu možno používať ešte s vyhovujúcim $r_s < 2$ len na 20/10m pásme.

Na doplnenie amatérskych konštrukcií bočnej sústavy treba ešte prebrať niektoré najznámejšie konštrukcie.



Obr. 15-19. Celkové usporiadanie Johnsonovho bočného anténového systému

15.3.3 Všeobecne nafázované anténové vodorovné systémy s odstupom 0,125λ. Zmiznutím reaktančnej zložky X_{12} vzájomnej impedancie tohto systému sa dosiahne výhoda rovnakých rezistančných zložiek vstupnej impedancie oboch elementov, ktoré možno ovplyvniť voľbou *nafázovania.*

Vstupné impedancie elementov vyjadrené rovnicami uvedenými na str. 247 v dôsledku vzťahov $\tau = 0$ a $Z_{12} = R_{12}$ platných pre odstup 0,125λ prejdú v tvar

$$Z_1 = [R_{11} + R_{12} \cos \delta] + j[X_{11} + R_{12} \sin \delta] = R_1 + jX_1$$

$$Z_2 = [R_{11} + R_{12} \cos \delta] + j[X_{11} - R_{12} \sin \delta] = R_2 + jX_2$$

čo pri fázovaní na $\delta = 135°$ znamená

$$Z_1 = [R_{11} - R_{12} \cos 45] + j[X_{11} + R_{12} \sin 45] =$$
$$= [73{,}13 - 64{,}23 \,.\, 0{,}7071] + j[42{,}54 + 64{,}23 \,.\, 0{,}7071] =$$
$$= [73{,}13 - 45{,}42] + j[42{,}54 + 45{,}42] = 27{,}71 + j87{,}96$$

$$Z_2 = [R_{11} - R_{12} \cos 45] + j[X_{11} - R_{12} \sin 45] =$$
$$= [73{,}13 - 64{,}23 \,.\, 0{,}7071] + j[42{,}54 - 64{,}23 \,.\, 0{,}7071] =$$
$$= [73{,}13 - 45{,}42] + j[42{,}54 - 45{,}42] = 27{,}71 - j2{,}88$$

a teda vstupná impedancia $Z_1 = 27{,}71 + j87{,}96$ a $Z_2 = 27{,}71 - j2{,}88$ sa ako vidieť rovnajú v rezistívnej hodnote, ale v jalovej hodnote reaktancie sa líšia.

Pri fázovaní na $\delta = 150°$ sa vstupné impedancie zmenia na

$$Z_1 = [R_{11} - R_{12} \cos 30] + j[X_{11} + R_{12} \sin 30] =$$
$$= [73{,}13 - 64{,}23 \,.\, 0{,}8660] + j[42{,}54 + 64{,}23 \,.\, 0{,}50] =$$
$$= [73{,}13 - 55{,}62] + j[42{,}54 + 32{,}12] = 17{,}51 + j75{,}66$$

$$Z_2 = [R_{11} - R_{12} \cos 30] + j[X_{11} - R_{12} \sin 30] =$$
$$= [73{,}13 - 64{,}23 \,.\, 0{,}866] + j[42{,}54 - 64{,}23 \,.\, 0{,}5] =$$
$$= [73{,}13 - 55{,}62] + j[42{,}54 - 32{,}12] = 17{,}51 + j10{,}42$$

čo znova potvrdzuje skutočnosť, že rezistívne zložky oboch vstupných impedancií sa rovnajú a pritom v závislosti od fázovania nadobúdajú rôzne reaktančné hodnoty.

Pri anténových systémoch fázovaných na 135° sa pri oznamovaní fázového rozdielu nevychádza z 0°, ale zo 180° získaných pomocou prekríženia, od čoho sa odčíta oneskorenie 45° na fázovacom vedení dlhom $\lambda/8$.

Takto utvorený fázovací rozdiel používa švajčiarska anténa HB9CV a tzv. *novozélandská* ZL-*anténa*, ktoré sa líšia len prispôsobením. V oboch prípadoch treba dĺžky elementov upraviť vzhľadom na hodnoty reaktancií $+j87{,}96\ \Omega$ a $-j2{,}88\ \Omega$, čo vlastne znamená priamo skrátiť napájaný element $\frac{87{,}96}{42{,}54} = 2{,}07$-krát a predĺžiť element s oneskoreným napájaním $\frac{2{,}88}{42{,}54} = 0{,}068$-krát oproti dipólu vo voľnom priestore.

Dĺžku elementov teda vyjadrujú vzťahy:

$$l_1 = \frac{150}{f}\left(1 - \frac{27{,}08 \,.\, 87{,}96}{Z_0\, 42{,}54}\right) = \frac{150}{f_{[MHz]}}\left(1 - \frac{56{,}00}{Z_0}\right)$$

$$l_2 = \frac{150}{f}\left(1 + \frac{27{,}08 \,.\, 2{,}88}{Z_0\, 42{,}54}\right) = \frac{150}{f_{[MHz]}}\left(1 + \frac{1{,}83}{Z_0}\right)$$

kde l_1 je dĺžka priamo napájaného elementu,
l_2 — dĺžka s oneskoreným napájaním.

Pre stavbu takýchto antén stačia údaje o umernom skrátení $-\Delta_x$ % alebo o úmernom predĺžení $+\Delta_x$ % oproti dipólu — napr. pre 80m pásmo $+\Delta_x = 5 \,.\, 0{,}068 = 0{,}34$ %, $-\Delta_x 5 \,.\, 2{,}07 = 10{,}35$ % tak, ako je to

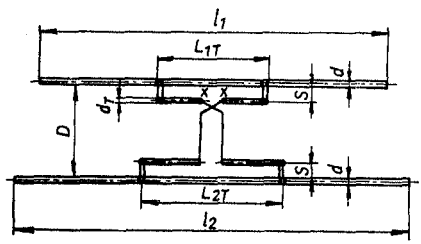
uvedené v pripojenej tabuľke, kde sa nachádza aj všeobecný rozmer $l_{f[MHz]}$, aby sa uľahčil výpočet dĺžok elementov pre danú frekvenciu.

Pásmo	$-\Delta_x$ [%]	$+\Delta_x$ [%]	$l_1 f_{[MHz]}$	$l_2 f_{[MHz]}$	Pásmo	$f_{[MHz]}$	l_1	l_2
80	5 . 2,07 = 10,35	5 . 0,068 = 0,34	134,48	150,51	80	3,55	37,881	42,397
						3,60	37,356	41,808
						3,75	35,861	40,136
40	6 . 2,07 = 12,42	6 . 0,068 = 0,41	131,37	150,62	40	7,05	18,634	21,364
20	6,5 . 2,07 = 13,46	6,5 . 0,068 = 0,44	129,81	150,66	20	14,05	9,244	10,723
						14,15	9,221	10,647
15	6,8 . 2,07 = 14,08	6,8 . 0,068 = 0,46	128,88	150,70	15	21,05	6,123	7,159
						21,15	6,093	7,125
10	7,0 . 2,07 = 14,50	7,0 . 0,068 = 0,48	128,25	150,72	10	28,50	4,605	5,288

Pomocou rozmeru $l_{f[MHz]}$ možno vypočítať dĺžky oboch elementov pre ľubovoľnú frekvenciu pásiem v časti pásiem pre telegrafnú aj telefónnu prevádzku.

Je niekoľko známych riešení prispôsobenia systému fázovaného na 135°. Z nich treba viesť najmä:

a) *Anténový švajčiarsky systém* „HB9 CV Beam" s T napájaním ako anténový jednosmerový systém skardiodickým tvarom VHD, ktorý má väčšiu účinnosť než normálny, na 135° fázovaný beam s vystretými elementami, keďže pri tomto systéme v dôsledku prispôsobenia vzrástol vstupný odpor z 27,71 Ω na 150 Ω.



Obr. 15-20. Švajčiarsky anténový systém HB 9 CV

Preto pri švajčiarskom Beame možno počítať so ziskom asi 7,2 dB.

Na zhotovenie spomenutého 150Ω prispôsobenia možno použiť rozperné vzdialenosti na elementoch dané empirickými vzorcami

$$L_{1T} = \frac{18{,}70}{f_{[MHz]}} \quad \text{a} \quad L_{2T} = \frac{20{,}30}{f_{[MHz]}}$$

kde vzdialenosť tyčí T od elementov udáva výraz $S = \frac{1{,}70}{f_{[MHz]}}$ a hrúbku výraz $d_T = 1/4d$, kde pod d sa rozumie priemer elementov.

Prispôsobenie je zobrazené na *obr. 15—20*, potrebné rozmery sú zachytené v uvedenej tabuľke

Pásmo	$f_{[MHz]}$	l_1	l_2	D	L_{1T}	L_{2T}	S	d_T	$d_{[mm]}$
20	14,05	9,244	10,723	2,670	1,330	1,555	0,122	6	25
	14,15	9,221	10,647	2,650	1,321	1,434	0,120	6	25
15	21,05	6,123	7,159	1,781	0,888	0,961	0,081	8	30
	21,15	6,093	7,125	1,773	0,884	0,960	0,080	8	30
10	28,50	4,605	5,288	1,315	0,656	0,712	0,059	8	30

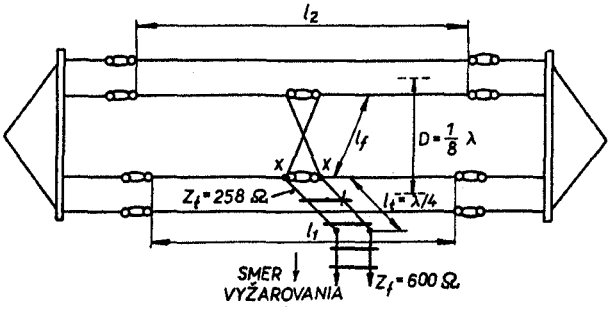
Beam je použiteľný len na pásmach od 14 do 28 MHz, lebo elementy sú z rúrkového materiálu.

Na napájacie body $X—X$ systému možno pripojiť plochý pásikový kábel o vlnovom odpore 150 Ω alebo paralelne spojenú dvojicu pásikového kábla s polyetylénovou izoláciou o výslednom vlnovom odpore 142 Ω, pravda, pri ľubovoľnej dĺžke.

Ak nemáme takéto káble, možno použiť 600Ω neladený vzdušný napájač prispôsobený na štvrťvlnovú transformáciu o vlnovom odpore

$$Z_t = \sqrt{150 \cdot 600} - \sqrt{9} \cdot 10^2 = 300\ \Omega$$

b) „ZL Beam" *fázovaný na* 135°. Priame prispôsobenie rieši pomocou dvojmo skladaných elementov *(obr. 15-21)*. Tento anténový systém sa



Obr. 15-21. Vyžarovací anténový systém „ZL Beam"

nazýva ZL-anténa preto, že novozélandskí amatéri, najmä ZL3MH, sa postarali o jeho popularizovanie.

Tu dvojmo skladanými elementami sa tranformáciou dosiahne vstupná rezistancia $R_1 = 4 \cdot 27{,}71 = 110{,}84\ \Omega$. Pri takejto vstupnej rezistancii možno na napájacie body $X-X$ systému priamo pripojiť káblové pásikové 120Ω vedenie alebo paralelnú dvojicu pásikového kábla s výsledným vlnovým odporom 142 Ω, ktorý ako-tak vyhovuje, lebo PSV má hodnotu

$$r_s = \frac{142}{110{,}84} = 1{,}29.$$

Tento ZL beam má rovnaké vyžarovacie vlastnosti ako HB beam vplyvom fázovania elementov na 135° pri ich odstupe 0,125λ. Tu jednosmerové kardiodické vyžarovanie nastane len pri rozdiele fázy budenia o 135° pri oboch elementoch, ak ich merný odstup je 0,125λ. Keby sa merný odstup zmenil, musel by sa zmeniť aj rozdiel fázy budenia, aby nastalo jednosmerné kardiodické vyžarovanie.

Toto vyžarovanie nastáva v rovine preloženej elementami, a to tak, že kardiodický lalok sa utvára v smere od dlhšieho, oneskorene napájaného elementu kolmo na kratší, priamo napájaný element, ako je šípkou znázornené na *obr. 15-21.* Predozadný pomer pri jednosmerovom kardiodickom diagrame je vyjadrený nekonečnom pri zavesení antény nad dokonale vodivú pôdu. No vzhľadom na fyzikálne vlastnosti pôdy tento P/Z pomer pri prakticky zmontovaných ZL systémoch býva aspoň 40—60.

Anténový systém sám osebe nie je chúlostivý na dĺžkové rozmery, keďže oproti dĺžkam

$$l_1 = \frac{150}{f_{[\mathrm{MHz}]}}\left(1 - \frac{56}{Z_0}\right); \quad l_2 = \frac{150}{f_{[\mathrm{MHz}]}}\left(1 + \frac{1{,}83}{Z_0}\right)$$

môžu byť v numerických hodnotách príručnej tabuľky (str. 275) takmer 2% odchýlky, ale treba dbať, aby oneskorene napájaný element bol aspoň o 6 % dlhší než element napájaný priamo. Spomínaná menšia citlivosť na dĺžkové rozmery pochádza od pomernej širokopásmovosti dvojmo skladaných elementov. Novozélandský Beam je teda vďačnou anténovou konštrukciou pre nováčikov, keďže jeho dĺžku netreba dodatočne upravovať.

Používanie ZL Beamu vo vertikálnej polohe pre 21 a 28MHz pásmo je veľmi vďačným riešením. Tu možno pootočením Beamu okolo vertikálnej osi usmerniť hrot kardiodického laloka na protistanicu, a tak zabezpečiť dobrý signál v tomto smere. Je to veľká výhoda oproti horizontálnej polohe, kde sa zmena smeru vyžarovania zväčša nedá uskutočniť, a to z mechanických dôvodov, ani sklopením beamu o 180°, azda okrem prípadu, že by ZL Beam bol napájaný koaxiálnym káblom.

ZL Beam napájaný koaxiálnym káblom by ostatne nevrhal energiu kolmo na kratší element, ale v smere hlavného laloka by sa odchýlil, čiže od kolmého smeru by sa odkláňal o niekoľko stupňov. Na zamedzenie spomínaného odchyľovania hlavného smeru sa ani koaxiálny kábel ako napájač nevolí, a keď amatér nemá naporúdzi pásikový kábel o vhodnom vlnovom odpore, pomôže si zaradením štvrťvlnového transformačného člena medzi napájací bod $X—X$ systému a napájač. Napr. keď chce použiť napájač o vlnovom odpore $Z_f = 600\ \Omega$, musí použiť štvrťvlnové prispôsobenie o vlnovom odpore

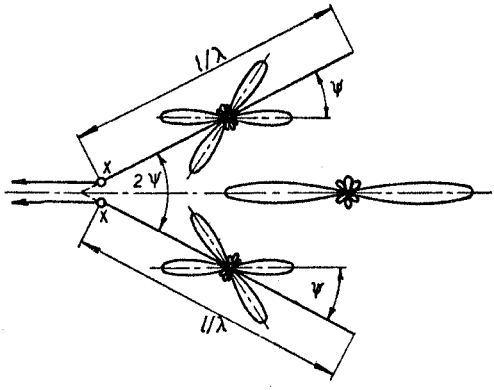
$$Z_t = \sqrt{600 \,.\, 110{,}84} = \sqrt{6{,}65} \,.\, 10^2 = 258\ \Omega$$

pri dĺžke

$$l_t = \frac{1}{4}\,\frac{300}{f}\,V_t = \frac{75}{f}\,V_t = \frac{75}{f} \,.\, 0{,}97 = \frac{72{,}75}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

ak rýchlostný činiteľ $V_t = 0{,}97$ pri vzdušnom vedení.

Pri horizontálnej montáži treba ZL Beam vyvýšiť aspoň na $\lambda/2$ nad zem, aby sa získal charakter vertikálneho diagramu pod uhlom 25° k horizontu, čo je výhodné pre komunikáciu na stredné vzdialenosti. Pre DX spoje je výhodnejšie anténu zvýšiť na $\frac{3}{4}\lambda$ alebo na 1λ. Šírka horizontálneho diagramu pri poklese 3 dB je asi 60°. Zisk tejto antény je za predpokladu dokonalého prispôsobenia opäť 4,21 dB.



Obr. 15-22. V protifáze napájaná sústava združeného V

15.4 Bočná sústava združeného V

Pozostáva z dvoch priamych dlhodrôtových antén o mernej dĺžke l/λ, naklonených k sebe pod vrcholovým ulom 2ψ.

Do vrcholu V antén sa pripojí napájacie vedenie, ktorým sa privádza napájací prúd v protifáze, takže v dĺžkove rovnakých V anténach tečú rovnaké prúdy opačnej fázy. Vrcholový uhol 2ψ je v porovnaní s uhlom, ktorý zviera hlavný lalok VHD so smerom drôtu, dvojnásobný. Touto

voľbou sa zosilní pole v symetrále vrcholového uhla na najväčšiu možnú úroveň; úroveň je o 3 dB väčšia než prislúcha rovnako dlhému samotnému drôtu. Toto zosilnenie poľa v symetrále je dvojsmerové a dosiahne sa čiastočným potlačením vyžarovania v iných smeroch, ako je znázornené na *obr. 15-22.*

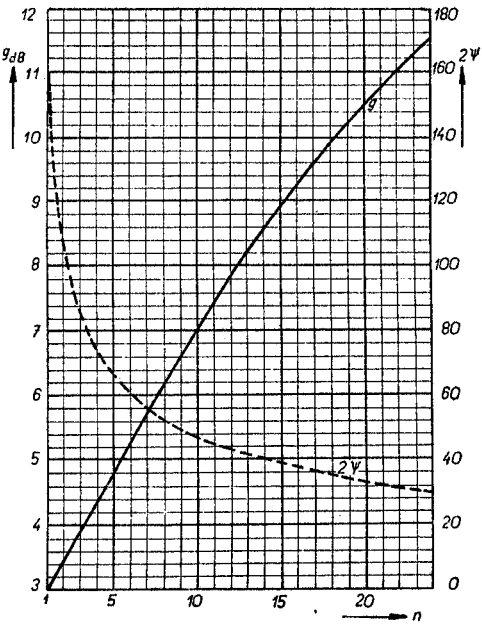
Nakoľko ramená antén sa napájajú v protifáze, polia E_a a E_b od budiacich výkonov sa objavia vo vzdialenosti d od vrcholu a dávajú výslednicu

$$E_v = \sqrt{E_a^2 + E_b^2 - 2E_aE_b \cos\left(360\frac{l}{\lambda}\sin\psi\sin\beta\right)}$$

kde ψ značí polovičný vrcholový uhol a β ľubovoľný smer od vrcholu.

Výpočtom tvaru vyžarovacích diagramov v horizontálnej i vertikálnej rovine v závislosti od mernej dĺžky antén sa r. 1944 zaoberal N. Wells. S tvarom VHD pre $\frac{l}{\lambda} = \frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ sme sa už oboznámili pri združovaní dipólov v anténové systémy o premennej charakteristike vyžarovania *(obr. 13-1B, C)*, takže tu už treba len doplniť použitie harmonických antén, ako je V anténa.

Pri spomínanom systéme V antén nebol vrcholový uhol 2φ pri dĺžke bočných vodičov $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{\lambda}{2}$ menší než 90 až 120°, a to preto, lebo uhol hlavného laloka VHD neklesol pod 60°. Ale keď ide o použitie harmonických antén ako bočnice k V systému, tu rastom ich mernej dĺžky klesá lalokový uhol ψ najprv prudšie, a keď merná dĺžka prekračuje hodnotu 6, potom od 21° klesá pomalšie, pričom sa asymptoticky približuje k 12°. Charakteristické pritom je, že zisk V sys-



Obr. 15-23. Charakteristické údaje V antény pre optimálne hodnoty vrcholového uhla 2ψ a nim dosiahnutého zisku $g_{[dB]}$ nad zrovnávacím dipólom v závislosti od počtu polvln n, rozložených po ramene

tému je ustavične o 3 dB väčší, než sa dosiahne jediným drôtom tej istej mernej dĺžky.

Zásady platné pre vrcholový uhol 2ψ a zisk g v dB V systému sú vyznačené na *obr. 15-23.* Sú zostavené podľa údajov uvedenej tabuľky, platnej pre obyčajný „dlhý drôt".

$n.\frac{\lambda}{2}$	$\varphi°$	$g_{[dB]}$
1	90	0,00
2	54	0,61
3	43,5	0,97
4	36	1,30
5	33,5	1,86
6	30,5	2,30
7	28	2,67
8	26	3,22
9	24,5	3,62
10	23	4,06
11	22,5	4,39
12	21	4,91
13	20,5	5,19
14	20	5,62
15	19,5	5,91
16	19	6,28
17	18,5	6,58
18	18	6,90
19	17,5	7,20
20	17	7,52
21	16,5	7,78
22	16	7,99
23	15,5	8,29
24	15	8,57

Z tabelizovaných vlastností harmonickej antény vyplýva, že nad mernú dĺžku $\frac{l}{\lambda} = 6$ sa tieto vlastnosti menia len nepatrne, čo možno s úspechom využiť pri návrhu amatérskej V antény.

Z tohto hľadiska treba navrhovať aj dĺžky bočných vodičov k V anténe, pričom treba dbať, aby vyššie rezonančné kmitočty ostali v radove tých istých harmonických pásmach. Platia tu zhruba smernice pre dĺžku samotnej harmonickej antény (str. 185), hoci vplyvom väzbových javov vyššie rezonančné kmitočty už „nesedia", ale posúvajú sa vyššie.

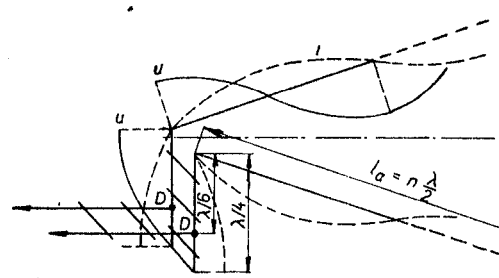
Podľa údajov amatéra DM2ABK napr. dĺžka 63,05 m je vhodná na konštrukciu V antény, lebo ak ju považujeme za 6λ dlhú na 10m pásme (6λ — 8 dB), potom jej možno priznať ako optimálny vrcholový uhol 47° pre 15m pásmo ($4{,}5\lambda$ — 6,5 dB), aby s úspechom bola použiteľná ešte na 20m pásme (3λ — 5 dB).

Pracovať s V anténou dlhou 63,05 m pri vrcholovom uhle 47° sa neoplatí na 40m pásme ($1{,}5\lambda$ — 4 dB), tým menej na 80m pásme ($0{,}75\lambda$ — 3 dB), lebo pre príliš malý vrcholový uhol sa narovná vertikálny lalok, takže systém by už nebolo možné používať pre DX prácu. Aby sa anténa mohla s úspechom používať na 80m pásme, musela by byť dlhá 250 m (3λ — 5 dB) a mať vrcholový optimálny uhol pre 40m pásmo, t. j. 40° (6λ — 8 dB), a pravda, drôty vyvýšené aspoň na $\lambda/4$ nad zem, čo značí výšku 20 m pri 80m pásme. Takáto anténa by však pracovala výborne na 20m (12λ — 11 dB), 15m (16λ) a 10m pásme (24λ), keby mala vhodné umiestenie.

Pri mnohopásmovej prevádzke je výhodnejšie používať *ladené napájače,*

pretože pri polvlnových dĺžkach resp. násobkoch polvĺn vznikajú na oboch koncoch antén, a teda aj na vrchole V systému, kmitne napätie prípadne aj prúdu v závislosti od voľby harmonickej frekvencie.

Treba voliť takú dĺžku napájača, aby sa so zvoleným väzbovým členom utvorila kmitňa napätia alebo prúdu práve v bode pripojenia napájača k vrcholu V antény, ktorý možno nazvať *napájacím bodom* $X—X$ nášho V systému.



Obr. 15-24. Prispôsobenie harmonickej V antény vzdušnému 600 Ω vedeniu pomocou prispôsobovacieho kýpťa

Problém mnohopásmového napájania V antény o dĺžke bočníc 63,05 m sa vyrieši pripojením napájača dlhého 20,74 m s paralelným väzbovým členom. Pri prevádzke na 40—20—15—10m pásme sa na jeho konci pripevnenom k vrcholu V systému objaví kmitňa napätia, kým pri prevádzke na 80m pásme zasa kmitňa prúdu, pričom sa nemení napäťová svorka na paralelnom väzbovom člene. Ak sa volí nejaká náhodná dĺžka napájača, potom ako väzbový člen treba voliť symetrický Collinsov II filter a naladiť ho na odber maximálneho výkonu z cirkulačného okruhu posledného výkonového stupňa vysielača.

Pri jednopásmovej prevádzke sa pre zmenšenie strát používa *neladený napájač* čiže hladká linka o vlnovom odpore 600 Ω na prevádzku postupnými vlnami. Keďže vlnový odpor používaných vzdušných vedení sa líši od vstupného odporu vo vrcholovom napájacom bode systému, treba používať štvrťvlnový prispôsobovací úsek. Dĺžkou tohto prispôsobovacieho úseku sa obmedzí používateľnosť beamu na 40m pásme.

Úlohou prispôsobenia je nájsť takú vstupnú impedanciu na prispôsobovacom úseku, aby sa svojou hodnotou rovnala práve 600 Ω vlnového odporu napájača. Napájačom kĺžeme po prispôsobovacom úseku.

Kým sa začne s prispôsobovaním, treba, pravda, rezonančné kmity oboch „dlhodrôtových" bočníc postupným odstrihovaním uviesť do súladu a okrem toho nastaviť štvrťvlnovú dĺžku na prídavnom prispôsobovacom stratovom úseku.

Vieme, že se táto poloha pre 600Ω prispôsobenie nachádza na prispôsobovacom úseku približne $\frac{1}{6}\lambda$ od V vrcholu *(obr. 15-24)*. Treba ju určiť skusmo, lebo popri priemere drôtov a prevádzkovej frekvencii závisí aj

od vzájomnej väzby oboch šikmo položených bočníc. Nájde sa pomocou minima odrazených vĺn, čo je znakom hladkej linky.

V amatérskej praxi sa ujali popri už opísanom systéme jednoduchej V antény aj zložitejšie konštrukcie.

15.4.1 Kombinácia V antén okolo spoločného vrcholu podľa *obr. 15-25* pre diaľkový styk v rôznych smeroch. Ide o dvojsmerovosť v hociktorej symetrále, pozdĺž ktorej sa uskutočňuje žiarenie. Toto žiarenie sa vyvoláva dvoma priľahlými „dlhými drôtmi", na ktoré sa prepína jediné napájacie vedenie, ak sa amatér rozhodne zvýšiť vyžarovanie istým smerom.

V praxi sa používajú tieto kombinácie:

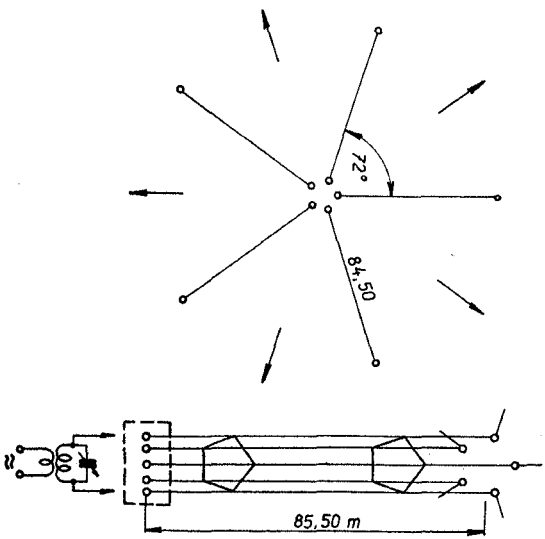
a) päťdrôtový systém pre 5 smerov dĺžky 2λ s optimálnym vrcholovým uhlom 72° pre základné 40m pásmo dlhé 84,50 m,

b) sedemdrôtový systém pre 7 smerov dĺžky 4λ s optimálnym vrcholovým uhlom 51,5° pre základné 20m pásmo dlhé 84,50 m,

c) osemdrôtový systém pre 8 smerov dĺžky 5λ s optimálnym vrcholovým uhlom 45° pre 15m pásmo dlhé 70,40 m,

d) deväťdrôtový systém pre 9 smerov dĺžky 6λ pre základné 10m pásmo s optimálnym vrcholovým uhlom 40° pri dĺžke 63,05 m.

Pomocou týchto kombinácií s *n* smermi sa pri nominálnych vrcholových uhloch obsiahne celý obzor na 360°, pričom polovica smerov vyjde nazmar pre dvojsmerovosť vyžarovania; stáva sa to pri párnom počte smerov.



Obr. 15-25. Mnohopásmová prevádzka na kombinácii V antén pri zmene smerov žiarenia dvoma priľahlými drôtmi

Pri kombinácii V antén sa ako znak mnohopásmovej prevádzky uplatňuje prevádzka stojatými vlnami s ladeným napájačom. Tento jediný napájač sa môže prepínať pri samom vrchole V antén, a to diaľkovým ovládaním pomocou relé alebo ručne takým istým spôsobom, ako sa prepínajú kladkové zbernice trolejbusu na vedenie.

Pri V kombinácii je dôležité, aby elektrické dĺžky antén boli presne

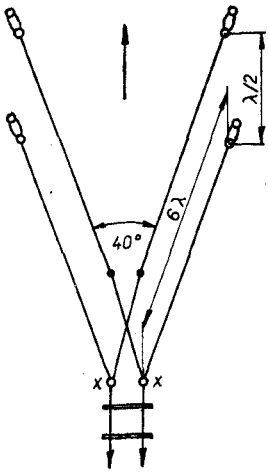
rovnaké, pričom rovnosť geometrickej dĺžky je podradná záležitosť. Rovnosť elektrickej dĺžky je vecou koncového javu, a preto konce antén treba vystrojiť rovnakými izolátormi; aj priebeh drôtov v teréne musí byť rovnaký. Ak ide o svahovitý terén, drôty sa nemôžu viesť v horizontálnom smere, ale v rovnakej vzdialenosti od zeme čiže rovnobežne so svahom. Pri nastavovaní drôtov na rovnaké pracovné podmienky z hľadiska spoločného napájacieho bodu treba začať s vyrovnávaním rezonančného kmitočtu každého drôtu, aby sa pri prepnutí na hociktorý pár nemuselo meniť ladenie väzbového člena pripnutého na začiatok napájača. Pravda, drôty musia byť rovnako dlhé a v teréne vedené tak, aby každý mal tú istú kapacitu k zemi.

Zisk takejto normálnej sústavy možno zväčšiť o 3 dB tak, že sa nad základný V systém do vzdialenosti $\frac{1}{2}\lambda$ umiesti druhý V systém, ktorý je na rovnakých stranách nabudený v súfáze.

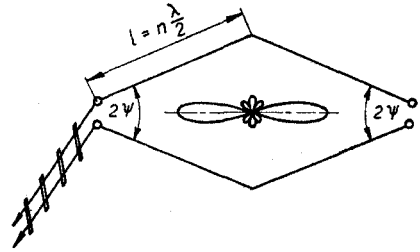
15.4.2 Zdvojený V systém, ktorý popri zvýšenom zisku o 3 dB má oproti jednoduchému systému má aj nižší vyžarovací uhol vo VVD, čím prispeje k zlepšeniu DX styku pri súčasnom zúžení VHD.

Na súfázové vybudenie priľahlých bočníc sa používa $\frac{1}{2}\lambda$ vedenie, ktoré nielenže obracia fázu o 180°, ale aj prenáša impedanciu v pomere 1 : 1; pre túto vlastnosť sa nazýva *polvlnový opakovač impedancie.*

Takéto zdvojené V systémy možno urobiť len pre 10m pásmo dlhé 6λ s optimálnym vrcholovým uhlom 40° a dĺžkou bočníc 63,05 m pri nadzemnej výške



Obr. 15-26. Zdvojený V-systém pre jednopásmovú prevádzku na 28 MHz pásme alebo najviac pre 21 MHz



Obr. 15-27. Vyžarovací kosoštvorcový neukončený systém s dvojsmerovým vyžarovaním

5,40 m a s medzerou 5,40 m medzi poschodiami, čo značí nadzemnú výšku horného drôtu 10,80 m. Výška horného drôtu (λ) nedovoľuje použiť tento poschodový V systém na vlny dlhšie, než sú v 21MHz pásme. Je to vyslovene typ jednopásmovej antény, ako je to znázornené na *obr. 15-26.*

15.4.3 Kosoštvorcový systém dáva v porovnaní s obyčajnou V anténou tak isto o 3 dB väčší zisk v dvoch smeroch symetrály, no je výhodnejší než poschodový typ, lebo nejde do výšky, a čo je hlavné, je určený pre mnohopásmovú prevádzku.

Podľa *obr. 15-27* sa spájajú dva V systémy v jednej rovine, ktoré predstavujú neuzavretý kosoštvorec so spojenými základňami trojuholníkov.

Celkový zisk kosoštvorcového systému je oproti „dlhému drôtu" tej istej dĺžky väčší približne o 6 dB. Údaje o dĺžkach bočníc, vrcholovom uhle 2ψ a zisku systému g sú v príručnej tabuľke.

Kosoštvorcovou anténou sa dosahujú dobré výkonové zisky. Napr. pri dĺžke bočníc $7 \cdot \frac{\lambda}{2} = 3{,}5\lambda$ vzrastie vyžiarený výkon o 9,7 dB nad nulovú úroveň, t. j. v hlavnom dvojsmere asi na 10násobok oproti jednoduchému dipólu. No vyžaduje široké priestranstvo s nízkym zárastom, t. j. bez stromov.

$n\frac{\lambda}{2}$	2ψ	$g_{[dB]}$
2	108	6,6
3	87	6,9
4	72	7,3
5	67	7,8
6	61	9,3
7	56	9,7
8	52	12,2
9	49	12,6
10	46	13,1

Je to anténa stabilného typu, ktorá so značným ziskom a pomerne úzkym lalokom vyžaruje na 2 strany. Smery vyžarovania treba dobre uvážiť pred začatím stavby, lebo v teréne sa musí kosoštvorcová anténa umiestiť tak, aby jej symetrála padla práve do zvoleného smeru. Je isté, že sa to nezaobíde bez kompasu a bez uhlovernej (azimutálnej) mapy.

Kosoštvorcový systém sa pre umožnenie mnohopásmovej prevádzky napája len stojatými vlnami a použije sa ladené napájacie vedenie. To, čo sme už predtým hovorili o napájačoch v spojitosti a dĺžkami bočníc, platí aj pri kosoštvorcových anténach.

Treba pripomenúť, že pre kosoštvorcový tvar sa takéto antény označujú ako *otvorené rombické antény* s dvojsmerovým vyžarovaním, na rozdiel od ukončených rombických antén, ktoré sú výslovne jednosmerové.

Pri V systéme možno zisk zvýšiť aj použitím reflektora.

16. PRÍDAVNÉ SMEROVÉ ANTÉNOVÉ SÚSTAVY S JEDNOSMEROVÝM CHARAKTEROM VYŽAROVANIA O VÄČŠOM SMEROVOM ÚČINKU

Keď k polvlnovému žiariču priblížime prídavný element, ktorý je svojou dĺžkou naladený do rezonancie, vyžiari energiu aj vtedy, keď je zdanlivo bez prívodu energie, lebo ju z poľa žiariča vysaje ako absorpčný okruh. Ak sa k tomuto prídavnému elementu energia privádza viditeľne, potom sa tento prídavný element nazýva *aktívny*, a keď sa prúd zdanlivo neprivádza, potom sa nazýva *pasívny*. V oboch prípadoch tvorí prídavný element spolu so žiaričom, tzv. *projektorom*, samostatný vyžarovací systém, ktorého vyžarovací horizontálny diagram (ďalej VHD) sa líši od VHD samotného žiariča vzájomnou polohou oboch elementov, tesnosťou väzby a fázou i pomerom veľkosti oboch prúdov.

Vhodnosť jednotlivých vzájomných polôh oboch elementov pre rôzne služby možno posúdiť z tvaru VHD. Pre amatérsku DX prácu má mimoriadnu cenu jednosmerový diagram, lebo pri rotačnom vyhotovení anténovej sústavy v tzv. „ROTARY BEAM" možno vyžarovací lalok usmerniť na protistanicu a pre jeho úzkosmerovosť zamedziť rušenie od vlastného vysielania inými smermi. Tento výhodný jednosmerový diagram možno získať aj pri prídavných anténových sústavách, a to pomocou prídavného aktívneho i pasívneho elementu.

Ak sa vyžarovací diagram usmerní od žiariča na prídavný element, potom sa tento prídavný element nazýva *direktor vĺn*, a keď sa usmerní na opačnú stranu, t. j. od prídavného elementu na žiarič, vtedy sa ten istý prídavný element nazýva *reflektor vĺn*.

16.1 Systém s jedným prídavným prvkom

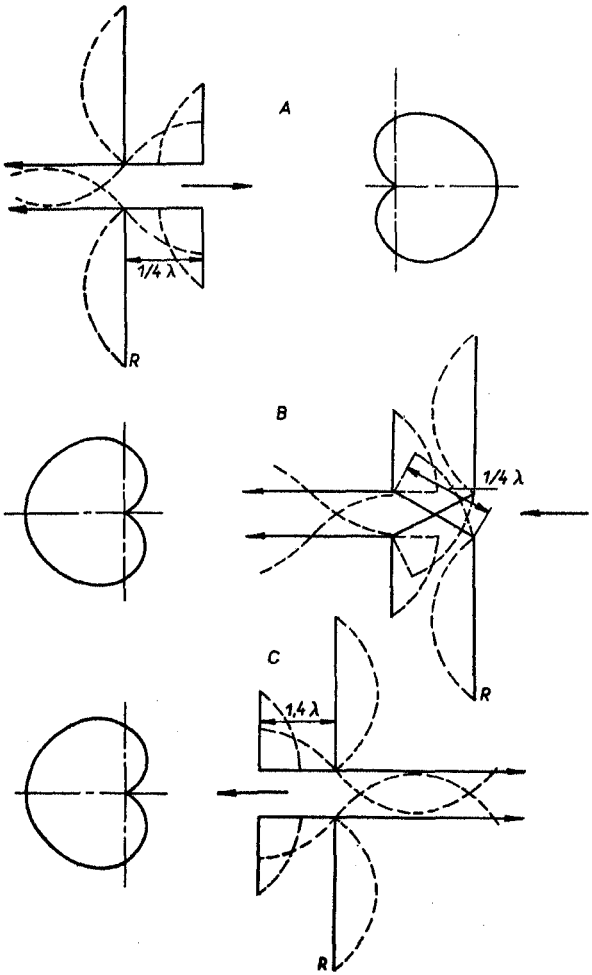
Tento systém sa delí podľa druhu prídavného prvku na systém aktívny a pasívny.

16.1.1 Aktívny systém s priamo budeným prídavným prvkom má vlastnosť reflektora, ak vzdialenosť od žiariča je $0{,}25\lambda$ a budenie po drôte k tomuto prídavnému prvku prichádza o štvrťperiódu skôr. Tým sa vyvoláva fázový posun o 90°, ktorý je potrebný na utvorenie jednosmerového kardiodického diagramu.

Podobne to bolo pri bočnej anténovej sústave s odstupom elementov $0{,}25\lambda$ a fázovaním na 90°, pri výpočte vstupnej impedancie atď. Anténový

systém s prídavným činným prvkom patrí teda k bočnej vodorovnej sústave, ak ide o polvlnové elementy.

Na tomto mieste treba upozorniť, že za prídavný prvok, t. j. reflektor, treba považovať ten element, ktorý pri pripojení na priamu, neskríženú fázovaciu linku je bližšie k zdroju, a teda dostáva budenie prv než žiarič *(obr. 16-1A)*. Pritom fázovacia linka zaradená medzi elementy musí mať elektrickú dĺžku 0,25λ, aby sa dosiahol fázový posun o 90°.



Obr. 16-1. Napájanie dipólu a aktívneho prídavného prvku cez fázovací λ/4 úsek

Ak zdroj pripojíme z druhej strany (podľa *obr. 16-1C*), potom sa stane reflektorom element bližší k zdroju. Túto zmenu možno vyvolať aj prekrížením fázovacieho λ/4 vedenia *(obr. 16-1B)*.

Spomenutý aktívny reflektorový systém má kardiodickú vyžarovaciu charakteristiku o teoretickej hodnote pomeru $P/Z = \infty$. Takýto veľký predozadný pomer sa, pravda, nedosiahne a v praktických prípadoch pri aktívnom reflektore je asi 26 dB; je teda lepší než pri parazitnom reflektore, kde býva asi 18 dB, čo svedčí o tom, že tu nemožno dosiahnuť úplnú kompenzáciu vyžarovania dozadu.

Pri napájaní aktívneho systému stojatým vlnením treba voliť takú dĺžku napájača,

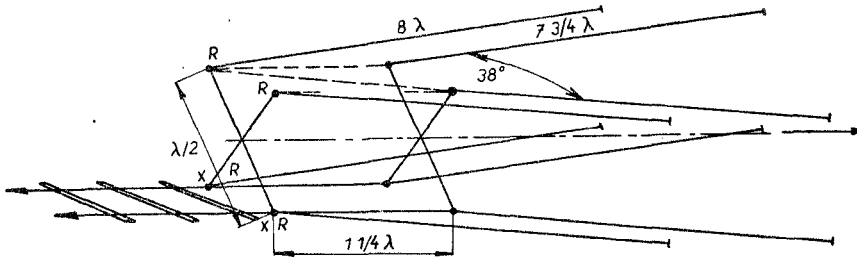
aby sa uzol utvoril práve pri reflektore, ak sa po $\lambda/4$ fázovacom vedení má utvoriť kmitňa na žiariči, a naopak.

Tejto požiadavke treba podriadiť aj dĺžku oboch elementov. Vo všeobecnosti dĺžka žiariča je kratšia o tú časť vlny, ktorá sa rozloží po fázovacom vedení, je teda kratšia o $\lambda/4$.

Aktívne reflektorové systémy sa v amatérskej praxi len zriedka stavajú, a to najmä preto, že pri nich nie je možná viacpásmová prevádzka a že musia byť v teréne orientované presne na protistanicu.

Ale ak amatérovi ide o vysielanie či príjem v jedinom určitom smere a na jedinom pásme, možno s úspechom použiť tento aktívny reflektorový systém.

Pre styk s kolektívnou stanicou UA1KEA, pracujúcou v Antarktíde, by sa hodil zdvojený V systém s reflektormi. Pri dĺžke reflektora 8λ by takýto systém mal mať vrcholový uhol rozovretia $2\psi = 2 \cdot 19 = 38°$, pričom dĺžka fázovacej linky by mala byť buď $\lambda/4$, alebo vzhľadom na zníženie vzájomnej impedancie $1\frac{1}{4}\lambda$ prípadne $2\frac{1}{4}\lambda$, aby sa polia od žiariča a reflektora stretli v správnej fáze. Takýto systém, vyznačený na *obr. 16-2*, by poskytoval zisk $g_N = 6{,}9 + 6 \cong 13$ dB, pravda, s pomerne úzkym jednosmerovým lalokom, preto symetrála systému by musela byť pomerne presne zameraná na protistanicu. Kosoštvorcový systém s reflek-



Obr. 16-2. Zdvojený V systém s reflektormi

torom nemá zmysel používať, lebo vyžarovanie by nastalo v 2 hlavných smeroch.

Aktívny reflektorový systém sa pre spomínanú nevýhodu jednopásmovosti a úzku šírku len málo používa.

16.1.2 Pasívny prídavný prvok je známy ako systém Yagi-Uda antény. Tento systém starostlivo vyexperimentoval japonský prof. techniky Hidetsugu Yagi a jeho asistent Shintero Uda ešte r. 1926. Autori vyšetrili na experimentálnom podklade vyžarovacie vlastnosti parazitných

elementov, a tak zistili podmienky, kedy sa parazitný element správa ako direktor a kedy ako reflektor. Ich práce doplnili iní vedci, ako Hikotaro Tekeuchi r. 1938, W. Nagy a iní.

Keď sa už výsledky experimentálnych prác týchto japonských vedcov stali známymi, parazitné elementy sa stali predmetom akademických výskumov na smerovú komunikáciu. Medzi tieto práce treba počítať článok H. G. Browna v PIRE 25, čís. 1, január, str. 78—145 „O smerových anténach" z roku 1937, ktorý riešil problém jednoprvkového pasívneho elementu pomocou vzájomnej impedancie oboch elementov zavedením miery rozladenia pasívneho prvku. Takto získal všetky charakteristické veličiny pre 2-elementový Yagi-Uda systém, ako: vstupnú impedanciu žiariča, zisk a vyžarovaciu charakteristiku.

Keď presne poznáme vzájomnú impedanciu, môžeme tieto veličiny vypočítať, ako je naznačené.

16.2 Teória

Ak symbolom 1 sa označí budená anténa o vlastnej impedancii Z_{11}, symbolom 2 parazitný prídavný element o vlastnej impedancii Z_{22}, ktorý pôsobí vzájomnou impedanciou Z_{12} späť na žiarič čiže projektor, potom pre oba elementy v zmysle Kirchhoffovho zákona platí:

$$U_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}; \quad 0 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{12}$$

pričom U_1 značí svorkové napätie v napájacom bode žiariča ako elementu *1* a svorkové napätie prídavného prvku $U_2 = 0$, lebo pasívny prvok nie je delený, ale skratovaný v prostriedku.

Ak sa zavedie označenie

$$Z_{22} = |Z_{22}|\, e^{j\psi}; \qquad Z_{12} = |Z_{12}|\, e^{j\tau}$$
$$|Z_{22}| = \sqrt{R_{22}^2 + X_{22}^2} = a; \qquad |Z_{12}| = \sqrt{R_{12}^2 + X_{12}} = b$$

potom prúd v parazitnom elemente

$$I_2 = -I_1 \frac{Z_{12}}{Z_{22}} = -I_1 \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|}\, e^{j(\tau-\psi)} = -I_1 \frac{b}{a}\, e^{j(\tau-\psi)}$$

Tento prúd možno pretvoriť na

$$I_2 = I_1 \frac{b}{a}\, e^{j(180^\circ+\tau-\psi)}$$

Prúd pasívneho elementu

$$I_2 = I_1 M\, e^{j(180^\circ+\tau-\psi)} = I_1 M\, e^{j\beta}$$

keď sa zavedie označenie

$$M = \frac{b}{a} \quad \text{a} \quad \beta = 180° + \tau - \psi$$

pričom uhol β vyjadruje fázový rozdiel medzi pasívnym elementom *2* a aktívnym žiaričom *1*, ktorý sa nazýva *projektor*.

Uhol τ nachádzajúci sa v týchto výrazoch je uhlom vzájomnej impedancie a ψ je uhol reaktancie prídavného elementu; určia sa pomocou vzťahov

$$\operatorname{tg} \tau = \frac{X_{12}}{R_{12}} \quad \text{a} \quad \operatorname{tg} \psi = \frac{X_{22}}{R_{22}}$$

Vstupná impedancia napájaného elementu *1* sa vypočíta z Kirchhoffových rovníc dosadením hodnoty $I_2 = -I_1 \frac{b}{a} e^{j(\tau-\psi)}$ teda

$$U_1 = I_1 Z_{11} + Z_2 Z_{12} = I_1 Z_{11} - I_1 \frac{b}{a} e^{j(\tau-\psi)} b e^{j\tau} =$$

$$= I_1 Z_{11} - I_1 \frac{b^2}{a} e^{j(2\tau-\psi)} = I_1 \left[Z_{11} - \frac{b^2}{a} e^{j(2\tau-\psi)} \right]$$

a keď platí vzťah $Z_1 = U_1/I_1$, dostaneme pre vstupnú impedanciu

$$Z_1 = Z_{11} - \frac{b^2}{a} e^{j(2\tau-\psi)}$$

Podľa Eulerovej rovnice

$$e^{j(2\tau-\psi)} = \cos(2\tau - \psi) + j \sin(2\tau - \psi)$$

a vzťahu

$$Z_{11} = R_{11} + jX_{11}$$

dostaneme pre vstupnú impedanciu žiariča vzťah

$$Z_1 = \left[R_{11} - \frac{b^2}{a} \cos(2\tau - \psi) \right] + j \left[X_{11} - \frac{b^2}{a} \sin(2\tau - \psi) \right]$$

čím sa stáva známou reálna zložka R_1 a jalová zložka X_1 pri hodnotách

$$R_1 = R_{11} - \frac{b^2}{a} \cos(2\tau - \psi), \quad X_1 = X_{11} \frac{b^2}{a} \sin(2\tau - \psi)$$

ktoré možno vyčísliť, ako poznáme Z_{12} a Z_{11}. Nimi sú určené veličiny τ, b, ako aj ψ, keďže poznáme aj Z_{22}.

Je zrejmé, že reálna zložka R_1 je funkciou odstupu elementov aj vyladenia pasívneho elementu na uhol ψ a je to vždy kladná veličina.

Aj jalová zložka X_1 je funkciou odstupu a vyladenia pasívneho elementu, no môže mať aj nulovú hodnotu v prípade rezonancie žiariča, a to v dôsledku rovnosti

$$X_{11} = \frac{b^2}{a} \sin (2\tau - \psi)$$

alebo môže mať aj zápornú hodnotu na znak kapacitného chodu žiariča, keby pravá strana $\frac{b^2}{a} \sin (2\tau - \psi) > X_{11}$.

Napr. pre presné polvlnové elementy v mernej vzdialenosti $D/\lambda = 0{,}30$ platí:

$$a = \sqrt{R_{22}^2 + X_{22}^2} = \sqrt{73{,}1296^2 + 42{,}5445^2} = \sqrt{7157{,}966} = 84{,}6044$$

$$b = \sqrt{R_{12}^2 + X_{12}^2} = \sqrt{29{,}2551^2 + 34{,}4336^2} = \sqrt{2041{,}534} = 45{,}1833$$

$$\frac{b^2}{a} = \frac{45{,}1833^2}{84{,}6044} = \frac{2041{,}534}{84{,}6044} = 24{,}1303$$

$$\operatorname{tg} \tau = \frac{X_{12}}{R_{12}} = \frac{-34{,}4336}{39{,}2551} = -1{,}177052\tau = -49°38'54{,}5'' =$$

$$= 360 - 49°38'54{,}5''$$

$$\tau = 310°21'15{,}5''$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{X_{22}}{R_{22}} = \frac{42{,}5445}{73{,}1296} = 0{,}581768, \quad \psi = 30°11'22{,}2''$$

$$2\tau - \psi = 620°42'31'' - 30°11'22{,}2'' = 590°31'8{,}8'' = 50^{\circ}_{3}1'8{,}8''$$

$$\cos (2\tau - \psi) = -\cos 50°31'8{,}8'' = -0{,}635821$$

$$\sin (2\tau - \psi) = -\sin 50°31'8{,}8'' = -0{,}771840$$

Reálna a jalová zložka vstupnej impedancie budú mať teda hodnoty:

$$R_1 = R_{11} - \frac{b^2}{a} \cos (2\tau - \psi) = 73{,}1296 + 24{,}1303 \,.\, 0{,}6358 = 88{,}4719$$

$$X_1 + X_{11} - \frac{b^2}{a} \sin (2\tau - \psi) = 42{,}5445 + 24{,}1303 \,.\, 0{,}7718 = 61{,}1693$$

Keď parazitná anténa je samorezonančná, $X_{22} = 0$ a $\psi = 0°$, platí

$$R_1 = R_{11} - \frac{b^2}{a} \cos 2\tau \quad \text{a} \quad X_1 + X_{11} - \frac{b^2}{a} \sin 2\tau$$

Tu hodnoty b zostávajú rovnaké pri tej istej mernej vzdialenosti D/λ, no hodnota a sa mení na $a = R_{22} = 73{,}1296\ \Omega$.

Pre výpočet zložiek vstupnej impedancie žiariča môžu pre samorezonančný prípad pasívneho elementu a vôbec všade poslúžiť len presné údaje vzájomnej impedancie, napr. z knihy R. W. P. King „The Theory of Linear Antennas" z r. 1958, str. 289, platné pre rôzne merné odstupy D/λ elementov.

Pomocou týchto údajov boli vypočítané presné hodnoty a log b^2, ako je vyznačené v tejto tabuľke:

D/λ	R_{12}	X_{12}	10 log b^2	τ	R_1	X_1
0,00	73,1296	42,5445	3,8547906	30°11′22,20″	24,7511	−42,5436
0,10	67,3336	7,5383	3,6618637	6°23′16,52″	11,9109	28,6631
0,20	51,3967	−19,1747	3,4784625	339°32′27,00″	42,0349	69,4970
0,30	29,2551	−34,4336	3,3099566	310°21′ 3,14″	77,6369	70,0945
0,40	6,2100	−37,4296	3,1582212	279°25′12,79″	91,7597	48,9013
0,50	−12,5321	−29,9413	3,0226484	247°17′16,71″	83,2275	32,2826
0,60	−23,3256	−15,8729	2,9011072	214°14′ 6,38″	69,1333	32,4146
0,70	−24,8626	−0,2548	2,7911381	185°51′ 5,14″	64,6797	42,2933
0,80	−18,4922	12,2574	2,6921451	146°27′42,90″	70,5098	48,7440
0,90	−7,4896	18,5454	2,6020882	111°59′29,13″	76,5317	45,8279
1,00	4,0116	17,7420	2,51966587	77°15′32,80″	77,2139	40,5980

Pre rôzne D/λ boli zistené zložky R_1 a X_1 pre samorezonančný prípad (uvedené v tabuľke).

Takto získané hodnoty R_1 a X_1 sú na *obr. 16-3.* Najnižšie odporové hodnoty reálnej zložky R_1 sa javia v okolí odstupu $0{,}10\lambda$, kým najväčšie pri $0{,}38\lambda$.

Aby sa zistili *ziskové vlastnosti* z Brownovej rovnice pre zisk v ľubovoľnom smere

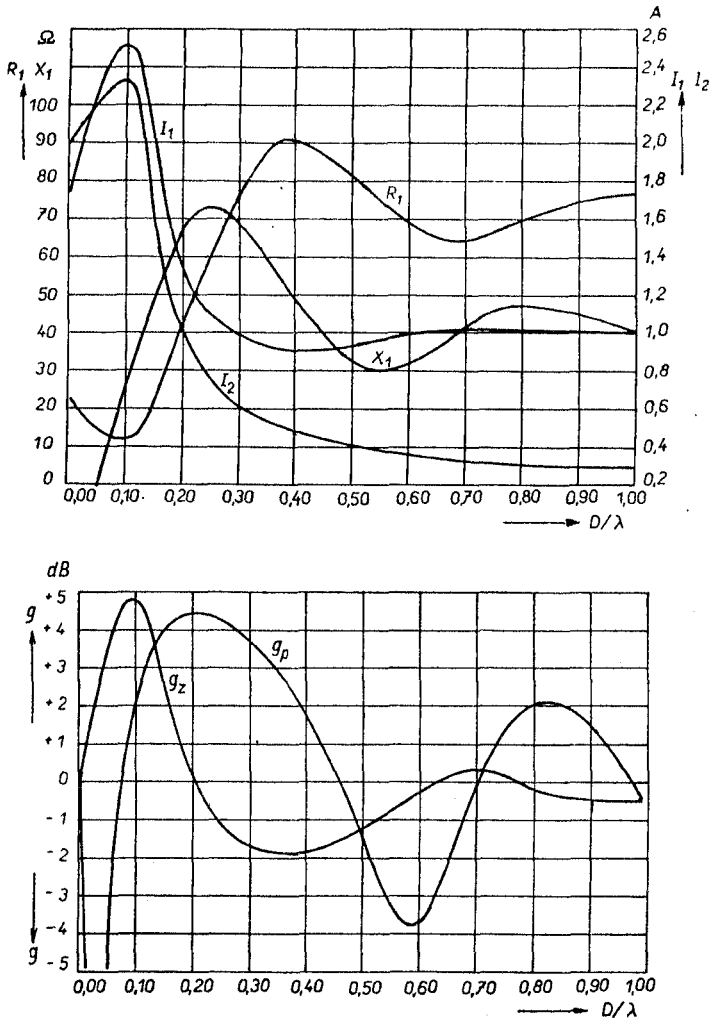
$$g_0 = \sqrt{\frac{R_{11}}{R_1}\left[1 + M^2 + 2M \cos\left(\beta - 360 \frac{D}{\lambda} \cos \Theta\right)\right]}$$

treba najprv určiť predný zisk g_p v smere $\Theta = 0°$. Po dosadení $\cos \Theta = \cos 0° = 1$ a rešpektovaní $\beta = 180° + \tau - \psi$, ako aj vzťahu

$$\cos\left[180° + \left(\tau - \psi - 360 \frac{D}{\lambda} \cos \Theta\right)\right] = \cos\left(\tau - \psi - 360 \frac{D}{\lambda} \cos \Theta\right)$$

dostaneme pre tento predný zisk vzťah

$$g_p = \sqrt{\frac{R_{11}}{R_1}\left[1 + M^2 - 2M\cos\left(\tau - \psi - 360\,\frac{D}{\lambda}\right)\right]}$$



Obr. 16-3. Charakteristiky 2-prvkovej Yagi antény pri samorezonančnom stave pasívneho prvku

kým pre zadný zisk po dosadení $\Theta = 180°$ resp. $\cos \Theta = -1$

$$g_z = \sqrt{\frac{R_{11}}{R_1}\left[1 + M^2 - 2M \cos\left(\tau - \psi + 360\,\frac{D}{\lambda}\right)\right]}$$

Týmito výrazmi sa ziskové vlastnosti môžu prešetriť aj v našom prípade samorezonančného parazitného elementu, keď sa do rovníc vloží $\psi = 0$.

Ak sa má zisk stanoviť v decibeloch, treba vyjsť z rovnice

$$g_{[dB]} = 20 \log g_U$$

Okrem predného zisku g_p a zadného zisku g_z treba tabelárne vypočítať a graficky znázorniť *(obr. 16-3)* aj prúd I_1 v žiariči a prúd v parazitnom elemente I_2 pri konštatne zvolenom výkone. Možno zvoliť taký výkon, aby pri odstupe elementov povedzme na $0{,}30\lambda$ bol prúd v žiari $I_1 = 1$ A. Nakoľko reálna zložka vstupnej impedancie žiariča pri odstupe $0{,}30\lambda$ je $R_1 = 77{,}6369\ \Omega$, treba dodať výkon $P = I_1^2 R_1 = 77{,}6369$ W a tento výkon ponechať pre ďalší výpočet.

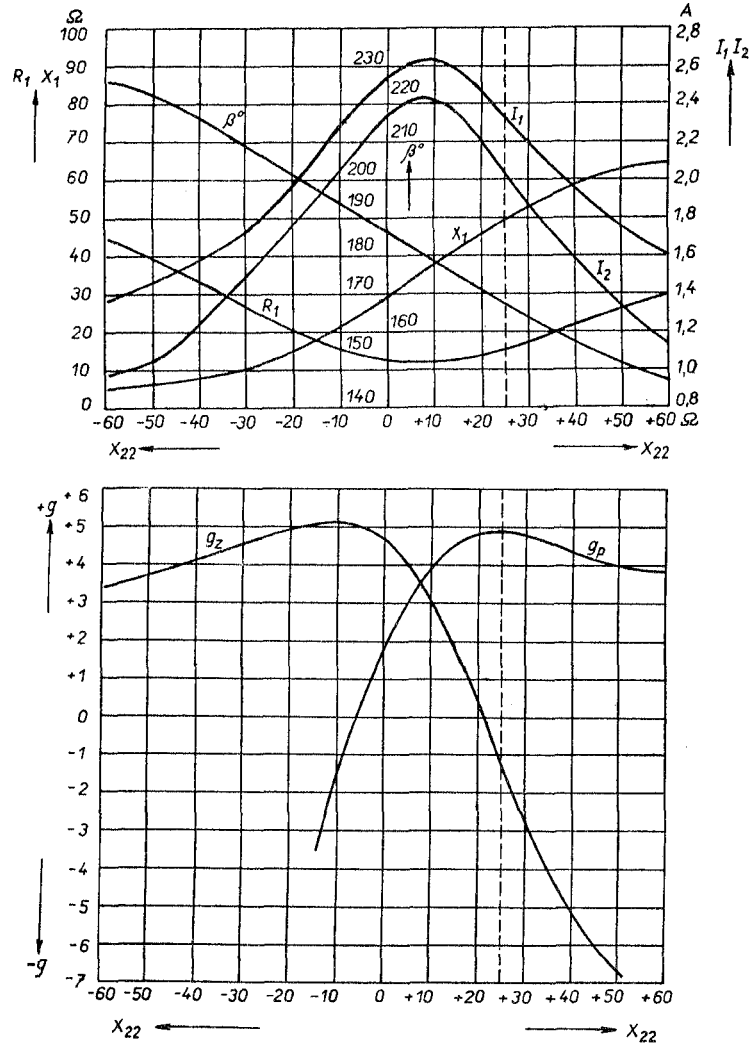
Výsledky výpočtu hodnôt g_p, g_z, I_1, I_2 sú zachytené v ďalšej tabuľke, kde popri dB je zisk vyjadrený aj v násobkoch výkonu.

D/λ	I_1	I_2	g_p		g_z	
			x	dB	x	dB
0,00	1,771	2,049	1,0000	0,0000	1,0000	0,0000
0,10	2,553	2,365	1,5190	1,8158	3,0070	4,7814
0,20	1,360	1,020	2,8305	4,5189	1,0953	0,3955
0,30	1,000	0,618	2,3780	3,7621	0,6908	−1,6063
0,40	0,920	0,477	1,6005	2,0423	0,6414	−1,9283
0,50	0,966	0,429	0,7506	−1,2458	0,7506	−1,2458
0,60	1,060	0,409	0,3993	−3,9868	0,9392	−0,2722
0,70	1,096	0,373	0,9505	−0,2207	1,0995	0,4122
0,80	1,050	0,318	1,6253	2,1094	0,9640	−0,1591
0,90	1,007	0,276	1,4702	1,6739	0,9005	−0,4552
1,00	1,003	0,250	0,9018	−0,4489	0,9017	−0,4489

Z priebehu krivky zisku g_z *(obr. 16-3)* vidíme, že prídavný rezonančný pasívny prvok dáva maximálny zisk dozadu, t. j. v smere od žiariča na pasívny prvok, a to 4,9 dB v polohe $0{,}085\lambda$ a že ten istý rezonančný pasívny prvok poskytuje v polohe $0{,}14\lambda$ bez zmeny na vyladení rovnaké žiarenie obidvoma smermi so ziskom asi 3,7 dB.

Keď tento pasívny element posunieme, vyžarovanie dozadu postupne slabne a objavuje sa vyžarovanie dopredu, ktoré je najsilnejšie v blízkosti

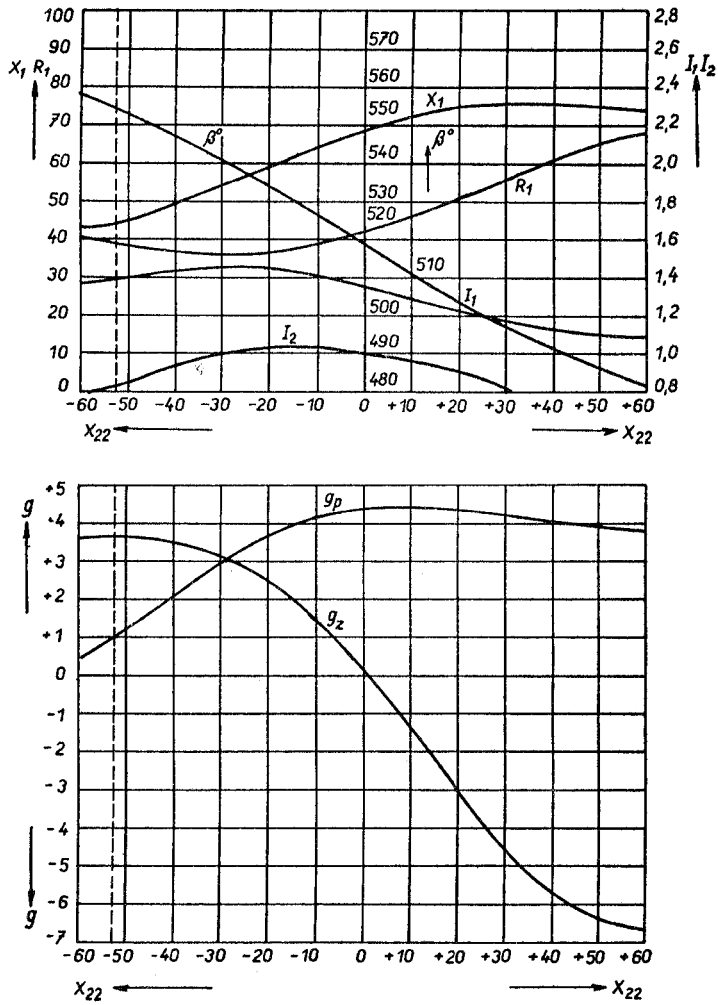
odstupu 0,25λ (4,6 dB). Záleží teda na posunutí resp. na polohe rezonančného pasívneho prvku, či sa správa ako direktor alebo reflektor. Direktorom o zisku 4,9 dB sa stáva tento element vo vzdialenosti 0,085λ od



Obr. 16-4. Charakteristiky Yagi 2-prvkovej antény pri odstupe 0,10λ s rozladeným pasívnym prvkom

žiariča a reflektorom sa stane v polohe 0,25λ pri zisku 4,6 dB, a to bez zmeny na samorezonančnom stave.

Pri práci so samorezonančným direktorom treba zachovať jeho polohu od 0,08 do 0,11λ, aby sa dosiahol maximálne možný zisk. Keď ho použijeme

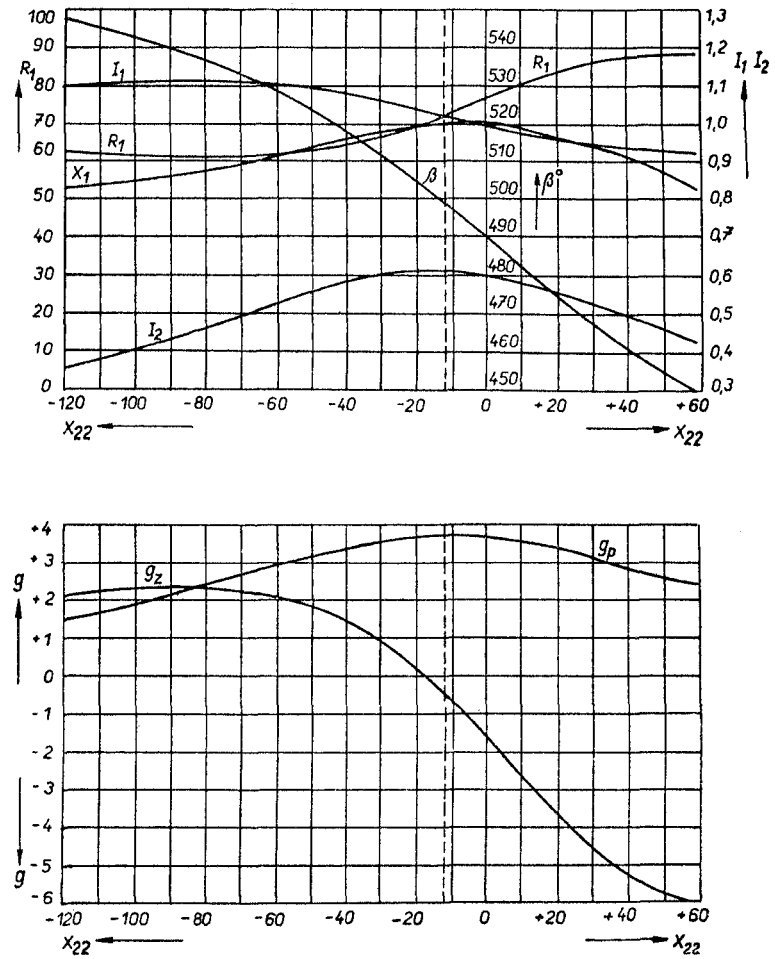


Obr. 16-5. Charakteristiky Yagi 2-prvkovej antény pri odstupe 0,20λ s rozladeným pasívnym prvkom

za reflektor, netreba tak úzkostlivo dodržiavať vzdialenosť, lebo v oblasti odstupu 0,17 až 0,27λ sa pomerne málo mení zisk dopredu g_p, no je trocha menší než pri direktore.

