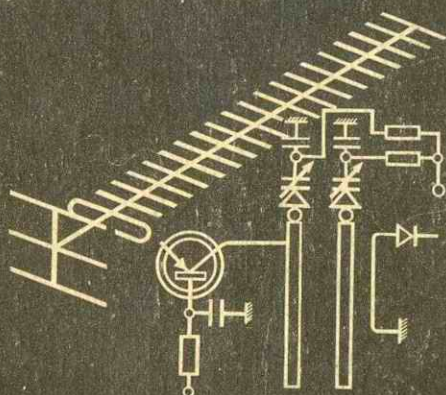




ACADEMIA ROMÂNĂ



colecția • radio și televiziune • 106

E. Statnic

Recepția emisiunilor de televiziune în UIF

Editura tehnică

Lucrarea conține date asupra propagării undelor decimetrice, se dau elementele necesare pentru dimensionarea și executarea practică a antenelor de recepție pentru UIF, se descriu cabluri și fideri pentru UIF, comportarea elementelor active și pasive în UIF, circuite specifice de UIF.

Conține descrierea, construcția, depănarea și reglarea blocurilor din receptoarele de televiziune destinate recepției emisiunilor din benzile de UIF. Se dau soluții pentru adaptarea televizoarelor existente, neechipate cu asemenea blocuri pentru recepția în benzile de UIF.

Elaborată la nivel mediu, cu pronunțat caracter practic, lucrarea se adresează tehnicienilor din industrie și din rețeaua de depănare, radioamatorilor care trebuie să-și însușească tehnica UIF pentru a face față cerințelor de producție și întreținere.

În volumul 1 sînt tratate: propagarea undelor decimetrice, antenele și cablurile UIF.

Redactor: ing. MARIA GANEA
Tehnoredactor: NICOLAE ȘERBĂNESCU
Coperta: CONSTANTIN GULUȚĂ

Bun de tipar: 24.11.1972. Coli de tipar: 8,50.
Tiraj: 16 800+140 exemp. broșate.
C.Z. 621.397.62 : 537—96.

Întreprinderea poligrafică „Crișana”
Str. Moscovei nr. 5 — Oradea
Republica Socialistă România



Prefață

Extinderea impetuoasă a televiziunii ca mijloc de informare, cultură și agrement, creșterea numărului de abonați și trecerea la mai multe programe emise simultan este un proces paralel cu dezvoltarea întregii țări.

Acoperirea treptată a întregului teritoriu al R.S.R. cu emisiuni de televiziune prin instalarea unui mare număr de emițătoare și stații de retranslație, extinderea programului 2 de televiziune precum și perspectiva introducerii emisiunilor de televiziune în culori impune mărirea numărului de canale de televiziune.

Din această cauză, utilizarea undelor decimetrice (UIF) pentru televiziune este o necesitate obiectivă. Domeniul de frecvențe cuprins între 470 MHz și 790 MHz, oferă posibilitatea „creerii” a 40 noi canale de televiziune în afară de cele 12 existente azi în benzile I, II și III. Noile canale vor fi destinate în principal extinderii în toată țara a programului 2 de televiziune și apoi televiziunii în culori.

Emisia și recepția în UIF este în unele privințe avantajoasă tot așa cum sub unele aspecte aduce dezavantaje.

Recepția emisiunilor în benzile IV și V este o tehnică nouă care ca orice lucru nou necesită cunoștințe noi. Tehnica UIF cere ca un cerc larg de ingineri, tehnicieni și chiar posesori de televizoare să se adapteze la aspectele noi pe care le prezintă propagarea undelor decimetrice, antenele de UIF, liniile și cablurile pentru frecvențele de 500—800 MHz.

Tehnicienii care lucrează în acest domeniu vor trebui să însușească noi cunoștințe privind dispozitivele semiconductoare moderne cum sînt tranzistoarele mesa și planare, diodele varicap, diodele de comutare utilizate în selectoarele de canale pentru UIF sau în selectoarele electronice integrate pentru benzile I—V.

Această lucrare își propune tocmai acest scop: de a fi un îndreptar — călăuză în acest domeniu nou al radioelectronicii, chiar în perioada în care începerea emisiunilor în UIF este iminentă.

AUTORUL

r.t.v. r.t.v. r.t.v.

Introducere

Pentru emiterea programelor de televiziune OIRT* a rezervat în anii 1946—1948 banda de frecvență cuprinsă între 48 și 66 MHz în care au fost plasate primele 2 canale fiecare avînd lărgimea de 8 MHz.

În anii următori, numărul retranslatoarelor de televiziune a crescut începînd să apară perturbații (cu efecte negative asupra calității imaginii) între emițătoarele învecinate geografic. Ca urmare, s-a repartizat o nouă bandă de frecvențe cuprinsă între 76 și 100 MHz cu 3 canale: 3, 4, 5. Ulterior, numărul de canale a fost mărit pînă la douăsprezece, prin crearea benzii III de televiziune (174—230 MHz).

Cititorii își aduc aminte că primele televizoare folosite în țara noastră erau echipate cu rotactoare pentru 2 canale (banda I), apoi cu 5 canale și doar după 1958 la televizoarele Temp și Rubin au apărut rotactoarele cu 12 canale.

Extinderea înspre frecvențe mai înalte a emisiunilor de televiziune și mărirea numărului de canale a făcut posibilă o distribuire teritorială avantajoasă a emițătoarelor și retranslatoarelor, urmărindu-se ca două emițătoare învecinate să lucreze pe frecvențe cît mai diferite, alese astfel încît perturbarea reciprocă să fie exclusă sau redusă la un minim admisibil.

Mărirea treptată a frecvențelor de lucru (emisie și recepție) a fost posibilă pe măsură ce s-au elaborat dispozitivele active de amplificare apte de a funcționa la frecvență tot mai mare.

* Organizația Internațională de Radio și Televiziune.

Astfel, în primele televizoare se utiliza o dublă triodă de tipul 6H3Π (ECC85) care funcționa bine pînă la 100 MHz (canalul 5); pentru amplificarea frecvențelor corespunzătoare benzii III acest tub a fost înlocuit cu unul mai modern 6H14Π (ECC88), care la 200 MHz asigură o amplificare mai mare și un zgomot propriu mai mic decît tubul 6H3Π la 70 MHz.

După aceasta au apărut tuburi electronice și mai bune, ca ECC189—PCC189, și în urmă tranzistoare care înlocuiesc cu succes tubul electronic în circuitul de intrare al televizoarelor, pînă la frecvențe de ordinul a 1000 MHz.

Dezvoltarea explozivă a mijloacelor de transmitere a informației din ultimii ani și deci și a televiziunii, mărirea numărului de posturi de emisie și de programe, conduce la situația în care 12 canale de televiziune sînt insuficiente pentru o țară cu o rețea extinsă de emițătoare, relee și translațoare.

12 canale sînt insuficiente cînd pe teritoriul național se difuzează două sau mai multe programe de televiziune simultan. Cum în țara noastră în anii următori se va generaliza difuzarea programului 2, se vor utiliza canalele din domeniul frecvențelor ultra înalte.

Practica mondială a arătat că acoperirea întregului teritoriu național cu un cîmp de televiziune suficient pentru a asigura în orice zonă o recepție satisfăcătoare (un cîmp de cca. 1 mV/m) necesită un număr foarte mare de emițătoare mici (cu caracter local). Numărul mare de emițătoare mici necesită un număr mare de canale de televiziune în scopul excluderii oricăror interferențe perturbatoare.

Problema aceasta a fost rezolvată în multe țări cu succes prin utilizarea frecvențelor ultra înalte (UIF)*, respectiv a benzilor IV și V pentru emisiunile de televiziune.

* Domeniile de frecvențe sînt denumite convențional:
domeniul FIF (foarte înaltă frecvență) $f=30 \dots 300$ MHz;
domeniul UIF (ultra înaltă frecvență) $f=300 \dots 3\,000$ MHz;
domeniul SIF (super înaltă frecvență) $f=3\,000 \dots 30\,000$ MHz.

Canalele de televiziune conform normelor OIRT

	Canalul	λ_m	f_i (MHz)	f_s (MHz)	f_{osc} (MHz)
Banda I (FIF)	1	5,72	49,75	56,25	87,75
	2	4,84	59,25	65,75	97,25
Banda II (FIF)	3	3,75	77,25	83,75	115,25
	4	3,41	85,25	91,75	123,25
	5	3,13	93,25	99,75	131,25
Banda III (FIF)	6	1,684	175,25	181,75	213,25
	7	1,611	183,25	189,75	221,25
	8	1,545	191,25	197,75	229,25
	9	1,485	199,25	205,75	237,25
	10	1,428	207,25	213,75	245,25
	11	1,375	215,25	221,75	253,25
	12	1,326	223,25	229,75	261,25
Banda IV (UIF)	21	0,633	471,25	477,75	509,25
	22	0,623	479,25	485,75	517,25
	23	0,613	487,25	493,75	525,25
	24	0,602	495,25	501,75	533,25
	25	0,593	503,25	509,75	541,25
	26	0,585	511,25	517,75	549,25
	27	0,575	519,25	525,75	557,25
	28	0,567	527,25	533,75	565,25
	29	0,558	535,25	541,75	573,25
	30	0,550	543,25	549,75	581,25
	31	0,542	551,25	557,75	589,25
	32	0,534	559,25	565,75	597,25
	33	0,527	567,25	573,75	605,25
	34	0,519	575,25	581,75	613,25
	35	0,513	583,25	589,75	621,25
	36	0,505	591,25	597,75	629,25
	37	0,498	599,25	605,75	637,25
	38	0,492	607,25	613,75	645,25
	39	0,485	615,25	621,75	653,25

Tabelul 1 (continuare)

	Canalul	λ_m	f_i (MHz)	f_s (MHz)	f_{osc} (MHz)
Banda V (UIF)	40	0,479	623,25	629,75	661,25
	41	0,474	631,25	637,75	669,25
	42	0,467	639,25	645,75	677,25
	43	0,461	647,25	653,75	685,25
	44	0,456	655,25	661,75	693,25
	45	0,450	663,25	669,75	701,25
	46	0,445	671,25	677,75	709,25
	47	0,440	679,25	685,75	717,25
	48	0,435	687,25	693,75	725,25
	49	0,430	695,25	701,75	733,25
	50	0,425	703,25	708,75	741,25
	51	0,421	711,25	717,75	749,25
	52	0,415	719,25	725,75	757,25
	53	0,411	727,25	733,75	765,25
	54	0,407	735,25	741,75	773,25
	55	0,402	743,25	749,75	781,25
	56	0,398	751,25	757,75	789,25
	57	0,394	759,25	765,75	797,25
	58	0,390	767,25	773,75	805,25
	59	0,386	775,25	781,75	813,25
	60	0,381	783,25	789,75	821,25

Benzile IV și V sînt cuprinse între 470 MHz și 790 MHz. În ecartul de 320 MHz cuprins între limitele acestor benzi „intră” un număr de 40 canale din care

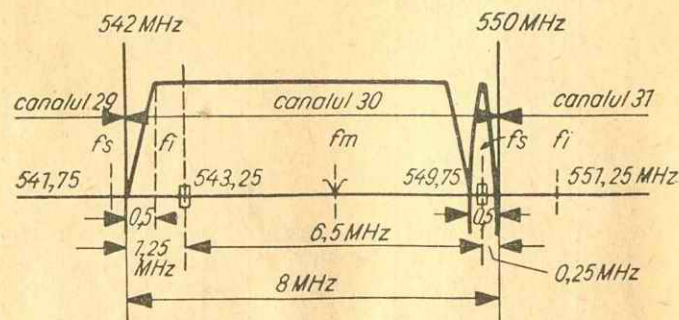


Fig. 1. Caracteristica de frecvență a canalelor de TV-OIRT.

14 canale în banda IV (470...582) MHz și 26 canale în banda V (582...790) MHz.

Benzile IV și V sînt prin urmare situate în domeniul undelor decimetrice ($\lambda=64-38$ cm), în timp ce benzile I, II, III sînt situate în domeniul undelor metrice ($\lambda=6,25...1,3$ m), sau al frecvențelor foarte înalte (FIF).

În tabelul 1 sînt date canalele de televiziune după norma OIRT, indicîndu-se lungimea de undă medie (λ_m) a fiecărui canal, frecvența purtătoarei de imagine (f_i), a purtătoarei de sunet (f_s) și frecvența oscilatorului local (f_{osc}).

Așa cum este cunoscut, banda rezervată fiecărui canal de televiziune este de 8 MHz, iar plasarea purtătoarelor în interiorul fiecărui canal este prezentată în figura 1.

Canal	λ_m	f_i	f_s	f_{osc}
61		791,25		
62		799,25		
63		807,25		
64		815,25		
65		823,25		
66		831,25		
67		839,25		
68		847,25		
69		855,25		
70		863,25		
71		871,25		
72		879,25		
73		887,25		
74		895,25		
75		903,25		
76		911,25		
77		919,25		
78		927,25		
79		935,25		
80		943,25		
81		951,25		

Undele de energie electromagnetică emise de antenele emițătoarelor sau retranslatoarelor de UIF se propagă în spațiul înconjurător, pînă la distanțe de zeci de kilometri, ca și undele metrice.

Ca și în cazul undelor metrice, distanța pînă la care se poate propaga energia emisă de un post, depinde în primul rînd de puterea aplicată antenei radiante și de înălțimea la care este plasată antena.

Totuși, datorită frecvenței mari, undele decimetrice prezintă unele particularități de propagare mai ales datorită absorbirii energiei de ultra înaltă frecvență în sol, al cărui conductibilitate electrică este cu atît mai mare cu cît frecvența crește.

Cîmpul creat de emițător, descrește ca valoare pe măsură ce distanța crește, dar scăderea cîmpului este mai mare pentru semnalele emise în benzile IV și V decît în banda III sau II tocmai datorită faptului că o parte din energie este absorbită de sol.

Astfel, la distanța de 20 km, atenuarea este de 100 dB pentru frecvența de 200 MHz în timp ce pentru frecvența de 800 MHz atenuarea este de 112 dB, adică de cca. 4 ori mai mare.

Pentru undele decimetrice, atenuarea suplimentară în văi, în zonele păduroase, în zonele de umbră radioelectrică din orașe este mai mare decît pentru undele metrice. Tot așa, reflexia undelor decimetrice poate avea loc pe suprafețe mult mai mici iar difracția și re-

fracția undelor joacă un rol mai mare în domeniul UIF. Aspectele mai importante ale propagării undelor decimetrice vor fi analizate în cele ce urmează.

1.1. Propagarea directă

Energia radiată de antena de emisie se propagă în principal în mod direct pînă la antena de recepție, pe linia dreaptă (optică) care unește cele două antene. Undele decimetrice pot fi considerate din acest punct de vedere unde cvasioptice spre deosebire de undele kilometrice sau decametrice care se propagă mult dincolo de orizontul optic „văzut” din virful antenei de emisie.

„Cvasioptice” înseamnă totuși că undele decimetrice se abat puțin de la propagarea optică, propagîndu-se și peste orizontul optic. Optic se propagă numai undele centimetrice sau mai bine zis undele milimetrice.

Așa cum este cunoscut, domeniul de propagare directă este limitat de orizontul radioelectric; care se situează ceva mai departe decît orizontul optic. Distanța d_o la care două antene „se văd” se determină printr-o relație simplă care ține seamă de curbura pămîntului:

$$d_o = 3,57 (\sqrt{h_E} + \sqrt{h_R}), \quad (1.1)$$

în care:

h_E este înălțimea antenei de emisie, în m;
 h_R — înălțimea antenei de recepție, în m;
 d_o — distanța rezultantă, în km.

Dar distanța la care undele decimetrice se propagă bine este mai mare decît d_o cu 7—8%* datorită faptului că și undele decimetrice suferă în zona orizontului optic o difracție care are ca efect „curbarea” liniei de propagare. Încă un factor fizic contribuie la mărirea distanței de propagare peste orizontul optic: refracția troposferică care are ca efect tot curbarea liniei de propagare, astfel că în mod practic antenele „se văd” pînă

* în undele metrice d_E este cu 13—15% peste d_o .

la distanța d_E care definește cu aproximație orizontul radioelectric în domeniul undelor decimetrice:

$$d_E = 3,85 (\sqrt{h_E} + \sqrt{h_R}). \quad (1.2)$$

În detaliu, fenomenele de propagare pînă și peste orizontul optic, noțiunile de zonă de umbră, optică și radioelectrică au fost expuse într-o lucrare apărută în anul 1963 „Recepția emisiunilor de televiziune la mare distanță” (pag. 7—21) și vor fi reamintite în Cap. 1.4.

În figura 1.1 se ilustrează în mod simplificat distanțele d_o și d_E , unda directă, unda curbată și zona de umbră peste care în mod practic cîmpul electromagnetic al postului de emisie E este foarte mic și nu permite întotdeauna o recepție satisfăcătoare.

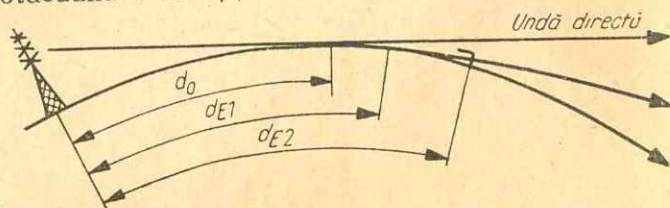


Fig. 1.1. Propagarea undelor electromagnetice:
 d_o — distanța pînă la orizontul optic, $h_R = 0$; d_{E1} — distanța pînă la orizontul radioelectric, $h_R = 0$; d_{E2} — distanța pînă la orizontul radioelectric, $h_R \geq 0$.

În figura 1.2 este dată sub formă de curbe, distanța d_E pînă la care se poate face în principiu recepția, distanță care se determină cu relația (1.2). Interesează însă în primul rînd care este intensitatea cîmpului electromagnetic, la o anumită distanță d de la emițător atunci cînd se cunoaște înălțimea antenei de emisie h_E , puterea emisă P_E și înălțimea antenei de recepție h_R . O relație relativ simplă permite calcularea valorii teoretice a intensității cîmpului:

$$E_o = 2,77 \sqrt{P_E} \cdot \frac{h_E h_R}{\lambda d^2}. \quad (1.3)$$

Din formula (1.3) se vede că intensitatea cîmpului este cu atît mai mare cu cît lungimea de undă λ este

mai mică. În relația de mai sus, puterea P_E este exprimată în kW, înălțimile h_E și h_R în m, distanța d în km iar λ în m; intensitatea cîmpului rezultă în mV/m.

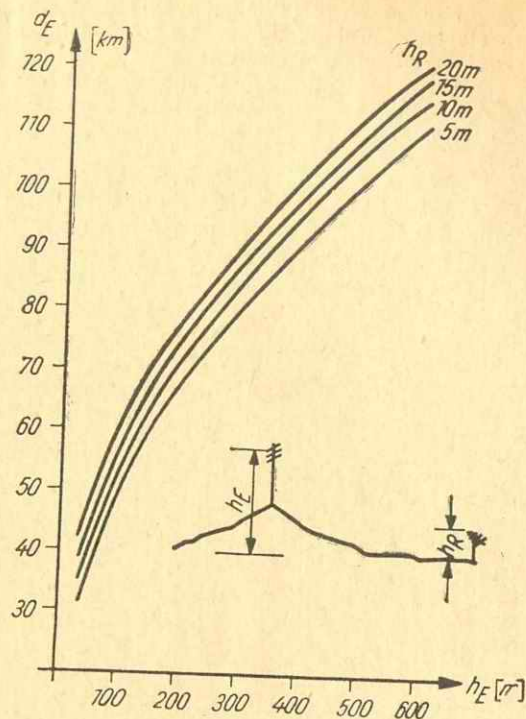


Fig. 1.2. Distanța pînă la orizontul radioelectric (d_E) în funcție de înălțimea antenei de emisie (h_E) și de înălțimea antenei de recepție (h_R).

Se va calcula intensitatea cîmpului la distanța de 50 km, puterea emițătorului fiind de 200 kW la frecvența de 600 MHz, antena de emisie este plasată la înălțimea de 150 m iar antena de recepție la 10 m:

$$E_o = 2,77 \sqrt{200} \cdot \frac{150 \cdot 10}{0,5 \cdot 2500} = 4,2 \text{ mV/m.}$$

Se reține valoarea teoretică a intensității cîmpului la distanța de 50 km: 4,2 mV/m.

Această intensitate a cîmpului s-ar obține într-un spațiu liber adică în absența suprafeței pămîntului care absoarbe o mare parte din energia de înaltă frecvență radiată de antena de emisie.

Măsurările efectuate arată într-adevăr că intensitatea cîmpului este mult mai mică și anume în cazul considerat este de 1 mV/m.

De altfel cercetările din ultimii ani au condus la concluzia că atenuarea cîmpului datorită absorbției în sol este mult mai importantă decît efectul curburii pămîntului mai ales la distanțe de 40—60 km de emițător.

În figura 1.3 se prezintă reducerea intensității cîmpului (atenuarea în dB) în funcție de frecvență și de distanța dintre emițător și receptor (d_{E-R}).

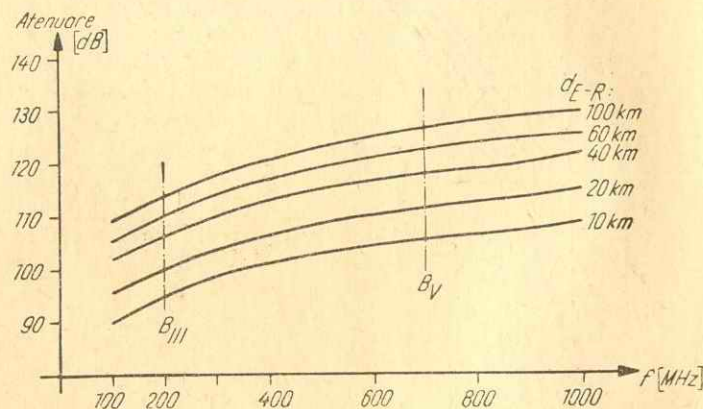


Fig. 1.3. Atenuarea cîmpului electromagnetic funcție de frecvență și de distanța dintre emițător și receptor (d_{E-R}).