Ako sa vyvinú pomery okolo zisku, keď pasívny element sa vyladí na mimorezonančný stav?

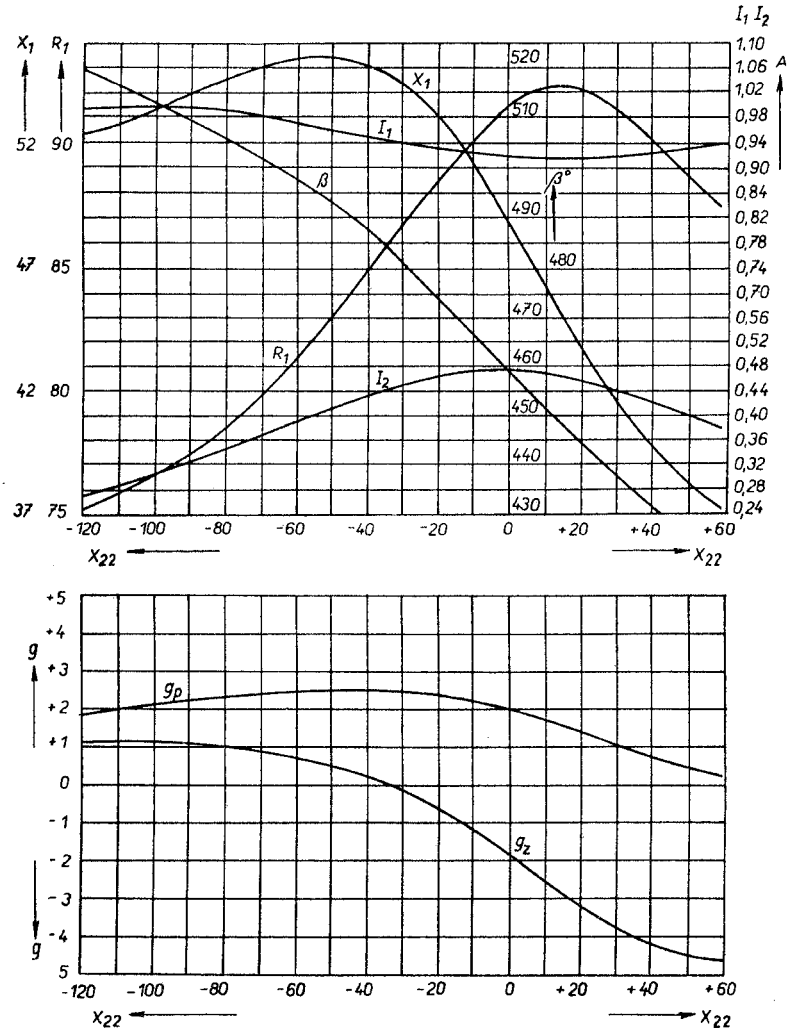
Zodpovedať túto otázku možno len vyriešením Brownových rovníc pre predný a zadný zisk, keď zvolíme určitú D/λ za parameter, čím sa



Obr. 16-6. Charakteristiky Yagi 2-prvkovej antény pri odstupe 0,30λ s rozladeným pasívnym prvkom

stanú τ a b konštantami a veličina ψ spolu s a v závislosti od X_{22} premennými veličinami.

Výpočty boli zhrnuté do *tab. 16-1*, a to pre odstup $0{,}10\lambda$ pod A, pre $0{,}20\lambda$ pod B, a pre prehľadnosť boli doplnené výsledkami pred odstupy $0{,}30\lambda$ pod C a $0{,}40\lambda$ pod D.



Obr. 16-7. Charakteristiky Yagi 2-prvkovej antény pri odstupe $0{,}40\lambda$ s rozladeným pasívnym prvkom

Z tabelizovaných hodnôt boli zostavené grafy (*obr. 16-4* až *16-7*), kde v *tab. 16-1* až *16-4* sa nachádzajú odstupy 0,10—0,20—0,30—0,40λ.

Tabulka 16-1

X_{22}	$D/\lambda = 0{,}10$								
	R_1	X_1	g_p		g_z		I_1	I_2	β
				dB		dB			
−60	43,3479	4,2284	0,1708	− 7,6700	2,2060	3,4360	1,3383	0,9585	225,7554
−50	37,8801	4,5624	0,1169	− 9,3210	2,3831	3,7712	1,4317	1,0949	220,7483
−40	31,8527	6,0859	0,0809	−10,9194	2,5821	4,1200	1,5612	1,2690	215,0654
−30	25,6037	9,1666	0,0980	−10,0859	2,8616	4,5661	1,7413	1,4926	208,6929
−20	19,7034	14,0518	0,2479	− 6,0559	3,1293	4,9545	1,9850	1,7739	201,6835
−10	14,8980	20,7003	0,6805	− 1,6715	3,2807	5,1598	2,2854	2,0979	194,6835
0	11,9111	28,6631	1,5191	+ 1,8159	3,0071	4,7815	2,5530	2,3654	186,3879
+10	11,1714	37,1355	2,5149	+ 4,0053	2,1698	3,3642	2,6362	2,4199	187,6013
+20	12,6390	45,2063	3,0820	+ 4,8892	1,2000	0,0792	2,4784	2,2199	171,0923
+26	14,3994	49,5437	3,1526	+ 4,9868	0,7748	−1,1083	2,3220	2,0270	166,8159
+30	16,0316	53,1569	3,0896	+ 4,8992	0,5686	−2,4523	2,2006	1,8862	164,0829
+40	20,1644	57,6337	2,5612	+ 4,0844	0,3033	−5,1819	1,9622	1,5949	157,7104
+50	24,9449	61,6078	2,5255	+ 4,0235	0,2061	−6,8594	1,7641	1,3492	152,0218
+60	29,7340	64,2676	2,4574	+ 3,9048	0,2029	−6,9272	1,6158	1,1574	147,0203

Tabuľka 16-2

X_{22}	$D/\lambda = 0{,}20$								
	R_1	X_1	g_p		g_z		I_1	I_2	β
				dB		dB			
−60	41,3285	43,4052	1,1320	0,5387	2,3971	3,7969	1,3705	0,7948	558,9083
−52	39,7096	45,7642	1,3049	1,1561	2,4103	3,8207	1,3982	0,8548	554,9561
−50	39,3827	46,4236	1,3575	1,3277	2,4045	3,8104	1,4040	0,8694	553,9019
−40	37,8481	50,1989	1,6247	2,1079	2,2890	3,5965	1,4322	0,9426	548,2183
−30	37,0500	54,6960	1,9943	2,9981	2,1622	3,3491	1,4475	1,0046	541,8457
−20	37,3406	59,7092	2,3571	3,7238	1,8689	2,7160	1,4419	1,0433	534,8364
−10	38,9877	64,8283	2,6523	4,2363	1,4891	1,7294	1,4110	1,0487	527,3273
0	42,0349	69,4970	2,8306	4,5189	1,0953	0,3955	1,3590	1,0194	519,5341
+10	46,1968	73,1257	2,8762	4,5883	0,7578	−1,2045	1,2963	0,9635	511,7543
+20	50,0570	75,5336	2,8704	4,5795	0,5207	−2,8338	1,2396	0,9011	504,2425
+30	55,9780	76,5331	2,6951	4,4059	0,5333	−4,5185	1,1776	0,8173	497,2359
+40	58,2132	75,4212	2,6553	4,2412	0,2767	−5,5792	1,1548	0,7600	491,8633
+50	64,4979	75,3987	2,5047	3,9875	0,2270	−6,4390	1,0971	0,6794	485,1797
+60	67,7618	73,9011	2,4002	3,8024	0,2186	−6,6037	1,0703	0,6206	480,1732

X_{22}	$D/\lambda = 0{,}30$								
	R_1	X_1	g_p		g_z		I_1	I_2	β
				dB		dB			
−120	62,1096	52,0096	1,4161	1,5110	1,6428	2,1559	1,1180	0,3599	548,9925
−110	61,8105	53,0638	1,4762	1,6917	1,6602	2,2017	1,1207	0,3834	546,7343
−100	61,5744	54,2933	1,5526	1,9108	1,6726	1,2339	1,1241	0,4100	544,1763
−90	61,4400	55,7080	1,6226	2,1022	1,6768	2,2449	1,1241	0,4380	541,2552
−80	61,4634	57,3321	1,7371	2,3984	1,6686	2,2237	1,1238	0,4685	537,9198
−70	61,7228	59,1746	1,8493	2,6702	1,6425	2,1557	1,1215	0,5005	534,0983
−60	62,3159	61,2218	1,9724	2,9501	1,5918	2,0190	1,1161	0,5331	529,7184
−50	63,3674	63,4198	2,1004	3,2230	1,5100	1,7897	1,1068	0,5645	524,7119
−40	65,0026	65,6491	2,2226	3,4688	1,3923	1,4375	1,0928	0,5924	519,0283
−30	67,3168	67,7097	2,3248	3,6638	1,2340	0,9130	1,0739	0,6138	512,6558
−20	70,3161	69,3249	2,3909	3,7857	1,0603	0,2546	1,0507	0,6262	505,6465
−11	73,4881	70,1783	2,4100	3,8201	0,8896	−0,5080	1,0288	0,6280	498,9051
−10	73,8593	70,1942	2,4095	3,8193	0,8411	−0,7517	1,0252	0,6276	498,1347
0	77,6402	70,1043	2,3779	3,7620	0,6907	−1,6068	1,0000	0,6178	490,3508
+10	81,2553	68,9832	2,3037	3,6243	0,5398	−2,6776	0,9774	0,5984	482,5643
+20	84,3365	67,0294	2,2008	3,4258	0,4199	−3,7687	0,9595	0,5718	475,0552
+30	86,4811	63,6684	2,0886	3,1987	0,3403	−4,6819	0,9474	0,5416	468,0459
+40	88,2004	61,8510	1,9649	2,9335	0,2918	−5,3500	0,9382	0,5085	461,6766
+50	89,0393	59,2166	1,8544	2,6821	0,2695	−5,6938	0,9337	0,4762	455,9897
+60	89,3350	53,2473	1,7520	2,4355	0,2659	−5,7519	0,9322	0,4452	450,9838

Keď výsledky vyjadríme grafom, zistíme, že používaním samorezonančných pasívnych elementov pri $\psi = 0$, $X_{22} = 0$ sa nedosahujú najväčšie zisky; vznikajú až po rozladení pasívneho elementu na jednotlivé X_{22} hodnoty.

Aby sme dosiahli maximálny zisk smerom dopredu, t. j. zvýšenie reflektorového účinku, treba prvok do vzdialenosti $0{,}25\lambda$ vyladiť na kladné reaktívne hodnoty X_{22} resp. predĺžiť dĺžku pasívneho elementu, aby sa dosiahli kladné hodnoty samoindukcie. Len čo sa prekročí odstup $0{,}25\lambda$, tu na zvýšenie zisku dopredu treba naopak pasívny prvok naladiť na záporné reaktívne hodnoty, resp. skracovať ho, kým sa nedosiahne záporná kapacitná reaktancia. Tá dokazuje, že pri odstupe $0{,}25\lambda$ sa dosiahne maximálny zisk dopredu len pri samorezonancii pasívneho prvku.

Maximálny zisk dozadu, tzv. *zisk vzad*, dosahuje sa vždy nastavením zápornej kapacitnej reaktancie pri pasívnom elemente. Reaktanciu treba zväčšovať so vzrastajúcim odstupom elementu od žiariča. To znamená, že direktor kladený do väčších vzdialeností treba skracovať takmer úmerne so vzdialenosťou.

Tabuľka 16-4

X_{22}	$D/\lambda = 0{,}40$								
	R_1	X_1	g_p		g_z		I_1	I_2	β
				dB		dB			
−120	75,3499	52,5471	1,5496	1,9023	1,3192	1,2034	1,0034	0,2709	518,0615
−118	75,4211	52,5117	1,5571	1,9232	1,3200	1,2058	1,0145	0,2773	517,6319
−110	75,8936	53,0862	1,5849	2,0001	1,3182	1,2000	1,0114	0,2905	515,8036
−100	76,5923	53,6363	1,6213	2,0989	1,3120	1,1795	1,0068	0,3083	513,2423
− 90	77,4272	54,1903	1,6598	2,2007	1,3001	1,1400	1,0013	0,3276	510,3246
− 80	78,4326	54,7160	1,6985	2,3007	1,2804	1,0736	0,9950	0,3483	506,9892
− 70	79,6764	55,1679	1,7346	2,3922	1,2498	0,9685	0,9871	0,3700	503,1676
− 60	81,1471	55,4793	1,7661	2,4702	1,2062	0,8142	0,9781	0,3917	498,7877
− 50	82,8632	55,5563	1,7884	2,5246	1,1467	0,5947	0,9677	0,4146	493,7813
− 41	84,5925	55,3279	1,7962	2,5437	1,0796	0,3326	0,9580	0,4335	488,6306
− 40	84,7930	55,2809	1,7963	2,5436	1,0698	0,2933	0,9570	0,4356	488,0977
− 30	86,8483	54,5273	1,7841	2,5142	0,9758	−0,1064	0,9455	0,4538	481,7251
− 20	88,8456	53,1994	1,7482	2,4259	0,8661	−0,6146	0,9330	0,4669	474,7158
− 10	90,5641	51,2854	1,6856	2,2677	0,6763	−1,6985	0,9259	0,4759	467,2067
0	91,7597	48,9013	1,6005	2,0426	0,6675	−1,7554	0,9198	0,4772	459,4202
+ 10	92,2709	46,2836	1,4996	1,7589	0,5420	−2,6598	0,9173	0,4715	451,6337
+ 20	92,0911	43,7185	1,3920	1,4365	0,4822	−3,3490	0,9182	0,4595	444,1245
+ 30	91,3082	41,4440	1,2873	1,0968	0,3565	−3,8650	0,9221	0,4426	437,1153
+ 40	90,1457	39,5940	1,1596	0,6431	0,3724	−4,2896	0,9280	0,4224	430,7426
+ 50	88,8602	38,4702	1,1091	0,4500	0,3577	−4,4644	0,9347	0,4003	425,0591
+ 60	87,3814	37,2083	1,0423	0,1800	0,3584	−4,4554	0,9426	0,3781	420,0526

Vzhľadom na číselné vyhodnotenie týchto javov sa pri jednotlivých odstupoch určili reaktívne vyladenia X_{22}, pri ktorých nastávajú maximálne zisky, a súčasne sa vypočítali zložky vstupnej impedancie žiariča.

Takto vypočítané hodnoty, patriace k istým merným odstupom D/λ, sú uvedené v nasledujúcej tabuľke. Pomocou nich sa graficky znázornili optimálne charakteristiky *(obr. 16-8)*, ktoré sú dôležité pre prácu s 2-prvkovými Yagi anténami.

D/λ	p				z				P/Z	
	R_1	X_1	$g_{[dB]}$	X_{22}	R_1	X_1	$g_{[dB]}$	X_{22}	dB	X_{22}
0,10	14,40	49,54	4,987	+26	14,90	20,70	5,160	−10	10,26	+40
0,20	46,20	73,13	4,588	+10	39,71	45,71	3,820	−52	11,86	+60
0,30	73,49	70,15	3,820	−11	61,44	55,71	2,245	−90	8,88	+40
0,40	84,59	55,33	2,543	−41	75,42	52,51	1,206	−18	5,57	+30

Do údajov tabuľky sú zachytené aj hodnoty predozadného pomeru vypočítané z rovnice

$$P/Z_U = \sqrt{\frac{1 + M^2 - 2M\cos(\tau - \psi - 360D/\lambda]}{1 + M^2 - 2M\cos(\tau - \psi + 360D/\lambda)}}$$

ktorý sa vyjadruje úrovňou napätia U.

Ak sa má tento pomer vyjadriť v dB, treba ho previesť na tvar:

$$P/Z_{[dB]} = 20\log P/Z_U$$

Údaje tabuľky v tomto smere sú len informatívne, lebo sa získali aproximáciou pre presné hodnoty X_{22} len v ohmických desiatkových hodnotách, a preto uvedené P/Z nie sú celkom presné.

Tieto charakteristické optimálne veličiny k Yagiho anténam, znázornené na *obr. 16-8*, potrebujú bližšie vysvetlenie.

16.2.1 Vyžarovací odpor (stručne VO) vzťahujúci sa na stred žiariča je znázornený na *obr. 16-8A* ako funkcia merných vzdialeností D/λ; patrí k vyladeniam X_{22}, ktoré poskytujú pri dotyčnej vzdialenosti najväčší možný zisk.

Jeho hodnoty, najmä pre vzdialenosti 0,10 až 0,15λ, sú v porovnaní s vyžarovacím odporom žiariča $R_{11} = 73{,}1296$ nízke. Tento odpor by vznikol, keby bol žiarič osamotený, a teda bez spätného vplyvu prídavného prvku. Pri vzdialenosti asi 0,10R je vyžarovací odpor direktora a reflektora rovnaký, asi 14 Ω.

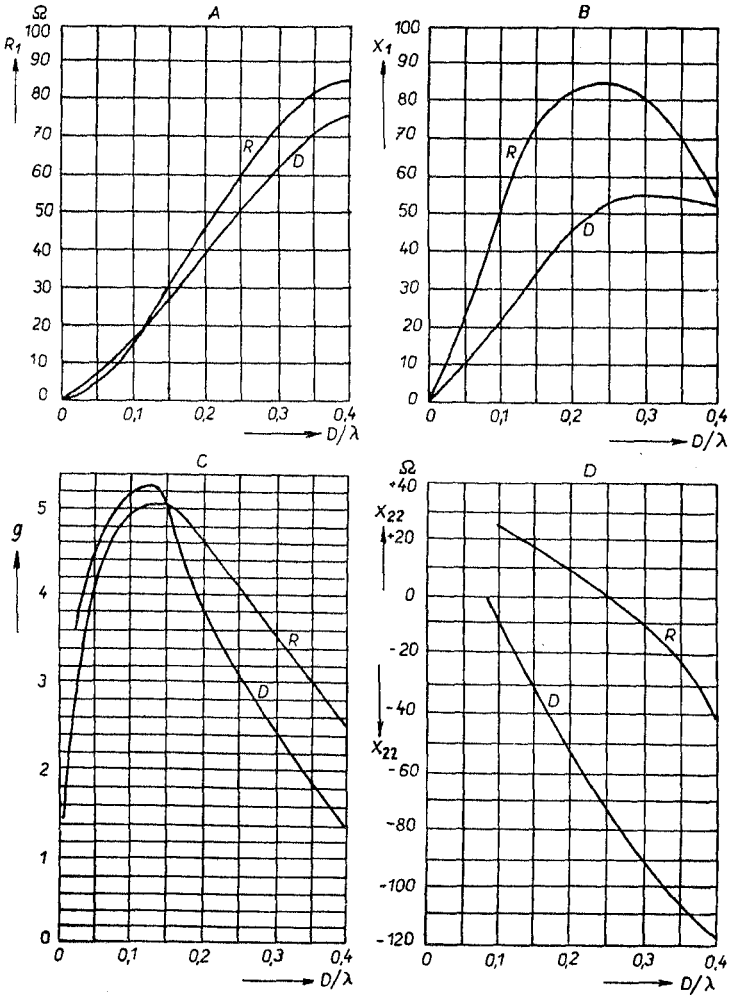
Nízky vyžarovací odpor pri odstupoch maximálne možného zisku je dôležitý z týchto troch dôvodov:

a) *Účinnosť anténového Yagi systému* pri nízkom vyžarovacom odpore klesá, lebo viac sa uplatňuje skinový odpor. Znižovaniu účinnosti možno zabrániť zmenšením hodnoty skinového odporu, t. j. tým, že sa ako vodiče elementov použijú rúrkové vodiče priemeru nad 25 mm, čím nastanú ideálne podmienky pre zisk a účinnosť. Tieto rúrkové vodiče sa robia zväčša z hliníkových zliatin, aby boli ľahké.

b) Ďalší dôsledok nízkeho VO je *pomerne vysoký prúd*, ktorý pri odstupoch pod 0,15λ je veľmi nepríjemný, pretože vzniknú straty na skinovom odpore teplom; ich obmedzenie je potrebné, a preto volíme hrubší priemer elementov. Pre pomerne silný prúd vznikajú aj značné prepätia na koncoch elementov v kmitniach napätia, čo by pri ukončení izolátormi viedlo k dielektrickým stratám. Preto na zamedzenie týchto strát je výhodnejšie používať samonosné konštrukcie rúrok bez akýchkoľvek izolátorov a montáž pasívnych elementov urobiť pripevnením v uzle napätia priamo ku kovovému nosnému rahnu.

Bližšie údaje o montáži Yagi antén nájde čitateľ v kap. o stavbe antén.

c) Nízky VO je príčinou *zúženia šírky pásma* pre 3 dB pokles, ak sa žiarič napája uprostred. To značí, že pri odstupoch 0,10 až 0,15λ treba

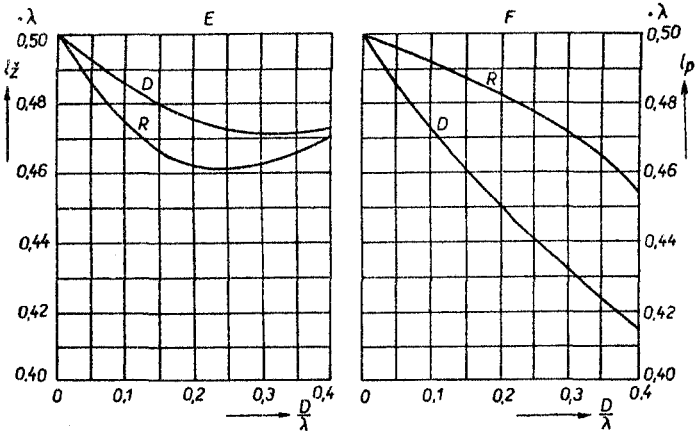


Obr. 16-8. Charakteristické veličiny 2-prvkovej Yagi antény pre maximálny zisk v závislosti od merného odstupu D/λ:

A — vyžarovací odpor žiariča, *B* — reaktančná zložka žiariča, *C* — optimálny zisk, *D* — ladenie pasívneho prvku na X_{22}

transformovať používaním skladaných dipólov alebo iného prispôsobovacieho prostriedku.

16.2.2 Reaktančná zložka X_1 vstupnej impedancie žiariča, vyvolaná naladením pasívneho prvku na najväčší zisk, je mierou nastavenia pre



Obr. 16-8
E — rezonančná dĺžka žiariča, *F* — dĺžka pasívnych prvkov

dĺžku žiariča. Táto zložka X_1 je na *obr. 16-8* ako funkcia mernej vzdialenosti D/λ pasívneho prvku od prvku aktívneho (od budeného žiariča) a je merateľná v kmitni prúdu, t. j. uprostred polvlnového žiariča. Aby sa mohlo napájať bez kompenzačných reaktívnych členov, treba žiarič skrátiť tak, aby reaktívna zložka vymizla. Žiarič sa skráti na rezonančnú dĺžku podľa už známych vzorcov

$$l_ž = \frac{\lambda}{2}(l - \Delta_ž), \quad \Delta_ž = \frac{27{,}08X_1}{42{,}54Z_0} = \frac{x}{Z_0}, \quad x = \frac{27{,}08X_1}{42{,}54}$$

Numerické vyhodnotenie skrátenia $\Delta_ž$ však predpokladá presne poznať vlnový odpor žiariča. Pre jeho výpočet pri $f = 28{,}1$ MH$_2$, $\lambda = 10{,}676$ m a hrúbke rúrky elementov $d = 2{,}5$ cm potrebná hodnota

$$M = \frac{\lambda/2}{d} = \frac{533{,}8}{2{,}5} = 213{,}52, \quad 2M \cong 427$$

dáva vlnový odpor

$$Z_0 = 120\,(\ln 2M - 1) = 120\,(\ln 427 - 1) =$$
$$= 120\,.\,5{,}05678 = 606{,}81\ \Omega$$

a teda asi 607 Ω. Keď teda poznáme vlnový odpor žiariča, môžeme vypočítať jeho rezonančnú dĺžku, ako je ďalej vyznačené pre 28-MHz pásmo. Pritom sa použije pasívny element ako reflektor, ako aj direktor; možno ju aj graficky znázorniť *(obr. 16-8E)*.

D/λ	R				D			
	X_1	x	Δ_z	$\frac{1}{2}(1-\Delta_z)$	X_1	x	Δ_z	$\frac{1}{2}(1-\Delta_z)$
0,10	49,54	31,536	0,05195	0,47402	20,70	13,177	0,02171	0,48614
0,20	73,13	46,553	0,07669	0,46165	45,71	29,098	0,04794	0,47603
0,30	70,15	44,655	0,07357	0,46321	55,71	34,827	0,05738	0,47131
0,40	55,33	35,221	0,05803	0,47098	52,51	33,426	0,05507	0,47246

Z grafického znázornenia vidieť, že dĺžka žiariča dvojelementovej Yagi antény pri nastavení na najväčší predný zisk 5,1 dB s odstupom $0{,}15\lambda$ je asi $0{,}466\lambda$, kým pri nastavení na direktorový optimálny zisk 5,3 dB s $0{,}125\lambda$ je $0{,}483\lambda$, a to, pravda, pre 10m pásmo. Pri činnosti pasívneho prvku ako direktora musí byť žiarič vždy trocha dlhší a opačne.

16.2.3 Optimálny zisk pri 2-elementovej Yagi anténe nenastáva pri samorezonančnom stave pasívneho prvku, ale vzniká vplyvom jeho rozladenia na isté hodnoty reaktancie X_{22}.

Na priebehu optimálneho zisku *(obr. 16-8C)* vidieť, že pri vyladení pasívneho prvku za reflektor nastáva maximálny zisk pri vzdialenosti 0.15λ a je asi 5,1 dB, kým pri vyladení za direktor nastane pri $0{,}125\lambda$ (zhruba $0{,}10\lambda$) a činí o niečo viac, t. j. 5,3 dB.

Maximum zisku na direktore má ostrý hrot, takže vzdialenosť treba presne nastaviť, ak sa má dosiahnuť spomínaný zisk.

Pri reflektore je maximum zisku ploché, takže vzdialenosť netreba tak starostlivo dodržať.

Podľa toho by sa mala dať prednosť direktoru so vzdialenosťou $0{,}125\lambda$, lebo dáva najväčší zisk, aký môžu dať dva elementy. V praxi sa však zväčša dáva prednosť reflektoru, lebo pri $0{,}15\lambda$ dosahuje asi 32 Ω vyžarovacieho odporu oproti 20 Ω pri optimálnej polohe direktora.

16.2.4 Naladenie pasívneho prvku podľa *obr. 16-8D* na reaktanciu X_{22} na získanie maximálneho zisku sa robí pomocou posuvných dutých prstencov, ktoré sú nasadené na konce pasívneho elementu.

Pri výpočte dĺžky treba brať do úvahy, že presne polvlnová dĺžka osamoteného elementu má vo voľnom priestore 42,545 Ω reaktancie. Menšie reaktancie patria k menšej než polvlnovej dĺžke, a naopak, väčšie reaktancie by patrili k elementu, ktorý by mal väčšiu než polvlnovú dĺžku.

Úbytok dĺžky Δ_p pasívneho elementu sa môže určiť z úmery

$$\Delta_p : \frac{27{,}08}{Z_0} = (X_{22} - 42{,}54) : 42{,}54$$

z ktorej vyplýva

$$\Delta_p = \frac{27{,}08(X_{22} - 42{,}54)}{42{,}54\, Z_0} = \frac{x}{Z_0}, \quad x = \frac{27{,}08(X_{22} - 42{,}54)}{42{,}54}$$

Výpočet dĺžky pasívneho prvku podľa rovnice

$$l_p = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_p) = \lambda \frac{1 - \Delta_p}{2}$$

sa môže vzťahovať na 28 MHz pásmo pri konštantách $M = 213{,}5$, $Z_0 = 607\ \Omega$ a priemere rúrok $d = 2{,}5$ cm, podľa nasledujúcej tabuľky

D/λ	R					D				
	X_{22}	$X_{22}-43$	x	Δ_p	l_p/λ	X_{22}	$X_{22}-43$	x	Δ_p	l/λ
0,10	+26	−17	10,82	0,0178	0,4911	−10	− 53	33,74	0,0556	0,4722
0,20	+10	−33	21,01	0,0346	0,4827	−52	− 95	60,47	0,0996	0,4502
0,30	−11	−54	34,38	0,0566	0,4717	−90	−133	84,66	0,1395	0,4302
0,40	−41	−84	53,47	0,0881	0,4559	−118	−161	102,49	0,1689	0,4155

a zobraziť dĺžku l_p tohto pasívneho elementu vo výrazoch λ *(obr. 16-8F)* ako funkciu rôznych merných vzdialeností D/λ na základe hodnôt X_{22} z tabuľky na str. 247.

Z porovnania dĺžok pasívneho elementu s dĺžkami žiariča vidieť, že reflektor je dlhší než žiarič, kým direktor zasa kratší. Takto je to aspoň vo zvyčajných vzdialenostiach do $0{,}30\lambda$. Napr. pri vzdialenosti $0{,}40\lambda$ dĺžka reflektora je už kratšia než dĺžka príslušného žiariča.

16.2.5 Predozadný pomer (stručne pomer P/Z) je dôležitým činiteľom pri ladení pasívneho prvku. Vyjadruje, akou mierou signál zoslabne v smere opačnom, než v ktorom sa dosiahne maximálny zisk. Väčšie P/Z teda zdôrazňuje väčšie zoslabenie vyžarovania na opačnej strane.

Najväčší pomer P/Z sa nedosahuje vyladením reflektora na maximálny zisk, ale pri väčšej reaktancii X_{22}, teda pri dlhšom reflektore. Na tabuľke na str. 247 sú vyznačené hrubé hodnoty vyladenia spomínaných reaktancií s uvedením približnej hodnoty najväčších P/Z pri jednotlivých merných vzdialenostiach D/λ. Vyladenia sú vždy samoindukčné a od vzdialenosti

0,25λ klesajú na znak toho, že pri tejto vzdialenosti reflektor má byť najdlhší.

Zabezpečiť vhodné vyladenie na dosiahnutie maximálneho P/Z ide, pravda, na konto predného zisku. Otázka je, ktorý pasívny prvok je vhodnejší na zvýšenie pomeru P/Z — direktor či reflektor.

Keď použijeme pasívny prvok za direktor na 0,10λ vzdialenosti od žiariča s vyladením direktora na $X_{22} = +26\ \Omega$, vzniká pomer $P/Z =$ $= 6{,}095$ dB, $g = 4{,}987$ dB, $g_z = -1{,}108$ dB. Tento pomer P/Z možno zvýšiť zhruba na 10 dB vyladením pasívneho prvku asi na $+40\ \Omega$, keď dosiahneme hodnoty $g = 4{,}084$ dB, $g_z = -5{,}182$ dB.

Pri polohe pasívneho prvku za reflektor vo vzdialenosti 0,30λ od žiariča s vyladením reflektora na $X_{22} = -11\ \Omega$ dosiahneme $P/Z = 4{,}328$ dB s $g_p = 3{,}820$ dB, $g_z = -0{,}508$ dB. Tento P/Z možno zvýšiť zhruba na 8 dB vyladením reflektora asi na $+50\ \Omega$.

Na týchto príkladoch vidieť, že väčší pomer P/Z možno dosiahnuť s pasívnym prvkom vyladeným za direktor. Keď si dáme prácu s vyhľadaním vzdialenosti pri direktore medzi 0,10 až 0,15λ, zistíme, že možno dosiahnuť pomer $P/Z = 18$ dB s predným ziskom asi 4,3 dB, a teda len o 1 dB menším, než je optimálne, vôbec dosiahnuteľné maximum.

Pri parazitnom anténovom systéme vzniká vždy malý zadný lalok aj po teoretickej stránke, na rozdiel od aktívneho reflektorového systému, kde teoretický vyžarovací diagram je kardioidou. No fyzikálne vlastnosti zeme aj pri aktívnom reflektorovom systéme vyvolávajú vyžarovanie dozadu, takže tu možno počítať s pomerom $P/Z = 26$ dB.

Reflektorový pasívny systém sa používa napriek tomu, že vzniká nevyhnutné nevýhodné zadné vyžarovanie, a to pre vyhovujúce smerové vlastnosti.

16.2.6 Smerové vlastnosti dvojprvkovej Yagi antény možno zistiť z Brownovej rovnice pre zisk oproti porovnávaciemu dipólu v jednotkách úrovne napätia U

$$g_{\Theta_U} = \sqrt{\frac{R_{11}}{R_1}\left[1 + M^2 - 2M\cos\left(\tau - \psi - 360\frac{D}{\lambda}\cos\Theta\right)\right]}$$

ako aj úrovne výkonu M podľa rovnice

$$g_{\Theta_N} = 10\log g_{\Theta_U}$$

alebo pri vyjadrení v dB zo vzťahu

$$g_{\Theta[dB]} = 20\log g_{\Theta_U}$$

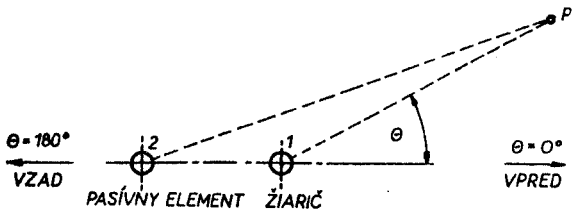
Výsledky výpočtu vyžarovacích diagramov pre 2-elementovú Yagi anténu, pri ktorej pasívny element je buď samorezonančný s $\psi = 0°$, alebo rozladený do samoindukčného prípadne kapacitného stavu s $\psi = \pm 45°$, a to pri odstupoch merných vzdialeností $0{,}10-0{,}20-0{,}30\lambda$

D/λ	0,10					
ψ	+45°		0°		−45°	
Θ	g_P	g_{dB}	g_P	g_{dB}	g_P	g_{dB}
0	2,2229	3,4692	1,5190	1,8157	0,2454	−6,1022
10	2,1981	3,4206	1,4658	1,6609	0,2503	−6,0156
20	2,1250	3,2737	1,3131	1,1831	0,2661	−5,7494
30	2,0071	3,0257	1,0814	0,3400	0,2951	−5,3000
40	1,8503	2,6724	0,8754	− 0,5780	0,3407	−4,6759
50	1,6629	2,2088	0,5160	− 2,8734	0,4065	−3,9089
60	1,4555	1,6302	0,2646	− 5,7738	0,4956	−3,0490
70	1,2399	0,9341	0,0940	−10,2685	0,6092	−2,1527
80	1,0287	0,1229	0,0332	−14,7866	0,7466	−1,2693
90	0,6996	−1,5517	0,1044	− 9,8121	0,9043	−0,4369
100	0,6627	−1,7868	0,3139	− 5,0310	1,0761	0,3189
110	0,5232	−2,8132	0,6387	− 1,9467	1,2547	0,9856
120	0,4169	−3,8001	1,1669	0,6704	1,4163	1,5116
130	0,3421	−4,6591	1,5108	1,7922	1,5963	2,0312
140	0,2943	−5,3128	1,9743	2,9542	1,7507	2,4323
150	0,2671	−5,7331	2,3919	3,7875	1,8623	2,7004
160	0,2538	−5,9544	2,7225	4,3497	1,9519	2,9047
170	0,2486	−6,0458	2,9342	4,6749	2,0063	3,0241
180	0,2473	−6,0684	3,0070	4,7814	2,3248	3,6639
D/λ	0,20					
0	2,0061	3,0237	2,8305	4,5189	0,9342	−0,2905
10	1,9927	2,9944	2,7807	4,4416	0,9108	−0,4050
20	1,9511	2,9029	2,6329	4,2044	0,8406	−0,7542
30	1,8785	2,7381	2,3949	3,7929	0,7350	−1,3374
40	1,7714	2,4832	2,0702	3,1602	0,6108	−2,1412
50	1,6281	2,1169	1,6879	2,2736	0,4907	−3,0918
60	1,4510	1,6167	1,2765	1,0604	0,4007	−3,9722
70	1,2493	0,9607	0,8758	−0,5759	0,3656	−4,3700
80	0,9337	−0,3981	0,5283	−2,7709	0,4043	−3,9332
90	0,8176	−0,8747	0,2745	−5,6144	0,5245	−2,8026
100	0,6252	−2,0404	0,1337	−8,7373	0,7206	−1,4231
110	0,4655	−3,3206	0,1155	−9,3737	0,9744	−0,0112
120	0,3478	−4,5865	0,2040	−6,9028	1,2591	1,0007
130	0,2717	−5,6593	0,3692	−4,3273	1,5455	1,8941
140	0,2310	−6,3629	0,5727	−2,4205	1,8100	2,5768
150	0,2159	−6,6566	0,7758	−1,1024	2 0292	3,0733
160	0,2152	−6,6718	0,9453	−0,2445	2,1920	3,4084
170	0,2191	−6,5938	1,0566	0,2392	2,2915	3,6012
180	0,2211	−6,5532	1,0953	0,3955	2,3249	3,6640

D/λ	0,40					
ψ	+45°		0°		−45°	
Θ	g_P	g_{dB}	g_P	g_{dB}	g_P	g_{dB}
0	0,9736	−0,1160	1,6005	2,0426	1,7236	2,3645
10	0,9976	−0,0106	1,6222	2,1012	1,7229	2,3628
20	1,0682	0,2865	1,6979	2,2992	1,7151	2,3430
30	1,1804	0,7203	1,7592	2,4532	1,6840	2,2634
40	1,3204	1,2073	1,8236	2,6092	1,6072	2,0607
50	1,4619	1,6492	1,8325	2,6305	1,4648	1,6578
60	1,5664	1,9491	1,7455	2,4193	1,2512	0,9733
70	1,5931	2,0226	1,5412	1,8785	0,9858	−0,0623
80	1,5149	1,8039	1,2336	0,9120	0,7051	−1,5177
90	1,3336	1,2504	0,8759	0,5752	0,4962	−3,0434
100	1,0840	0,3505	0,5440	−2,6442	0,3813	−4,1870
110	0,8209	−0,8538	0,3058	−5,1557	0,4093	−3,8792
120	0,5970	−2,2404	0,1938	−7,1273	0,5021	−2,9926
130	0,4436	−3,5303	0,2025	−6,9349	0,6779	−1,6884
140	0,3645	−4,3831	0,2934	−5,3258	0,8685	−0,6124
150	0,3424	−4,6545	0,4179	−3,7893	1,0364	0,1555
160	0,3514	−4,5418	0,5340	−2,7243	1,1612	0,6492
170	0,3674	−4,3491	0,6135	−2,1218	1,2359	0,9201
180	0,3745	−4,2657	0,6419	−1,9283	1,8606	1,0059

a to vložením rôznych uhlov Θ podľa situácie elementov na *obr. 16-9* pri konštantnom D/λ a konštantnom vyladení ψ, z čoho vyplývajú ďalšie konštanty a i M.

Treba vyšetriť podobu vyžarovacieho diagramu pre samorezonančný pasívny prvok s $\psi = 0$ a pre jeho samoindukčné i kapacitné vyladenie.



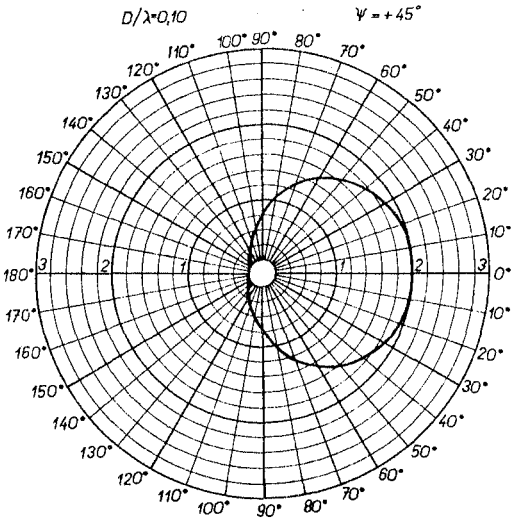
Obr. 16-9. Situačný náčrtok elementov dvojprvkovej Yagi antény a význam pojmu vpred s uhlom $\Theta = 0°$ a vzad pri $\Theta = 108°$

Výsledky výpočtu vyžarovacej charakteristiky pre samorezonanciu pri $\psi = 0$ a rozladenie $\psi = \pm 45°$ sú naznačené na *tab. 16-5*, kde ako konštantné vzdialenosti sa zvolili odstupy 0,10—0,20 —0,40λ; výsledky pri zisku sa zaznačili v jednotkách úrovne výkonu na *obr. 16-10* až *16-12*, pričom obrázku *16-10A*, *B*, *C* zodpovedá vzdialenosť 0,10λ, *obr. 16-11A*, *B*, *C* vzdialenosť 0,20 λ a napokon

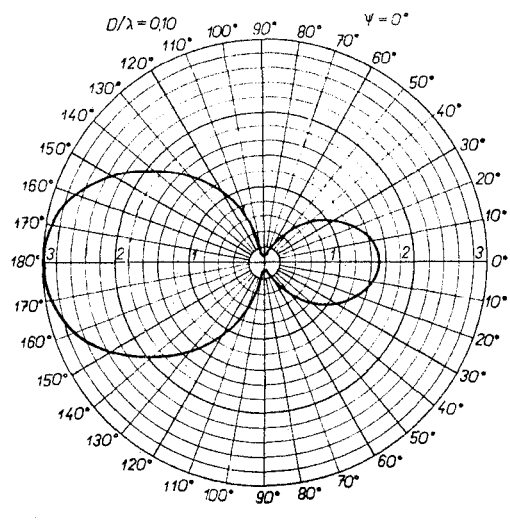
obr. 16-12A, B, C vzdialenosť 0,40λ. Ku každej mernej vzdialenosti sa vypočítali vyžarovacie diagramy a označili sa číslom *1* pre samoindukčné vyladenie na $\psi = +45°$, číslom *2* pre samorezonančný prípad $\psi = 0$ pasívneho prvku a číslom *3* pre kapacitné vyladenie s $\psi -45°$.

Vyladenie $\psi = \mp 45°$ sa zvolilo preto‘ lebo v dôsledku toho $\operatorname{tg} \psi = X_{22}/R_{22} = 1$ a reaktancia X_{22} má tú istú ohmickú hodnotu ako pri rezistancii R_{22} a vstupnej impedancii $a = \sqrt{2} \cdot R_{22}$ v dôsledku $X_{22} = R_{22} = 73{,}1296\ \Omega$.

Diagramy dávajú prehľad smerových vlastností dvojprvkovej Yagi antény, ktoré závisia od polohy pasívneho prvku a od jeho vyladenia. Zmenou niektorej z uvedených veličín možno získať najrozmanitejšie podoby vyžarovacej charakteristiky.



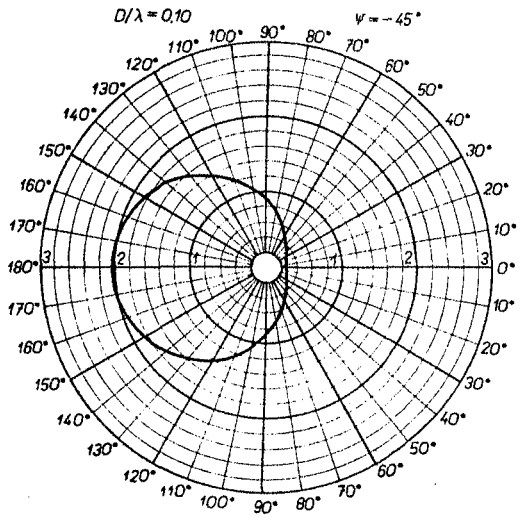
Obr. 16-10A. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ ($A - 0{,}10$, $B - 0{,}20$, $C - 0{,}40$) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)



Obr. 16-10B. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ ($A - 0{,}10$, $B - 0{,}20$, $C - 0{,}40$) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)

Pri samorezonancii, keď platia krivky označené číslom *2*, vznikajú tieto javy v závislosti od polohy elementov.

Pri umiestení pasívneho elementu do vzdialenosti 0,10λ *(obr. 16-10A)* pasívny element sa správa ako direktor, a preto pole vzťahuje na seba.



Obr. 16-10C. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ (A — 0,10, B — 0,20, C — 0,40) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*), s reaktívnym samoindukčným a kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)

Pri preložení pasívneho elementu do vzdialenosti 0,20λ *(obr. 16-11)* parazitný element sa správa ako reflektor, a preto odráža vyžiarené pole smerom na žiarič.

V polohe 0,40λ *(obr. 16-12)* parazitný element sa ešte správa ako reflektor, ale začína rozptyľovať energiu do bokov, takže predný zisk je oslabnutý.

Pri samoindukčnom vyladení na $\psi = +45°$, keď platia krivky označené číslom *1*, vznikajú zmeny v podobe vyžarovacieho diagramu.

Pri umiestení do vzdialenosti 0,10λ pasívny prvok s vyladením prekračuje hodnotu +26 Ω, ktorá patrí k maximálnemu prednému zisku po vyššiu samoindukčnú hodnotu +73 Ω, a preto parazitný element sa aj pri tejto direktorovej vzdialenosti správa ako reflektor, pravda, pri menšom prednom zisku. V dôsledku toho vyžarovací diagram sa zahrocuje dopredu *(obr. 16-10)*.

Ak sa parazitný element premiesti do vzdialenosti 0,20λ, potom pasívny element vzhľadom na svojou polohu a samoindukčné vyladenie nadobudne reflektorový charakter s predným ziskom o maximálnej hodnote, ktorá by sa dosiahla pri vyladení pasívneho prvku na +10 Ω. Preto reflektorový predný zisk je už menší. Diagram je zachytený na *obr. 16-11B*.

Vo vzdialenosti 0,40λ bude sa pasívny prvok po vyladení správať ako reflektor, ale začína rozptyl energie do bokov s väčším ziskom než v prednom smere *(obr. 16-12)*.

Pri kapacitnom vyladení na $\psi = -45°$, keď platia krivky označené

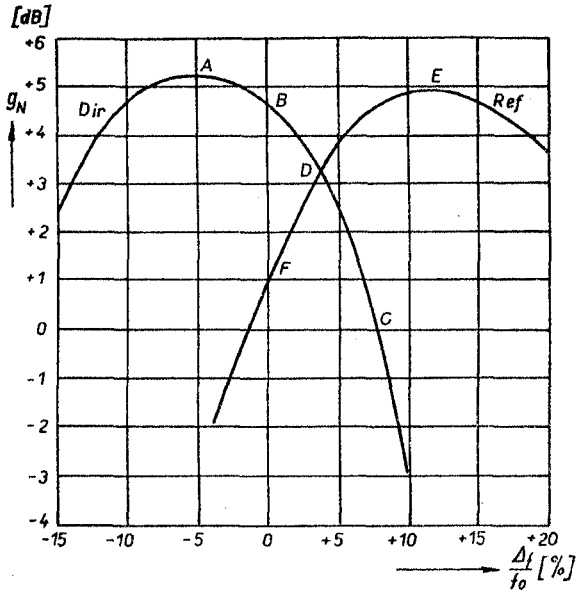
číslom *3*, utvorí sa podoba vyžarovacích diagramov nasledovným spôsobom:

Pri vzdialenosti $0{,}10\lambda$ sa pasívny prvok pre svoju polohu a kapacitné vyladenie správa ako direktor a utvorí sa vyžarovací diagram podľa *obr. 16-10.*

Ak sa pasívny prvok dá do polohy $0{,}20\lambda$, tu pre kapacitné vyladenie dostane direktorový charakter, nastane vyžarovanie dozadu a uplatní sa (diagram na *obr. 16-10B*) aj malý predný lalok, ktorý sa v prípade preloženia do vzdialenosti $0{,}40\lambda$ pretiahne viac dopredu v predný lalok a anténa dostane dvojsmerový charakter, lebo zadný lalok je dosť silný. Pasívny prvok sa teda stáva reflektorom napriek jeho kapacitnému vyladeniu.

Na týchto prípadoch vyžarovacích diagramov badať logickú súvislosť medzi polohou pasívneho prvku a jeho vyladením.

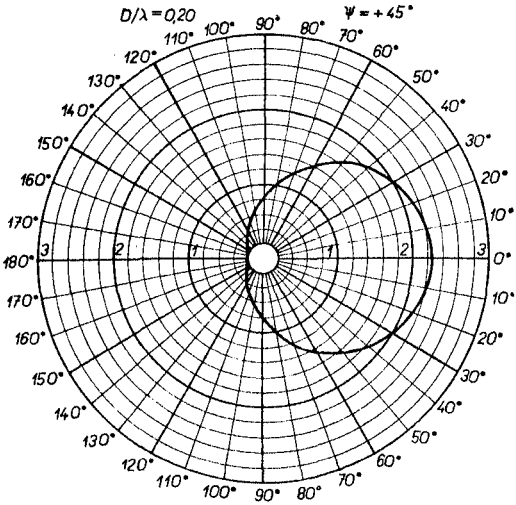
Prípady vyžarovacích diagramov pre maximálny predný zisk alebo pre maximálny P/Z pomer nie sú vypočítané.



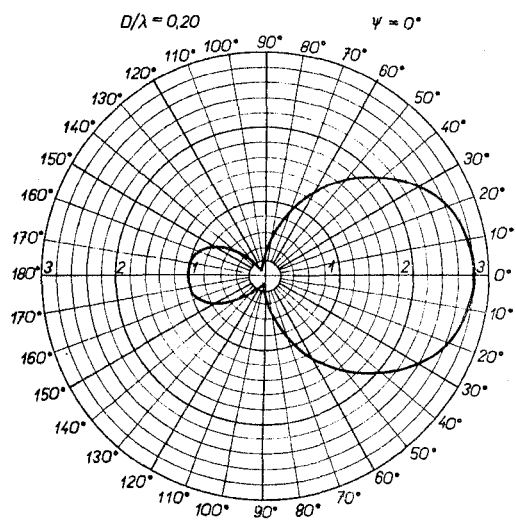
Obr. 16-11. Frekvenčná závislosť zisku výkonu 2-prvkovej Yagi antény od percentuálnej odchýlky budiacej frekvencie od rezonančného kmitočtu systému

Opísaním smerových vlastností sa končí teoretická časť o dvojprvkových Yagi anténach. Napokon treba ešte podotknúť, že celá teória platí len pre voľný priestor. Ale pokiaľ ide o rezistívnu zložku vstupnej impedancie žiariča R_1, ako aj predný a zadný zisk, tu treba podotknúť, že platia aj pre fyzikálne systémy, ak sa vyzdvihnú do výšky $\frac{\lambda}{2}$ alebo λ nad vodivú zem. Vypočítané vyžarovacie diagramy platia však len pre voľný priestor.

Z vyžarovacích diagramov Yagi antén platných pre voľný priestor možno vyvodiť teoretický tvar VHD alebo VVD, keď sa údaje zisku



Obr. 16-11A. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ (A — 0,10, B — 0,20, C — 0,40) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)



týchto antén vynásobia príslušným tvarovým činiteľom horizontálneho polvlnového dipólu. Po tomto úkone možno pozorovať, že pri vyžarovacom diagrame Yagi systému nenastáva zmena v zasmerení lalokov v porovnaní s vyžarovacím diagramom horizontálneho dipólu, ale len v intenzite lalokov. Lalok bližší k drôtu je ziskom systému, pretiahnutý lalok a ďalšie laloky sa postupne zoslabujú. Platí to pre VHD aj pre VVD.

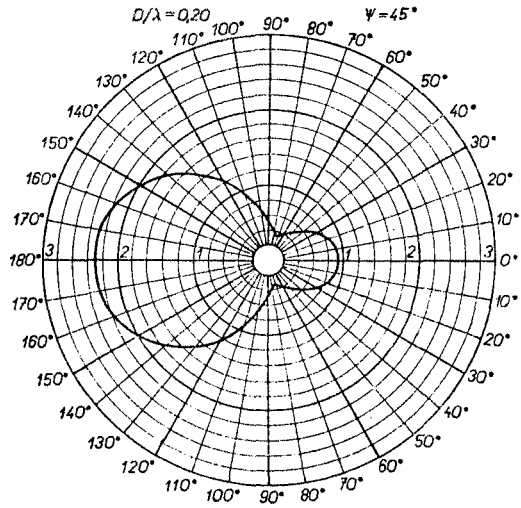
16.2.7 Vyžarovací vertikálny diagram VVD sa utvára podľa už známych smerníc; pre DX prácu je smerodajný len pre prvý lalok, a to pre pretiahnutosť diagramu ziskom systému, pretože ostatné laloky sa postupne zoslabujú tak, že neprichádzajú do úvahy. Pod vplyvom pretiahnutého prvého laloka VVD tejto antény sa utvorí akoby priame vedenie, ktoré

Obr. 16-11B. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ (A — 0,10, B — 0,20, C — 0,40) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)

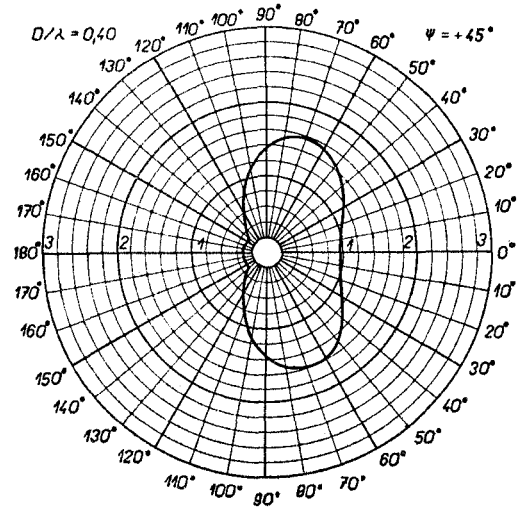
spája vysielač s prijímačom. Vyžaduje to, pravda, vytvorenie prijímacej antény s podobným VHD, aby na seba nadväzovali. Pre tento úkaz vytvorenia akéhosi vlnovodu, ktorý spája vysielač s prijímačom, sú Yagi antény skutočnými Beamovými anténami. Takýto vlnovod má aj tú výhodu, že prijímané signály sú stabilné, netrilkujúce, lebo sa prijíma len jediný signál.

Yagi antény vo výškach $h/\lambda = 0{,}5$ až 1,0 preukazujú jednokanálovosť pod hlavným vyžarovacím uhlom $30° \div 19{,}5°$ a neodporúča sa ich postaviť do výšky $\lambda/4$, lebo anténa by vyžarovala vertikálnym smerom. Preto sa odporúča stavať Yagi antény len do výšky nad $\lambda/2$.

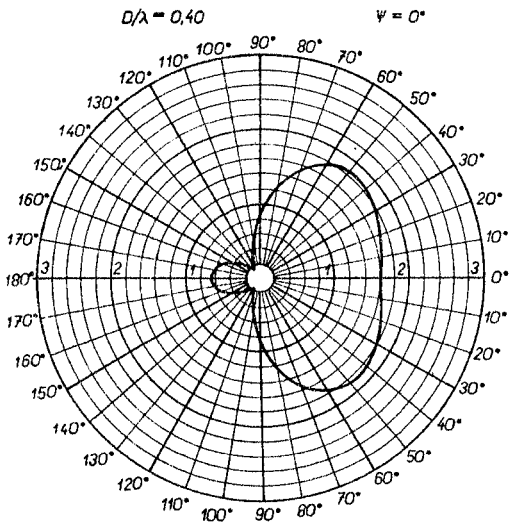
Treba ešte poukázať na istú odlišnosť v zákonitosti utvárania malých lalokov vo VVD po vyladení na maximálny zisk a na maximálny pomer



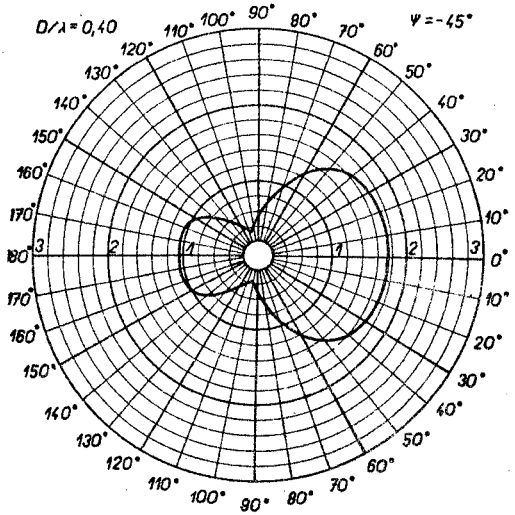
Obr. 16-11C. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ (A — 0,10, B — 0,20, C — 0,40) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)



Obr. 16-12A. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ (A — 0,10, B — — 0,20, C — 0,40) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)



Obr. 16-12B. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ (A — 0,10, B — 0,20, C — 0,40) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)



Obr. 16-12C. Smerové diagramy 2-prvkovej Yagi antény pre rôzne dané merné vzdialenosti D/λ (A — 0,10, B — — 0,20, C — 0,40) pri samorezonancii pasívneho elementu (krivka *2*) a s reaktívnym samoindukčným i kapacitným vyladením na $\psi = \pm 45°$ (krivky *1* a *3*)

P/Z. Zdalo by sa, že odlišnosť je len v rôznosti zisku dopredu a dozadu.

Je celkom namieste, keď *po vyladení na maximálny predný zisk* nastáva vplyvom nižšieho P/Z dosť silné vyžarovanie dozadu, popri intenzívnejšom vyžarovaní dopredu. Intenzita prvého laloka VVD vzrastie, pričom nastane aj podružná zmena intenzity ostatných lalokov.

Je logické, *že pri naladení na maximálny pomer* P/Z sa zníži intenzita prvého laloka a takmer celkom vymizne intenzita posledného laloka. V počte, zasmerení a intenzite ostatných lalokov vznikajú odchýlky oproti zasmereniu lalokov na VVD dipóle, čo možno vysvetliť značným rozladením systému.

No jeden znak zostáva vo VVD pri oboch spôsoboch ladenia spoločný, t. j. *zmenšovanie intenzity lalokov*, počínajúc od prvého, ktorý sa utvára

pod trocha nižším uhlom, pri odchýlke asi 2÷3° od dipólu v rovnakej výške.

Rozladením Yagi antény na maximálny pomer P/Z teda možno po veľkej námahe trocha zlepšiť vyžarovací uhol signálu oproti stavu vyladenia na maximálny zisk.

16.2.8 Vyžarovací horizontálny diagram VHD pri Yagi anténach je osmičkového tvaru. Vo všeobecnosti možno tvrdiť, že väčšou výškou antény sa dosahuje pretiahnutejší lalok, ktorý sa preto zužuje, kým šírka uhla pre 3 dB pokles je zasa menšia. Zadný lalok osmičky je, pravda, nepatrný.

Tento údaj sa zistil na 3-elementovej Yagi anténe. Podľa merania pri zdvihnutí antény do merných výšok $h/\lambda = 0{,}50-0{,}75-1{,}00-1{,}25-1{,}50$ sa v merných dielcoch namerali intenzity 1—1,4—1,3—1,45—1,50 a nastali zúženia na 3 dB pokles v tomto poradí: 58—54—52—52—50°. Zaujímavé je, že pri výške λ poklesne intenzita na 1,3 a súčasne sa zúži šírka pásma na 52° a že pri zvýšení výšky na 1,25λ hlavný vyžarovací lalok dosahuje intenzitu 1,45, pričom sa nemení šírka pásma. Podobné pomery sú aj na 2-prvkovej Yagi anténe s tým rozdielom, že šírka pásma je 69°.

Pri ladení na maximálny zisk dopredu sa pri výškach 0,75λ a 1,25λ objavujú mimoriadne silné zadné laloky o pomere $P/Z = 2{,}4/1$, t. j. 7,6 dB, zatiaľ čo pri párnych štvrťvlnách vo výškach 0,50—1,00—1,50λ má tento pomer len malú hodnotu 19/3, 23/6, 23/8, t. j. 16,0—11,6—9,9 dB.

Z toho dôvodu sa neodporúča Yagi systém stavať do výšok 0,75λ a 1,25λ, ale len na 0,50λ, prípadne 1,00λ alebo 1,50λ, a to preto, aby pri ladení na maximálny zisk dopredu boli zadné laloky slabšie.

Uvedené okolnosti a význam VHD a VVD pri Yagi systéme treba poznať ešte pred praktickou stavbou tejto antény.

Yagi anténa je veľmi obľúbený typ jednopásmového Beamu; je vítaná aj pre príjem, lebo posluch bližších staníc s dopadom vĺn pod vyšším uhlom je pre vlastnosť VVD znemožnený. VHD má tú výhodnú vlastnosť, že má zúženú šírku pásma na 3 dB, v dôsledku čoho každý rušiaci signál, ktorého smer je odchýlený o polovičný uhol šírky, zmenší sa na 70,7 % napätia, ktoré by sa na anténe indukovalo v hlavnom smere žiarenia. Tento polovičný uhol šírky pásma pri 2-elementovom Yagi systéme je 34°, kým pri 3-elementovom Yagi systéme 26°.

Používaním úzkopásmových Beam antén sa teda amatér zbaví rušenia signálmi, ktoré prichádzajú pod strmým vertikálnym uhlom z ionosféry aj z bočných staníc. Keď je takáto samonosná Beam anténa otáčavá na protistanicu, môže sa signál vyloviť z najhoršieho rušenia a pri pomerne veľkom zisku antény sa zaručuje dobrá úroveň vstupného signálu do prijímača, čím sa aj pomer signál/šum zlepší.

Amatérske príslovie „Len tú stanicu môžem uloviť, ktorú počujem" je v základe pravdivé, len počuteľnosť sa líši. Niekto sa usiluje dosiahnuť

citlivý prijímač, iný amatér montuje dobrú smerovú anténu. Prvá cesta je drahšia, druhá lacnejšia, ale skôr dovedie k úspechu. Vstupný signál od Beam antény je pri príjme taký silný, že aj pri horšom prijímači je silnejší príjem so slabším šumom a bez rušenia. Najväčší úspech, pravda, sa docieli použitím kvalitného komunikačného prijímača pripojeného na vhodnú Beamovu anténu.

Pri Beam anténach je ukazovateľom akosti zisk, predozadný pomer P/Z a predobočný pomer s označením P/B. Z toho hľadiska vyhovujú napr. Yagi antény, ktoré pri 2 prvkoch môžu poskytovať zisk asi 5,3 dB, pomer $P/Z = 12$ až 18 a pomer $P/B = 30$ dB, kým pri 3-elementovej anténe je zisk 8 dB, pomer $P/Z = 20$ až 25 a pomer $P/B = 35$ dB.

Pred opisom stavby Yagi antény treba sa zaoberať frekvenčnými vlastnosťami parazitných Beam antén, ktoré majú vplyv na dimenzovanie elementov.

16.2.9 Frekvenčná citlivosť parazitných antén je dôležitá pre voľbu dĺžky parazitného elementu. No treba bližšie osvetliť, ako súvisí dĺžka s frekvenčnou citlivosťou.

V každej takejto anténe napájaný žiarič i parazitný prvok sú frekvenčne závislé, čo sa ostatne prejaví na vstupnej impedancii napájaného elementu. O veľkosti jej rezistívnej a jalovej zložky rozhoduje odstup elementov a vyladenie pasívneho prvku. Dĺžku žiariča možno upraviť tak, že pri akomkoľvek vyladení tohto prvku zmizne reaktívna zložka vstupnej impedancie a prejavuje sa len reálna zložka, ak sa systém vybudí rezonančnou frekvenciou.

Pri odchýlke od rezonančnej frekvencie zmení sa pri vstupu napájača do žiariča rezistívna zložka a súčasne sa pri vstupnej impedancii objaví aj reaktívna zložka. Pri prevádzke na jednom kmitočte by tieto zmeny nenastali, lebo rezonančný kmitočet Beam systému sa má rovnať frekvencii nosnej vlny.

V amatérskej prevádzke sa však s Beam anténou pracuje po celom amatérskom pásme, a preto máme záujem stanoviť frekvenčný rozsah, v ktorom možno používať parazitnú Beam anténu.

Na posúdenie tohto frekvenčného rozsahu je najlepšie frekvenčnú charakteristiku sňať skusmo. Pri meraní treba vychádzať z rezonančnej frekvencie parazitného elementu. Umiestime vedľa seba dva polvlnové členy a pred započatím merania vyhľadajme rezonančnú frekvenciu jedného z nich. Pomocou rezonančnej frekvencie určíme odstup direktora $0{,}125\lambda$ aj odstup reflektora $0{,}150\lambda$. Podľa nich premiestime pasívny prvok a urobíme 2 série meraní zadného a predného zisku. Pomocou poľa samotného dipólu a dipólu s parazitným prvkom sa zostrojí graf zisku výkonu v závislosti od $\pm \frac{\Delta f}{f} . 100$, t. j. od percentuálnej odchýlky od rezonančnej frekvencie pasívneho prvku *(obr. 16-11)*.

Graf na *obr. 16-11* ukazuje, že maximálny zadný direktorový zisk je 5,3 dB vo vhodnej direktorovej vzdialenosti 0,125 λ a maximálny predný reflektorový zisk 4,9 dB tak isto pri reflektorovej vzdialenosti 0,150λ. Direktorový zisk nastane pri 5% znížení frekvencie, kým reflektorový zisk zasa pri 13% prírastku frekvencie.

Frekvenčný 5% úbytok oproti rezonančnej frekvencii pasívneho prvku zodpovedá rovnakému elektrickému skráteniu direktora oproti pôvodnej polvlnovej dĺžke a 13% frekvenčný prírastok zodpovedá rovnakému elektrickému predĺženiu dĺžky reflektora. Údaje o skrátení direktora a predĺžení reflektora sú len informatívne, nakoľko závisia najmä od výšky systému nad zemou a trocha aj od hrúbky elementov. Na krivkách vidieť, že v oboch prípadoch zisk začína rýchle klesať, keď sa frekvencia vybudenia priblíži rezonančnej frekvencii parazitného elementu (body *B* a *F* na *obr. 16-11*).

Sklon oboch kriviek je mierny pri miernej odchýlke od rezonančnej frekvencie parazitného elementu. Ale ak sa budiaca frekvencia približuje rezonančnej frekvencii pasívneho elementu, sklon kriviek sa stáva strmším, kým zisk klesá. Z toho vyplýva poučenie, že pre pohyblivú prácu na amatérskych pásmach sa rezonančné pasívne prvky nehodia, lebo tvar ziskových kriviek je veľmi citlivý aj na malé frekvenčné zmeny.

Ako teda dosiahnuť, aby parazitný element nebol rezonančný pri vyhľadávaní partnera pre spojenie v určitom amatérskom pásme? Treba postupovať podľa nasledovných pravidiel o samorezonancii pasívnych prvkov:

Direktor smie byť rezonančný len mimo výšfrekvečného okraja pásma.

Reflektor smie byť rezonančný mimo nížfrekvenčného okraja pásma.