Se observă că în banda V la frecvența de 600—800 MHz atenuarea este cu 10—12 dB (de 3—4 ori) mai mare decît în banda III-a (frecvența de 200 MHz).

În afară de aceasta, în zonele orășenești datorită construcțiilor, microreflexiilor, atenuării în bucle multiple de scurtcircuit sau absorbție, apare o atenuare suplimentară, numită atenuarea locală, de cca. 4—5 dB (1,6—1,8 ori).

Tot așa, în zonele păduroase datorită unor fenomene de ionizare locală atenuarea semnalelor este mai mare decît în zona de cîmpie.

Deci, atenuarea datorită absorbției în sol, atenuarea locală în zona orașelor și atenuarea din zonele păduroase explică diferența dintre valoarea teoretică a cîmpului și valoarea măsurată care este de fapt valoarea utilă a cîmpului.

Pentru a compensa atenuările mai mari în domeniul UIF, posturile de emisie lucrează cu puteri mai mari de 3—4 ori decît în FIF.

1.2. Influența reliefului asupra propagării undelor decimetrice

În zonele de relief accidentat, coline sau văi, dealuri și defilee intensitatea cîmpului suferă variații foarte mari, uneori greu de explicat teoretic.

Datorită reliefului, undele decimetrice sînt supuse mai accentuat fenomenelor de „umbră” și de reflexie decît undele metrice care asigură un cîmp mai constant, mai omogen și mai apropiat de valorile de calcul.

Din acest punct de vedere, „acoperirea” cu un cîmp satisfăcător în zonele muntoase pune probleme deosebit de dificile, determinarea intensității cîmpului util putîndu-se face numai prin măsurări.

● **Atenuarea în văi.** Fenomenul de umbră radioelectrică este deosebit de important în depresiuni sau defilee înguste situate perpendicular față de direcția emițătorului.

Atenuarea semnalului în văi poate atinge valori de 15—30 dB (6—30 ori) față de valoarea intensității cîmpului la nivelul dealurilor. În figura 1.4 se dau aceste atenuări în funcție de adîncimea h a văii, pentru diferite frecvențe de lucru.

Se vede din această diagramă că într-o vale adîncă de 100 m, cîmpul este atenuat cu cca. 10 dB la frecvența de 20 MHz, cu 24 dB la $f=300$ MHz și 30—36 dB la frecvențele de lucru din domeniul UIF.

Atenuarea în „dosul” dealurilor este de asemenea importantă, chiar dacă după deal se întinde o zonă netedă de câmpie. Se dau în figura 1.5 rezultatele măsurărilor făcute în jurul Londrei, la frecvența de 630 MHz.

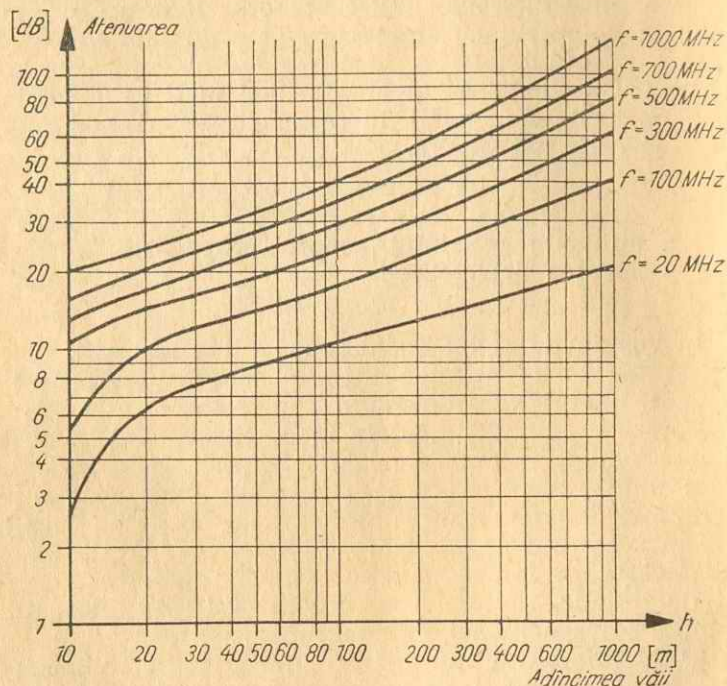


Fig. 1.4. Atenuarea cîmpului electromagnetic în văi, la diferite frecvențe de lucru.

Cîștigul antenei cu care s-a măsurat intensitatea cîmpului a fost de 4,5 (13 dB), iar emițătorul avea o putere de 125 kW, antena fiind situată la înălțimea de 50 m.

Profilul terenului este arătat pînă la distanța de 100 km de la emițător: pînă la distanța de 40 km, cîmpia prezintă diferențe de nivel mai mici de 20–30 m iar la 50–70 km de emițător sînt cîteva dealuri a căror

altitudine nu depășește 120 m, după care se întinde din nou cîmpia.

Tensiunea măsurată la bornele antenei este cuprinsă după cum se vede din figură între 70 μ V și 10 mV, iar tensiunea medie indusă în antenă (linia punctată) este

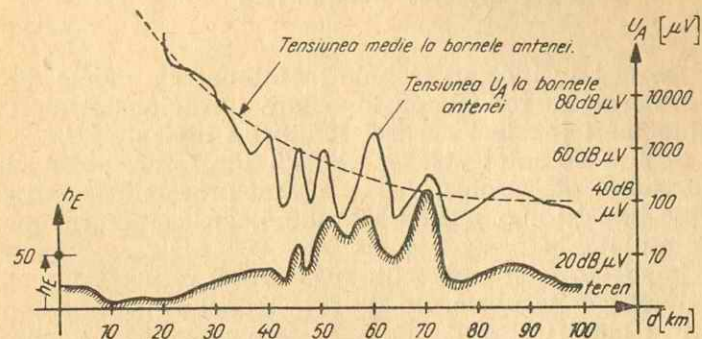


Fig. 1.5. Cîmpul electromagnetic (tensiunea U_A indusă într-o antenă tip, în funcție de distanța de la emițător (d) și profilul terenului, la frecvența de 630 MHz.

10 mV la 30 km distanță, cam 1 mV la 40–50 km și de cca. 100–200 μ V la 70–100 km distanță.

● **Umbra radioelectrică.** În dosul dealurilor cîmpul scade brusc cu 10–15 dB iar apoi crește pe versantul care stă cu fața spre emițător. Se vede din figura 1.5 că la 50 km distanță, pentru o scădere de altitudine de numai 25 m, cîmpul scade la 10% (100 μ V) față de intensitatea cîmpului din zona de propagare liberă (cca. 1 000 μ V). Explicația este că din depresiune antena de recepție nu „vede” antena de emisie în linie dreaptă. Aici este un caz tipic în care prin instalarea unei antene înalte de 25–30 m se obține mărirea tensiunii induse de 10 ori.

Exemplele practice date, au ilustrat cît de importantă este prospectarea prin măsurări a zonelor de recepție optimă în care se pot în cazuri dificile instala microtranslatoare de putere mică (1–5 W) care să asi-

gure pe o suprafață de zeci de kilometri pătrați un câmp suficient pentru o recepție bună a emisiunilor de TV.

1.3. Reflexia undelor decimetrice

De la bun început trebuie menționat că undele decimetrice nu se reflectă în ionosferă întrucât pentru frecvențe mari (peste 70 MHz) straturile ionizate* D , E , F_1 și F_2 sînt complet „transparente”. Ionizarea straturilor superioare ale stratosferei este mult prea mică pentru a putea constitui o „oglină” radioelectrică pentru energia radiată la frecvențe de 400—800 MHz.

Importantă și neplăcută este însă reflexia undelor decimetrice pe obstacole (stînci și dealuri), pe acoperișuri și clădiri și chiar pe suprafețe metalice de suprafață mică (de ordinul decimetrilor pătrați).

Dacă o undă electromagnetică întâlnește un obstacol oarecare, o parte din energia undei este absorbită de obstacol (mai mult sau mai puțin, în funcție de conductibilitatea obstacolului), iar o parte din energia undei este reflectată de suprafața obstacolului.

După legile optice, unghiul de incidență al undei și unghiul de reflexie sînt egale, astfel că unda își schimbă direcția și sensul.

La o antenă de recepție, în afară de undele directe sosite de la emițător în linie dreaptă, ajung extrem de des unde reflectate, care de regulă au parcurs un drum mai lung de la emițător pînă la antenă și ca urmare se prezintă defazate cu o oarecare întârziere față de unda directă.

Undele reflectate induc în antena de recepție, ca și undele directe o tensiune; tensiunea aceasta poate să se adune sau să se scadă din tensiunea indusă de unda

* Straturile ionizate menționate se datorează radiației cosmice și constituie pentru undele electromagnetice cu frecvența pînă la 55—60 MHz suprafețe reflectante care ajută la propagarea undelor, în mod special stratul E situat la înălțimea de 100—120 km.

directă, aceasta depinzînd de raportul de fază al celor două unde.

În cazuri extreme, dar nu rare, dacă amplitudinile celor două unde sînt egale, dar faza diferă cu 180° poate apărea chiar anularea tensiunii induse în antenă.

Efectul reflexiilor în propagarea undelor decimetrice este extrem de dăunător în majoritatea cazurilor, iar reflexia ca fenomen fizic se produce mult mai des și mai ușor în domeniul UIF decît în FIF. Din fericire, în UIF, efectul reflexiilor este de cele mai multe ori mai puțin supărător decît în banda I, deoarece atenuarea foarte mare a cablurilor la frecvențele de 400—800 MHz, atenuază foarte puternic și undele reflectate.

Efectul reflexiilor iese în evidență însă atunci cînd la locul de recepție frontul de unde reflectate ajung nu numai cu o diferență de fază ci și cu o diferență de timp datorită drumului mai lung parcurs de unde.

Pe imagine, efectul reflexiei se materializează prin apariția cu întârziere sau cu o oarecare decalare a imaginii reflectate pe lîngă imaginea de bază produsă de undele recepționate direct. Este ceea ce dă efectul de „plastic” (atunci cînd întârzierea este mai mică) și efectul de dublură a imaginii (atunci cînd frontul de unde reflectate sosește cu întârziere mai mare). Reflexia poate produce triplarea imaginii sau chiar imagine multiplă atunci cînd la antenă sosesc unde reflectate de pe 3, 4 sau mai multe suprafețe.

Se poate stabili ușor care unde reflectate produc un efect de plastic sau de mînjire datorită decalării cu numai 1—2 mm spre dreapta a imaginii (partea dreaptă privind spre televizor). Calculul se face ușor pornind de la unele date elementare privind modul de transmitere a imaginii:

— viteza undelor electromagnetice în spațiu este de 300 000 km/s, adică 300 m/ μ s;

— durata parcurgerii unei linii de către fasciculul focalizat al tunului electronic din cinescop este de cca. 50 μ s;

— dimensiunea orizontală a imaginii la un cinescop cu diagonala de 59 cm/ 110° este de cca. 485 mm, dar

știind că imaginea este ceva mai mare decât partea utilă-văzută a cinescopului, înseamnă că lungimea unei linii este de cca. 500 mm.

Rezultă că în timpul de 1 μ s, fasciculul electronic parcurge cca. 10 mm la cinescopul de 59 cm, cca. 8 mm la cinescopul de 47 cm și cca. 5 mm la un cinescop cu diagonala de 31 cm.

Cu datele de mai sus se poate determina efectul reflexiei în câteva cazuri tipice.

● **Imagine plastică.** Un semnal reflectat parcurge o distanță de 60 m în plus față de semnalul direct. Înseamnă că semnalul reflectat sosește cu o întârziere de 0,2 μ s față de semnalul recepționat direct. Pe ecranul televizorului imaginea datorată undei reflectate este deplasată cu cca. 2 mm la dreapta imaginii de bază. Efectul imaginii reflectate este dependent de felul în care a fost acordat televizorul (acordul fin, respectiv poziția purtătoarei de imagine pe flancul lui Nyquist) putând da o nuanță de „plastic” care creează impresia de relief a imaginii sau un caracter mai șters al imaginii în care liniile verticale sînt minjite.

În general, reflexiile de pe obstacole situate în apropiere, cazuri în care unda reflectată parcurge o distanță de 30—80 m în plus față de unda directă produc un efect de plastic sau imagine în relief.

● **Imagine dublată.** Cînd unda reflectată parcurge un drum de 300—400 m, imaginea datorită undei reflectate apare la o distanță de 10—12 mm sub forma unei dubluri a imaginii. Aproape întotdeauna imaginea „reflectată” este mai slabă decât imaginea „directă”, dar înrăutățirea generală a imaginii este insuportabilă, mai ales la citirea subtitlurilor. Uneori însă unda reflectată este mai puternică decât unda directă (cazurile cînd antena se află plasată în zona de umbră a unui bloc iar unda reflectată parcurge un spațiu liber), respectiv imaginea reflectată prezintă un contrast mai bun. Bineînțeles că și în acest caz imaginea obținută pe ecranul televizorului este greu de urmărit.

● **Imagine multiplă.** Un semnal reflectat care parcurge 900—1 200 m în plus (o diferență de timp de 3—

4 μ s), apare o dublură de imagine la 3—4 cm. Dacă însă la antenă sosesc mai multe unde reflectate, cu întârzieri diferite pe ecran vor apărea 3, 4 sau 5 conture ale imaginii ceea ce face recepția imposibilă. Reflexia multiplă are loc de obicei ca în figura 1.6.

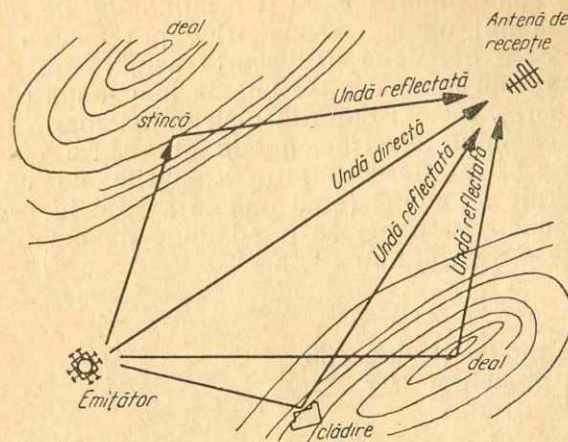


Fig. 1.6. Reflexia multiplă între emițător și antena de recepție.

Dependent de faza semnalului reflectat, reflexia poate fi negativă sau pozitivă, iar imaginea datorată semnalului reflectat poate apărea în stînga sau în dreapta imaginii normale. Reflexia negativă apare atunci cînd unda reflectată parcurge o distanță doar cu 20—30 cm mai mare decât unda directă. Distanța de 20—30 cm, este comparabilă cu lungimea de undă corespunzătoare frecvenței de 500—600 MHz (0,6—0,5 m) astfel că trenul de unde reflectate sosește la antenă cu o diferență de fază de 100—150°; în această situație în antenă se induce o tensiune redusă ca amplitudine și defazată în urmă față de tensiunea indusă în antenă de unda directă.

Defazajul între trenul de unde reflectate și cele directe au însă un efect negativ asupra nivelului cîmpului în locul de recepție. Se ajunge uneori ca pe o dis-

tanță de numai câțiva metri să se măsoare diferențe de câmp de ordinul a 10 dB (3 ori).

Din această cauză alegerea locului optim pentru antena de recepție trebuie să se facă prin încercări deplasând încet antena înainte, înapoi și lateral până la obținerea contrastului maxim și a minimumului de reflexii.

În domeniul undelor decimetrice pot apărea și situații în care o antenă mai scurtă asigură un semnal recepționat mai mare decât o antenă mai lungă (de câștig mai mare), tocmai datorită distribuției foarte neuniforme a câmpului electromagnetic din cauza efectelor de reflexie și interferență între trenurile de unde a căror energie se adună (când undele sosesc în fază) se scad sau chiar se anulează (când undele de amplitudine egală sosesc defazate cu 180°).

1.4. Refracția și difracția în domeniul UIF

● **Refracția** — fenomen cunoscut din fizică — are loc în atmosferă din cauza neomogenității acesteia. Densitatea aerului scade (pe măsură ce crește înălțimea) după o lege exponențială. Presiunea atmosferică scade, ca și temperatura. Acești parametri fizici ai atmosferei determină valoarea indicelui de refracție n al aerului, care la nivelul solului este de 1,00034 și are un gradient de scădere de $4 \cdot 10^{-5}/\text{km}$. Modificarea indicelui de refracție este legată de starea atmosferei ceea ce face ca și propagarea undelor să depindă de condițiile atmosferice.

Variația indicelui de refracție în troposferă (înălțimi până la 10—12 km) este cea care „fringe” puțin câte puțin traiectoria rectilinie a trenurilor de unde, făcând posibilă propagarea undelor decimetrice pe traiectorii curbilinii.

În figura 1.7 se arată în mod simplificat dar sugestiv refracția unei unde și traiectoria curbilinie rezultantă în comparație cu traiectoria teoretică pe care s-ar propaga unda în spațiul vid.

Prin refracție, undele metrice se propagă dincolo de orizontul geometric sau optic până la așa zisul orizont radioelectric situat cu 13—15% mai departe. Dacă în undele decimetrice și metrice refracția contribuie esențial la propagarea peste limitele orizontului optic, în

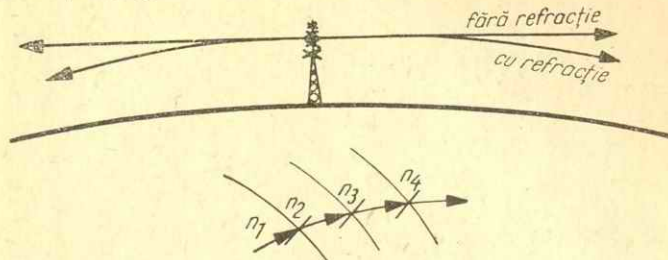


Fig. 1.7. Refracția undelor electromagnetice și curbarea traiectoriei undelor datorită refracției.

undele decimetrice efectul refracției este foarte redus, astfel că distanța de propagare peste orizontul optic este de numai câțiva kilometri.

În anumite condiții atmosferice, ca de exemplu la scăderea bruscă a presiunii, indicele de refracție crește cu înălțimea (în loc să scadă); în această situație refracția este negativă astfel că traiectoria undelor se curbează în sensul îndepărtării de pământ. Evident că refracția negativă reduce intensitatea câmpului, înrăutățind recepția în zona de dincolo de orizontul optic.

● **Difracția** undelor decimetrice are loc atunci când un front de unde întâlnește un obstacol (de ex. un munte) sub un anumit unghi de incidență. Creasta mun-

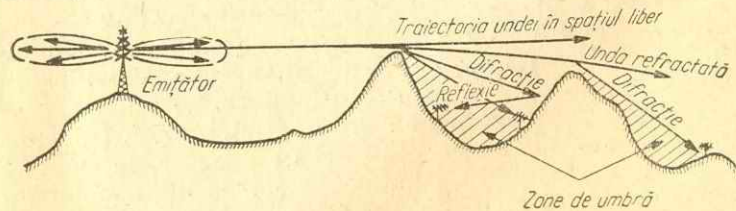


Fig. 1.8. Difracția undelor electromagnetice în zonele muntoase.

telui devine în acest caz sursa unui nou front de unde astfel că dincolo de obstacolul natural, unde în mod normal ar trebui să fie zonă de umbră radioelectrică, apare un câmp electromagnetic foarte intens de unde care au suferit o difracție, așa cum se arată în figura 1.8. În domeniul undelor decimetrice difracția este însă mult mai redusă decât în undele metrice.

Difracția explică totuși prezența unui câmp destul de puternic dincolo de lanțuri de munți deci dincolo de zona vizibilității directe și dincolo de limita orizontului radioelectric, chiar la distanțe de zeci de kilometri.

1.5. Difuzia troposferică

Sînt extrem de frecvente cazurile în care pe suprafețe netede, în cimpii, are loc propagarea undelor pînă la distanțe mult mai mari decât orizontul radioelectric. Se pot măsura intensități de câmp de 30—50 $\mu\text{V/m}$ la distanțe de 150—180 km de emițător cu toate că după calcule la această distanță câmpul ar trebui să fie imperceptibil. Propagarea la distanțe atît de mari se explică prin difuzia din aproape în aproape a energiei în troposferă.

Refracția și difracția joacă un rol mai redus în domeniul undelor decimetrice, în schimb difuzia troposferică este mult mai pronunțată în undele decimetrice datorită frecvenței mari de lucru.

Difuzia undelor în troposferă se datorește neomogenităților globulare care sînt generate de mișcarea turbulentă a maselor de aer. Mișcările turbulente ale aerului, creează zone cu stări fizice (temperatură, umiditate, presiune) foarte diferite. În aceste „globule” în care aerul suferă deplasări turbionare, viteza de propagare se modifică în mod diferențial. Astfel, traiectoriile sînt supuse unor modificări de direcție, iar undele se împrăstie și energia lor se dispersează în medii cu constante dielectrice diferite. Dispersia energiei induce curenți în neomogenitățile mediului, care, la rîndul lor, radiază ca dipoli elementari.

Globulele de aer (diametrul lor este cuprins între 50 și 300 m) își modifică în permanență forma, densitatea și volumul și se găsesc într-o stare de permanență fluctuată. Undele care străbat globulele pierd o parte din energia lor prin dispersie; tocmai această energie se propagă spre pămînt creînd la suprafața lui așa numitul câmp de difuzie troposferică. Distanța la care se propagă undele difuzate de neomogenitățile globulare depinde de înălțimea la care se află situată globula și de frecvența semnalului. Este ușor de calculat că o globulă la înălțimea de 2 km are orizontul optic la 100—120 km distanță.

Experimental s-a stabilit că intensitatea câmpului de difuzie troposferică scade invers proporțional cu puterea 1,5 a distanței de la emițător, dar acest câmp mai prezintă intensități de ordinul a 60 $\mu\text{V/m}$ la distanțe de 100—120 km.

Desigur că o intensitate de câmp de 60 $\mu\text{V/m}$ nu mai permite o recepție normală; cu o antenă dipol, la frecvența de 50 MHz se obține o tensiune de cca. 10 μV , ceea ce nu asigură decât un raport semnal/zgomot de 2:1 (6 dB). Utilizînd o antenă Yagi cu 25 elemente (cîștig 6 ori sau 16 dB), tensiunea la bornele antenei va fi de cca. 60 μV ceea ce asigură un raport semnal/zgomot de 12:1 (22 dB) la care imaginea începe să fie satisfăcătoare.

*
* *
*

„Comitetul consultativ Internațional de radiodifuziune” (CCIR) a întocmit pe baza unor cercetări și măsurări îndelungate o serie de curbe tipice privind intensitatea câmpului electric în domeniul UIF, în funcție de distanța de la emițător și înălțimea antenei de emisie.

Curbele tipice CCIR țin seama de toate fenomenele și condițiile de propagare caracteristice undelor decimetrice ca: absorbția solului, difracția și difuzia undelor, curbura pămîntului, etc. Se poate considera că aceste curbe au o mare valoare practică deoarece au

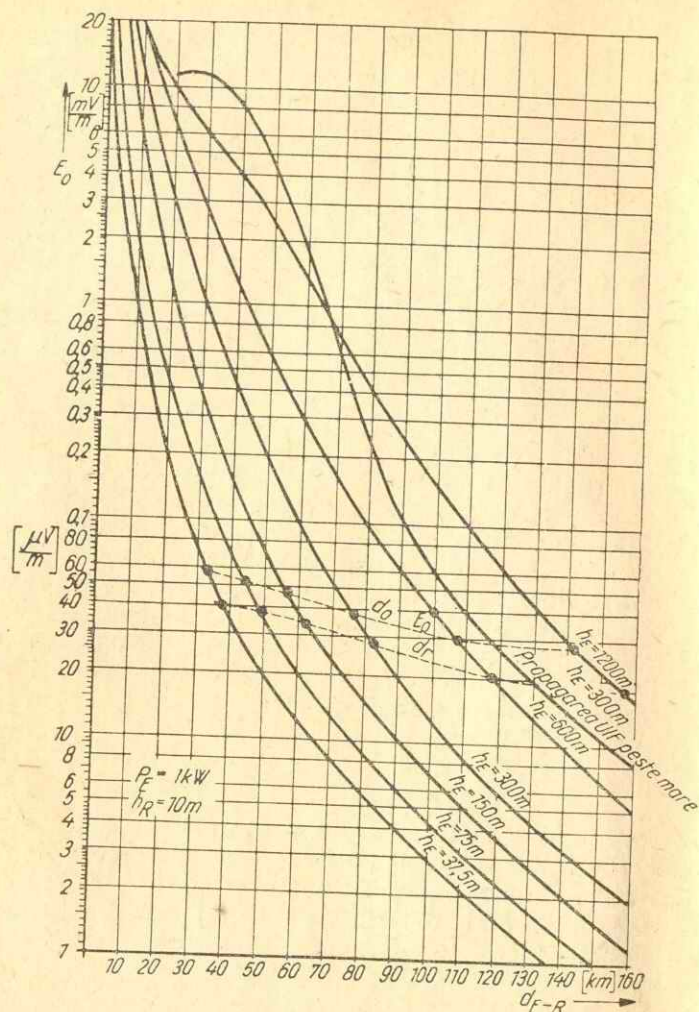


Fig. 1.9. Curbele CCIR de propagare în domeniul undelor decimetrice (UIF). Intensitatea câmpului E a unui emițător standard cu puterea de 1 kW, este dată în funcție de distanța și înălțimea antenei de emisie.

fost întocmite experimental de către specialiștii mai multor țări.

În figura 1.9. se prezintă curbele tipice CCIR: intensitatea câmpului electric E_0 creat de un emițător cu puterea radiată de 1 kW, în condiții de polarizare orizontală, este dată în funcție de distanța de la emițător d_{E-R} și de înălțimea h_E a antenei de emisie, pentru o antenă de recepție situată la h_R de 10 m. Înălțimea antenei de emisie se consideră ca fiind înălțimea față de altitudinea medie din zona emițătorului pe o distanță de 3—15 km de emițător.

Pentru a determina câmpul E al unui emițător a cărui putere este cunoscută, se înmulțește valoarea câmpului E_0 citită din curbele CCIR, cu radicalul puterii radiate P_E :

$$E = E_0 \sqrt{P_E}.$$

Spre exemplu, pentru un post cu $P_E = 1$ kW, situat la distanța de 100 km, cu o antenă avînd $h_E = 600$ m, se citește $E_0 = 40 \mu\text{V/m}$. Dacă emițătorul în cauză are puterea de 100 kW, câmpul E_0 se va multiplica cu $\sqrt{100} = 10$; prin urmare câmpul emițătorului de 100 kW la distanța de 100 km va fi de cca. $400 \mu\text{V/m}$. Dacă emițătorul ar radia din antenă 500 kW, câmpul electric la distanța de 100 km ar fi:

$$E = E_0 \sqrt{500} = 40 \cdot 22,4 = 900 \mu\text{V/m}.$$

Pe figura 1.9. s-au trasat punctat și curbele d_0 și d_r , care reprezintă orizontul optic și orizontul radioelectric de propagare.

Este interesant de relevat că pe mare, propagarea este mult mai bună decît pe uscat lipsind absorbția solului. Aceasta se evidențiază prin curba $h_E = 300$ m, propagarea peste „mare”. Comparînd câmpul unui emițător cu $P_E = 1$ kW și $h_E = 300$ m (pe uscat) cu câmpul aceluiași emițător peste mare, se vede că pe mare la distanța de 30—60 km, se obține un câmp de 10—20 ori mai puternic pe mare decît pe uscat (!!!), iar la distanțe de 80—150 km, câmpul este de cel puțin 5 ori mai mare decît pe uscat.

Antene pentru recepția undelor decimetrice

Antena de recepție este cel mai bun amplificator selectiv din câte se pot realiza azi. În condiții de cîmp slab, nici un tip de amplificator nu poate egala performanțele unei antene, care de la bun început oferă o amplificare mare, zgomot propriu foarte redus, în condiții excepționale de stabilitate electrică, asigurînd în același timp selectarea gamei de frecvențe dorite și o selectivitate spațială excelentă.

Într-o lucrare anterioară [1] s-au tratat în amănunt multe aspecte privind antenele de recepție pentru FIF (benzile I, II și III). Cele expuse acolo sînt valabile și pentru antenele de UIF (benzile IV și V).

În cele ce urmează se vor prezenta unele lucruri în alt fel în scopul de a reîmprospăta și completa cunoștințele dobîndite.

2.1. Noțiuni privind antenele de recepție

În recepția undelor decimetrice se utilizează preponderent antene cu dipol și mai multe elemente pasive, numite antene de tip Yagi. Dar mai există o sumedenie de antene ca formă, la prima vedere diferite de antenele clasice dar care se reduc în ultimă analiză tot la antene de tip Yagi sau „canal de unde”.

Dipolul reprezintă un circuit oscilant acordat, deschis, la bornele căruia se culege tensiunea indusă de către cîmpul electromagnetic.

Lungimea fizică a dipolului este proporțională cu lungimea de undă λ pentru care se construiește antena.

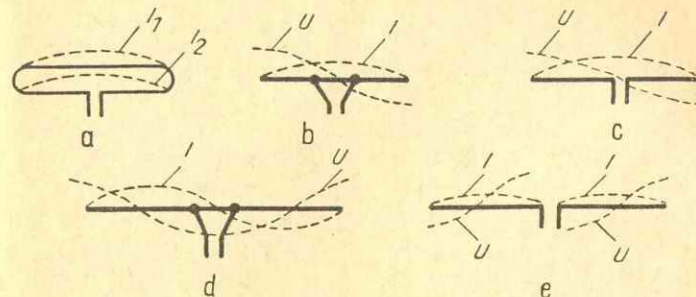


Fig. 2.1. Dipoli:

a — buclat în $\lambda/2$; b — liniar în $\lambda/2$ neseccionat; c — liniar în $\lambda/2$;
d — liniar în λ neseccionat; e — liniar în λ .

Este cunoscut faptul că dipolii pot fi închiși (de tip buclă) sau deschiși (de tip liniar), de asemenea este cunoscut că dipolii pot fi de tipul în $\lambda/2$ (semiundă) sau în λ . Dipolii în $\lambda/2$ au lungimea fizică foarte apropiată de jumătatea lungimii de undă, iar dipolii în λ au lungimea apropiată de lungimea de undă a postului recepționat.

Trebuie de la început scos în evidență faptul că în domeniul undelor decimetrice unde lungimea de undă este cuprinsă între 0,64 m (470 MHz) și 0,37 m (790 MHz) dipolii sînt de dimensiuni mult mai mici decît în undele metrice (corespunzătoare primelor 12 canale de TV) și anume:

dipolul în $\lambda/2$ are $l=300 \text{ mm} \dots 170 \text{ mm}$;

dipolul în λ are $l=600 \text{ mm} \dots 350 \text{ mm}$,

față de cei 2,5—2,6 m lungime cît trebuie să aibă un dipol pentru banda I-a de televiziune.

* λ , literă greacă (lambda).

Unul din avantajele undelor decimetrice rezidă în aceea că având elemente de dimensiuni reduse, se pot construi antene cu foarte multe elemente pasive, antene de câștig mare și cu directivitate pronunțată, mult mai ușor și mai ieftin decât pentru undele metrice (categoriile 1—12).

Antenele cu câștig mare sînt însă și o necesitate obiectivă în domeniul UIF pentru a compensa dezavantajele create de o propagare mai dificilă.

2.1.1. Parametrii antenelor de recepție

Principalii parametri care caracterizează antenele de recepție sînt: suprafața efectivă de absorbție; tensiunea utilă la borne; câștigul în tensiune; directivitatea; impedanța; banda de trecere; polarizarea.

Acești parametri vor fi explicați pe scurt în cele ce urmează.

● **Suprafața efectivă de absorbție.** Din energia radiată în spațiu de un emițător, o antenă poate capta cu atît mai multă energie cu cît suprafața ei de absorbție este mai mare. Suprafața de absorbție a unei antene depinde de dimensiunile fizice ale antenei, și re-

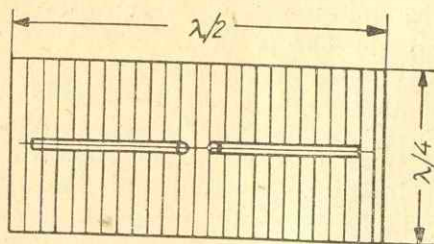


Fig. 2.2. Suprafața efectivă de absorbție a unui dipol în $\lambda/2$.

prezintă suprafața din care antena absoarbe în mod eficace energie.

Pentru un dipol în $\lambda/2$, așa cum se arată în figura 2.2, suprafața efectivă de absorbție este în primă

aproximație un dreptunghi, avînd latura mare de $\lambda/2$ iar latura mică $\lambda/4$, deci:

$$\lambda/2 \cdot \lambda/4 = \lambda^2/8.$$

Mai exact, valoarea suprafeței de absorbție este:

$$A_{e1} = 1,64 \frac{\lambda^2}{4\pi} = 0,131 \lambda^2, \text{ pentru dipolul în } \lambda/2;$$

$$A_{e2} = 2,4 \frac{\lambda^2}{4\pi} = 0,191 \lambda^2 \text{ pentru dipolul în } \lambda.$$

Este interesant de relevat că 1,64 reprezintă în relația A_{e1} câștigul în tensiune al dipolului în $\lambda/2$ față de antena izotropă ideală, care reprezintă un punct care radiază energie. Tot așa 2,4 din relația A_{e2} este câștigul dipolului în λ față de antena punctiformă.

Raportul dintre 2,4 și 1,64 reprezintă câștigul dipolului în λ față de cel în $\lambda/2$ (1,46 ori sau cca. 3 dB).

Cu alte cuvinte, suprafața de absorbție este aceea suprafață prin care o undă plană poate transporta cantitatea de energie pe care o poate absorbi o antenă adaptată.

● **Tensiunea indusă în antenă.** Întrucît suprafața eficace de absorbție crește proporțional cu lungimea de undă, respectiv scade odată cu creșterea frecvenței, tensiunea indusă în antenele de unde decimetrice este mult mai mică decât în antenele de unde metrice. Între banda I, III și UIF raportul de tensiuni induse este de aproximativ de 12 : 4 : 1.

Tensiunea indusă într-un dipol așezat într-un cîmp E este proporțională cu lungimea eficace sau electrică l_E a dipolului:

$$U_{A0} = E \cdot l_E.$$

Lungimea electrică a dipolului este legată de lungimea fizică a dipolului ($\lambda/2$ sau λ) prin factorul de transformare $2/\pi$:

$$l_E = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot K = 0,3 \lambda \text{ pentru dipolul } \lambda/2$$

și

$$l_E = \frac{2}{\pi} \cdot \lambda \cdot K = 0,6 \lambda \text{ pentru dipolul } \lambda.$$

În relațiile de mai sus K este factorul de scurtare a lungimii fizice a dipolului față de lungimea de undă λ , factor care depinde de grosimea dipolului și este cuprins între 0,87 și 0,98 (vezi lit. 1 p. 32—35).

Prin urmare, în dipolul $\lambda/2$ se induce o tensiune:

$$U_{A0} = 0,3 \lambda E, \text{ în care:}$$

λ se exprimă în m, E în $\mu\text{V/m}$ și U_{A0} în μV .

În gol, la bornele dipolului se obține o tensiune proporțională cu intensitatea cîmpului magnetic și cu lungimea de undă.

În sarcină, deci atunci cînd la bornele dipolului se conectează o sarcină adaptată (cablul de coborîre), tensiunea utilă la bornele antenei scade la jumătate din tensiunea de mers în gol:

$$U_A = 0,15 \lambda E \text{ pentru dipolul } \lambda/2.$$

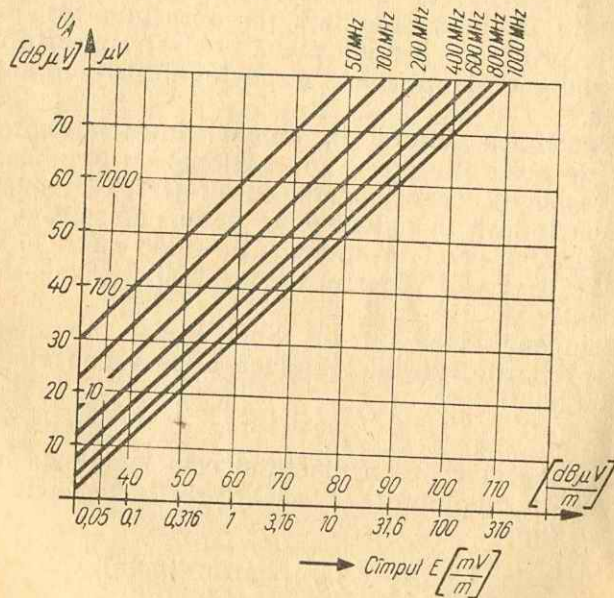


Fig. 2.3. Tensiunea U_A la bornele unui dipol liniar în $\lambda/2$ (în sarcină) în funcție de intensitatea cîmpului electromagnetic E și de frecvența de lucru.

În diagrama din figura 2.3 se indică tensiunea U_A la bornele unui dipol în $\lambda/2$ cu impedanța de 75Ω , în funcție de cîmpul E în care este plasat dipolul. În această diagramă tensiunea la bornele dipolului este exprimată în decibeli microvolți (dB μV), iar cîmpul E în mV/m, pentru diferite frecvențe de lucru (50, 100, 200, 400, 600, 800 MHz). Sub diagramă se dă transformarea din (dB μV) în mV.

Dacă la bornele dipolului sarcina conectată nu este adaptată, adică dacă de exemplu la impedanța de 300Ω a dipolului închis nu se conectează un cablu, cu impedanța caracteristică de 300Ω ci un alt cablu, tensiunea utilă U_A va scădea la sub jumătate din tensiunea U_{A0} , cu atît mai mult cu cît neadaptarea impedanțelor este mai mare.

La o antenă în $\lambda/2$ conținînd în afară de dipolul activ (vibrator) și elemente pasive, tensiunea utilă va fi mai mare de g_u ori, g_u reprezentînd cîștigul în tensiune sau amplificarea antenei. Valoarea tensiunii depinde bineînțeles de impedanța antenei (75Ω sau 300Ω):

$$U_{A(75 \Omega)} = 0,15 \cdot \lambda \cdot E \cdot g_u;$$

$$U_{A(300 \Omega)} = 0,30 \lambda \cdot E \cdot g_u.$$

În această relație, g_u se exprimă în valori de raport (și nu în dB).

Deoarece impedanța teoretică Z a unui dipol buclat este de 4 ori mai mare decît a unui dipol liniar, pentru același cîmp E , la dipolul buclat se va obține o tensiune de două ori mai mare la borne.

Bineînțeles că puterea disponibilă la bornele antenei este aceeași:

$$P_{(75 \Omega)} = P_{(300 \Omega)};$$

$$P = \frac{U^2}{Z}; U = \sqrt{P \cdot Z}, \text{ deci } \frac{U_{(300 \Omega)}}{U_{(75 \Omega)}} = 2.$$

Se atrage atenția că deși tensiunea este dublă la bornele unei antene cu impedanța de 300Ω , raportul semnal/zgomot rămîne același deoarece dipolul închis prezintă și o tensiune de zgomot de două ori mai mare

decît dipolul liniar de 75 Ω . Prin urmare, nu există nici o deosebire calitativă între dipolul închis și cel liniar.

● **Cîștigul antenei** este așa cum s-a arătat anterior o mărime relativă fiind raportul dintre tensiunea la bornele unei antene și tensiunea la bornele unui dipol în $\lambda/2$, ambele fiind situate în aceleași condiții de cîmp și adaptate la sarcină. Dipolul în $\lambda/2$ ca antenă de referință se consideră că are cîștig unitar și este utilizat ca etalon sau element de referință și bază de calcul al cîștigului. Cîștigul antenelor se exprimă fie în valori de raport (n ori față de dipolul $\lambda/2$), fie în decibeli față de nivelul de 0 dB al dipolului în $\lambda/2$.

$$g_u = 20 \lg \frac{U_A}{U_0}.$$

În tabelul 2.1 se indică transformarea valorilor de raport în valori logaritmice (în decibeli).

Tabelul 2.1

Transformarea valorilor de raport în dB

Raport	dB	Raport	dB	Raport	dB	Raport	dB
1	0	2	6	4	12	7,95	18
1,12	1	2,24	7	4,46	13	8,91	19
1,26	2	2,51	8	5	14	10	20
1,41	3	2,82	9	5,62	15	11,2	21
1,58	4	3,16	10	6,31	16	12,6	22
1,78	5	3,55	11	7,08	17		

Datorită lungimii mici a elementelor și deci și a distanței între acestea, în domeniul undelor decimetrice se pot construi antene cu cîștig foarte mare (vezi tabelul 2.2.).

Astfel, o antenă de UIF cu 20 elemente avînd o lungime de $3,4 \lambda$ asigură un cîștig de 4,5 ori (13 dB) iar o antenă cu 34 elemente avînd $l=7\lambda$ are $g_u=16,5$ dB (6,7 ori față de dipolul în $\lambda/2$).

O antenă foarte mare, cu 50—60 elemente avînd o lungime de 8—9 λ asigură un cîștig de 17—17,5 dB (7,5 ori).

Tabelul 2.2

Principalii parametri ai unor antene de UIF

Tipul antenei	Nr. de elemente	Cîștigul, dB	Unghiul de directivitate pe orizontală α_0°	Unghiul de directivitate pe verticală α_1°	Raport față/spate F/S dB	Lungimea, m sau λ	Producător
1	2	3	4	5	6	7	8
Yagi	$6(2R+V+3D)$	7—8,5	65—45	88—63	16—19	$0,9 \lambda$	Hirschmann
Yagi	$13(2R+V+10D)$	9,5—12	54—30	70—50	18—21	$2,5 \lambda$	Hirschmann
Yagi	$16(2R+V+13D)$	12—13,5	35	43	24—26	1,63 m	Kathrein
Yagi	$22(3R+V+18D)$	11—14	27—28	60—40	23—27	4λ	Hirschmann
Yagi	$27(4R+V+22D)$	15—16	25—27	33—38	26—27	$6,3 \lambda$	Hirschmann
Yagi	$32(6R+V+25D)$	15,5—16,5	24—28	35—37	27—28	3,4 m	Kathrein
Yagi	$37(8R+V+33D)$	16—16,5	21—23	30—33	28	3,6 m	Hirschmann
Yagi	$45(10R+V+35D)$	16,5	22	32	28	$7,5 \lambda$	Hirschmann
Yagi	$60(10R+V+49D)$	17	21	30	29	9λ	Hirschmann
Olimpia 170	$30(2R \text{ panou} + 3V + 25D)$	17,5	20	23	32	$\sim 5 \lambda$	Kathrein

Antene multietajate pot asigura câștiguri de pînă la 20 dB (maximum 10 ori) acestea fiind în practică, valorile limită ce se pot obține la antene de recepție de tip comercial construite foarte atent.

În figura 2.4 se dă câștigul unei antene Yagi în funcție de raportul l/λ (l — lungimea fizică).