Presná rezonančná frekvencia pasívnych prvkov teda závisí aj od šírky jednotlivých amatérskych pásiem, a preto rezonanciu žiariča treba dať do prostriedku amatérskeho pásma, aby na jeho okrajoch bol ešte vyhovujúci pomer stojatých vĺn, nižší ako prípustná hodnota 2.

Iná vlastnosť parazitných Beam antén je frekvenčná závislosť.

16.2.10 Frekvenčná závislosť pomeru stojatých vĺn je charakteristická pre každú anténu, keď sa prevádzkový kmitočet odchýli od rezonančnej frekvencie antény. Pri rezonancii antény s budiacou frekvenciou je PSV daný podielom

$$r_s = Z_f/R_1 \text{ alebo } R_1/Z_f$$

tak, aby v čitateli bol výraz s väčšou ohmickou hodnotou. Tu R_1 je vstupná rezistancia antény a Z_f vlnový odpor napájača.

Hodnota podielu by mohla len pri rezonančnom kmitočte antény optimálne dosiahnuť jednotku, a to pri priamom prispôsobení, keď $Z_f = R_1$, alebo pri prispôsobení pomocou transformačného pomeru n na $Z_f = nR_1$, keď pri malom R_1 je priame prispôsobenie neuskutočniteľné. Prispôso-

bovacími prostriedkami možno pri rezonančnej frekvencii antény dosiahnuť PSV o hodnote 1. Závisí to len od technickej vyspelosti amatéra, či toto dokonalé prispôsobenie vie zvládnuť pri rezonančnom kmitočte anténového systému.

Keď sa pri prevádzke vybočí z rezonančnej frekvencie na jednu alebo druhú stranu, prispôsobenie sa zhorší.

Príčinou toho je, že pri mimorezonančnej frekvencii nie je už vstupný odpor antény čisto rezistívny, takže napájač je uzavretý komplexným odporom vstupnej impedancie Z_1. Tým sa aj pomer PSV stáva komplexným číslom, je vždy väčší než jednotka a rastie s väčšou odchýlkou.

Zavedením prispôsobovacích členov sa vec len komplikuje, lebo každý takýto člen je frekvenčne citlivý a zhoršuje PSV.

Z praktického hľadiska treba teda nájsť rezonančný kmitočet parazitného anténového systému, kým zmenou transformačného pomeru zasa najdokonalejšie prispôsobenie. Takto sa zabezpečia optimálne hodnoty PSV po celom pásme. Polohu rezonančného kmitočtu v strede pásma treba voliť tak, aby hodnota PSV na okrajoch neprekročila 2, príp. 1,75. Frekvenčná šírka použiteľnosti Beam antény s okrajovými bodmi predpísanej PSV hodnoty stúpa s väčšou rezistanciou vstupného odporu a s väčšou hrúbkou elementov, pričom dôležitú úlohu tu má aj frekvenčná vlastnosť prispôsobovacieho člena.

Pretože väčšiu rezistanciu vyvoláva pri žiariči vyladenie pasívneho prvku na samoindukčný chod, je jasné, že PSV sa bude zmenšovať a šírka pásma stúpať so zväčšujúcim sa samoindukčným vyladením. Z tohto dôvodu pri vyladení na maximálny pomer P/Z bude šírka pásma väčšia než pri vyladení na maximálny zisk.

Príklad

Pri rozladení direktora 2-elementovej Yagi antény o 5,49 % oproti dĺžke žiariča pri vzdialenosti elementov 0,125 λ na maximálny zisk 5,3 dB, získa šírka pásma len 3,5 % z rezonančného kmitočtu systému pre malý vyžarovací odpor (asi 20 Ω). Ak sa odstup elementov nepatrne zvýši (na 0,135λ), dostaví sa vyžarovací odpor 22 Ω, ktorý rozšíri šírku pásma na 6,3 %, už aj v dôsledku rozladenia direktora o 7,31 % oproti dĺžke žiariča. Toto rozšírenie pásma ide na úkor zisku, ktorý sa zníži na 4,8 dB. Uvedené údaje sa získali na 2-elementovej Yagi anténe s prispôsobovaním Omega členom, a preto sú len informatívne.

Z toho vidieť, že aj potrebná šírka pásma môže vplývať na výber dĺžky pasívnych elementov a hlavne na ich hrúbku.

Pri otáčavých parazitných Beam anténach treba pre úplnosť spomenúť vplyv blízkosti kovových objektov, ktoré pri natočení Yagi antény v ich smere môžu zapríčiniť, že sa nameria neprípustne vysoká hodnota PSV, zatiaľ čo v iných smeroch je PSV vyhovujúci. V podstate ide o odraz

vlny od rozľahlých kovových predmetov, ktoré sa dostanú na anténu späť a odtiaľ prenikajú k vysielaču. Vplyv týchto predmetov je veľký pri ich dĺžke $n\frac{\lambda}{2}$ a vzdialenosti $\frac{\lambda}{4}$, $1\frac{\lambda}{4}$ alebo $2\frac{\lambda}{4}$ atď., a to najmä vtedy, keď ich vzdialenosť od antény je menšia než asi 30 m. Môžu to byť oceľovo-betónové bloky alebo z tehál postavené činžiaky, ktoré obsahujú dlhšie kovové predmety, ako vodovodné, plynovodné a kanalizačné potrubie a rôzne drôtové vedenia, železničné koľajnice, primárne elektrovodné vedenia so železnými stožiarmi, telefónne vedenia a iné podobné predmety, pokiaľ sa tiahnu vo vzdialenosti 500 m.

Predmety dielektrického zloženia, ako stromy, blízke kopcovité vyvýšeniny a bloky obytných budov z tehál menej vplývajú na PSV, ak sú bližšie než asi na 30 m, a keď sú ďalej než na 100 m, nebadať zhoršenie PSV.

Anténa natočená v smere týchto predmetov môže byť zmenená zvýšením ináč vyhovujúceho PSV až na 2 : 1, čo znamená, že anténa vyžaruje napr. namiesto pôvodnej vf energie 100 W len asi 72 W, kým 28 W sa odráža späť a šíri sa po napájači smerom na vysielač.

To si musí uvedomiť každý amatér, keď meria PSV na napájači k anténe, lebo tento jav môže zhoršiť prispôsobenie aj sebalepšie prispôsobenej antény, keďže vlny sa dostanú po odraze k anténe späť k vysielaču, kde indukciou sa vyvolajú prúdy proti smeru prúdu napájacieho.

16.2.11 Návrh 2-členných parazitných Yagi antén. Ide vlastne o navrhnutie dĺžkových dimenzií žiariča a pasívneho člena, ako aj o ich vzájomnú vzdialenosť v zlomkoch vlnovej dĺžky.

Tieto dĺžky a vzdialenosti prvkov sa určujú pre najväčší zisk alebo ako kompromis medzi ziskom a šírkou pásma. Po dimenzovaní a nastavení na vypočítané rozmery sa hotová Beam anténa umiesti do výšky $\frac{\lambda}{2}$ alebo λ nad zemou (podľa žiadaného vyžarovacieho uhla).

Postavením Beam antény vlastná práca sa ešte len začína, lebo anténa sa musí experimentálne nastaviť na maximálny zisk či na maximálny pomer P/Z.

Pri každej zmene výšky treba celý proces opakovať, lebo v každom prípade treba doladiť všetky elementy. Väčšou výškou Beam antény možno dosiahnuť väčší pomer P/Z, ktorý je zasa väčší, keď sa použije prídavný člen ako direktor.

Návrhové údaje pri 2-elementovej parazitnej Beamovej anténe sa vzťahujú na žiarič, prídavný prvok a ich vzájomnú vzdialenosť, od ktorej závisí vyladenie prídavného prvku.

Pri výbere prídavného prvku, resp. vzdialenosti sa pre väčší pomer P/Z a menší priečny priestor volí obyčajne direktor.

Direktorový odstup $0{,}125\lambda$ sa volí vzhľadom na maximálne dosiahnutý

zisk 5,3 dB, keď v súhlase s teóriou treba direktor skrátiť o 5,49 % oproti polvlnovej dĺžke žiariča.

Táto polvlnová dĺžka žiariča sa určuje ako pri dipóle z rovnice

$$l_ž = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_ž), \quad \text{kde} \quad \Delta_ž = \frac{27{,}08 X_1}{42{,}54 Z_0}$$

čiže predpokladá sa znalosť reaktančnej zložky X_1 vstupnej impedancie a vlnového odporu Z_0 polvlnového žiariča hodnoty

$$Z_0 = 120\,(\ln 2M - 1)$$

za predpokladu, že sa použijú tyče hrúbky 37 mm a pásmo 20 m, hodnota $M = \frac{\lambda/2}{d} = \frac{10\,000}{37} = 270$ určuje tento vlnový odpor na $Z_0 = 120\,(\ln 540 - 1) = 120(5{,}59842 - 1) = 551{,}8 \doteq 552\ \Omega$, ktorým pri známej hodnote X_1 (vo výške $\frac{\lambda}{2}$ antény $X_1 = 30{,}2\ \Omega$) možno vypočítať skrátenie žiariča

$$\Delta_ž = \frac{27{,}08 X_1}{42{,}54 Z_0} = \frac{27{,}08 \,.\, 30{,}2}{42{,}54 \,.\, 552} = 0{,}0348 = 3{,}48\ \%$$

čiže dĺžka žiariča bude

$$l_ž = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_ž) = \frac{150}{f}(1 - \Delta_ž) = \frac{150}{f}(1 - 0{,}0348) =$$

$$= \frac{150}{f}\,0{,}9652 = \frac{144{,}78}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

Teraz už možno vypočítať aj dĺžku pasívneho prvku, a to pomocou skrátenia oproti žiariču, ktoré je 5,49 %. Takto výsledný skracovací činiteľ direktora nadobudne hodnotu

$$\Delta_d = 0{,}0348 + 0{,}0549 = 0{,}0897$$

ktorou sa určí jeho dĺžka na

$$l_d = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_d) = \frac{150}{f}(1 - 0{,}0897) = \frac{150}{f} \,.\, 0{,}9103 = \frac{136{,}55}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

Vzdialenosť 0,125 λ direktora od žiariča sa určí z rovnice

$$D = 0{,}125\lambda = 0{,}125\,\frac{300}{f} = \frac{37{,}50}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

Patrí k najväčšiemu zisku direktora, pri ktorom možno pomocou hrubých elementov získať šírku 3,5 %, a to z frekvencie stredu pásma, no nie je vhodná napr. na zaokrytie 10m pásma, ktorého šírka je asi 7 %.

Odstup direktora od žiariča na $0{,}135\lambda$ sa volí pri zmenšenom zisku 4,8 dB z hľadiska väčšej širokopásmovosti tak, aby zaokryl aj to najširšie amatérske krátkovlnné pásmo, t. j. 10*m* pásmo.

Rozšírenie sa umožní pre zvýšený vyžarovací odpor a v dôsledku väčšieho rozladenia o −7,31 % v porovnaní s dĺžkou žiariča. V polvlnovej výške Beamu sa pri tomto odstupe elementov prejaví reaktančná zložka $X_1 = 37{,}3\ \Omega$ pri vstupnej impedancii, čo pri nezmenených konštantách $M = 270$, $Z_0 = 552\ \Omega$ vyvoláva skrátenie žiariča

$$\Delta_ž = \frac{27{,}08 X_1}{42{,}54 Z_0} = \frac{27{,}08 \,.\, 37{,}3}{42{,}54 \,.\, 552} = 0{,}0430$$

Jeho dĺžku určuje vzorec

$$l_ž = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_ž) = \frac{150}{f}(1 - 0{,}0430) = \frac{150}{f}\,0{,}9570 = \frac{143{,}55}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

Dĺžka direktora je v porovnaní s polvlnovým žiaričom skrátená o 7,31 %, takže pre skrátenie direktora platí $\Delta_d = 0{,}0430 + 0{,}0731 = 0{,}1161$. Toto výsledné skrátenie oproti polvlnovej dĺžke určuje direktorovú dĺžku na

$$l_d = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_d) = \frac{150}{f}(1 - 0{,}1161) = \frac{150}{f}\,0{,}8839 = \frac{132{,}58}{f_{\mathrm{MHz}}}$$

Zvolená vzdialenosť $0{,}135\lambda$ vyjadrená vzťahom

$$D = 0{,}135\lambda = 0{,}135\,\frac{300}{f} = \frac{40{,}50}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

je dobrým kompromisom medzi slušným ziskom 4,8 dB a šírkou pásma, ktorá vzrastie na 6,3 %. Šírkou pásma takéhoto Beamu je zaokryté aj 10m pásmo.

Zaujímavé je, že pomer reaktančných zložiek vstupnej impedancie $\frac{37{,}3}{30{,}2} = 1{,}24$ v polvlnovej výške Beamu nad zemou pri vzdialenostiach $\left\langle \begin{matrix} 0{,}135 \\ 0{,}125 \end{matrix} \right.$ sa rovná pomeru týchto zložiek voľný priestor. Po odčítaní hodnôt X_1 pre voľný priestor z grafu na *obr. 16-8B* nachádza sa prekvapivo dobrá zhoda $\frac{32}{26} = 1{,}23$ k príslušným odstupom.

Aby sme získali prehľad o návrhových údajoch pre predladenie Beamov oboch 2-prvkových typov, pozrieme si uvedenú tabuľku, kde I označuje úzkopásmovú prácu a II širokopásmovú prevádzku.

Typ		I	II
Frekvenčný rozsah		3,5 %	6,3 %
Zisk v dB		5,3	4,8
Pomer P/Z		12	12
Vyžarovací odpor		20 Ω	22 Ω
Odstup D		$0{,}125\lambda = \frac{37{,}50}{f_{[MHz]}}$	$0{,}135\lambda = \frac{40{,}50}{f_{[MHz]}}$
Dĺžka žiariča l_z		$= \frac{144{,}78}{f_{[MHz]}}$	$= \frac{143{,}55}{f_{[MHz]}}$
Dĺžka direktora l_d		$= \frac{136{,}55}{f_{[MHz]}}$	$= \frac{132{,}58}{f_{[MHz]}}$
Šírka pásma na použitie		[kHz]	[kHz]
[m]	[kHz]		
40	100	250	450
20	350	480	890
15	450	800	1320
10	1700	1000	1850

Typ I s odstupom $0{,}125\lambda$ je určený pre úzkopásmovú prácu s veľkým ziskom pre výlučne CW alebo FONE prevádzku. Rezonančnú frekvenciu Beamu tu treba zvoliť do stredu dotyčnej oblasti, takže na okrajoch týchto oblastí je PSV o lepšej hodnote než 1,2 : 1. Pre výber rezonančných frekvencií f_0 pre A1 alebo A3 prevádzku beamu typu I si treba všimnúť okrajové frekvencie oblastí A1 a A3, ako je vyznačené v tejto tabuľke

Pásmo [m]	A1 oblasť [kHz]	A3 oblasť [kHz]	f_0 A1	f_0 A3
20	14 000—14 100	14 100—14 350	14 050	14 200
15	21 000—21 250	21 250—21 450	21 120	21 300
10	28 000—28 200	28 200—29 700	28 100	28 900

Po zvolení f_0 A1 alebo f_0 A3 sa potom vypočítajú rozmery typu I, ako je vyznačené v tabuľke I vľavo, kým v tabuľke vpravo sú vypočítané hodnoty pre typ II:

I.

Pásmo	f_0 A1	f_0 A3	l_z	l_d	D
40	7 025	7 075	20,609 20 464	19,437 19,331	5,338 5,300
20	14 050	14 200	10,305 10,196	9,719 9,616	2,669 2,641
15	21 120	21 300	6,855 6,797	6,465 6,411	1,776 1,761
10	28 100	28 900	5,152 5,010	4,859 4,725	1,334 1,298

II.

Pásmo	f_0	l_z	l_d	D
40	7 050	20,361	18,805	5,745
20	14 170	10,130	9,356	2,858
15	21 200	6,771	6,254	1,910
10	28 900	4,967	4,587	1,410

Typ II je určený na zaokrytie celého rozsahu amatérskych pásiem pri PSV hodnoty 1,75 : 1 na okraji každého pásma. Je vhodný pre amatéra, ktorý pri vysielaní často strieda prevádzku A1 s prevádzkou A3 a po prechode na príjem mieni používať len jednu anténu.

V oboch tabuľkách sa nachádzajú aj údaje pre 40m pásmo, lebo 2-elementová Yagi anténa je, pokiaľ ide o rozmery, ešte uskutočniteľná, no treba ju umiestiť do výšky aspoň 21 m, aby vyžarovací uhol signálu bol asi 30°.

Pre elementy sa odporúčajú tieto minimálne priemery rúrok pre jednotlivé pásma:

40 m ... 56 mm
20 m ... 37 mm
15 m ... 30 mm
10 m ... 25 mm

Popri elektrickom hľadisku ide tu predovšetkým o mechanickú pevnosť. Uvedené PSV pre hodnoty na krajoch pásiem a oblastí sa týkajú Beamov typu I a II, vyhotovených z týchto rúrok.

Zmena dimenzií. Priemery elementov ovplyňujú polohu rezonančnej frekvencie, ako aj šírku pásma. Tenšie elementy vyžadujú malé predĺženie a dávajú menšiu šírku pásma. Naproti tomu hrubšie elementy potrebujú skrátenie a súčasne rozšírenie pásma. Posun rezonančnej frekvencie Beamu na 10m pásme môže byť až 100 kHz, keď sa zmenia priemery v pomere 1 : 2. Priemer elementov na 15 a 20m pásme má už menší vplyv na posun frekvencie a môže sa prakticky zanedbať.

Aj výška systému nad zemou ovplyvňuje polohu rezonančnej frekvencie Beamu. Vyvýšením antény sa rezonančný kmitočet posunuje k výšfrekvenčnému koncu pásma, kým jej znížením zasa k nížfrekvenčnému koncu. Do výšky $\frac{\lambda}{2}$ sa zmenou o 5 m môže vyvolať až 100 kHz zmeny na 10m pásme, ktoré klesnú na 25 kHz, ak sa táto zmena urobí vo výške λ.

16.2.12 Dvojprvková Yagi anténa sa vždy ladí v prevádzkovej polohe, a to podľa umiestenia buď na streche, alebo z rebríka, ak je anténa vyzdvihnutá do výšky a leží na železnej rúre.

Nastavuje sa podľa indikácie merača poľa, ktorý má byť vo vzdialenosti asi 100λ na streche susedov pri hlasitom dorozumievaní, alebo vo vzdialenosti do 2 km, keď na dorozumenie treba použiť spojidlo UKV. Pravda, pri indikátore poľa musia byť pomocníci na odčítanie a oznamovanie výchyliek.

Pri nastavovaní elementov sa vychádza z istej direktorovej (0,08 až 0,12λ) alebo reflektorovej (0,13 až 0,25λ) vzdialenosti, ktorá sa počas merania nemení.

Vyladuje sa mechanicky vysunovaním alebo vsunovaním teleskopických koncov elementov.

Pri ladení na maximálny zisk treba zachovať v podstate tento postup:

Vyladovacie práce treba začať na žiariči, pri ktorom sa činiteľ skrátenia ohodnotí povedzme na 6 %. Direktor musí byť o 4 % kratší, kým reflektor o 6 % dlhší než žiarič. Na stanovenie dĺžok prvého nastavenia elementov platia teda vzorce *(obr. 16-13)*:

$$l_ž = 0{,}94\,\frac{\lambda}{2}\,; \quad l_d = 0{,}90\,\frac{\lambda}{2}\,; \quad l_r = 1{,}00\,\frac{\lambda}{2}$$

Pred napájaním antény treba zhruba bez merania PSV pripojiť prispôsobovací člen, aby sa získala hladká linka, a len potom zaviesť výkon do antény a postarať sa aj o jeho indikáciu. Na túto indikáciu stačí malá žiarovka, ktorá sa paralelne (bočníkove) dvoma koncami pripojí na miesta kmitne prúdu žiariča.

Po týchto prípravných prácach treba hneď začať s ladením pasívneho prvku a informatívne si všímať priebeh funkcie reaktancie pasívneho člena X_{22} v závislosti od merného odstupu D/λ podľa *obr. 16-8D.*

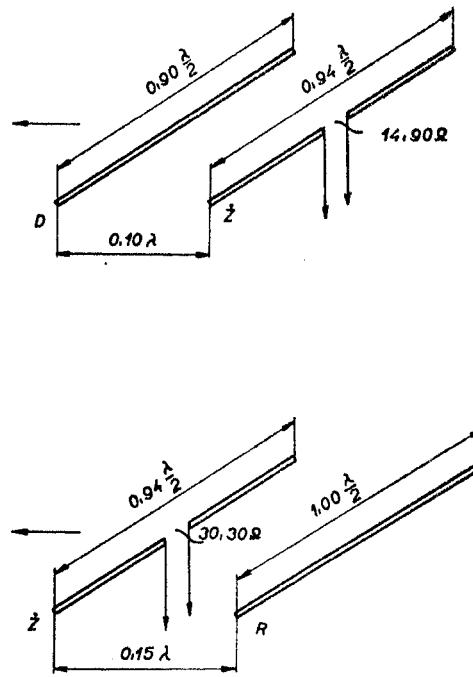
Ak ide o direktorový odstup (0,08 až 0,12λ), potom maximálny zisk dozadu sa môže dosiahnuť, ak má direktor kapacitný charakter ($X_{22} = 0$ až $-20\ \Omega$), t. j. *so zväčšujúcim sa odstupom sa dĺžka direktora čoraz viac skracuje* v porovnaní s rezonančnou dĺžkou, ktorá nastáva pri odstupe 0,085λ.

Ak ide o reflektorový odstup (0,13 až 0,25λ), potom maximálny zisk dopredu sa môže prejaviť len vtedy, keď reflektor má samoindukčný chod ($X_{22} = +20$ až $0\ \Omega$), t. j. so zväčšujúcim sa odstupom sa dĺžka reflektora čoraz viac skracuje a približuje sa k rezonančnej dĺžke, ktorú dosiahne pri odstupe 0,25λ.

Vhodné vyladenie poznáme podľa maximálnej výchylky merača poľa, lebo maximálny zisk sprevádza najsilnejšie pole. Pri nastavení dĺžky pasívneho prvku na maximálny zisk dopredu alebo dozadu možno pomocou odčítania poľa E_d od dipólu a anténového systému E_s zistiť zisk ako pomer

$$g_{[dB]} = 20 \log \frac{E_s}{E_d}$$

a keď nie sme so ziskom spokojní, môžeme voliť iný odstup a opakovať meranie.



Obr. 16-13. Začiatočné dispozície rozmerov pre nastavenie maximálneho zisku dvojprvkovej Yagi antény pri uvažovaní pasívneho prvku za reflektor či direktor

Každá zmena vyladenia pasívneho prvku postihuje žiarič zmenou vstupnej impedancie, takže po každej zmene treba vykompenzovať reaktívnu zložku vstupnej impedancie tým, že sa dĺžka žiariča mení tak dlho, kým nezostane len rezistívna zložka, v dôsledku čoho žiarovka svieti maximálne pri nastavení správnej dĺžky žiariča.

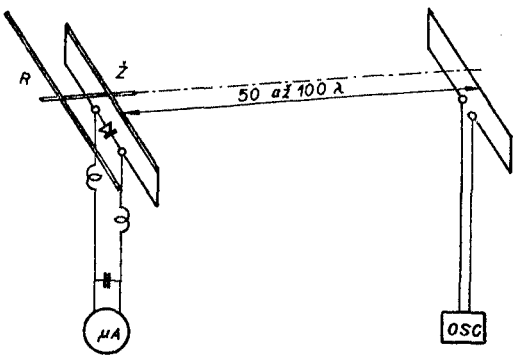
Posledným bodom postupu je dosiahnutie prispôsobenia medzi vlnovým o lporom napájacej linky a transformovanou vstupnou rezistanciou. Možno ho uskutočniť len rezonančnou frekvenciou Beamu, preto ju treba odčítať napr. pomocou grid dip oscilátora, alebo určiť môstkom na základe ním zisteného impedančného minima, ak prechádzame pri jeho budení rezonančnou frekvenciou beamu.

Keď sa táto rezonančná frekvencia nenájde v prostriedku pásma, treba dĺžku žiariča zmeniť a celý postup s nastavovaním opakovať. Po pripojení prispôsobovacieho člena medzi napájač a žiarič anténového systému možno reflektometrom pri rezonančnej frekvencii Beamu odmerať PSV a odmeranú hodnotu zmenami týchto členov znížiť na PSV aspoň 1,2 : 1. Keď sa to urobí, je istota, že na krajných frekvenciách pásma sa nevybočí z hodnoty PSV 1,75 : 1, ak sa dobre zvolia priemery elementov.

Pri ladení na maximálny P/Z pomer sa postupuje rovnako, lenže treba urobiť dve odčítania na merači poľa pre pootočenie antény do polohy vpred a vzad na 180° a pridržať sa tohto vyladenia pasívneho prvku, ktoré dáva maximálny pomer.

Toto vyladenie pasívneho prvku sa vyznačuje samoindukčným správaním čiže väčšou dĺžkou v porovnaní s dĺžkou vyladenia na maximálny zisk dopredu.

Pri tomto spôsobe indikácie poľa vysielacej antény pomerne vzdialeným meračom poľa je nepríjemné, že hovoríme o výchylkách merača a pri zmenách vyladenia pasívneho prvku tento merač nemáme pred sebou. Táto nevýhoda odpadá, keď sa vysielacia anténa nastavuje ako prijímacia Yagi anténa. Na vybudenie cudzieho poľa je potrebný malý prenosný vysielač o výkone do 10 W, ktorý pracuje pri podobnom systéme alebo dipóle o rovnakej výške ako nastavovaná Yagi anténa.



Obr. 16-14. Indikácia maximálneho zisku na nastavovanej Yagi anténe ako prijímacej systém

Podľa výkonu tohto malého prenosného vysielača treba voliť citlivosť indikačného miliampérmetra, ktorý je pripojený krátkym vedením na svorky germániovej diódy, zaradenej do žiariča podľa *obr. 16-14.* Ladí sa nastavovaním dĺžky pasívneho prvku na maximálnu výchylku mili-

ampérmetra, pričom sa výchylka ešte zväčší vyhľadaním správnej dĺžky žiariča v dôsledku minimálneho odporu, keďže reaktívna zložka vstupnej impedancie žiariča sa kompenzuje.

Pri nastavovaní dĺžky pasívneho prvku budú prúdové pomery citlivejšie na dĺžkové zmeny direktora než reflektora, čo, ako vieme, závisí len od merného odstupu.

Opísaný spôsob ladenia elementov sa zakladá na zasunovaní a vyťahovaní zasunovateľných koncov elementov, je teda mechanický.

Ladiť sa dá aj elektricky, keď sa do lineárneho kmitacieho okruhu elementov zaradí cievka s kondenzátorom.

16.2.13 Elektricky ladené Yagi antény. Pri elektricky ladených Yagi anténach možno ku skrátenému žiariču pridať predlžovaciu cievku, aby sa dosiahla rezonancia s budiacim kmitočtom Beamu.

K reflektorovému elementu potom treba zaradiť trocha väčšiu cievku, kým k direktorovému elementu zasa menšiu cievku, aby prevládlo buď samoindukčné, alebo kapacitné vyladenie (podľa potreby reflektora alebo direktora).

Postavenie systému s predlžovacou cievkou je odôvodnené vtedy, keď niet priestoru na otáčanie Beamu, lebo dĺžka elementov je asi 2/3 aj menej. Pravda, zisk pri používaní predlžovacích cievok je menší, lebo pole cievky nenapomáha žiarenie.

Systémy podobného vyhotovenia sú vhodné pre 20 a 40m pásmo, pri ktorých sa elektricky ladí:

vyhľadávaním potrebného počtu závitov predlžovacej cievky žiariča i pasívneho prvku pri odlišnom účele odbočovania.

Pri žiariči sa vyhľadáva odbočka na nastavenie rezonancie predlžovacej cievky a pri pasívnom elemente treba získať samoindukčný chod reflektora a kapacitný chod direktora v závislosti od odstupu elementov.

Keď sa do kmitní prúdu elementov vloží predlžovacia cievka o väčšom počte závitov, ako je potrebné na získanie ich samorezonancie, získa sa možnosť *elektricky vyladiť do rezonancie* s budiacim kmitočtom pri žiariči, kým pri pasívnom prvku zasa získať mimorezonančný stav, ktorý je kladný pre reflektor a záporný pre direktor.

Približné číselné riešenie je možné, lebo vieme vypočítať (podľa str. 121) hodnotu predlžovacej cievky, pričom sa môžeme oprieť o teoretické hodnoty vypočítanej reaktancie X_{22}, ktorej priebeh je znázornený na *obr. 16-8D.*

Príklad

Treba určiť predlžovaciu cievku pre tyče dlhé 3,048 m a o polomere 6,35 mm elementov 2-prvkovej Yagi antény s odstupom reflektora 0,14 λ pre prácu na 14MHz pásme pri rezonančnej frekvencii beamu 14,2 MHz $\lambda = 21{,}127$ m.

Vlnový odpor tyčí o dĺžke $h = 3{,}048$ a polomere $\varrho = 6{,}35$ mm pri budení frekvenciou $f = 14{,}2$ MHz, $\lambda = 21{,}127$ bude podľa rovnice na str. 121.

$$Z_0 = 60\left[\ln\frac{h}{\varrho} + \frac{1}{2}\ln\frac{\lambda}{2h} - 1\right] = 60\left[\ln\frac{3048}{6{,}35} + \frac{1}{2}\ln\frac{21{,}127}{2\,.\,3{,}048} - 1\right] =$$

$$= 60\left[\ln 479{,}693 + \frac{1}{2}\ln 3{,}46571 - 1\right] = 60\left[6{,}17315 + \frac{1}{2}\,1{,}24292 - 1\right] =$$

$$= 60\,[6{,}17315 + 0{,}62146 - 1] = 60\,.\,5{,}79461 = 347{,}68\ \Omega$$

a hodnota samoindukcie predlžovacej cievky pre dosiahnutie štvrťvlnovej rezonancie bude

$$L_0 = \frac{1}{2\pi}\,\frac{Z_0}{f_{[\mathrm{MHz}]}}\,\mathrm{cotg}\,360\,\frac{h}{\lambda}\,\frac{1}{2\pi}\,\frac{347{,}68}{14{,}2}\,\mathrm{cotg}\,360\,\frac{3{,}048}{21{,}127} = 3{,}89683\,.\,\mathrm{cotg}$$

$$51{,}9373 = 3{,}89683\,.\,\mathrm{cotg}\,51°56'14{,}28'' = 3{,}89683\,.\,0{,}78305 =$$

$$= 3{,}051 \cong 3{,}0\ \mu\mathrm{H}.$$

Keď sa chceme naladiť do rezonancie s kapacitou 80 pF, musíme k obom cievkam ešte pridať samoindukčnosť o hodnote

$$L = \frac{25\,330}{C_{[\mathrm{pF}]} f^2_{[\mathrm{MHz}]}} = \frac{25\,330}{80\,.\,14{,}2^2} = 1{,}57 \sim 1{,}6\ \mu\mathrm{H}$$

čiže jedna cievka bude mať samoindukčnosť $3{,}0 + 0{,}8 = 3{,}8\ \mu$H.

Počet závitov cievok N o samoindukčnosti 3,8 μH pri priemere 8,9 cm a dĺžke $b = 12{,}1$ cm sa určí Hazeltinovým vzorcom

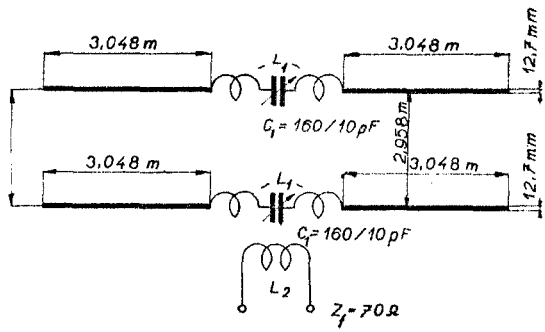
$$N = \sqrt{\frac{L_{[\mu\mathrm{H}]}(9r + 10b)}{0{,}3937\,.\,r^2}} = \sqrt{\frac{3{,}8(9\,.\,4{,}45 + 10\,.\,12{,}1)}{0{,}3937\,.\,4{,}45^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{3{,}8(40{,}05 + 121)}{0{,}3937\,.\,19{,}8025}} = \sqrt{\frac{3{,}8\,.\,161{,}05}{0{,}3937\,.\,19{,}8025}} = \sqrt{78{,}495} = 8{,}86 \sim 8\ \text{závitov}.$$

Treba teda vyhotoviť 4 takéto samonosné cievky z medeného drôtu priemeru 3 mm, keďže každý element v kmitni prúdu má 2 takéto cievky, medzi ktoré sa zaradí otočný kondenzátor o kapacite asi 160 pF.

Pre vyladenie žiariča na dosiahnutie rezonancie treba kondenzátor nastaviť na hodnotu okolo 80 pF a pre ladenie reflektora je zasa smerodajný stav kladnej reaktancie $X_{22} = +j\,19\,\Omega$, odčítaný zo zobrazenia priebehu funkcie $X_{22} = f(D/\lambda)$ na *obr. 16-8D* pre odstup $0{,}14\lambda$, ktorý sa dosiahne pri kapacite nad 80 pF.

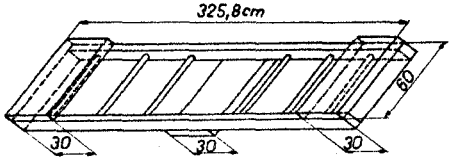
Reflektor je správne nastavený v takej polohe kondenzátora, keď vzniká maximálne silné pole vpred, ktorého zisk v porovnaní s dipólom je, pravda, menší než pri plnodimenzovanej Yagi anténe.



Obr. 16-15. Elektricky ladená 2-prvková Yagi anténa na 14 MHz pásmo:
L_1: 3,8 μH — 8z na ⌀ 8,9 cm z drôtu 3 mm Cu v dĺžke 12,1 cm,
L_2: 0,4 μH — 2z na ⌀ 8,9 cm z drôtu 3 mm Cu v dĺžke 4 cm na pripojenie 70 Ω koaxiálu

Odstup elementov vyjadruje vzťah $D = 0{,}14\lambda = 0{,}14 \,.\, 21{,}127 = 2{,}958$ m, ako vidieť na *obr. 16-15.*

Nastaviť takýto elektricky ladený Beam je veľmi jednoduché. Postup je rovnaký, ako je naznačené na str. 268—270, no namiesto teleskopického nastavenia dĺžky manipuluje sa len s kondenzátormi. Najprv sa rozpojí reflektor, aby len žiarič vytváral elektromagnetické pole a odmeria sa výchylka merača poľa, keď žiarič samotný je v rezonancii. To sa pozná z maximálneho svitu žiarovky absorpčného okruhu, ktorý sa voľne spriahne s niektorou z cievok. Potom sa pripnú cievky na reflektor a kondenzátorom sa otáča na maximálnu výchylku merača poľa u susedov a súčasne sa opraví vyladenie žiariča na maximálny svit absorpčnej žiarovky.

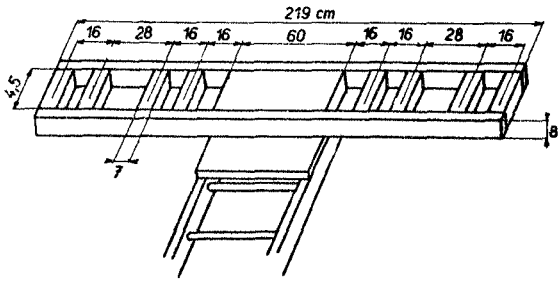


Obr. 16-16. Rebríkovitá otáčavá konštrukcia z drevených latiek pre elektricky naladenú 2-prvkovú Yagi anténu s rozmermi pre 14 MHz pásmo

Nastavovať sa môže aj opačne; túto metódu sme už opísali.

Ako príklad praktickej konštrukcie nech slúži náčrtok na *obr. 16-16*, kde 14MHz Beam je inštalovaný na drevenom podklade vo forme rebríka. (Na koniec rebríkovitej konštrukcie je umiestený suport z latiek pre elementy, ako vidieť na *obr. 16-17.*) Latky sú od seba oddialené kolíkmi

rozmerov 7×4,5×8 cm, na ktoré sa po celej dĺžke latiek 2,190 m upevní 8 stojančekovitých izolátorov. Na tieto izolátory pre elementy sa namontuje ďalší rad 4 izolátorov na poschodie, ktoré sa použijú na uchytenie elementov. Každý z tohto horného radu je namontovaný pomocou pertinaxovej platničky na 2 priľahlé spodné izolátory.

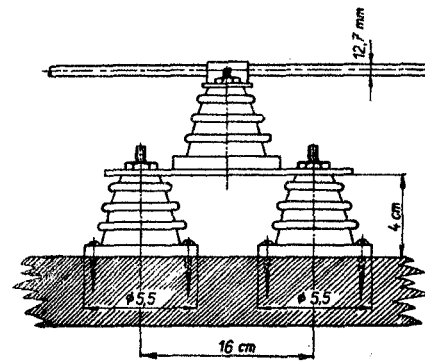


Obr. 16-17. Nosná konštrukcia z drevených latiek pre elementy elektricky ladenej 2-prvkovej Yagi antény na 14 MHz pásme

Takto sa umožnilo pomocou plechových objímok každú tyč o dĺžke 3,048 m pripevniť na 2 vyvýšené izolátory podľa *obr. 16-18*, a tak získať možnosť cievky pripevniť samonosne. Keďže medzi cievky príde otočný kondenzátor, treba dať do prostriedka na podkladnú dosku 30×30 cm ešte 2 izolátory na jeho pripevnenie a prepojiť na cievky.

Pomocou opísaného usporiadania sa podarilo potlačiť váhu konštrukcie na púhych 16,3 kg. Na otáčanie takejto elektricky laditeľnej Yagi antény sa použije menší elektromotor o príkone asi 150 W so slimákovým prevodom na výsledný počet otáčok 1,5 za min.

Novšie sa upúšťa od rebríkovitých drevených konštrukcií a prechádza sa na celokovovú inštaláciu Yagi antén, pričom sa nepoužije nijaký izolačný materiál.



Obr. 16-18. Pripevnenie elementov na izolátory zaradené nad sebou pri 2-prvkovej elektricky ladenej Yagi anténe pre 14 MHz pásmo

16.3 Systémy s dvoma pasívnymi prvkami

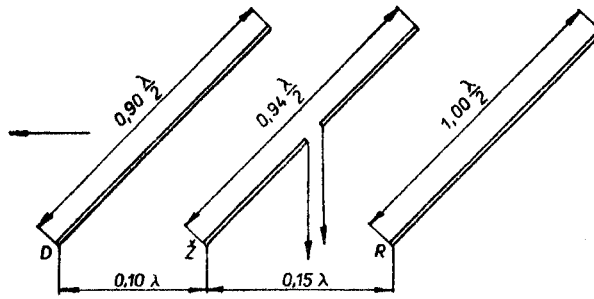
Pri týchto systémoch sa môžu využiť teoretické poznatky odvodené pre jeden pasívny prvok, keďže optimálne odstupy zostávajú nezmenené.

16.3.1 Teoretické poznatky

Odstup sa volí tak, aby sa do-

siahol maximálny zisk alebo aby sa rozšírila frekvenčná priepustnosť na pokles 3 dB.

Pri 3-elementovom Beame maximálny zisk bude asi 9 dB, keď sa direktor položí na jednu stranu žiariča do vzdialenosti 0,10λ a reflektor na druhú stranu do optimálnej vzdialenosti 0,15λ podľa *obr. 16-19*, pričom všetky 3 elementy majú ležať v jednej rovine.



Obr. 16-19. Začiatočné dispozície rozmerov pre nastavenie maximálneho zisku 3-prvkovej Yagi antény

Uvedené vzdialenosti medzi pasívnymi prvkami na maximálny zisk sa používajú len pri stabilne stavaných Beamoch v teréne pre pomerne úzke frekvenčné pásma. Pre amatérsku prevádzku sa dnes takmer výlučne používajú otáčavé čiže Rotary Beamy so symetrickým odstupom elementov radu 0,12 až 0,25λ, ktoré dávajú šírku Beamu 0,24 až 0,50λ pri zisku od 8,2 do 7,8 dB. Voľba odstupu pre amatérsku prevádzku v pásme sa zasa zakladá na kompromise medzi ziskom a šírkou pásma.

Amatéri používali donedávna šírku 0,4 až 0,5λ pri Beamoch na 21 a 28 MHz pásmo, aby získali väčšie hodnoty vyžarovacieho odporu a z toho vyplývajúcu výhodu prekrývateľnosti amatérskych pásiem a ľahšieho prispôsobenia napájaciemu vedeniu.

Podľa zvoleného odstupu je treba voliť aj vyladenie pasívnych prvkov na nastavenie patričného maximálneho zisku alebo maximálneho pomeru P/Z, ktoré ovplyvňujú aj hodnotu vyžarovacieho odporu.

Vyžarovací odpor pri 3-elementovej Yagi anténe je výsledkom odstupu medzi elementami a ich naladením čiže dĺžkami prvkov.

Zmeny v dĺžke direktora od 0,48λ do 0,42λ vyvolajú vzrast vyžarovacieho odporu od 10 do 60 Ω. Podobné zmeny nastávajú, ak reflektorovú dĺžku meníme od 1,00 do 0,32λ. Súčasne sa prejavia aj zmeny v hodnote zisku, ktorý slabo klesá, a to aj v šírke pásma, ktoré sa rozširuje so zmenšujúcou sa dĺžkou pasívnych elementov.

Vo všeobecnosti vyžarovací odpor pri 3-elementových Yagi anténach sa pohybuje od 18 do 25 Ω pri šírke od 0,25 do 0,50λ so ziskom 8,3 až 7,8 dB.

Predozadný pomer je komplexná záležitosť, pretože závisí od vertikálneho uhla signálu. Pri prijímacích Beamoch môže byť pomer P/Z skreslený, lebo signál sa môže dostať k anténe po odraze od niektorého objektu.

Z tohto dôvodu niekedy z čelného smeru nameriame až 60 dB, kým pri nepatrnej odchýlke od čelného smeru môžeme namerať len 10 dB. Prax nás však učí, že pre ten istý vertikálny uhol príchodu signálu pri 3-elementovej Yagi anténe možno počítať s P/Z pomerom o hodnote 15 až 25 dB.

Keďže vertikálny vyžarovací uhol systému sa mení s výškou antény, je jasné, že aj pomer P/Z sa mení podobne. Dosiaľ nie je vypracovaná metóda, ako zistiť anténovú výšku pre optimálny pomer P/Z, lebo výsledky merania vždy ovplyvňuje blízkosť objektov.

Šírka pásma parazitnej 3-elementovej Yagi antény je vo všeobecnosti užšia než pri 2-elementovom systéme s tým istým odstupom. Zúženie pásma sa prejavuje najmä pri optimálnych vzdialenostiach na maximálny zisk, ktoré sa však pre amatérsku prevádzku len zriedka používajú.

Pre amatérsku prácu sa žiada, aby:

a) bola vhodne zvolená vzdialenosť medzi elementami, a to v rozmedzí 0,14 až 0,25λ, pričom väčšia vzdialenosť sa volí pre širšie amatérske pásmo;

b) rezonančná frekvencia celého Beamu pri napájaní žiariča padla do prostriedka amatérskeho pásma;

c) parazitný reflektor bol rezonančný mimo nížfrekvenčného konca a direktor zasa mimo výšfrekvenčného konca pásma;

d) prispôsobovanie na napájači bolo urobené s kmitočtom o hodnote rezonančnej frekvencie beamu.

Zachovaním uvedených podmienok sa dosiahne prípustná hodnota PSV na okrajoch pásma, ktorú limituje prispôsobovacie zariadenie väzby Beamu na napájaciu linku.

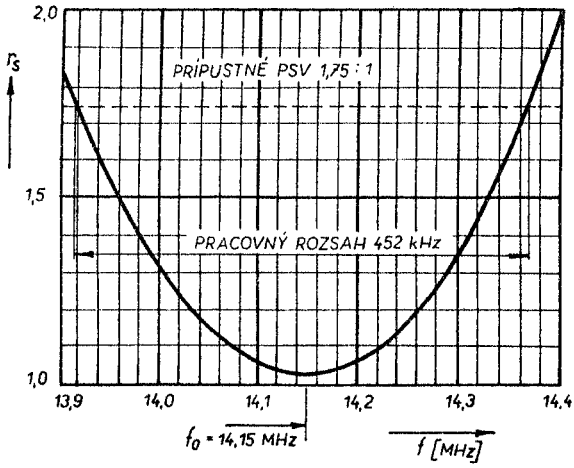
Správne prispôsobenie sa má urobiť na rezonančnej frekvencii Beamu, ako vidieť na najmenšej hodnote PSV na *obr. 16-20*, ktorý patrí k 3-elementovému Beamu strednej šírky. Na tomto obrázku je vyznačený aj pracovný rozsah, definovaný prípustnými hranicami PSV na napájacej linke.

16.3.2 Vyžarovací horizontálny diagram typickej 3-elementovej Yagi antény má podobný tvar ako dvojelementový systém. Uhol otvorenia je asi 58° a zužuje sa v hlavnom smere žiarenia na predný zisk asi 8,3 dB oproti dipólu, pričom zadný lalok je redukovaný asi na 18 dB predného laloka.

Vzhľadom na značnú šírku laloka nie je dôležité ani pri 3-elementovom Beame jeho presný smer na protistanicu, takže pre korešpondenciu s úzkou oblasťou sa vystačí aj so stabilne stavaným Beamom. No pre zmenu smerov spojenia sa v amatérskej prevádzke Yagi anténa robí vždy otáčavá okolo vlastnej osi.

Mechanická otáčavosť systému má byť zárukou, že sa vyhľadá správny smer, ak elevačný uhol vyžarovacieho laloka vo VVD vyhovuje príslušnému DX pásmu.

16.3.3 Vyžarovací vertikálny diagram je v prvom laloku pri 3-elementovej Yagi anténe podlhovastejší a užší než pri dvojprvkovom systéme, a preto vyžarovací uhol musí padnúť presnejšie do smeru spojovacej cesty pre DX spoj. Keďže však vyžarovací uhol signálu je funkciou mernej výšky antény h/λ, pri 3-elementovom Beame treba venovať osobitnú starostlivosť výške antény.



Obr. 16-20. Frekvenčná charakteristika PSV 3-prvkovej Yagi antény strednej šírky pre 14,15 MHz

Podľa zobrazenia vyžarovacieho uhla α vo funkcii anténovej výšky h *(obr. 4)* na získanie uhla 19°28′ pre DX prevádzku na 20m pásme treba anténu zodvihnúť do výšky 16m (0,75λ), spustiť na 8m výšku (0,50λ) pre styk na 15m pásme s uhlom 30° a napokon na získanie DX prevádzky na 10m pásme zasa zodvihnúť do 11m výšky (1,00λ), aby dávala uhol 14°29′, ktorý je optimálny pre DX spoj.

Používaním rôznych merných výšok sa zasa mení reaktančná zložka vstupnej impedancie a pri nutnosti kompenzácie sa to odzrkadľuje pri dimenzovaní žiariča na správny dĺžkový rozmer.

Pri dimenzovaní dĺžky žiariča Beamu treba vychádzať z hodnoty X_1 jalovej zložky vstupnej impedancie pri istej mernej výške antény.

16.3.4 Trojprvkové parazitné Beamy sa navrhujú najmä vtedy, keď ide o dimenzovanie žiariča, a tým aj pasívnych prvkov, ako aj o vhodnú voľbu odstupu elementov.

Nemožno voliť taký odstup 3-elementovej Yagi antény, ktorý by zaokryl celé amatérske pásmo, ak treba dosiahnuť dostatočný zisk. Z tohto dôvodu sa amatéri radšej uspokoja s úzkopásmovou prevádzkou a nevolia kompromis medzi ziskom a širším odstupom. Z hľadiska vyhovujúceho zisku a vyváženosti hmôt elementov volí sa pri otáčavom systéme Rotary Beam odstup medzi elementami 0,14 až 0,20λ, čo znamená 8 až 8,3 dB s maximom 8,4 dB zisku pri 0,18λ.

V amatérskej literatúre sa na dosiahnutie úrovne zisku 8,3 dB nad

dipólom odporúčajú najrozličnejšie symetrické odstupy s rôznym vyladením pasívnych prvkov.

Najvýhodnejšie z nich sa javia tieto rozmery:

a) odstup $0{,}188\lambda$ pre 10m pásmo so zaokryteľnosťou 1250 kHz, t. j. 4,3 % pri vyhotovení elementov z Al pri hrúbke rúrok 38 mm,

b) odstup $\varnothing\ 140\lambda$ pre 15m pásmo so zaokryteľnosťou 840 kHz, t. j. 4,0 % pri priemere 25 mm všetkých elementov,

c) vzdialenosť $0{,}142\lambda$ pre 20m pásmo s 2,7 % zaokryteľnosťou o šírke 380 kHz pri hrúbke rúrok 37 mm.

Najvýhodnejšie sa tieto odstupy javia preto, že nimi je odstupňovaná frekvenčná šírka použiteľnosti v hodnote PSV 1,75: 1 pri okrajoch úmerne s prirodzenou šírkou pásiem pridelených amatérom. Pravda, pri vybočení o ± 100 kHz z rezonančnej frekvencie sa zaručuje PSV lepšej hodnoty než 1,2 : 1.

V nasledujúcej tabuľke sú zachytené tieto údaje pre jednotlivé uvedené odstupy:

Typ	Pásmo [m]	h/λ	h [m]	g [dB]	D/λ	R_1	X_1	$d_{[mm]}$	M	Z_0	$\Delta_{žd}$	$\Delta_{žr}$	α	$š$[%]
1	10	1,00	11	8,3	0,188	22	31,1	38	140	556	7,90	6,20	14°29′	4,3
2	15	0,50	8	8,0	0,140	20	20,8	25	283	641	7,49	4,10	30° 0′	4,0
3	20	0,75	16	8,1	0,142	21	38,5	37	270	635	5,35	5,72	19°28′	2,7

Typ	$\Delta_ž$	Δ_d	Δ_r	$1-\Delta_ž$	$1-\Delta_d$	$1+\Delta_r$	$l_ž f_{[MHz]}$	$l_d f_{[MHz]}$	$l_r f_{[MHz]}$
1	0,0358	0,1148	0,0262	0,9642	0,8852	1,1148	144,63	132,78	167,22
2	0,0206	0,0955	0,0204	0,9794	0,9045	1,0955	146,91	135,68	164,53
3	0,0386	0,0921	0,0186	0,9614	0,9079	1,0921	144,21	136,47	163,82

Výška anténového systému vyjadrená mernou výškou h/λ i vzdialenosťou h od zeme v metroch.

Zisk v dB zvoleného o stupu D/λ a jednotlivých rozladení pasívnych prvkov oproti žiariču so symbolom $\Delta_{žd}$ pre direktor a s $\Delta_{žr}$ pre reflektor v %.

Približná hodnota jalovej zložky X_1 vstupnej impedancie žiariča potrebná na výpočet jeho skrátenia.

Približná hodnota rezistívnej zložky R_1 vstupnej impedancie žiariča, potrebná pre prispôsobenie.

Pomocná veličina $M = \frac{\lambda/2}{d}$.

Vlnový odpor žiariča vypočítaný zo vzorca $Z_0 = 120(\ln 2M - 1)$.

Percentuálne skrátenie žiariča

$$\Delta_ž = \frac{27{,}08 \,.\, X_1}{42{,}54 \,.\, Z_0}$$

Percentuálne skrátenie direktora podľa vzťahu

$$\Delta_d = \Delta_ž + \Delta_{žd}$$

Percentuálne predĺženie reflektora, získané pomocou vzorca

$$\Delta_r = \Delta_{žr} - \Delta_ž$$

Vlastné dĺžky elementov vypočítané zo vzťahov

$$l_ž = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_ž) = \frac{150}{f_{[MHz]}}(1 - \Delta_ž), \quad l_d = \frac{\lambda}{2}(1 - \Delta_d) = \frac{150}{f_{[MHz]}}(1 - \Delta_d)$$

$$l_r = \frac{\lambda}{2}(1 + \Delta_r) = \frac{150}{f_{[MHz]}}(1 + \Delta_r)$$

Vyžarovací uhol α systému zodvihnutého do výšky h.

Frekvenčná šírka použiteľnosti systému v % jednotlivých odstupov a vyladení elementov.

Po výpočte $l \,.\, f_{[MHz]}$ zo vzorcov platných pre ľubovoľnú frekvenciu v MHz možno určiť geometrické rozmery pre každý element, ako aj vzdialenosť odstupu.

V ďalších tabuľkách sú rozmery pre 3-elementovú Yagi anténu.

Typ 1 ako najširší úzkopásmový typ s frekvenčnou šírkou 4,3 % je určený pre čiastočné zaokrytie 28MHz pásma, lebo dosiahne len 1250 kHz z normálnej šírky 29 700 — 28 000 = 1700 kHz, takže možno s ňou pracovať, keď sa prestrihne uprostred A1 alebo A3 oblasti na frekvencie 28 200 kHz alebo na 28 900 kHz. Pri odchýlke o ± 300 kHz od rezonančnej frekvencie sa dostane PSV lepšej hodnoty než 1,2 : 1, pravda, ak sa systém prispôsobí pri tejto rezonančnej frekvencii.

Typ 2 ako stredne široký úzkopásmový typ so šírkou 4,0 % je pri odstupe $0{,}140\lambda$ určený na všeobecné zaokrytie 21MHz pásma, lebo môže obsiahnuť 840 kHz z normálnej šírky 21 450 — 21 000 = 450 kHz. Toto všeobecné zaokrytie sa uskutoční, keď sa systém dimenzuje a nastaví na 21 200 kHz a keď na okrajoch pásma dostaneme PSV o hodnote lepšej než 1,25 : 1.

Na zlepšenie PSV sa odporúča voliť frekvenciu zodpovedajúcu stredu A1 alebo A3 oblasti amatérskeho pásma a dimenzovať elementy na 21 120 alebo 21 300 kHz, keď pri odchýlke o 100 kHz sa dosiahne PSV o lepšej hodnote než 1,2 : 1.

Typ 3 ako najužší úzkopásmový typ s odstupom 0,142λ pri šírke 2,7 %, t. j. 380 kHz, je určený na núdzové zaokrytie 14MHz pásma, lebo pri normálnej šírke 14 400 — 14 000 = 400 kHz (mimo ČSSR) dáva PSV o hodnote 2 : 1. V tomto prípade treba anténu dimenzovať na 14 200 kHz.

Na zlepšenie PSV sa odporúča voliť stred A1 či A3 oblasti na 14 050 alebo 14 200 kHz, keď pri odchýlke o $\pm$120 kHz sa dosiahne PSV o lepšej hodnote než 1,2 : 1.

$f_{[kHz]}$	λ	$l_ž$	l_d	l_r	D
		Typ 1			
28 100	10,676	5,147	4,725	5,951	2,007
28 200	10 638	5,129	4,708	5,930	1,995
28 900	10,380	5,005	4,595	5,786	1,951
29 000	10,344	4,987	4,579	5,766	1,945
		Typ 2			
21 120	14,204	6,956	6,424	7,790	1,984
21 200	14,150	6,930	6,400	7,761	1,981
21 300	13 144	6,897	6,370	7,724	1,840
		Typ 3			
14 050	21,352	10,264	9,713	11,659	3,032
14 100	21,276	10,227	9,678	11,618	3,021
14 200	21,127	10,155	9,610	11,536	3,000
14 300	20,979	10,084	9,543	11,456	2,979

Po nastavení dĺžkových rozmerov a odstupu elementov sa systém umiesti do patričnej výšky podľa potreby vyžarovacieho uhla a začne sa s ladením.

16.3.5 Trojelementová Yagi anténa sa ladí v prevádzkovej polohe celkom rovnako ako 2-prvková anténa.

Pri ladení na *maximálny zisk* sa zachovávajú zhruba tieto smernice:

a) Treba začať zasa s osamoteným žiaričom, ktorý sa pomocou indikácie maximálneho prúdu v žiariči uvedie do rezonancie s budiacim kmitočtom uprostred pásma alebo oblasti.

b) *Direktor* upravený na trvalú vzdialenosť treba skracovať, kým sa nedosiahne maximálna výchylka na merači poľa. Po každej zmene dĺžky direktora treba opraviť aj vyladenie žiariča, aby vymizla jalová zložka vstupnej impedancie a aby sa dosiahlo maximálne pole.

c) Po dosiahnutí maximálnej výchylky na merači poľa treba pripojiť *reflektor* na druhú stranu žiariča v tom istom symetrickom odstupe a vyťahovaním jeho koncov sa usilovať vyvolať zvýšenie výchylky na merači poľa, kým sa nedosiahne ďalšie, väčšie maximum, a napokon ukončiť ladenie. Samozrejme, po každej zmene dĺžky reflektora treba opraviť vyladenie žiariča na maximálnu výchylku indikátora prúdu, t. j. žiarovky.

d) Po každom úkone na žiariči treba prekontrolovať, či novším nastavením pasívnych prvkov nestúpne výchylka na merači poľa.

e) Po skončení vyladovacieho procesu sa dosiahne dokonalé prispôsobenie vstupného odporu žiariča vlnovému odporu napájacieho vedenia.

Pri ladení na *maximálny pomer P/Z* sa postupuje rovnako, s tým rozdielom, že sa odčíta výchylka merača poľa pri dvoch polohách Beamu a z pomeru výchyliek sa vždy vypočíta pomer P/Z.

Treba sa pridržať tej polohy nastavenia reflektora, ktorá dáva maximálny pomer P/Z.

Ladenie na maximálny zisk pri 3-prvkovej anténe sa môže urobiť (bez započítania príprav) asi za 3 až 6 hodín, no vyladenie na maximálny pomer trvá zvyčajne dlhšie než deň. Pri meraní treba viesť záznamy o vyladeniach všetkých elementov aj o výchylkách poľa, aby sme sa mohli prípadne vrátiť k lepším hodnotám.

16.3.6 Napájanie antén systému Yagi. S napájaním antén tohto druhu sú ťažkosti, lebo kompromisný odstup zapríčiňuje malý vstupný odpor radu 20 Ω pri vstupe do žiariča Beamu. Pri používaní odstupov na maximálny zisk by vznikli ešte menšie vstupné odpory, ktoré umožňujú prácu len v úzkom frekvenčnom rozsahu.

Jasné je, že do žiariča nemožno vstúpiť nijakým napájačom, lebo je fyzicky nemožné utvoriť napájacie vedenie s takým nízkym vlnovým odporom (asi 20 Ω).

Na odstránenie ťažkostí napájania s postupným vlnením treba použiť prispôsobovacie medzičleny, ktoré sú iné pri drôtových elementoch a iné pri tyčových elementoch z rúrok.

Pri *drôtových elementoch* sa používajú len symetrické napájače s vlnovými odpormi od 300 do 600 Ω; treba sa postarať o transformačný pomer 1 : 15 až 1 : 30. Na utvorenie tohto transformačného pomeru sa používa:

a) Dvakrát alebo n-krát skladaný dipól *(obr. 16-21)*, keď pre vlnový odpor symetrického napájacieho vedenia platí

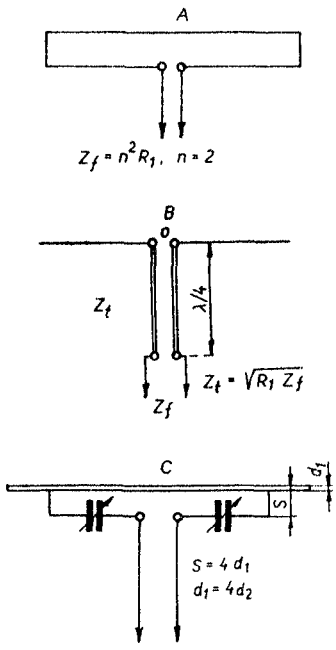
$$Z_f = n^2 R_1$$

pričom R_1 je vstupný odpor jednoduchého dipólu,
n — počet skladaných prvkov v použitom žiariči.

b) Prispôsobovací štvrťvlnový Q úsek, pri ktorom vlnový odpor Z_t transformačného kýpľa musí vyhovovať podmienke prispôsobenia:

$$Z_t = \sqrt{R_1 Z_f}$$

pričom Z_f je vlnový odpor symetrického napájacieho vedenia, ktorý sa pripína na vstupné svorky i kýpľa, R_1 — vstupný odpor žiariča Beamu, ktorý sa javí na výstupných svorkách o tohto transformačného úseku *(obr. 16-21)*. Je to dosť často používané riešenie aj pri tyčových elementoch.



Obr. 16-21. Odporúčané spôsoby prispôsobenia drôtových elementov Yagi antén:
A — Skladaný dipól, *B* — Prispôsobovací štvrťvlnový *Q* úsek, *C* — Prispôsobenie tvaru T

c) Prispôsobenie tvaru T, ktoré pre žiarič Yagi antény je znázornené na *obr. 16-21C*. Môže sa použiť na prispôsobenie drôtového i tyčového žiariča.

Dĺžka tyčí T a odstup tejto tyče S od antény, uvedené na str. 156 vo forme vzorcov, sa vzťahujú na jednoduchý dipól so vstupným odporom 73 Ω, takže sa môžu použiť len na hrubé nastavenie ešte pred vyladením, a to len vtedy, ak sa má pripojiť napájač o vlnovom odpore 600 Ω.

Pri tyčových elementoch sa používajú len nesymetrické napájacie vedenia čiže koaxiálne káble (koaxiály).

Používanie koaxiálu ako napájacie vedenie sa ujalo pri celokovových otáčavých Yagi anténach z týchto dôvodov:

a) Koaxiálny kábel tvorí „ohybný" prívod energie, takže nie sú potrebné trecie kontakty, ktoré by sa museli zaviesť v prípade použitia symetrickej napájacej linky.

b) Keď sa koaxiál pripojí plášťom k stredu žiariča Beamu, utvorí sa

dobrá podmienka na uzemnenie celého systému, lebo všetky elementy sa uzemňujú súčasne, keďže sú vodivo pripojené na spoločné rahno z kovu a ich nulový vf potenciál to dovoľuje.

Pri používaní koaxiálu 50 až 120 Ω za napájač treba sa vzhľadom na jeho vlnový odpor postarať o transformačný pomer 1 : 2,5 až 1 : 6.

Tento pomer sa pri amatérskych Yagi anténach dosahuje napr.:

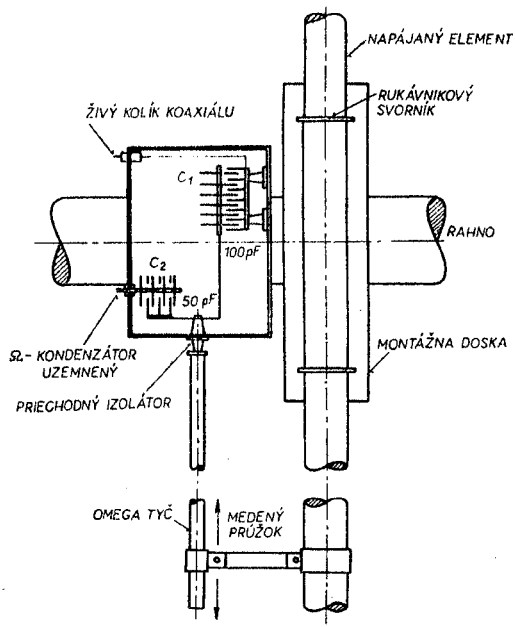
a) *Gama napájaním*, ktoré sme už prebrali aj z hľadiska použitia k parazitnému 2-elementovému či 3-elementovému systému v zmysle symboliky na *obr. 11-18*. K úlohe kapacity C treba poznamenať, že kompenzuje induktanciu tyče gama, ktorá by ináč pri paralelnom pripojení na žiarič vyvolávala elektrické predĺženie a nevyhnutnosť opätovne skracovať žiarič. Keby tu nebol kondenzátor, potom by sa pri každom nastavení posuvnej objímky smerom ku koncu žiariča samotný žiarič musel ustavične skracovať.

Spomenutý komplexný úkon nahradzuje jednoduché nastavenie potrebnej kapacity.

Impedančný pomer sa nastavuje pri plnej hodnote otočného kondenzátora pomocou posunovacej objímky. Správnosť dĺžky gama tyče L_G poznáme podľa vymiznutia stojatých vĺn na napájači. Keď sa tieto dve nastavenia urobia pri rezonančnej frekvencii systému, potom anténa je vhodne prispôsobená napájaciemu koaxiálu s minimálnou hodnotou PSV v napájači.

Pri nastavovaní gama napájania rušivo pôsobí nerovnaké zaťažovanie vysielača pri posunovaní objímky. Táto nevýhoda odpadá pri

b) *Omega napájaní*, lebo objímka je tu fixne pripevnená a impedančný pomer sa nastavuje elektricky pomocou tzv. *omega kondenzátora*, ktorý je na *obr. 11-19* vyznačený ako C_2. Úlohou druhého kondenzátora C_1 je kompenzovať samoindukciu tyče čiže nastaviť rezonanciu

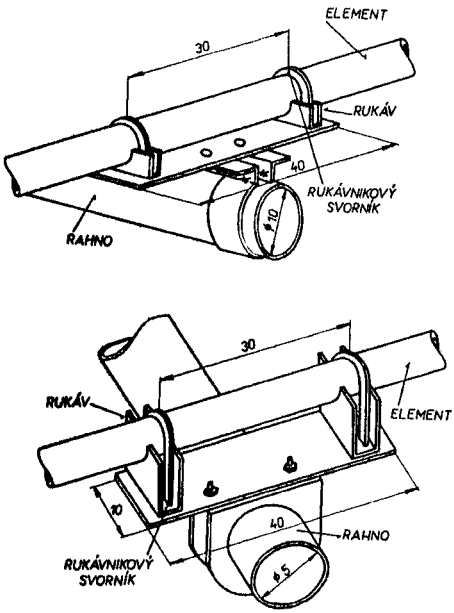


Obr. 16-22. Detail prívodu Omega tyče ku kondenzátorom Omega prispôsobenia pre kovovú konštrukciu Yagi antény

žiariča celého systému. Kondenzátor C_2 máva maximálnu kapacitu 50 pF a jeho rotor sa môže uzemniť hoci na plechový kryt, ktorý sa namontuje na rahno tesne k budenému elementu. Používa sa na ochranu oboch kondenzátorov pred poveternostnými vplyvmi. Kondenzátor C_1 o maximálnej kapacite 100 pF sa montuje na malé stojančekové izolátory a na jeho ladenie sa v plechovom kryte urobí malý otvor, ako je naznačené na *obr. 16-22*, ktorý má osvetliť detaily prívodu omega tyče ku kondenzátorom.

Aby sa nemusel používať kryt, otočné kondenzátory sa nahrádzajú blokovými kondenzátormi, ktoré musia mať kapacitu rovnú hodnotám polôh otočných kondenzátorov.

Teraz, keď sme už prebrali všetky otázky súvisiace s elektrickou funkciou Beamu, ako aj otázky napájania a ladenia, môžeme sa venovať aj konštrukčným otázkam, a to spôsobu zostavovania a použitému materiálu, lebo v odľahlých samotách amatér musí siahnuť aj po konštrukciách z dreva.



Obr. 16-23. Spôsoby pripevnenia elementov Yagi antény pomocou svorníkov na rahno celokovovej konštrukcie

Pre amatéra je však vytúženým ideálom zriadiť si:

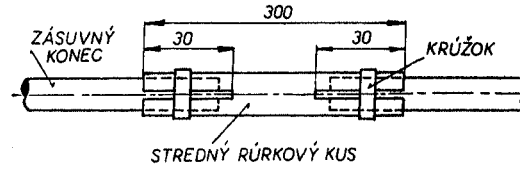
Celokovovú otáčavú Yagi anténu, ktorá má tú výhodu, že všetky elementy sa môžu pripevniť uprostred na kovové rahno.