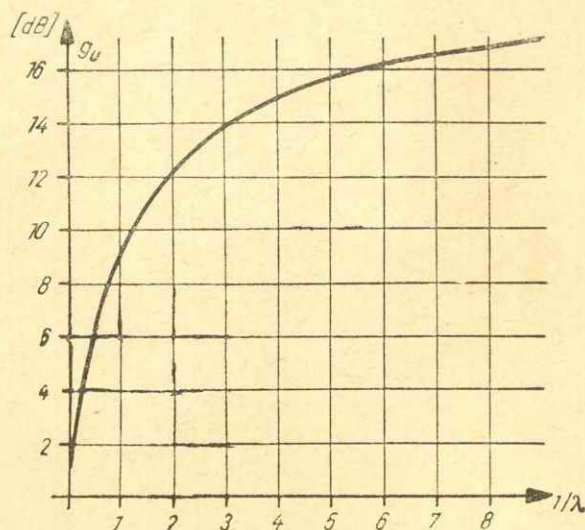


Fig. 2.4. Câștigul unei antene Yagi (exprimat în dB) în funcție de lungimea electrică a antenei.

Este evident din această figură că mărirea lungimii fizice a antenei și mărirea cu aceasta a numărului de elemente nu are sens practic peste $l=6-7 \lambda$ deoarece mărirea amplificării antenei este nesemnificativă iar cheltuiala extrem de mare.

● **Directivitatea** exprimă proprietățile de selectivitate spațială ale antenei. Definirea directivității unei antene impune precizarea următorilor parametri:

- raportul față/spate;
- unghiul de deschidere pe orizontală;
- unghiul de deschidere pe verticală.

Caracteristica de directivitate a unei antene reprezintă însă mai complex, prin diagrame, tensiunea îndusă din orice direcție. Întocmirea diagramelor de directivitate se face extrem de greu și necesită un mare număr de măsurări. Rezultatele măsurărilor servesc apoi reprezentării grafice în coordonate polare, a tensiunilor în funcție de direcția semnalului.

În figura 2.5 se arată caracteristicile orizontale și verticale ale unor antene mai simple (a, b, c, d) și ale unor antene mai mari (e, f).

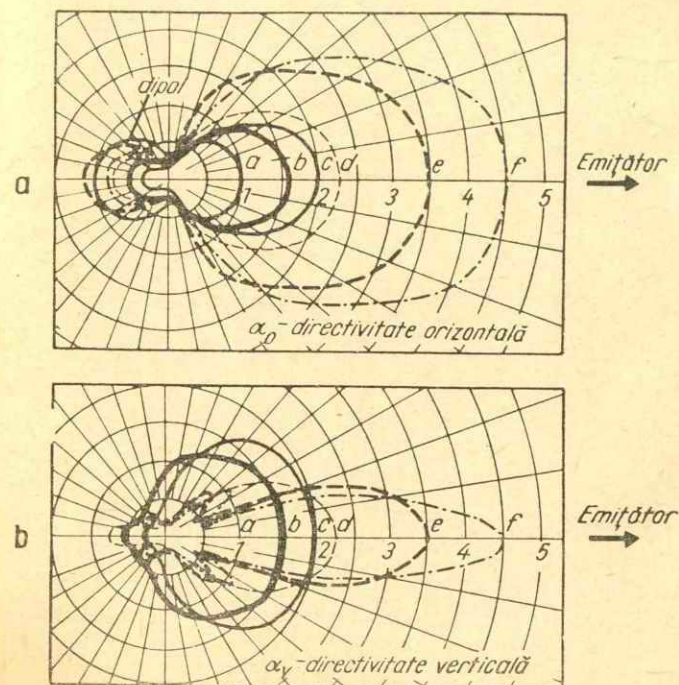


Fig. 2.5. Diagramele de directivitate ale unor antene Yagi: a — directivitatea pe orizontală (α_0); b — directivitatea pe verticală (α_v).

Curba a — antenă dipol; curba b — antenă cu două elemente ($R+V$); curba c — antenă cu 3 elemente ($R+V+D$); curba d — antenă cu 5 elemente ($2R+V+2D$); curba e — antenă cu 9 elemente ($3R+V+5D$); curba f — antenă cu 12 elemente ($R+V+10D$).

La bornele antenei se obține întotdeauna o tensiune maximă dacă antena este orientată cu dipolul activ (vibratorul) perpendicular pe direcția emițătorului. Opus lobului principal, adică din spatele antenei se poate induce de asemenea o tensiune importantă. Raportul dintre tensiunea maximă indusă (cînd emițătorul este în față) și tensiunea medie indusă în antenă cînd antena este rotită cu 180° față de poziția optimă, reprezintă *raportul față/spate*.

Raportul față/spate este dependent de modul de construcție al antenei. Este ușor de înțeles că la un dipol, tensiunea indusă din față este egală cu cea indusă din spate, așa cum se arată în figura 2.6, a și 2.5 curba a, astfel că raportul față/spate F/S este egal cu 1 sau altfel exprimat, 0 dB.

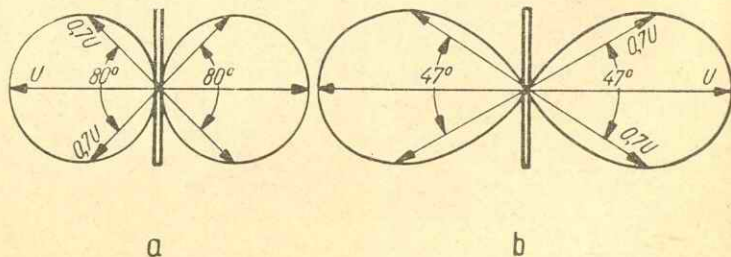


Fig. 2.6. Diagramele de directivitate pe orizontală ale dipolilor:

a — dipol în $\lambda/2$; b — dipol în λ .

La antenele cu mai multe elemente acest raport poate ajunge la 5, 10 sau chiar 25 ori respectiv 14, 20 sau chiar 28 dB.

Este dorit la orice antenă ca raportul față/spate să fie maxim. Dar acest lucru se obține numai prin mărirea numărului de elemente pasive și anume atît prin mărirea numărului de directoare (elementele dispuse în fața dipolului vibrator) cît și prin mărirea numărului de reflectoare (elementele dispuse în spatele dipolului activ).

Mărirea numărului de elemente reflectoare la 3—4 sau chiar 6 și construirea reflectorului sub forma unui

panou reflector plan sau în unghi, îmbunătățește raportul F/S.

Raportul față-spate este un parametru important al antenei dar acesta singur nu definește proprietățile de selectivitate spațială a antenelor.

● **Unghiul de directivitate.** Se prezintă în figura 2.7 diagramele de directivitate pe orizontală (a) și pe ver-

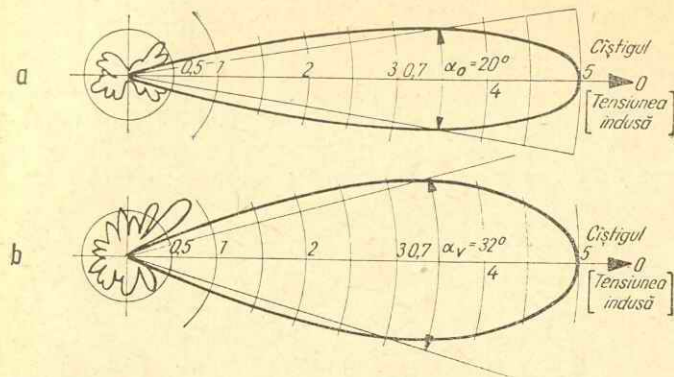


Fig. 2.7. Directivitatea unei antene Yagi cu 23 elemente: a — directivitatea pe orizontală; b — directivitatea pe verticală.

ticală (b), pentru o antenă de tip Yagi cu 23 elemente. Se observă din diagrama a că pe axa de recepție a antenei, tensiunea indusă în antenă este maximă ($g_u=5$ ori, sau 14 dB). Rotindu-se în plan orizontal antena în dreapta și în stînga axei de recepție, tensiunea indusă scade, cu atît mai mult cu cît antena este mai mult rotită; la 90° față de direcția axei (respectiv față de direcția postului de emisie tensiunea scade la cîteva procente din tensiunea maximă. Se observă de asemenea că tensiunea scade la cca. 0,7 din valoarea sa maximă, dacă antena este rotită cu cca. 10° spre dreapta sau stînga. Aceasta înseamnă că în interiorul unghiului de 20° , unghiul avînd ca bisectoare axa de recepție, tensiunea indusă nu scade cu mai mult de 30% (mai exact $1/\sqrt{2}$ sau 0,707). Acesta este tocmai unghiul de directivitate pe orizontală sau *unghiul de*

deschidere orizontal (α_0). Mișcînd antena cu vîrfurile ei în sus și în jos, în jurul axei vibratorului, tensiunea indusă scade de asemenea, conform diagramei din fig. 2.7, *b* care reprezintă grafic tocmai directivitatea pe verticală sau unghiul de deschidere vertical (α_V). La antena în cauză deschidere pe verticală este de cca. 32° așa cum se poate vedea ușor pe diagramă.

Unghiul de directivitate este un parametru important al antenei, mai ales atunci cînd este necesară „separarea” cît mai netă a două emițătoare situate cam în aceeași direcție, înțelegînd prin aceasta că cele două emițătoare formează cu antena de recepție un unghi de $25\text{--}30^\circ$ (așa cum se arată în figura 2.8) și

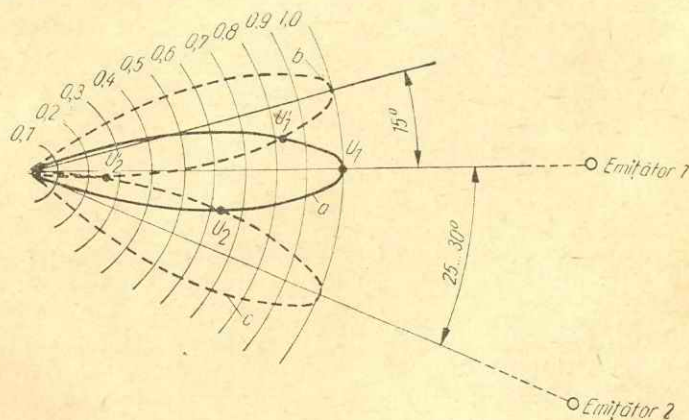


Fig. 2.8. Tensiunile induse de câmpul emițătoarelor E_1 și E_2 într-o antenă foarte directivă, în diferite situații de orientare a antenei:

a — antena este orientată spre E_1 : în antenă se introduce tensiunea U_1 datorată emițătorului E_1 și tensiunea perturbatoare U_2 datorată emițătorului 2; *b* — antena este rotită cu cca 10° în sensul îndepărtării de postul E_2 : în antenă se introduce tensiunea U'_1 a postului E_1 și tensiunea U'_2 a postului perturbator E_2 .

care se pot perturba reciproc. Recepția fără perturbații a emițătorului 1 poate fi asigurată cu o antenă directivă cu α_0 cît mai mic și anume mai mic decît unghiul pe care îl formează cele două emițătoare. O

reducere și mai pronunțată a perturbației (U_2) provocate de postul 2 se poate obține și prin rotirea cu cca. 15° a antenei de recepție înspre stînga postului 1. Rotind cu 15° o antenă al cărei unghi de directivitate este 20° se pierde doar 18% (U'_1) din tensiunea indusă de emițătorul 1, în timp ce tensiunea postului 2 (perturbator) indusă în antenă (U'_2) scade de cca. 2,5 ori.

Un mare dezavantaj al antenelor este acela că directivitatea optimă se obține într-o bandă relativ îngustă de frecvențe. Cu alte cuvinte, o antenă UIF de bandă largă, care asigură un câștig de 12—15 dB în întreaga bandă IV, prezintă o directivitate pronunțată numai într-o anumită porțiune a benzii, respectiv numai pentru 3—4 canale.

Mărirea directivității pe orizontală se obține prin mărirea numărului și amplasarea potrivită a directoarelor. Reducerea unghiului de directivitate pe verticală se poate însă asigura numai prin supraetajarea antenelor (grupuri de antene sinfazice).

În timp ce directivitatea pe orizontală este necesară pentru a asigura protecția împotriva perturbațiilor datorate posturilor de emisie și reflexiilor, directivitatea pe verticală asigură protecția împotriva paraziților industriali (surse de radiații de înaltă frecvență cum sînt motoarele cu explozie, motoarele de tracțiune, generatoare de înaltă frecvență, Röntgen, radioterapie etc.). Trebuie menționat că directivitatea pe verticală joacă un rol important și în protecția împotriva reflexiilor care vin de jos (de pe acoperișuri sau suprafețe reflectante aflate sub antena de recepție).

Unghiul de deschidere pe orizontală cel mai mic se poate obține cu antene de tip Yagi cu număr mare de elemente. Există o legătură directă între câștig și unghiul α_0 deoarece mărirea numărului de elemente înseamnă mărirea câștigului ceea ce îmbunătățește totodată și directivitatea. Unghiul de deschidere pe verticală α_V este în general mai mare decît unghiul de deschidere pe orizontală la majoritatea antenelor de recepție pentru UIF. Pentru a se putea aprecia performanțele antenelor de UIF, se prezintă în tabelul 2.2.

principalii parametri descriși, caracteristici unor antene produse de unele firme constructoare.

Se poate vedea că în realizarea industrială a antenelor pentru benzile IV și V, se urmărește și se realizează un compromis rațional și satisfăcător între cei 3 parametri principali: câștigul, raportul față/spate și directivitatea.

● **Polarizarea.** Energia pe care o antenă de emisie o primește de la generatorul de alimentare este transformată în energia undelor electromagnetice radiate.

Structura câmpului electromagnetic este relativ complicată în apropierea antenei, dar la distanțe mari această structură se simplifică foarte mult devenind ceea ce se numește o undă plană.

Unda plană se caracterizează prin aceea că liniile de forță ale câmpurilor electric și magnetic sînt drepte paralele și echidistante.

Cîmpul electric este perpendicular pe cîmpul magnetic și ambele, perpendiculare pe direcția de propagare.

Prin noțiunea de polarizare a unei unde plane, se definește orientarea undei în spațiu luînd ca referință direcția cîmpului electric E . Se numesc unde polarizate orizontal acele unde care se propagă astfel încît vectorul cîmpului electric este orizontal, respectiv cîmpul este orizontal. Tot așa, undele polarizate vertical sînt acelea la care cîmpul electric este vertical.

Antenele formate din conductori dreپți așezați orizontal emit unde polarizate orizontal, iar cele formate din conductori verticali emit unde polarizate vertical.

În figura 2.9 se reprezintă grafic cîmpul electromagnetic creat de un dipol plasat vertical și alimentat cu putere de înaltă frecvență pe care dipolul o transformă în energie radiată în spațiu.

Se trasează cu linie punctată liniile de forță ale cîmpului electric E iar cu linii continue, liniile de forță ale cîmpului magnetic H . Considerînd vectori pe E și H , aceștia sînt perpendiculari între ei. În această situație, cînd dipolul este plasat vertical, cîmpul electric reprezentat prin vectorul E este vertical (figura trebuie închipuită în spațiu).

Se poate spune cu alte cuvinte că polarizarea indică direcția principală de oscilație a undelor radiate de antena emițătoare și că această direcție poate fi orizontală sau verticală.

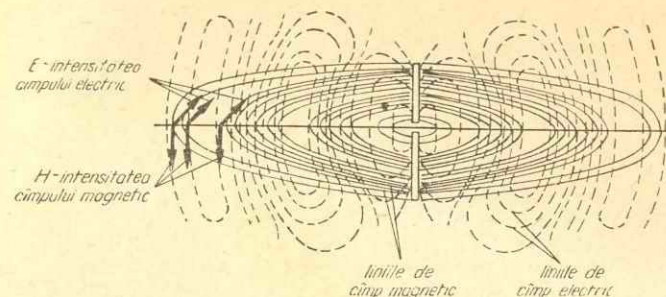


Fig. 2.9. Cîmpul electromagnetic produs de un dipol vertical.

În figura 2.10 se arată în mod simplificat legătura dintre poziția dipolului și unda plană a cîmpului electric E , și anume în figura 2.10, *a* dipolul este așezat pentru a emite sau pentru a recepționa unde polarizate

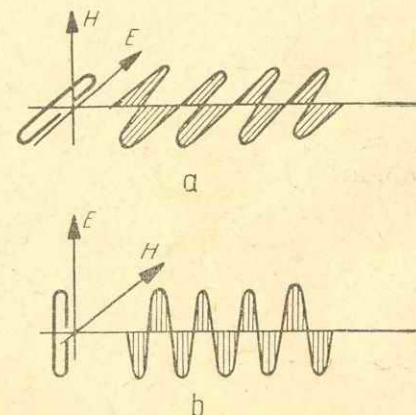


Fig. 2.10. Reprezentarea simbolică a cîmpului electromagnetic:

a — antena este polarizată orizontal; *b* — antena este polarizată vertical.

orizontal, iar în figura 2.10, *b* unde polarizate vertical și dipolul corespunzător. Se observă că vectorul cîmpului magnetic H este perpendicular față de vectorul E .

În practica mondială, se utilizează preponderent polarizarea orizontală a undelor și doar prin excepție, atunci cînd se urmărește eliminarea oricăror posibilități de interferență între două emițătoare sau transla-toare mici și vecine, se recurge pentru unul din emi-țătoare la polarizarea verticală.

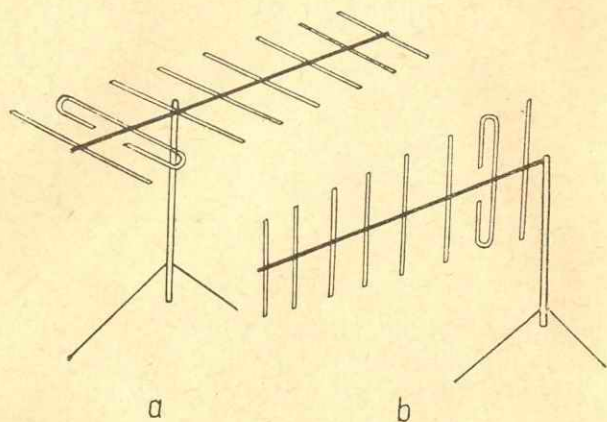


Fig. 2.11. Așezarea antenelor în spațiu:
a — pentru unde polarizate orizontal; b — pentru unde pol-
arizate vertical.

Polarizarea orizontală este preferată deoarece este răspîdită părerea că undele polarizate orizontal se reflectă mai puțin de clădiri, ceea ce ușurează „lupta” împotriva imaginilor repetate sau reflectate.

La recepție, pentru unde polarizate orizontal antenna se așază în plan orizontal (fig. 2.11, a) iar pentru unde polarizate vertical se așază ca în fig. 2.11, b.

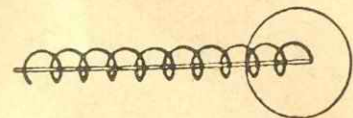


Fig. 2.12. Antenă elicoidală (re-
cepționează emisiunile polarizate
orizontal și emisiunile polarizate
vertical).

Există antene bune pentru ambele feluri de polarizări și anume ante-
nele elicoidale (fig. 2.12).

• **Impedanța antenei.** Antena de emisie sau de re-
cepție se prezintă la borne ca un circuit avînd o anu-
mită impedanță Z_A compusă dintr-o componentă ac-
tivă, rezistența R_A și o componentă reactivă, reac-
tanța X_A .

Rezistența antenei R_A se compune dintr-o rezistență
de pierderi R_p și o rezistență de radiație R_s . Se înțe-
lege că aceste elemente sînt adoptate convențional în
scopul de a reprezenta în mod echivalent un fenomen
fizic mai complex.

Rezistența de pierderi R_p este foarte mică în com-
parație cu rezistența de radiație R_s , astfel că sub as-
pect energetic, pierderile de putere în antenă sînt
foarte mici, atît la emisie cît și la recepție. Cea mai
mare parte din energia care se aplică unei antene de
emisie este radiată în spațiu și tot așa, cea mai mare
parte a energiei captate de o antenă de recepție din
spațiu se poate „culege” la bornele ei.

Neglijînd în mod justificat pierderile în antenă și
deci R_p , rezultă că rezistența antenei este determinată
de rezistența de radiație R_s .

Antena absoarbe cea mai mare energie din spațiu
atunci cînd frecvența de rezonanță a antenei este egală
cu frecvența oscilației electromagnetice a energiei ra-
diate în spațiu de antenna de emisie, cu alte cuvinte
cînd antenna este acordată pe frecvența pe care emite
postul ce urmează a fi recepționat.

Antena se prezintă ca un circuit acordat de tip se-
rie care la rezonanță se prezintă ca o rezistență
pură R_A egală practic cu rezistența de radiație R_s .

Reactanța X_A — componenta reactivă a impedan-
ței — este nulă la rezonanță. Rezonanța antenei are
loc numai la o anumită frecvență în condițiile unei
relații definite între dimensiunile antenei și frecvență.
De aceea, noțiunea de impedanță este mai corectă din
punct de vedere fizic și ca urmare se utilizează în lim-
bajul tehnic curent.

Să vedem cum se modifică cele două componente
activă și reactivă ale unui dipol liniar în funcție de
frecvență:

● $l \ll \lambda$. Un vibrator liniar format dintr-un conductor foarte subțire, avînd o lungime fizică mult mai mică decît lungimea de undă λ , are o impedanță complexă adică o componentă activă și o componentă reactivă de tip capacitiv. Componenta activă este de cîțiva ohmi iar cea reactivă de ordinul cîtorva kiloohmi. Pe măsură ce lungimea dipolului crește și se apropie de λ , componenta activă crește iar cea reactivă scade.

● $l = \lambda/4$. La $l = \lambda/4$ componenta activă este de cca. 18 Ω iar cea reactivă de 400—500 Ω .

● $l \cong \lambda/2$. Cînd lungimea dipolului este apropiată de $\lambda/2$, dar ceva mai mică decît λ , dipolul prezintă la bornele sale o impedanță pur activă de cca. 73 Ω , componenta reactivă fiind nulă. Aici are loc prima rezonanță a dipolului.