Toto riešenie je možné, lebo v strede polvlnových elementov sa nenachádza nijaké vf napätie, takže tento bod môže mať aj potenciál zeme.

Výhodou pritom je, že celá konštrukcia je pevná, odolná proti vetru aj poveternostným vplyvom vôbec, a čo je hlavné, nemá izolátory, na ktorých by vznikali straty.

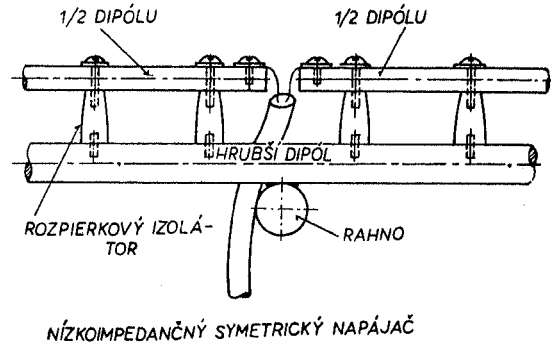
Elementy každého parazitného Beamu sa robia z ľahkých rúrok z hliníkových zliatin. Každý element treba vzhľadom na ladenie vyhotoviť zo stredného kusa dĺžky asi 3 m a z dvoch koncových kusov menšieho oriemeru, ktoré sa teleskopicky zasunujú do stredného kusa.

Stredný kus každého elementu netreba oslabovať dierou na pripevnenie k rahnu, a to pre kmitňu prúdu, ktorá práve v stredobode stredného kusa narastie na veľkú hodnotu ako dôsledok odstupu a vyladenia parazitných elementov Beamu. Jeho prichytenie k rahnu pomocou kovovej platničky $400 \times 100 \times 6$ mm treba vyriešiť svorníkmi podľa *obr. 16-23.*



Obr. 16-24A. Teleskopické riešenie zásuvných koncov elementov do stredného rúrkového kusa tej istej svetlosti ako vonkajší priemer zásuvných koncov

Stredný kus má dodať pevnosť v ohybe. Zasunovateľné koncové kusy majú byť také hrubé, aby sa vetrom nekývali a aby sa dali len tesne zasunovať do stredného kusa. Tieto stredné kusy rúrok na koncoch po oboch stranách majú byť dlhé asi 30 cm a do nich sa teleskopovite majú zasunovať tenšie koncové kusy, ako je znázornené na *obr. 16-24A.*



Obr. 16-24B. Spôsob montáže dvojmo skladaného dipólu antén systému Yagi na suportové kovové rahno

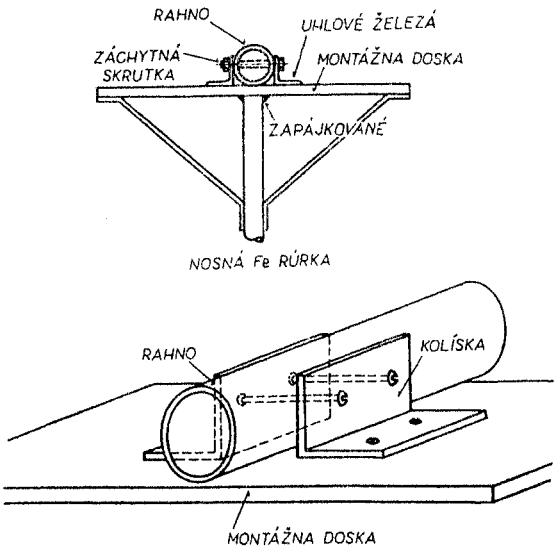
Priemery tenších koncových kusov treba voliť tak, aby z oboch koncov stredného kusa po jemnom opracovaní tesne zapadali. Stykové miesta rúrok majú byť vystužené krúžkami, ktoré zvierajú rozrezanú rúrku s koncovými tenšími rúrkami. Elektrické spojenie medzi strednou rozštiepenou rúrkou a zasunutými koncovými rúrami sa docieli stlačkami.

Ak sa skladaný dipól použije ako napájaný element, potom je výhodnejšie namontovať hrubšiu polovicu na suportné rahno a tenšiu polovicu, pripojenú hliníkovými pásikmi na spodnú, namontovať pomocou krátkych rozpierkových izolátorov podľa *obr. 16-24B.*

16.3.7 Celokovovú otáčavú Yagi anténu na zachytenie elementov treba vyhotoviť z hliníkových rúrok o hrúbke volenej podľa šírky Beamu pre 10, 8 a 5 cm pre 20,15 a 10m pásma.

Toto rahno pri 3-elementovom Beame má byť asi o 20 cm dlhšie než dvojnásobný odstup elementov, zatiaľ čo pri 2-elementovom Beame má

byť odstup zväčšený asi o 10 cm pre pripevnenie montážnych platní elementov. Keď nemáme možnosť získať hliníkový materiál, možno sa uspokojiť aj so železným materiálom, ale treba ho dať galvanicky pomediť, aby nehrdzavel. Z toho istého dôvodu všetky železné súčiastky, ktoré sa používajú ako prípojný materiál (skrutky, svorníky atď.), treba dať galvanizovať alebo aspoň pozinkovať.



Obr. 16-25 Pripevnenie rahna k základnej montážnej doske pri celokovových Yagi anténach

Suportné rahno sa pripevňuje svorníkom na základnú montážnu dosku; ktorá sa cez vyvŕtanú dieru nasadí na železnú rúru priemeru 40 až 25 mm, k nej sa priťahuje matkou a prítužnou matkou.

Na základnú montážnu dosku sa rahno môže pripevniť dvoma záchytnými skrutkami, ktoré bezpečne zachytávajú rahno do kolísky vyhotovenej z 2 uhlových železiez podľa *obr. 16-25*. Na montážnu platňu sa privarí krátka železná rúra, ktorou sa otáča celá anténa nasadená na rahno. Spôsob upevnenia tejto rúry na montážnu dosku závisí od toho, ako chceme rotačný pohyb preniesť na rúru, ak ide v podstate o otočný typ antény.

Najobťažnejšie sa Beamy konštruujú pre 40 až 20m pásmo, lebo svojou dĺžkou a materiálovou stránkou predstavujú monštrum o značnej zotrvačnosti v porovnaní s 15 i 20m Beamom; preto môžu mať aj väčšie otáčky. Preto pri beamoch na 40 a 20m pásmo sa volí 0,7 ot/min a pri 15 a 10m Beamoch až 1,5 ot/min.

Po konštrukčnej stránke sa ťažko riešia detaily pri 40 a 20m Beamoch. Tu je najvýhodnejšie urobiť si vysokú konštrukciu (až 20 m) z drevených latiek a celú otočnú konštrukciu s pohonným motorom umiestiť hore na veži. Takto si amatéri pomáhajú pri stavbe 2-elementového Beamu pre 40m pásmo.

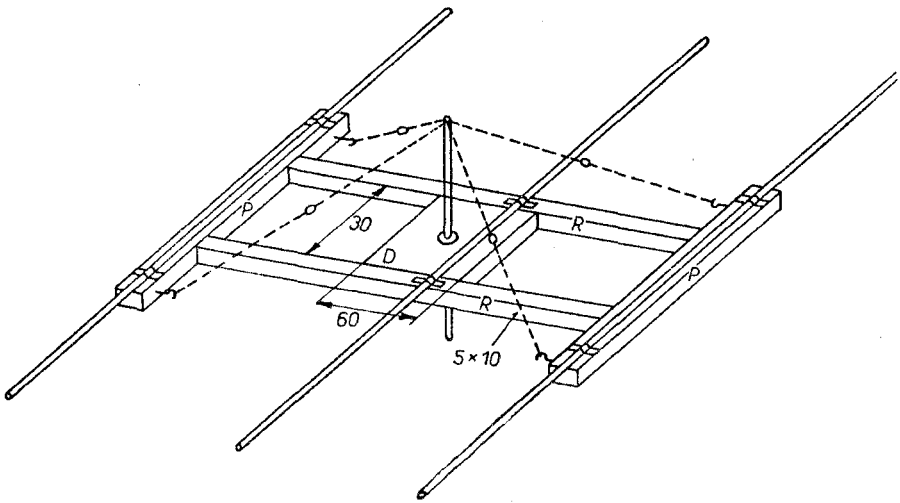
Je jasné, že montáž celokovovej otáčavej Yagi antény spôsobí aj skúse-

nému amatérovi mnoho starostí, no oplatí sa, lebo cena dobre vyladenej a nastavenej Beamovej antény sa ukáže počas spojenia, keď otočením na správny vyžarovací smer sa získa dobrý predpoklad pre dvojstranné QSO práve pri DX staniciach. Vo vhodnej výške vykazuje totiž optimálny vyžarovací uhol.

Je nesporné, že hliníkové a železné rúrky sú najvhodnejšie pre suportnú konštrukciu otočných Beamov, avšak v niektorých prípadoch ich nedostať, takže sme nútení použiť aj drevenú konštrukciu.

16.3.8 Drevená konštrukcia otáčavého Beamu, ktorá je samonosná pre 21 a 26MHz pásmo, na 14 a 7MHz pásme potrebuje vystuženie lanami. Na konštrukciu 2-elementového Beamu pre 40m pásmo treba voliť hrubší materiál než pre ostatné pásma, pri ktorých je už uskutočniteľný 3-elementový Beam.

Jadro drevenej konštrukcie tvorí centrálna montážna doska *D* o rozmeroch 600×300×50 mm. Na jej body sú proti sebe hrubými klincami pribité 2 rahná *R* o priereze 50×100 m zo suchej sosny alebo smreka.



Obr. 16-26 Drevená konštrukcia otáčavej Yagi smerovky

Dĺžka rahien závisí od odstupu elementov a od vlnového pásma, na ktoré je Beam určený.

Na konci rahien sa nachádzajú drevené priečky *P* prierezu 50×70 mm, ktoré prečnievajú rahná symetricky na obe strany. Kratšia dĺžka drevenej priečky sa volí vtedy, keď ide o pripevnenie hrubšieho elementu, a teda

o poskytnutie podpery bez väčšieho ovisnutia koncov týchto elementov.

Elementy sa niekedy na priečky priamo nepripevňujú, ale kladú sa na stojančekové izolátory; to však nie je zachytené v plánčeku konštrukcie na *obr. 16-26*, lebo sú potrebné len vtedy, keď vzdialenosť montážnych bodov presahuje asi 1/3 dĺžky elementov. Pri tesnejších montážnych bodoch je totiž menší potenciálový rozdiel, takže potreba izolátorov, najmä pri kratších priečkach, odpadá. Súvisí to aj s voľbou materiálu na priečky a s ich stavom; napr. pri použití suchého smrekového alebo sosnového dreva nie sú potrebné izolátory.

Keď je priečka zo suchého dreva krátka, možno elementy montovať presne tak, ako je zakreslené na plánčeku.

Ak sa na napájanie použije koaxiál, potom sa jeho pletivo pripojí k stredu žiariča. Ostatné stredy pasívnych elementov sa tu privedú a pripoja aspoň 2 mm hrubým drôtom, a to aj vtedy, keď sú elementy na izolátoroch.

Ak sa použije symetrický napájač, uzemňujúci drôt odpadá.

Ak ide o otáčavú anténu, treba pod montážnu dosku dať prírubu so závitom pre naskrutkovanie na vodovodnú železnú rúrku o priemere 25 až 40 mm (podľa rozmerov, váhy a zotrvačnosti beamu).

Prídavné vystuženie lanami sa vyžaduje pri konštrukcii pre 40m pásmo. Izolátormi delené laná (4 kusy) sa pretiahnu pomedzi háky priečok a háky centrálneho bodu vo výške 90 cm na galvanizovanej rúre, ktorá prechádza cez montážnu dosku.

Potom sa elementy a drevená konštrukcia natrú ochrannými farbami.

16.4 Systém s viacerými pasívnymi prvkami

Amatéri ju nazývajú *dlhá Yagi anténa*, a to pre dĺžku suportnej tyče.

Autor H. Yagi so svojim asistentom S. Udom už r. 1926 pri pokusoch poznali, že pre vedenie vlny v úzkom lúči netreba okolo žiariča dávať parabolické reflektory, lebo ten istý cieľ dosiahli, keď k systému s jediným reflektorom pridali viac direktorových tyčí, a to pozdĺž priamky v intervaloch rovnakých alebo väčších než $\lambda/4$.

Výskumné práce autorov sa uplatňujú aj pri zostave amatérskych „dlhých Yagi antén".

Pri ich návrhu sa vychádza len z praktických skúseností, lebo výpočet vzhľadom na vzájomnú väzbu elementov môže byť len približný. Pre túto väzbu aj nepatrné zmeny v odstupoch, vyladení pasívnych prvkov a elevácii antény značne ovplyvňujú vlastnosti celého systému.

16.4.1 Experimentálne získané údaje

Na základe experimentálne získaných údajov pre dosiahnutie optimálneho zisku možno však vysloviť isté pravidlá.

16.4.11 *Vzdialenosť a dĺžka parazitných elementov dlhej Yagi antény*

Pre túto anténu platí:

a) Dlhá Yagi anténa dáva optimálny zisk vtedy, keď sa direktor pripojí na odstup $0{,}08\lambda$ pred žiarič, pričom reflektorová poloha za žiaričom sa môže meniť v pomerne širokom rozmedzí, a to od 0,15 do $0{,}25\lambda$.

Pri každej zmene vzdialenosti polôh treba meniť vyladenie, aby sa dosiahol najväčší zisk alebo maximálny pomer P/Z.

b) Vzájomné odstupy ostatných direktorov sa spočiatku stupnujú so vzdialenosťou od žiariča, keďže pre tieto vzdialenosti platí

$$D_{12} = 0{,}09\lambda; \quad D_{23} = 0{,}09\lambda; \quad D_{34} = 0{,}02\lambda$$

ale počnúc štvrtým direktorom kladú sa už všetky na rovnaký odstup $0{,}39\lambda$.

Dĺžku rahna teda udáva súčet odstupu $D_{žr} = 0{,}25\lambda$ žiariča od reflektora, ako aj prvého direktora $D_{1ž} = 0{,}08\lambda$ od žiariča, a odstup všetkých ostatných direktorov navzájom s označením $D_{(n-1)n}$ pre ostatný n-tý direktor. Vyjadruje ju vzorec

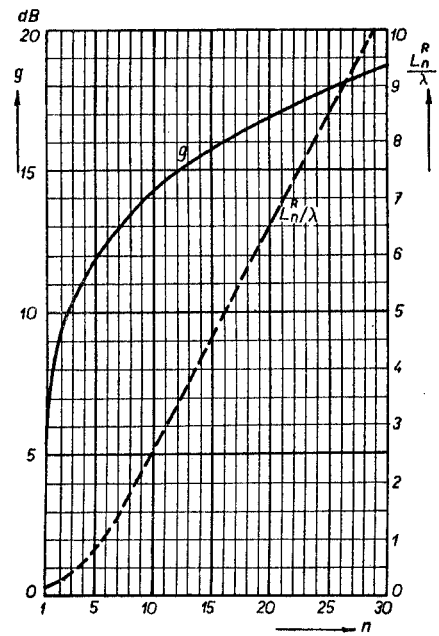
$$L_n^R = D_{žr} + D_{1ž} + D_{12} + D_{23} + D_{34} + D_{45} + \ldots + D_{(n-1)n}$$

Pri optimálnom vyladení je dĺžka reflektora asi $\lambda/2$, avšak pri ladení sa robí úmyselne dlhšia, aby sa vhodným skrátením mohol nájsť optimálny zisk alebo optimálny pomer P/Z.

Postupné skracovanie direktorov asi o 3 % zvyšuje šírku pásma na úkor zisku.

Pri každej zmene dĺžky hociktorého direktora treba sa vrátiť k vyladeniu žiariča a svedomite ho vyregulovať na vymiznutie jalovej zložky vstupnej impedancie, lebo šírka pásma by sa zhoršila.

16.4.12 *Vstupný odpor žiariča* sa mení od 8 do 15 Ω ako funkcia od-



Obr. 16-27 Zisk g v dB a dĺžka L_R^n rahna ako funkcia počtu n parazitných elementov „dlhej Yagi antény" o n prvkoch

stupu reflektora, a najmä polohy prvého direktora. So vzrastajúcou vzdialenosťou direktorov ubúda ich vplyv na vstupný odpor. Vplyv sa zväčšuje, keď sa direktor posunie bližšie k žiariču, a zoslabuje sa, keď sa posunie opačným smerom.

Počnúc asi 6. direktorom, vyžarovací odpor sa nemení pri akomkoľvek počte ďalších direktorov.

Rahno má byť len z kovového materiálu, lebo pomery okolo zisku sú také citlivé, že premenné elektrické veličiny dreveného rahna by pri zmene počasia vyvolávali potrebu znova vyladiť na maximálny zisk, čo by bolo, pravda, nepríjemné.

16.4.13 *Zisk dlhej Yagi antény* závisí najmä od počtu n parazitných elementov a možno ho dobre vyjadriť (okrem 2-prvkového beamu) empirickým vzorcom

$$g_{[\mathrm{dB}]} \sim 8 \sqrt[4]{n}$$

ktorý, pravda, nevyjadruje vplyv odstupov a naladení jednotlivých prvkov, takže je len približný.

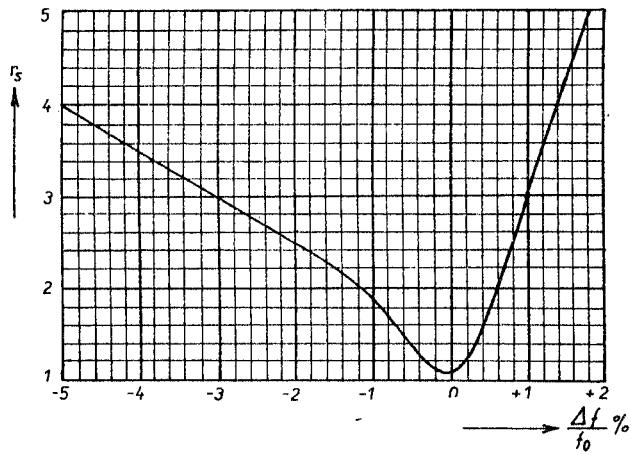
Zisk vypočítaný týmto vzorcom, zachytený v nasl. tabuľke, je na *obr. 16-27* ako funkcia počtu parazitných elementov $n = N - 1$ pri beame o N prvkoch, ako aj v závislosti od dĺžky rahna, ktorú udáva vzorec

$$L_{\mathrm{n}}^{R} = [0{,}71 + (n - 5)\, 0{,}38]\, \lambda$$

pre dlhú Yagi anténu s počtom parazitných elementov $n \geqq 5$.

N	n	g	$L_{\mathrm{n}}^{\mathrm{R}}/\lambda$	N	n	g	$L_{\mathrm{n}}^{\mathrm{R}}/\lambda$
3	2	9,5	0,33	17	16	16,0	5,00
4	3	10,5	0,42	18	17	16,2	5,39
5	4	11,2	0,51	19	18	16,5	5,78
6	5	12,0	0,71	20	19	16,7	6,17
7	6	12,5	1,10	21	20	16,9	6,56
8	7	13,0	1,49	22	21	17,1	6,95
9	8	13,5	1,88	23	22	17,3	7,34
10	9	13,8	2,27	24	23	17,5	7,73
11	10	14,4	2,66	25	24	17,7	8,12
12	11	14,6	3,05	26	25	17,9	8,51
13	12	14,9	3,44	27	26	18,1	8,90
14	13	15,2	3,83	28	27	18,2	9,29
15	14	15,5	4,22	29	28	18,4	9,68
16	15	15,7	4,61				

16.4.14 *Šírka pásma dlhej Yagi antény* je pre nízky vstupný odpor užšia než pri 3-elementovom Beame. Rezonančnú frekvenciu už nemožno voliť do prostriedka pásma, ale smerom k výšfrekvenčnému koncu, lebo PSV pribúda prudšie pri kladných odchýlkach od rezonančnej frekvencie.



Obr. 16-28. Frekvenčná charakteristika PSV „dlhej Yagi antény" o 14 parazitných elementoch pri dĺžke rahna $L_n^R = 4\lambda$

Podľa *obr. 16-28* získame pri odchýlke −1 % PSV o hodnote 1,9 : 1, kým pri odchýlke +1 % by sme dostali neprípustnú hodnotu 3 : 1. Aby sme dostali PSV 1,9 : 1, môžeme pripustiť odchýlku +0,6 %, čo znamená, že šírku pásma na jednu a druhú stranu rezonančnej frekvencie musíme rozdeliť v pomere 1 : 0,6.

Podľa toho pre prácu na 2m pásme (144 až 146 MHz), treba voliť rezonančný kmitočet $144 + 2\,\frac{1{,}0 + 0{,}6}{2} = 144 + 2 \,.\, 0{,}8 = 145{,}6$ MHz.

Zužovanie šírky pásma vyvolávajú vplyvy, ktoré spôsobujú zníženie vyžarovacieho odporu. Na zvýšenie tejto šírky sa používajú hrubšie elementy, čím vzniká väčšia kapacita, takže týmto zmenšený pomer L/C môže viesť k rozšíreniu šírky pásma.

Na obmedzenie skinefektu treba používať medené vodiče, ktorých povrch má byť po vyhladení postriebrený. Ak sa vyhladený medený vodič nepostriebri, treba ho natrieť izolačným lakom, aby nedostal medenku, lebo ňou by sa zvýšil skinový odpor, a na VKV pre pomerne vysokú frekvenciu je malá hodnota skinového odporu veľmi potrebná.

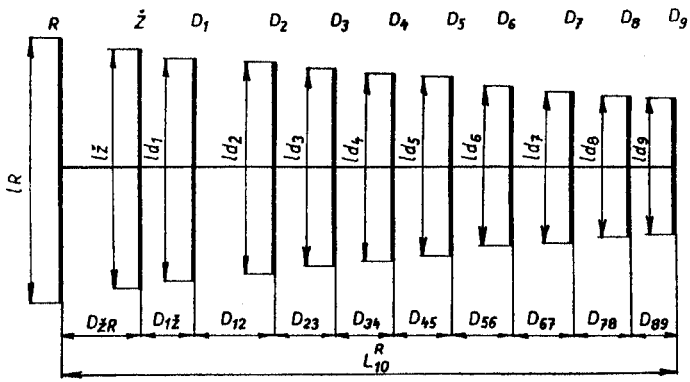
Pokiaľ ide o prispôsobenie, použitie T napájania je odôvodnené najmä preto, že ako napájač príde najčastejšie do úvahy pásikový kábel o vlnovom odpore 280 Ω, keď závesné body na žiariči Beamu T člena majú mať 1/3 dĺžky žiariča.

Pre domáce zhotovenie dlhých Yagi antén možno použiť uvedené smernice pre vzdialenosti a dĺžky elementov, no presne nastaviť na maximálny zisk možno len po odmeraní poľa.

V ďalšej tabuľke sú udané rozmery pre 9-elementový a 10-elementový systém pre prácu na 2 m pásme ako výsledok experimentálnej práce amatérov DL6 WU a OE2BM. Symboly dĺžok a vzdialeností uvádzané v tabuľke sú zachytené na *obr. 16-29.*

Dlhé Yagi otáčavé antény sú bežné pri prevádzke na amatérskych VKV pásmach pre svoj značný zisk a pomerne malú potrebu miesta. Pre amatérsky styk na pásme nad 10 m nie sú vhodné pre neuskutočniteľne veľké rozmery.

Všetky parazitné typy antén majú nepríjemnú spoločnú vlastnosť, a to, že sú určené len pre jednopásmovú prevádzku. Keby amatér chcel



Obr. 16-29. Význam symbolov pre dĺžky elementov a pre ich vzdialenosti „dlhej Yagi antény" o 10 parazitných prvkoch

pracovať na všetkých DX pásmach, musel by si postaviť tri 3-elementove Yagi antény pre 10,15 a 20 m pásmo, eventuálne aj 2-elementový systém pre 40m pásmo.

Málo amatérov by to mohlo prakticky realizovať.

Našli sa však amatéri, ktorí sa pokúšali jediný Yagi systém urobiť schopným pre prevádzku na dvoch či troch amatérskych pásmach.

N	9	10	N	9	10
g	13,6	12,5	l_{d6}	915	917
L^R	4120	3630	l_{d7}	910	914
$f_{[MHz]}$	145	145	l_{d8}	—	913
d_p	6	3	D_{zr}	460	482
d_R	20	20	D_{1z}	150	203
l_r	1030	1060	D_{12}	460	508
l_z	980	990	D_{23}	610	406
l_{d1}	940	935	D_{34}	610	407
l_{d2}	935	931	D_{45}	610	406
l_{d3}	930	927	D_{56}	610	407
l_{d4}	925	924	D_{67}	610	406
l_{d5}	920	920	D_{78}	—	405

Na dve pásma sa to podarilo pomocou elektronických pascí a na 3 pásma pri minimálnych rozmeroch 3-elementového Beamu. Táto mnohopásmová úprava 3-elementovej Yagi antény na G4ZU beame amatérom G. A. Birdom bola taká originálna, že v Anglicku a Nemecku získala patent. Našla sa aj firma, ktorá pod značkou PANDA začala vyrábať tieto antény. Niektorí amatéri urobili na G4 ZU anténe ešte určité zjednodušenia.

Originálnosť mnohopásmovej úpravy G4 ZU antény si zaslúži osobitnú kapitolu vzhľadom na jej dôležitosť pre mnohopásmovú prevádzku.

16.5 Trojpásmová otočná smerovka 3-elementového Yagi systému vo vyhotovení G4 ZU

Vtipne rieši mnohopásmový chod pri všetkých 3 elementoch, t. j. pri aktívnom žiariči aj pasívnych prvkoch, ktoré však súčasne nevykonávajú svoju úlohu na každom pásme.

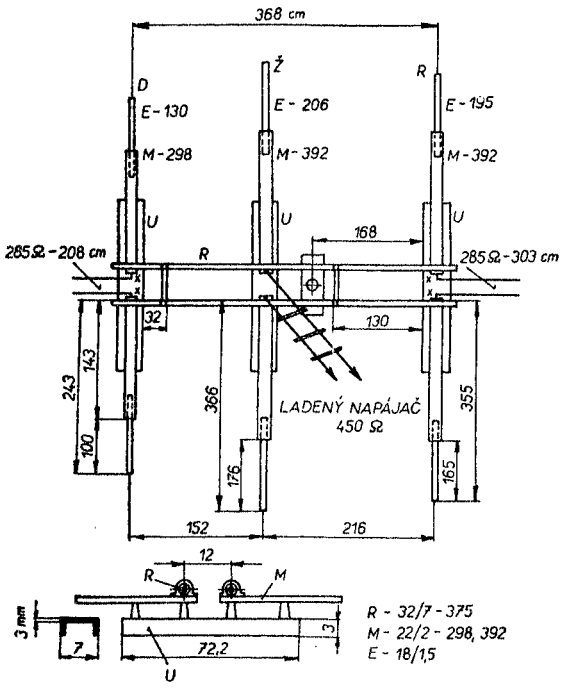
Reflektorový účinok dlhšieho pasívneho elementu sa dostaví len v 14 a 21MHz pásme, zatiaľ čo na 28MHz pásme v dôsledku rozladenia len slabo zvyšuje zisk systému. Aby sa dosiahol reflektorový účinok, musí pasívny element rezonovať na nižšej frekvencii, od nížfrekvenčného okraja pásma asi na 13,85 a 20,3 MHz.

Direktorový účinok kratšieho pasívneho elementu sa dosiahne len na 21 a 18MHz pásme, takže ich rezonančné frekvencie musia ležať mimo výšfrekvenčného okraja pásiem, t. j. asi na 21,8 a 29,6 MHz. Na 14MHz pásme sa direktorový účinok pri kratšom prvku nedostavuje.

Pre prúdové rozloženie po prvkoch možno prúdovým elementom nazvať jednu polvlnu a ohodnotiť účinok Beam antény predným ziskom podľa počtu elementov na prvkoch.

Podľa tohto pravidla smerovka účinkuje ako 3-prvková Yagi anténa na 21MHz pásme s 3 polvlnovými elementami so ziskom 8,3 dB, kým na 28MHz pásme pri tom istom charaktere 3-prvkového systému so zvýšeným počtom elementov na 5 až 6 zvýši sa zisk o 3 dB. Pri budení 14MHz pásmom stane sa z nej 2-prvková Yagi anténa s 2 prúdovými elementami so ziskom asi 4,9 dB.

Z rozmerov odstupu reflektora $D_{žr} = 216$ cm a direktora $D_{žd} = 152$ cm od žiariča vyplýva, že pri tomto vyhotovení G4 ZU systému firmy Panda *(obr. 16-30)* sa merný odstup D/λ mení pri reflektore od 0,10 do 0,20λ a pri direktore od 0,07 do 0,10λ, ako je vyznačené na nasledujúcej tabuľke v závislosti od budiacej frekvencie dotyčných amatérskych pásiem. Na merných odstupoch pasívnych elementov vidieť, že sa vzdialenosti 216 a 152 cm dobre zvolili, lebo išlo o optimálny zisk na každom pásme.



Obr. 16-30. Údaje pre konštrukciu mnohopásmovej otáčavej 3-prvkovej Yagi smerovky vo vyhotovení G4 ZU

Pásmo	$f_{[MHz]}$	$\lambda_{[m]}$	$D_{žr}/\lambda$	$D_{žd}/\lambda$
20	14,1	21,2	0,102	—
15	21,1	14,2	0,152	0,071
10	28,4	10,0	0,205	0,107

Pokiaľ ide o originálnosť myšlienky na riešenie mnohopásmového chodu jednotlivých elementov, na prvom mieste treba uviesť:

16.5.1 Napájanie žiariča systému G4 ZU zo stredu prvku stojatým vlnením, lebo ním možno pohodlne napájať ľubovoľné dĺžky žiričov pri ľubovoľne zvolených frekvenciách.

Je to nezvyčajný spôsob napájania para-

zitného Beamu, no poskytuje výhody mnohopásmového napájania žiariča bez používania filtrov v napájacom bode, nakoľko odpadá starosť o prispôsobenie. Pri napájaní stojatým vlnením treba dbať len o to, aby pri symetrickom usporiadaní dĺžkových pomerov na izolovaných koncoch žiariča vznikla kmitňa napätia, pričom na obe polovice žiariča treba pozerať tak, akoby boli vyklopenými časťami napájača s vyžarovacími vlastnosťami.

Pri napájaní prúdom treba splniť podmienku elektrickej dĺžky

$$l_{fe} + \frac{l_ž}{0{,}96} = \frac{\lambda}{4} n, \quad (n = 3, 5, 7, 9, \ldots)$$

kde l_{fe} je elektrická dĺžka napájača,
$l_ž$ — polovičná dĺžka žiariča,
číslo 0,96 je súčiniteľ rýchlosti k $M = 1000$,
λ — vlnová dĺžka v prázdnom priestore.

Z tohto vzorca možno vypočítať elektrickú dĺžku napájača

$$l_{fe} = n \frac{\lambda}{4} - \frac{l_ž}{0{,}96}$$

a premeniť ju na geometrickú dĺžku pomocou vzťahu $l_{fg} = 0{,}98 l_{fe}$, kde zasa 0,98 je súčiniteľ rýchlosti na vzdušných napájacích linkách.

Pri polovičnej dĺžke G4ZU žiariča o hodnote $l_ž = 3{,}66$ m pri $n = 3$ a vlne $\lambda = 21{,}8$ m ($f = 13{,}8$ MHz) bude elektrická dĺžka napájača

$$l_{fe} = 3 \frac{\lambda}{4} - \frac{l_ž}{0{,}96} = 3 \,.\, 5{,}45 - \frac{3{,}66}{0{,}96} = 16{,}35 - 3{,}82 = 12{,}53 \text{ m}$$

zatiaľ čo jeho geometrická dĺžka $l_{fg} = 12{,}53 \,.\, 0{,}98 - 12{,}2$ m. Podobne po dosadení $n = 5{,}7$ dostaneme geometrické dĺžky 23,0 a 33,6 m.

Pre prúdové napájanie možno teda použiť dĺžky napájača 12,2—23,0 až 33,6 m.

Pri napájaní napätím sa vychádza z podmienky elektrickej dĺžky

$$l_{fg} + \frac{l_ž}{0{,}96} = \frac{\lambda}{4} n, \quad (n = 4, 6, 8, 10, \ldots)$$

Pri výpočte elektrickej dĺžky napájača

$$l_{fe} = \frac{\lambda}{4} n - \frac{l_ž}{0{,}96}$$

sa ľahko určí geometrická dĺžka pre napájač zo vzťahu $l_{fg} = 0{,}98 l_{fg}$.

Tak napr. pre napájanie polovičnej dĺžky žiariča o hodnote $l_ž = 3{,}66$ m pri $n = 4$ a budení vlnou $\lambda = 21{,}8$ m ($f = 13{,}8$ MHz) dostaneme

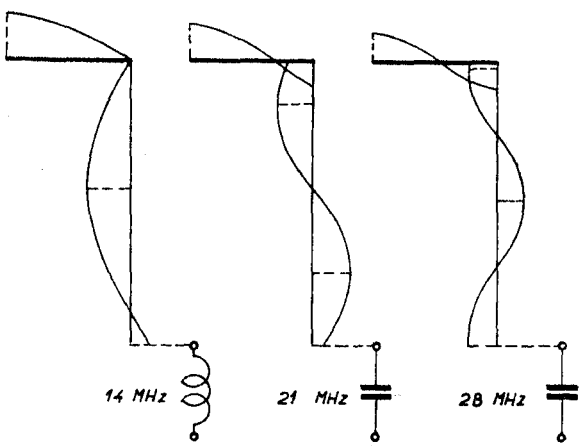
$$l_{fe} = 4\frac{\lambda}{4} - \frac{l_ž}{0{,}96} = 4 \,.\, 5{,}45 - \frac{3{,}66}{0{,}96} = 21{,}80 - 3{,}82 = 17{,}98 \text{ m}$$

z čoho pre geometrickú dĺžku napájača vychádza $l_{fg} = 17{,}98 \,.\, 0{,}98 = 17{,}6$ m.

Podobne po dosadení $n = 6{,}8$ dostaneme geometrické dĺžky napájača 28,3 a 38,8 m, ktoré sa použijú pre napäťové napájanie.

Pri výpočte dĺžok napájača pre napájanie prúdom a napätím bol úmyselne zvolený rezonančný kmitočet mimo nížfrekvenčného konca 14MHz pásma na 13,8MHz, aby napájací systém pri budení vyššími rezonančnými kmitočtami bol ešte v príslušných pásmach a dalo sa pracovať v pásme Al prevádzky.

Amatér G4ZU odporúča pre dĺžku napájacieho vedenia pri prúdových svorkách 11,6 až 12,2 m a pri napäťových svorkách 16,0 až 17,6 m, v súlade s uvedeným výpočtom. Kratšie dĺžky sa volia pre prevádzku na telefónnom pásme, kým dlhšie pre prevádzku v telegrafnom pásme.



Obr. 16-31. Rozloženie napätia na napájacom systéme (žiarič + napájač) G4 ZU antény a chovanie sa vstupných svoriek napájača

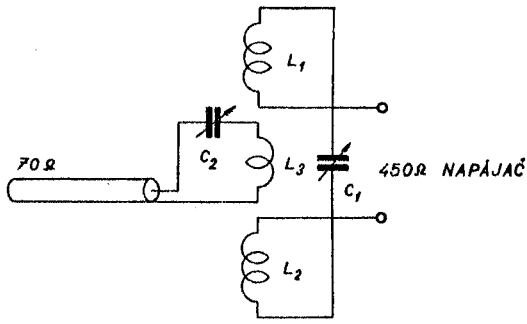
Podľa týchto údajov vstupné svorky napájača pri 14 MHz pásme sú indukčné, pri 21MHz pásme takmer ohmické s malou kapacitnou zložkou a pri 28MHz pásme silne kapacitné, ako je to vyznačené na *obr. 16-31.*

Na odstránenie uvedených javov navrhol mnohopásmový väzbový člen s prúdovými svorkami *(obr. 16-32A)* a s napäťovými svorkami *(obr. 16-32B)*. Nachádzajú sa vo vodotesnom kryte pod anténou pri dĺžke napájača 12,2 m a s prúdovými alebo napäťovými svorkami pri dĺžke 17,6 m, alebo aj pod strechou, ak napájač s prúdovými svorkami má dĺžku 23,0 m príp. 28,3 m s napäťovými svorkami.

V oboch prípadoch väzbový člen sa pripája na vysielač pomocou koaxiálneho kábla o vlnovom odpore 50 až 100 ohmov.

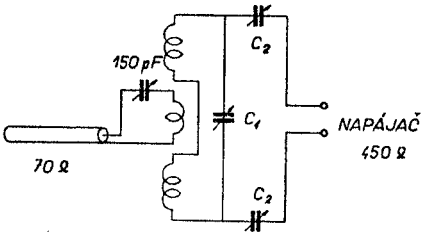
Po koaxiále možno energiu dopravovať k väzbovému členu postupným vlnením, a preto na oboch koncoch vysielača a väzbového člena musí byť dobré prispôsobenie. Bird odporúča použiť koaxiál o dĺžke najviac 11,8 m.

Je isté, že voľba vlnového odporu koaxiálu s dvojstranným prispôsobením je dôležitá len vtedy, keď dĺžka koaxiálu prekročí 11,8 m. Samo použitie koaxiálu je potrebné len vtedy, ak väzbový člen je ďaleko od výkonového stupňa vysielača. Vtedy sa odporúča použiť Collinsov π článok na odstránenie prispôsobovacích ťažkostí.



Obr. 16-32A. Mnohopásmový väzbový člen s prúdovými svorkami pre pripnutie k ladenému napájaču G4 ZU antény o dĺžke 11,6 až 12,2 m:
L_1 — 4z na ⌀ 4 cm Cu 2 mm dĺžka 4 cm,
L_2 — 4z na ⌀ 4 cm Cu 2 mm dĺžka 4 cm,
L_3 — 3z na ⌀ 4 cm Cu 2 mm dĺžka 3 cm,
vzdialenosť 1 cm, C_1 — 100 pF, C_2 — 150 pF

Vlastnou úlohou väzbových členov *(obr. 16-32)* je odstrániť reaktanciu zo vstupných voriek napájača pri prechode z pásma na pásmo. Princípy odstraňovania sa navzájom líšia a treba sa nimi podrobnejšie zaoberať.



Obr. 16-32B. Mnohopásmový väzbový člen s napäťovými svorkami pre pripnutie k ladenému napájaču G4 ZU antény o dĺžke 16,0 až 17,6 m

Pri väzbovom člene s prúdovými svorkami (obr. 16-32) v 14MHz pásme sa ladí kondenzátorom C_1 a C_2 na maximálny prúd vzhľadom na indukčnú zložku na vstupných svorkách napájača. Na 21MHz pásme C_1 sa musí trocha opraviť, aby sa dosiahlo prúdové maximum.

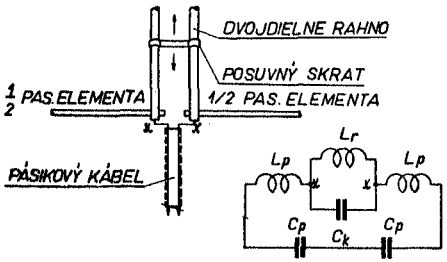
Neónka na vstupných svorkách napájača sa pri práci na 14MHz pásme nerozsvieti, no silne sa rozsvieti pri 28MHz pásme a slabšie na 21MHz pásme. Ak neónku po napájači posunieme bližšie k anténe, rozsvieti sa aj na 14MHz pásme.

Pri väzbovom člene s napäťovými svorkami (obr. 16-32) induktívna reaktancia na vstupných svorkách napájača sa kompenzuje kondenzá-

torom C_2 v uzavretej polohe a kapacitné zložky na 28 a 21MHz pásme sa vyrovnajú úplným otvorením paralelného kondenzátora C_1 a oba sériové kondenzátory C_2 sa nastavia vo vetvách na maximum prúdov.

Tu sa neónka na napäťových svorkách väzbového člena rozsvieti vždy.

Útlm väzbových členov je taký veľký, že nie je potrebné pri zmene frekvencie v pásme dolaďovať. Keď sa dĺžka napájača volí na telegrafnú prevádzku alebo pre časť pásma telefónnej prevádzky, potom ani pri prechode z pásma na pásmo netreba nič meniť na vyladení väzbového člena, čo ocení amatér, ktorý má ďaleko od vysielača k anténe, lebo stačí len prepínať pásma na vysielači.



Obr. 16-33. Zavedenie mnohopásmového obvodu do pasívneho elementu kapacitou C_k otvoreného pásikového kýpťa a samoindukčnosťou L_r skratovaného rahnového kýpťa

Z toho dôvodu je dôležitá správna voľba dĺžky napájacieho vedenia.

Mnohopásmová prevádzka žiariča G4ZU antény sa teda vyrieši pripnutím napájacieho vedenia so stojatými vlnami do stredu žiariča. Stojaté vlny sa môžu utvoriť len vtedy, keď je dĺžka napájača správne dimenzovaná a ukončená správnym druhom väzbového člena. Ale ako donútiť pasívne prvky, aby vykonávali svoju funkciu na všetkých pásmach?

Amatér G4ZU donútil pasívne prvky nachádzajúce sa v poli žiarenia svojho mnohopásmového žiariča k direktorovému i reflektorovému účinku tak, že do ich stredu vložil rezonančný okruh s rozloženými parametrami.

Všimnime si usporiadanie systému na *obr. 16-33.* Vidíme, že každý pasívny element je rozdelený a svorkami $x—x$ pripojený jednak na kýpeť z kúska pásikového kábla, jednak na dvojité rahno, ktoré je v istom mieste skratované.

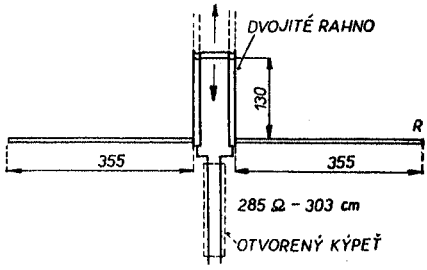
Pôsobenie tohto zariadenia pochopíme, keď sa vrátime k teórii dvojdrôtovej linky a k problému priameho drôtu s rozloženými parametrami. Obe polovice pasívneho prvku zo svoriek $x—x$ predstavujú otvorený kmitací okruh, ktorého elektrický účinok možno nahradiť bodovou samoindukciou L a bodovou kapacitou C , ako je vyznačené na *obr. 16-33.* Uvedené bodové hodnoty tvoria elektrickú akumulovanú náhradu za rozložené parametre.

Otvorený pásikový kábel pripojený ku svorkám má reaktívne vlastnosti ako kýpťová slučka utvorená pomocou dvojitého rahna so skratom, ktorá vodivo dolieha na svorky $x—x$. Keď sa uváži reaktívna náhrada oboch druhov kýpťov v zmysle znázornenom na *obr. 8-1*, potom kýpťový pási-

kový kábel predstavuje kapacitu C_k, zatiaľ čo skratovaný kýpeť z oboch častí rahna predstavuje samoindukciu L_r, ak dĺžka oboch kýpťov je menšia než $\lambda/4$.

Tieto náhradné hodnoty samoindukcie rahna L_r a kapacity pásikového kábla C_k sa v náhradnej schéme javia aj zo svoriek $x-x$ každého pasívneho elementu. Náhradná schéma známa ako *multiband okruh* je rezonančná pre dve rôzne frekvencie a úlohou navrhovateľa je, aby sa tieto frekvencie dostali pri reflektore o 5 % nižšie, kým pri direktore o 4 % vyššie, než sú okraje v dvoch pásmach.

Táto rezonančná vlastnosť multiband okruhu sa môže na každom rahne overiť pomocou gridip oscilátoru tak na reflektore *(obr. 16-34A)*, ako aj na direktore *(obr. 16-34B)*.



Obr. 16-34A. Zavedenie mnohopásmového obvodu v reflektorovom elemente G4 ZU antény

16.5.2 Zavedenie mnohopásmového (multiband) okruhu do reflektoru s voľbou frekvencie umožňujúcej komunikáciu na amatérskych pásmach je tiež dielom amatéra G4ZU.

Vyššia frekvencia sa volí, keď ide o samorezonanciu každého elementu. Keď teda v súlade s požiadavkou pre reflektor túto frekvenciu zvolíme o 5 % od nížfrekvenčného konca 21MHz pásma, t. j. na 20,3 MHz, musíme koniec reflektora vytiahnuť na dĺžku $\frac{75}{f_{[MHz]}} . 0{,}96 = \frac{72}{f_{[MHz]}} = \frac{72}{20{,}3} = 3{,}55$ m. Pri tejto frekvencii 20,3MHz otvorený pásikový kýpeť má predstavovať presnú elektrickú dĺžku $\frac{\lambda}{4}$, ak sa sériovou rezonanciou uzatvárajú na krátko svorky $x-x$ reflektora. V prípade použitia nášho polyetylénového kábla o $Z_0 = 285\ \Omega$ by to značilo geometrickú dĺžku $\frac{75}{f} . 0{,}82 =$

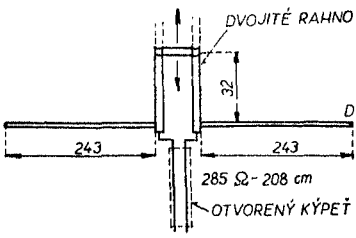
$= \frac{61{,}5}{f_{[MHz}} = \frac{61{,}5}{20{,}3} = 3{,}03$ m.

Nakoľko voľba nižšej frekvencie mnohopásmového obvodu má sa vzťahovať na vyladenie reflektora vo vlnove dlhšom pásme, zvoľme v súlade s požiadavkami pre reflektor jeho rezonančné nastavenie na 13,85 MHz, a teda pod okraj nížfrekvenčného konca 14MHz pásma.

Uvedený rezonančný kmitočet pre okruh na 13,85 MHz dosiahneme skusmo tak, že systém vybudíme frekvenciou z pásma na 14 MHz, a to tak, aby reflektor dával maximálny zisk. Nastavenie koncov reflektora sa teda ponechá v stave z 21MHz pásma a samotný reflektor sa ladí

posunovaním skratu po rahne na maximálnu výchylku merača poľa, ktorá sa dostaví v polohe skratu asi na 1,30 m od reflektora.

Nastavenie reflektora pre pásmo 21 a 14 MHz je takto už dokončené a ďalej sa už dĺžka elementov a poloha skratu na rahno pri reflektore nezmenia. Toto riešenie *dolaďovania reflektora* pomocou posunovateľného skratu na rahne je výhodné na 14MHz pásme, lebo takto sa skrátia rozmery reflektora a dĺžka koncov je taká ako pre plnorozmerovú Yagi anténu určenú pre 21MHz pásmo. Pre túto vlastnosť systém G4ZU sa počítá medzi miniatúrne Beamy a dostal názov *SUPERMINIBEAM.*



Obr. 16-34B. Zavedenie mnohopásmového obvodu v direktorovom elemente G4 ZU antény

16.5.3 Zavedenie mnohopásmového obvodu pri direktore je dôležité, lebo pomocou rezonančných frekvencií možno aj direktor oživiť na 2 pásmach, a tým uviesť do elektrickej činnosti 3-prvkový chod systému G4ZU.

Vyššiu rezonančnú frekvenciu direktora na 28MHz pásme v súlade s požiadavkou samorezonancie mimo výšfrekvenčného konca pásma pri hodnote 29,6 MHz dosiahneme vytiahnutím koncov direktora na vzdialenosť $\frac{72}{f_{[MHz]}} = \frac{72}{29,6} = 2,43$ m. Pri tomto kmitočte (29,6 MHz) elektrická dĺžka otvoreného kýpťa $\lambda/4$ má vyvolať skrat na $x-x$ svorkách direktora ako dôsledok sériovej rezonancie. V prípade použitia nášho polyetylénového kábla o $Z_0 = 285\ \Omega$ to značí geometrickú dĺžku $\frac{61,5}{f_{[MHz]}} = \frac{61,5}{29,6} =$ $= 2,08$ m.

Voľba nižšej rezonančnej frekvencie pre prácu na 21MHz pásme sa dosiahne pri nezmenenej dĺžke direktora zasa posunovaním skratu po rahne pri direktore na maximálnu výchylku od merača poľa, ktorá vznikne pri vzdialenosti skratu 0,32 m od direktora.

Po nastavení sa, pravda, nezmení vzdialenosť koncov direktora, ba ani vyladenia rahna po jeho boku.

16.5.4 Postup naladovania parazitného systému G4ZU.

Pred začatím naladovacích prác treba si pripraviť mechanickú konštrukciu Beamu s koncami elementov povyťahovanými na predpísanú dĺžku. Aj dĺžku napájača volíme podľa zvolených druhov prevádzky a väzbového člena. Skrátka predpokladá sa, že zhruba nastavenému systému môžeme dať budenie v hociktorom pásme.

Pri nastavovaní postupujeme takto:

a) Najprv odstrihneme z 285 Ω polyetylénového TV kábla dva kusy otvorených kýpťov, a to 3,03 m dlhý pre reflektor a 2,08 m dlhý pre direktor, ktoré pri frekvenciách 20,3 MHz a 29,6 Mdz majú dávať nulový vstupný odpor. Správnosť týchto dĺžok si overíme mostíkom na meranie antén.

Na kýpte navlečieme korkové zátky priemeru asi 22 mm na vzájomný odstup asi 50 cm a pomocou silonového povrázku ich po jednom vtiahneme do rúr rahna. Konce pripevníme na vstupné svorky $x—x$ reflektora a direktora.

b) S vyladovaním treba začať v 21MHz pásme s koncami žiariča presne na 3,66 m, ktoré sa pri zmene pásma alebo výšky antény už nezmenia, lebo doladiť sa môže väzbovým členom. Konce direktora a reflektora sa nastavia na predbežné hodnoty 2,43 m a 3,55 m a svorky $x—x$ na reflektore sa skratujú drôtom.

Pri vyladovaní prvkov postupujeme rovnako ako pri 3-elementovom Beame na maximum zisku, s tým rozdielom, že nesiahneme na konce direktora, pravda, ani na konce žiariča, ktoré zostanú v konštantnej vzdialenosti koncov 3,66 m.

Po vyladení sa už nezmení vzdialenosť koncov reflektora, ktorá je výsledkom maximálneho zisku, azda až pri kontrole zisku, ako je uvedené *pod bodom c)*. Drôtový skrat na svorkách direktora v $x—x$ už možno odstrániť. Ak je dĺžka reflektorového kýpťa správna, na koncoch reflektora a príslušného kýpťa nemôže poklesnúť napätie, o čom sa presvedčíme neónkou.

c) Vysielač prepneme na 14MHz pásmo a nastavíme prevádzkový kmitočet na zvolenej oblasti podľa zvolenej dĺžky napájača. Nakoľko systém pracuje ako 2-prvkový beam, venujeme sa iba posunovaniu skratu po rahne reflektora, kým nenájdeme maximálnu výchylku na merači poľa.

d) Vyladenie vysielača sa pozmení pre 28MHz pásmo, kde sa na koncoch direktora pri uzavretom skrate $x—x$ svoriek zmení vyladenie, aby sa dosiahol maximálny zisk. Po odstránení skratu zo svoriek direktora nesmie klesnúť napätie na koncoch direktora, ba ani na koncoch príslušného kýpťa.

e) Pre kontrolu zisku sa meranie môže zopakovať na 21 MHz, avšak v tom prípade sa celý postup zopakuje od bodu b) po bod d).

Takto možno od G4ZU systému dostať na každom pásme maximálny zisk. Pravda, tento zisk je podľa údajov na str. 294 premenlivý.

16.5.5 Mechanická konštrukcia G4ZU systému je znázornená na *obr. 16-30.*

Materiál a rozmery

Nosnú časť tvorí dvojdielne rahno s nastavením na $Z_0 = 269\ \Omega$ a s $a/d = 4{,}75$. Pre tento cieľ sa urobí rahno z hliníkových rúrok priemeru 32/7 mm a s odstupom 12 cm. Dĺžka dvojdielneho rahna je 375 cm. Rahno sa pripevní nad stredné časti *M* elementov, ktoré pri dĺžke 298 cm pre direktor a 392 cm pre žiarič a reflektor majú priemer 22/2 mm.

Elementy *E* sú z hliníkových rúrok hrúbky 18/1,5 mm a dĺžky 130 cm pre direktor, 206 cm pre žiarič a 195 cm pre reflektor.

Stredné časti elementov sa pripevňujú plechovými záchytkami na stojančekovité izolátory, ktoré musia byť dosť pevné, aby odolali zotrvačným silám pri otáčaní antény. Tieto izolátory sa pripevnia na podklad z hrubého Al plechu, vyformovaného do tvaru U, o rozmeroch $70 \times 30 \times 3$ mm pri dĺžke 722 mm. Šírka 3 kusov U profilov (70 mm) sa volí podľa priemeru spodku izolátorov (50 mm). Ďalej sa vyhotoví záchytný U profil $100 \times 30 \times 10$ mm dĺžky 180 mm z Al plechu hrubého 10 mm na otáčanie celého systému pomocou železnej rúry. Rúra sa prevlečie cez otvor vyvŕtaný v záchytnom profile a pritiahne sa matkou a pritužnou matkou. Vyvŕtajú sa aj otvory na pripevnenie hrubších plechových záchytiek k dvojdielnemu rahnu, pričom sa zachová odstup 120 mm.

Skracovacie spojky sa urobia z Al plechu hrúbky 3 mm pre dodržovanie odstupu 120 mm tyčí rahna. Obe polovice skracovacej spojky sa pre umožnenie posunu pritláčajú na seba 4 skrutkami.

Napájací rebrík bude mať 450 Ω vlnový odpor, čo značí, že pomer $a/d = 21{,}5$. Tento pomer sa pri odstupe drôtov 60 mm dosiahne hrúbkou 2,8 mm. Ako rozperný materiál je najlepšie použiť keramické rozpierky prípadne trolitul, no v núdzi sa možno uspokojiť aj s plexisklom, ktoré sa dobre tvaruje za tepla, alebo s doštičkami z pertinaxu.

Montáž. Po príprave materiálu uvedených rozmerov možno už pristúpiť k montáži, a to vonku, vzhľadom na pomerne značnú plochu systému ($32\ m^2 = 4\ m \times 8\ m$).

Najprv sa zmontuje rahno so strednými dielcami *M*, potom sa celok pripevní pomocou stojančekovitých izolátorov na U profil podľa polohy hmotného statického stredu systému. Tento systém je vzdialený od reflektora asi 168 cm.

Pri montáži sa, pravda, dbá na zachovanie správnych odstupov medzi elementami.

Po zasunutí koncov elementov na predpísané vzdialenosti od hrán stredných dielcov a po namontovaní skracovacích spojok možno systém vztýčiť do prevádzkovej polohy do výšky nad 12 m a začať s vyladovaním, ako sme už opísali.

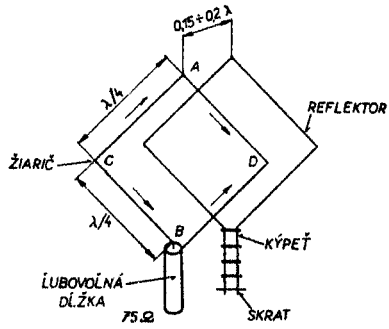
Ešte sa treba zaoberať vyžarovacími anténovými sústavami, pri ktorých sú všetky elementy zo skladaných dipólov s bodom ohnutia v uzle prúdu.

16.6 Parazitné anténové systémy so skladanými polvlnovými elementami

Pri preberaní elektrických vlastností skladaných dipólov sme popri inom povedali, že skrížením 3. a 4. elementu pri štvormo skladanom dipóle podľa *obr. 12-3* vzniká element známej Quad antény *(obr. 12-3C)*.

Spôsob zostrojenia štvormo skladaného dipólu (podľa zobrazenia) je ten istý, lenže pri elemente Quad antény sa zväčšil odstup v dôsledku natiahnutia do tvaru rámu, čím sa zmenšila vzájomná väzba; prejavilo sa to znížením vstupného odporu z 1500 Ω na 161,2 Ω vo voľnom priestore.

Keď sa elementy skladané do tvaru rámu použijú na utvorenie parazitného systému, dosiahnu sa väčšie zisky než priamymi elementami pre zvýšenie vstupného odporu.



Obr. 16-35A. Napájanie z vrcholu štvorca Quad antény

Preto sa amatéri už od r. 1948 začali zaoberať stavbou parazitných systémov tohto typu. Prišli na to, že pri rovnakých dĺžkach oboch elementov je najvýhodnejšie stvárniť drôtové elementy do tvaru štvorca a namontovať ich pri vhodnom odstupe D/λ do paralelných rovín. Pri rovnakých dĺžkach oboch elementov možno totiž pripojením krátkych skratovaných kýpťov dať reflektoru indukčné ukončenie. Toto ukončenie je potrebné na nastavenie maximálneho predného zisku; dosiahne sa úpravou polohy skratu na kýpti.

Vzhľadom na nastaviteľnosť skratovaného kýpťa sa pri anténe *kubický štvoruholník* čiže cubical Quad používa len reflektorové vyladenie so skratovanými kýpťami o dĺžke $\frac{\lambda}{4}$.

Spočiatku sa pri stavbe Quad antény používali dva druhy napájania systému žiariča, a to z vrcholu štvorca *(obr. 16-35A)* a z dolnej strany štvorca *(obr. 16-35B)*. Rozvinutá dĺžka slučky oboch elementov sa pritom rovná elektrickej celovlnovej dĺžke.

Každý element Quadu predstavuje spojenie dvoch dipólov; spodný sa napája v kmitni prúdu v bode *B* a je pripojený na horný dipól v bodoch *C* a *D*, kde sa vytvoria prúdové uzly so zvratom smeru napájania, ako je to vyznačené šipkami.

Pre konštrukciu Quadu dlho nebolo presnejšie vodidlo, až r. 1955 odmerali vstupný odpor a meračom poľa stanovili zisk oproti dipólu, a to

Element	D/λ	R_1	$g_{[dB]}$
$\check{z}$	—	110	2
$\check{z} + r$	0,20	75	10
$\check{z} + r$	0,15	65	8
$\check{z} + r$	0,10	45	8
$\check{z} + d$	0,20	50	5

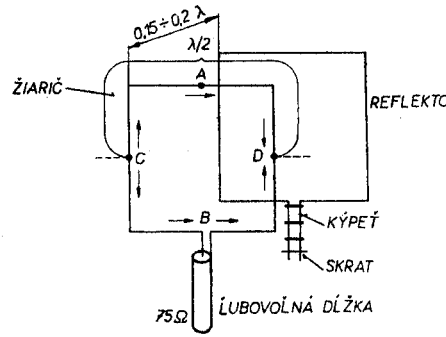
v závislosti od merného odstupu D/λ elementov Quadu. Výsledky merania sú zachytené v nasledujúcej tabuľke.

Podľa týchto výsledkov samotný element Quadu dával zisk 2 dB oproti dipólu pri vstupnom odpore 110 Ω. Keď sa pridá pasívny element, potom pomocou vyladenia kýpťom Quad anténa prejavuje maximálny zisk 10 dB pri odstupe $0{,}20\lambda$ medzi elementami, vstupnom odpore 75 Ω a pri nižšom vyžarovacom uhle signálu, než dáva Yagi anténa v tej istej výške.

Amatérska 2-prvková Quad anténa dosahuje pri odstupe $0{,}20\lambda$ zisk 10 dB, ktorý dáva len 4-prvková Yagi anténa.

Tu je horizontálny vyžarovací diagram veľmi priaznivý pre amatérsku prevádzku, a to pre pomerne široký predný lalok, vyhovujúci predozadný pomer o hodnote $P/Z = 25$ dB, ako aj preto, že je potlačené vyžarovanie do bokov s predobočným pomerom $P/B = 45$ dB.

Frekvenčná šírka použiteľnosti Quad antény je väčšia než šírka Yagi antén pre neporovnateľne väčší vstupný odpor, a to aj pri používaní drôtových elementov. Preto aj Quad antény sú jediným systémom, ktorým sa dá zaokryť aj to najširšie (28MHz) pásmo s ešte vyhovujúcim PSV na okrajoch (2 : 1), zatiaľ čo pri užších (21 a 14MHz) pásmach sa získa temer dokonalé prispôsobenie (1,2 : 1).



Obr. 16-35B. Napájanie z dolnej strany štvorca Quad antény

Na napájanie Quad antény s odstupom $0{,}20\lambda$ sa odporúča len symetrický pásikový kábel o $Z_0 = 75\ \Omega$, pretože nesymetrickým koaxiálom toho istého vlnového odporu sa zhoršuje PSV (z 1 : 1 na 2 : 1) a popritom aj skresľuje vyžarovací diagram. Ak nedostať symetrický pásikový kábel typu 75 Ω, potom pri koaxiále treba použiť symetrizačný člen podľa *obr. 8-9* alebo medzi anténu a vzdušný napájač o $Z_f = 600\ \Omega$ zaradiť štvrťvlnový transformátor so $Z_t = \sqrt{R_1 Z_f} = \sqrt{75 \cdot 600} = 212\ \Omega$, čo znamená, že pomer $a/d = 2{,}96$ *(tab. 7-1)*.

16.6.1 Reflektor Quad antény sa ladí posunovaním skratovacej spojky po kýpti, ktorého úlohou je dať elementu samoindukčné ukončenie reaktanciou X_L, vyjadrené vzťahom $X_L = Z_0 \operatorname{tg} \alpha$.

Výraz pre elektrický uhol α nachádzajúci sa vo vzorci sa určí z 13% prírastku dĺžky reflektora Yagi antény *(obr. 16-11)*, čo znamená 6,5 % pri kýpti z elementu Quadu. Nastavenie elektrického uhla $\alpha = 0{,}065 \,.\, 360 = 23{,}4°$, vyjadreného elektrickou dĺžkou $l_{el} = \frac{23{,}4}{360} \lambda = 0{,}065\ \lambda = 0{,}065 \frac{300}{f} = \frac{19{,}5}{f_{[MHz]}}$, vyžaduje použiť geometrickú dĺžku $l_g = \frac{19{,}5}{f} \,.\, 0{,}98 = 19{,}11/f_{[MHz]}$, pravda, vypočítanú pre polohu nastavenia, t. j. od skratu kýpťa po element reflektora Quadu.

Aby bolo možné nastaviť potrebnú polohu skratu, musia byť kýpte o 1/3 dlhšie, t. j. treba používať geometrickú dĺžku kýpťa $l_g = 1{,}33 \,.\, \frac{19{,}11}{f} \sim \frac{25{,}5}{f_{MHz}}$.

Na vyčíslenie samoindukčného ukončenia quadového elementu reflektora treba poznať vlnový odpor Z_0 kýpťa, ktorý možno ustáliť pomocou zvyčajného odstupu $a = 80$ mm, daného dvoma vajcovitými izolátormi hrúbky drôtu $d = 2$ mm pri $Z_0 = 526\ \Omega$ na základe pomeru $a/d = 40$ *(tab. 7-1)*. Podľa toho reaktívne ukončenie kvadového elementu má hodnotu

$$X_L = 526 \,.\, \operatorname{tg} 23{,}4° = 526 \,.\, 0{,}433 = 228\ \Omega$$

čo značí veľmi vysoké samoindukčné ukončenie pre quadový element reflektora oproti Yagi anténe, ktorá pri odstupe $0{,}20\lambda$ potrebuje na dosiahnutie optimálny zisk len 10 Ω.

Vysoké samoindukčné ukončenie quadového elementu pasívneho prvku vyžaduje (pri žiariči systému na uvedenie do rezonančného stavu) predlžovací faktor 1,02 až 1,04, podľa hodnoty ukončenia.

Spomínané vlastnosti Quad antén možno využiť pri návrhu systému pre ľubovoľné amatérske pásmo. Pravda, amatér túži po diaľkových spojeniach, no musí sa podrobiť vrtochom ionosféry a pásma meniť podľa potreby, t. j. cez deň používať 28 a 21MHz pásmo, kým vo večerných hodinách 14MHz pásmo a v noci 7MHz pásmo. Potreba pracovať na viacerých pásmach vyžaduje mnohopásmovú anténu a je pochopiteľné, že pre dosiahnutie zisku a zníženie vyžarovacieho uhla signálu začne sa amatér zaoberať myšlienkou stavby Quad-systému.

16.6.2 Návrh na amatérsku konštrukciu mnohopásmového Quad-systému vychádza z požiadavky dosiahnuť elektricky slušný zisk a z požiadavky solídneho vyhotovenia, lebo vietor pri rozmeroch systému nájde ľahko oporné plochy a anténa sa môže poškodiť.

Pri dimenzovaní slučky pre štvorcové elementy systému treba použiť vzorec

$$l_s = 1{,}02\lambda = 1{,}02\,\frac{300}{f} = \frac{306}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

pomocou ktorého sa určí aj strana štvorca — Quadu — ako štvrtina rozvinutej dĺžky slučky zväčšenej o úsek 0,08 mm (2 izolátory) na vedenie prípojných bodov pre napájač žiariča a kýpeť reflektora, takže táto strana Quad antény je

$$l_Q = \frac{1}{4}\left(\frac{306}{f_{\mathrm{MHz}}} + 0{,}08\right)$$

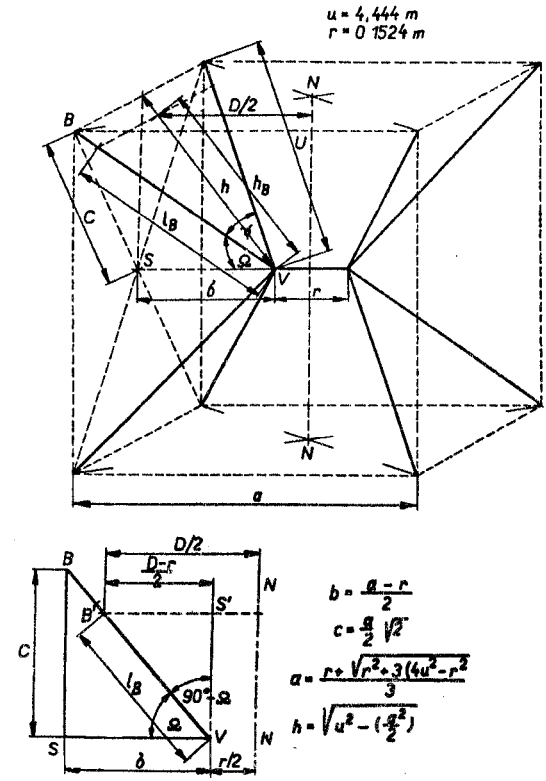
Na výpočet dĺžky l_k pre nastavený kýpeť a dĺžky $l_{\,k}$ pre používaný kýpeť sa používajú vzorce

$$l_k = \frac{19{,}11}{f_{[\mathrm{MHz}]}} \qquad l_{pk} = \frac{25{,}5}{f_{[\mathrm{MHz}]}}$$

V konštrukcii Quad antén prevládajú dva základné smery:

a) *Merný odstup D/λ medzi elementami* je pre každé pásmo konštantný, aby sa dosiahli rovnaké vstupné odpory. Platí to aj pre tvar konštrukcie mnohopásmového Beamu, lebo treba hľadať taký spôsob usporiadania pre quadové elementy, kde by sa uplatnil harmonický pomer amatérskych pásiem.

Ideálne by sa to dalo riešiť uhlopriečkovou konštrukciou kocky, pri tzv.