● $l > \lambda/2$. Cînd lungimea dipolului este cuprinsă între $\lambda/2$ și λ , impedanța are iarăși un caracter complex, componenta reactivă fiind de natură inductivă. La o lungime apropiată de λ are loc o a doua rezonanță, la care impedanța antenei este de cîțiva kiloohmi.

Antenele de televiziune utilizează preponderent dipoli în $\lambda/2$, liniari sau buclați tocmai pentru că aceștia au impedanțe de ordinul a 60—70 Ω (dipolul liniar) respectiv 240—300 Ω (dipolul buclat) adică impedanțe apropiate de impedanțele cablurilor uzuale.

Impedanța antenei nu depinde de dimensiunile ei ci de raportul dintre dimensiuni și lungimea de undă: l/λ . O antenă dipol pentru canalul 2 care are lungimea de aproximativ 2,40 m, va avea aceeași impedanță ca și o antenă dipol pentru canalul 40 care are o lungime de 0,24 m, dacă diametrele vor fi proporționale cu lungimile.

Impedanța unei antene depinde însă de raportul dintre lungimea dipolului și grosimea (diametrul lui): l/d .

Se zice de obicei că un dipol liniar în $\lambda/2$ are la rezonanță o impedanță de 73,1 Ω , ceea ce este inexact dacă nu se precizează că dipolul este infinit subțire.

De fapt, 73,1 Ω impedanța teoretică a unui dipol liniar în $\lambda/2$ respectiv 292,4 Ω , adică $4 \times 73,1 \Omega$ impedanța teoretică a unui dipol buclat în $\lambda/2$ nu există

practic deoarece dipolii au o grosime fizică definită, deci un anumit raport l/d și ca urmare impedanța este întotdeauna mai mică decît valorile de 73 Ω , respectiv 292 Ω .

În practică, deoarece raportul l/d este cuprins între 20 și 200:

$$\frac{l}{d} = 20 \dots 200,$$

impedanța dipolului liniar este mult mai mică de 73,1 Ω , și anume cuprinsă între 50 și 60 Ω la dipolul liniar și 200—240 Ω la dipolul buclat.

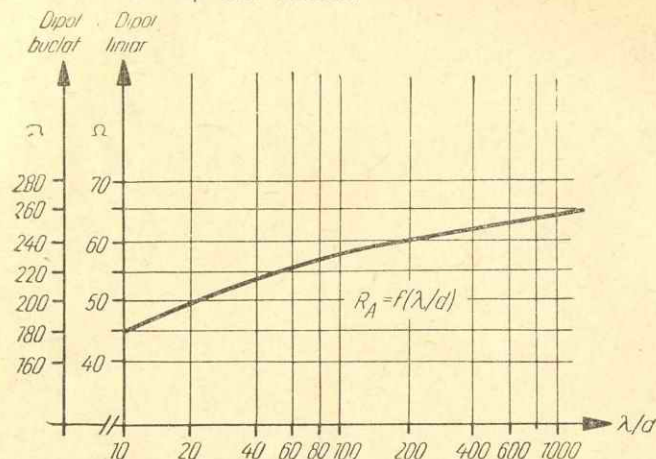


Fig. 2.13. Impedanța caracteristică a dipolului în $\lambda/2$ în funcție de gradul de suplețe (λ/d).

În figura 2.13 se dă impedanța caracteristică a dipolului liniar în $\lambda/2$, în funcție de factorul de suplețe S , care ține seamă de ambii factori care influențează impedanța l/λ și l/d :

$$l/\lambda \rightarrow l/d \rightarrow S = \frac{\lambda}{d}.$$

Se poate da exemplul unui dipol liniar în $\lambda/2$ pentru canalul 12, cu lungimea de 63 cm și diametrul de 10 mm ($\lambda = 1,33$ m), avînd $S = 133$, care are o impedanță de 57 Ω și nu 73,1 Ω sau 75 Ω . La frecvențe mari, $f = 600$ —700 MHz, impedanța unui dipol obișnuit cu lungimea de 22 cm și o grosime de 5 mm ($S = 50$), rezultă $R_A = 53 \Omega$.

Antenele de televiziune se construiesc însă cu mai multe elemente în scopul măririi câștigului și a direc-tivității. Elementele pasive (reflectoare și directoare) așezate în spatele și respectiv fața dipolului activ (vi-brator) modifică în mod esențial impedanța antenei, în sensul scăderii acesteia.

Ca urmare, antenele cu cât au mai multe elemente cu atât prezintă o impedanță mai mică. Nu numai nu-mărul elementelor pasive ci și dimensiunile acestora precum și așezarea lor influențează impedanța.

Impedanța unei antene cu 10—20 elemente avînd ca vibrator un dipol liniar poate scădea de la 55—60 Ω (impedanța dipolului independent) la 10—15 Ω ; în cazul dipolului buclat utilizat la antene cu multe elemente, impedanța poate scădea de la 240—250 Ω la 40—50 Ω .

O impedanță mică (10—15 Ω) pune probleme foarte grele la adaptarea cu fiderul de antenă (cablul de coborîre). De aceea se tinde ca antenele, de orice tip constructiv ar fi, să aibă o impedanță normalizată egală cu a cablurilor.

Există posibilitatea de a construi astfel antenele mari încît impedanța să se păstreze apropiată de impe-danțele normalizate ale cablurilor 60—75 Ω (cele co-axiale) sau 240—300 Ω (cele paralele), prin dimensio-narea potrivită a numărului, lungimii elementelor pa-sive și a distanței acestora față de vibrator.

● **Banda de trecere și factorul de scurtare.** În jurul frecvenței de rezonanță dipolul în $\lambda/2$ se comportă foarte asemănător cu un circuit rezonant serie. De alt-fel dacă se trasează curbele de variație ale impedanței $Z_A = \sqrt{R_A^2 + X_A^2}$ în funcție de raportul l/λ , așa cum se arată în figura 2.14 se obțin curbe de rezonanță ca la circuitul rezonant serie.

Se vede cum rezonanța are loc atunci cînd dipolul este „scurtat” respectiv lungimea dipolului este apro-piată dar ceva mai mică decît $\lambda/2$ și anume la valori de 0,42—0,47 λ . Rezonanța depinde de grosimea dipo-lului, adică de raportul l/d dintre lungimea dipolului și diametrul său.

Din figura 2.14 rezultă de pildă că un dipol liniar gros caracterizat de $l/d=15$ are la rezonanță o impe-danță (pur activă) de 47 Ω , iar rezonanța se obține atunci cînd lungimea dipolului este de 0,42 λ . Dipolul cu $l/d=15$ a trebuit prin urmare scurtat la 0,42 λ , apli-

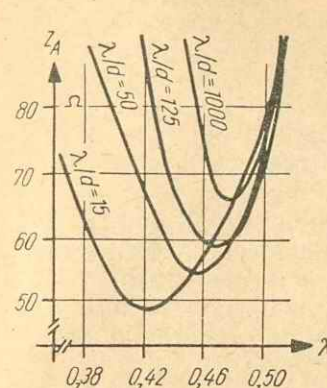


Fig. 2.14. Caracteristica de frecvență a mai multor di-poli în funcție de gradul de suplețe.

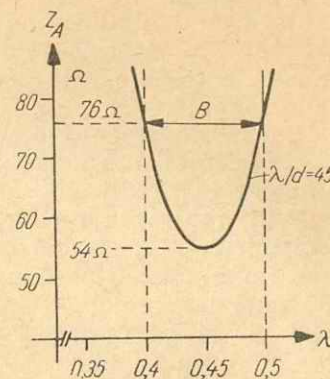


Fig. 2.15. Impedanța și banda de trecere a unui dipol liniar în $\lambda/2$.

cîndu-se o scurtare de 16% față de jumătatea lungimii de undă, în timp ce dipolul subțire caracterizat de $l/d=1000$ necesită o scurtare de numai 5...6% ($i=0,48 \lambda$).

Factorul de scurtare al dipolului în $\lambda/2$ depinde de grosimea dipolului, fiind necesară o scurtare cu atât mai mare cu cât dipolul este mai gros.

Din figura 2.14, mai rezultă o proprietate impor-tantă a dipolilor: dependența benzii de trecere de rapo-rortul l/d , adică de grosimea dipolului.

Se constată că pe măsură ce dipolul este mai sub-țire (raportul l/d mai mare) caracteristica de frecvență este mai ascuțită și deci antena se comportă ca un circuit cu un factor de calitate mai bun.

Prin analogie cu circuitele oscilante, se poate defini *banda de trecere* a unei antene ca fiind banda de frec-

vență în limitele căreia caracteristica de frecvență, impedanța și deci tensiunea nu variază în amplitudine cu mai mult de 3 dB.

Banda de trecere este cu atât mai mare cu cât dipolul este mai gros.

În figura 2.15 este trasată caracteristica de frecvență a unui dipol avînd $l/d=45$; se vede că banda de trecere este cuprinsă între 0,4 și 0,5 λ prin urmare, banda de trecere este cca. 20% din frecvența centrală de rezonanță.

Banda de trecere a unui dipol uzual este de 10—30% din frecvența de rezonanță ceea ce este întru-totul suficient în practică.

Prin natura lucrurilor, antenele dipol pentru unde decimetrice sînt antene de bandă largă. Aceasta, deoarece lungimile dipolilor fiind cuprinse între 170 și 300 mm, iar grosimea între 5 și 10 mm rezultă $l/d=20-50$ și ca urmare o bandă de trecere de ordinul 15—20% din f_0 adică 80—120 MHz.

Banda de trecere a antenelor cu multe elemente depinde de banda de trecere a dipolului activ dar este influențată și de elementele pasive. Se pot construi antene cu o bandă de trecere de 50—70% din frecvența de lucru.

Banda de trecere a unei antene cu multe elemente poate fi interpretată analizînd curba cîștigului antenei în funcție de frecvență.

Variația tipică a cîștigului unei antene de tip Yagi în funcție de frecvență este arătată în figura 2.16, de unde se vede că banda de trecere este foarte mare.

Din figura 2.16 se vede că o antenă de canal utilizează banda de trecere notată cu a , o antenă pentru mai multe canale utilizează banda de trecere b iar antena de bandă largă, lucrează în banda de trecere c .

Domeniul de frecvență în care se obțin performanțe optime de la o altă antenă, respectiv domeniul utilizat din banda largă de trecere a unei antene Yagi, depinde de felul cum se realizează (dimensionează) „ca-

nalul de unde” adică grupul de elemente pasive directe.

Indiferent de lărgimea de bandă a unei antene Yagi, există un anumit domeniu de frecvență în care cîștigul antenei este maxim. Oricum s-ar face dimensionarea

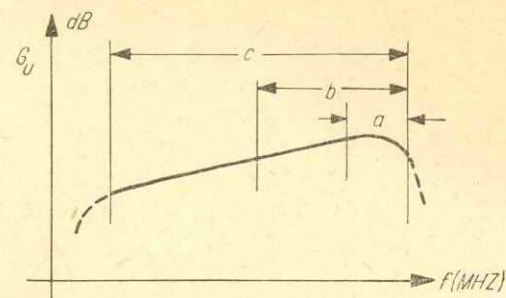


Fig. 2.16. Cîștigul tipic al antenelor Yagi în funcție de frecvență:
 a — antenă de canal; b — antenă pentru mai multe canale; c — antenă de bandă largă.

antenei, cîștigul maxim nu poate fi depășit pe seama îngustării benzii de trecere.

În figura 2.17 se arată o serie de caracteristici ale cîștigului pentru antene dimensionate pentru diverse scopuri (cu linie continuă se reprezintă cîștigul antenei special dimensionate iar cu linie punctată caracteristica fundamentală de cîștig a antenelor Yagi).

În figura 2.17, a se vede cîștigul funcție de frecvență la o antenă de bandă îngustă, dimensionată corect pentru un singur canal, prin alegerea atentă a frecvenței de rezonanță a vibratorului activ. Cu toate că banda este îngustă, cîștigul nu depășește valoarea maxim posibilă pentru acest tip de antenă.

Antena pentru mai multe canale (4—6), are cîștigul ca în figura 2.17, b , adică mai mic în canalele mici ale benzii dar nedepășind linia punctată a cîștigului maxim. Antena de bandă largă (fig. 2.17, c) prezintă cîștigul tipic al acestor antene (cîștig mare în canalele superioare).

În figura 2.17, d, se ilustrează un caz tipic de antenă greșit dimensionată la care datorită alegerii nepotrivite a dimensiunilor și impedenței vibratorului, câștigul antenei de bandă îngustă nu este optim ci mai mic cu câțiva dB decât cel maxim realizabil.

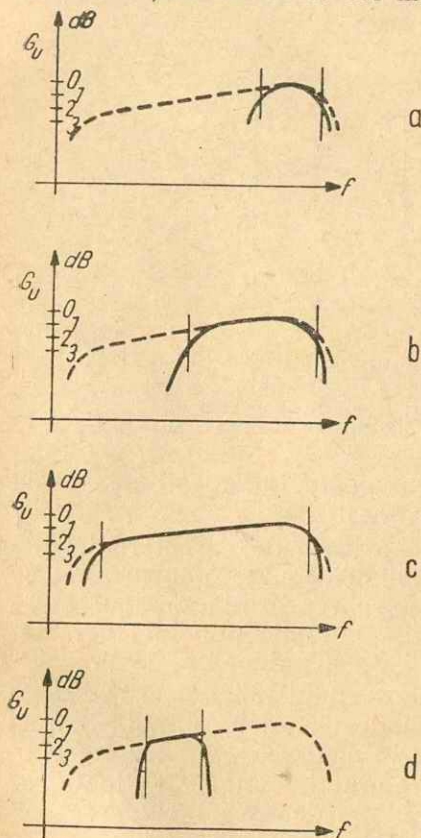


Fig. 2.17. Caracteristici ale câștigului pentru diferite antene Yagi:

a — antenă în bandă îngustă;
b — antenă pentru 4—6 canale;
c — antenă de bandă largă (20—40 canale); d — antenă de canal greșit dimensionată.

2.1.2 Dipolul în $\lambda/2$

Dipolul în semiundă este elementul principal utilizat în construcția antenelor. Acesta poate fi de tip liniar sau dipol cu 2 ramuri numit de obicei buclat așa cum se arată în figura 2.18.

Așa cum s-a arătat anterior, lungimea fizică a dipolului trebuie să fie ceva mai mică decât $\lambda/2$ pentru ca dipolul să fie „acordat” pe frecvența de rezonanță corespunzătoare valorii λ .

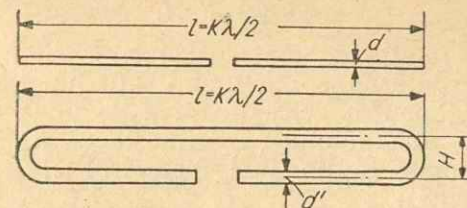


Fig. 2.18. Dipolul buclat în $\lambda/2$.

Scurtarea dipolului se notează cu K și este cu atât mai mare cu cât grosimea dipolului este mai mare; valoarea coeficientului K este subunitară și este dată în figura 2.19:

$$K = 0,83 \dots 0,97.$$

La dipolul liniar, diametrul electric se confundă cu diametrul fizic (d). La dipolul buclat diametrul elec-

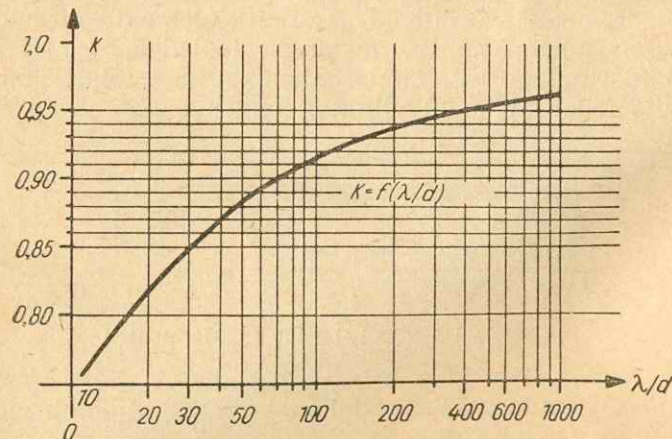


Fig. 2.19. Factorul de scurtare (K) în funcție de gradul de suplețe (λ/d).

tric d cu care se calculează scurtarea dipolului, depinde de diametrul fizic d' și distanța H între acele celor două ramuri ale dipolului. Relația care leagă pe d de d' este:

$$d = \sqrt{2 d' H}.$$

Utilizând relația de mai sus și cunoscând diametrul dipolului se determină din figura 2.19 lungimea vibratorului activ, pentru orice lungime de undă λ . Gradul de suplețe S al dipolului se definește ca fiind raportul dintre lungimea de undă și diametrul electric d (nu diametrul fizic!):

$$S = \frac{\lambda}{d}.$$

De exemplu, la un grad de suplețe $S=30$, rezultă un factor de scurtare $K=0,85$. Pentru $f=640$ MHz respectiv $\lambda=47$ cm, rezultă lungimea fizică l a dipolului: $l=\lambda/2$. $K=20$ cm.

Gradul de suplețe $S=30$ se realizează cu dipolul din figura 2.20.

Dimensionarea după această metodă a dipolilor pentru undele decimetrice permite construirea unei antene cu un singur element. Dipolul ca element activ al unei antene cu multe elemente se dimensionează ținând seama de influența celorlalte elemente directoarele și reflectoarele, dar nu prin calcul deoarece acesta este foarte laborios, ci pe cale experimentală. Dimensiunile fizice ale unui vibrator pentru o antenă cu mai

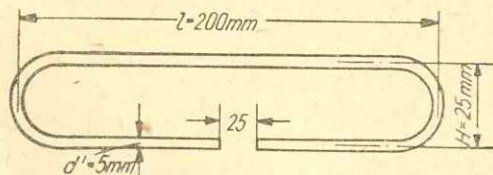


Fig. 2.20. Un dipol buclat în $\lambda/2$ pentru $f_0=640$ MHz.

multe elemente vor fi altele, și anume dipolul va fi mai lung (fizic) respectiv scurtarea K , este mai mică decât cea dată în figura 2.19. Scurtarea K a vibratorului este cu atât mai mică cu cât numărul elementelor

este mai mare, deoarece prezența elementelor pasive în apropierea dipolului este echivalentă cu subțierea dipolului sau cu creșterea gradului de suplețe.

Dipolul în $\lambda/2$ buclat este cel mai răspândit, fiind utilizat ca vibrator activ în antenele cu multe elemente, deoarece prezintă un avantaj constructiv esențial: punctul central al buclei se află la potențial zero și în consecință poate fi fixat direct pe suportul elementelor, fără precauții, ceea ce în cazul dipolului liniar nu este posibil. Dipolul liniar, care este secționat la mijloc, necesită fixarea prin intermediul unui izolator foarte bun ceea ce îngreunează construcția antenei.

2.1.3. Dipolul în λ

Dipolul în λ , utilizat ca vibrator activ în unele tipuri de antene pentru unde decimetrice, are lungimea aproximativ egală cu lungimea de undă. Deosebirea esențială dintre dipolul în $\lambda/2$ și dipolul în λ constă în impedanța sa caracteristică. În figura 2.21 se prezintă distribuția curentului și a tensiunii la dipolul în $\lambda/2$ și la dipolul în λ .

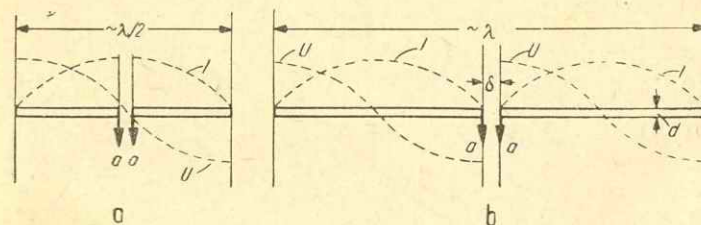


Fig. 2.21. Dipoli. Distribuția curentului și a tensiunii: a — în $\lambda/2$; b — în λ .

Dipolul în λ este un dipol de tip liniar. Se observă că la dipolul în λ , tensiunea maximă se obține la mijlocul dipolului acolo unde acesta este secționat. Aceasta înseamnă că la mijloc se obține o impedanță mare, tocmai în locul de conectare al fiderului. Dipolul

lul în λ se prezintă ca și cum am avea doi dipoli în $\lambda/2$ așezați în prelungire, la o distanță foarte mică între ei.

Cei doi dipoli în $\lambda/2$ pot fi fixați pe mijloc (punctul de nul din punctul de vedere al tensiunii) fie pe suporturi metalice fie pe material izolator.

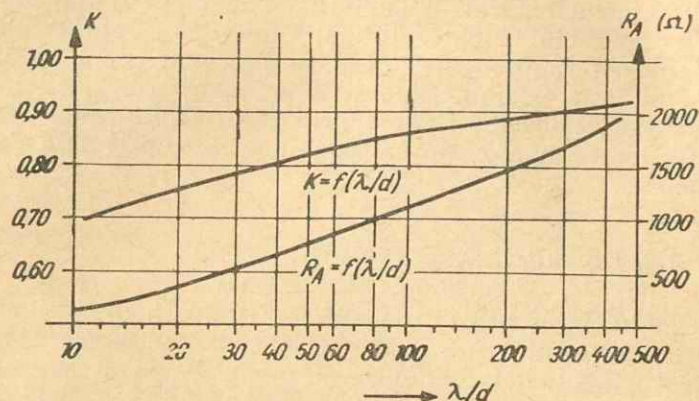


Fig. 2.22. Factorul de scurtare (K) și impedanța (R_A) a dipolului în λ în funcție de gradul de suplețe (λ/d).

Impedanța dipolului în λ este mult mai mare decât impedanța dipolului în $\lambda/2$ și depinde de raportul dintre lungimea de undă și diametrul dipolului. În figura 2.22 se indică impedanța R_A a dipolului în λ , precum și factorul de scurtare K , în funcție de raportul $S = \lambda/d$. Se vede că pentru $S = 60$, impedanța dipolului este de cca. 800 Ω , iar la $S = 10$ impedanța scade la 200 Ω .

Lungimea dipolului l , se determină utilizând scurtaarea K din figura 2.22, știind că lungimea dipolului se consideră de la un capăt la celălalt, inclusiv interstițiul δ de la mijlocul secționat al dipolului. Interstițiul δ trebuie să fie de ordinul de mărime al diametrului dipolului.

Avantajul dipolului în λ este esențial în ceea ce privește câștigul g_u care este de 2,3—2,5 dB față de dipolul în $\lambda/2$.

Directivitatea dipolului în λ pe orizontală este mai bună, decât a dipolului în $\lambda/2$, ceea ce se evidențiază în figura 2.6: 47° la dipolul λ și 80° la dipolul $\lambda/2$.

O altă caracteristică pozitivă a dipolului în λ este banda de trecere, mai mare decât a dipolului în $\lambda/2$:

$$B_{3dB} = (0,3-0,5) f_0 \text{ pentru dipolul în } \lambda;$$

$$B_{3dB} = (0,2-0,25) f_0 \text{ pentru dipolul în } \lambda/2.$$

Un alt avantaj, constructiv, al dipolului în λ constă mai ales în aceea că datorită impedanței sale mari (200—2000 Ω) este posibilă utilizarea lui în antene sinfazice cu 4—12 etaje, ajungându-se prin conectare paralelă a etajelor la o impedanță convenabilă conectării la fider (200—300 Ω).

Dipolul în λ — așa cum s-a mai menționat — are o impedanță puternic dependentă de gradul de suplețe.

Scurtaarea K este foarte mare atunci când dipolul este gros sau când cele 2 elemente componente au o formă plată, dreptunghiulară sau triunghiulară.

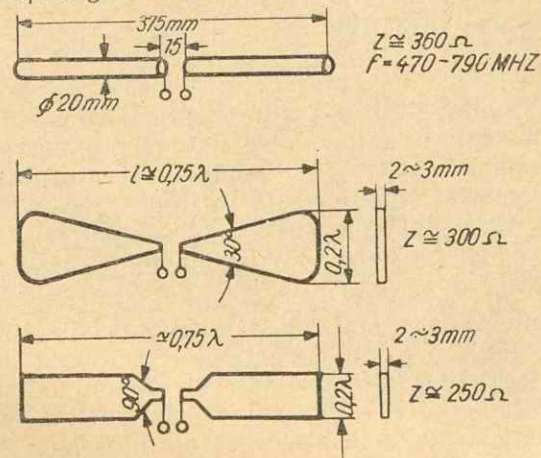


Fig. 2.23. Dipoli în λ :

a — dipol gros; b — dipol fluture; c — dipol plat.

În figura 2.23 se dă exemplul unor dipoli în λ cu elemente triunghiulare sau dreptunghiulare, care avînd un factor foarte mic de suplețe prezintă:

- impedanța apropiată de 240Ω ;
- scurtarea de ordinul a 25% ($l=0,75 \lambda$);
- banda de trecere de ordinul a 200—300 MHz.

Aceste proprietăți care caracterizează dipolii „groși” se exploatează cu mult succes în construcția antenelor „scurte” de tip „Corner” cu puține elemente, diferite de antenele Yagi, cu câștig nu prea mare dar de bandă foarte largă și cu o directivitate pronunțată.

Dipolul în λ începe să devină pentru undele decimetrice vibratorul de bază, așa cum dipolul în $\lambda/2$ s-a impus ca vibrator preferat în domeniul undelor metrice.

Dipolul în λ se utilizează preponderent în antenele mai noi, de tip „Corner” adică cu un reflector special în unghi, în timp ce dipolul în $\lambda/2$ se utilizează în antenele clasice de tip Yagi.

Antenele de tip „Corner” vor fi prezentate în paragraful 2.4.1.

2.2. Antene directive

Pentru îmbunătățirea tuturor parametrilor de recepție se construiesc antene directive prin plasarea unor elemente pasive în fața și spatele vibratorului activ, într-un plan așa cum se arată în figura 2.24.

Aceste antene cunoscute sub numele de antene Yagi sau canal de unde sînt bazate pe utilizarea dipolului în $\lambda/2$.

Elementele care sînt plasate în fața dipolului activ-vibrator — în direcția postului recepționat au rolul esențial de a mări directivitatea și câștigul antenei, se numesc *directoare* și sînt mai scurte decît vibratorul. Elementele plasate în spatele vibratorului au rolul important de a opri recepția undelor care vin din partea opusă (din spate) contribuind la îmbunătățirea raportului față-spate și se numesc *reflectoare*.

Numărul de directoare poate fi cuprins între 1 și 50—60, în timp ce numărul reflectoarelor este mult mai mic: minim 1 și maximum 4—6.

Așa cum s-a arătat anterior, mărirea numărului de directoare conduce la mărirea lungimii fizice și electrice a antenei și prin aceasta la mărirea câștigului și reducerea impedanței.

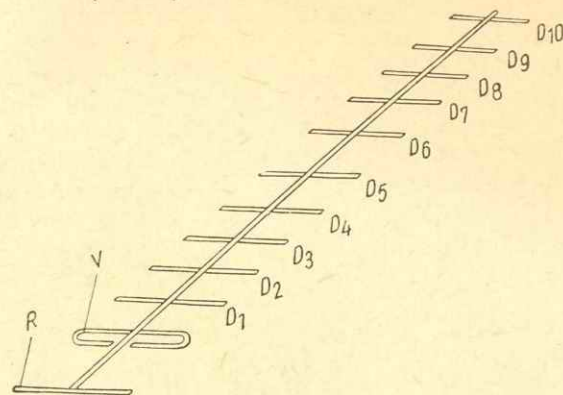


Fig. 2.24. Antenă Yagi cu 12 elemente ($R+V+10D$).

Adăugarea unui director mărește câștigul și directivitatea oricărei antene. Dar în timp ce un director suplimentar atașat unei antene cu 3 elemente avînd un reflector, un vibrator și un director ($R+V+D$), mărește câștigul de la 5 la 6,5—7 dB, adică cu 1,5—2 dB (respectiv 18—26% în tensiune), prin adăugarea unui director la o antenă de 10 elemente ($R+V+8D$) se obține un câștig suplimentar de numai 0,4—0,5 dB (5—6%).

Pentru domeniul undelor decimetrice sînt însă necesare antene cu număr mare de elemente pasive, ajungînd uneori la 40—50, din două motive principale:

a) este necesară o directivitate pronunțată deoarece în domeniul UIF reflexiile nedorite pot avea loc mult mai des decît în undele metrice;

b) tensiunea indusă în antenă fiind proporțională cu λ , în domeniul UIF la bornele unei antene se obține o tensiune de 2—4 ori mai mică decît la o antenă identică de FIF.

De exemplu, în canalul 40 din UIF o antenă cu 40 elemente avînd un cîştig de 16,5 dB oferă la borne o tensiune de 1 mV, în timp ce în domeniul undelor metrice (canalul 10) aceeaşi tensiune de 1 mV se obţine cu o antenă de 4 elemente avînd un cîştig de numai 7 dB.

Din această cauză, antenele foarte mari din punctul de vedere al numărului de elemente, nu sînt o raritate în domeniul UIF, ci dimpotrivă sînt absolut necesare pentru asigurarea unei recepţii satisfăcătoare.

În cele ce urmează se vor da elementele necesare pentru dimensionarea şi executarea practică a unor antene de recepţie, pentru unde decimetrice.

Din motive economice, se consideră raţional să se construiască antene cu pînă la 30 elemente, deoarece mărirea numărului de elemente pasive peste aceste limite aduce un spor mic de cîştig.

● **Antena de UIF cu 9 elemente ($3R+V+5D$).** O recepţie bună pînă la distanţe de 30—40 km se poate asigura cu o antenă de 9 elemente. O antenă de tip Yagi cu 9 elemente este caracterizată de următorii parametri:

- cîştigul: 10 dB (3,2 ori);
- unghiul de directivitate: $\alpha_0=45^\circ$;
- raportul faţă/spate: 18 dB (8 ori);
- banda de trecere: 35 MHz;
- impedanţa la borne: 275Ω ;
- lungimea electrică: $1,1 \lambda$.

Datele constructive, adică dimensiunile elementelor şi distanţele între elemente conform figurii 2.25, sînt indicate în tabelul 2.3.

Reflectorul acestei antene este format din 3 elemente în scopul îmbunătăţirii raportului faţă/spate şi eliminarea unor lobi laterali ai caracteristicii de directivitate. Lărgimea de bandă a antenei acoperă 4 canale.

Elementele antenei cu 9 elemente vor fi confecţionate din ţeavă sau bară de aluminiu sau cupru de 5—8 mm diametru.

Este posibilă construirea unei antene de bandă largă care să asigure recepţia canalelor 21—40 (întreaga

Tabelul 2.3

Datele constructive ale antenei Yagi cu 9 elemente

Canale	21—25	26—30	31—35	36—40	41—45	46—50	51—55	56—60	21—40
R , în mm	377	348	324	303	284	268	253	240	336
V , în mm	308	284	264	247	232	218	207	196	274
D_1 , în mm	293	270	252	235	221	208	196	186	261
D_2 , în mm	290	267	249	232	218	205	194	184	258
D_3 , în mm	287	264	246	229	215	203	192	182	255
D_4 , în mm	283	260	243	226	213	200	189	179	252
D_5 , în mm	279	257	240	223	210	198	187	177	249
a , în mm	240	240	240	240	230	230	230	230	240
b , în mm	140	129	120	112	105	99	94	89	125
c , în mm	72	67	62	58	54	51	49	46	64
d , în mm	92	85	79	74	69	65	62	59	82
e , în mm	104	96	89	83	78	74	69	66	92
f , în mm	121	112	104	97	91	86	81	77	104
g , în mm	132	122	113	105	99	94	88	84	117
S , în mm	40	40	40	40	40	40	40	40	40
L_0 , în mm	700	650	610	570	540	510	490	470	630
λ_m , în m	0,612	0,566	0,527	0,492	0,462	0,435	0,411	0,390	—
B (lungimea buclei în $\lambda/2$), în mm	202	186	174	162	152	143	135	128	180

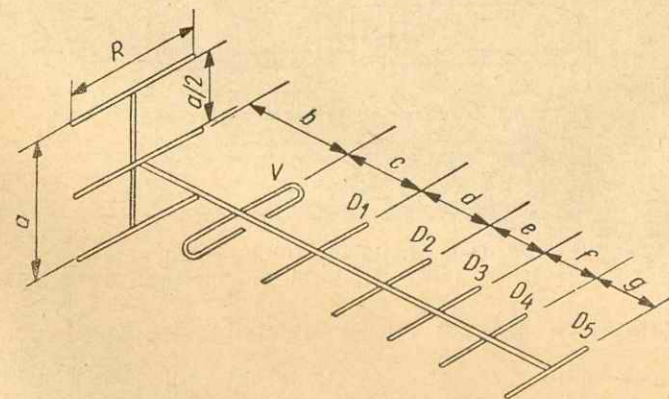


Fig. 2.25. Antenă de UIF cu 9 elemente ($3R+V+5D$).

bandă IV). Elementele acestei antene vor fi realizate din țevă de aluminiu de 10—12 mm diametru. Cîștigul acestei antene este mai mare de 8 dB în toată banda a IV-a, fiind maxim în zona canalelor 33—35.

Pentru a nu greși interpretarea datelor din tabelul 2.3, se menționează următoarele:

- toate dimensiunile sînt indicate în mm;
- cu litere mari sînt notate elementele (R, V, D);
- cu litere mici sînt date distanțele între elemente ($a, b, c \dots g$);
- L_0 reprezintă lungimea suportului elementelor;
- S reprezintă distanța dintre brațele dipolului așa cum se arată în figura 2.26.

— B este lungimea buclei de adaptare în $\lambda/2$ prin care se conectează cablul coaxial de 75 Ω la bornele antenei (ale vibratorului).

— λ_m este lungimea de undă medie corespunzătoare frecvenței centrale de acord a antenei.

● **Antena Yagi cu 13 elemente** ($3R + V + 9D$). Pentru îmbunătățirea parametrilor antenei Yagi, și ca urmare, a recepției la distanțe mai mari (50—70 km), se mărește numărul de directoare de la 5 la 9.

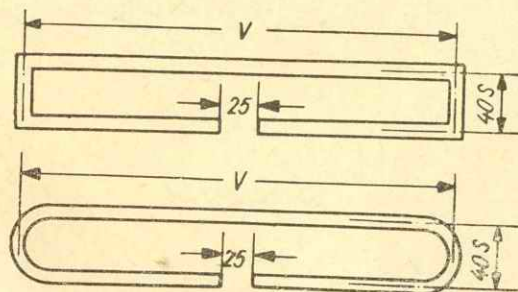


Fig. 2.26. Construcția dipolului pentru antenele de UIF cu 9,13 și 18 elemente.

Parametrii antenei cu 13 elemente sînt:

- cîștigul: 11,8 dB (3,9 ori);
- unghiul de directivitate: $\alpha_0 = 40^\circ$;
- raportul față/spate: 20 dB (10 ori);

- banda de trecere: 32—35 MHz;
- impedanța la borne: 250 Ω ;
- lungimea electrică: 2 λ .

Dimensiunile antenei (lungimea elementelor și distanța între acestea) sînt date în tabelul 2.4 iar schița construcției în figura 2.27.

vezi T 5+6/83

Tabelul 2.4

Datele constructive ale antenei Yagi cu 13 elemente

Canale	21—25	26—30	31—35	36—40	41—45	46—50	51—55	56—60	21—40
R , în mm	377	348	324	303	284	268	253	240	336
V , în mm	308	284	264	247	232	218	207	196	274
D_1 , în mm	293	270	252	235	221	208	196	186	261
D_2 , în mm	290	267	249	232	218	205	194	184	258
D_3 , în mm	287	264	246	229	215	203	192	182	255
D_4 , în mm	283	260	243	226	213	200	189	179	252
D_5 , în mm	279	257	240	223	210	198	187	177	249
D_6 , în mm	276	254	237	220	207	195	185	175	246
D_7 , în mm	272	251	234	217	205	193	183	173	243
D_8 , în mm	269	248	231	214	202	192	181	171	240
D_9 , în mm	265	245	228	210	200	189	179	169	237
a , în mm	240	240	240	240	230	230	230	230	240
b , în mm	140	129	120	112	105	99	94	89	125
c , în mm	72	67	62	58	54	51	49	46	64
d , în mm	92	85	79	74	69	65	62	59	82
e , în mm	104	96	89	83	78	74	69	66	92
f , în mm	121	112	104	97	91	86	81	77	104
g , în mm	132	122	113	105	99	94	88	84	117
h , în mm	133	123	114	106	100	95	89	85	118
j , în mm	134	124	115	107	101	96	90	86	119
k , în mm	136	126	117	109	102	96	91	87	121
l , în mm	137	127	118	110	103	97	92	87	122
S , în mm	40	40	40	40	40	40	40	40	40
L_{13} , în mm	1 250	1 170	1 100	1 040	970	910	860	820	1 120

Se observă că antena cu 13 elemente se obține pur și simplu prin anexarea a încă 4 elemente pasive, directoarele D_6 , D_7 , D_8 și D_9 la antena cu 9 elemente. Adăugarea a 4 directoare mărește cîștigul antenei cca. 23% (1,8 dB), obținîndu-se în același timp și ameliorarea

directivității. Impedanța antenei scade de la 275 la cca. 250 Ω .

Lungirea antenei se poate face simplu prin adăugarea unei țevi ceva mai lungi decât suma distanțelor

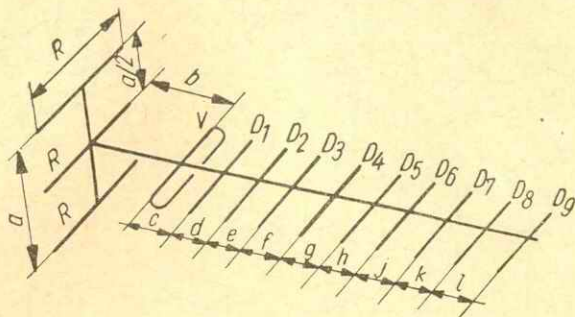


Fig. 2.27. Antenă UIF cu 13 elemente ($3R+V+9D$).

$h+j+k+l$, respectiv diferența între L_{13} din tabelul 2.4 și L_9 din tabelul 2.3.

● **Antena Yagi cu 18 elemente** ($3R+V+14D$). Mărirea numărului de elemente directoare cu încă 5, față de antenna cu 13 elemente, aduce un spor de câștig de cca. 1,7 dB și îngustează unghiul de deschidere de la 40° la 32°. Această antenă permite recepția emisiunilor în UIF până la distanța de 70—90 km.

Parametrii antenei:

- câștigul: 13,5 dB (4,8 ori);
- unghiul de directivitate: $\alpha_0 = 32^\circ$;
- raportul față/spate: 22 dB (12,5 ori);
- banda de trecere: 30—32 MHz;
- impedanța: 240 Ω ;
- lungimea electrică: $3,2 \lambda$;

Lungimea fizică a acestei antene este de cca. 2 m pentru canalele situate la 470—500 MHz și de cca. 1,3 m pentru cazul când antenna este realizată pentru recepția canalelor 55—60 (750—790 MHz).

Suportul (țeava portantă) a elementelor trebuie să fie confecționat dintr-o țeavă de 15—16 mm diametru; diametrul elementelor va fi de 5—8 mm.

Întrucât antenna este relativ lungă, este necesar ca aceasta să fie susținută prin 2 întăriri așa cum se arată în figura 2.28, unde sînt date și dimensiunile constructive ale antenei de 18 elemente.

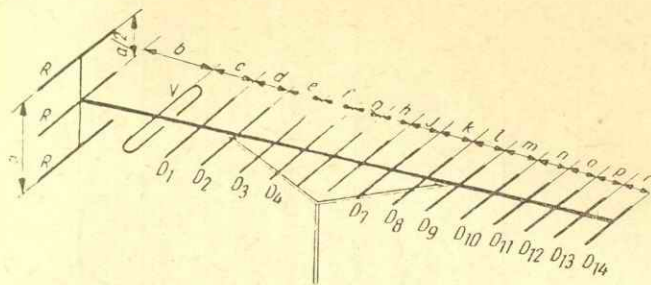


Fig. 2.28. Antenă de UIF cu 18 elemente ($3R+V+14D$).

În tabelul 2.5 sînt indicate toate dimensiunile în mm necesare pentru construirea antenei.

Dipolul vibrator se construiește așa cum s-a arătat în fig. 2.26.

Lungimea țevii purtătoare a elementelor, L_{18} , este indicată în tabelul 2.5, această lungime este cu 40—50 mm mai mare decât suma distanțelor $b \dots r$.

● **Antenă Yagi cu 25 elemente** ($5R+V+19D$). O antenă care satisface cerințele de câștig mare și bună directivitate pe orizontală este prezentată în figura 2.29.

Dimensiunile acestei antene sînt indicate în tabelul 2.6, în funcție de lungimea de undă λ a canalului pentru care se dimensionează antenna. Dimensiunile dipolului vibrator sînt indicate tot în figura 2.29.

Reflectorul acestei antene este format din 5 elemente așezate într-un plan vertical la distanța de $0,2 \lambda$ de dipolul buclat. Ca și la celelalte antene Yagi, elementele reflectorului fiind mai lungi decât $\lambda/2$ prezintă la frecvența centrală pentru care este dimensionată antenna, o reactanță inductivă și ca urmare reflectă energia care vine din spatele vibratorului activ.

Directorul D_1 , fiind mai mic decât $\lambda/2$ și decât vibratorul, se comportă la frecvența centrală de acord ca-

Tabelul 2.5

Datele constructive ale antenei Yagi cu 18 elemente

Canale	21-25	26-30	31-35	36-40	41-45	46-50	51-55	56-60	21-40
R , în mm	377	348	324	303	284	268	253	240	336
V , în mm	308	284	264	247	232	218	207	196	274
D_1 , în mm	293	270	252	235	221	208	196	186	261
D_2 , în mm	290	267	249	232	218	205	194	184	258
D_3 , în mm	287	264	246	229	215	203	192	182	255
D_4 , în mm	283	260	243	226	213	200	189	179	252
D_5 , în mm	279	257	240	223	210	198	187	177	249
D_6 , în mm	276	254	237	220	207	195	185	175	246
D_7 , în mm	272	251	234	217	205	193	183	173	243
D_8 , în mm	269	248	231	214	202	192	181	171	240
D_9 , în mm	265	245	228	210	200	189	179	169	237
D_{10} , în mm	262	242	225	207	197	187	177	167	234
D_{11} , în mm	259	239	222	204	195	184	175	165	231
D_{12} , în mm	256	236	219	200	192	181	172	162	238
D_{13} , în mm	253	233	216	197	190	179	170	160	225
D_{14} , în mm	250	231	213	194	187	176	168	158	223
a , în mm	240	240	240	240	230	230	230	230	240
b , în mm	140	129	120	112	105	99	94	89	125
c , în mm	72	67	62	58	54	51	49	46	64
d , în mm	92	85	79	74	69	65	62	59	82
e , în mm	104	96	89	83	78	74	69	66	92
f , în mm	121	112	104	97	91	86	81	77	104
g , în mm	132	122	113	105	99	94	88	84	117
h , în mm	133	123	114	106	100	95	89	85	118
j , în mm	134	124	115	107	101	96	90	86	119
k , în mm	136	126	117	109	102	96	91	87	121
l , în mm	137	127	118	110	103	97	92	87	122
m , în mm	138	128	119	111	104	98	93	88	123
n , în mm	139	129	120	112	105	99	94	89	124
o , în mm	140	130	121	113	106	100	95	90	125
p , în mm	141	131	122	114	107	101	96	91	126
r , în mm	142	132	123	115	108	102	97	92	127
L_{18} , în mm	1 950	1 810	1 680	1 570	1 485	1 400	1 325	1 260	1 750

pacitiv, ca și celelalte directoare care sînt din ce în ce mai „scurte” ajungînd la $0,35 \lambda$.