Obr. 16-36. Situácia na ježkovitej konštrukcii Quad antény pre výpočet uhla rozovrenia ψ a elevácie tyčí Ω voči osi rahna, ako aj vzdialenosti l_B pásmových bodov na tyčiach rahna

ježe, keby sa všetky „uhlopriečky" dali zvariť do jedného bodu. Stred ježovitej konštrukcie sa však vystrojí krátkym rahnom r, aby sa umožnilo zváranie a aby sa konštrukcia zachytila na otáčavú rúru. V dôsledku toho uhol rovín uhlopriečok β je trocha nad 45°, čo môže viesť k väčším dĺžkam slučiek pri konštantnom mernom odstupe D/λ, než by to zodpovedalo harmonickému pomeru pásiem.

Z tohto dôvodu sa volí rahno dĺžky $\leqq 0{,}1524$ m (železná rúrka svetlosti 45 mm), na ktoré sa z oboch strán privarí po 4 kusoch uhlových železí $30 \times 30 \times 4$ mm dĺžky 50 cm, aby sa naň dali pripevniť bambusové tyče.

Pre výpočet uhla rozovretia ψ a uhla elevácie tyčí Ω oproti osi rahna načrtnime situáciu na *obr. 16-36*. Vyjdime z predpokladu, že pri dĺžke tyčí $u = 4{,}444$ m dosiahneme rovnakú vzdialenosť vo vrcholoch kocky; vypočítajme si ju z $\triangle$ VSB. Tu platí:

$$u^2 = c^2 + b^2, \quad c = \frac{a}{2}\sqrt{2}, \quad b = \frac{a - r}{2}, \quad r = 0{,}1524 \text{ m}, \quad u = 4{,}444 \text{ m}$$

$$u^2 = \frac{2a^2}{4} + \frac{(a - r)^2}{4}, \quad 4u^2 = 2a^2 + a^2 + r^2 - 2ar,$$

$$3a^2 - 2ar - r^2 - 4u^2 = 0$$

Riešením tejto kvadratickej rovnice dostaneme pre stranu kocky

$$a_{1,2} = \frac{r \pm \sqrt{r^2 + 3(4u^2 - r^2)}}{3} =$$

$$= \frac{0{,}1524 \pm \sqrt{0{,}1524^2 + 3(4 \,.\, 4{,}444^2 - 0{,}1524^2)}}{3} =$$

$$= \frac{0{,}1524 \pm \sqrt{0{,}023226 + 3(4 \,.\, 19{,}749136 - 0{,}023226)}}{3} =$$

$$= \frac{0{,}1254 \pm \sqrt{236{,}94318}}{3}$$

Z týchto riešení má význam len koreň rovnice a_1, lebo a_2 by bolo záporné číslo.

$$a_1 = \frac{0{,}1524 + 15{,}3930}{3} = \frac{15{,}5454}{3} = 5{,}1818 \text{ m}, \quad \frac{a}{2} = 2{,}5909 \text{ m},$$

z čoho sa dajú určiť vzťahy

$$c = \frac{a}{2}\sqrt{2} = 2{,}5909 \cdot \sqrt{2} = 3{,}6641 \text{ m}$$

$$h = \sqrt{u^2 - \left(\frac{a}{2}\right)^2} = \sqrt{4{,}444^2 - 2{,}5909^2} = \sqrt{19{,}7500 - 6{,}7127} =$$

$$= \sqrt{13{,}0373} = 3{,}6107 \text{ m}$$

$$b = \frac{a - r}{2} = \frac{5{,}1818 - 0{,}1524}{2} = \frac{5{,}0294}{2} = 2{,}5147 \text{ m}$$

slúžiace na výpočet uhla rozovretia tyčí ψ a ich sklonu Ω oproti osi rahna, ako je ďalej vyznačené:

$$\operatorname{tg}\frac{\psi}{2} = \frac{a/2}{h} = \frac{2{,}5909}{3{,}6107} = 0{,}71755, \qquad \frac{\psi}{2} = 35°30'40'', \qquad \psi = 71°19'20''$$

$$\operatorname{tg}\Omega = \frac{c}{b} = \frac{3{,}6641}{2{,}5147} = 1{,}45707, \qquad \Omega = 55°32'16''$$

Pri voľbe dĺžok u potrebných na dosiahnutie rovnakých vzdialeností a vo vrcholoch kocky treba dbať na to, aby uhol β medzi rovinou tyčí a osou rahna neprekročil 46°.

V našom prípade

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{a/2}{b} = \frac{2{,}5909}{2{,}5147} = 1{,}03030, \qquad \beta = 45°51'18''$$

čo ešte stačí na uplatňovanie harmonického pomeru amatérskych pásiem.

Keď už vieme, že uhol rozovretia tyčí $\psi = 71°19'$ a že tyče sú sklonené k osi rahna pod uhlom $\Omega = 55°32'$, môžeme zvariť 50 cm dlhé uhlové železá s rahnom podľa *obr. 16-37A*. Do žliabku uhlových železiec dáme 4 m dlhé bambusové tyče, ktorými sa pripevnia izolátory každého kvadu.

Poloha rohových izolátorov na tyčiach *(obr. 16-37B)* sa volí tak, aby paralelné roviny slučiek boli od seba vzdialené na $D = 0{,}20\lambda$, resp. aby ich vzdialenosť od nosnej žrde bola $0{,}1\lambda$.

Miesta vzdialeností l_B rohových izolátorov na tyčiach od zvaru V nájdeme skusmo, alebo ich vypočítame pomocou doplnkového $\triangle$ *VS'B' (obr. 16-36).*

Pomocou tohto trojuholníka sa ľahko nájde, že

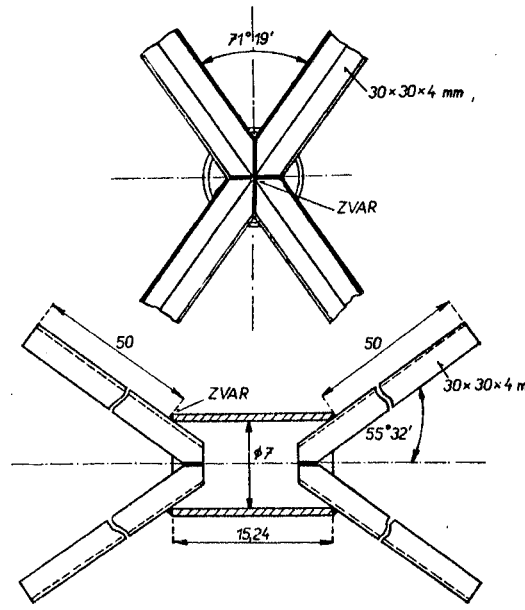
$$l_B = \frac{D/2 - r/2}{\sin(90° - \Omega)}$$

Správnosť výpočtu možno kontrolovať na základe vzťahov

$$h_B = \frac{D/2 - r/2}{\sin(90° - \beta)},$$

$$l_B = \frac{h_B}{\cos \psi/2}$$

ktoré vyplývajú z dispozície zachytenej na *obr. 16-36.*



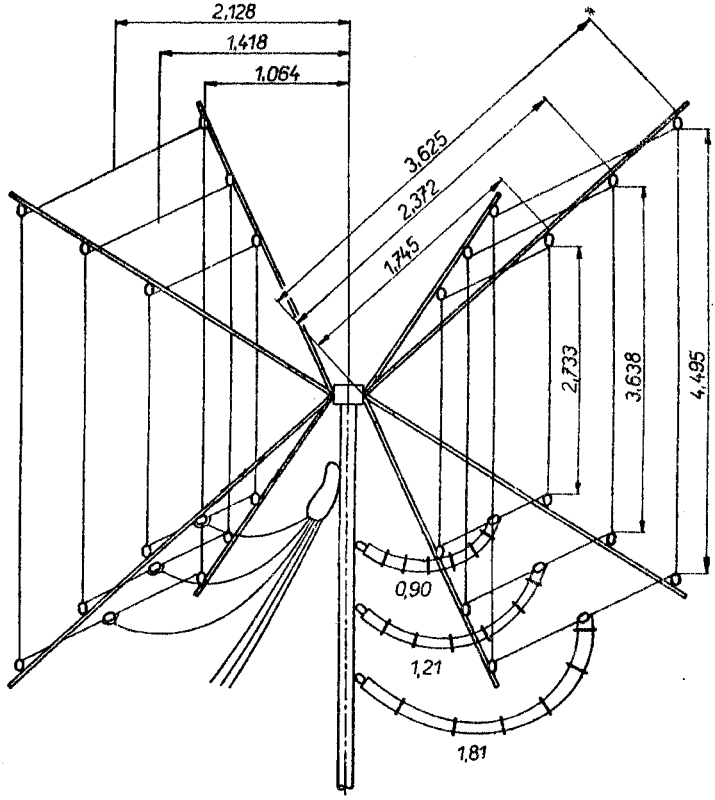
Obr. 16-37A. Privarenie 8 kusov uhlových železí 30 × 30 × 4 mm 50 cm dlhých k rahnu o svetlosti 7 cm v dĺžke 15,24 cm pre mnohopásmovú Quad anténu

Takto boli vypočítané všetky potrebné rozmery pre 3-pásmový Quad, ktoré sú udané v nasledujúcej tabuľke:

Druh	$f_{[MHz]}$	$\lambda_{[m]}$	$D_{[m]}$	l_s	l_Q	l_{sk}	l_{pk}	h_B	l_B
A1	28,20	10,638	2,128	10,851	2,733	0,68	0,90	1,418	1,745
	21,15	14,184	2,837	14,467	3,638	0,90	1,21	1,927	2,372
	14,10	21,276	4,255	21,701	5,445	1,35	1,81	2,945	3,625
A3	28,40	10,563	2,133	10,774	2,713	0,67	0,89	1,407	1,732
	21,30	14,084	2,817	14,365	3,611	0,89	1,20	1,913	2,354
	14,20	21,127	4,225	21,549	5,407	1,33	1,78	2,924	3,600

Pre rovnaký merný odstup $D/\lambda = 0{,}20$ môže sa každý žiarič napájať buď samostatne pomocou 3 kusov pásikových káblov o 75 Ω, ako je

naznačené na *obr. 16-37B*, alebo pomocou jediného koaxiálneho kábla o vlnovom odpore 75 Ω. Pri tomto spôsobe napájania treba napájač pripojiť na vstupné svorky 21MHz žiariča a sem priviesť aj svorky 28 a 14MHz žiariča podľa *obr. 16-37C*. Súčasne treba popúšťať rohové izo-



Obr. 16-37B. Mnohopásmová Quad anténa s odstupom elementov 0,20λ pri zisku 10 dB pre A1 prevádzku na 28,2—21,15—14,10 MHz s oddeleným napájaním

látory týchto žiaričov, aby si zachovali tvar štvorca, lebo odstup ich rovín sa nesmie meniť.

Výhodu maximálneho zisku trojpásmového Quadu s odstupom rovín slučiek elementov na 0,20λ poznali už r. 1957, keď sa zaviedlo používanie krátkych rahien pri ježovitých konštrukciách na zostavenie trojpásmového systému.

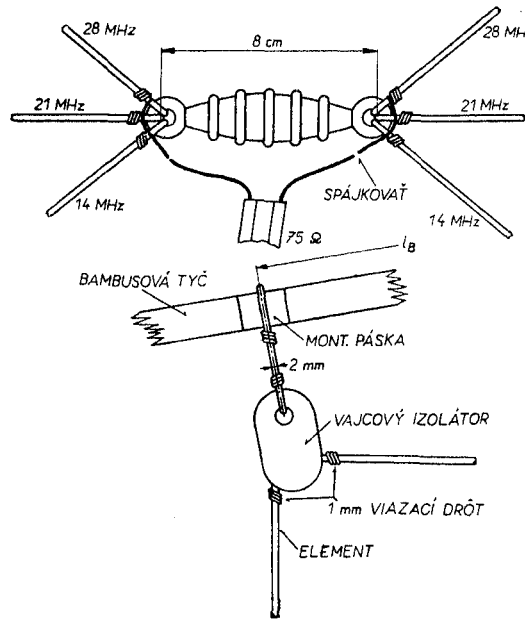
Pri trojpásmovom Quade s konštantným merným odstupom $D/\lambda = 0{,}20$ istý amatér použil princíp spoločného napájania pomocou koaxiálneho kábla o $Z_0 = 75\ \Omega$, a tým dal amatérskym stavbám správny smer.

Iný smer v konštrukcii quadových antén predstavuje požiadavka:

b) *Vzdialenosť medzi rovinami quadu* oboch elementov *má byť konštantná*. Táto požiadavka sa vzťahuje aj na tvar konštrukcie.

Odmeraná vzdialenosť predstavuje pri istom vybudení určitý merný odstup, ktorý sa pri zmene frekvencie pozmení, a súčasne sa zmení aj vstupný odpor a zisk.

Pre túto vlastnosť sa Beam o konštantnej vzdialenosti elementov používa najmä pre jedno pásmo, a keď sa postaví na viac pásiem, potom geometrický rozmer vzdialeností treba dobre vybrať, aby pri budení frekvenciami amatérskych pásiem vznikol používateľný merný odstup 0,10 až 0,20, ktorý, pravda nebude dávať na každom pásme rovnaký zisk.



Obr. 16-37C. Riešenie napájania mnohopásmovej Quad antény na *obr. 16-37B* jediným káblom 75 Ω, pripojeným na svorky 21 MHz žiariča, pri súčasnom popustení rožných izolátorov žiariča od 28 a 14 MHz pásma

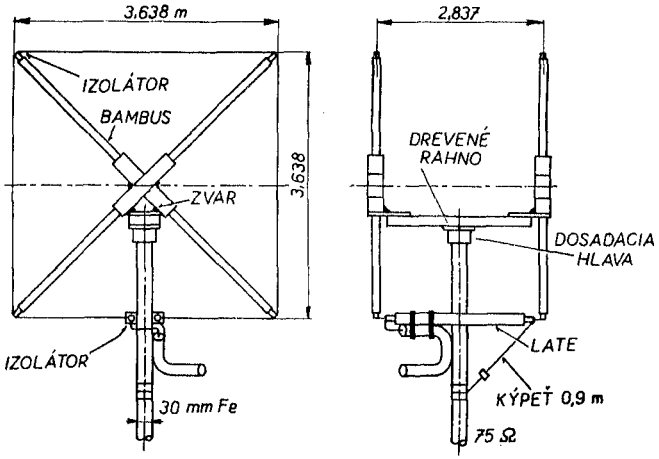
Pri Beame na *jedno pásmo* sa štvorcové elementy s vhodnými odstupmi rovín vyhotovia ako dve navzájom protiľahlé rámové konštrukcie.

V strede štvorcov sa nachádzajú 2 rúrky skrížené do tvaru X, ktoré sú zvarené jednak navzájom, jednak s montážnou doštičkou, ktorá slúži na pripevnenie na drevené rahno o priereze 5×10 cm. Na stožiar sa rahno pripevní v strede systému pomocou vysústruženej dosadacej hlavy, ktorá sa závitom hlavy priskrutkuje na rúru stožiara a súčasne sa skrutkami primontuje na rahno.

Rovnobežne s nosným rahnom v jedne úrovni so spodnou stranou štvorca sa nachádza stožiarom rozštiepená pomocná latka s 2 izolátormi na každom konci, ktoré majú siahať presne do kmitne prúdu elementov.

Tieto izolátory tvoria prípojné body z jednej strany pre napájač žiariča a z druhej strany pre kýpeť reflektora.

Pri montáži sa rám zostavený z bambusových tyčí, zasunutých do pozváraných rúr tvaru X, položí na zem, kde sa drôt pohodlne napína



Obr. 16-38. Jednopásmová Quad anténa so ziskom 10 dB pri odstupe 0,20λ pre A1 oblasť 21 MHz pásma

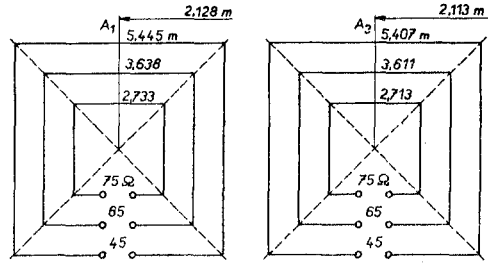
na stojančekovité izolátory tyčí. Len po vyhotovení oboch slučiek sa oba krížové rámy priskrutujú na rahno a pripravia na vztýčenie na stožiar. Pravda, namiesto bambusových tyčí možno sa uspokojiť aj s drevenými tyčami o hrúbke 20 až 25 mm, čím sa, pravda, váha celého systému značne zvýši. Podrobnosti o konštrukcii tohto typu Quad antény vidieť na *obr. 16-38*, kde sa nachádza nárys a bokorys systému.

Aby sa dosiahol maximálny zisk 10 dB, pre prácu na 28 a 21MHz pásme sa volí vzdialenosť rovín elementov 0,20λ a 75 Ω napájač, podľa údajov poslednej príručnej tabuľky. Rozmery pre frekvenciu 21,15 MHz sú naznačené na *obr. 16-38.*

Pre prácu na 14 MHz sa volí odstup 0,15λ so ziskom 9 dB, zatial čo pre prácu na 7 MHz prichádza do úvahy len vzdialenosť 0,10λ so ziskom zníženým asi na 8 dB. Tieto systémy nie sú u nás prispôsobiteľné, lebo nie sú k dispozícii vhodné káble o vlnovom odpore 65 Ω resp. 45 Ω. Jedinou výhodou Quad systému s malým merným odstupom je krátke rahno, čo možno oceniť pri zhotovovaní Quadu na 14 a 7MHz pásmo.

Štvorcové elementy mnohopásmového kvadu o konštantnej vzdialenosti sa koncentricky rozmiestňujú po oboch stranách rahna do tých istých rovín.

Štvorcové elementy sa montujú na malé izolátory, ktoré sa priklincujú na tyče skrížené do tvaru X. Podrobnosti konštrukcie nájdeme na *obr. 16-38*. Aj rozmery pre l_s, l_Q, l_k, l_k sú tie isté ako v poslednej tabuľke, s tým rozdielom, že roviny elementov kvadu majú byť pri A1 prevádzke vzdialené 2,128 m, kým pri A3 2,113 m, ako je vyznačené na *obr. 16-39*.



Obr. 16-39. Hlavné rozmery mnohopásmovej Quad antény s fixnou vzdialenosťou — 2,128 m pre A1 a s 2,113 m pre A3 — pre 14/21/28 MHz pásmo so ziskom 8/9/10 dB so separátnymi napájacími káblami o vlnovom odpore 45/65/75 Ω

Pri voľbe uvedených vzdialeností treba zachovávať merné odstupy D/λ v pomere 2 : 3 : 4, pričom nastávajú zmeny vstupného odporu 45 Ω : : 65 Ω : 75 Ω sprevádzané zmenami zisku v pomere 8 : 9 : 10, ako je vyznačené v nasledujúcej tabuľke.

Pásmo [MHz]	D/λ	R_1	$g_{[dB]}$
14	0,10	45	8
21	0,15	65	9
28	0,20	75	10

Je zrejmé, že pre malú šírku odstupov s pomerne veľkým ziskom možno Quad so vzdialenosťou $\frac{2,128}{2,113}$ m pre $\frac{A1}{A3}$ prevádzku zostrojiť len na hlavné DX pásma, a to 14,21 a 28 MHz, pričom maximálny zisk 10 dB možno očakávať len na 28MHz pásme pre merný odstup $D/\lambda = 0,20$.

Pokiaľ ide o napájanie, potom tento trojpásmový Quad pri vzdialenosti roviny slučiek na $\frac{2,128}{2,113}$ m možno pripojiť priamo na kábel s vlnovým odporom $\frac{75}{65}\lambda$ v napájacích svorkách príslušného žiariča $\frac{28}{21}$ MHz, alebo $\frac{45}{14}$ žiariče vystrojiť štvrťvlnovým prispôsobovacím členom na pripojenie 600 Ω napájača.

Pravda, prispôsobovacie členy žiaričov musia mať vlnové odpory o hodnotách 212, 197, 164 Ω, aby boli prispôsobené vstupným odporom 75, 65, 45 Ω pri vstupe do žiaričov 28, 21, 14MHz pásma, čo zodpovedá pomerom $a/d = 2,97 - 2,64 - 2,04$ *(tab. 7-1)*.

Po zvážení výhod a nevýhod mnohopásmovej prevádzky pri oboch druhoch Quadu dáva sa prednosť ježovitej konštrukcii, keďže dáva

rovnaký zisk, a to ako dôsledok rovnakého vstupného odporu. Dá sa používať aj so spoločným napájačom, čo značí materiálnu úsporu. Pri voľbe výšky trojpásmového Quadu na 28/21/14 MHz sa odporúča stredobod slučiek vyvýšiť na 12 m resp. na 17 m $\left(\frac{1}{2}\lambda, \frac{3}{4}\lambda\right)$, čo zaručuje nízky vyžarovací uhol aj na 14 MHz, t. j. 27 resp. 18°.

Systémy trojpásmového Quadu sa nastavujú na maximálny zisk alebo maximálny pomer P/Z pozorovaním výchyliek merača poľa, a to pomocou skracovacej spojky kýpťa príslušného reflektora.

Pre nastaviteľnosť rezonancie žiariča sa odporúča na prípojne body kýpťa na reflektor pripojiť malý otočný keramický kondenzátor 50/5 pF a naladiť ho na maximálne stúpnutie prúdu žiariča použitím niektorej indikačnej metódy.

Týmto sa uzatvára dosť obsiahla stať o prídavných anténových sústavách, ktoré dnes patria medzi najpoužívanejšie typy v amatérskej prevádzke. Pre ich jednosmerovosť sa všetky parazitné Yagi systémy s obmenami GDZU alebo Quad antény musia konštruovať s otáčavým mechanizmom.

Na všetkých dosiaľ spomínaných anténových systémoch sa vyskytujú na žiariči stojaté vlny, ktoré zmenou svojej intenzity produkujú elektromagnetické pole.

No existujú také anténové systémy, kde vlna vznikajúca na žiariči nestojí, ale pohybuje sa, a magnetické pole je výsledkom tohto pohybu. Takýto vyžarovací systém sa na rozdiel od antén so stojatými vlnami nazýva *vlnová anténa*; zakladá sa na využití dlhého žiariča uspôsobeného na prevádzku postupnými vlnami.

17. ANTÉNOVÉ SMEROVÉ SÚSTAVY NA POSTUPNÉ VLNY

Podstatu vlnovej antény treba osvetliť na dlhom žiariči, ktorý poznáme len ako súčasť vyžarovacieho anténového systému, no treba ho uviesť predovšetkým ako Beverageov anténový model na prevádzku postupnými vlnami a osvetliť jeho elektrické vlastnosti na podklade parametrov vhodného žiariča.

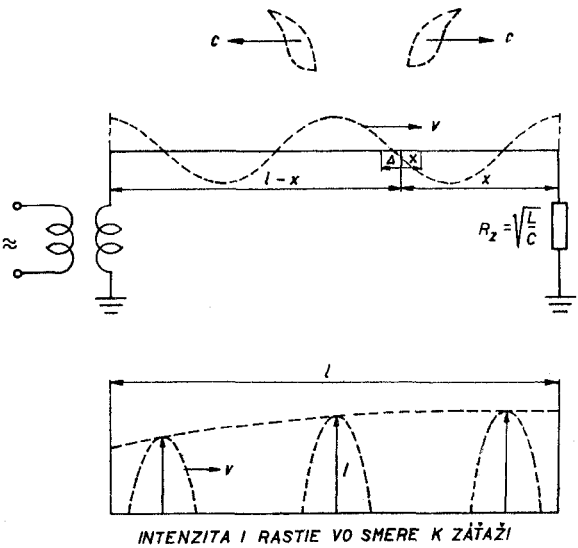
17.1 Parametre vlnového žiariča

Táto anténa v podstate pozostáva z horizontálne vytiahnutého drôtu dlhého aspoň λ, ktorý je ukončený ohmickým zaťažovacím odporom R_z, nastaveným na hodnotu vlnového odporu drôtu $Z_0 = \sqrt{L/C}$.

Podľa teórie dlhého vedenia, keď sa zaťažovací odpor vyrovná vlnovému odporu vedenia, pri podmienke rovnosti $R_z = \sqrt{L/C}$ nemože nastať odraz vlny od zaťažovacieho konca vedenia.

Pri šírení vlny po drôte žiariča každá, i tá najmenšia časť vodiča dáva vznik elektromagnetickej vlne v priestore okolo drôtu. Šíri sa v smere aj proti smeru záťaže, a to rýchlejšie než prúd po drôte.

Vlna šíriaca sa priestorom k záťaži pred-

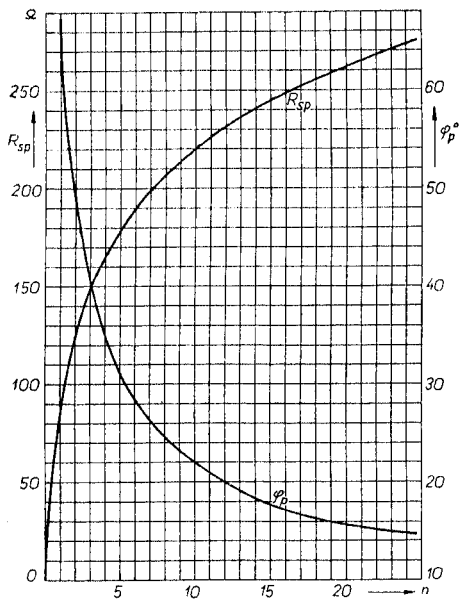


Obr. 17-1. Princíp samobudenia pri dlhodrôtových anténach na postupné vlny vyvolané indukciou súbežnej a protibežnej priestorovej vlny voči vlne postupujúcej po drôte

stihuje vlnu po drôte a svojou indukciou v dôsledku súbežnosti sa zosilňuje, zatiaľ čo priestorová vlna, ktorá beží na zdroj opačným smerom, v dôsledku protibežnosti sa zoslabuje.

Podľa toho najsilnejší prúd vo vodiči žiariča bude na mieste záťaže, kým najslabší na mieste pripojenia žiariča na zdroj *(obr. 17-1)*.

Prúdové zosilňovanie a zoslabovanie pri vlnove dlhších anténach bude, pravda, intenzívnejšie než pri kratších anténach; závisí to aj od *rýchlostného koeficientu*. Tento jav bude vyhranenejší pri hrubších vodičoch žiariča. Vplyv rýchlostného súčiniteľa vlnovej vysielacej antény na hodnotu vyžarovacieho odporu a na tvar vyžarovacieho diagramu preskúmal r. 1942 W. Jachnow a svoje poznatky uverejnil v ENT.



Obr. 17-2A. Charakteristické údaje dlhodrôtových antén s postupnými vlnami v závislosti od počtu *n* polvĺn po drôte (Porovnať s údajmi na *obr. 14-2* pre stojaté vlny)

Pri preberaní parametrov vlnového žiariča treba zhruba pohovoriť o výsledkoch jeho práce.

17.1.1 Vyžarovací odpor vlnového žiariča pri prevádzke postupnými vlnami možno vyjadriť Jachnowovým vzorcom ako funkciu rýchlostného súčiniteľa V.

Ak sa do tvaru Jachnowovho vzorca dosadí rýchlostný súčiniteľ $V = 1$, potom vyžarovací odpor vlnového žiariča možno vyjadriť približným vzorcom:

$$R_{sp} = 60\,[\ln 2\pi n + C - 1] \quad \text{pri } n > 3$$

kde n je počet polvĺn idúcich po drôte žiariča,

C — známa Eulerova konštanta ($C = 0{,}5772157$).

V nasledujúcej tabuľke nájdeme aj hodnoty R_s (v rubrike *p*) pre postupné vlny, vypočítané pomocou predchádzajúcich vzorcov, a iné R_s hodnoty (v rubrike *s*) pre stojaté vlny odvodené z rovnice $R_{ss} = 30\,[\ln 2\pi n + C]$ pri $n > 3$.

Na hodnotách R_s znázornených na *obr. 17-2* vidieť, že vyžarovací odpor rastie s počtom polvĺn po drôte, keď rýchlostný súčiniteľ sa rovná 1.

Ale keď sa do Jachnowovho vzorca dosadí $V < 1$, potom hodnoty vyžarovacieho odporu sú oveľa menšie a pri vzrastajúcom počte polvĺn sa približujú hodnote

$$\lim_{n\to\infty} R_{sp} = 60\left[\frac{1}{V}\ln\frac{1+V}{1-V} - 2\right]$$

ktorú dosiahnu, keď počet polvĺn po drôte žiariča $n \to \infty$.

Z limitných hodnôt vyžarovacieho odporu vypočítaných pre rozsah

$$1{,}0 > V > 0{,}9$$

vidieť, že aj pri sebamenšej odchýlke rýchlostného súčiniteľa od hodnoty 1 vyžarovací odpor poklesne na nízku hodnotu (napr. pri $V = 0{,}999$ je $R_s = 336{,}5\ \Omega$) a pridŕža sa jej, nech už akokoľvek vzrastie základná dĺžka žiariča (asi nad 10 vlnových dĺžok).

n	R_s		φ_p	φ_s
	p	s		
1	86,3	73,1	65,2	90
2	126,9	93,4	48,3	54
3	151,0	105,4	39,8	44
4	168,2	114,1	34,6	36
5	181,4	102,8	30,3	34
6	192,4	126,2	28,4	31
7	201,6	130,8	26,3	28
8	209,6	134,8	24,6	26
9	216,7	138,4	23,0	24,5
10	223,1	141,5	22,0	23
11	228,8	144,4	21,0	22,5
12	234,0	147,0	20,0	21
13	238,8	149,4		20,5
14	243,3	151,6		20
15	247,9	153,7		19,5
16	251,3	155,6		19
17	254,9	157,5		18,5
18	255,6	157,8		18
19	260,4	160,8		17,5
20	264,7	162,3	15,6	16
21	267,6	163,8		15,9
22	270,4	165,2		15,4
23	273,0	166,5		15,2
24	274,4	167,7		15
25	278,0	169,0		14,9

Prakticky to znamená, že pri vlnovej anténe s malým súčiniteľom V nemá význam používať väčšie dĺžky než 10λ, lebo dlhšie drôty nedajú väčší výkon.

V	$\lim R_{sp}$
0,99	200,8
0,98	161,5
0,97	138,8
0,96	116,5
0,95	111,3
0,94	101,8
0,93	93,8
0,92	87,3
0,91	81,4
0,90	76,3

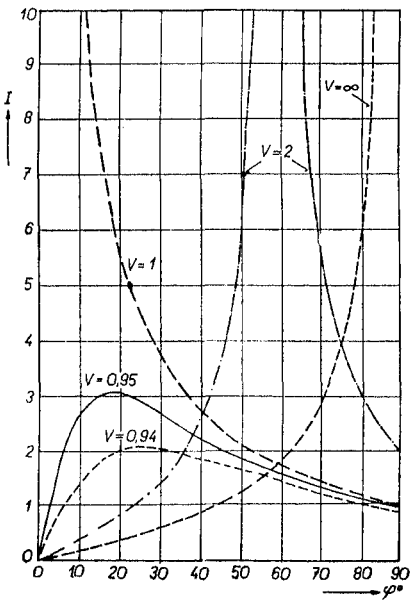
Keď si na ďalšej tabuľke všimneme limitné hodnoty R_s, ktoré patria k zvyčajným hodnotám súčiniteľov pre krátkovlnné antény od 0,96 do 0,90, vidíme, že sa pohybujú v rozmedzí 116 až 76 Ω.

Ak do Jachnowovho vzorca dosadíme podmienku $V > 1$ platnú pre hustejšie prostredie než vzduch (napr. pre vodu $V = 9$), dostaneme pre vyžarovací odpor výraz

$$R_{sp} = 60\left[\pi^2\left(1 - \frac{1}{V^2}\right)\frac{l}{\lambda} + \frac{1}{V}\ln\frac{V+1}{V-1} - 2\right]$$

Hodnota tohto vyžarovacieho odporu prevyšuje aj hodnotu vyžarovacieho odporu pri vákuu s $V = 1$.

Vidieť, že vyžarovací odpor silne poklesne, keď rýchlosť vĺn po drôte zaostáva za rýchlosťou vĺn vo voľnom prostredí pri $V < 1$, a naopak, silne vzrastá pri $V > 1$, keď rýchlosť šírenia vĺn v prostredí zaostáva za rýchlosťou šírenia vĺn po drôte. Opísané javy neboli do r. 1942 jasné.



Obr. 17-2B. Priebeh dotykovej krivky I VHD antén s postupnými vlnami v závislosti od polohy φ prvého laloka voči drôtu pri rôznych hodnotách rýchlostného súčiniteľa V (0,95—0,90—1,00—2,00—∞)

Iným parametrom vlnového žiariča je vyžarovací horizontálny diagram, ktorý tiež treba objasniť.

17.1.2 Horizontálny vyžarovací diagram (stručne VHD) vlnových antén vyjadruje Jachnowov tvarový súčiniteľ $F_\varphi = I \,.\, II$. Súčinové činitele I a II sú:

$$I = \frac{\sin \varphi}{1/V - \cos \varphi};$$

$$II = \sin\left[180 \frac{l}{\lambda}\left(\frac{1}{V} - \cos \varphi\right)\right]$$

kde činiteľ I ako dotyková krivka dáva dotykové body diagramu a dĺžkový činiteľ II dosahuje maximálnu, t. j. jednotkovú hodnotu.

Znázornením priebehu dotykovej krivky *(obr. 17-2)* pomocou hodnôt získaných výpočtom *(tab. 17-1)* možno nadobudnúť prehľad o polohe φ prvého laloka oproti drôtu pri rôznych súčiniteľoch V.

Vidíme, že v teoretickom prípade pre $V = 1$ maximálna energia sa vyžiari v smere drôtu, resp. v uhloch φ, ktoré sa málo líšia od nuly.

Pri sebanepatrnejšom zmenšení hodnoty rýchlostného súčiniteľa na $V < 1$ smer hlavného laloka sa odtrháva od drôtu až do 26° pri $V = 0{,}90$, a súčasne sa zmenšujú amplitúdy v porovnaní so stavom pri $V = 1$. Vzrast, resp. pokles strmosti dotykovej krivky vyjadruje zvyšovanie, resp. znižovanie počtu l/λ po vlnovom žiariči.

Hodnoty funkcie dotykovej krivky I pri VHD anténe s postupnými vlnami v závislosti od polohy φ prvého laloka oproti drôtu pri rôznych hodnotách rýchlostného súčiniteľa V (0,95 — 0,90 — 1,00 — 2 — ∞)

φ	$I_{0,95}$	$I_{0,90}$	$I_{1,0}$	I_2	I_∞
2	0,6555	0,3124	57,2967	0,0699	0,0349
4	1,2668	0,6143	28,6368	0,1402	0,0699
6	1,7988	0,8966	19,0808	0,2114	0,1051
8	2,4753	1,1517	14,3007	0,2839	0,1405
10	2,5986	1,3749	11,4302	0,3582	0,1763
12	2,7913	1,5637	9,5144	0,4348	0,2126
14	2,9744	1,7180	8,1443	0,5144	0,2493
16	3,0151	1,8394	7,1153	0,5976	0,2868
18	3,0423	1,9307	6,3137	0,6851	0,3249
20	3,0284	1,9953	5,4410	0,7777	0,3640
22	2,9862	2,0367	5,1445	0,8765	0,4040
24	2,9619	2,0587	4,7046	0,9835	0,4452
26	2,9496	2,0647	4,3315	1,0993	0,4877
28	2,7667	2,0576	4,0107	1,2259	0,5317
30	2,6794	2,0401	3,7320	1,3660	0,5774
35	2,4567	1,9646	3,1716	1,7972	0,7002
40	2,2429	1,8628	2,7474	2,4160	0,8391
45	2,0464	1,7502	2,4142	3,4142	1,0000
50	1,8692	1,6714	2,1445	5,3649	1,1918
55	1,7099	1,5528	1,9210	11,1333	1,4282
60	1,5671	1,4171	1,7320	∞	1,7321
65	1,4386	1,3165	1,5696	11,7119	2,1445
70	1,3607	1,2379	1,4281	5,9482	2,7475
75	1,2168	1,1333	1,3032	4,0050	3,7321
80	1,1439	1,0505	1,1917	3,0176	5,6713
85	1,0318	0,9452	1,0913	2,4130	11,4301
90	0,9500	0,9000	1,0000	2,0000	∞

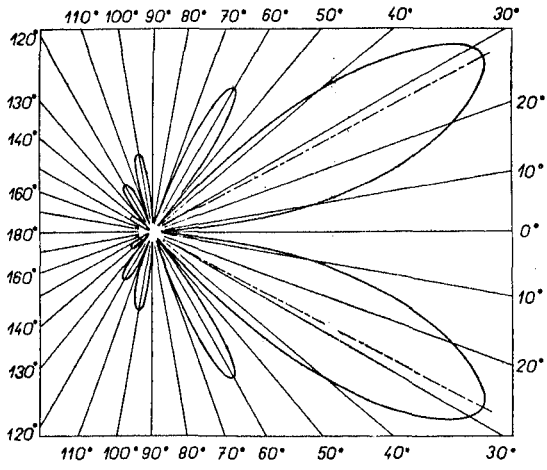
Pri zväčšení hodnoty súčiniteľa na $V > 1$ zúžená dotyková krivka dovolí len malé odchýlky od hlavného smeru, takže smer hlavného laloka prakticky nezávisí od l/λ.

Polohy všetkých lalokov vyžarovacieho horizontálneho diagramu v smere φ_p k drôtu možno určiť z rovnice

$$-\frac{1-\frac{1}{V}\cos\varphi_p}{\frac{1}{V}-\cos\varphi_p}\operatorname{tg}\left[\pi\frac{l}{\lambda}\left(\frac{1}{V}-\cos\varphi\right)\right]+\pi\frac{l}{\lambda}\sin^2\varphi_p=0$$

ktorá sa pre prípad $V = 1$ zjednoduší na

$$\operatorname{tg}\left[\pi \frac{l}{\lambda}(\cos \varphi_p - 1)\right] + \pi \frac{l}{\lambda} \sin^2 \varphi_p = 0$$



Obr. 17-3. Tvar VHD pre dlhodrôtovú anténu s postupnými vlnami s dĺžkou drôtu 3λ s rýchlostným súčiniteľom $V = 1$

a dáva pre φ_p hodnoty uvedené na tab. na str. 373.

Porovnaním hodnôt φ_p pre postupné vlny s hodnotami φ_s pre stojaté vlny zistíme, že počnúc od $n = 12$ (t. j. $\frac{l}{\lambda} = 6$) uhly φ sa len málo líšia, pravda, za predpokladu, že V je len o málo menšie než 1.

Správne ukončenú vlnovú anténu možno používať v širokom frekvenčnom rozsahu (asi 1 : 4) na ľubovoľnej frekvencii, pričom sa mení len tvar VHD, lebo pri väčšej frekvencii sa anténa stáva elektricky dlhšou, čo vedie k pretiahnutejšiemu a k drôtu primknutejšiemu laloku, v ktorom je nazhromaždenej viac energie než v ostatných smeroch.

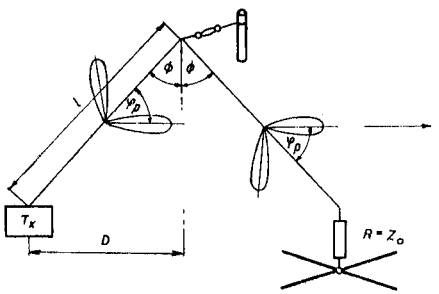
Dlhodrôtová vlnová anténa pre amatérsku mnohopásmovú prevádzku vyberá frekvencie v harmonickom pomere. Pripusťme napr. dĺžku 120,7 m, ktorá sa na 7MHz pásme rovná 3λ, smerovosť 28,4° a zisk 1,70 dB nad dipólom. Dostaneme nerezonančný typ žiariča, ktorý bude vyžarovať na 14 MHz pásme iba na 28,4° od drôtu smerom vpred na záťaž a dozadu len nepatrne, ako je vyznačené na *obr. 17-3* v tvare VHD pre voľný priestor. Smerovosť φ a zisk výkonu g v decibeloch nad dipólom pre prácu v iných pásmach sú uvedené v nasl. tab. Táto nerezonujúca anténa sa len zriedka používa

Pásmo [m]	n	Uhol φ_p	g [dB]
80	3	39,8	1,25
40	6	28,4	1,70
20	12	21,0	3,10
15	18	18,0	5,10
10	24	15,0	7,20

v amatérskej prevádzke, no jej princíp sa využíva pri zostavovaní vysokoúčinných jednosmerových anténových sústav.

17.2 Šikmá anténa obráteného V

Je predchodcom kosoštvorcovej antény na postupné vlny. Je to vlastne dlhodrôtová vlnová anténa, ktorá je pomocou izolátorov presne v polovici dĺžky vyvýšená na úroveň vrcholu jediného nosného stĺpu *(obr. 17-4)*. Odstup D koncov drôtu od stožiara volí sa tak, aby žiarenie drôtov padlo do jediného horizontálneho smeru.



Obr. 17-4. Šikmá anténa tvaru obráteného V

Podľa uvedeného by mal platiť pre tento odstup vzťah $\cos \varphi_p = D/l$ a pre uhol sklonu drôtu $\Phi = 90° - \varphi$, no pri zachovaní týchto zákonitostí by sa prúdy indukované v anténe pri príjme nestretli v rovnakej fáze na konci drôtu na vstupe do prijímača. Pri rovnosti fáz pravouhlý priemet jedného ramena l na zem musí byť o polovicu vlny kratší než rameno, čiže musia platiť vzťahy

$$l_{\cos\varphi_p} = l - 0{,}5\lambda; \quad l(1 - \cos \varphi_p) = 0{,}5\lambda$$

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2(1 - \cos \varphi_p)}$$

podľa ktorých najväčšia zmena dĺžky ramena l nastáva pri väčších uhloch φ_p.

Za predpokladu, že $l/\lambda \sim 1$ $(n = 2)$, môžeme napr. pomocou $\varphi_p = 48{,}3°$ nájsť

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2(1 - \cos \varphi_p)} = \frac{1}{2(1 - 0{,}665)} = \frac{1}{0{,}770} = 1{,}30$$

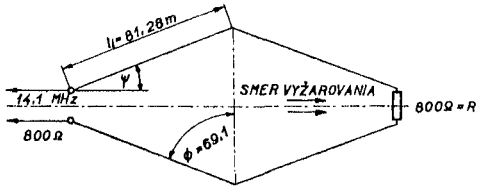
čiže vzniká predĺženie len o 30 % oproti ideálnemu stavu $l/\lambda = 1$.

Sklonená vlnová anténa by prišla pre amatérsku prevádzku do úvahy len pre 28MHz pásmo, lebo na 14 MHz by výška stĺpu bola nad hranicou amatérskych možností. Pri priamom pripojení zaťažovacieho odporu na zem by nastali zmeny ukončovacieho odporu v závislosti od počasia, a tým by sa menilo aj prispôsobenie. Tu by bolo možné zem nahradiť

radiálnou $\lambda/4$ sieťou alebo aj dvoma $\lambda/4$ dlhými drôtmi, ale tým by sa anténa stala použiteľnou len pre jednu frekvenciu, pre ktorú by bola $\lambda/4$ sieť dimenzovaná, a nebola by možná mnohopásmová prevádzka, ktorá je charakteristickým znakom pre všetky typy vlnovej antény. Tieto ťažkosti sa odstránia použitím iného typu antény.

17.3 Kosoštvorcová čiže rombická anténa

Skladá sa z dvoch šikmých, vedľa seba postavených antén so spoločným zakončujúcim odporom v hrote kosoštvorca *(obr. 17-5)*. Kosoštvorec možno situovať v horizontálnej alebo aj zvislej rovine vzhľadom na zem, čo vedie v horizontálnej, resp. zvislej polarizácii vyžiareného poľa.



Obr. 17-5. Kosoštvorcová anténa s hodnotami ideálneho návrhu dĺžky ramena $l_i = 81{,}28$ m, jeho sklonu $\Phi = 69{,}1°$ a nadzemnej výšky systému $H = 14{,}89$ m pre prevádzku na 14,1 MHz

Vodorovná poloha roviny kosoštvorca je najčastejšia, lebo má najnižšie oporné body slučky. Preto sa v amatérskej prevádzke uprednostňuje. Má výbornú účinnosť v rozsahu frekvencií 2 : 1, a keď jej dáme dlhú základňu, dostaneme aj rozsah 4 : 1. Z tohto hľadiska kosoštvorcový systém čiže rombus je vhodný aj pre amatérsku mnohopásmovú prevádzku, ak pre 14 MHz pásmo zvolíme základňu aspoň 3λ dlhú.

Používanie rombusu poskytuje v amatérskej prevádzke veľa výhod, a to: ľahkú inštaláciu, mnohopásmovú použiteľnosť a značný zisk. Je teda ideálom pre amatéra, ktorý chce pracovať v určitom smere a má pre jeho stavbu potrebný priestor.

Pre uhol sklonu drôtu Φ platia tie isté pravidlá ako pri šikmej anténe, no tu treba pamätať, že maximum vyžarovania nie je v rovine antény, ale pod vyžarovacím uhlom signálu ψ vo vyžarovacom vertikálnom diagrame, a tak vždy platí, že $\sin \Phi = \cos \psi$. Pri návrhu systému treba vychádzať z hodnoty vyžarovacieho uhla ψ, ktorý sa podľa *obr. 4* pohybuje v rozmedzí 10 až 30° pre amatérske DX pásma na 28 až 14 MHz. Tento uhol určuje aj dĺžku strany rombusu l/λ, ako aj výšku systému h/λ nad vodivou zemou.

Vysoký stupeň vertikálnej smerovosti hlavného laloka je pri rombickej anténe potrebný, lebo takto sa získajú optimálne hodnoty pre dĺžku strany a výšku systému, ktoré treba bezpodmienečne dodržať, lebo ináč sa vyžarovanie značne redukuje.

Pre rombus treba voliť čo najrovnejší vodorovný terén bez vyvýšených miest na obzore s homogénnym zložením pôdy, ktorá pri kratších stranách vplýva aj na tvar lalokov. Keď dĺžka strany presahuje 3λ, vodivosť pôdy neznižuje vyžarovacie uhly.

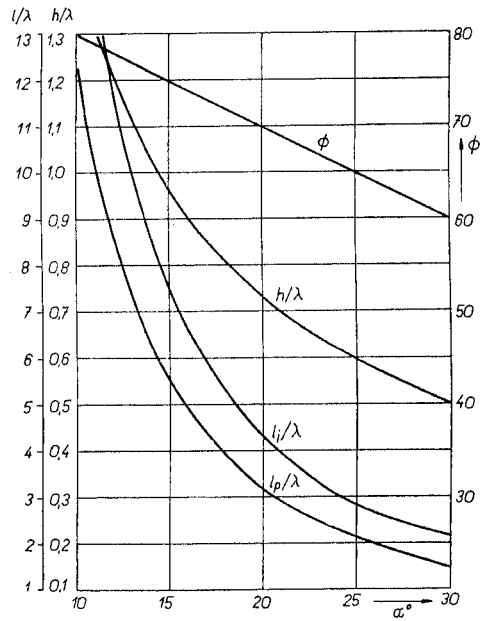
17.3.1 Rombickú anténu možno navrhovať na základe dvoch odlišných smerov konštrukčných požiadaviek. Sú to:

Požiadavka ideálneho maximálneho výkonu s voľbu elevácie návrhového uhla α nad hodnotou vyžarovacieho uhla, a to preto, aby sa nahradil účinok odrazu od nedokonale vodivej zeme. Z hodnoty uhla α vyplývajú údaje pre dimenzovanie ideálneho rombusu, odvodené pomocou vzorcov

$$\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{4 \sin \alpha}; \qquad \frac{l_i}{\lambda} = \frac{1}{2 \sin^2 \alpha};$$

$$\Phi = 90° - \alpha$$

a to pre mernú výšku $\frac{h}{\lambda}$ systému nad zemou, pre mernú dĺžku strany $\frac{l}{\lambda}$ ideálneho rombusu a pre uhol Φ sklonu jeho strany.



Obr. 17-6. Zobrazenie charakteristických veličín ideálneho rombusu: merná výška h/λ, merná dĺžka strany l_i/λ, uhol sklonu Φ tejto strany ako funkcie návrhového uhla α a dĺžky strany l_p/λ podľa metódy približného návrhu

Tieto hodnoty sú graficky znázornené na *obr. 17-6* pomocou výpočtov v *tab. 17-2* pre vyžarovací uhol 10 až 30°, vhodný pre DX prevádzku.

Požiadavka redukcie strany rombusu vedie k tzv. *približnému návrhu*, pri ktorom vzorce pre h/λ a Φ zostávajú a merná dĺžka strany sa vypočíta pomocou vzorca:

$$\frac{l_p}{\lambda} = \frac{0{,}3710096}{\sin^2 \alpha}$$

Tu sa uhol α považuje za vyžarovací a v porovnaní s ideálnym návrhom na *obr. 17-7* je pri tejto približnej metóde hlavný lalok menej pretiahnutý a širší.

Tabuľka 17-2

Výsledky výpočtu ideálneho rombusu na určenie charakteristických veličín: mernej dĺžky strany l_i/λ, uhla sklonu Φ tejto strany ako funkcie uhla α a dĺžky strany l_p/λ metódou približného návrhu

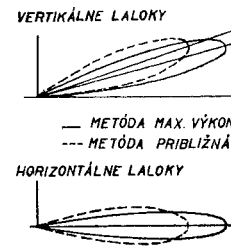
$\alpha°$	h/λ	l_i/λ	$\Phi°$	l_p/λ
10	1,4396	16,5817	80	12,3039
11	1,3042	13,7332	79	10,1903
12	1,2024	11,5667	78	8,5543
13	1,1113	9,8808	77	7,3317
14	1,0333	8,5431	76	6,3392
15	0,9659	7,4653	75	5,5385
16	0,9069	6,5810	74	4,8832
17	0,8551	5,8492	73	4,3402
18	0,8090	5,2361	72	3,8852
19	0,7679	4,7172	71	3,5002
20	0,7310	4,2743	70	3,1716
20,9	0,7000	3,9187	69,1	2,9078
21	0,6977	3,8932	69	2,8888
22	0,6674	3,5630	68	2,6438
23	0,6398	3,2750	67	2,4301
24	0,6147	3,0223	66	2,2426
24,1	0,6124	3,0000	65,9	2.2261
25	0,5916	2,7994	65	2,0772
26	0,5703	2,6018	64	1,9306
27	0,5507	2,4260	63	1,8000
28	0,5325	2,2686	62	1,6833
29	0,5157	2,1273	61	1,5784
30	0,5000	2,0000	60	1,4840

Pri dimenzovaní rombusu na mnohopásmovú amatérsku prevádzku sa vychádza z uhla α vlnove najdlhšieho DX pásma na 14 MHz, ktorý patrí k ešte uskutočniteľnej výške systému, a tak sa nájdu ideálne rozmery rombusu pre toto pásmo. Pri občasnej prevádzke na 7 MHz pôjde ten istý rombus s horšou účinnosťou pod väčším vyžarovacím uhlom vlny a pri prevádzke na 21 a 28MHz DX pásmach bude vyžarovací uhol nižší než na základnom 14MHz pásme.

Keď rozmery platné pre ideálny rombus nemožno z nejakého dôvodu dosiahnuť (napr. výšku systému a dĺžku strany), zníži sa, povedzme, výška a približnou metódou sa hľadá l_p, Φ a α, alebo sa skráti dĺžka najviac na 74 % ideálnej hodnoty a hľadajú sa príslušné hodnoty h, Φ a α.

Príklad 1

Hľadáme rozmery pre mnohopásmovú rombusovú anténu, ktorá by na 14MHz základnom pásme pri výške systému 18 m dávala podľa *obr. 4* vyžarovací uhol 16,5°. Zvolí sa 18° uhol α a pomocou vertikálnej čiary cez 18° *(obr. 17-6)* alebo



Obr. 17-7. Porovnanie metódy ideálneho návrhu rombusu s metódou približnou v smerovosti hlavného vertikálneho laloka

podľa *tab. 17-2* sa k nemu vyhľadajú hodnoty $h = 0{,}8090\lambda$, $l_1 = 5{,}2361\lambda$ a $\Phi = 72°$ pre ideálny rombus a hodnota $l_p = 3{,}8852\lambda$ pre kompromisný rombus.

Pri základnej frekvencii na 14,10 MHz to značí výšku stĺpov nad zemou

$$h = 0{,}8090 \cdot \frac{300}{f} = \frac{242{,}7}{f} = \frac{242{,}7}{14{,}1} = 17{,}21 \text{ m}$$

a dĺžku strany

$$l_p = 5{,}2361 \frac{300}{f} \cdot 0{,}975 = \frac{1531{,}55}{f} = \frac{1531{,}55}{14{,}1} = 108{,}62 \text{ m}$$

Príklad 2

Vzhľadom na to, že máme možnosť zaobstarať si tyče úžitkovej dĺžky 15 m, zvolíme si $h/\lambda = 0{,}70$ a pomocou interpolácie z tabuľky nájdeme $l = 3{,}9187\lambda$, $\Phi = 69{,}1°$ a $\alpha = 20{,}9°$ a podľa približnej metódy $l_p = 2{,}9078\lambda$.

Pre geometrické dĺžky nájdeme hodnoty:

$$h = 0{,}70 \cdot \frac{300}{f} = \frac{210}{14{,}1} = 14{,}89 \text{ m}$$

$$l = 3{,}9187 \frac{300}{f} 0{,}975 = \frac{1146{,}2}{f} = 81{,}28 \text{ m}$$

Príklad 3

Keď sa rozhodneme skrátiť strany ideálneho rombusu napr. na $l = 3{,}00\lambda$, zasa pomocou interpolácie z tabuľky nájdeme $h = 0{,}6124\lambda$, $\Phi = 65{,}9°$, $\alpha = 24{,}1°$ a $l = 2{,}2261\lambda$.

Pre geometrické dĺžky možno vyvodiť vzťahy:

$$h = 0{,}6124 \frac{300}{f} \frac{183{,}72}{f} \frac{183{,}72}{14{,}10} = 13{,}00 \text{ m}$$

$$l = 3{,}00 \frac{300}{f} \cdot 0{,}975 = \frac{877{,}5}{f} = \frac{877{,}5}{14{,}1} = 62{,}23 \text{ m}$$

Po vyjadrení rozmerov v geometrickej dĺžke možno usúdiť, či máme dosť miesta na rozmiestenie strán rombusu, respektíve či máme možnosť zadovážiť si tyče s potrebnou úžitkovou výškou.

Predĺženie dĺžky vyvolá vzrast zisku výkonu a malú redukciu vo vlnovom uhle. Predĺženie výšky má tie isté následky, no nie takou mierou ako predĺženie dĺžky.

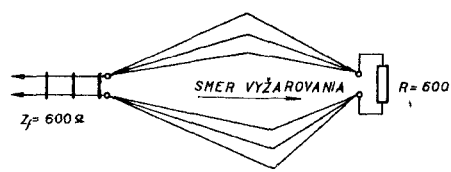
Pre mnohopásmovú amatérsku prevádzku na 7 až 28 MHz sú vhodnejšie rozmery udané na *obr. 17-5*, ktoré boli vypočítané v príklade 2, kde výška 14,89 m nad zemou vyžaduje 18 m vysoké stĺpy, ktoré sa zapustia 2,5 až 3 m do zeme. Strany dlhé 81,28 m možno tiež uskutočniť. Tento systém poskytuje zisk 10 dB na 14MHz pásme, zatiaľ čo na 21 a 28 MHz dáva zisk 12, resp. 13 dB a súčasne sa zníži vyžarovací uhol z 21 na 15 a 11° v súlade s danými požiadavkami. Na 7MHz pásme je však zníženie zisku na 6 dB a zvýšenie vyžarovacieho uhla na 38°.

l/λ	$g_{[dB]}$
2	7,3
3	9,2
4	10,5
5	11,4
6	12,3
7	13,0
8	13,5
9	14,0
10	14,5

Zisk rombickej antény nad vodivou zemou sa v tabuľke uvádza v závislosti od l/λ, a teda platí pre ideálnu rombickú anténu, keďže pri kompromisnom riešení vzhľadom na 74% skrátenie strán možno počítať s úbytkom zisku až o 1,5 dB.

17.3.2 Rombická anténa sa ukončí ohmickým odporom o hodnote charakteristickej impedancie antény. Experimenty ukázali, že hodnota 800 Ω je správna pre každú rombickú anténu s jednodrôtovým elementom a že systém za tejto podmienky má čisto rezistívnu záťaž. Pri správnom ukončení rombusu sa prevádzka po napájacej linke deje postupnými vlnami, a preto anténa môže mať ľubovoľnú dĺžku za podmienky, že sa zachová pomer $a/d = 395{,}8$, potrebný na dosiahnutie vlnového odporu 800 Ω pri tejto napájacej linke ($a = 39{,}6$ cm; $d = 1$ mm).

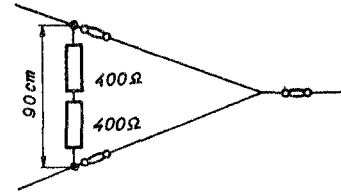
Na zníženie vyžarovacieho odporu rombickej antény sa používa viacdrôtový element k stranám kosoštvorca podľa *obr. 17-8*, ktorý pri oporných bočných stĺpoch má byť vertikálne rozdelený, aby sa zlepšila frekvenčná nezávislosť vyžarovacieho odporu. Takto sa utvoria lepšie podmienky na pripojenie k vzdušnej napájacej linke. Dvojdrôtovým elementom možno znížiť vyžarovací odpor antény na 650 Ω pripojením na vzdušnú linku o $a/d = 113$, kým trojdrôtovým na 600 Ω pripojením na vzdušnú napájaciu linku o $a/d = 75$.



Obr. 17-8. Používanie trojmo vertikálne rozdeleného elementu ku stranám kosoštvorca rombusu na zníženie vlnového odporu antény na 600 Ω

Hrúbku drôtov napájača voíme podľa výkonu a hodnoty

ukončovacieho odporu. V prípade 600 Ω ukončenia sa používa 1,6mm drôt pre výkon 2 kW, drôt 2 mm hrubý pre 3 kW a 2,6mm drôt pre 5 kW, pričom odstup napájača sa volí v súlade s príslušným pomerom *a/d*. Na zlepšenie frekvenčnej nezávislosti antény sa odporúča ukončovací čiže terminačný odpor rozdeliť na dve časti podľa *obr. 17-9*, lebo tu sa indukčná reaktancia prívodov neutralizuje rozptyľovou kapacitou spojok.



Obr. 17-9. Spôsob rozdelenia ukončovacieho odporu kosoštvorcovej antény pre zlepšenie jej frekvenčnej nezávislosti

Ukončovací odpor treba dimenzovať asi na 45 % výkonu privedeného k anténe a namontovať ho priamo do vrcholu rombusu. Ak sa javí potreba nastavenia, napr. vzhľadom na získanie maximálneho pomeru P/Z, je výhodné k vrcholu pripojiť 800Ω vedenie, zaviesť ho do miestnosti pre vysielač a pripojiť naň ukončovací odpor.

Pre výkony nad 1 kW sa používa namiesto ukončovacieho hmotového odporu dvojdrôtové vedenie z odporového materiálu o hodnote vlnového odporu 800 Ω, ktoré sa po prívode dolu vedie vodorovne asi 3 m vysoko v symetrále rombusu smerom k napájaciemu bodu, kde sa skratuje. Takáto slučka musí byť dlhá niekoľko vlnových dĺžok pri najnižšej pracovnej frekvencii a má byť upravená tak, aby mala zanedbateľnú reaktívnu zložku po celom frekvenčnom rozsahu. Dosahuje sa to prekrížením jej linky po vhodných vzdialenostiach.

Pre amatérske účely je však najvýhodnejšie používať delený odpor, ktorý má dokonale ohmický charakter.

17.3.3 Správne ukončenie sa pozná podľa toho, že na napájacej linke sú len postupné vlny a PSV sa rovná jednotke. Na to použijeme prístroj na meranie PSV, alebo stačí po oboch koncoch vpojiť do napájacej linky dva rovnako dlhé $\lambda/4$ drôty s indikačnými žiarovkami a terminačný odpor meniť, kým svit v žiarovkách nebude rovnaký.

17.3.4 Maximálny pomer P/Z sa nastavuje pomocou predlžovacej 800Ω linky, ktorou sa ukončovací odpor privádza do vysielacej miestnosti. Pri rombickej anténe možno dosiahnuť správnym prispôsobením pomer $P/Z = \infty$ iba pri kmitočtoch, keď dĺžka strany je nepárnym násobkom $\lambda/4$. Na ostatných kmitočtoch je dosiahnuteľná len konečná hodnota, ktorá sa zníži na minimum, keď sa vplyvom budenia dĺžka ramena stane násobkom $\lambda/2$.

Pri nedokonale prispôsobených rombických anténach sa dosiahne vyšší pomer P/Z len pri dlhších stranách o väčšom l/λ, čo možno dosiahnuť nastavením ukončovacieho odporu na potrebnú hodnotu. Keď dĺžka ramena nie je pri príjme nejakého kmitočtu nepárnym násobkom $\lambda/4$,

možno malým zmenšením hodnoty ukončovacieho odporu urobiť pomer P/Z nekonečným, lebo v tomto prípade energia odrazená na vstupnom konci zruší zvyšok schopnosti zadného príjmu; vtedy anténa neprijíma z opačného smeru nijaký signál.

P/Z pomer sa odčíta na merači poľa nachádzajúceho sa v osi symetrály, a to pri výmene napájacích a ukončovacích svoriek, lebo otočenie systému pri stabilnom vyhotovení nie je možné.

17.3.5 Úvahy o vplyve terénu. Pre veľmi pretiahnutý tvar laloka vo vyžarovacom horizontálnom diagrame treba pred stavbou starostlivo vymerať trasu zasmerenia symetrály rombusu s presnosťou aspoň $\pm 5°$ na územnú oblasť krajiny, s ktorou sa má spojenie nadväzovať.

Treba zdôrazniť, že len rovná, plochá zemská hladina, tiahnúca sa na značnú vzdialenosť v smere symetrály, zaručuje naozaj dobré výsledky. Uhlová elevácia prekážok horizontu má byť menšia než vyžarovací uhol. Keď sa terén rovnomerne dvíha, možno očakávať, že vyžarovací uhol bude vzhľadom na terén správny, keď rovinu rombusu postavíme rovnobežne so svahom a k vyžarovaciemu uhlu pripočítame uhol svahu, aby sme dostali uhol vyžarovania vzhľadom na horizont. To musíme mať na pamäti pri návrhu uhla α pri hociktorej metóde výpočtu.

Skúsenosti ukázali, že druh pôdy nemá veľký vplyv na DX prevádzku na krátkovlnných amatérskych pásmach pre pomerne nízke vyžarovacie uhly. Ani členitosť terénu pod úrovňou vyžarovacieho uhla nie je na závadu. Horšie je, ak sa vyžarovaniu postaví do cesty vysoký oceľobetónový činžiak s rôznym inštalačným potrubím alebo telefónnym vedením. Tu je lepšie poohliadnuť sa po inom mieste, ak nechceme ustúpiť od stavby tejto antény.

Zmeny polohy rezonančného kmitočtu antény vyvolané zmenou výšky môžu sa líšiť najviac o ± 1 % od vypočítanej hodnoty, takže táto frekvencia sa môže ocitnúť aj mimo pásma. Amatér sa musí postarať o opravu dĺžky, a to meraním, lebo rezonančný kmitočet antény musí ležať uprostred najpoužívanejšej oblasti každého pásma. Popritom sa treba zaoberať aj otázkou, či sa využiteľný výkon optimálne prenáša z vysielača do antény. Kým odpovieme na túto otázku, treba sa zaoberať väzbovým problémom pri obidvoch druhoch antén a meracími prístrojmi skontrolovať správnosť prispôsobenia. Napokon sa odstránia závady zistené na anténe meraním.

18. VÄZBA MEDZI GENERÁTOROM A ANTÉNOU

Prenos energie zo zdroja na záťaž má sa uskutočniť s najväčšou účinnosťou. Zo základov elektrotechniky je známe, že spotrebič môže pohltiť maximálnu energiu len vtedy, keď sa jeho odpor rovná vnútornému odporu zdroja. K tejto podmienke pristupuje požiadavka techniky striedavých prúdov, aby sa vlastná impedancia zdroja rovnala impedancii záťaže s opačným znamienkom ich reaktívnych zložiek.

Tento zákon energetického prenosu platí aj vtedy, keď je zdroj zastúpený kmitavým okruhom posledného stupňa vysielača, kým spotrebič zasa žiaričom anténového systému. Reaktančná zložka vlastnej impedancie antény zmizne vplyvom rezonancie s budiacim kmitočtom. Zmizne aj u vysielača, lebo kmitavý okruh vysielača má len rezistívnu zložku s vysokoohmovou hodnotou.

Aby prenos energie bol maximálny, je potrebné, aby vstupný odpor do antény bol tiež vysokoohmový pre prípad, že by sme sa mohli zapojiť priamo do antény. No priame spojenie vysielača s anténou nie je možné, medzi ne treba vradiť napájaciu linku, čím sa veci len komplikujú. Na prípojných svorkách napájača je totiž len výnimočne správny anténový odpor R_a, keď je linka prispôsobená, ale skôr sa odpor pretransformuje na hodnotu od 0 po ∞.

Z toho vyplýva, že prispôsobená linka sa vyskytuje pri prevádzke postupnou vlnou, kým zvlnená linka zasa pri prevádzke stojatou vlnou a že vstupný odpor napájača, ktorý sa má pripojiť na vysielač, pri týchto prevádzkach sa veľmi líši.

Je jasné, že priame pripojenie na svorky kmitavého okruhu posledného výkonového stupňa je nemožné. Ako teda pripojiť napájač antény k výkonovému stupňu vysielača, keď sa ich impedancie líšia?

Na tento cieľ sa používa väzbový transformačný člen, ktorým možno dosiahnuť jednak vysoký odpor pre rezonančný odpor posledného stupňa, jednak odpor pre anténu, ktorý sa rovná vstupnému odporu napájača. Videli sme, že vstupný odpor napájača pre anténu má odlišné hodnoty podľa druhu prevádzky. Preto treba spôsob väzby rozčleniť podľa druhu prevádzky.

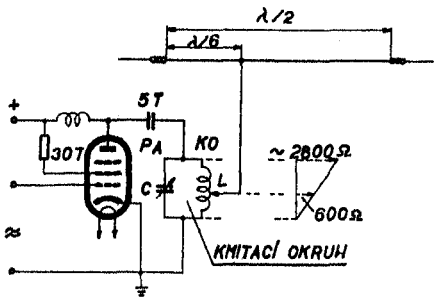
18.1 Väzba napájača antény s prevádzkou na postupné vlny

Tento prípad, prebratý na str. 90, dáva pre vstupný odpor ľubovoľne dlhého napájača pravú hodnotu anténového odporu R_a, ak bol zvolený vlnový odpor napájača o hodnote R_a.

Ide teda o vyhľadanie takého bodu na väzbovom člene, ktorý by na anténovej strane dával odpor 70 alebo 280 Ω pre pripojenie napájacej linky do stredu jednoduchého alebo skladaného dipólu.

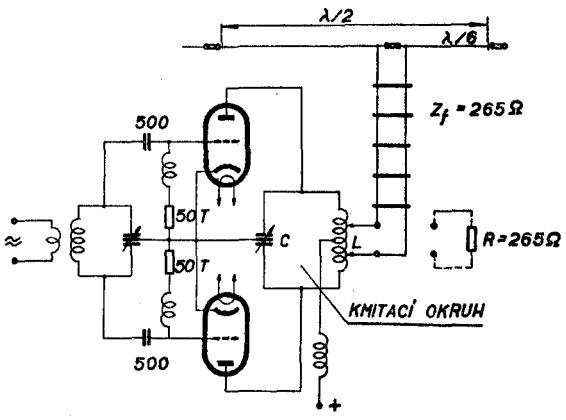
Najjednoduchšie by bolo používať *kmitavý obvod vysielača* pre vytvorenie impedančného pomeru, ako je to pri autotransformátore alebo transformátore.

Keď sa ladený obvod používa za autotransformátor, je vysoký vstupný odpor zo strany zdroja zabezpečený ohmicky sa správajúcou impedanciou samého obvodu o hodnote $\sqrt{L/C}R_a$ zo strany antény treba posúvaním odbočky po cievke vyhľadať taký odpor, aby sa na výstupných svorkách odbočky javil vstupný odpor antény za predpokladu dokonalého prispôsobenia podľa *obr. 18-1A*.



Obr. 18-1A. Nesymetrická väzba Windom antény na autotransformátorový kmitavý obvod posledného výkonového stupňa vysielača

Pre nesymetrický jednodrôtový napájač by sa tento spôsob hodil na napájanie Windom antény o 600 Ω vstupného odporu. Pre väzbu symetrických napájacích liniek sa odporúča symetricky ladený obvod, pripojený na protitaktný výko-



Obr. 18-1B. Symetrická väzba symetrického napájača Windom antény na autotransformátorový ladeného obvodu koncového symetrického výkonového stupňa vysielača

nový stupeň vysielača *(obr. 18-1B)*. Tento spôsob väzby by sa hodil pre rombus a pre symetrickú Windom anténu so vstupným odporom 265 Ω *(obr. 11-10)*.

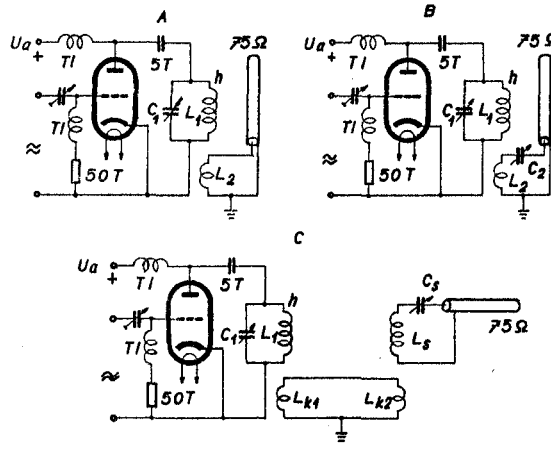
Do prípojok napájača sa môže v oboch prípadoch vložiť blokový kondenzátor o hodnote 8 pF/m vlnového pásma, aby sa zamedzila možnosť úrazu, ak je na cievke anódové napätie.

Pri správnej polohe odbočky na anténovej strane tečie do antény maximum prúdu; zistí sa to napr. indikačnou žiarovkou zaradenou do napájača.

Autotransformátorovú metódu väzby amatéri používali dovtedy, kým ju nerušila televízia. Dnes ju už nemožno používať, lebo všetky harmonické sa dostávajú na anténu a vyvolávajú interferenciu s niektorým z televíznych kanálov.

Vzhľadom na zníženie hladiny rušenia možno hladkú linku pri prevádzke postupnými vlnami zapojiť iba:

a) *Pomocou rezonančného transformátora*, ktorý sa používa ako väzbový člen vysielacieho ladeného obvodu a napájača antény, lebo tvorí dobré prispôsobenie na stranu zdroja i na stranu antény. Zo strany zdroja poskytuje značnú ohmickú impedanciu pre elektrónku koncového stupňa vysielača a zo strany antény voľba počtu závitov sekundára zaručuje použiteľnú impedančnú hodnotu asi do 240 Ω.



Obr. 18-2. Použitie rezonančného transformátora pre väzbové účely:
A — väzba nesymetrického 75 Ω koaxiálu k nesymetrickému výkonovému stupňu, *B* — kompenzácia samoindukčnej reaktancie X_{L2} väzbovej cievočky prostrednictvom reaktancie kondenzátora X_{C2}, *C* — zavedenie sprostredkovacej linkovej väzby medzi sériový obvod C_sL_s a ladený obvod posledného výkonového stupňa na potlačenie vyšších harmonických

b) *Pomocou jednoduchého transformačného člena* podľa *obr. 18-2A* možno riešiť nesymetrické napájanie dipólu koaxiálom o vlnovom odpore 75 Ω, ktorý dáva vyhovujúce prispôsobenie pre dipól o vstupnom odpore 60 až 120 Ω. Na kompenzáciu samoindukčnej reaktancie cievky sekundára sa odporúča

zaradiť kondenzátor C_2 o kapacite 200/20 pF *(obr. 18-2B)*. Väzbová cievka sekundára o samoindukcii L_2 má byť posunovateľná oproti osi primárnej cievky L (alebo odklápateľná) a má mať len niekoľko závitov, a to jeden závit pre 28MHz, dva pre 14MHz, tri pre 7MHz a štyri pre 3,5MHz pásmo. Túto sekundárnu cievku spojenú s pletivom koaxiálu treba uzemniť na tej strane, ktorá je bližšie k horúcemu koncu h cievky L_1, a to aj vtedy, keď sa táto cievka vinie koncentricky okolo ladeného obvodu. Tento spôsob uzemnenia treba zadržať pre zmenšenie kapacitnej väzby, ktorou sa prenášajú harmonické frekvencie na napájač, a tým aj do antény.

Sériový okruh nám pomôže zbaviť sa týchto obťažných harmonických, lebo vplyvom svojej selektivity prepustí len základný budiaci prúd základného kmitočtu do antény a ostatným harmonickým kladie taký vysoký odpor, že na anténu sa dostanú v zoslabenej intenzite.

Na *obr. 18-2C* je schéma úpravy väzbového člena na využitie tlmiacich vlastností sériového okruhu na harmonické budiaceho kmitočtu. Tu sa sériový okruh priamo neviaže s obvodom posledného vysokofrekvenčného stupňa, nakoľko každý z okruhov sa po svojej strane viaže na jeden závit drôtu pri prepojení na jedinú krátku skrútenú linku.

Tento typický spôsob väzby nazvaný *linková väzba* je veľmi výhodný, lebo dovoľuje riadiť tesnosť väzby oboch okruhov celkom samostatne, a to tak, že k okruhom približujeme alebo nakláňame príslušný závit tejto linky. Namiesto skrútenej linky možno použiť kratší kus koaxiálu do dĺžky $0{,}20\lambda$. Pri prekročení tejto dĺžky treba koaxiál z oboch strán prispôsobovať, lebo ináč by sa správal ako napájacia linka so stojatými vlnami, a prepätím by sa mohol aj preraziť.

Pásmo [MHz]	C_s [pF]	L_s [μH]
28	80	0,40
21	120	0,48
14	160	0,81
7	320	1,62
3,5	640	3,23

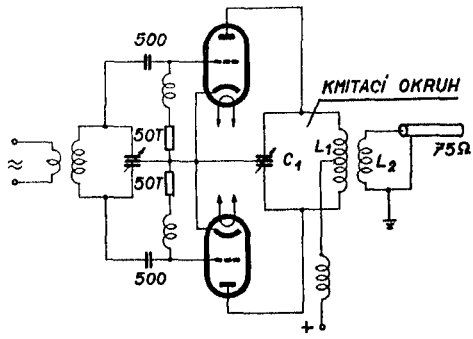
Pokiaľ ide o samoindukciu L_s sériového okruhu, tu jej optimálne hodnoty uvedené v μH sú v nasledujúcej tabuľke, kým údaj pre kapacitu C_s, uvedený v pF, platí pre polohu nastavenia, takže za otočný kondenzátor možno vziať hodnotu 700/70 pF. Hodnoty uvádzané v tabuľke platia pre koaxiál 75 Ω. Pri nastavovaní väzbového člena treba začať s ladením KO koncového výkonového stupňa pri plnom vybudení bez odovzdávania energie. Tu sa rezonancia prejaví ostrým poklesom anódového prúdu na minimum. Nasledujúcim krokom je utesnenie väzbových závitov L_{k1} a L_{k2} na odber energie sériovým okruhom a vyladenie tohto okruhu do rezonancie s budiacim kmitočtom.

Rezonancia sériového okruhu sa pozná tak, že anódový prúd výkonového stupňa pri príslušnej polohe kondenzátora C_s dosiahne minimum.

Teraz už možno tesnejšie pripojiť cievočky L_{k1} a L_{k2} na príslušné okruhy, aby sa mohol odoberať výkon z posledného stupňa vysielača podľa prípustného stratového výkonu použitej elektrónky.

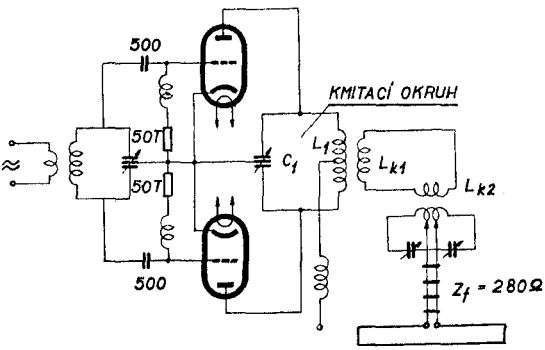
Správnosť nastavenia cievočiek sa prejavuje tak, že pri zmene rezonančnej polohy kondenzátora C_s klesá anódový prúd z oboch strán. Ak anódový prúd vzrastie, potom sa niektorá z cievočiek príliš tesne viaže na príslušný okruh.

Takto možno donútiť ladený obvod koncového stupňa, aby odovzdal svoju energiu. Pre odovzdávanie a preberanie energie okruhmi platí pravidlo, že *cirkulačný prúd v aktívnom ladiacom obvode koncového stupňa sa s väzbou zmenšuje na znak odvádzania energie*, zatiaľ čo pri pasívnom sériovom okruhu stúpa na znak prírastku energie. *Súčet energií v oboch okruhoch je teda konštantný.*



Obr. 18-3A. Väzba nesymetrického 75 Ω koaxiálneho napájača na symetrický výkonový stupeň vysielača pomocou rezonančného transformátora

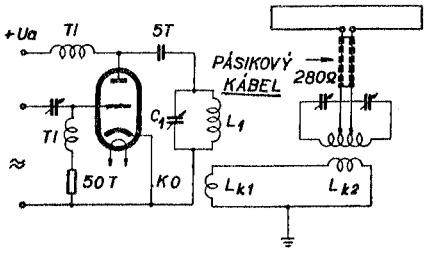
Použitím *transformačného člena* podľa *obr. 18-3A* pre protitaktný koncový stupeň dalo by sa uskutočniť nesymetrické napájanie dipólu s koaxiálom 75 Ω. Ale keby sme takto chceli napájať skladaný dipól symetrickou linkou 280 Ω, sklamali by sme sa, lebo takmer všetka energia by zostala v ladiacom obvode a nedostala by sa do antény ani vtedy, keby sme počet závitov sekundára zvýšili pre prispôsobenie na 280 Ω.



Obr. 18-3B. Zaradenie medziobvodu k symetrickému výkonovému stupňu vysielača pre umožnenie zaťažiteľnosti KO pre prispôsobenie v hodnote 280 Ω

Príčinou tohto javu je to, že pri správnom prispôsobení by na svorkách záťaže sekundára transformátora vzniklo napätie, ktoré by pri nízkej hodnote nebolo vstave dať anténe väčší výkon. Ale ak sa zaradí medziokruh na nastavenie pre 280 Ω prispôsobenie

podľa *obr. 18-3B*, tu ťažkosti so zaťažiteľnosťou koncového dvojčinného stupňa prestanú, lebo linková väzba prevezme všetok výkon pre nízkoohmové ukončenie sekundára nášho transformátora.



Obr. 18-3C. Zaradenie medziobvodu k výkonovému stupňu vysielača pre umožnenie zaťažiteľnosti ladeného obvodu pre prispôsobenie skladaného dipólu v hodnote 280 Ω

Rovnakým spôsobom možno donútiť aj ladený obvod koncového výkonového stupňa, aby odovzdal výkon skladanému dipólu cez napájací pásikový kábel o vlnovom odpore 280 Ω *(obr. 18-3C)*.

Naznačený spôsob používania linkovej väzby našiel medzi amatérmi veľkú obľubu pre priaznivé impedančné pomery, ktoré sa nastavujú tak, že sa iba mechanicky vyhľadá patričný počet závitov pre správne prispôsobenie.

18.1.1 Pri použití Collinsovho π člena ako väzbový orgán odpadá ťažkopádne mechanické nastavovanie, lebo impedančný pomer sa nastavuje elektricky.

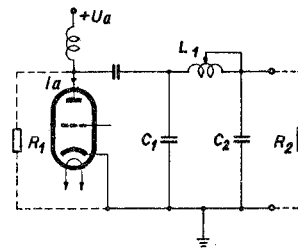
Pri Collinsovom člene *(obr. 18-4A)* je konštrukčnou požiadavkou dosiahnuť reaktančné hodnoty

$$X_{C1} = \frac{R_1}{Q}\,; \quad X_{C2} = R_2\sqrt{\frac{R_1/R_2}{Q^2+1-R_1/R_2}}\,; \quad X_{L1} = \frac{QR_1 + R_1R_2/X_{C2}}{Q^2+1}$$

pre vstupný ladiaci kondenzátor C_1, výstupný zaťažovací kondenzátor C_2 a pozdĺžnu cievku L_1, aby platil impedančný pomer R_1/R_2 pre vstupnú a výstupnú ohmickú rezistanciu π článku.

Vstupnú ohmickú rezistanciu článku tu predstavuje optimálny zaťažovací odpor použitej elektrónky koncového stupňa o hodnote $R_1 = 500\,\frac{U_a\,[\mathrm{V}]}{I_a\,[\mathrm{mA}]}$, zatiaľ čo výstupný odpor článku R_2 je daný anténovou rezistanciou a vlnovým odporom napájača, pravda, pri dokonalom prispôsobení.

Akostný činiteľ Q cievky L_1, ktorý sa nachádza vo vzorcoch, býva 20 až 10 na 3,5 až 28MHz pásme. Na zníženie rušenia televíznym príjmom sa Q volieva 15 až 20. Na *tab. 18-1* sa nachádzajú elektrické hodnoty C_1,



Obr. 18-4A. Schéma Collinsovho π článku a významy symbolov pre elektrické veličiny v *tab. 18-1*

Výsledky výpočtu elektrických hodnôt C_1, C_2 a L_1 k náčrtku Collinsovho π člena pre $Q = 15$, $R_2 = 70\ \Omega$ pri rôznych R_1 hodnotách od 1 do 6 kΩ

[kΩ] R_1		1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0
C_1 [pF]	1	628,1	454,7	341,1	272,8	227,4	194,0	170,5	151,6	136,4	124,0	113,7
	2	314,0	227,3	170,5	136,4	113,7	97,0	85,2	75,8	68,2	62,0	56,8
	3	157,0	113,7	85,2	68,2	56,8	48,5	42,6	37,9	34,1	31,0	28,4
	4	104,7	75,8	56,8	45,5	34,6	32,3	28,4	25,3	22,7	20,9	18,9
	5	78,0	56,8	42,6	34,1	28,4	24,2	21,3	18,9	17,0	15,5	14,2
C_2 [pF]	1	2500,0	2007,1	1707,6	1479,0	1342,7	1218,6	1116,	1030,3	954,6	889,8	831,1
	2	1250,0	1003,5	853,8	739,5	671,3	609,3	558,3	515,1	477,3	444,9	415,5
	3	625,0	501,7	426,9	369,7	335,6	304,6	279,1	257,5	238,6	222,4	207,7
	4	416,7	334,5	284,6	246,5	223,4	203,1	189,4	171,7	159,1	148,3	135,2
	5	312,5	250,8	213,4	184,8	167,8	152,3	139,5	128,7	119,3	111,2	103,8
L_1 [μH]	1	3,79	5,46	7,09	8,69	10,30	11,88	13,46	15,02	16,57	18,12	19,45
	2	1,89	2,73	3,54	4,34	5,15	5,94	6,73	7,51	8,28	9,06	9,72
	3	0,95	1,37	1,77	2,17	2,57	2,97	3,37	3,76	4,14	4,53	4,86
	4	0,63	0,91	1,18	1,45	1,72	1,98	2,24	2,50	2,76	3,02	3,24
	5	0,48	0,68	0,89	1,08	1,28	1,48	1,68	1,88	2,07	2,27	2,43

1 — 3,5 MHz
2 — 7 MHz
3 — 14 MHz
4 — 21 MHz
5 — 28 MHz

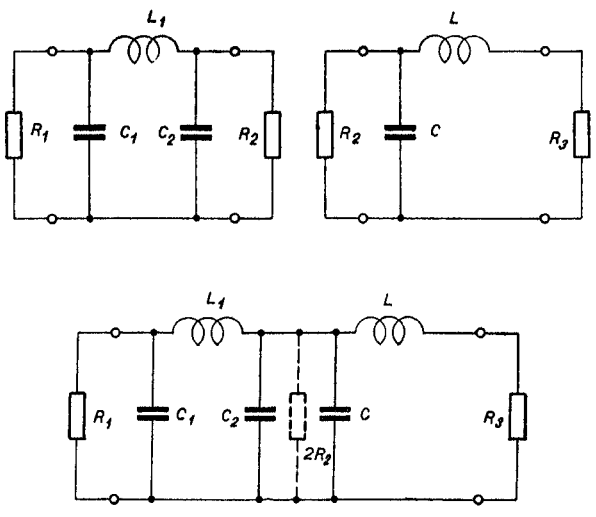
C_2 a L_1, vypočítané k návrhu Collinsovho π člena pre $Q = 15$, $R_2 = 70\ \Omega$ pre koaxiál typu DPKU 32 pri rôznych R_1 od 1 po 6 kΩ. Reaktancie sa premenili na jednotky μH a pF pomocou vzorcov:

$$C_{[pF]} = \frac{159155}{X_C f_{[MHz]}} \quad \text{a} \quad L\,[\mu H] = 0{,}159155 \frac{X_L}{f_{[MHz]}}$$

Ladiaci kondenzátor C_1 musí mať pri telegrafnej prevádzke vzduchovú medzeru 1 mm na 1 kV anódového napätia, kým výstupný kondenzátor C_2 má medzeru len 0,1 mm na 1 kV, lebo neznáša VF napätie v plnej hodnote. Pri amplitúdove modulovanej telefónii sa medzery zväčšujú na 2,5-násobok.

Pokiaľ ide o VF tlmivky, tu pre paralelné prúdové napájanie normálne 2,5 μH tlmivky nevyhovujú, lebo ich rezonančný kmitočet musí ležať mimo amatérskeho pásma. Podľa skúseností amatérov vyhovujú tlmivky 90 až 100 μH so 150 závitmi, ktoré sú navinuté na keramický valec priemeru 1,2 cm a dĺžky 8 cm, ak majú pri skrate na koncoch sériový rezonančný kmitočet 25 MHz a roztvorenými koncami rezonujú na 15 MHz. Rezonančné kmitočty tlmivky možno zmerať pomocou grid-dip oscilátora.

Pri práci s Π členom možno prispôsobenie dosiahnuť (pri $R_1 = 3$ až 5 kΩ) otáčavým zaťažovacím kondenzátorom o kapacite $C_2 = 1300/130$ pF v celom rozsahu amatérskych pásiem, pričom rezonancia sa nastavuje ladiacim vstupným kondenzátorom o hodnote $C_1 = 250/25$ pF. Pri prechádzaní z pásma na pásmo cievka L_1 musí byť vymeniteľná, aby sa získali hodnoty samoindukcie 17 až 1,3 μH v 5 stupňoch.



Obr. 18-4B. Dolnopriepustný L filter s ukončovacím odporom R_3, zaradený k výstupným svorkam π člena o fiktívnej rezistancii R_2 a významy symbolov pre elektrické veličiny v *tab. 18-2*

Pri nastavovaní prispôsobenia treba začať s minimálnou kapacitou obidvoch kondenzátorov. Najprv treba vyrezonovať budenie koncového stup-

ňa a pomaly otáčať výstupným kondenzátorom C_2, kým anódový prúd elektrónky tohto stupňa nestúpne. Potom treba doladiť ladiaci kondenzátor, kým sa neobjaví rezonančný pokles anódového prúdu. Napokon treba vytočiť výstupný kondenzátor tým istým smerom ako predtým, kým nestúpne anódový prúd, a zasa nastaviť rezonanciu vstupným kondenzátorom C_1, kým sa neprestúpi predpísaný anódový stratový výkon elektrónky. Počas nastavovania treba si všímať anódový a anténový prúd a súčasne si robiť poznámky o polohách nastavenia.

Keď sa nepodarí dostať nijaké zaťaženie elektrónky, treba posunúť skracovaciu odbočku asi o 1/4 dĺžky cievky a opakovať nastavovanie od začiatku, až sa dosiahne maximálny anténový prúd. Pri zmene pásma treba, pravda, nastavovanie opakovať.

Pri pokusnom preverovaní hladiny jednotlivých harmonických sa zistilo, že samotný II člen dáva útlm len 23 dB pre druhú, 34 dB pre tretiu a 41 dB pre štvrtú harmonickú oproti nosnej vlne z 3,5MHz pásma. Uvedené schopnosti potlačovať 2. a 3. harmonickú nevyhovujú.

18.1.2 Pripojením dolnopriepustného L filtra na výstup π článku podľa *obr. 18-4B* možno dosiahnuť prídavný útlm 15 dB pre druhú harmonickú, kým pre vyššie harmonické ešte väčší útlm.

Na transformáciu vstupného odporu R_1 článku II možno použiť fiktívnu rezistanciu $R_2 = 450\ \Omega$, javiacu sa na výstupe II člena ako vstupná rezistancia pre L člen, ktorá má za úlohu pretransformovať túto rezistanciu na $R_3 = 70\ \Omega$.

Pri výpočte II člena pri $Q = 15$ a $R_2 = 450\ \Omega$ vychádzajú pre C_1 tie isté hodnoty ako predtým, no hodnoty L_1 sa od predchádzajúcich líšia, ako vidieť na *tab. 18-2.*

Na výpočet reaktancie L člena možno použiť vzorce:

$$X_L = \sqrt{R_2 R_3 - R_3^2} \quad \text{a} \quad X_C = R_2 R_3 / X_L$$

ktoré pri použití koaxiálu DPKU 32 dávajú $X_L = 163{,}09\ \Omega$ a $X_C = 193{,}14\ \Omega$. Pre 3,5MHz pásmo z toho vyplývajú hodnoty:

$$C = \frac{159\,155}{f_{[\mathrm{MHz}]} X_C} = \frac{159\,155}{3{,}5 \,.\, 193{,}14} = 235{,}4\ \mathrm{pF}$$

$$L = \frac{0{,}159\,155 \,.\, X_L}{f_{[\mathrm{MHz}]}} = \frac{0{,}159\,155 \,.\, 163{,}09}{3{,}5} = 7{,}42\ \mu\mathrm{H}$$

ktoré nezávisia od určovacích veličín II článku. Pre iné pásma sa hod-

Pásmo [MHz]	L [μH]	C [pF]
3,5	7,42	235,4
7	3,71	117,7
14	1,85	58,9
21	1,23	39,2
28	0,92	29,4

noty LC článku L menia (sú uvedené v tabuľke).

Kapacita C potrebná na nastavenie L člena sa, pravda, realizuje v spojení s kapacitou C_2 kondenzátorom o hodnote kapacity $K = C + C_2$, ktorá je tiež vypočítaná a nájdeme ju na *tab. 18-2.*

Tento *väzbový člen* možno nastaviť v 2 etapach. Najprv sa Π člen ukončí ohmickým odporom 450 Ω pri odpojenom koaxiále a nastaví sa predchádzajúcim spôsobom. Potom sa odpojí 450Ω odpor zo svoriek výstupu Π člena, pripojí sa 70 Ω koaxiál vedúci k anténe a získa sa ďalšie prispôsobenie tým, že kapacitu kondenzátora C_2 zväčšíme, kým sa nedosiahne maximálny prúd v napájači, a teda aj v anténe.

Pri vyhotovovaní väzbového Π — L člena treba sa postarať o dobré tienenie medzi cievkami L_1 a L a zníženie elektrostatickej väzby. V tejto kombinácii väzby napájača s anténou je záruka, že vyžarovanie antény nebude pôvodcom rušenia televízie, a keď nastane, treba zdroj interferencie hľadať v iných súčiastkach vysielača.

Pri preberaní väzby napájacích liniek išlo doteraz o prispôsobenie vstupného odporu linky ladenému obvodu zosilňovacieho výkonového stupňa. Prípad liniek s postupným vlnením nazývame *výnimočným*, pretože na vstupných svorkách linky sa v dôsledku postupných vĺn objaví vstupný odpor žiariča, ak sa vlnový odpor linky prispôsobí tomuto vstupnému odporu antény.

Ak v dôsledku zlého prispôsobenia vzniknú na linke stojaté vlny, tu vstupný odpor napájača bude ohmický a bude mať hodnotu sériovej a paralelnej rezonancie len pri rezonančných dĺžkach napájača; prevádzka sa zmení, lebo sa bude uskutočňovať stojatými vlnami.

18.2 Väzba anténového napájača pri prevádzke stojatými vlnami

Z hľadiska prúdových nízkoohmových a napäťových vysokoohmových svoriek možno pre pripnutie napájača dosiahnuť:

a) *Priamu väzbu s napäťovými svorkami* buď na ladený obvod zosilňovacieho koncového stupňa podľa *obr. 14-4*, alebo na samostatný ladený obvod, ktorý je spojený s obvodom výkonového stupňa buď magnetickou väzbou podľa *obr. 14-5*, alebo linkovou väzbou podľa *obr. 14-6.*

Tieto väzby sme už opísali pri harmonickej a Fuchsovej anténe s poznámkami o použiteľnosti vzhľadom na rušenie televízneho príjmu. Sú to typy antén budené napätím.

Výpočet C_1, C_2 a L_1 k náčrtku π člena pri $Q = 15$ s fiktívnou rezistanciou $R_2 = 450\ \Omega$, transformovanou na $R_3 = 70\ \Omega$ pomocou L hodnoty dolnopriepustného filtra, ktorého C sa pripočíta k C_2 ako hodnota K

R_1		1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0
C_1 [pF]	1	628,1	454,7	341,1	272,8	227,4	194,0	170,5	151,6	163,4	124,0	113,7
	2	314,0	227,3	170,5	136,4	113,7	97,0	85,2	75,8	68,2	62,0	56,8
	3	157,0	113,7	85,2	68,2	56,8	48,5	42,6	37,9	34,1	31,0	28,4
	4	104,7	75,8	56,8	45,5	34,6	32,3	28,4	25,3	22,7	20,9	18,9
	5	78,0	56,8	42,6	34,1	28,4	24,2	21,3	18,9	17,0	15,5	14,2
C_2 [pF]	1	1014,0	825,9	713,5	636,5	579,6	535,3	499,4	469,6	444,4	422,6	403,6
	2	507,0	412,9	356,7	318,2	289,8	267,6	249,7	234,8	222,2	211,3	201,8
	3	253,5	206,4	178,3	159,1	144,9	133,8	124,8	197,4	111,1	105,6	100,9
	4	169,0	137,6	118,9	106,1	96,6	89,2	83,2	78,2	74,1	70,4	67,3
	5	126,7	103,2	89,1	79,5	72,4	66,9	62,4	58,7	55,5	52,8	50,4
L_1 [μH]	1	5,04	7,00	8,88	10,71	12,52	14,29	16,05	17,79	19,52	21,23	22,93
	2	2,52	3,50	4,44	5,35	6,26	7,14	8,03	8,39	9,76	10,61	11,46
	3	1,26	1,75	2,22	2,67	3,13	3,57	4,02	4,19	4,88	5,30	5,73
	4	0,84	1,17	1,48	1,78	2,09	2,38	2,64	2,79	3,25	3,53	3,82
	5	0,63	0,87	1,11	1,33	1,56	1,78	2,01	2,09	2,44	2,65	2,86
$K = C_2 + C$ [pF]	1	1249,4	1061,3	948,9	871,9	815,0	770,7	734,8	705,0	679,8	658,0	639,0
	2	624,7	530,6	474,4	435,9	407,5	385,3	367,4	352,5	339,8	329,0	319,5
	3	312,4	265,3	237,2	218,0	203,8	192,7	183,7	176,3	170,0	164,5	159,8
	4	208,2	176,8	158,1	145,3	135,8	128,4	122,4	117,4	113,3	109,6	106,5
	5	156,1	132,6	118,5	108,9	101,8	96,3	91,8	88,1	84,9	82,2	79,8

$L_{[\mu H]}$	
1	17,42
2	3,71
3	1,85
4	1,23
5	0,92

$C_{[pF]}$	
1	235,4
2	117,7
3	58,9
4	39,2
5	29,4

1	3,5 MHz
2	7
3	14
4	21
5	28

Pri priamej väzbe nemožno napájať prúdovo. Z hľadiska napájania treba spomenúť najmä:

b) *Nepriamu väzbu na sekundárny ladený obvod* rezonančného transformátora ako najrozšírenejšiu väzbu vôbec. Tu sekundárny obvod transformátora býva zväčša napojený na primárny obvod magnetickou väzbou podľa *obr. 14-9A, B, C*, ale pri väčšej vzdialenosti vysielača od svoriek napájača sa používa aj linková väzba podľa *obr. 14-9D*.

Takýto väzbový člen s prúdovým alebo napäťovým napájaním podľa *obr. 14-9A, B* sme už prebrali pri napájaní mnohopásmovej zepelinky. Pri mnohopásmovom použití ladiaceho člena je potrebná rýchla prepínateľnosť elementov z prúdových svoriek na napäťové alebo naopak. Tu s úspechom možno použiť konštrukciu pre mnohopásmový väzbový člen podľa *obr. 14-9D*.

Prepínanie možno dosiahnuť 4 rôznymi 5-kolíkovými zástrčkami *A*, *B*, *C*, *D*, ktoré po zasunutí do zásuvky poskytujú 4 užitočné variácie pre spojenie dvoch kondenzátorov C_2 na jednej osi o hodnote 100 pF. Na prehadzovanie pásiem 80/40 m a 20/15/10 m sa použijú 2 trojdielne cievky, ktoré sa zasúvajú do 6-pólovej zásuvky.

Stredné závity na každej cievke sú pre linkovú väzbu, zatiaľ čo krajné závity pri zapojení do série slúžia na utvorenie samoindukcie L_2. Každá trojdielna cievka sa urobí navinutím 2mm Cu drôtu na teliesko priemeru 6,5 cm pri vzdialenosti dielov 1,5 cm. Na cievky a kondenzátory treba používať keramický materiál.

Spôsob ladenia je pri magnetickej väzbe s koncovým výkonovým stupňom jednoduchý, lebo zastrčkami sa len nastaví potrebná kapacita C_2, kým hodnota samoindukcie L_2 pomocou 2 súmerne položených svoriek. Cievkový súbor L_1L_2 má pre 80/40m pásmo v dieloch 20—6—20 závitov a pre 20/15/10 m pásmo zasa 4—2—4 závitov. Výber okruhov (paralelný či sériový) závisí len od dĺžky napájača a od voľby napájacieho bodu antény. Na indikáciu vyladenia sa používa absorpčný krúžok s malou žiarovkou o spotrebe 1/30 príkonu vysielača.

Pri použití linkovej väzby s koaxiálom do dĺžky $0{,}20\lambda$ môžeme koaxiálnu linku považovať za vyrovnanú a môžeme rezonančne vyladiť obidva okruhy bez obáv, že prebijeme koaxiál. Ale ak je koaxiál dlhší (napr. 35 m), treba na ňom kompenzovať samoindukčnú zložku $\left(\text{keď } \frac{\lambda}{2} > l > \frac{\lambda}{4}\right)$ kapacitnou reaktanciou X_{C2} a záťaž prispôsobiť vlnovému odporu koaxiálu. Záťaž sa prispôsobuje zo sekundárnej strany posunovaním svoriek po cievke L_2, kým PSV nie je menšie než 1,2 : 1. PSV sa odmeria pomocou mostíka.

Uvedené prípady väzieb sa vzťahujú len na rezonančné dĺžky napájača, keď vstupná impedancia napájača má len rezistívnu zložku.

Vstupná impedancia napájača ľubovoľnej dĺžky je všeobecne kom-

plexná. Tu okrem prispôsobenia na rezistívnu zložku vstupnej impedancie treba na väzbovom člene kompenzovať aj jej jalovú zložku reaktanciou opačného znamienka. Na *obr. 6-2* sa možno presvedčiť, že jalová zložka vstupnej impedancie napájača nadobúda kladné hodnoty pre dĺžky menšie než celé násobky $\frac{\lambda}{2}$ a väčšie než nepárne násobky $\frac{\lambda}{4}$.

Pre takéto dĺžky napájača je vhodný väzbový člen podľa *obr. 14-9C*. Úlohou sériových kondenzátorov K bude kompenzovať indukčnú zložku, kým úlohou odbočiek zasa nastaviť prispôsobenie rezistívnej zložky rovnej vstupnej impedancii. Náhodné dĺžky napájačov sa najľahšie nájdu pomocou Collinsovho II člena, ktorý použijeme ako fázový menič. Má tú vlastnosť, že pri budení pod rezonančnou frekvenciou stáča fázu prúdu o istý uhol β, ktorý smerom k rezonančnej frekvencii II člena stúpa až na 180°, pričom prúd tečúci cez cievku L_1 sa začína oslabovať.

Pre prúdové oslabovanie treba sa vyhýbať rezonančnému nastaveniu, čo značí, že na II člen sa nesmie pripnúť krátky napájač do 10° elektrických $\left(\frac{\lambda}{36}\right)$, ba ani dlhý napájač o 370° $\left(\frac{37}{36}\lambda\right)$, ale len kusy nad touto dĺžkou, lebo pre ich doladenie na 180° treba fázové vyrovnanie $\beta < 170°$.

Konštrukcia fázového meniča musí chrániť proti úrazu, takže ani II člen nesmie mať rovnakosmerné napätie ako zem. Voľakedy sa fázový menič pripájal priamo na ladený obvod koncového stupňa kapacitnou väzbou. Teraz, keď treba znížiť hladinu rušenia televízie, treba ho pripájať len induktívnou väzbou na ladený obvod koncového výkonového stupňa podľa *obr. 14-9E* alebo linkovou väzbou. V podstate sa používajú iba symetrické meniče, lebo k nim sa pripínajú symetrické napájacie linky bez ohľadu na to, či sa viažu na nesymetrický alebo symetrický výkonový stupeň.

Na výstupe treba použiť kapacitu 2×500 pF a na vstupe 2×300 pF, aby sa dosiahla široká fázová regulácia. Cievky L_m pre menič sa vinú na teliesko ⌀ 6,5 cm z 2 mm Cu drôtu v počte závitov 15 na 1,75 MHz, 9 na 3,5 MHz, 6 na 7 MHz a 3 na 14 MHz.

Fázový Collinsov menič sa ladí podľa ohmickej hodnoty maximálneho zaťažovacieho odporu elektrónky výkonového stupňa, a to tak, že chýbajúca dĺžka sa meničom doplní na elektrickú rezonančnú dĺžku. Postup ladenia:

a) Vyladí sa koncový stupeň s odpojeným II členom na minimum anódového prúdu pri plnom vybudení;

b) zníži sa anódové napätie elektrónky výkonového stupňa na polovicu;

c) pripojí sa II člen s polovičným počtom závitov cievky L_m a s výstupným kondenzátorom 2 × 500 pF vytočeným na polovičnú hodnotu maximálnej kapacity,

d) rýchle sa doladí vstupný kondenzátor 2×300 pF na minimum anódového prúdu a jeho hodnota sa porovná s hodnotou dosiahnutou

poloviČným napätím pri odpojenom II člene. Keď sa prúd zvýšil, treba zmeniť výstupný kondenzátor a dolaďovať so vstupným kondenzátorom dotiaľ, kým sa nedosiahne minimum anódového prúdu zodpovedajúce anódovému stratovému výkonu a triede zosilňovacieho koncového stupňa.

Toto hrubé načrtnutie spôsobov väzby napájača na vysielač stačí na ujasnenie potreby dvojstranného prispôsobenia oboch koncov napájača smerom na anténu a na vysielač. Pritom druh prevádzky určuje iba veľkosť vstupnej impedancie napájača, a tým mení aj spôsob väzby člena na strane vysielača.

Anténa pri oboch druhoch prevádzky prejavuje v napájacom bode rezistívne vlastnosti, ktoré sa majú prejaviť aj v prípojnom bode napájača. Na druhom konci napájača, zo strany vysielača, objaví sa vstupný odpor antény v istom transformačnom pomere v závislosti od druhu prevádzky vždy ako vstupný odpor napájača, pre ktorý treba dosiahnuť prispôsobenie v prípojných svorkách väzbového člena.

Anténa má byť prispôsobená napájaču, väzbový člen vstupnému odporu napájača a zaťažovací odpor elektrónky koncového stupňa zasa väzbovému členu. Keď sa niektorý prispôsobovací článok zvolí nesprávne, vedie to k zníženiu vyžarovania. Správnemu nastaveniu tohto prispôsobovacieho reťazca amatéri zvyčajne nevenujú dostatočnú pozornosť a zväčša všetko úsilie obracajú na prispôsobenie antény na napájač.

18.3 Symetrizujúce väzbové zapojenia

Ani tým sa nevenuje zaslúžená pozornosť. Pri rozbore prúdového napájania zo stredu žiariča sme už zdôrazňovali, že na získanie rovnakých prúdov v protiľahlých bodoch napájača je potrebné zachovať symetriu, a uviedli sme aj 3 hlavné body, ako nesymetriu odstrániť.

Úlohou tejto state je osvetliť, ako usporiadať väzbové členy v celom reťazci prenášania energie od ladeného obvodu posledného výkonového stupňa cez prípojný väzbový člen do napájača a antény, aby nemohli vzniknúť straty vyvolané nesymetriou, ktoré by zhoršili vyžarovanie.

Platia tu tieto zásady:

a) Symetrickú anténu s horizontálnou polarizáciou možno pripojiť na symetrický sekundár väzbového rezonančného transformátora len symetrickým napájačom, resp. vzdušnou linkou.

b) Nesymetrickú anténu s vertikálnou polarizáciou možno pripojiť na nesymetrický sekundár väzbového rezonančného transformátora len nesymetrickým napájačom, resp. koaxiálom.

c) Ak ide o prenos energie zo symetrického výkonového stupňa do symetrickej antény alebo z nesymetrického výkonového stupňa do nesymetrickej antény, môže sa použiť aj induktívna väzba pri samom

rezonančnom transformátore, ak sa zabezpečíme proti rušeniu televízie Faradayovým hrebeňom.

d) Symetrické príp. nesymetrické miešané spojenie zdrojov a spotrebičov možno dosiahnuť len pomocou linkovej väzby. V tom prípade sa slučka väzbového závitu umiesti do blízkosti studeného konca aktívneho ladeného obvodu výkonového stupňa, a tak sa znížením rozptyľovej kapacity obmedzí rušenie televízie na znesiteľnú mieru.

Spriahnutie nesymetrického výkonového stupňa so symetrickou Fuchsovou anténou bez napájača je zachytené na *obr. 14-6*, kým spriahnutie symetrického výkonového stupňa pre nesymetrický napájač Ground plane antény zasa na *obr. 14-9F*.

Podľa zásad bodu a) a b) možno používať napájač toho istého druhu, ako sú antény. Keď sa nesymetrický napájač pripojí na symetrický dipól, symetria napájacích prúdov sa poruší a vyvolá sa skreslenie vyžarovacieho diagramu.

Symetrizačné zapojenia medzi anténou a napájačom, používané vo VKV technike (*obr. 8-9* až *8-13*), nemôže u krátkovlnného amatéra prísť do úvahy pre značné rozmery.

Pre krátkovlnného amatéra je najvýhodnejšie prenášať výkon z nesymetrického koaxiálu do symetrickej linky cez symetrizačný cievkový člen *(obr. 14-9G)*, ktorý netreba ladiť a môže sa používať bez zmeny na všetkých pásmach. No je vhodný len pre energiu do 1,5 kW.

Cievkový symetrizačný člen pozostáva z 2 separátnych cievkových jednotiek. Každá súprava cievok je vlastne dvojdrôtová vzdušná linka navinutá na valec, ktorá si aj v tvare cievky podrží vlastnosti dvojdrôtovej linky, a tak odstup drôtov možno vypočítať z hodnoty jej vlnového odporu. Vlnový odpor navinutej linky má mať hodnotu 150 Ω, ako dôsledok sériového radenia 2 takýchto vlnových odporov pri prispôsobení 75 : 300 a paralelného radenia tých istých odporov pri prispôsobení 75 : 75, pričom strana 75 Ω je nesymetrická.

Navinuté linky zastupujú širokopásmové tlmivky cez celý frekvenčný rozsah amatérskych pásiem, a preto musia mať aperiodické vlastnosti pri kmitočte sériovej rezonancie niekde medzi 14 a 7MHz pásmom. Úlohou tlmiviek je izolovať symetrický koniec navinutej linky od nesymetrického uzemneného konca, určeného na pripojenie koaxiálu o vlnovom odpore 75 Ω.

Pri konštrukcii cievok sa vychádza z kmitočtu f sériovej rezonancie, ktorý určuje elektrickú štvrťvlnovú dĺžku navinutej linky výrazom $l_{el} = \frac{75}{f}$; vedie ku geometrickej dĺžke $l_g = \frac{75}{f} . 0{,}98 = \frac{7{,}35}{f_{[MHz]}}$. Pri známom počte závitov N možno pomocou rozvinutej geometrickej dĺžky vypočítať priemer cievky zo vzorca $l_g = \pi DN$

$$D = \frac{l_g}{\pi N} = \frac{73{,}5}{\pi f N}$$

Po dosadení číselných hodnôt $f = 11{,}5$ MHz a $N = 25$ možno vypočítať aj tento priemer

$$D = \frac{73{,}5}{\pi \,.\, 11{,}5 \,.\, 25} = \frac{73{,}5}{903{,}2} = 8{,}1 \,.\, 10^{-2}\ \mathrm{m} = 8\ \mathrm{cm}$$

Pri voľbe hrúbky drôtu $d = 2$ mm možno z podmienky 150 Ω vlnového odporu určiť aj odstup medzi drôtmi pomocou pomeru $a/d = 1{,}83$. Podľa *tab. 7-1* je tento odstup $a = 1{,}83 \,.\, 2 = 3{,}66$ mm. Pomocou vlnového odporu možno určiť aj vzdialenosť $a - d = 3{,}66 - 2{,}00 = 1{,}66$ mm.

Pri výrobe cievok sa 2 drôty ⌀ 2 mm navinú na drevený valec ⌀ 8 cm pomocou 2 súčasne navíjaných pomocných drôtov hrúbky 1,6 až 1,7 mm, ktoré sa po dokončení cievky odvinú. Aktívne živé drôty sa vo svojej polohe upevnia acetónovým lakom pomocou plexisklových prúžkov kladených do 3 žliabkov dreveného valca. Valec treba pred navíjaním cievky v smere osi rozrezať na 3 kusy, aby sa cievka po vyhotovení mohla z neho stiahnuť.

Dĺžka cievky bude väčšia než teoretická hodnota

$$b = (2N - 1)(a - d) + 2Nd + d\left[\frac{a}{d}(2N - 1) + 1\right] =$$
$$= 2[1{,}83(2 \,.\, 25 - 1) + 1] = 181\ \mathrm{mm}$$

a to preto, lebo závity presne nedoliehajú. Možno očakávať dĺžku valca až 22 cm, čo zväčší vlnový odpor zo 150 na 176 Ω.

Osi cievkovej valcovej súpravy môžu byť aj paralelné, ale v záujme menšej induktívnej väzby vzdialenosť medzi osami musí byť 2 až $3D$.

Zatiahnuteľnosť cievkového symetrizačného člena je vecou výkonu i rezistívneho odporu a obmedzuje sa len hrúbkou použitého drôtu. Napríklad zistíme hrúbku drôtu pre výkon 1,5 kW, ktorý má byť pohltený anténovou rezistanciou 300 Ω:

Prúd tečúci cievkovým členom bude mať hodnotu $I = \sqrt{\frac{P}{R}} =$

$= \sqrt{\frac{1500}{300}} = \sqrt{5} + 2{,}24$ A. Pre tento výkon treba použiť hrúbku drôtu aspoň $d = 0{,}91 \,.\, I = 0{,}91 \,.\, 2{,}24 = 2{,}04$ mm. Nakoľko pre cievkový člen sa nedá použiť hrubší drôt než 2 mm, je výkon obmedzený na 1,5 kW.

Doterajšie poznatky o väzbe sa vzťahujú na vyžarovací anténový systém s jediným žiaričom, a nemožno sa zaoberať prípadom väzby systému s dvoma alebo viac žiaričmi, pri ktorých popri nastaviteľnosti prispôsobenia je aktuálna aj otázka nastaviteľnosti fázy. Preto budúcu kapitolu venujme len umelej anténe, ktorá nepotrebuje vysvetlenie svojej väzby.

19. UMELÉ ANTÉNY

Umelé antény sú nepostrádateľnou pomôckou pri overovaní rôznych ukazovateľov pre prevádzku vysielača, a to najmä vtedy, keď ide o skúšobnú prevádzku nového vysielača.

Pred začatím prevádzky treba postupne zladiť celú reťaz stupňov: Koncový stupeň po obsadení triódou treba vyneutralizovať, väzbový člen optimálne spriahnuť a všetko zariadiť tak, aby sa mohlo začať s prevádzkou. Po skončení nastavovacích prác ešte nemožno pripojiť anténu, lebo najprv treba odstrániť rôzne závady, a to: zlý tón, stabilitu budiaceho kmitočtu, kliksy pri kľúčovaní, hluk pozadia modulátora atď. Sú to zväčša závady, ktorých odstránenie vyžaduje dlhší čas.

Z opísaných dôvodov treba začať skúšobnú prevádzku do „umelej antény", ktorou sa napodobní anténa skutočná.

Anténový okruh predstavuje čistú rezistanciu len pri svojej rezonančnej frekvencii, kým pri každej inej, čo aj najmenej sa odlišujúcej frekvencii má vstupná impedancia antény okrem rezistančnej zložky aj zložku jalovú.

Keď chceme, aby náhradný anténový okruh zaťažoval výstup vysielača tak ako prirodzená anténa, potom umelá anténa musí obsahovať *LRC* elementy o tých istých elektrických hodnotách ako *LRC* členy skutočnej antény, a preto sa na nich pri výkone musia objaviť tie isté pomery prúdu a napätia.

Jednotlivé *LRC* členy umelej antény musia spĺňať tieto požiadavky:

a) Napodobňovacie koncentrické *LC* elementy musia spĺňať podmienku rezonancie $X_L = X_C$, pri ktorej sa kompenzujú reaktancie pri súčasnej absorpcii celého výkonu v odpore R. Podmienka rovnosti reaktancií vyžaduje, aby sa po zvolení hodnoty C určila samoindukčnosť pomocou vzťahu $L_{[\mu H]} = \frac{25\,330}{f^2_{[MHz]} C_{[F]}}$

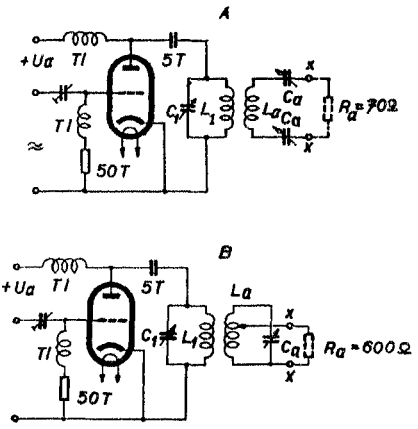
b) Ohmický odpor R musí byť rovnaký ako vstupný odpor napájača; treba ho teda zvoliť v závislosti od napájacieho bodu a od druhu prevádzky (postupnými či stojatými vlnami). Ale v každom prípade musí sa v ňom rozptýliť celý výkon odobratý od posledného výkonového stupňa vo forme tepla.

c) Väzba umelej antény na ladený obvod posledného výkonového

stupňa má byť nastaviteľná, aby sa mohlo urobiť prispôsobenie na zaťažovací odpor jeho elektrónky.

d) Umelú anténu treba vystrojiť takým prístrojom, aby sa pomocou vzorca $P = RI^2$ mohol stanoviť výkon pohltený odporom.

Umelá anténa býva zapojená buď v podobe sériového rezonančného okruhu podľa *obr. 19-1A*, alebo predstavuje paralelný rezonančný okruh *(obr. 19-1B)*. Oba prípady sa vzťahujú na napájanie postupnými aj stojatými vlnami, kde sa namiesto napájača v bode x—x pripojí ohmický odpor o hodnote vstupného odporu napájača.



Obr. 19-1. Väzba umelej antény na ladený obvod posledného vysielacieho výkonového stupňa:
A — náhrada vstupného odporu dipólu,
B — náhrada vstupného odporu Windom antény

Odpor znázornený na *obr. 19-1A* má hodnotu asi 70 Ω (náhrada dipólu), kým odpor znázornený na *obr. 19-1B* zasa odpor 600 Ω (náhrada Windom antény pri zodpovedajúcich dĺžkach napájača.

Tieto odpory sa realizujú do 60 MHz pomocou žiaroviek vhodným paralelným či sériovým zoskupovaním. Pri navrhovaní takéhoto zoskupovania treba dbať, aby výkon na jednu žiarovku nebol pod úrovňou jej zaťažiteľnosti vo wattoch, lebo v tomto prípade odpor žiarovky by bolmnohonásobne väčší. Porovnaním svietivosti žiaroviek používaných v umelej anténe s obyčajnou žiarovkou pripojenou na sieť pomocou obyčajného expozimetra možno dosť presne zistiť výkon. Pravda, na presné určenie by bola potrebná fotometrická lavica. Výkon možno zistiť aj priamym odmeraním vf prúdu ampérmetrom s termokrížom alebo nepriamo metódou merania spádu napätia na 1 Ω odporu pomocou elektrónkového voltmetra, kde namiesto voltov čítame ampéry. V oboch prípadoch sa výkon rozptýlený v odpore R vypočíta pomocou vzorca $P = RI^2$.

20. PRIJÍMACIE ANTÉNY

Pre bežného poslucháča rozhlasu prijímacia anténa nie je problém — natiahne drôt ľubovoľnej dĺžky, pripojí na prijímač a počúva.

Aj krátkovlnný amatér môže použiť tento recept, ak sa uspokojí s horšou kvalitou príjmu.

No náročnejší krátkovlnnoví amatéri si pre mnohopásmový príjem stavajú *rezonančné harmonické* L *antény* alebo Windom antény, ktoré pri dĺžkach 41,5 — 83 — 167 m o 3 dB dávajú lepší signál než pri dĺžkach vybraných náhodne a popritom pri zvýšení hladiny signálu sú na poruchy menej citlivé. Je to dôsledok dokonalého odrazu od koncov antény.

Pre jednopásmový príjem stavajú sa $\lambda/2$ antény, ktoré sú v strede prerušené izolátormi podľa *obr. 20-1A*, aby sa mohol zachytiť napájač zo skrúteného elektrovodného dvojvodiča, ktorý máva vlnový odpor asi 120 Ω. Výhodou týchto prijímacích dipólov je, že napájač pre symetriu a blízkosť vodičov nie je citlivý na poruchy, takže napájač môže prechádzať aj tými oblasťami, kde je silná poruchová hladina. Ak sa má dipól používať súčasne na odposluch protistanice v tesnej blízkosti vysielacej antény, tu osi drôtov oboch antén musia byť na seba kolmé a napájacie linky oboch antén musia byť usporiadané tak, aby vzdialenosť medzi anténami bola čo najväčšia.

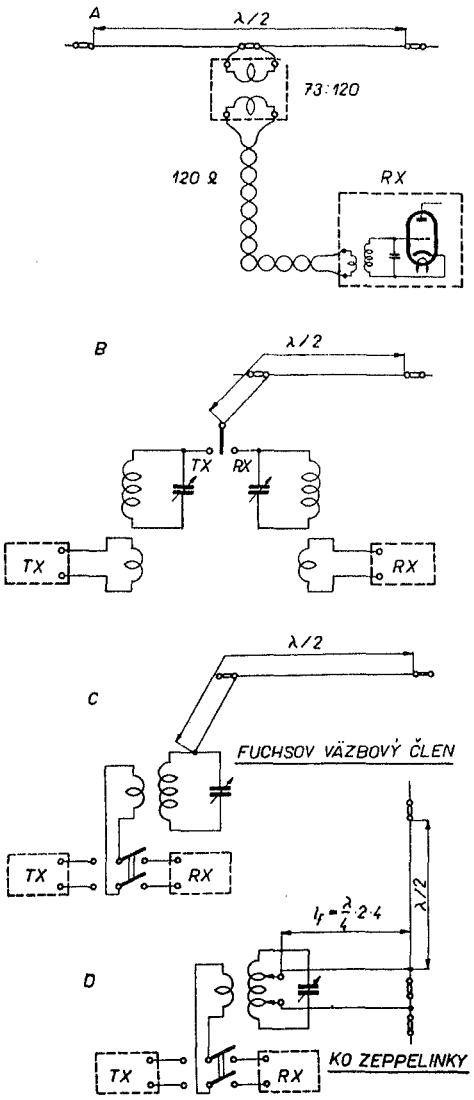
Pri používaní dvoch antén (jedna pre príjem a druhá pre vysielanie) sa ťažko znáša rôznosť zasmerenia hlavného laloka vo vyžarovacom horizontálnom diagrame, najmä ak sú kolmo orientované. Tu sa môže stať, že hlavný lalok prijímacej antény padne do smeru protistanice s dobrou počuteľnosťou, zatiaľ čo na vysielacej anténe má vyžarovací lalok v tom istom smere nulovú hodnotu a v dôsledku toho každé volanie zostane bez odpovede. Z toho vyplýva, že používanie dvoch oddelených antén znižuje pravdepodobnosť nadviazania spojenia.

Keď sa na príjem aj vysielanie používa tá istá anténa, je pravdepodobné, že vlastný vysielač po prepnutí antény na vysielanie bude dobre počuteľný aj na protistanici, ak predtým dala anténa na príjme dobrý signál. Naproti tomu ak signál pri príjme nebol uspokojivý, možno predpokladať, že po prepnutí na vysielanie aj protistanica bude mať slabý príjem.

Preto na zvýšenie pravdepodobnosti dvojstranného styku sa v amatérskej prevádzke používa tá istá anténa na príjem aj vysielanie, či už je to

dlhodrôtová anténa, alebo vyžarovací anténový systém s jednosmerovým lalokom čiže Beamov systém.

Pri navrhovaní amatérskej antény ľubovoľného typu treba pamätať na riešenie prepínania napájača žiariča smerom na vysielač a na prijímač, ako aj na riešenie väzby prepnutého napájača na prijímač.



Obr. 20-1. Prijímacie antény a riešenie ich prepínania na prijímač (*RX*) a vysielač (*TX*):

A — jednopásmový dipól so spleteným elektrovodným napájačom pre bezporuchový príjem, *B* — jednopólové prepínanie konca Fuchsovej antény do polohy *RX* a *TX*, *C* — dvojpolové prepínanie väzbovej slučky Fuchsovho člena do polohy *RX* a *TX*, *D* — dvojpólové prepínanie väzbovej slučky na paralelný ladený obvod zepelínovej antény

Prepínanie žiariča Fuchsovej antény možno riešiť buď jednopólovým prepínačom podľa *obr. 20-1B*, zaradeným na koniec L antény, alebo dvojpólovým prepínačom zaradeným na svorky väzbovej slučky, ktorá sa viaže na Fuchsov okruh *(obr. 20-1C)*.

Princíp dvojpólového prepínania väzbovej slučky sa môže použiť pre každý ladený obvod, ktorý ako väzbový člen vysielača je pripojený na svorky napájača, aby sa dosiahlo prispôsobenie. Na *obr. 20-1D* je znázornené dvojpólové prepínanie väzbovej slučky na paralelný ladený obvod Zeppelinovej antény.

Donedávna sa anténové dvojpólové prepínače obsluhovali ručne, no teraz prepínanie často obstaráva relé pripnuté

na primár anódového transformátora koncového stupňa. Po zapojení tohto transformátora relé pritiahne zapínacie kontakty na polohu *vysielač*, kým po vypnutí tieto kontakty dosadnú na polohu *prijímač*.

Používanie jedného väzbového člena pre príjem a vysielanie je obľúbené preto, že pri prechode na príjem vyladený obvod zabezpečuje najsilnejší signál, pričom vplyvom selektivity okruhu je rušenie inými frekvenčne posunutými stanicami slabšie.

Používanie oddelených kmitacích okruhov pre príjem a vysielanie podľa *obr. 20-1B* má zasa tú výhodu, že v polohe príjem môžeme vyladiť signál odlišnej frekvencie na maximálnu silu.

21. SMEROVANIE ANTÉN

Horizontálnu, v teréne pevne postavenú anténu treba nasmerovať tak, aby hlavný lalok vo vyžarovacom horizontálnom diagrame padol práve do smeru protistanice, s ktorou chceme nadviazať spojenie.

Pri dipóle nie je potrebné presné nasmerovanie pre dostatočnú šírku vyžarovacieho laloka; ani pri rezonančných dlhodrôtových anténach typu Hertz, Fuchs, Windom netreba presne smerovať, a to pre mnohorakosť smerov vyžarovania. Pri dlhodrôtových anténach typu rombus treba symetrálu kosoštvorca so záťažou nastaviť presne do smeru protistanice, lebo hlavný lalok je veľmi pretiahnutý a pomerne úzky. Pri otočných Beam anténach sa smerovanie laloka na protistanicu rieši mechanickým pootočením celého systému.

Určovanie smeru protistanice pomocou obyčajnej mapy by vyhovovalo, keby stanica bola asi 1000 km od stanovišťa vysielača. Na väčšie vzdialenosti sa smer odmeraný na mape nezhoduje so skutočným smerom, lebo mapa je len projekciou zemského povrchu. Napríklad mapa pre školské účely sa nezostrojuje z hľadiska uhlovernosti.

Keď pozeráme na mapu sveta zostavenú v Mercatorovej projekcii, tu napr. SSSR sa tiahne od nás smerom na východ a končí sa Kamčatkou. No v skutočnosti len najjužnejšia časť SSSR leží od nás na východ, kým ostatná časť SSSR leží na SSV, keďže arktická oblasť obopína severný pól. Ešte skreslenejšie sa javia smery vzdialenejších krajín. Napríklad ostrov Fidži na juhu Tichého oceánu mal by podľa mapy byť na juhovýchode, no v skutočnosti možno preň nájsť pomocou globusu severovýchodný smer. Správny smer by sa našiel až pomocou globusu o priemere aspoň 30 cm.

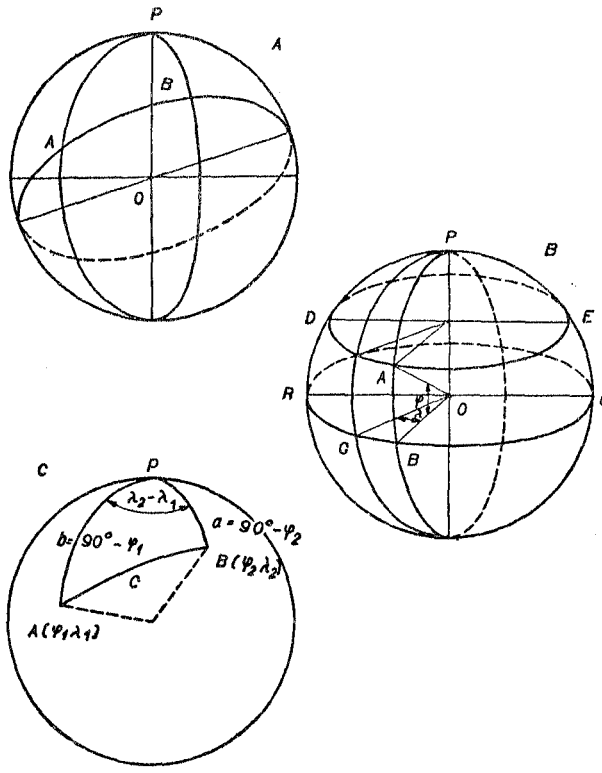
Na ustálenie správneho smeru na globuse treba použiť poučky sférickej trigonometrie a popritom treba osvetliť pojem azimutálneho smeru šírenie vlny.

Vlna po vyžiarení ide po ionosférickej trati až po dopad na anténu protistanice. Priemet ionosférickej trate na povrchu zemegule tvorí spojnicu staníc *A* a *B* po oblúku najväčšej (hlavnej) kružnice na povrchu gule (globusu) *(obr. 21-1A)*. Táto spojnica, tzv. *ortodróma*, tvorí najkratší spoj bodov *A* a *B*. Uhol medzi smerom pohybu vlny a poludníkom tohto miesta sa nazýva *kurz vlny*, ktorý je buď východný alebo západný.

Východný, ak 90-stupňový kurz označuje východ, alebo západný ak 90-stupňový kurz označuje západ.

Po osvetlení základných pojmov možno sa zaoberať výpočtom ortodromickej vzdialenosti dvoch staníc, aby bolo možné pomocou sférického trojuholníka určiť kurz vlny pri vyžiarení alebo pri príjme.

Celý výpočet sa opiera o presné hodnoty zemepisné šírky φ a zemepisnej dĺžky λ oboch stanovíšť. Zemepisná šírka nejakého bodu A na zemeguli je uhol sprievodiča AO v tomto bode oproti rovine rovníka *(obr. 21-1B)* a počíta sa od 0° po ±90° na severojuh. Zemepisná dĺžka nejakého bodu A na zemeguli je uhol zovretý rovinou poludníka tohto bodu a rovinou základného Greenwichského poludníka; počíta sa od 0° po ±180° na východozápad. *Ortodromickú vzdialenosť* dvoch staníc možno určiť pomocou sférického ΔABP, kde bod P je Severný pól *(obr. 21-1C)*.



Obr. 21-1. Základné pojmy sférickej trigonometrie pre určenie kurzu vlny:

A — ortodromická spojnica dvoch bodov A a B, B — zemepisná poloha nejakého miesta A na zemskom povrchu, určená zemepisnou šírkou φ a zemepisnou dĺžkou λ, C — sférický trojuholník ABP, daný zemepisnými súradnicami φ i λ pre výpočet kurzu vlny

Tu treba podotknúť, že vo sférickej trigonometrii sa strany trojuholníka označujú ako uhol videný zo stredu Zeme, a to pre úsporu na symbolike. Je to napokon praktický zvyk, lebo uhlová miera

sa na povrchu zeme ľahko prevádza na dĺžkovú zaužívanú mieru pomocou vzťahov:

$$1' = 1 \text{ nám. míľa} = 1{,}852 \text{ km}, \quad 1^\circ = 60' = 60 \,.\, 1{,}852 = 111{,}12 \text{ km},$$

a tak nech sa čitateľ nečuduje, že cos alebo sin sa vzťahuje na strany trojuholníka; pod symbolom strany sa myslí vždy uhol, pod ktorým sa príslušná strana javí zo stredu Zeme.

Pomocou sférického $\triangle ABP$ možno aplikovať kosínovú vetu na výpočet ortodromickej vzdialenosti c:

$$\cos c = \cos b \cos a + \sin b \sin a \sin l$$

a po dosadení

$$a = 90^\circ - \varphi_2; \qquad b = 90^\circ - \varphi_1; \qquad l = \lambda_2 - \lambda_1$$

možno dosiahnuť tvar

$$\cos c = \cos (90 - \varphi_1) \cos (90 - \varphi_2) +$$
$$+ \sin (90 - \varphi_1) \sin (90 - \varphi_2) \cos (\lambda_2 - \lambda_1)$$
$$\cos c = \sin \varphi_1 \sin \varphi_2 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos (\lambda_2 - \lambda_1)$$

Keďže

$$\cos (\lambda_2 - \lambda_1) = 2 \sin^2 \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2}$$

po malej úprave dostaneme výraz

$$\cos c = \sin \varphi_1 \sin \varphi_2 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 - 2 \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \sin^2 \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2}$$

ktorý pri rešpektovaní rovnosti

$$\sin \varphi_1 \sin \varphi_2 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 = \cos (\varphi_2 - \varphi_1)$$

prejde v konečný tvar

$$\cos c = \cos (\varphi_2 - \varphi_1) - 2 \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \sin^2 \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2}$$

používaný pri určovaní ortodromickej vzdialenosti.

Aj kurz vlny sa určuje pomocou sférického trojuholníka ABP (obr. 21-1C). Pre kurzy príchodu a odchodu vlny sa používa sínusovej vety.

Pomer sínusov strán sférického trojuholníka je rovný pomeru sínusov protiľahlých uhlov, platia výrazy:

$$\sin \alpha = \frac{\sin a \sin (\lambda_2 - \lambda_1)}{\sin c}, \quad \sin \beta = \frac{\sin b \sin (\lambda_2 - \lambda_1)}{\sin c}$$

kde správnosť výpočtu možno kontrolovať podľa vety: *Cosinus niektorého uhla sférického trojuholníka rovná sa zápornému súčinu cosínusov oboch ostatných uhlov zväčšenému o súčin sínusov týchto uhlov a cosínu strany zovretej týmito uhlami*, vzorcami:

$$\cos \alpha = -\cos \beta \cos (\lambda_2 - \lambda_1) + \sin \beta \sin (\lambda_2 - \lambda_1) \cos a$$
$$\cos \beta = -\cos \alpha \cos (\lambda_2 - \lambda_1) + \sin \alpha \sin (\lambda_2 - \lambda_1) \cos b$$

ktoré dajú presné výsledky len s použitím logaritmických tabuliek aspoň na 7 miest, a to preto, že chyby počítania sa tu navzájom podľa tvaru rovníc vynásobia.

Príklad:

Máme určiť ortodromickú vzdialenosť pre určenie vlnového kurzu medzi Bratislavou ($\varphi_1 = 48°9'22''$, $\lambda_1 = 17°7'15''$) a ostrovom Fidži v Tichom oceáne ($\varphi_2 = -18°0'15''$, $\lambda_2 = 178°20'31''$) pomocou uhlov: $\varphi_2 - \varphi_1 = -66°9'37''$; $\lambda_2 - \lambda_1 = 161°13'16''$; $\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2} = 80°36'38''$ $a = 90° - \varphi_2 = 108°0'15''$; $b = 90° - \varphi_1 = 41°50'38''$.
Pre ortrodromickú vzdialenosť na základe výrazu

$$\cos c = \cos (\varphi_2 - \varphi_1) - 2 \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \sin^2 \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2}$$

po vložení číselných hodnôt pre uhly dostaneme

$$\cos c = 0{,}4041795 - 2 \,.\, 0{,}6671034 \,.\, 0{,}9510339 \,.\, 0{,}9866023^2$$
$$\cos c = 0{,}4041795 - 1{,}2351034 = -0{,}8309239$$
$$\log \cos c = 9{,}9195612$$

Kosínus je záporný na znak toho, že stredový uhol ortodromickej vzdialenosti sa nachádza v druhom kvadrante, takže jeho stupňová hodnota nebude $c = 33°48'22''$, ale $180° - 33°48'22'' = 146°11'38'' = 146{,}1939°$, čo určuje vzdialenosť $c = 146{,}1939 \,.\, 111{,}12 = 16\,245$ km.
Bratislava je teda od Fidži vzdialená 16 245 km.