Pentru cîștig maxim, distanța dintre vibrator și reflector ar trebui să fie de cca. $0,15 \lambda$, iar distanța între vibrator și primul director de $0,1 \lambda$. Dar, în această si-

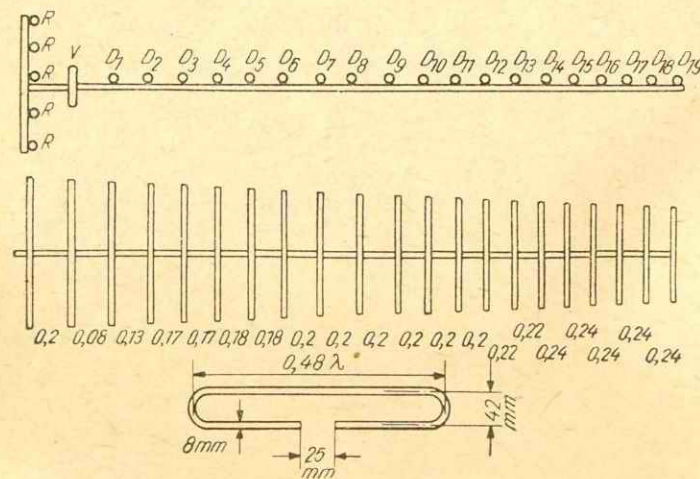
Tabelul 2.6

Datele constructive ale antenei Yagi cu 25 elemente

Dimensiunile elementelor	Distanța între elemente
R 0,6 λ	
V 0,48 λ	$V-R$ 0,2 λ
D_1 0,41 λ	$V-D_1$ 0,08 λ
$D_{2,3}$ 0,40 λ	D_1-D_2 0,13 λ
$D_{4,5,6}$ 0,39 λ	D_2-D_3, D_3-D_4 0,17 λ
$D_{7,8,9}$ 0,38 λ	D_4-D_5, D_5-D_6 0,18 λ
D_{10-14} 0,37 λ	$D_6 \dots D_{12}$ 0,2 λ
D_{15-17} 0,36 λ	$D_{12} \dots D_{14}$ 0,22 λ
D_{18-19} 0,35 λ	$D_{14} \dots D_{19}$ 0,24 λ

tuție impedanța antenei ar scădea la cca. 25—30 Ω , ceea ce nu ar fi convenabil.

În scopul măririi impedanței la o valoare convenabilă, se folosește proprietatea pe care o are un director așezat foarte aproape ($0,08 \lambda$) de dipolul activ și anume

Fig. 2.29. Antenă Yagi de UIF cu 25 elemente ($5R+V+19D$).

de a ridica impedanța antenei (în acest caz pină la cca. 65—70 Ω).

Parametrii antenei Yagi cu 24 elemente:

— cîștigul:	14—15 dB (5—5,6 ori);
— unghiul de deschidere pe orizontală:	32°—35°;
— unghiul de deschidere pe verticală:	36—43°;
— raportul față/spate:	26 dB (20 ori);
— banda de trecere:	5% din f_0 ;
— impedanța:	65—70 Ω ;
— lungimea electrică:	4 λ .

Dipolul va avea 8 mm diametru, reflectoarele 6—8 mm, iar directoarele 5—8 mm.

Conectarea cablului coaxial la bornele antenei se va face cu ajutorul unui dispozitiv de simetrizare, așa cum este arătat în cap. 3.5.5.

2.3. Grupuri de antene

În scopul de a mări directivitatea și cîștigul antenelor se practică pe scară largă conectarea sinfazică a mai multor antene identice.

Așezarea în spațiu poate fi făcută în același plan pe orizontală sau prin suprapunere pe verticală (etajare).

Mărirea directivității pe orizontală se obține prin așezarea în planul orizontal a două antene; unghiul de deschidere pe orizontală scade la aproximativ 2/3 din unghiul de deschidere al unei antene. De exemplu două antene Yagi de 18 elemente conectate în paralel pe orizontală, vor avea directivitatea orizontală de 22—24° față de 32° cît are o singură antenă. Directivitatea este maximă atunci cînd distanța între axele antenelor este de 0,8 λ .

Mărirea directivității pe verticală se obține prin conectarea paralelă a 2 sau mai multe antene așezate etajat. Cu 2 etaje unghiul de directivitate se reduce cu cca. 30% față de deschiderea pe verticală a unei singure antene.

Conectarea sinfazică a două etaje conduce concomitent și la mărirea cîștigului. Prin etajare, creșterea

cîștigului este de 2—2,5 dB (1,26—1,33 ori) și depinde de distanța dintre etaje. Cîștigul maxim se obține atunci cînd etajele sînt situate la o distanță de cca. 0,8—1 λ , distanța minimă între etaje poate fi de 0,5 λ .

Conectarea paralelă a două antene plasate în același plan orizontal aduce un cîștig de cca. 2 dB (1,26 ori), dependent de distanța dintre axele celor două antene. Cîștigul maxim se obține atunci cînd distanța între axele antenelor este de 1,5—2 λ .

Antene etajate

În figura 2.30 sînt indicate schematic diferitele cazuri tipice de conectare pe verticală a antenelor etajate de tip Yagi.

Pentru simplificarea schiței s-au prezentat numai vibratoarele antenelor sinfazice cu 2 etaje.

Se va explica în cele ce urmează cum se obține mărirea cîștigului prin conectarea în paralel a două antene identice. Se presupune că lucrăm în emisie (explicația este mai simplă), fenomenul fiind identic și în situația cînd antena recepționează.

O antenă Yagi este alimentată de la un generator de înaltă frecvență cu puterea P iar antena radiază în

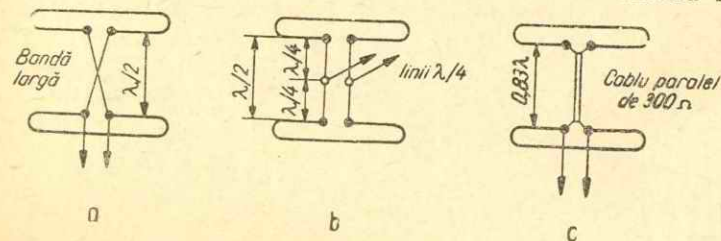


Fig. 2.30. Conectarea sinfazică a antenelor cu 2 etaje: a, b — antene situate la distanța $\lambda/2$; c — antene situate la distanță apropiată de λ .

spațiu energie electromagnetică, creînd la o anumită distanță un cîmp electromagnetic de valoare E .

Punem apoi o a doua antenă identică sub prima antenă conectată corect ca fază la același cablu care transmite puterea P de la generatorul de înaltă frecvență.

Acum, puterea P a generatorului se repartizează în mod egal celor 2 antene astfel că fiecare din ele radiază o putere $P/2$. Întrucît intensitatea cîmpului electromagnetic este proporțională cu rădăcina pătrată a puterii emise, rezultă că la distanța considerată, cîmpul pe care fiecare din cele două antene îl creează va fi doar $E/\sqrt{2}$ adică doar 0,707 din cîmpul pe care antena îl produce atunci cînd i se aplică puterea P . Dar intensitatea rezultantă a cîmpului la distanța considerată datorită celor două antene se adună vectorial dacă antenele sînt excitate sinfazic:

$$E_0 = \frac{E}{\sqrt{2}} + \frac{E}{\sqrt{2}} = \frac{2E}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}E = 1,41 E.$$

Rezultă deci un cîmp de $\sqrt{2}$ ori (3 dB) mai mare decît cîmpul creat de o singură antenă.

În cazul recepției, procesul este invers celui de la emisie, astfel că două antene conectate sinfazic și plasate într-un cîmp de intensitate E , culeg din spațiu o energie dublă, astfel că la bornele antenei cu 2 etaje se obține o tensiune de $\sqrt{2}$ ori mai mare (3 dB) decît cu o singură antenă.

În practică, tensiunea crește cu 2—2,5 dB, deoarece fiecare din antene absoarbe energia din suprafețe de absorbție care se suprapun parțial din cauza apropierii antenelor. Îndepărtarea antenelor între ele nu conduce însă la mărirea cîștigului. Există o distanță optimă la care cîștigul a două etaje sinfazice este maxim, iar conectarea celor două etaje se poate face convenabil.

Teoretic, dacă se conectează sinfazic 4 etaje, se obține un cîștig suplimentar de 6 dB; conectînd 8 etaje ar urma să se obțină un spor de 9 dB, ș.a.m.d.

În practică se poate conta pe cca. 2,3 dB (1,3 ori) la fiecare dublare a numărului de etaje. De pildă, dacă cu o antenă Yagi de 13 elemente se obține un cîștig de 11,8 dB față de un dipol simplu, cu 2 etaje a 13 elemente se obțin cca. 14 dB iar cu 4 etaje sinfazice cu distanța $\lambda/2$ între etaje se obțin 16 dB.

Tot așa, cu o antenă avînd 2 etaje a 18 elemente se obține un cîștig de cca. 16 dB, atunci cînd etajele sînt situate la distanța de cca. $0,83 \lambda$ pe verticală.

● **Conectarea sinfazică a etajelor pe verticală.** Așa cum s-a arătat anterior, mărirea cîștigului peste 15—16 dB este mai ușor de realizat prin conectarea în paralel a mai multor antene (etaje) decît prin mărirea numărului de directoare ale unui singur etaj.

Cîștigul suplimentar prin etajare se poate determina din figura 2.31.

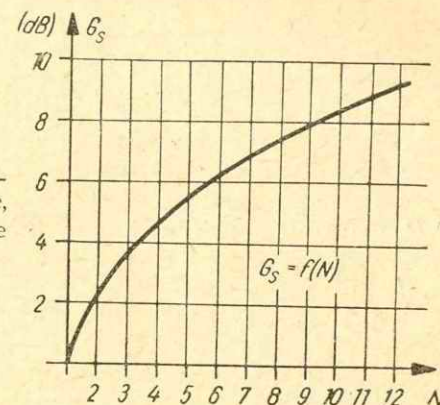


Fig. 2.31. Cîștigul suplimentar (G_s) prin etajare, în funcție de numărul de etaje (N).

Se vede că pentru $N=2$ etaje, cîștigul este de cca. 2,3—2,5 dB, pentru $N=4$ cîștigul crește cu 4,6—5 dB iar pentru $N=8$ etaje cîștigul suplimentar este 7—7,2 dB.

În domeniul undelor decimetrice, spre deosebire de undele metrice, nu este însă necesară mărirea numărului de etaje la mai mult de 4 deoarece caracteristica de directivitate se poate deforma în mod dezavantajos prin apariția unor loburi intermediare, ceea ce poate de fapt dăuna atît directivității verticale cît și celei orizontale.

Legarea în paralel a etajelor trebuie realizată pe de o parte astfel încît tensiunile etajelor să se însumeze (sinfazic), iar pe de altă parte ținîndu-se seama de adaptarea impedanțelor.

Pentru aceasta trebuie să se țină seama de o serie de considerente ce vor fi expuse în cele ce urmează.

Legarea în paralel și adaptarea impedanțelor se poate realiza prin:

- cablu coaxial;
- cablu paralel;
- linii în aer.

Folosirea cablului coaxial asigură legarea corectă sub aspectul adaptării impedanțelor dar este mai dificilă de realizat practic.

Cablul paralel poate servi la legarea comodă a etajelor atunci când antenele au o impedanță apropiată de $240\text{--}270\ \Omega$.

Liniile paralele în aer permit conectarea sinfazăică a etajelor oricare ar fi impedanța fiecărui etaj.

Înainte de a trece la descrierea modului practic de conectare a etajelor, se reamintesc unele noțiuni elementare din teoria liniilor:

— dacă lungimea unei linii paralele este egală cu $\lambda/4$ sau un multiplu impar ($3\lambda/4$, $5\lambda/4$ etc.) linia se comportă ca un transformator de impedanță ($Z_l = \sqrt{Z_1 Z_2}$) între cele două impedanțe Z_1 și Z_2 conectate la capetele liniei (fig. 2.32, a);

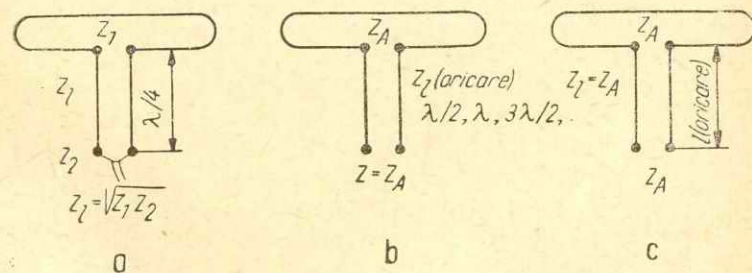


Fig. 2.32. Dipoli și linii paralele conectate.

— dacă lungimea liniei este $\lambda/2$ sau un multiplu λ , $3\lambda/2$, 2λ , $5\lambda/2$, etc., linia va avea întotdeauna o impedanță egală cu impedanța sursei sau a sarcinii, respectiv dacă lungimea unei linii este egală cu $\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$, 2λ , etc., impedanța liniei ($Z_l = 276 \lg D/r$) se poate alege în mod arbitrar (fig. 2.32, b);

— dacă impedanța unei linii este egală cu impedanța între punctele la care se conectează linia, lungimea liniei poate fi aleasă arbitrar.

Ca urmare celor de mai sus, rezultă că liniile în $\lambda/4$ servesc pentru transformarea impedanțelor în vederea adaptării, iar liniile în $\lambda/2$ servesc pentru conectarea paralelă a antenelor.

Legarea sinfazăică a etajelor se rezumă la respectarea următoarelor reguli:

- linia paralelă în $\lambda/2$ produce o defazare de 180° ;
- linia paralelă în λ produce o defazare de 360° respectiv 0° .

Cînd fiderul se conectează la capătul liniei în $\lambda/2$ (atunci cînd etajele sînt legate cu o linie în $\lambda/2$), aceasta trebuie încrucișată, rotită la mijloc cu 180° (ca în fig. 2.33, a și 2.34, a), iar atunci cînd etajele se leagă printr-o linie în λ (fig. 2.33, b), pentru conectare sinfazăică legarea se face în paralel, fără răsucirea liniei cu 180° .

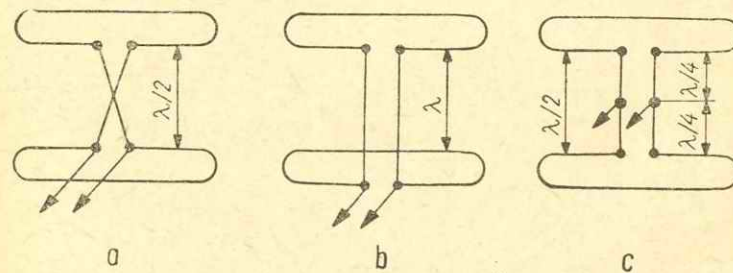


Fig. 2.33. Conectarea antenelor etajate:

a — etaje legate cu o linie în $\lambda/2$; b — legate cu o linie în λ ; c — legate cu o linie în $\frac{\lambda}{4}$.

Cînd însă fiderul se conectează la mijlocul liniei în $\lambda/2$ (deci la $\lambda/4$), nu este necesară încrucișarea (fig. 2.33, c).

În cele ce urmează se vor da cîteva exemple tipice de conectare a unor antene sinfazăice, ținîndu-se seama atît de adaptarea impedanțelor cît și de sinfazăre.

În figura 2.34, a se leagă sinfazic 2 etaje situate la o distanță de aproximativ $\lambda/2$ conectând vibratoarele cu ajutorul unei linii în $\lambda/2$, în aer, încrucișat (deoarece distanța între etaje este $\lambda/2$). Fiecare din etaje are o impedanță de cca. 250 Ω și pentru a le lega în paralel

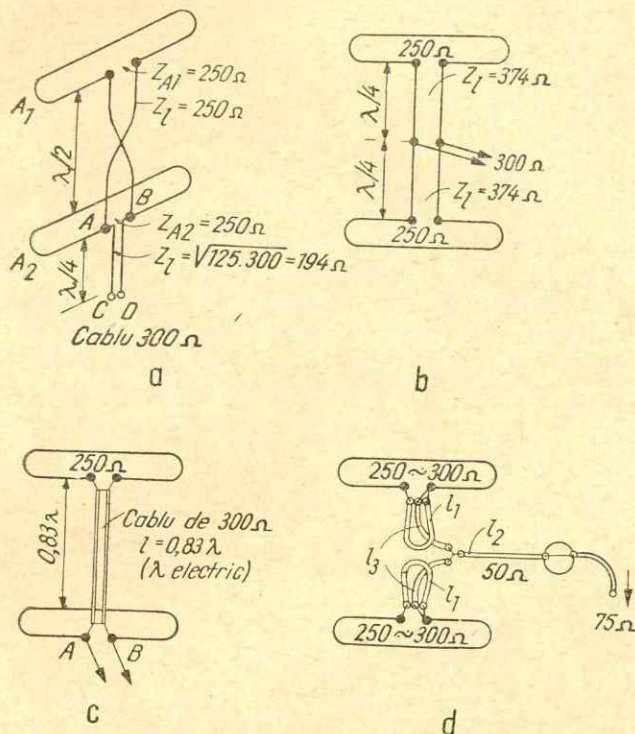


Fig. 2.34. Exemple practice de conectare a antenelor cu 2 etaje:

a — prin linie încrucișată și linie de transformare; b — prin linii paralele în $\lambda/4$; c — prin cablu paralel de 240–300 Ω ; d — prin bucle și linii de cablu coaxial.

ne folosim de o linie paralelă în aer cu impedanța caracteristică de 250 Ω care lucrează în regim de undă progresivă astfel că la bornele A—B ale vibratorului inferior cele 2 etaje sînt conectate în paralel obținîndu-se impedanța de 125 Ω . De la impedanța de 125 Ω

este necesară o linie $\lambda/4$ pentru a transforma impedanța la cca. 300 Ω pentru a se putea conecta în punctele CD un cablu paralel de 300 Ω direct sau un cablu coaxial de 75 Ω prin buclă în $\lambda/2$. Pentru aceasta linia în $\lambda/4$ va avea o impedanță $Z_L = \sqrt{125 \cdot 300} = 194\Omega$ ($D/r=5$).

Un alt mod de legare a acelorași antene este arătat în figura 2.34, b, prin folosirea unor linii în $\lambda/4$ de 374 Ω cu ajutorul cărora impedanța fiecărui etaj este ridicată la 600 Ω ($Z_L = \sqrt{250 \cdot 600} = 374\Omega$), urmînd ca prin conectarea în paralel a celor două linii de 600 Ω să se obțină o impedanță de 300 Ω la care cablul coaxial de 75 Ω se leagă prin buclă $\lambda/2$ iar cablul de 300 Ω direct.

O altă posibilitate este conectarea etajelor folosind o linie în λ sub forma unui cablu paralel de 300 Ω cu lungime fizică de $0,83\lambda$ (scurtarea $K=0,83$). Apare o oarecare neadaptare între impedanța de 250 Ω a antenei și impedanța de 300 Ω a cablului; în schimb, întrucît etajele sînt situate la cca. $0,8\lambda$ cîștigul în tensiune este ceva mai mare decît la $0,5\lambda$ astfel că pierderea de tensiune prin neadaptare este compensată (fig. 2,34, c).

Însfîșit, o altă metodă de conectare sinfazică constă în utilizarea unor tronsoane de cablu coaxial, așa cum se arată în fig. 2.34, d.

La fiecare din cele 2 vibratoare se conectează o buclă în $\lambda/2$ (lungimea fizică a buclei $l_1 = K\lambda/2 = 0,33\lambda$), buclă care coboară impedanța de 4 ori, de la 250 Ω la cca. 63 Ω (în condițiile unei mici neadaptări). În locul conectării paralele a celor două segmente de cablu coaxial l_3 ($l_3 = \text{arbitrar}$), impedanța care rezultă este de cca. 32 Ω . De aici cu ajutorul unei linii coaxiale în $\lambda/4$ ($l_2 = K \cdot \lambda/4 = 0,165\lambda$) respectiv un tronson de cablu coaxial de 50 Ω ($Z_L = \sqrt{32 \cdot 75} = 50\Omega$, impedanța de 32 Ω este ridicată la 75 Ω , la care se conectează cablul de coborîre de lungime arbitrară.

La acest ultim mod de conectare, pentru asigurarea sinfazării celor două antene, este necesar să se procedeze astfel:

— tronsoanele l_3 trebuie să fie riguros egale între ele;

— conectarea tronsoanelor l_3 trebuie să se facă identic (ambele la ramura din dreapta sau ambele la ramura din stînga ale vibratoarelor V_1 și V_2).

● **Conectarea sinfază a antenelor pe orizontală.** Atunci cînd se urmărește îmbunătățirea directivității pe orizontală, antenele se plasează în același plan orizontal, așa cum se arată în figura 2.35.