Kurz vlny Bratislava—Fidži je východný a má hodnotu

$$\sin \alpha = \frac{\sin a \sin (\lambda_2 - \lambda_1)}{\sin c} = \frac{0{,}9510339 \,.\, 0{,}3219168}{0{,}5563842} = 0{,}5502561$$

$$\log \sin \alpha = 9{,}7405649, \quad \alpha = 33°23'04'' \doteq 33°23'$$

Kurz vlny v opačnom smere, t. j. v smere Fidži—Bratislava je západný a je daný uhlom β

$$\sin \beta = \frac{\sin b \sin (\lambda_2 - \lambda_1)}{\sin c} = \frac{0{,}6671034 \,.\, 0{,}3219168}{0{,}5563842} = 0{,}3859775$$

$$\log \sin \beta = 9{,}5865620, \qquad \beta = 22°42'16'' \doteq 22°42'$$

Kurzy určené výpočtom vyjadrujú uhol medzi smerom vlny a zemepisným poludníkom; sú to vlastne geografické kurzy.

Kompasom môžeme určiť len smer magnetického poludníka, takže musíme poznať magnetický kurz, ktorý by sa po odčítaní preniesol do terénu. Magnetický kurz sa však mení znamienkom deklinácie. Pre našu oblasť platí toto pravidlo pre zmenu geografického kurzu na kurz magnetický. Pri západnej deklinácii magnetický kurz dostaneme, ak ku geografickému kurzu pripočítame kladnú deklináciu, kým pri východnej deklinácii sa pri súčte berie do úvahy záporné znamienko deklinácie, čo značí, že ju treba odčítať bez ohľadu na znamienko.

Deklinácia na miestach zemepisnej polohy $\varphi = 48°45'$, $\lambda = 19°$ (približne B. Bystrica) mala r. 1961 nulovú hodnotu, no postupne sa toto miesto nulovej deklinácie posunuje na západ rýchlosťou 9,7′ za rok, lebo súvisí s polohou magnetického severného pólu, ktorý sa pomaly premiestuje po eliptickej dráhe dlhej asi 4000 km v oblasti Baffinovej zeme a ostrova Boothia Felix.

Údaje o deklinácii δ a o jej ročných zmenách $\Delta\delta$ nájde čitateľ v príručke Miloslava Valoucha: „Pětimístní logaritmické tabulky", vydané r. 1958 (str. 210), v závislosti od zemepisnej polohy.

Toho času možno teda na Slovensku východný zemepisný kurz považovať za magnetický na poludníku 19° v oblasti Banskej Bystrice a na poludníku 17° v oblasti Bratislavy. K tomuto kurzu treba pripočítať 1,5°, zatiaľ čo na poludníku 21° v oblasti Košíc treba 1,5° odčítať, aby sme dostali magnetický kurz východný. Pri západnom kurze treba pokračovať opačne.

V tomto čase je deklinácia na Slovensku zanedbateľná.

22. STAVBA ANTÉN

Horizontálne vypnutie stabilnej antény možno riešiť len na základe topografických znalostí terénnych podmienok.

Pri stavbe treba rešpektovať smerové vlastnosti VHD i VVD, ktoré má mať anténa po vyhotovení. Akým spôsobom vplýva smerová vlastnosť oboch diagramov na stavbu antény?

Najprv si to treba objasniť pri VHD, lebo smer vytiahnutia anténového drôtu diktuje poloha hlavného laloka vzhľadom na drôt. Napríklad vieme, že hlavný lalok dipólu vo VHD je kolmý na drôt, kým hlavný lalok harmonickej antény typu Fuchs alebo Windom zviera s drôtom uhol asi 20° pri budení vyššími harmonickými. Preto pri každom dipóle volí sa smer natiahnutia sever—juh, zatiaľ čo pre harmonickú anténu volí sa smer západ—východ, a to v oboch prípadoch preto, aby sa zabezpečilo vyžarovanie smerom západ—východ, kde je najväčší počet amatérskych staníc.

Smerovosť VHD vyžaduje, aby sa na stavbu vybrala trasa pre natiahnutie drôtu antény. Výber trasy nebýva vždy rovnako priaznivý pre oba druhy napájania, takže vo väčšine prípadov priestorové rozloženie antény rozhoduje, či pripojiť napájač do stredu antény, t. j. v kmitni prúdu, alebo na jej koniec, t. j. v kmitni napätia.

Smerovosť lalokov vo vyžarovacom horizontálnom diagrame veľmi ovplyvňuje stavbu antény, lebo určuje jej vhodný typ a podľa možnosti umiestenia jej koncových bodov môže rozhodovať o spôsobe napájania, lebo napokon napájač treba viesť k vysielaču najkratšou cestou, obyčajne cez okno.

Ako vplýva vertikálna smerovosť antén na ich stavbu?

Tu si treba pripomenúť, že aj vo vertikálnom vyžarovacom diagrame antény sa javí smerovosť a že podľa *obr. 4* vertikálny uhol vyžarovania má nadobudnúť optimálnu hodnotu, aby sa zabezpečilo diaľkové spojenie na vlnove najdlhšom pásme. Tejto požiadavke sa zo stavebného hľadiska musí prispôsobiť i výška antény, ktorá má byť 14 až 16 m, ak ide o zabezpečenie styku na 20m pásme. Takto vysoká anténa zabezpečí dobrý optimálny uhol aj na frekvenčne vyšších pásmach.

Tieto smerové hľadiská treba pri stavbe každej vysielacej antény dodržať. Každý vyžarovací anténový systém (jednoducho VAS) sa po

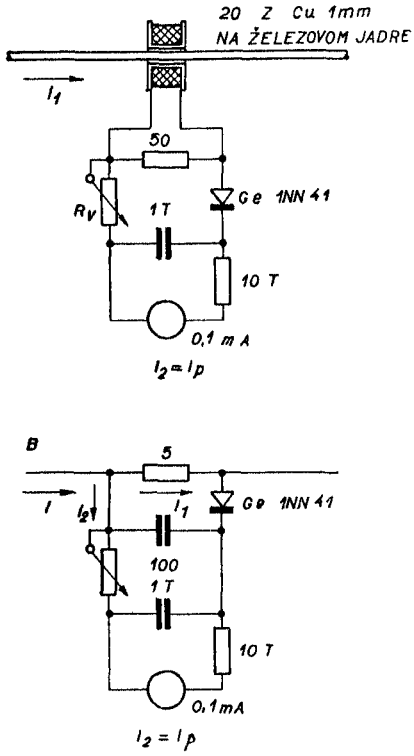
vyhotovení podobá prijímaču, ktorý potrebuje naladenie, aby dobre hral. Aj anténa bude po vyhotovení vydávať nejaký signál, ale tento signál nebude ani zďaleka maximálne možný, lebo energia sa do antény neprenáša s maximálnou účinnosťou a ani anténa nie je asi v rezonancii s budiacim kmitočtom.

Keď sa uvedené elektrické chyby odstránia, anténa môže pracovať pri optimálnych podmienkach.

Na posúdenie týchto chýb treba meraním vyšetriť:

a) Rezonančný kmitočet žiariča celého systému, aby sa mohol posunúť do stredu najpoužívanejšej oblasti pásma.

b) Prenos energie v reťazi prenášacích orgánov od vysielača až po anténu z hľadiska maximálne možnej účinnosti.



Obr. 22-1. Indikácia absolútnych prúdových hodnôt meracími prístrojmi:

A — metóda nastavenia prúdového pomeru I_1/I_2 transformátora predradným odporom R_v pri odčítaní primárneho prúdu I_1, *B* — metóda nastavenia plnej výchylky I_p pre šuntovite pripojený prístroj pomocou predradného odporu R_v, keď hlavným obvodom tečie *I* A

22.1 Meranie

Akými prístrojmi a ako tieto dve základné úlohy zvládnuť, dozvieme sa v nasledujúcich statiach.

Predbežne treba konštatovať, že spomínané dva úkony sa najlepšie kontrolujú na zmenách výstupného výkonu v napájacej linke výstupným indikátorom.

22.1.1 Indikácia výstupného výkonu je veľmi aktuálny problém. Ide totiž o to, či sa po napájači vôbec prenáša nejaká energia do antény. Indikáciu možno rozdeliť na dve kategórie:

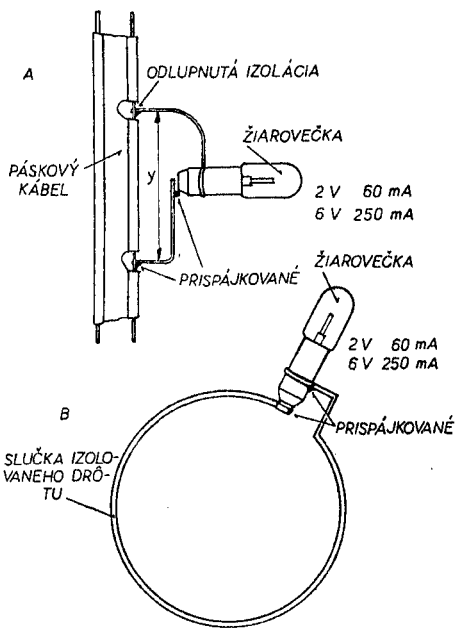
22.1.11 *Indikáciou absolutných hodnôt* sa pomocou tepelného ampérmetra zistí prúdový pomer pre zapojenie prúdového transformátora podľa *obr. 22-1A* alebo pre šuntove zapojený prístroj podľa *obr. 22-1B*. V oboch prípadoch možno skusmo nastaviť prúdový pomer $I/I_p = n$ (n je celé číslo)

pomocou predradeného odporu R_v, ktorým sa nastaví výchylka I_p prístroja, ak hlavným okruhom v napájači tečie I ampér. Pomocou tohto prevodového čísla n sa vynásobením výchylky prístroja určí napájací prúd o hodnote I ampér, ktorý platí len pre tú frekvenciu, pri ktorej bol pomer nastavený. No amatér zväčša nepotrebuje absolútne hodnoty, tak že sa uspokojí aj s inou metódou.

22.1.12 *Indikácie relatívnych hodnôt*, lebo spomínané úkony sa kontrolujú maximom výkonu.

Tu sa s obľubou kladú do napájača malé indikačné žiarovky, ktorých wattová spotreba je asi 1/30 výkonu vysielača. Pre výkony do 4 W sa používajú žiarovky 2 V . 0,060 A = 0,120 W a pre väčšie, do 50 W zasa 6 V . 0,250 A = = 1,5 W, príp. ešte väčšie. Keď amatér má len žiarovky s malou spotrebou a chce nimi indikovať väčší výkon, musí siahnuť po bočníkovom zapojení podľa *obr. 22-2A* na jeden drôt napájača.

Tu pre paralelné pripojenie žiarovky na trať y jedného drôtu napájača žiarovka dostane spád napätia, ktorý je úmerný reaktancii trate y na napájači, ako aj pretekajúcemu prúdu. Úlohou je nájsť takú vzdialenosť y, aby žiarovka pri spomínanom prúde napájača svietila plným svetlom. Vo všeobecnosti možno tvrdiť, že táto vzdialenosť bude tým menšia, čím väčší výkon pôjde do antény a čím je väčšia frekvencia.



Obr. 22-2. Indikácia relatívnych hodnôt prúdu či výkonu:
A — indikácia väčších výkonov pomocou šuntovite pripojenej žiarovky k jednému z drôtov napájača, *B* — absorpčný krúžok, utvorený zo slučky drôtu a žiarovky pre indikáciu zmien vf energie

Pre každú žiarovku môžeme ľahko experimentálne stanoviť hranicu najväčšieho svitu. Meníme vzdialenosť od nuly až po hodnotu, keď sa žiarovka naplno rozsvieti, a máme spoľahlivé meradlo, či sa výkon zväčšil vplyvom lepšieho prispôsobenia, alebo či by sa zmenšil, keby sa prispôsobenie zhor-

šilo. To platí aj pre prípad, keby na napájači vzniklo stojaté vlnenie.

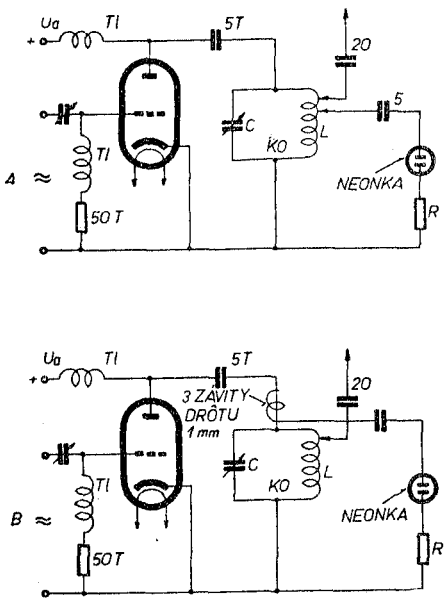
V tomto prípade treba vzdialenosť y zväčšiť v bodoch uzla prúdu, lebo tu je prúd malý a pôsobuje malý spád, ktorý nestačí rozsvietiť žiarovku. A naopak, v bodoch kmitne prúdu treba vzdialenosť y zmenšiť, lebo tu je značný prúd.

Vzdialenosť y pri žiarovke 6 V, 0,250 A, a prúde napájača 0,5 A, pri 14MHz pásme môže merať asi 12 cm, keďže reaktancia takto dlhého rovného drôtu o priemere 2 mm pri 14 MHz je asi 10 Ω, čo vyplýva z výpočtu samoindukcie L a reaktancie X_L:

$$L = 0{,}002\left(\ln\frac{4y}{d} - 1\right)y = 0{,}002\left(\ln\frac{4 \cdot 12}{0{,}2} - 1\right)12 =$$

$$= 0{,}024(\ln 240 - 1) = 0{,}024 \cdot 4{,}5 = 0{,}11\ \mu\text{H}$$

$$X_L = L\omega = L_{[\mu H]}2\pi f_{[MHz]} = 0{,}11 \cdot 2\pi \cdot 14 = 3{,}08\pi = 10\ \Omega$$



Obr. 22-3. Indikácia VF napätia pomocou neónky viazanej na ladený obvod vysielacieho stupňa napájajúceho Hertzovu anténu:

A — kapacitná väzba, *B* — induktívna väzba

ako aj z okolnosti, že spád $E_L = IX_L = 0{,}5 \cdot 10 = 5$ V na reaktancii 12cm trate napájača neprekračuje hodnotu 6 V, potrebnú na rozsvietenie žiarovky na plný jas.

Krátkovlnní amatéri už od začiatku používajú na indikáciu rezonancie pasívneho okruhu, nejakým spôsobom viazaného na aktívny kmitací okruh, *absorpčný krúžok* z jedného závitu pripojeného na svorky žiarovky *(obr. 22-2B)*.

Krúžok dostatočne priblížený k pasívnemu okruhu sa rozsvieti, keď rezonuje so základným aktívnym kmitacím okruhom.

Keď sa priblíži k aktívnemu okruhu, svieti, kým je aktívny okruh nastavený do rezonancie s budiacim kmitotčom, avšak na úbytku svietivosti poznať, že pasívny okruh odoberá energiu pre rezonanciu z aktívneho okruhu.

Preberanie energie pasívnym okruhom možno kontrolovať pri

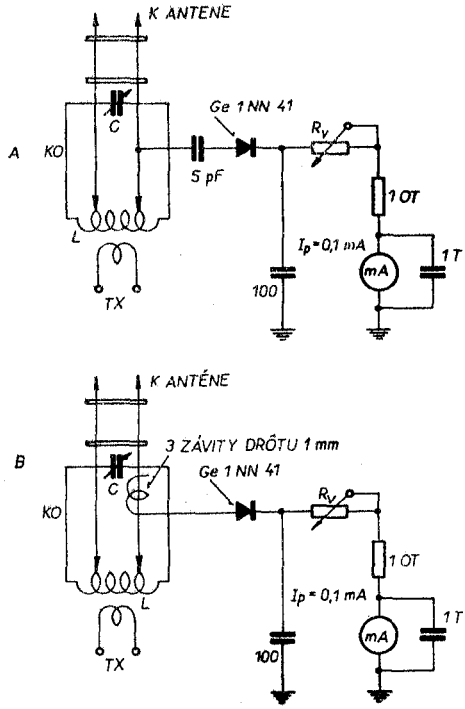
pasívnom aj aktívnom okruhu pomocou krúžku. Indikácia rezonancie sa však líši podľa spôsobu preberania energie, lebo maximálny svit pri priblížení krúžku k pasívnemu okruhu je znakom prívodu energie, kým minimálny svit pri priblížení krúžku k aktívnemu okruhu zasa znakom pre odliv energie. Je to v súlade so zákonom o zachovaní energie.

Indikáciu rezonancie možno robiť aj pomocou neónky. Neónku treba pripojiť na také miesta kmitacieho okruhu, kde sa javí potenciálový rozdiel oproti zemi v hodnote zápalného napätia neónky. Pri pripojení na miesta vyššieho potenciálu s väzbou kapacitnou *(obr. 22-3A)* alebo induktívnou *(obr. 22-3B)* sa takáto neónka chráni asi 30 000 Ω odporom proti prebitiu, lebo jej zápalné napätie je okolo 80 V. Obyčajné neónky na 220 V sa pripájajú bez chrániaceho odporu, lebo odpor sa nachádza v objímke neónky.

Pri paralelnom kmitacom okruhu sa indikácia získa ľahko, lebo stačí priblížiť neónku na vzdialenosť 1 až 5 cm k napäťovému koncu podľa výkonu koncového stupňa a neónka sa rozsvieti, lebo zmena magnetického poľa cievky KO v nej vyvoláva potrebný zápalný potenciál.

Pri sériovom kmitacom okruhu treba rozsvietenie neónky vyskúšať odbočkou na cievke, až sa získa rozdiel potenciálu oproti zemi rovný zápalnému napätiu neónky.

Namiesto neónky možno používať aj Deprézsky systém v spojení s germániovou diódou ako ukazovateľ veľkosti rádiofrekvenčného napätia buď s kapacitnou väzbou *(obr. 22-4A)*, alebo väzbou induktívnou *(obr. 22-4B)*.

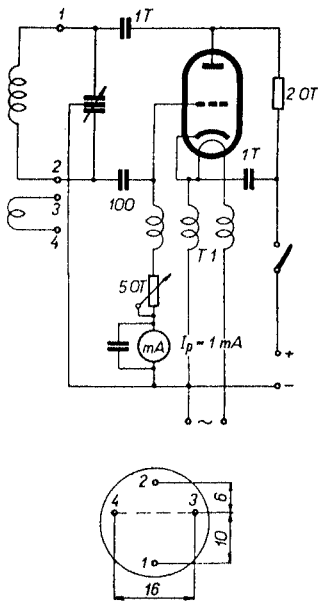


Obr. 22-4. Indikácia **VF napätia**, pomocou Deprézskeho prístroja viazaného na ladený obvod väzbového **anténového** člena:

G — kapacitná väzba, *H* — induktívna väzba

Indikačný prostriedok pre výkon ukáže, či anténa dobre „ťahá" energiu z vysielača. Treba sa však vrátiť k našim dvom úlohám.

Treba upozorniť, že pred začatím akýchkoľvek prispôsobovacích úkonov musí amatér zistiť predovšetkým rezonančný kmitočet žiariča celého systému, aby získal podklad pre jeho nastavenie do stredu používanej oblasti pásma.



Obr. 22-5. Principiálne zapojenie GDO vo vyhotovení Colpitts pre výmenu cievok so 4-nožičkovou päticou

22.1.2 Indikácia rezonancie.

Najjednoduchšie je na anténu pozerať ako na pasívny okruh s rozloženými parametrami, ktorý z viazaného aktívneho okruhu odsaje maximálnu energiu len vtedy, keď hodnota budiaceho kmitočtu aktívneho okruhu sa rovná niektorej samorezonančnej frekvencii antény.

Ako aktívny okruh a súčasne indikátor odberu maximálnej energie sa používa oscilátor s poklesom mriežkového prúdu čiže GDO (z angl. GRID DIP OSCILLATOR), ktorý pri trojbodovom Colpittsovom zapojení podľa *obr. 22-5* ideálne rieši výmenu cievok so štvornôžkovým soklom. Začiatok odberu energie sa pozná podľa prudkého poklesu mriežkového prúdu na prístroji o rozsahu do 1 mA, pri ktorom maximálnu výchylku možno naregulovať premenlivým mriežkovým odporom.

Pretože rezonančná frekvencia antény sa nemení, musí sa meniť samobudená frekvencia pri GDO; začiatok odberu energie anténou sa pozná podľa poklesu výchylky prístroja.

Prostredníctvom GDO možno pomocou väzbovej slučky v kmitni prúdu *(obr. 22-6)* určiť všetky nepárne harmonické kmitočty antény, pričom treba použiť rebrík. Pri prevádzkovej polohe nad 6 m, pravda, rebrík nemožno použiť. Tu je amatér odkázaný na pomocnú mernú linku o elektrickej dĺžke $n\frac{\lambda}{2}$, ktorá spája napájací stred antény s väzbovou slučkou GDO (*obr 22-5* dole).

Merná linka spolu s anténou tvorí rezonančný systém, ktorý má rezonovať na tej istej frekvencii ako jeho elementy.

Aby sa dodržala zásada rovnakého kmitočtu, treba pri meraní rezonančných frekvencií pomocou GDO zachovať tento postup:

a) Odmerať rezonančný kmitočet pomocnej mernej linky o elektrickej dĺžke $n\frac{\lambda}{2}$ v prevádzkovej polohe s odpojenými prívodmi na anténu.

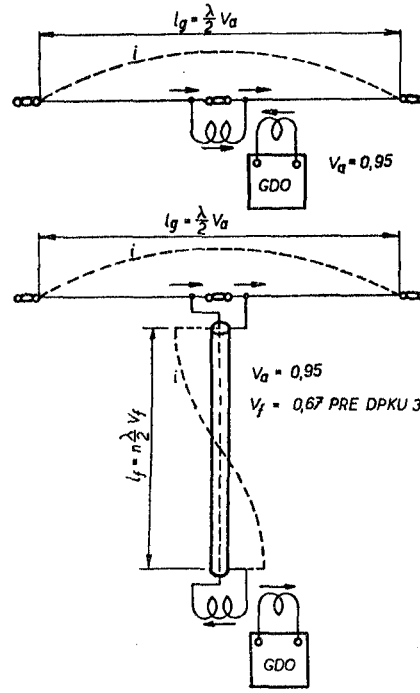
b) Po pripnutí prívodov na anténu treba odmerať rezonančný kmitočet celého systému.

c) Opraviť dĺžku pomocnej linky jej skrátením alebo predĺžením, ak rezonančný kmitočet po pripojení pomocnej linky bude nižší alebo vyšší než rezonančný kmitočet pomocnej linky.

Skrátením alebo predĺžením pomocnej linky sa priblížime k jednofrekvenčnosti, t. j. rezonančnej frekvencii tak pre celok, ako aj pre časti celku, teda aj pre anténu.

Uvedeným spôsobom možno zistiť rezonančnú frekvenciu každého žiariča.

Pomocná linka použitá na meranie rezonančnej frekvencie antény môže mať vlnový odpor ľubovoľnej hodnoty, lebo tento odpor pri elektrickej dĺžke $n\frac{\lambda}{2}$ nepôsobí na prenášanie vstupného odporu antény z výstupu na jej vstup v pomere 1 : 1.



Obr. 22-6. Použitie GDO na meranie rezonančného kmitočtu nepárneho rádu v kmitni prúdu priamo na anténe alebo pomocou mernej $\lambda/2$ linky

No jednako pre meracie účely je výhodnejši pripojiť v kmitni prúdu antény pomocnú linku než opakovač impedancie s vlnovým odporom o hodnote vstupného odporu antény, lebo sa meria postupnými vlnami o väčšej presnosti, čo má ďalšiu výhodu pri určovaní nepresnosti stupňa prispôsobenia.

Polvlnové n-násobné geometrické dĺžky sa určia z príslušných elektrických n-násobných polvlnových dĺžok pomocou výrazov

$$l_g = l_e V = n\frac{\lambda}{2} V = n\frac{150}{f_{[\mathrm{MH}]}} V$$

kde V je rýchlostný súčiniteľ pomocnej linky, ktorý sa môže veľmi ľahko stanoviť pomocou mostíkového prístroja.

Príklad

Treba určiť rýchlostného súčiniteľa pre 7,20 m dlhý kus koaxiálu DPKU 32, pri ktorom sa pri 14 MHz ukazuje prvá mostíková nula pre tento na konci skratovaný kus na znak polvlnovej rezonancie.

Keďže vo voľnom priestore elektrická dĺžka $\frac{\lambda}{2}$ značí $l_e = \frac{150}{f} = \frac{150}{14} = 10{,}7$ m, hodnota rýchlostného súčiniteľa vyplýva zo vzťahu $V = l_g/l_e = 7{,}20/10{,}7 = 0{,}67$, ako je na *tab. 7-2* uvedené pre kábel DPKU 32.

Pokiaľ ide o GDO, tu je najvýhodnejšie zhotoviť ho podľa *obr. 16-29* s vypínaním anódového napätia, lebo bez prívodu energie ho možno používať aj ako absorpčný vlnomer s pasívnym merným okruhom. Pri rezonancii s nejakým cudzím aktívnym okruhom sa od neho privádza energia k pasívnemu mernému okruhu GDO, a preto začiatok rezonancie sa pozná podľa stúpnutia mriežkového prúdu.

Keď sa s cievkou L prístroja chceme priblížiť k cievke nejakého cudzieho pasívneho či aktívneho okruhu, cievka GDO musí vyčnievať z krabice, takže musí byť zasunovateľná do zvierok. Ak ju chceme vmontovať do krabice, potom treba vyviesť k zvierkam toľko linkových väzieb, koľko je cievok ovládaných prepínačom.

Kalibrovanie. Prístroj má byť pred použitím ociachovaný v hodnote frekvencie na meranie rezonančného kmitočtu.

Na kalibrovanie je najlepšie použiť komunikačný prijímač, ktorého ciachovanie sa overí frekvenčným normálom.

Pri použití superheterodynového prijímača treba odčítať frekvenciu GDO pomocou záznejového oscilátora, ktorý je vmontovaný do prijímača.

Ociachovaný prijímač s priamym zosilnením sa na kalibrovanie nehodí, lebo posluch záznejov pri nasadení spätnej väzby posunie ciachovanie prijímača. No ciachovanie zostáva vo svojej polohe, ak sa na získanie záznejov používa iný pomocný zdroj, napr. kalibrovaný oscilátor nášho vysielača.

V tomto prípade sa prijímač s priamym zosilnením používa iba na odposluch záznejov. V oboch prípadoch sa vychádza z nejakej známej frekvencie, ktorá sa považuje za frekvenčný normál.

Pri odposluchu frekvencie GDO treba sa presvedčiť, či záznej vzniká od základnej frekvencie pomocného zdroja. Tu príde vhod použiteľnosť GDO ako absorpčný vlnomer, lebo ním možno odsať energiu základnej frekvencie z cievky pomocného zdroja bez zmeny na jeho mernom okruhu. Z takto získaných frekvenčných údajov možno k dielcom stupnice ladiaceho kondenzátora GDO ľahko zostrojiť kalibračnú krivku.

Keby nebolo možné zistiť spoľahlivé frekvenčné údaje, treba použiť Lecherove drôty za pasívny rezonančný element a pri voľnej väzbe

s cievkou GDO z polôh polvlnových vzdialeností l, určených indikačnou žiarovkou, vypočítať rezonančnú frekvenciu zo vzťahu:

$$l = \frac{\lambda e}{2} V = \frac{150}{f} V$$

o hodnote

$$f_{[\mathrm{MHz}]} = \frac{150}{l} V = \frac{150}{l} . 0{,}98 = \frac{147}{l}$$

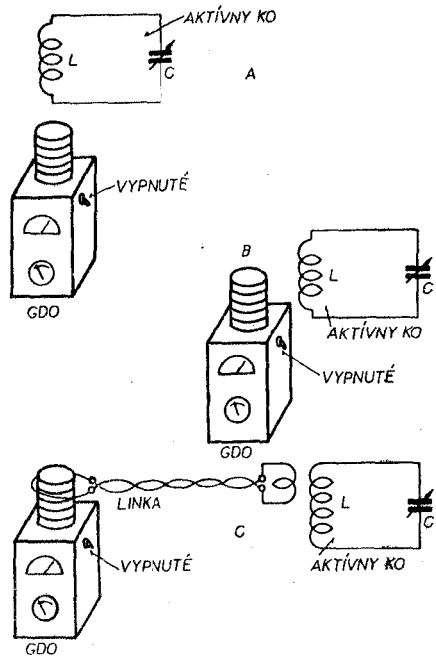
kde rýchlostný súčiniteľ šírenia po Lecherových drôtoch má hodnotu $V = 0{,}98$. Presnosť metódy stačí pre určenie frekvencie GDO, lebo samoindukčnosť jeho merného okruhu sa dosahuje pomocou výmenných cievok.

Opísaným spôsobom možno pomocnou linkou pomerne presne zistiť rezonančný kmitočet antény, pričom sa GDO popri funkcii zdroja vysokej frekvencie používa aj ako indikátor rezonancie antény.

Používanie GDO je medzi amatérmi veľmi obľúbené, lebo okrem opísaného merania rezonančných kmitočtov antén možno ho použiť:

a) Na meranie rezonančných kmitočtov aktívneho rezonančného okruhu, ktorý sa nachádza v každom zosilňovacom stupni vysielača. Pri meraní sa používa niektorý druh väzieb *(obr. 22-7A, B, C)* na odsávanie energie pre odmeranie frekvencie z ladeného obvodu niektorého vysielacieho stupňa. Kmitočet sa zistí pomocou rezonancie merného okruhu GDO podľa maximálnej výchylky jeho mriežkového prístroja pri vypnutom vypínači.

Pri meraní prístroj účinkuje ako absorpčný vlnomer.



Obr. 22-7. Spôsob väzby GDO na aktívny ladený obvod niektorého vysielacieho stupňa:
A — väzba na KO v predĺžení osi cievky, *B* — väzba na KO priblížením k cievke,
C — väzba pomocou spriahnutia linkou

b) Na meranie samoindukčnosti a kapacity premenou vzorca $L_H C_F \omega^2 = 1$, kde namiesto jednotiek H, F a Hz sa vloží μH, pF a MHz podľa vzťahov: 1 μH = 10^{-6} H, 1 pF = 10^{-12} F, 1 MHz = 10^6 Hz. Po ich dosadení dostaneme

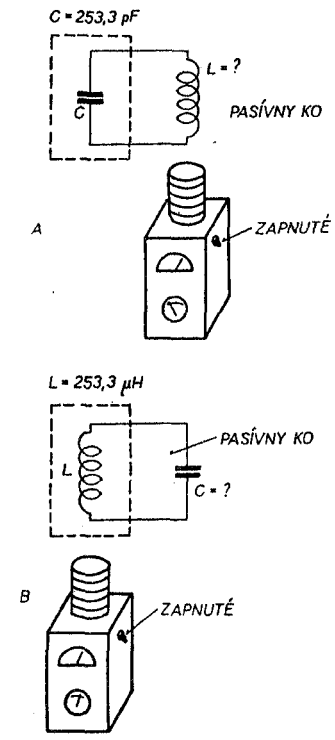
$$10^{-6} L_{[\mu H]} \cdot 10^{-12} C_{[pF]} \cdot 4\pi^2 f^2_{[MHz]} \cdot 10^{12} = 1;$$

$$L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]} \cdot f^2_{[MHz]} = \frac{10^6}{4\pi^2} = 25\,330$$

výrazy

$$L_{[\mu H]} = \frac{25\,330}{f^2_{[MHz]} C_{[pF]}}; \qquad C_{[pF]} = \frac{25\,330}{f^2_{[MHz]} L_{[\mu H]}}$$

kde číslo 25 330 sa využije pri voľbe hodnoty jedného z elementov.



Keď sa napr. do nejakej krabičky umiesti kondenzátor 253,3 pF a k nemu sa pripojí cievka podľa *obr. 22-8A*, potom zo zistenej rezonančnej frekvencie dostaneme neznámu samoindukčnosť zo vzorca $L_{[\mu H]} = 100/f^2$.

Rovnako možno odmerať aj kapacitu nejakého kondenzátora, keď cievke dáme samoindukčnú hodnotu 253,3 μH podľa *obr. 22-8B*.

Pravda, možno pracovať aj s hodnotou 2533, vtedy výsledok bude $10/f^2$, alebo s hodnotou 25,33 pri výsledku $1000/f^2$.

c) Na meranie sily poľa pri použití GDO za absorpčný vlnomer s vypnutým vypínačom a s krátkou anténou. Tu totiž sila naladeného signálu bude pri nezmenenom anténovom okruhu úmerná sile poľa, a preto zmeny v nastavení vysielacej antény vyvolajú úmerné zmeny výchylky na prístroji GDO. Keď sa niektorá z veľkostí mriežkového prúdu zvolí za nulovú úroveň,

Obr. 22-8. Použitie GDO na meranie *LC* hodnôt pasívneho ladeného obvodu:
A — meranie samoindukčnosti *L*, *G* — meranie kapacity *C*

možno zmeny sily poľa nad a pod úrovňou vyjadriť v jednotkách dB. Údaje však budú nepresné, lebo mriežková charakteristika je kvadratická, no pre informáciu stačia. Uvedené použitia GDO sa vzťahujú na merania v anténovom okruhu, a preto sú tu rozvedené.

22.2 Prenos energie od vysielača až po anténu z hľadiska maximálne možnej účinnosti

Úvodom k tejto kapitole treba uviesť, že prispôsobovacie práce treba absolvovať na prevádzkovom kmitočte o hodnote rezonančnej frekvencie antény, takže možno predpokladať, že záťaž napájača je rezistívna.

Pri sebamenšej odchýlke od rezonančnej frekvencie antény anténa už predstavuje pre napájač komplexnú záťaž, čo vedie k zhoršeniu PSV, a tým aj k zvýšeniu strát.

22.2.1 Zvýšenie strát zaviňujú stojaté vlny v napájači, ktorých kmitňa rastie so zväčšujúcim sa PSV po vedení. Zvýšenie kmitní napätia vyvolá vzrast dielektrických strát, kým zvýšenie kmitní prúdu zasa väčšie tepelné straty vo vodičoch napájača.

Zaujímavé je, že vedenie s väčším útlmom priamej vlny vykazuje menšie dodatočné straty pri tom istom prispôsobení než menej stratové vedenie. Je to preto, že na koniec stratovejšieho vedenia sa pre väčší útlm dostane menšia energia, ktorá sa preto nemôže odraziť späť v takej hodnote ako pri vedení s menšími stratami.

Odraz vlny (okrem prirodzených strát) neznamená tepelnú stratu, ale len zmenšenie odberu výkonu od vysielača, čo možno vyjadriť ako uvoľnenie väzby medzi ladeným obvodom koncového stupňa a napájačom. Zlé prispôsobenie koncového stupňa sa prejavuje podobne ako chod naprázdno, a teda bez odberu energie.

Násilným utesnením väzby napájača k zdroju sa dosiahne väčší odber, ale súčasne vzrastie kmitňa prúdu a napätia.

Na osvetlenie týchto javov použijeme rovnice pre kmitňu a uzol stojatej vlny

$$U_{max} = U_1 + U_2 = U_1 + KU_2 = U_1(1 + K)$$
$$U_{min} = U_1 - U_2 = U_1 - KU_2 = U_1(1 - K)$$

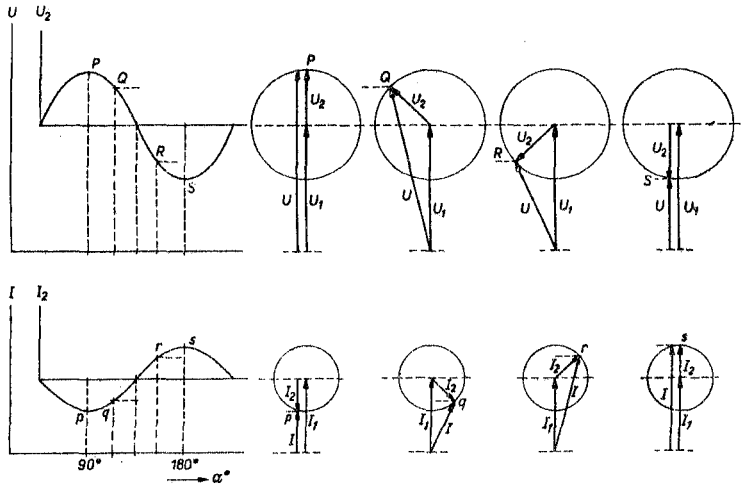
kde činiteľ odrazu sa určuje z rovnice

$$K = \frac{r_s - 1}{r_s + 1}$$

Tento činiteľ odrazu K môže pomôcť určiť odrazovú amplitúdu na podklade vzťahov $U_2 = KU_1$, $I_2 = KI_1$ a súčasne zistiť amplitúdy priamych vĺn pomocou vzťahov: $U_1 = \sqrt{PZ_z}$, $I_1 = \sqrt{P/Z_z}$.

Z týchto vzťahov vidieť, že kmitne a uzly budú rásť s druhou odmocninou výkonu, pričom rozdiel medzi kmitňou a uzlom sa zväčšuje s rastom činiteľa odrazu.

Keď sa priama vlna na niektorom mieste linky dosťane do rovnakej fázy s odrazenou vlnou, výslednica narastie v kmitňu, a keď sa dostanú



Obr. 22-9. Znázornenie priebehu odrazenej zložky napätia U_2 a prúdu I_2 ako aj výslednic U, I s priamou zložkou napätia U_1 a prúdu I_1 po neprispôsobenom napájacom vedení

do protifázy, potom výslednica klesne v uzol. Veľmi dôležité je, že na každom mieste vedenia odrazená zložka prúdu a napätia sú proti sebe posunuté o 180°, čo je naznačené na *obr. 22-9*, kde sú zachytené priamé zložky U_1, I_1 a odrazené zložky U_2, I_2, ktoré sa skladajú vo vektorovú výslednicu. K tomu pristupuje známa okolnosť, že napätie narastie v kmitňu na tom mieste vedenia, kde je uzol prúdu, a naopak.

Výkon P privedený do antény je daný rozdielom medzi priamym výkonom P_1 a odrazeným výkonom P_2 podľa rovnice $P = P_1 - P_2$. Výkon priamej zložky udáva výraz $P_1 = U_1^2/Z_0 = I_1^2 Z_0$, zatiaľ čo výkon odrazenej zložky je určený zasa vzťahom $P_2 = U_2^2/Z_0 = I_2^2 Z_0$. Odmeraním výkonu oboch zložiek možno určiť PSV o hodnote

$$r_s = \frac{1+x}{1-x}, \text{ kde } x = \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} = K$$

Tento vzťah sa využíva pri reflektometroch na určenie PSV.

Hodnota činiteľa K zaujíma amatéra preto, lebo umožňuje vypočítať kmitňu a uzol napätia a prúdu, ako aj preto, že jeho prostredníctvom možno určiť výkon privedený do antény pomocou vzťahu: $P = P_1 - P_2 = P_1(1 - P_2/P_1) = P_1(1 - K^2)$. Umožňuje určiť aj útlm vyvolaný stojatými vlnami podľa rovnice:

$$g_{[dB]} = 10 \log . \frac{P_1}{P} = 10 \log \frac{1}{1 - K^2}$$

Na *obr. 22-10* sa nachádza graf pre odrazového činiteľa K aj pre $1 - K^2$ (popri útlume g) v závislosti od PSV o hodnote r_s a, to na základe výpočtom získaných hodnôt uvedených v *tab. 22-1.*

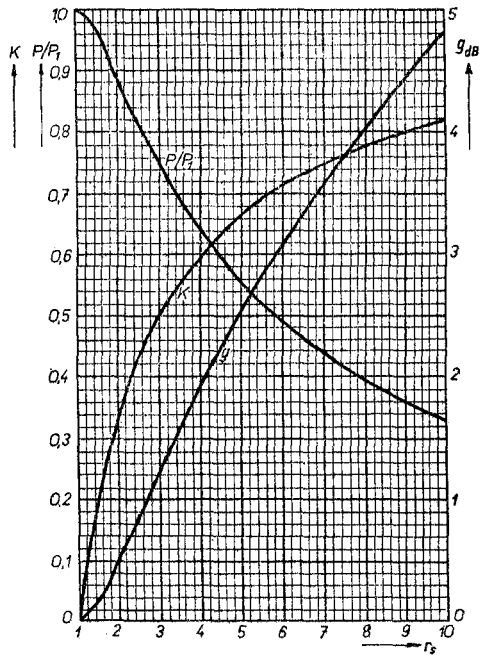
Príklad:

Treba určiť prúdové a napäťové stavy na napájacom vedení pre 100W odber antény pri dokonalom i nedokonalom prispôsobení pre záťaž $Z_z = 600\ \Omega$.

Pri dokonalom prispôsobení platia pre 100W výkon v anténe tieto prúdové a napäťové hodnoty:

$$U_1 = \sqrt{PZ_z} = \sqrt{100 . 600} = \sqrt{6 . 10^4} = 245\ \text{V};$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{P}{Z_z}} = \sqrt{\frac{100}{600}} = \sqrt{\frac{1}{6}} = 0{,}408\ \text{A}$$



Obr. 22-10. Znázornenie odrazového činiteľa K, pomeru výkonov $P/P_1 = 1 - K^2$ a útlmu $g_{[dB]}$ v závislosti od PSV o hodnote r_s

Keby sa pripustila miera nedokonalého prispôsobenia $r_s = 10$ pre $600\ \Omega$ napájač os záťažným odporom $Z = 60\ \Omega$, tu podľa *tab. 22-1* by sa do antény dostalo len $P = P_1(1 - K^2) = 100 . 0{,}33058 = 33{,}058$ W zo 100W energie pri dokonalom prispôsobení.

Vypočítaný odrazový činiteľ K, pomer výkonov $P/P_1 = 1 - K^2$ a útlm $g_{[dB]}$ „drsnej" linky ako funkcie PSV o hodnote r_s

r_s	K	P/P_1	$g_{[dB]}$
1,00	0,00000	1,00000	0,0000
1,05	0,02439	0,99941	0,0026
1,10	0,04762	0,99773	0,0098
1,15	0,06977	0,99513	0,0212
1,20	0,09091	0,99174	0,0360
1,25	0,11111	0,98765	0,0540
1,30	0,13043	0,98299	0,0745
1,35	0,14893	0,97782	0,0974
1,40	0,16666	0,97223	0,1223
1,45	0,18367	0,96626	0,1491
1,50	0,20000	0,96000	0,1773
1,55	0,21568	0,95348	0,2069
1,60	0,23076	0,94675	0,2376
1,65	0,24528	0,93938	0,2695
1,70	0,25925	0,93278	0,3022
1,75	0,27272	0,92562	0,3357
1,80	0,28571	0,91837	0,3698
1,85	0,29824	0,91105	0,4046
1,90	0,31034	0,90369	0,4398
1,95	0,32203	0,89630	0,4755
2,00	0,33333	0,88888	0,5116
2,50	0,42857	0,81633	0,8813
3,00	0,50000	0,75000	1,2494
3,50	0,55555	0,69136	1,6030
4 00	0,60000	0,64000	1,9382
4,50	0,63636	0,59505	2,2545
5,00	0,66666	0,55555	2,5528
5,50	0,69230	0,52071	2,8340
6,00	0,71428	0,48980	3,1000
6,50	0,73333	0,46223	3,3514
7,00	0,75000	0,43750	3,5902
7,50	0,76470	0,41523	3,8117
8,00	0,77777	0,39507	4,0332
8,50	0,78947	0,37674	4,2396
9,00	0,80000	0,36000	4,4376
9,50	0,80952	0,34468	4,6223
10,00	0,81818	0,33058	4,8072

Aby sme mohli preniesť 100W výkon do antény museli by sme do vedenia dodávať $\frac{100}{0{,}33058} = 302{,}5$ W. Táto energia by pri správnom prispôsobení na 600 Ω záťaž vyvolala tieto napäťové a prúdové hodnoty:

$$U_1 = \sqrt{302{,}5 \cdot 600} = \sqrt{18\,150} = 426{,}0 \text{ V};$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{302{,}5}{600}} = \sqrt{50{,}416 \cdot 10^{-2}} = 0{,}710 \text{ A}$$

Chybné prispôsobenie o veľkosti $r_s = 10$ podľa *tab. 22-1* zapríčiňuje $K = 0{,}81818$, takže odrazené prúdové a napäťové hodnoty sú:

$$U_2 = 0{,}81818 \cdot 426{,}0 = 348{,}5 \text{ V}; \quad I_2 = 0{,}81818 \cdot 0{,}71 = 0{,}581 \text{ A}$$

Stojaté vlny pri tomto chybnom prispôsobení vyvolávajú teda kmitne:

$$U_{max} = 426{,}0 + 348{,}5 = 774{,}5 \text{ V}; \quad I_{max} = 0{,}710 + 0{,}581 = 1{,}291 \text{ A}$$

a uzly:

$$U_{m\,n} = 426{,}0 - 348{,}5 = 77{,}5 \text{ V}; \quad I_{m\,n} = 0{,}710 - 0{,}581 = 0{,}129 \text{ A}$$

Na vypočítaných výsledkoch vidieť, že neprípustný PSV o hodnote $r_s = 10$ približne strojnásobí výkon odobratý zo zdroja oproti vyžiarenému výkonu, a keď sa väzba utesní, aby sa dosiahlo vyžiarovanie energie 100 W, potom kmitne vzrastú približne na dvojnásobok prúdových a napäťových hodnôt pri dokonalom prispôsobení a súčasne sa zmenšia uzly na 1/10 kmitní.

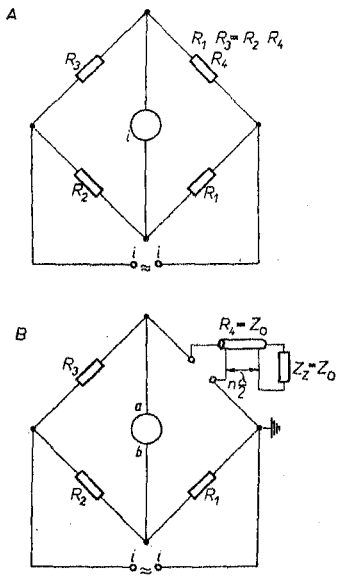
Zvýšením kmitní vzniká aj spomínané zvýšenie dielektrických a tepelných strát.

Z príkladu sme poznali, aké dôležité je mať napájacie vedenie dobre prispôsobené anténe. Na výpočet sme pre nevyhovujúce prispôsobenie zámerne zvolili mieru $r_s = 10$, aby rozdiel medzi veľkosťou kmitne a uzla viac vynikol. Pri tomto nevyhovujúcom prispôsobení sa vyvoláva útlm 4,8072 dB *(tab. 22-1)* na výkone, ktorý je takmer 10-krát väčší, než vzniká v prípustnej miere PSV 2 : 1 pre amatérsku prevádzku o hodnote 0,5116 dB.

Je nesporné, že prítomnosť stojatých vĺn na vedení sa pozná z pomeru kmitní a uzlov na podklade vzťahov platných pre hodnotu $r_s = U_{max}/U_{m\,n} = I_{max}/I_{m\,n}$.

Amatér musel donedávna na zistenie tohto pomeru pohybovať vf prístrojom po napájači. Táto práca by sa pri zvislej polohe napájača mohla vykonávať len pomocou rebríka.

Od r. 1947 sa na meranie PSV *zaraďuje medzi vysielač a napájač prístroj zvaný reflektometer*, ktorý pomocou odrazenej vlny umožňuje odčítať PSV. Stačí stlačiť kľúč na vysielači a po krátkej manipulácii s prístrojom možno určiť PSV bez akéhokoľvek vzdaľovania sa od vysielača.



Obr. 22-11. Reflektometre mostíkové:

A — princíp obyčajného Wheatstonovho mostíka, *B* — náhrada odporu R_4 na výstupných *o—o* svorkách prístroja vstupnou rezistanciou antény pomocou mernej linky o dĺžke $n\frac{\lambda}{2}$

Reflektometre pracujú podľa dvoch odlišných zásad, a to:

Podľa princípu obyčajného Wheatstoneovho mostíka na meranie striedavých odporov, kde sa na merné svorky prístroja pripína anténová vstupná rezistancia pomocou vedenia.

Podľa princípu sekundárnej linky rovnobežnej s oboma drôtmi napájača, ktorá pri správnej hodnote terminačných odporov na oboch koncoch linky v týchto odporoch je bez prúdu; vtedy vlny bežiace po drôtoch napájača sú zasmerené ich smerom.

Treba opísať funkciu a použitie oboch druhov reflektometrov a súčasne dať podklady pre ich vyhotovenie.

22.2.2 Mostíkové reflektometre používajú princíp obyčajného Wheatstoneovho mostíka *(obr. 22-11A)*. Tento mostík používa v každom ramene neinduktívne odpory, a vysokoimpedančný elektrónkový voltmeter používa za indikátor nuly.

Po vyrovnaní mostíka na indikáciu nulového napätia medzi svorkami *a—b* voltmetra musí platiť vzťah $R_1R_3 = R_2R_4$. Len čo sa v jednom ramene odporová hodnota zmení, mostík sa stane nevyrovnaným a medzi svorkami *A—B* sa objaví napätie ako miera nevyrovnanosti mostíka.

Na reflektometroch je odpor R_4 odstránený a na výstupné svorky prístroja s označením *o—o* na *obr. 22-11B* sa pripne anténová vstupná rezistancia pomocou napájacieho vedenia. Na niektorých miestach tohto vedenia priama vlna U_1 sa stretne s vlnou odrazenou U_2 vo fáze, kým na iných miestach, vzdialených o 90°, zasa v protifáze, takže vzniknú kmitne a uzly. Z predchádzajúceho vieme, že PSV bude mať hodnotu:

$$r_s = \frac{U_1 + U_2}{U_1 - U_2}$$

a že $r_s = 1$ bude len v tom prípade, ak odrazená vlna bude mať hodnotu $U_2 = 0$, čo je prirodzeným dôsledkom zaťaženia výstupných svoriek mostíka odporom $R_4 = Z_0$.

Prúdové a napäťové vzťahy možno v každom bode nesprávne ukončeného vedenia vyjadriť vzťahmi

$$U = k_1 U_1 + k_2 U_2; \quad I = \frac{1}{Z_0}(k_1 U_1 - k_2 U_2); \quad k_1 = \sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\omega x}{c}\right)$$

$$k_2 = \sqrt{2}\cos\left[\omega t + \frac{\omega(x-2s)}{c} + \varphi\right]; \quad \omega = \frac{2\pi}{T}; \quad T = \frac{\lambda}{c}; \quad \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

kde x je vzdialenosť generátora od miesta merania,

c — dĺžka linky,

φ — fázový posun, ktorý nastane pri priamej vlne, keď je odrazená od záťaže.

Spomínaný mostík dostal od amerických amatérov názov Micromatch. Na ňom je odpor R_1 zastúpený kapacitou C_1, odpor R_2 zasa kapacitou C_2 *(obr. 22-11C)* o takých hodnotách, že pre $C_2 \gg C_1$ platí $X_{C1} \gg Z_0$. Pri nastavení rovnosti

$$X_{C1} R_3 = X_{C2} Z_0 \text{ platí, že } C_1/C_2 = R_3/Z_0$$

a voltmeter zaradený medzi body $a-b$ bude ukazovať rozdiel medzi napätím na C_2 a napätím na R_3.

Pretože napätie na C_2 a R_3 udávajú výrazy

$$U_2 = \frac{C_1}{C_2} U = \frac{C_1}{C_2}(k_1 U_1 + k_2 U_2), \qquad U_{R3} = R_3 I = \frac{R_3}{Z_0}(k_1 U_1 - k_2 U_2)$$

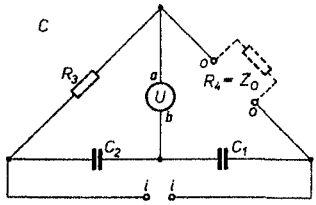
voltmeter bude ukazovať napätie

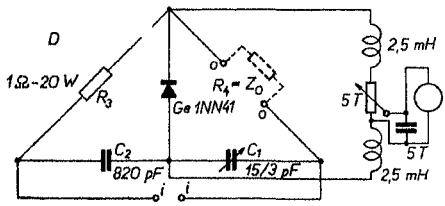
$$U_{ab} = U_{C2} - U_{R3} = k_1 U_1\left(\frac{C_1}{C_2} - \frac{R_3}{Z_0}\right) + k_2 U_2\left(\frac{C_1}{C_2} + \frac{R_3}{Z_0}\right)$$

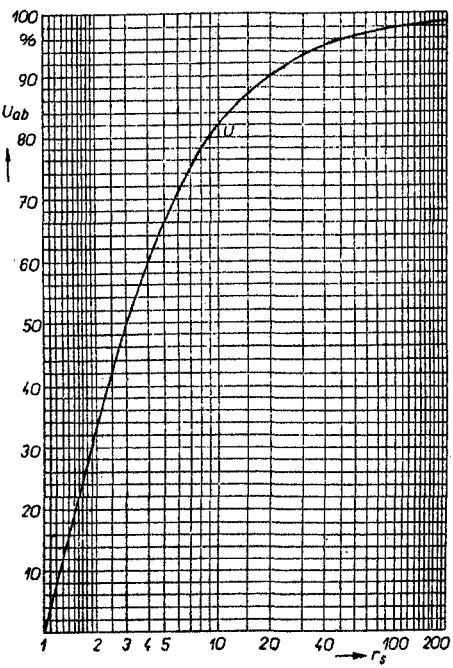
Koeficient k_1 pri U_1 je nulový v dôsledku voľby $\frac{C_1}{C_2} = \frac{R_3}{Z_0}$, a pretože stredná hodnota $k_2 = 1$, voltmeter bude ukazovať napätie

$$U_{ab} = \frac{2R_3}{Z_0} U_2$$

Vidíme, že na prístroji Micromatch, zapojenom podľa *obr. 22-11C*, je výchylka voltmetra priamo úmerná odrazenej vlne, nie je závislá od priamej vlny U_1, a to na neprispôsobenom vedení.







Obr. 22-11. Reflektometre mostíkové:
C — princíp Micromatchu,
D — schéma konštrukcie Micromatchu

Ale ak je vedenie dokonale prispôsobené, t. j. zakončené pri polvlnovej dĺžke rezistanciou o hodnote vlnového odporu, alebo ak sa na výstupných svorkách mostíka nachádza ohmický odpor o hodnote vlnového odporu vedenia, voltmeter neukáže výchylku.

Táto dôležitá vlastnosť prístroja sa použije na ociachovanie pomeru PSV.

Keď zdroj a záťaž zamenia vstupné svorky $i—i$ a výstupné svorky $o—o$ a opäť odčítame výchylku na voltmetri, tu vplyvom nulového koeficientu U_2 dostaneme výraz:

$$U_{ab} = \frac{2R_3}{Z_0} U_1,$$

takže pri opačnom zapojení bude prístroj reagovať len na napätie priamej vlny, nie na napätie odrazené.

Keď sa vrátime k tvaru základnej rovnice, vidíme, že pomocou napätí U_{ab} a U_{ba}, odmeraných na voltmetri, možno vypočítať PSV, lebo platí, že

$$r_s = \frac{U_1 + U_2}{U_1 - U_2} = \frac{U_{ba} + U_{ab}}{U_{ba} - U_{ab}}$$

Obr. 22-12. Vyobrazenie kalibračnej krivky Deprézskeho systému na priame čítanie PSV v U_{ba} %, ak sa predtým pri zamenených svorkách nastaví plná výchylka toho istého prístroja ako $U_{ba} = 1$

Tento výpočet odpadne, ak pri meraní hodnoty U_{ba} sa pri zamenených svorkách (preto ba) nastaví plná výchylka pre prístroj pri max. hodnote 100 % = 1 a stupnica prístroja sa nakalibruje tak, aby sa priamo mohlo odčítať PSV.

Podľa toho kalibračná krivka musí vyhovovať funkčným vzťahom:

$$r_s = \frac{1 + U_{ab}}{1 - U_{ab}} ; \quad U_{ab} = \frac{r_s - 1}{r_s + 1}$$

ktoré po číselnom vyhodnotení v tabuľke sú znázornené na *obr. 22-12.* Pre amatérsku prax stačí rozsah PSV od 1 po 2 s výchylkou U_{ab} od 0 % po 33,33 % výchylku U_{ba}, no pre dokalibrovanie výchylky sú vyznačené aj vyššie hodnoty PSV do $r_s = 200$ s 99 % výchylkou.

Pri použití prístroja Micromatch za wattmeter sa vychádza z výkonu privedeného záťaži, ktorá tvorí rozdiel medzi priamym výkonom P_1 a výkonom P_2 odrazenom od záťaže. Môže sa určiť zo vzťahu:

$$P = P_1 - P_2 = \frac{1}{Z_0} - (U_1^2 - U_2^2) = \frac{Z_0}{4R_3^2} (U_{ba}^2 - U_{ab}^2) = k_0 (U_{ba}^2 - U_{ab}^2)$$

z rozdielu štvorcov výchylky voltmetra po prehodení a pred prehodením svoriek a vynásobením konštantou $k_0 = \frac{Z_0}{4R_3^2}$.

r_s	U_{ab} [%]	r_s	U_{ab} [%]
1,0	0,00	5,5	69,23
1,1	4,76	6,0	71,43
1,2	9,09	6,5	73,33
1,3	13,04	7,0	75,00
1,4	16,67	7,5	76,47
1,5	20,00	8,0	77,78
1,6	23,08	8,5	78,95
1,7	25,93	9,0	80,00
1,8	28,57	9,5	80,95
1,9	31,03	10,0	81,75
2,0	33,33	20,0	90,48
2,5	42,86	30,0	93,55
3,0	50,00	40,0	95,12
3,5	55,55	50,0	96,08
4,0	60,00	100,0	98,02
4,5	63,64	150,0	98,67
5,0	66,67	200,0	99,00

Keď je PSV po vedení malé, môže sa napätie U_{ab} vynechať. Napríklad keď $r_s = 2$, $U_{ab} = 0{,}333 U_{ba}$ a $U_b^{a2} = 0{,}111 U_{ba}^2$, vzniká len 11 % chyba. Chybu vzniknutú týmto zjednodušením možno odčítať z krivky $1 - K^2 = f(r_s)$ na *obr. 22-10.*

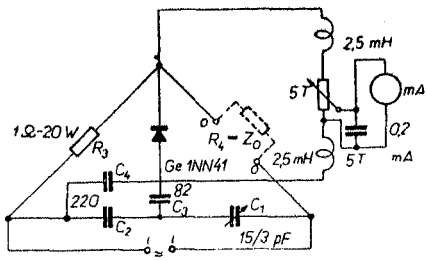
Konštrukcia prístroja Micromatch je schematicky podchytená na *obr. 22-11D.* Hodnoty elementov mostíka sa volili pre vlnový odpor napájacích liniek od 70 do 300 Ω pri frekvenčnom rozsahu 3 až 30 MHz. Maximálna kapacita otočného kondenzátora $C_1 = 15/3$ pF zodpovedá 70 Ω vlnovému odporu linky, zatiaľ čo minimálna asi 300 Ω linke.

Odpor R_3 o hodnote 1 Ω pozostáva z 10 2W kusov o odporoch 10 Ω, ktoré pri zaradení po obvode kružnice sú zapojené paralelne.

Tieto odpory musia byť dokonale neinduktívne a majú zniesť 20 W pri výslednom odpore 1 Ω.

Pri konštrukcii tohto prístroja treba istá opatrnosť, aby sa predišlo naindukovanému napätiu v slučke R_3, C_2, germániová dióda 1NN41 od poľa linky. Táto slučka má byť krátka pri drôte idúcom od R_3 ku germániovej dióde, pričom dióda má byť namontovaná priamo na kondenzátor C_2 a oboje kolmo na linku. Ak sa tieto smernice nedodržia, môžu z toho pri vyšších frekvenciách vzniknuť väčšie chyby.

Statorová strana kondenzátora C_1 má sa pripojiť na C_2 a na diódu čo najkratším spojom vedeným ďaleko od rotorovej strany C_1 a od strany linky, aby sa znížila začiatočná kapacita kondenzátora C_1. Pre napätie linky treba rotor C_1 vyviesť izolovane a vystrojiť ho gombíkom.



Obr. 22-13. Úprava Micromatchu na zníženie induktancie ohmických odporov

Prístroj možno použiť najviac pre výkon 40 W vzhľadom na 10W hodnotu odporu R_3.

Pri použití prístroja Micromatch na 30 MHz amatéri prišli na to, že náhradou kapacity C_2 kapacitným deličom, zloženým z kondenzátorov C_2, C_3 a C_4 *(obr. 22-13)*, znížil sa na minimum jav induktancie, t. j. ohmické odpory. Hodnoty kondenzátorov sa volili tak, aby sa na koncoch C_4 javilo to isté napätie, aké bolo na kondenzátore 820 pF. Teória prístroja zostane nezmenená, okrem výrazu pre U_C:

$$U_C = \frac{C_3}{C_2 + C_4} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2 + \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4}} U$$

Na obmedzenie kapacity spojovacích drôtov treba umiestiť diódu s jej prívodom paralelne k dvojdrôtovému vedeniu vnútri prístroja micromatch a 3 fixné kondenzátory zapojiť do trojuholníka s čo najkratšími spojmi do roviny kolmej na rovinu pripojeného napájacieho vedenia. Toto usporiadanie redukuje napätie indukované v kapacitnom deliči a v okruhu diódy od prúdu tečúceho cez napájaciu linku, ktorá má uzemneným drôtom prechádzať cez prsteň odporov.

Pri uvedenom spôsobe usporiadania vlnový odpor posudzovanej sekcie

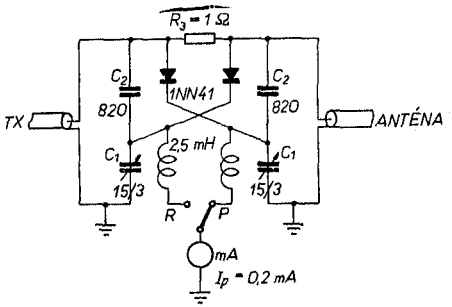
je bližšie k úrovni 300 Ω, a tým sa vyvolá menšia rôznorodosť po celom frekvenčnom rozsahu.

Prívody vstupu i tohto prístroja treba zameniť s prívodmi výstupu o rádiofrekvenčnej energii na meranie U_{ab} a U_{ba}.

Nevyhnutnosť zmeniť prívody donútila amatérov zostaviť dva kompletné prístroje micromatch v jediný prístroj *(obr. 22-14)*, kde voltmeter utvorený z Deprézskeho systému o výchylke 0,2 mA možno pomocou prepínača zaradiť do jedného alebo druhého mostíka; na ňom sa odčítajú príslušné výchylky U_{ab} alebo U_{ba}.

Prístroj sa nastaví na plnú výchylku voltmetra ($U_{ba} = 100$ %) pomocou zamenených svoriek.

Na vstupné svorky *i* prístroja sa pripne napr. bezindukčný odpor 280 Ω, dimenzovaný na výkon 10 W vtedy, keď výkon vysielača pripnutý na výstupné *o* svorky bude mať energiu do 40 W, čo značí asi 60 W príkonu koncového stupňa v C triede. Väzba s vysielačom sa nastaví tak, aby merací prístroj ukázal plnú výchylku.



Obr. 22-14. Schéma zapojenia dvoch kompletných Micromatchov spojených v jediný prístroj $U_{ba} = 100$ % sa nastavuje v polohe *P* prepínača a odrazená vlna sa odčíta v polohe *R* v percentách priamej vlny

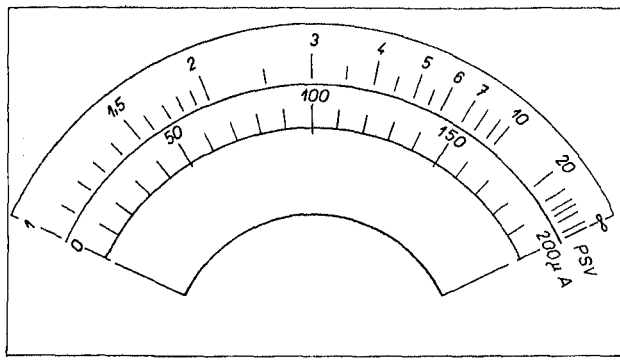
Teraz sa odpor 280Ω prepojí na svorky výstupu *o*, výkon vysielača pri nezmenenej väzbe sa privedie na vstup *i* a premenným kondenzátorom C_1 sa nastaví minimálna výchylka na meracom prístroji. Keď systém ukáže nulu alebo maximálne 2 % z plnej výchylky, je prístroj správny. Ak ukáže väčšiu výchylku, potom možno pochybovať o bezindukčnosti použitého 280Ω odporu, čo sa hneď zistí výmenou za iný odpor tej istej hodnoty. Ak sa výchylka nezmenší, je chyba v rozptyľovej kapacite spojov, ktorú treba odstrániť vhodnejšou úpravou drôtov pri rešpektovaní všetkých konštrukčných smerníc.

Keď sa podarí získať takmer nulovú výchylku, reflektometer je pripravený na meranie PSV na vedení o vlnovom odpore 280 Ω alebo na meranie vstupného odporu antény na 280 Ω za pomoci polvlnového napájača. Výsledok merania (280 Ω) sa vyznačí na stupnici otáčavého kondenzátora C_1. Keď sa meranie zopakuje pri iných odporoch kladených na výstupné svorky *o*, môže sa stupnica kondenzátora nakalibrovať od 70 do 300 Ω pre neskoršie použitie na meranie vstupného odporu antény pomocnej linky o dĺžke $n\frac{\lambda}{2}$.

Micromatch sa môže ciachovať na PSV aj skusmo, priamym odčítaním.

Po ukončení mostíka 70 Ω odporom treba najprv na výstupných svorkách *o* nastaviť nulovú indikáciu známym spôsobom. Potom sa bez zmeny vyladenia C_1 pripojí odpor 140 Ω na vstupné svorky *i*, výkon sa zavedie na výstupné svorky *o* a väzba na vysielač sa utesní, kým sa na systéme neprejaví plná výchylka.

Nasleduje prepnutie 140 Ω odporu na výstup *o*, zavedenie výkonu na vstup *i* bez akejkoľvek väzbovej zmeny. Prepnutím klesne výchylka



Obr. 22-15. Stupnica Deprézskeho systému s max. výchylkou 0,2 mA preciachovaná na PSV

systému na istú hodnotu, ktorá sa označí značkou 2 pre hodnotu PSV. Takýmto spôsobom po pripnutí 140, 210, 280, 350 atď. ohmových hodnôt možno na miesto odpojeného 70 Ω odporu dostať postupne sa zväčšujúce výchylky *(obr. 22-15)*, ktoré sa označia značkou 2, 3, 4, 5 atď. pre PSV.

Možno používať aj znižujúci sa odporový rad 35—23,3—17,5—14 Ω atď. na dosiahnutie PSV hodnôt 2, 3, 4, 5 atď., ktorý má vyvolať tie isté výchylky ako stúpajúci rad. Ak sa tak nestane, potom chyba môže byť v nevyhovujúcom usporiadaní spojov v samom prístroji. V amatérskej praxi však ide len o dosiahnutie najmenšieho PSV, čo dokazuje, že po použitom napájači o vlnovom odpore Z_0 sa dopravuje maximálny výkon do antény rezonujúcej s prevádzkovým kmitočtom.

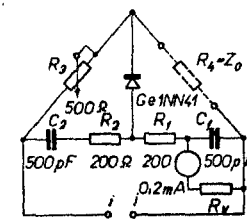
Keď chceme redukovať čítanie mostíka na nulu, treba zmeniť vlnový odpor napájača pri známej vstupnej rezistancii antény R_a na hodnotu $Z_0 = R_a/r_s$. Táto zmena je možná len pri vzdušných napájačoch s pomerom *a/d* podľa *tab. 7-1.* Pri plochých kábloch s nepremenným vlnovým odporom možno nulovú indikáciu reflektometra dosiahnuť nepriamo, a to nastavením vlnového odporu $Z_t = Z_0\sqrt{1/r_s}$ pre štvrťvlnový transformátor, ktorý sa zaraďuje medzi napájač a kmitňu prúdu antény.

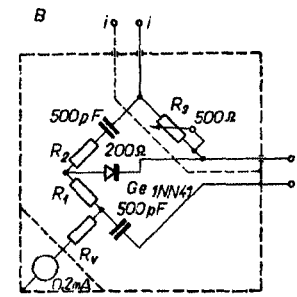
Pri nastavovaní treba za prevádzkový kmitočet použiť rezonančný kmitočet antény, aby sa pri ňom mohol stanoviť PSV o najmenšej hodnote, a dodatočnou úpravou vlnového odporu napájača dosiahnuť PSV o hodnote $r_s = 1$. Amatéra zaujíma najmä ten frekvenčný rozdiel (vzhľadom na rezonančný kmitočet), ktorý poskytuje PSV o hodnote $r_s = 2 : 1$, lebo tým má dané frekvenčné body na pásme, ktoré sa v prevádzke nesmú prekročiť.

Micromatch sa hodí na meranie symetrických aj nesymetrických anténových vstupných rezistancií o hodnote 70 až 300 Ω.

Antenaskop, zapojený podľa *obr. 22-16A*, je mostíkový prístroj, ktorý je vhodný na vzdušné symetrické vedenie bez uzemnenia, ako aj na nesymetrické koaxiálne vedenie s uzemnením. Môže sa namontovať do drevenej krabičky s tienením častí podľa *obr. 22-16B*, alebo sa môže použiť kovová krabica, a to pri izolovanom vyvedení hriadeľa potenciometra R_3.

Tu treba dbať, aby $C_1 = C_2$ a $R_1 = R_2$, čo je podmienkou pre správny chod prístroja. Treba si vybrať dva rovnaké blokové kondenzátory a dva odpory a odmerať ich, nakoľko kúpené súčiastky majú nepresnosť často 5 až 10 %. Netreba si pomáhať zaradením viacerých kusov na dosiahnutie žiadanej hodnoty, lebo tým by sa zväčšila rozptylová kapacita. Na *obr. 22-16B* sa uvádzajú hodnoty 500 pF a 200 Ω, no tieto hodnoty nie sú kritické, lebo nezáleží na hodnote, ale na absolútnej rovnosti ich hodnôt.





Obr. 22-16. Mostíkový reflektometer typu Antennascop:
A — schéma vyhotovenia, *B* — tienenie celkov mostíka

Výber potenciometra $R_3 = 500$ Ω bude robiť ťažkosti, lebo potenciometer má byť čisto ohmický, a keď je hmotový, potom z neho treba odstrániť tieniaci kryt, aby nemal kapacitnú zložku. Ak sa prístrojom majú merať vstupné rezistancie žiariča parazitných antén s 10 až 40 Ω, treba radšej použiť potenciometer o hodnote 100 Ω, aby sa zvýšila citlivosť mostíka.

Potenciometer možno naciachovať na odporovú dekádu aj pomocou jednosmerného ohmmetra, pričom sa ohm. hodnoty nanášajú na stupnicu jeho hriadeľa, ktorý sa má izolovane pripevniť na predný panel prístroja.

Na indikáciu sa používa systém s 0,2 mA plnej výchylky. Výchylka sa nastaví sériovým odporom R_v ako pri voltmetri. Na vstupné svorky *i* sa pripne väzbový závit, ktorý sa linkovou väzbou pripojí na ladený

obvod GDO tak tesne, kým pri otvorených výstupných svorkách *o* nenastane plná výchylka systému. Budiacu frekvenciu GDO je lepšie odčítať na presne ociachovanom prijímači, lebo pri tesnejšej väzbe sa posunie frekvenčná stupnica na GDO.

Antenaskop možno vyskúšať ohmickým odporom presne známej hodnoty, ktorá sa má objaviť aj na stupnici potenciometra, keď sa po pripojení na výstupné svorky *o* dosiahne nulová výchylka systému. Keď sa odpor ponechá a zvyšuje sa frekvencia, možno z neostrosti nulovej indikácie usudzovať na frekvenčnú hranicu použiteľnosti prístroja, keď sa súčasti a spoje správajú už ako impedancia. Pri amatérskych vyhotoveniach možno dosiahnuť frekvenčnú hranicu 144 MHz, nad ktorou prístroj už zlyháva. Hranica použiteľnosti antenaskopu dá sa posunúť až na 250 MHz, keď sa dbá na kompenzáciu jalových odporov, ako je to pri priemyselných výrobkoch.

Určenie vstupného odporu antény antenaskopom. Poznáme meranie so známym a neznámym rezonančným kmitočtom antény.

Keď pred meraním bol pomocou GDO stanovený rezonančný kmitočet antény f_0, je veľmi jednoduché stanoviť jeho vstupný odpor každým mostíkovým prístrojom, a teda aj antenaskopom.

Na vstupné svorky *i* stačí pripnúť zdroj o frekvencii $f = f_0$, kým na výstupné svorky *o* zasa napájacie svorky antény v kmitni prúdu a po dosiahnutí nulovej indikácie možno na stupnici R_3 odčítať hodnotu vstupnej rezistancie antény v ohmoch.

Keď je rezonančný kmitočet antény neznámy, potom treba meniť budenie mostíka rôznou frekvenciou príslušného pásma tak dlho, kým sa nedosiahne minimálna výchylka v istej polohe stupnice potenciometra, ktorá označuje anténovú rezistanciu v ohmoch. Keď amatér nie je s touto najmenšou výchylkou spokojný, potom na zlepšenie PSV pri tej istej frekvencii urobí zmeny v prispôsobovacích prostriedkoch antény, ak nemôže zmeniť vlnový odpor napájača. Pri meraní používaná frekvencia patriaca k najmenšej výchylke je rezonančný kmitočet antény.

Ak sa ani pomocou rebríka nemožno dostať ku kmitni prúdu antény, potom medzi žiarič a mostík možno vradiť pomocnú linku o elektrickej dĺžke $n \cdot \frac{\lambda}{2}$, na vstupe ktorej sa javí anténová rezistancia v pomere 1 : 1, transformovaná bez ohľadu na jej vlnový odpor. Keď jej koniec pripojíme na výstupné svorky mostíka, dostaneme taký istý výsledok, aký by sme dostali pri priamom meraní bez pomocnej linky, pravda, elektrická dĺžka $n \cdot \frac{\lambda}{2}$ možnej linky sa vzťahuje len na použitý kmitočet.

Určenie skracovacieho činiteľa napájacích vedení pomocou antenaskopu a jemu podobných mostíkov. Na meranie treba použiť rovnaký kus pásikového kábla alebo koaxiálu. Po odmeraní jeho dĺžky l_g s presnosťou na

1 mm sa jeho voľný koniec vpojí do skratu a povesí sa na izolovanú doštičku ku kmitni na anténe tak, ako býva povesený v prevádzkovej polohe, pravda, s odpojenými anténovými prívodmi.

Spodný koniec sa pripne na výstupné svorky mostíka. Pre vybudenie mostíka teraz nájdeme takú najnižšiu frekvenciu, pri ktorej nastane sériová $\frac{\lambda}{2}$ rezonancia so skratom; prejaví sa najmenším odporom na výstupných svorkách mostíka, a preto k nulovej indikácii sa musí preventívne nastaviť $R_3 = 0$.

Keď sme už našli prvú najnižšiu frekvenciu f nulovej indikácie, možno pomocou nej ľahko vypočítať elektrickú polvlnovú dĺžku; pre ňu platí vzťah $l_e = \frac{\lambda}{2} = \frac{150}{f_{MHz}}$ tak, že pomocou nej dá sa vyčísliť aj rýchlostný skracovací činiteľ o hodnote $V = l_g/l_e$. Tento súčiniteľ V pre koaxiál DPKU 32 sme už vypočítali.

Podobne možno vypočítať skracovací súčiniteľ, keď nezapojený koniec vedúci k anténe necháme otvorený. Meriame rovnako ako predtým, s tým rozdielom, že teraz už treba vypočítať elektrickú dĺžku $\frac{\lambda}{4}$ z najnižšieho kmitočtu sériovej rezonancie otvoreného vedenia s nulovým odporom na výstupných svorkách mostíka, ktorý vyvolá nulovú indikáciu, ak sa preventívne nastaví $R_3 = 0$. Elektrická dĺžka $\frac{\lambda}{4}$, vypočítaná pomocou vzorca $l_e = \frac{75}{f}$, dáva aj skracovacieho rýchlostného činiteľa $V = l_g/l_e$ pri frekvencii vybudenia mostíka.

Keď pre jeden a ten istý kus kábla takto zistíme skracovacieho činiteľa V, dostaneme trocha odlišné hodnoty, lebo rýchlosť vĺn po drôte s vyššou frekvenciou trocha stúpa a rezonancia nenastáva presne v harmonickom pomere.

Po nameraní dĺžky $\frac{\lambda}{4}$ pre transformátor môžeme sa ihneď pomocou mostíka presvedčiť, či transformátor spĺňa svoju transformačnú úlohu. Keď sa na jeden koniec pripojí odpor, ktorý zodpovedá vstupnej rezistancii antény, potom na druhom konci sa mostíkom musí namerať vstupný odpor rovný vlnovému odporu vedenia, ak vstupná rezistancia antény sa rovná vlnovému odporu vedenia. Tento spôsob možno použiť na zistenie vlnového odporu vedenia, ktorý je daný vzťahom $Z_t = \sqrt{Z Z_0}$, pričom Z sa nameria na výstupných svorkách o prístroja a hodnota Z_0 sa dá na koniec linky $\frac{\lambda}{4}$.

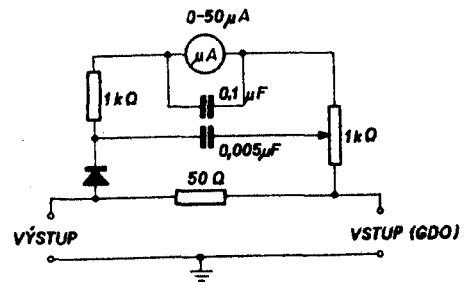
Príklad

Štvrťvlnové vedenie uzavreté odporom $Z_0 = 36{,}6\ \Omega$ dáva na výstupných svorkách mostíka záťaž $Z_1 = 500\ \Omega$, odčítanú na stupnici potenciometra antenaskopu po dosiahnutí nulovej výchylky. Vlnový odpor vedenia $\lambda/4$ má teda hodnotu $Z_t = \sqrt{500 \cdot 36{,}6} = 135\ \Omega$.

Antennascope podľa The Radio Handbook.

Tento užitočný, jednoduchý a lacný prístroj, aj keď menej presný, bol opísaný v The Radio Handbook. Umožňuje preskúšať vstupnú impedanciu rôznych vysielacích antén, od jednoduchého dipólu až po rôzne špeciálne antény (Yagi, Quad a pod.).

Ako zo schémy zapojenia na *obr. 22-17a* vidieť, dá sa celý prístroj umiestniť do pomerne malej škatuľky, lebo obsahuje okrem vstupných a výstupných svoriek len niekoľko odporov a kondenzátorov, deprézsky miliampérmeter, a najmä lineárny neinduktívny potenciometer 1k Ω.



Obr. 22-17a. Antennascope podľa The Radio Handbook

Po zostavení treba prístroj ociachovať, čo urobíme tak, že na výstup pripojíme postupne neinduktívne odpory asi 1/2 wattové v poradí hodnôt 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 100, 200, 300, 500, 600 a 1 000 Ω. Keď na vstup pripojíme Grid dip oscilátor, naladený na ľubovolnú frekvenciu (nie príliš vysokú), nájdeme otáčaním potenciometra R_2 takú polohu, aby merací prístroj ukazoval nulu alebo minimálnu výchylku. Tento postup vykonáme pre každú hodnotu odporu a zodpovedajúce natočenie potenciometra si označíme na jeho škále, napr. z papiera a neskôr to prekreslíme na vhodnejší materiál.

Správnosť merania si overíme napr. zmeraním dipólu, napájaným 70 Ω linkou, ktorý rezonuje napr. na 14 MHz. Pritom GDO nastavíme na frekvenciu blízku tejto frekvencii a prístroj musí ukázať minimum pri nastavení potenciometra R_2 na hodnotu 70 Ω. Hodnota meracieho deprézskeho miliampérmetra nie je kritická; možno použiť prístroj 50 až 200 μA.

Okrem opísaných reflektometrov typu Micromatch a Antennascop se používajú najrozmanitejšie mostíkové zapojenia; všetky pracujú na základe princípu odrazu vĺn po dlhom vedení.

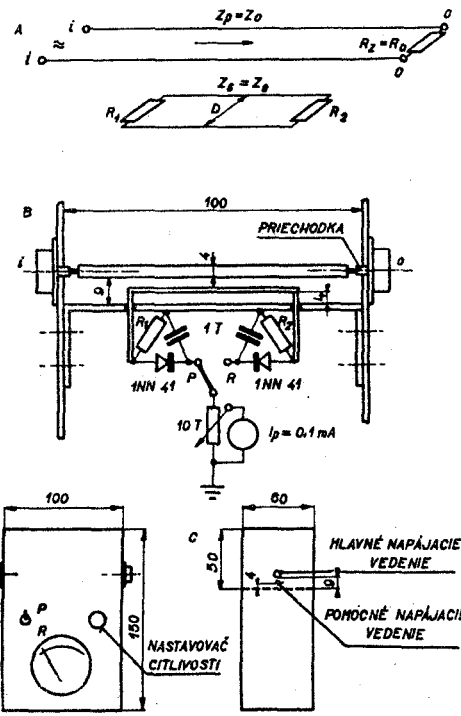
Pri bežných mostíkoch na budenie nízkou frekvenciou 50 Hz nepríde

do úvahy odraz, lebo každé vedenie ukončené odmeraným elementom po pripnutí na výstupné svorky mostíka sa oproti dĺžke vlny 6000 km javí ako krátke.

22.2.3 Súbehové reflektometre pracujú na základe princípu odrazu od koncov rovnobežnej mernej linky, ktorej rovina je rovnobežná s napájačom. Táto merná linka, zhotovená paralelne k napájaču podľa *obr. 22-17*, má mať ten istý vlnový odpor Z_0 ako napájač; vytvára sekundárnu transmisnú linku.

Napätie indukované v mernej linke sa stane úmerným veľkosti príslušných vĺn idúcich po napájači, a tak sa utvorí napätie od vlny priamej, postupujúcej zľava doprava, ako aj od vlny odrazenej v smere sprava doľava, *obr. 22—17b*, keď záťaž na konci napájača sa presne nerovná vlnovému odporu.

Sovietski vedci Pistolkors a Neuman r. 1941 dokázali, že množstvo prúdu prechádzajúce odporom R_1 je úmerné množstvu prúdu tečúcemu k záťaži a prúd tečúci cez R_2 zasa prúdu odrazenému od záťaže. Proti-



Obr. 22-17b. Reflektometre súbehové:

A – princip, *B* – konštrukčné údaje pre reflektometer určený pre koaxiálny napájač, *C* – hlavné rozmery

smerný prúd tečúci cez odpor R_2 sa môže v mernej linke anulovať len vtedy, keď nastane rovnosť ukončovacích odporov v hodnote vlnového odporu mernej linky pri vzťahu $R_1 = R_2 = Z_0$, čiže keď oba ukončovacie ohmické odpory sú nastavené na vlnový odpor reflektomera.

Tento princíp amatéri využili pri zostavovaní reflektometra pre koaxiálne káble, ako aj na utvorenie dvojžiarovkového indikátora pre prispôsobovacie práce.

Konštrukcia súbehového reflektometra na *obr. 22-17* je veľmi jednoduchá. Na indikáciu napätia na ukončovacích odporoch používa jediný jednosmerný merací systém o maximálnej výchylke 0,1 mA s prepínačom. Citlivosť prístroja je regulovateľná nastavovacím odporom 10 kΩ a je úmerná frekvencii, lebo plná výchylka nastane na krátkych vlnách pri 100 W výkone a na VKV pri 10 W.

Jeho veľkou výhodou v porovnaní s mostíkom je, že možno doň vstúpiť plným výkonom vysielača, takže pri normálnej prevádzke možno skontrolovať výkon aj prispôsobenie. Bližšie konštrukčné údaje sú zachytené na *obr. 22-17*; tak isto vonkajší vzhľad s rozmermi krabice je znázornený na *obr. 22-17*.

Ciachovanie prístroja je veľmi jednoduché. Na jednu jeho stranu sa na vstupné svorky *i* pripojí vysielač krátkym kusom koaxiálu, kým na druhú stranu na výstupné svorky *o* napájač antény. Nastavovač citlivosti sa vyreguluje tak, aby systém ukázal v polohe *P* prepínača maximálnu výchylku. Pretože po prepnutí do polohy *R* má systém ukazovať odrazené napätie, je dobré, keď sa pred použitím preciachuje na percentuálne výchylky, napr. 50 % = 0,05 mA, pri 100 % = 0,1 mA, aby sa v polohe *R* prepínača mohol odčítať odrazový činiteľ *K* %. PSV sa potom môže vypočítať pomocou rovnice

$$r_s = \frac{1 + K}{1 - K}$$

kde za *K* treba dosadiť odčítané percento.

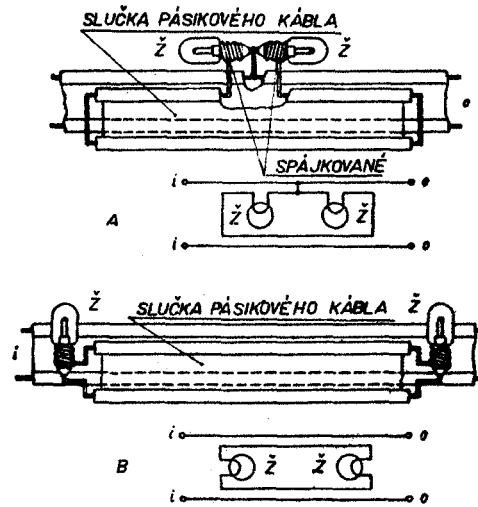
Už spomínaný *dvojžiarovkový indikátor* pozostáva z dvoch žiaroviek a z krátkeho kusa pásikového kábla, ktorý sa prikladá na priebežné napájacie vedenie z toho istého pásikového kábla a omotá sa izolačnou páskou. Sú možné dve základné vyhotovenia, ktoré sa líšia len tým, že vyhotovenie *B* nemá priamy kontakt žiaroviek s jedným drôtom napájača. Pri konštrukcii dvojžiarovkového indikátora s kontaktom podľa *obr. 22-18* pri priebežnom napájači sa odlúpne izolácia z jedného drôtu na 5 mm, a tam sa prispájkujú žiarovky v polohe proti sebe.

Funkcia indikátora sa prejaví pri nastavovaní. Priamy výkon od vysielača k anténe rozsvieti žiarovku bližšiu k vysielaču, zatiaľ čo vzdialenejšiu rozsvecuje odrazený výkon. Ak je napájač správne prispôsobený, odrazený výkon je mizivo malý, takže žiarovka bližšia k anténe sa ne-

rozsvieti. Pripevnením indikátora na priebežný napájač sa zmení vlnový odpor, čo vyvolá PSV smerom späť na vysielač, a preto sa odporúča oddialiť ho, keď sa prispôsobovanie ukončí.

Na overenie správnosti funkcie dvojžiarovkového indikátora zapojíme na väzbové svorky vysielača nejaký iný napájač o vlnovom odpore 280 Ω a privedieme výkon zodpovedajúci prípustnému výkonu odporu. Žiarovka bližšia k vysielaču sa silne rozsvieti, kým žiarovka bližšia k anténe zostane tmavá. Teraz namiesto 280 Ω odporu vložíme na jeho voľný koniec odpor o hodnote 420 Ω. Ihneď sa prejaví správnosť funkcie dvojžiarovky, lebo bližšia k vysielaču sa rozsvieti naplno, zatiaľ čo bližšia k 420 Ω koncu sa rozsvieti len slabo, nakoľko indikuje PSV o hodnote $r_s = \frac{420}{280} = 1{,}5$. Ak voľný koniec napájača roztvoríme alebo uzavrieme do skratu, vtedy obe žiarovky budú svietiť naplno.

Treba podotknúť, že prístroj je len porovnávacím indikátorom dvoch PSV a že z relatívneho svitu žiaroviek možno poznať, kedy sa PSV zhorší resp. upraví. Preto sa pri nastavovacích prácach treba usilovať, aby prispôsobovacími úkonmi žiarovka od vysielača vzdialenejšia celkom zhasla, kým druhá, bližšia k vysielaču, horela. Keď sa dvojžiarovkový indikátor posunie bližšie k vysielaču, relatívna úroveň svitu oboch žiaroviek musí zostať rovnaká za predpokladu, že napájač je aj tu symetrický oproti zemi a že vlnový odpor na týchto miestach je nezmenený.



Obr. 22-18. **Dvojžiarovkový indikátor stojatých vĺn:**

A **– žiarovky priloženej slučky v kontakte s jedným z drôtov napájača, *B* — žiarovky slučky bez kontaktu**

22.3 Použitie reflektometrov na nastavenie najväčšej účinnosti antény

Použitím reflektorov dosiahneme minimálnych odrazov pri diaľkovom spojení s každým anténovým systémom, ak bol tento postavený do výšky, ktorá dáva potrebný vyžarovací uhol pre signál.

Reflektomer a GDO sú z tohto hľadiska nepostrádateľné pomôcky pri overovaní nastavenia antény na optimálny odber energie z vysielača. Je dôležité, aby každej prispôsobovacej práci predchádzalo meranie rezonančnej frekvencie, a to preto, aby sa týmto kmitočtom v reťazi prenášacích orgánov zdroj-reflektomer-napájač-anténa mohol zistiť PSV a upraviť správny pomer. Podľa toho je prevádzka postupnými vlnami pre menšie straty v napájacom vedení vždy vítanejšia.

Stojaté vlny sa pripúšťajú len v symetrickom napájacom vedení, ktoré tvorí súčasť anténového okruhu, a to len v mnohopásmovej prevádzke, keď túžbou amatéra je jedna anténa s tým istým napájačom. Straty sú len druhoradou záležitosťou. Vstupný odpor vyladeného napájača je čisto ohmický a jeho prispôsobenie na väzbový člen nerobí ťažkosti, lebo na ňom vždy možno nájsť také miesta, ktoré dávajú ohmický odpor vo výške vstupného odporu napájača.

Pri vedeniach, ktoré tvoria medzičlánok pre prenos energie, nepripúšťajú sa stojaté vlny preto, aby sa vylúčili zbytočné straty, a preto sa pri nich dbá na dvojstranné prispôsobenie, ktoré možno skontrolovať prístrojom Micromatch.

Na základe rozdielu medzi potrebami prispôsobenia obom druhom prevádzky možno vysloviť pravidlá:

a) Pri prevádzke postupnými vlnami treba prispôsobenie skontrolovať a upraviť v prenášacom medzičlene i v napájači z hľadiska vlnových odporov príslušných sekcií.

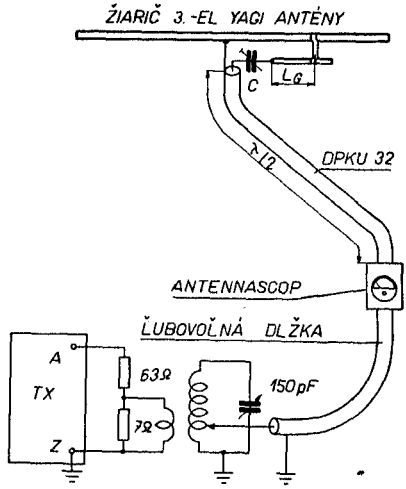
b) Pri prevádzke stojatými vlnami treba sa postarať len o prispôsobenie v sprostredkovacom medzičlánkovom vedení, ktoré dodáva energiu hlavnému napájaču, a to preto, že sa tým odstránia zbytočné straty.

Prispôsobenie pri prevádzke postupnými vlnami sa vzťahuje na celý napájací úsek.

Predpokladajme, že žiarič parazitného 3-elementového beamu treba prispôsobiť koaxiálu DPKU 32 o vlnovom odpore 70 Ω pomocou napájania gama. Pre vysielač väčšieho výkonu je vhodný odporový delič znázornený na *obr. 22-19A*, ktorý dáva istotu dobrého prispôsobenia 70 Ω s väzbou na anténový prispôsobovací člen, kde odbočka na cievke zaručuje 70 Ω vstup do koaxiálu DPKU 32 o tej istej hodnote vlnového odporu.

Týmto koaxiálom ľubovoľnej dĺžky postupuje signál cez antenaskop a ďalší koaxiál dlhý $\frac{\lambda}{2}$ ku gama napájaniu, ktoré sa zhruba nastaví podľa údajov tabuľky na str. 191.

Teraz stupnicu potenciometra R_3 antenaskopu nastavme na čítanie 70 Ω a na *vyšetrenie RK žiariča* pomaly prelaďujme budič vysielača cez samorezonančný kmitočet. Zníženie výchylky na antenaskope indikuje dosiahnutie samorezonancie. Keď sa toto zníženie nájde, rezonančný kondenzátor člena gama sa vyladí na ďalšie zmenšenie nulového čítania.



Obr. 22-19. **Prispôsobenie žiariča 3-prvkovej Yagi antény k vlnovému odporu koaxiálu DPKU 32 o hodnote 70 Ω pomocou Gama prispôsobenia**

Keby na systéme nulové čítanie nechcelo klesnúť, treba stupnicou potenciometra R_3 otáčať, kým sa nedosiahne dokonalá nula, a to vtedy, keď sa na stupnici odčíta vstupná rezistancia žiariča. Ak rezistančné čítanie je podozrivo nízke, je potrebné predĺžiť dĺžku L_G gama tyče. Ak je čítanie vysoké, tyč sa musí skrátiť posunutím spojky. Ak sa nájde nula, treba celý proces opakovať s rezonančným kondenzátorom.

Dĺžka tyče gama nastavuje transformačný pomer medzi anténovou vstupnou rezistanciou a vlnovým odporom koaxiálu. Gama kondenzátor vyladuje reaktanciu tyče. Nastavením týchto 2 premenlivých hodnôt má sa dosiahnuť presné prispôsobenie napájača pri rezonančnej frekvencii napájaného žiariča.

Keby sa našla nula mimo výšfrekvenčného okraja pásma, žiarič beamu treba predĺžiť, keby sa našla mimo nížfrekvenčného okraja, potom ho treba skrátiť. Ak sa táto nula nájde v strede používanej oblasti pásma a vstupná rezistancia má pri správne nastavenom prispôsobovacom sy-

stéme správnu hodnotu, napájač sa môže pripojiť priamo na beam a možno začať s prevádzkou.

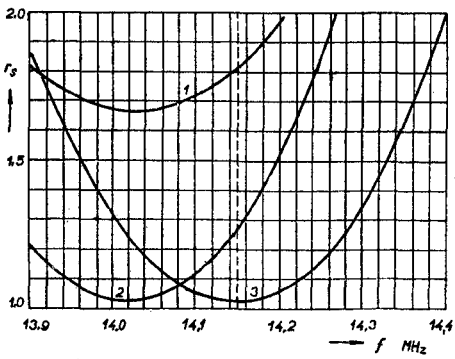
Keby bolo potrebné merať frekvenčnú charakteristiku PSV, potom vyhovuje aj antenaskop za predpokladu, že je naciachovaný podľa návodu na str. 431 s tým rozdielom, že výsledok treba naniesť na stupnicu R_3, kde možno odčítať PSV. Plnú výchylku treba na odčítanie PSV na pred každým meraním opäť nastaviť. PSV sa meria pri zdroji na výstupe a pomocnej linke na vstupe, potom sa prehodia na pôvodné miesta, zdroj na vstup a pomocná linka na výstup, a odčíta sa hodnota PSV.

Pri rezonančnom kmitočte má mať PSV hodnotu $r_s = 1$. Keď budiaci kmitočet posunujeme po 50 kHz po amatérskom pásme, môžeme frekvenčný priebeh PSV znázorniť aj graficky podľa *obr. 22-20*, pričom aj pri horších prispôsobeniach prislúcha najnižšej hodnote PSV rezonančná frekvencia. Pri napájaní gama možno to dosiahnuť malou zmenou dĺžky tyče gama a súčasným opravovaním polohy rezonančného kondenzátora.

Pri systéme prispôsobenia omega posunovanie tyče odpadá, lebo vzrast kapacity kondenzátora omega nahradí predĺženie tyče. Oba kondenzátory, rezonančný aj prispôsobujúci impedanciu, ktorý je známy ako omega kondenzátor, nastavujú sa na získanie minimálnej hodnoty PSV. Nie je potrebné meniť dĺžku tyče omega, ak omega kondenzátor je vytočený na plnú kapacitu, kým nezistíme, že PSV je v minime. Keď PSV je neďaleko minima, stačí predĺžiť tyč o 3 až 5 cm, aby nastalo vyrovnanie na 1:1.

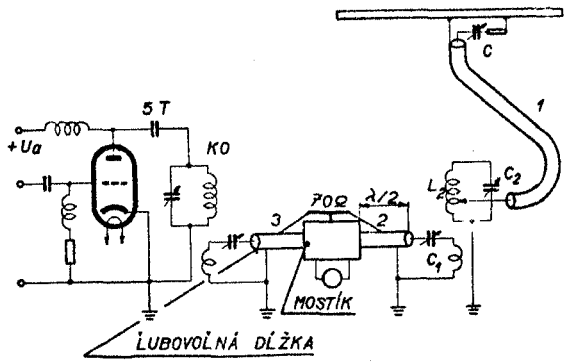
Ak sa pri prevádzke postupnými vlnami vyskytne *delenie napájacieho úseku*, tu každý úsek musí byť osobitne prispôsobený na vlnový odpor príslušnej sekcie. Na *obr. 22-21* je znázornený takýto prenášací medzičlánok, ktorý možno použiť iba vtedy, keď je anténa vyše 50 m od vysielača.

Najprv sa nastaví väzbový člen pre 70 Ω prispôsobenie na 3-elementový



Obr. 22-20. Vplyv rôznych zásahov Gama prispôsobenia na stav frekvenčnej PSV charakteristiky 3-prvkovej Yagi antény vyladenej na 14 MHz pásmo:
1 – príliš veľké L_G Gama tyče *2* – skrátený L_G a C tyče doladenej pri RK 14,02 MHz, *3* — žiarič preladený na 14,15 MHz

beam, a len potom medzičlánok na 70 Ω výstup. Antenaskop je pripojený na vysielač kusom koaxiálu ľubovoľnej dĺžky a na záťaž iným $\frac{\lambda}{2}$ kusom o tom istom vlnovom odpore. Na mostíku sa získa plné čítanie pri výstupných svorkách naprázdno, potom sa sem pripojí ohmický odpor 70 Ω, ktorým sa prekontroluje nulové čítanie. Koaxiálom $\frac{\lambda}{2}$ pripojeným na mostík možno odmerať ohmickú záťaž po dosiahnutí rezonancie s kondenzátorom C_1, takže väzbovým závitom možno sa približovať ladiacemu okruhu dotiaľ, kým sa pri indikácii stupnice na 70 Ω nedosiahne nulová indikácia.



Obr. 22-21. Rozdelenie napájacej trate 3-prvkovej Yagi antény s Gama prispôsobením na prenášacie úseky

Potom sa merný kábel s mostíkom odstráni, namiesto neho sa zapojí ľubovoľne dlhý kábel o $Z_0 = 70\ \Omega$ s tými istými väzbami ako predtým a môže sa začať prevádzka.

Pri výbere odporu na ukončenie mernej linky treba dbať na jeho zaťažiteľnosť na polovičný výkon výstupnej energie vysielača.

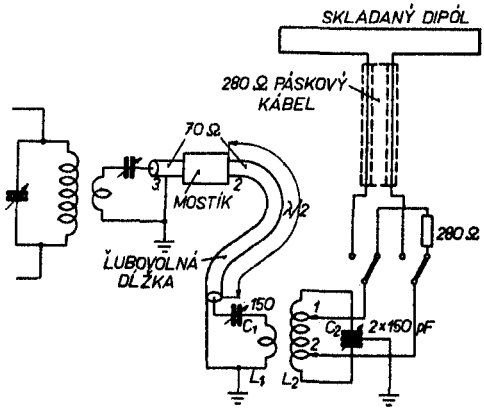
Predpokladajme, že symetricky skladaný dipól sa má prispôsobiť vlnovému odporu pásikového kábla o $Z_0 = 280\ \Omega$. Napájacie vedenie rozdelíme na dva úseky podľa *obr. 22-22*, ktoré samostatne premeriame.

Prvý úsek pozostáva z pásikového kábla o 280 Ω, ktorý musí mať presnú elektrickú dĺžku $n\frac{\lambda}{2}$, aby sa ním mohlo merať. Najprv sa premeria rezonančný kmitočet antény pomocou GDO, potom vstupná rezistancia antenaskopom, ktorý má byť tiež vybudený rezonančným kmitočtom. Merať túto frekvenciu pomocou nulovej indikácie antenaskopu nemá význam pre nesymetriu prúdov vo vedení. Toto je aj hlavný dôvod, prečo sa napájaca linka delí na dva úseky.

Na druhom úseku zo 70 Ω koaxiálu môžeme už z nulovej indikácie antenaskopu spoľahlivo posúdiť prispôsobenie, lebo koaxiál je necitlivý na nesymetriu prúdov. Najprv nahraďme záťaž ohmickým odporom s 280 Ω pripojením na odbočky *1* a *2* ktoré sú ekvidištantné po oboch stranách cievky L_2. Po vybudení antenaskopu rezonančným kmitočtom antény na plnú výchylku prehodíme svorky (ako na str. 431) s výstupom na záťaž a pri polohe stupnice R_3 na 70 Ω nastavíme odbočky *1* a *2* tak, aby nastala nulová indikácia.

Po dosiahnutí nuly sa zmeny na odbočkách nerobia, lebo transformáciou sa dosiahlo prispôsobenie medzi 70 Ω koaxiálom a 280 Ω symetrickou linkou. Teraz sa už môže skúšobný odpor z odbočiek odstrániť a na jeho miesto dať pásikový 280 Ω napájač, ktorý už môže mať ľubovoľnú dĺžku.

Pri frekvenčnej zmene nad 100 kHz od rezonančnej frekvencie antény na 14 MHz pásme sa musí väzbový člen znova doladiť do rezonancie,



Obr. 22-22. **Prispôsobenie symetrického skladaného dipólu vlnovému odporu pásikového kábla pomocou rozdelenia na dva úseky**

pričom nastane zvýšenie PSV a zúženie hraničných frekvencií na dovolenú hranicu 2:1, čo obmedzuje pohyb po pásme bez vyladenia.

Pri prevádzke stojatými vlnami sa prispôsobuje iba vtedy, keď sa používa medzičlánkové vedenie. Na hlavnom vedení sa nastaví rezonancia pomocou GDO pre celý systém (podľa str. 417), pripojí sa vhodný väzbový člen podľa pravidla rezonančných dĺžok napájača (str. 176) a na napájač sa napojí okruh medzičlánkového vedenia zo 70 Ω koaxiálu.

Záťaž sa prispôsobí vlnovému odporu koaxiálu už opísaným spôsobom pomocou mostíka.

Tento opis dáva celkový obraz o nastavovaní už hotových anténových systémov. Treba zdôrazniť, že prvým úkonom má byť určenie rezonančného kmitočtu napájaného elementu. Keby bol rezonančný bod ohodnotený nesprávne, nastavenie anténového systému na maximálny odber energie od vysielača sa ťažko uskutoční a pracovná šírka pásma sa zúži. Toto sú, pravda, smernice na zabezpečenie maximálnej premeny energie vysielača na vyžiarenú energiu. V úvode sme sa dočítali, že pred začatím stavby treba pamätať na správny vyžarovací uhol signálu a na odchýlenie vyžarovacieho laloka od drôtu antény tým, že sa volí jej správna výška nad zemou a správny smer.

Amatér, ktorý používa správne položený a primerane vysoký smerový systém s nízkym PSV po napájacej linke, je iste vo výhode oproti iným, ktorí používajú dipólové antény alebo nesprávne nastavené beamy. Dobrá anténa vynahradí čas, prácu a obnos investovaný do jej výstavby.

23. KONŠTRUKCIA OTOČNÉHO MECHANIZMU SMEROVÝCH ANTÉN

Hlavné rozmery antén závisia od toho, či otočný systém má byť z drôtových alebo tyčových elementov. Od voľby hrúbky elementov závisí členitosť a tvar konštrukcie.

Pri tyčových elementoch totiž odpadá zachytávanie izolátorov, keď konštrukcia bude samonosná. Pri takejto konštrukcii sa zmenší moment zotrvačnosti otočného systému, a tak sa vystačí aj s menšou hybnou silou, i keď ide zväčša o kovový materiál.

Pri drôtových elementoch ide najmä o obmedzenie váhy nosnej konštrukcie drôtov, ktorá má mať čo najmenšiu opornú plochu pre vietor.

Pri všetkých otočných smerovkách s drôtovými alebo tyčovými elementami sa musí vyriešiť niekoľko problémov mechanického rázu. Je to predovšetkým otázka nosnej konštrukcie na zachytenie alebo podporu drôtových resp. tyčových elementov pohonu smerovky a prenosu sily na jej os, indikácie smeru natočenia, spôsobu napájania antény, aby bolo umožnené plynulé natáčanie.

Tieto otázky nebudeme podrobne riešiť, lebo sa vzťahujú na materiál, ktorého zadováženie často robí ťažkosti. Amatérovo rozhodnutie sa viaže na nákupné možnosti materiálu. Z toho dôvodu možno uviesť len všeobecné zásady, nie podrobnosti o konštrukcii. Predovšetkým treba klásť dôraz na tvorivú myšlienku, a len v druhom rade na podrobnosti.

23.1 Otočné konštrukcie smeroviek s drôtovými elementami

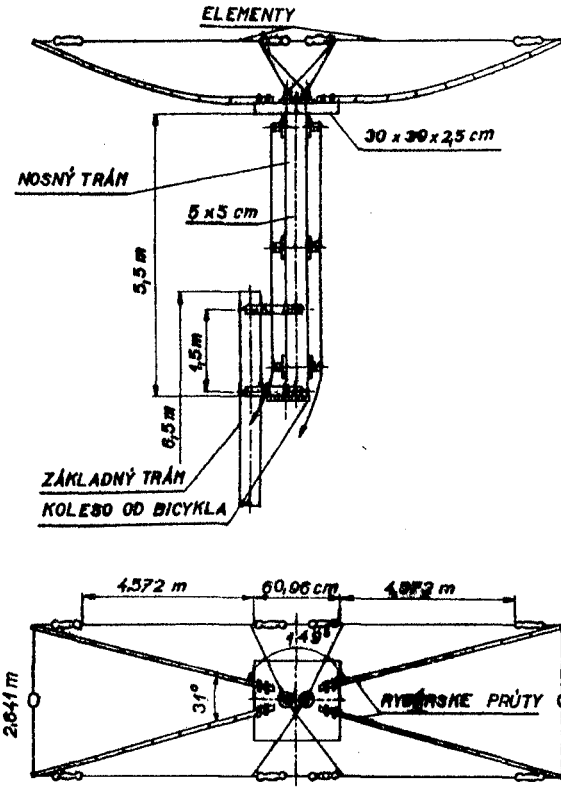
Tieto konštrukcie musia rešpektovať požiadavku minima hmôt, a tým aj požiadavku obmedzovania priečnych rozmerov.

Z hľadiska minimálneho odstupu elementov vyhovuje merná vzdialenosť $0{,}125\lambda$ pre 2-elementový aktívny beam napájaný v protifáze.

Pre vyhovujúce vlastnosti tejto vzdialenosti bola navrhnutá konštrukcia beamu W8JK, ktorá je neobyčejne vzdušná a ľahká. Pozostáva *(obr. 23-1)* zo 4 rybárskych bambusových tyčí dlhých 7 m, ktoré po pripevnení 8 U svorkami na základnú dubovú doštičku rozmerov $30 \times 30 \times 2{,}5$ cm tvoria základnú kostru na vypnutie oboch anténových drôtov. Tyče sú rozložené tak, že na strane drôtov uzatvárajú 149°, kým

na opačnej strane 31° pri vystužení rozpernými drôtmi dlhými 2,641 m, ktoré nie sú súčasťou anténového systému.

Anténové drôty dlhé 9,144 m a rozdelené v strede medzerou širokou 60,96 cm na úseky dlhé 4,572 m treba na izolátoroch pripevniť na konce tyčí tak, aby vzniknutá rovina antény bola vyvýšená asi o 110 cm. Po niekoľkých pokusoch sa podarí dostať konce tyčí do jednej úrovne. Potom privedieme po jednom zo skrížených drôtových spojok tvaru V k dvom stojančekovým izolátorom, aby sa utvorili napájacie svorky pre systém W8JK. Stojančekové izolátory sú namontované na montážnu doštičku rozmerov 30×30×2,5 cm, ktorá sa pomocou uhlových železiez a skrutiek pripája na vrchol nosného trámu hrubého 5,5 cm a dlhého asi 7 m.



Obr. 23-1. Otočná konštrukcia smerovky W8JK

Po oboch stranách tohto trámu sa vedie naladený napájač po stojančekovitých izolátoroch k dvom napájacím svorkám, aby sa dosiahla viacpásmová prevádzka. Nosný trám sa v dvoch bodoch vzdialených 1,5 m pripojí na základný trám 5×5 cm pomocou dvoch závesov, ktoré umožňujú otáčanie nosného trámu o 180°. Tento základný trám sa pri výške stĺpu 6,5 m zapúšťa do zeme asi na 1,5 m.

Aby sa dosiahla nastaviteľnosť pootočenia nosného trámu pri dolnom závese, použijeme kus osústruženého železa, vsadeného do stredu hnacieho kolesa z bycikla, a nosný trám pripevníme na toto koleso pomocou skrutiek cez vyvŕtané diery. Pri tomto spôsobe zachytenia sa celý anté-

nový systém stane otáčavý o 180°. Stačí pripojiť reťaz, zaviesť ho do vysielacej miestnosti a amatér už má možnosť plynule natáčať anténu bez opustenia miestnosti.

Samozrejme, namiesto dvojsmerového W8JK systému môže sa na jednopásmovú prevádzku použiť aj jednosmerová ZL beamka, lebo má ten istý odstup elementov. Napájanie tu bude jednoduchšie, keďže možno pripojiť koaxiál, ktorému neškodí stočenie. Zaokryteľnosť celého obzoru je len polovičná, lebo jednosmerový lalok sa otáča o 180°. Konštrukcia by mohla zostať tá istá, lenže základná doska musí byť dlhá asi 1,30 m, aby 7 m dlhé tyče mohli vypnúť nerovnaké dĺžky elementov (9,244 m a 10,723 m pre 20 m CW pásmo podľa str. 274).

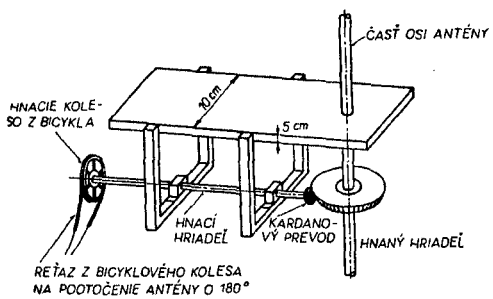
23.2 Otočné konštrukcie smeroviek s tyčovými elementami

Tieto konštrukcie sa montujú z Al rúrok.

Podpornú konštrukciu sme opísali na str. 340 až 344, takže ostáva prebrať len prenos sily a pohon, indikáciu smeru natočenia a spôsob napájania antény.

Prenos sily a pohon. Jeden zo spôsobov prenosu sily na oceľovú rúrku nosnej konštrukcie smerovky je znázornený na *obr. 23-2.*

Už sme uviedli, že upevnenie hnacej rúry na montážnu dosku závisí od spôsobu prenosu rotačného pohybu na rúru. Keď sa natáča rúra, nie montážna platňa, zostáva v platnosti vyriešenie montážnej dosky podľa *obr. 16-25.* Rúra sa však v tomto prípade končí na pätnom ložisku, prechádza cez drevenú doštičku a z druhej strany sa končí rahnom nasadeným na montážnu dosku. Podľa návrhu istého amatéra *(obr. 23-2)* možno silu obvodu bicyklového kolesa prenášať na otočnú rúru antény pomocou kardanového prevodu na ozubené koleso, ktoré je naklinované na rúre. Kardan a ložiská možno si zadovážiť z vyradených súčastí auta.



Obr. 23-2. Prevod sily na otočnú rúru smerovky pomocou kardanového prevodu

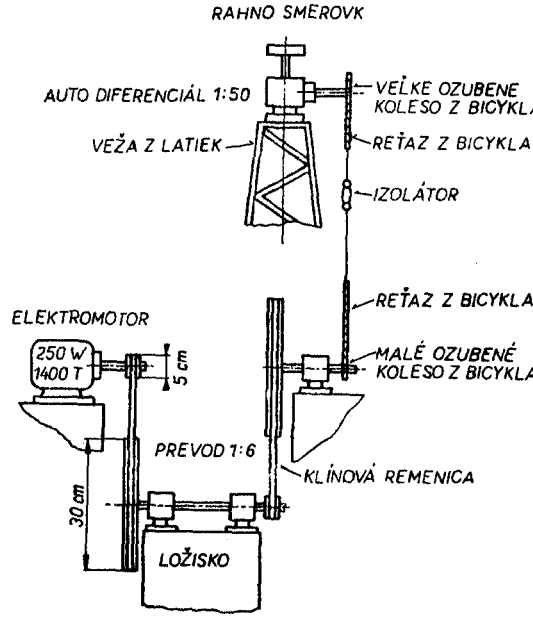
Prevod hnacieho mechanizmu má umožniť prípustný počet otáčok (1 ot/min) pre anténu. Pri väčšom Beame na 20m pásmo je rozumnejšie pripustiť len 3/4 ot/min, aby pri otáčaní nevznikli príliš veľké zotrvačné sily pre značný moment zotrvačnosti. Pre pohon stačí asynchrónny 250 W elektromotor s kotvou nakrátko, ktorý pri zvyčaj-

nom počte 1400 ot/min potrebuje pomerne komplikované prevodové zariadenie, znázornené na *obr. 23-3.*

Takáto zostava prevodu má popri znižovaní počtu otáčok hnacieho elektromotora brzdiť zotrvačné sily pomerne značnej hmoty rozľahlého anténového systému. Motor so zvratným chodom sa tu výhodne uplatní, lebo ináč, keď sa z nepozornosti prebehne poloha maximálneho signálu antény, treba čakať celú minútu, kým sa zasa dostane do žiadaného smeru. No minúta pri náročnej prevádzke, napr. pri pretekoch, znamená značnú stratu.

Indikácia smeru natočenia do vysielacej miestnosti je nevyhnutná takmer vždy, lebo len zriedkakedy vidieť cez okno na anténu.

Pri sústavách, ktoré sa otáčajú ručne, možno kalibrovať smer natočenia priamo na riadiacom kolese, ak prevod kolesa na anténu je vyjadrený celým číslom. Pri prevodoch s redukciou otáčok indikácia nie je už taká jednoduchá.

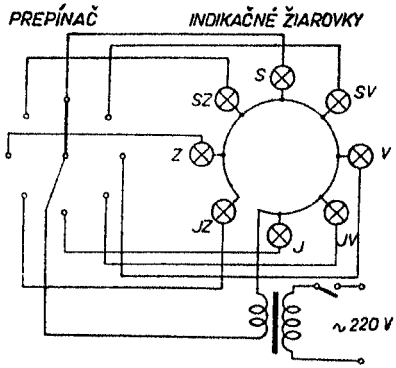


Obr. 23-3. Prevodové zariadenie na otáčenie otočných smeroviek

Najvýhodnejšie je použiť otáčavý železný stožiar ako prepínač svetla indikačného zariadenia na pracovisku podľa *obr. 23-4.* Svetlá žiaroviek sú označené značkami svetových strán. Rameno prepínača býva poväčšine namontované na otáčavom stožiari a kontakty na pevnom medzikruží okolo osi stožiara, alebo rameno môže byť pevné a stožiar má kontakty. V oboch prípadoch majú byť kontakty chránené krytom kužeľovitého tvaru, ktorý by po pripevnení na stožiar poskytoval ochranu proti dažďu. Vzhľadom na to, že šírka laloka jednosmerových beamov býva viac než 50°, na indikáciu hlavných smerov svetových strán postačia 4, najviac 8 kontaktov. Nevýhodou tohto spôsobu je, že zväčšenie počtu kontaktov vyžaduje úmerný vzrast počtu drôtov.

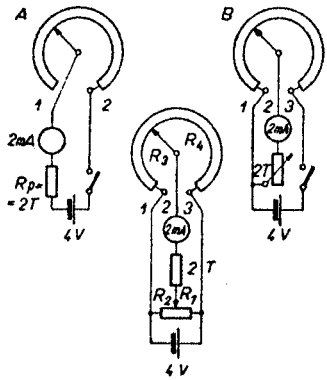
Počet indikačných drôtov sa môže znížiť na 2 až 3, keď sa medzi

kontakty zapoja odpory a namiesto signalizačných žiaroviek sa použije indikačný prístroj na odčítanie smerov. Tu sa v istej polohe antény objaví nulový odpor, ktorý môže byť signalizovaný len maximálnou výchylkou prístroja vzhľadom na to, že v iných polohách páky sa zaraďujú do série aj iné odpory. Aby táto maximálna výchylka neohrozila prístroj, musí sa v tejto polohe páky nastaviť výchylka vo veľkosti rozsahu prístroja pomocou odporu R_p *(obr. 23-5A)*. Ostatné smery sa indikujú zmenšujúcou sa výchylkou.



Obr. 23-4. Indikačné svetelné zariadenie na ukazovanie smeru otáčania smerovky na svetové strany

Pri použití prístroja ako indikátor nemôže sa využiť celá stupnica, lebo nulový prúd by sa dostavil len pri prerušenom okruhu. Na odstránenie tohto nedostatku sa zavádza tretí drôt podľa *obr. 23-5B*, kde dva z drôtov sa od zdroja vedú k sérii odporov, kým tretí sa vyvádza potenciometricky na oznamovanie rozdielu potenciálov od páky na prístroj. V tomto prípade sa na ciachovanie môže použiť celá stupnica prístroja od nuly až po maximálnu výchylku, ktorú však po istom čase treba nastaviť nanovo v závislosti od stavu napätia batérie.



Obr. 23-5. Ukazovatele smeru používajúce jednosmerné Deprézske systémy s ochranným odporom:
A — dvojdrôtová indikácia,
B — trojdrôtová indikácia,
C — indikácia mostíkom

Pri použití mostíka podľa *obr. 23-5C* stav batérie nemá vplyv na prístroj, ktorý sa v tomto prípade použije iba na indikáciu nuly pre vyrovnanie, a nie odčítanie smeru. Podmienka vyrovnania dáva vzťah $R_1R_3 = R_2R_4$, z čoho vyplýva, že nula na mostíku sa dosiahne len vtedy, keď $R_1 : R_2 = R_4 : R_3$, čiže posledný vzťah sa môže použiť aj na ociachovanie potenciometra $R_1 - R_2$ vzhľadom na svetové strany. Pri ciachovaní sa anténa postupne stáča na hlavné svetové strany. Pre polohy antény sa dosiahne vyrovnanie prístroja natočením potenciometra, a keď sa stupnica

potenciometra označí znakmi svetových strán, pri ktorých sa toto vyrovnanie získalo, *máme možnosť priamo odčítať smer natočenia.*

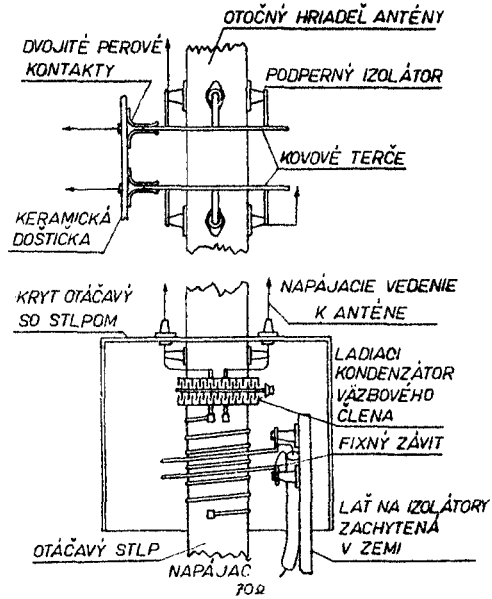
Spôsob napájania otočných smeroviek musí sa riešiť z hľadiska možnosti napájania pri otočení o 180 až 360°.

Pri smerovkách otočných do 180° sa záležitosť vybaví jednoducho, najmä ak ide o koaxiálny napájač s postupnými vlnami. Tu sa na mieste otáčania koaxiál nepripevňuje, nechá sa mu toľko vôle, že sa len začína napínať v krajnej polohe maximálneho otočenia, ktorá sa musí zabezpečiť.

Toto zabezpečenie sa môže urobiť zarážkami alebo kolíkmi, aby sa zamedzilo navíjanie koaxiálu okolo antény, príp. aj jeho pretrhnutie. Tento spôsob pre koaxiál možno použiť aj pri otáčaní antény o 360°. Keď smerovka má napájač na stojaté vlny, t. j. vzdušný drôtový napájač, tu pri väčších hodnotách vlnového odporu prevádzke nezaškodí, keď sa zapojí krátky kus pásikového 280Ω kábla, aby sa umožnilo otáčanie najviac do 360°.

Ale keď sa pripustí priebežné otáčanie antény, musia sa použiť buď veľkoploché dotykové kontakty, alebo väzbový medzičlen zaviesť na miesto prívodu energie.

Ak sa použijú dotykové kontakty podľa *obr. 23-6A*, treba dbať, aby neboli v kmitni prúdu napájača a aby boli čo najširšie a pružné vzhľadom na nepresnosť otáčavého pohybu dotykových líšt. Ďalej je potrebná aj ochranná strieška proti sadziam, dažďu, námraze a pod.



Obr. 23-6. Riešenie prívodov napájača k otáčavej anténe:
A — dotykové trecie kontakty, *B* — induktívne spriahnutie ladeného obvodu väzbového člena na fixný závit linkovej väzby

Najlepším riešením je zavedenie väzbového medzičlena, lebo tým sa zabráni nedokonalému dotyku a odpadne starosť s udržiavaním kontaktov, pretože indukčná väzba dovoľuje priebežné otáčanie bez pohyblivých kontaktov. Jedna z cievok (otáčavá podľa *obr. 23-6B*) sa nachádza na valci

z izolantu, ktorý je pripevnený na železný stožiar, a druhá cievka má jeden pevný závit, ktorý tvorí ukončenie linkovej väzby. Obe cievky sú v takej polohe, že pri otáčaní sa vzájomná väzba nemení a otáčavá cievka sa nachádza v rezonancii s budením linkového závitu. Cievky sa robia z medených rúrok, aby sa zvýšila ich pevnosť a nemenila vzájomná väzba.

LITERATURA

Ajzenberg: Antenny dĺa magistraľnych svazej, Moskva
Anteny amatérských vysílačů, ČAV, 1947
ARRL — The Radio Amateurs Handbook, 26. vyd. West Hartford, Conn
Beckmann, P.: Jak se šíří radiové vlny, Praha, Orbis, 1955
Belocerkovskij, G. B.: Antenny, Gosudarstvennoje izdateľstvo oboronnoj promyšlennosti, Moskva 1955
Brückmann, H.: Antennen, ihre Theorie und Technik, Hirzel, Leipzig 1939
Caha, V.—Procházka, M.: Anteny, Praha 1956
Schelkunoff, S. A.: Antennas, Theory and Practice, New York 1952
Český—Milan: Televizní přijímací anteny, SNTL, Praha 1955
Doluchanov, M. P.: Šíření radiových vln (překlad), Praha 1955
Dombrovskij: Antenny, Moskva 1951
Fischer, H. J.: Amateurfunk, VST, Berlín 1958
Florián, E.: Hullámterjedés, MK, Budapešť 1956
Grodnev, I. I.—Sokolov, V. V.: Koaxiálne káble, SVTL, Bratislava 1957
Grudinskaja, G. P.: Rasprostranenie ultrakorotkich radiovoln, Moskva 1957
Henney: Radio Engineering Handbook, New York 1950
Helényi, L.: Televizió és URH antènnák, MHS, Budapešť 1959
Hund: Short-Wave Radiation Phenomena I
Izjumov, N. M.: Kurs radiotechniky (preklad), Praha NV, 1950
Izjumov, N. M.: Radiotechnikai tanfolyam, NKFV, Budapešť 1951
Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik I., Leipzig 1941
Kavalír, J.: Dálkový příjem televise, Naše vojsko, Praha 1958
King, Mimno, Wing: Transmission Lines, Antennas and Wave Guides, New York 1945
Konašinskij—Turligin: Uvedenie v techniku ultravysokých častot
Kolowski—Sobotka: Drahtloser Überseeverkehr, Leipzig 1950
Kraus, J. D.: Antennas, New York 1945
Krenkel, E. T.: Čtyři soudruzi Papaninci (překlad), Brno 1949
Laport, E. A.: Radio Antenna Engineering, New York 1952
Laschober, F.—Gelcich, E.: Handbuch der Navigation, Pola 1890
Lavante, A.—Smolík, F.: Amatérská televisní příručka, Praha NV, 1955
Linde, D. P.: Antenno-fidernyje ustrojstva, Moskva 1953
Major, R.: Krátkovlnné sdělovací přijímače SNTL, Praha 1957
Naděněňko, S. I.: Antenny, Moskva 1959
Orr, W. I.: Beam Antenna Handbook, Wilton 1955
Oxley—Nowak: Antennentechnik, Hannover 1953
Petr, M., inž.: Superreakční přijímače, NV, Praha 1957
Pistolkors: Antenny
Rambousek, A.: Amatérská technika velmi krátkých vln, NV, Praha 1961
Rothammel, K.: Antennenbuch, VST, Berlín 1959
Sedláček, J.: Amatérská rádiotechnika II, NV, Praha 1955
Smirenin, B. A.: Radiotechnická příručka (překlad), Praha 1955
Smith, W.: Antenna Manual, Sta Barbara, California

Schultheiss, K.: Der Ultra-Kurzwellen Amateur, Stuttgart 1952
Schweitzer, H.: Dezimeterwellen-Praxis, Berlín 1956
Sušánszky, L.: Rádiofrekvenciás energiatovábbítás vezetéken, Budapešť, 1951
Šárközy, G.: Rövidhullámu Technika, ME, Budapešť 1951
Urban, J. inž.—Golobolov, M., inž.: Avigace, VUV, Praha 1935
Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik I., Leipzig 1953
Williams, H. P.: Antenna theory and design, London 1950

ČASOPISY

Amatérské radio
CQ
Funk-Technik
Krátké vlny
QST
Radio (SSSR)
RSGB Bulletin
Proceedings of IRE
ENT
Wireless Engineer
RCA Review

Anténa Beam 14
— dipólová 14
— dihodrôtová 215
— dvojsmerová W8JK 263
—, elektrický obraz 124
— Ground Plane 160
— HB9 CV 275
— Johnsonova Q beam 269
— kosoštvorcová (rombická) 378
— Marconiho 123
— mnohopásmová DL 7 AB 231
— — tvaru L (Fuchsova) 223, 225
— — W3DZZ 209
— — Zeppelinova 227
— — — dvojitá 230
—, model 119, 123
—, predĺženie 120
—, prijímacia 403
— Quad 36, 359, 361
— Rotary Beam 30
—, skrátenie 121
— smerová 35, 215
— šikmo obrátené V 377
— tvaru T 229
— umelá 401
— umiestnenie 29
— vertikálna 147
— vertikálna, skrátenie 149
—, výkonový zisk 31
— Windom 183
— Yagi 14, 287
— — dvojprvková 324
— — otočná 344
— — — Q 4ZU 349, 356
— — viacprvková 344
— — trojprvková 330
— Zeppelinova 173
— Zl beam 276
anténová sústava bočná 233
— — ležaté H 254, 261
— — na postupné vlny 371
— — združeného V 278
anténové vyžarovacie systémy 108, 240, 285
Appletonova rovnica 20

Collinsov článok (filter) 177, 226, 228

Činitel odrazu 61, 65

Decibel 32
dipól Hertzov 31, 123, 169
— horizontálny 124
— polvlnový dvojdrôtový 200
— — trojdrôtový 201
— skladaný 199, 202, 203
dĺžka antény elektrická 197
— — geometrická 197
— — harmonickej 220
— napajača 176
direktor vĺn 285

Elektrónová pasca (Trap) 210, 213

Filter elektrický 87

Grid dip oscilátor (GDO) 416

Hallénova teória 128

Charakteristická impedancia antény 112

Indikácia smeru natočenia antény 447
invertory záťaže vedení 88
ionizovaná vrstva 17
ionosféra 17
ionosferické zmeny 18, 21
izotropný žiarič 31

Kapacita antény 115
kmitňa napätia 51
koaxiálny kábel 81, 259
koncentrácia ionosférickej vrstvy 24
kolineárne smerové antény 233

koncový jav antény 222
kritická medzná frekvencia 20
kurz vlny 408
kýpeť vedenia 84, 86

Ladenie na maximálny zisk 324
ladiaci obvod paralelný 54, 72, 73
ladiaci obvod sériový 54, 72, 74
lom elektromagnetických vĺn 19

Magnetické búrky 23
maximálne použiteľná frekvencia (MUF) 21
medzinárodná stupnica sily signálu 34
meranie rezonančného kmitočtu 419
mŕtva zóna 19

Nadenenkov širokopásmový dipól 181
naladovanie parazit. systému G4ZU 356
napájacie vedenie (napájač) 29
— — dvojdrôtové 75, 178
— — jednodrôtové 75
— — ladené 49, 171, 236, 257, 264
— — neladené 238, 258, 281
— — skratované 50, 51
— — zaťaženie reaktanciou 55
napájanie antény Delta 189
— — gama členom 191
— — napäťové 170, 351, 353
— — Omega členom 192
— — prúdové 170, 353
— — T členom 190
Neper 32

Opakovač impedancie 91
— záťaže 179
optimálna prevádzková frekvencia 21
optimálny vyžarovací uhol 25
ortodromická vzdialenosť 407
otočný mechanizmus antén, konštrukcia 444
ozvena signálu 24

Parazitné Beam antény 316, 319
pomer stojatých vĺn (PSV) 61, 65, 83, 317, 383
potláčanie harmonických frekvencií 88
prenos energie na anténu 385, 421
predozadný pomer vyžarovania 305, 383
prevádzka dipólu dvojpásmová 195
prispôsobenie mnohopásmové 188
— pomocou osobitného úseku 193
— pomocou štvrťvlnového Q člena 186
prispôsobenie vertikálnej antény 168
— pri Yagi anténach 338
— záťaže 67, 99, 177
prispôsobovací transformačný úsek 92

Quad anténa 36, 359, 361

Reflektomer môstikový (Micromatch) 426
— súbehový 436
— typu Antennascop 433
reflektor vĺn 285
reflektorová sieť 262
rezonančná dĺžka vlny vedenia 72, 86
— — frekvencie antény 113
rozmeriavanie horizont. dipólu 197
rozstup napájača 74

Samoindukcia antény 115
skeep 19
skok signálu 19
skrátenie antény 131, 149
slnečné škvrny, maximum 23
— — minimum 22
smerovanie antén 406
smerovosť vyžarovania 251
Snelliov zákon 20
stavba antén 411
stojatá vlna napätia 43, 73
— — —, priebeh 44
— — —, rovnica 43
— — prúdu 45, 73
— — —, rovnica 45
straty na vedení 70, 421
Superminibeam 356
symetrizácia vedenia 93
— — Pawseyovým členom 98
— — súosovým členom 97
— — štvrťvlnovým členom 99
systém antény zdvojené V 283
systémy pozdĺžne vyžarujúce 241

Šírenie krátkych vĺn 17
šírka pásma vysielacej antény 109

Transformačný kýpeť vedenia 90
— pomer 69

Účinnosť antény 116, 301, 438
účinný stratový odpor 116
uhol otvorenia 109, 110
útlm vedenia 70

uzol napätia 46, 71
— prúdu 45, 71

Väzba na anténu 386, 394, 398
— linková 388
väzbový člen Collinsov 88, 390, 397
vedenie bezstratové 63
— charakteristická impedancia 40
— káblové 74
— merná dĺžka 47
— na konci otvorené 41
— nekonečné dlhé 38
—, rezonančné nastavenie 48
— so stojatými vlnami 49, 74
— s postupnými vlnami 74
— súosové (koaxiálne) 80
—, vlnový odpor 40, 77, 79, 81
—, vstupný odpor 40
—, — — normovaný 46
vedenie, vyžarovanie 49
— vzdušné 74
viacpásmová prevádzka 165
vlna napätia postupná 38
— odrazená 42, 58
— priama 42, 58
vlna stojatá napätia a prúdu 59
vlnenie postupné 65
vplyv terénu u rombickej antény 384
vstupná impedancia vedenia 60, 69
— — antény 124, 191, 244
výkonový zisk antény 31
výstupný výkon, meranie 412
výška antény 26
význam tvaru vyžarovacích diagramov antén 143, 158
vyžarovací anténový systém 233
— diagram antény, horizontálny 136, 315, 332
— — —, tvarový súčiniteľ 136
— — —, vertikálny 139, 154, 312, 333
— lalok antény 26
— odpor antény 113, 301, 372
— smerový diagram 109, 306
— uhol antény 25

Zaťažovací odpor 64
združovanie dipólov 205
zisk antény 241, 253, 304, 346
— napätia 32
— výkonu 32
zoskupovanie dipólov 208
zrkadlový obraz antény 124

EDÍCIA ELEKTROTECHNICKEJ LITERATÚRY

Kniha je určená najmä pre amatérov vysielačov ako pomôcka pre návrh účinnej antény na diaľkové amatérske spojenie a pre milovníkov rádioamatérskeho športu, ako aj pre študujúcich na stredných a vysokých školách elektrotechnického smeru.

Ing. Imrich Ikrényi

AMATÉRSKE KRÁTKOVLNOVÉ ANTÉNY

DT 621.396.67

Vydalo ALFA, vydavateľstvo technickej a ekonomickej literatúry, n. p., Bratislava, Hurbanovo nám. 6 v júli 1972, ako svoju 4776. publikáciu

Zodpovedný redaktor Ing. Hubert Meluzín
Technický redaktor Viktor Slezák
Obálku a väzbu navrhol Metod Sychra

Vytlačil TISK, knižní výroba, n.p., Brno, závod 1 — 460 strán, 236 obrázkov, 33 tabuliek
32,96 AH, 33,98 VH. Pov. SÚKK č. 46/1-OR-1972.
Druhé zmenené vydanie. Náklad 5000

302 05 38

63-009-72 Kčs 30,—

507/23; 8.6/5