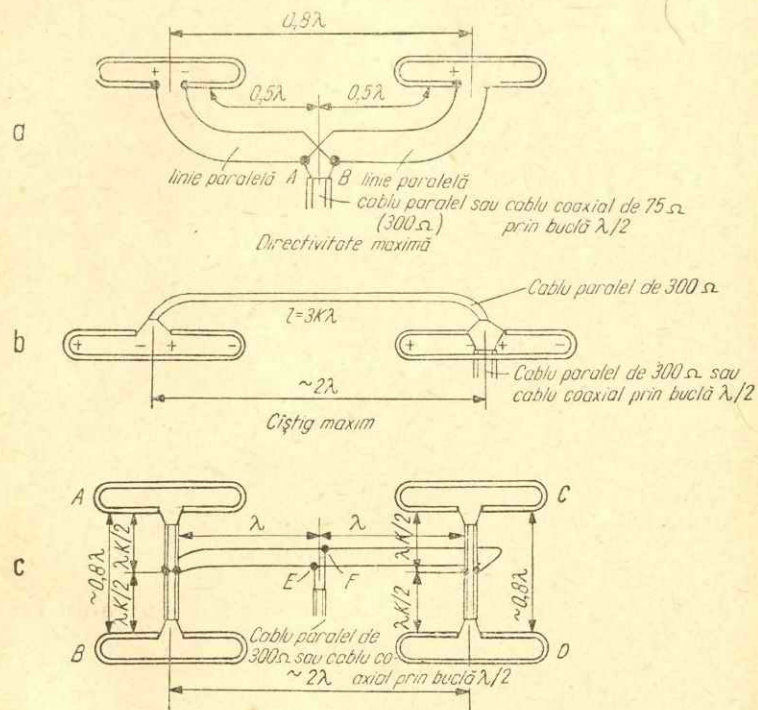


Fig. 2.35. Conectarea sinfază a unor antene plasate în același plan (orizontal):

a — prin linie paralelă în aer (directivitate maximă); b — prin cablu paralel de 300Ω (cîștig maxim); c — antene în grup de 4 etaje (2+2).

La distanța de $0,8-0,9\lambda$ se obține directivitatea optimă iar la distanța de cca. 2λ între etaje se obține cîștig optim.

Legăturile între etaje se fac fie cu linii paralele fie cu cablu paralel de 300Ω . Astfel:

— În figura 2.35, a două antene Yagi avînd impedența de $240-260\Omega$ sînt plasate la distanța fizică de $0,8\lambda$ și sînt unite prin două linii paralele cu lungimea de $\lambda/2$. Legarea capetelor liniilor se va face ținînd seama de faza tensiunii induse în dipolii vibratorii de tip $\lambda/2$, așa cum se arată în figura 2.35, a. La locul de unire (A, B) a celor două linii, se conectează cablul paralel de coborîre sau cablul coaxial prin buclă $\lambda/2$.

— În figura 2.35, b două antene plasate la distanța de cca. 2λ se conectează cu ajutorul unui segment de cablu paralel, avînd lungimea $l = 3K\lambda$ (unde K este factorul de scurtare — de obicei 0,83), respectînd sinfazearea. Coborîrea se conectează la punctele A—B adică la bornele unuia dintre vibratori.

— În fig. 2.35, c se arată conectarea unui grup de 4 antene, plasate cîte 2 pe verticală în scopul de a obține un cîștig mare în același timp cu o directivitate pronunțată pe orizontală.

Între etajele AB și CD plasate la distanța de cca. $0,8\lambda$ se utilizează ca legătură o bucată de cablu paralel de 300Ω , avînd lungimea $l = K\lambda$; între grupele de etaje AB și CD conectarea se realizează prin două linii paralele în aer, de lungime $l = \lambda$, iar cablul de coborîre paralel de 300Ω se conectează în punctele EF (cablul coaxial prin buclă în $\lambda/2$).

2.4. Antene de bandă largă

● **Antena cu dipol în λ .** Așa cum s-a arătat în § 2.1.3 dipolul în λ prezintă unele avantaje față de dipolul în $\lambda/2$: cîștig mai mare; directivitate mai bună; bandă foarte largă.

În afară de acestea, dependența pronunțată a impedenței dipolului în λ de gradul de suplețe, face posibilă construirea unei mari varietăți de antene, adap-

— Vibratorul în λ folosit în undele decimetrice trebuie să prezinte o impedanță de ordinul a 380—400 Ω ; pentru aceasta vibratorul va avea un grad redus de suplețe.

— Reflectorul poate fi de tip panou sau în unghi așa cum se arată în figura 2.36 respectiv în fig. 2.37. Reflectorul panou este un pătrat cu latura egală cu λ . Reflectorul în unghi are lungimea totală 2λ , lățimea λ .

The drawing consists of two parts: a side view on the left and a top view on the right.

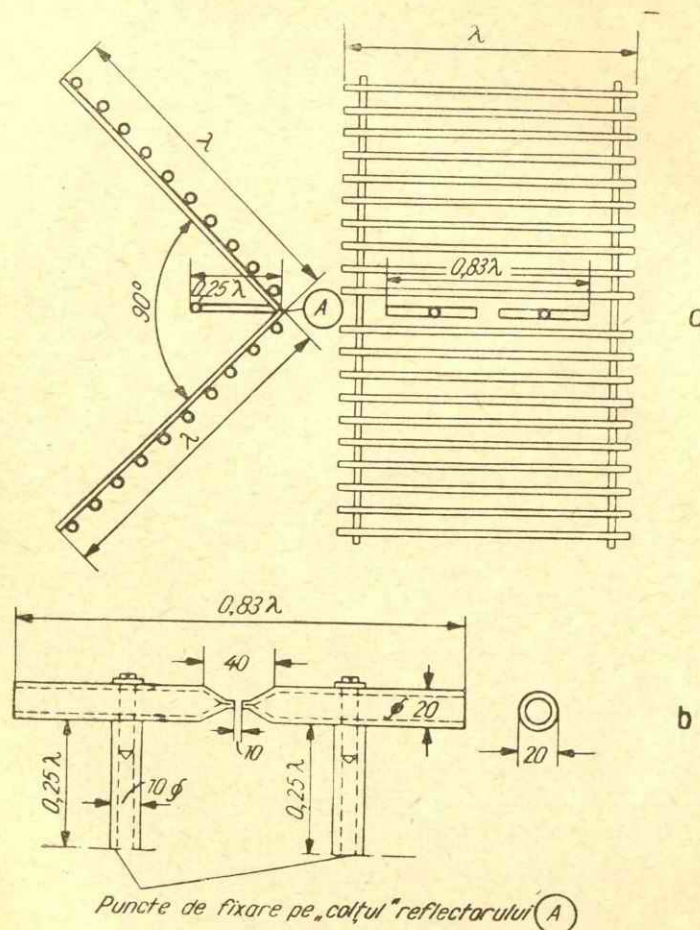
Side View (Left): Shows a vertical grating with a horizontal support arm. The support arm has a width of $2 \dots 3 \text{ mm}$. The distance from the support to the grating surface is $0,25\lambda$. The grating surface has a series of circular holes with a diameter of $0,7\lambda$.

Top View (Right): Shows the grating as a series of horizontal lines. The total width is λ . The distance between the centers of the two main diffraction orders is $0,75\lambda$. The diagram illustrates the diffraction pattern with rays and angles.

— Unghiul sub care se construiește reflectorul influențează cîștigul antenei, impedanța la borne și directivitatea pe verticală.

Datele constructive ale unei antene de tip „Corner” sînt indicate în figura 2.37. Parametrii acestei antene sînt buni:

- cîştigul 10—11 dB;
- impedanța: cca. 250 Ω ;
- raportul față/spate: 24—26 dB;



78

- directivitatea orizontală: 36—45°;
- directivitatea verticală: 30—38°;
- banda de trecere: 200 MHz.

Având în vedere banda largă a antenelor „Corner”, pentru banda IV este rațional să se construiască o singură antenă calculată pentru frecvența de 540 MHz ($\lambda=0,55$ m).

Pentru banda V frecvența centrală a benzii ar urma să fie de cca. 700 MHz ($\lambda=0,43$ m).

● **Antena de bandă largă cu dipol în $\lambda/2$.** Și antenele Yagi pot fi realizate pentru recepția unei benzi largi, mergând pînă la 15—20 canale.

Pentru mărirea benzii de trecere se mărește grosimea vibratorului și se modifică unele distanțe între elementele pasive.

În tabelul 2.3 se dau datele constructive pentru o antenă Yagi cu 9 elemente ($3R+V+5D$) de bandă largă. În tabelul 2.4 se prezintă dimensionarea unei antene Yagi cu 13 elemente ($3R+V+9D$), iar în tabelul 2.5 datele pentru o antenă de bandă largă cu 18 elemente ($3R+V+14D$).

Banda de trecere a acestor antene este de cca. 150 MHz.

Cîștigul antenelor Yagi de bandă largă este mai mic decît al antenelor de bandă îngustă, și anume:

- antena cu 9 elemente: 7,6 dB (2,4 ori);
- antena cu 13 elemente: 8,8 dB (2,75 ori);
- antena cu 18 elemente: 10,4 dB (3,3 ori).

Impedanța antenelor Yagi de bandă largă este de 250—230 Ω , astfel că legarea cablului coaxial de coborîre se va face prin intermediul unei bucle în $\lambda/2$.

● **Antenă specială cu 15 elemente ($3R+V+11D$).** Antena a cărei descriere urmează este o antenă universală care satisface cerințele în cele mai diverse situații de recepție pînă la distanțe de 60—70 km de emițător. Parametrii principali sînt:

- | | |
|----------------------------|-----------------------|
| Cîștigul: | 13—14 dB (4,5—5 ori); |
| Raportul F/S: | 22 dB (12—13 ori); |
| Directivitatea orizontală: | $\alpha_o=33^\circ$; |
| Directivitatea verticală: | $\alpha_v=34^\circ$; |
| Impedanța la borne: | 240 Ω . |

Antena asigură recepția în cel puțin 5 canale „preferate” cu cîștig maxim de cca. 13,5 dB, dar și recepția în toate canalele inferioare cu un cîștig ceva mai mic (11—12 dB).

Toate elementele antenei se confecționează din țevă sau bară cu diametrul de 5—10 mm, iar suportul elementelor trebuie să fie metalic, astfel ca toate elementele să fie bine legate electric între ele.

Antena se realizează după schița din figura 2.38 în care sînt notate lungimile elementelor și distanțele între elemente.

Dimensiunile constructive pentru antena Yagi cu 15 elemente sînt date detaliat în tabelul 2.7 (valorile sînt date în mm).

Diagrama de directivitate pe orizontală a antenei $3R+V+11D$ este arătată în figura 2.39. Se vede că la

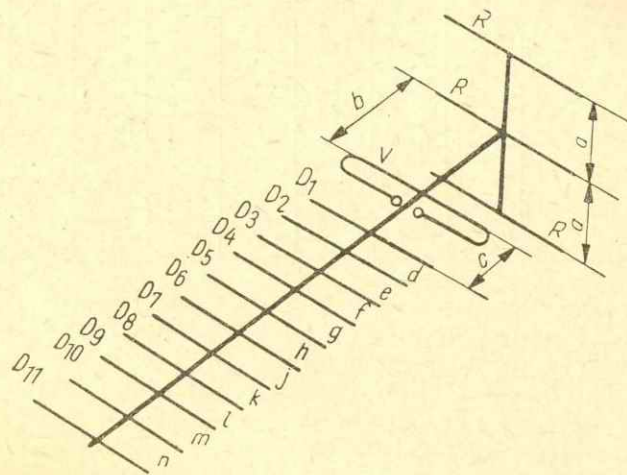


Fig. 2.38. Antenă specială Yagi cu 15 elemente ($3R+V+11D$).

nivelul 0,707, unghiul de directivitate pe orizontală α_o este de cca. 33° .

În tabelul 2.7 se indică distanța optimă A la care se așază axele celor două antene sinfazice atunci cînd

Tabelul 2.7

Datele constructive ale unei antene Yagi cu 15 elemente

Canal	21-25	26-30	31-35	33-40	41-45	46-50	51-55	56-60
R , în mm	422	390	362	338	318	300	285	255
V , în mm	343	317	295	275	255	244	230	205
D_1 , în mm	255	236	220	205	192	181	171	162
D_2 , în mm	246	227	211	197	185	174	165	156
D_3-D_4 , în mm	243	225	209	195	183	173	163	155
D_5-D_8 , în mm	241	223	207	193	181	171	161	153
D_9-D_{11} , în mm	239	220	205	191	179	169	160	152
a , în mm	143	132	122	114	107	100	96	90
b , în mm	93	86	80	75	70	66	62	62
c , în mm	26,5	24,5	23	21	20	19	18	24
d , în mm	76	70	65	61	57	54	51	52
e , în mm	159	147	137	128	120	113	107	140
f , în mm	169	156	145	135	127	120	113	133
g , în mm	181	167	155	145	136	128	121	150
h , în mm	181	167	155	145	136	128	121	150
j , în mm	181	167	155	145	136	128	121	150
k , în mm	181	167	155	145	136	128	121	150
l , în mm	181	167	155	145	136	128	121	150
m , în mm	181	167	155	145	136	128	121	150
n , în mm	181	167	155	145	136	128	121	150
A , în mm	980	910	840	790	740	700	660	625

acestea se așază pe orizontală în scopul măririi directivității pe orizontală, sau când antenele se așază pe verticală în scopul măririi directivității pe verticală.

Unghiul de directivitate α_0 sau α_v scade cam la jumătate prin conectarea sinfazică a două antene, în timp ce câștigul crește cu 2—3 dB.

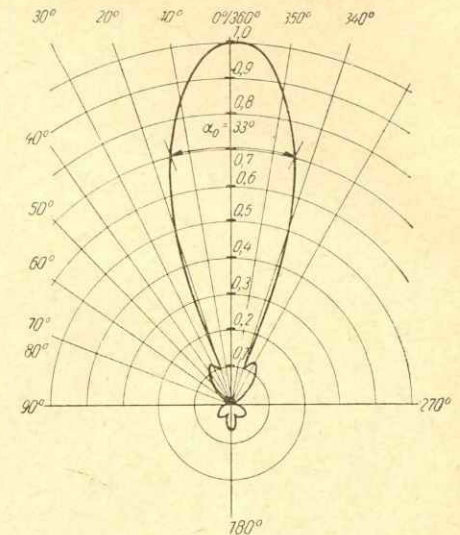
Figura 2.40 prezintă 3 moduri de așezare a antenelor conectate sinfazic cu ajutorul unor segmente de cablu paralel sau linie paralelă în aer precum și sistemul mecanic de fixare al celor două țevi portante ale antenelor cît și stîlpul sau țeava verticală pe care se montează grupul de antene gemene.

Distanța optimă A este stabilită experimental în mod exact pentru fiecare tip de antenă și diferă de distan-

țele „rotunde” sau $\lambda/2$. Așezarea antenelor la distanța A conduce la obținerea unui maximum atît în ceea ce privește câștigul cît și ca directivitate.

Evident distanța A poate fi redusă, dar câștigul și directivitatea vor scădea, apărînd în plus și lobi „para-

Fig. 2.39. Directivitatea orizontală a antenei Yagi cu 15 elemente (din. fig. 2.38).



ziți” suplimentari în diagrama de directivitate. Mărirea distanței A nu este recomandabilă în nici un caz.

Conectarea sinfazică se realizează în modul cel mai simplu, așa cum se vede în figura 2.40, d , figură în care sînt figurate numai vibratoarele (dipolii activi).

Liniile de legătură l_1 și l_2 sînt bucăți de cablu paralel de 240...300 Ω perfect egale între ele ca lungime ($l_1=l_2$). Lungimea propriu zisă nu are însă importanță și se alege din considerente constructive. Conectarea corectă se face astfel ca punctul a al unui dipol să fie legat la punctul a al celuilalt dipol, iar punctul b cu punctul b respectiv. De la punctele de legătură $x-x$ ale celor două linii, se pleacă cu cablul de coborîre spre televizor.

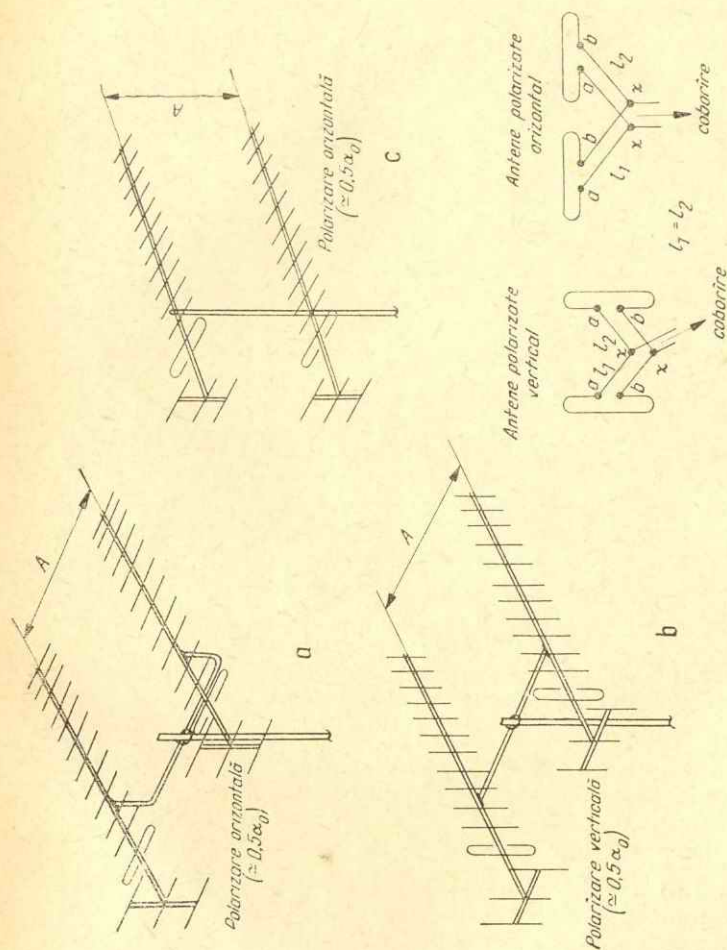


Fig. 2.40. Așezarea în spațiu a antenelor sinfazice:

a — două antene pentru polarizare orizontală; b — două antene pentru polarizare verticală; c — două antene etajate pentru polarizare orizontală; d — conectarea dipolilor acestor antene.

Constructorii mai versați de antene vor obiecta de îndată că prin acest sistem de conectare se încalcă regulile elementare de adaptare a impedanțelor. Dar într-adevăr, două linii de 300Ω legate în paralel în punctele x—x, conduc la o impedanță de 150Ω (jumătate) între aceste puncte. Conectând la o impedanță de 150Ω în punctele x—x, un cablu paralel de 300Ω apare o neadaptare de impedanțe. Practic însă pierderea de tensiune care apare datorită neadaptării este neglijabilă, deoarece la un coeficient de unde staționare $S=2$, apare o pierdere de tensiune de cca. 0,5 dB.

Dacă la coborîre se utilizează un cablu coaxial de 75Ω , acesta se va conecta la punctele x—x prin intermediul unei bucle în $\lambda/2$, care este cel mai bun transformator de impedanță.

● **Antenă panou cu vibratoare fluturo.** Construcția antenei cu vibratoare fluturo se bazează pe utilizarea dipolilor în λ , astfel dimensionați încît impedanța comună a 4 etaje (4 dipoli) să fie de cca. 250Ω . Antena acoperă o bandă de 40 canale, adică tot domeniul UIF. Cîștigul antenei în tot domeniul UIF este de 12—12,5 dB iar raportul față-spate de 22 dB. Directivitatea pe orizontală este de 50° iar pe verticală de cca. 27—28°.

Construcția unui dipol vibrator este arătată în figura 2.41, a.

Vibratorul se confecționează din tablă de aluminiu de 1,5—3 mm grosime. Fixarea fiecărui dipol pe panoul reflector se face cu șuruburi prinse în suportii jumătăților de vibrator.

Schița antenei ca ansamblu este arătată în figura 2.41, b. Distanța între reflector și vibratoare este de 120 mm, adică $0,25 \lambda$ și se asigură cu suportii din țevă sau bară filetată la capete pentru șuruburi M4 sau M5.

Panoul reflector se construiește cu un cadru din țevă sau bară și cu 4 traverse orizontale pe care se prind suportii jumătăților de vibrator.

Cadrul se „umple” cu o „țesătură” din sîrmă zincată de $\varnothing 1,5$ —2 mm bobinată peste cadru, orizontal, la distanța de 20—25 mm între spire (lungimea sîrmei cca. 40 m). Punctele de atingere cu cadrul trebuie să

asigure un bun contact electric. Antena cadru cu 4 dipoli vibratori reprezintă de fapt o antenă cu 4 etaje, fiecare etaj avînd un vibrator, în λ (de tip fluture) și un reflector (R+V).

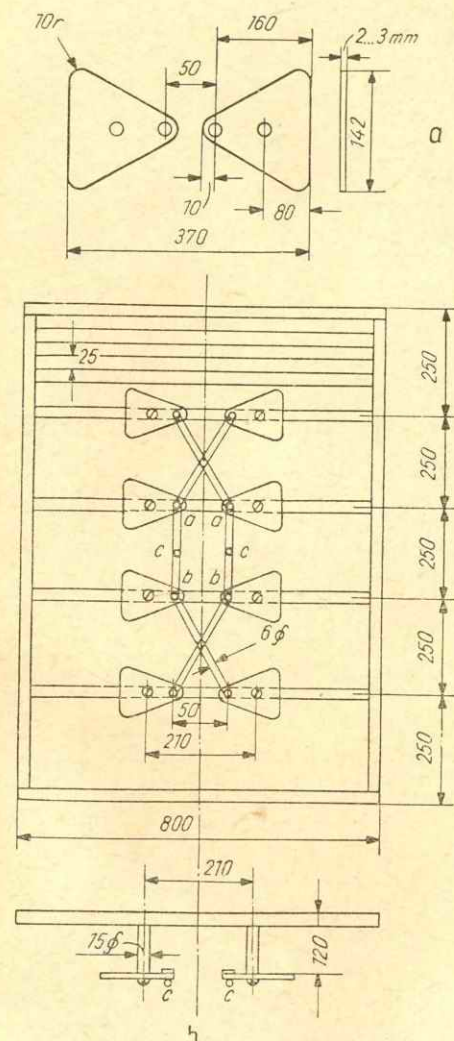


Fig. 2.41. Antenă panou cu vibratoare fluture:
a — dimensiunile dipolului;
b — dimensiunile antenei
(vedere din față și vedere de jos).

Fiecare din cele 4 etaje are o impedanță de cca. 500 Ω . Etajele sînt conectate în paralel și sinfazic cu ajutorul unor linii încrucișate (aceasta deoarece etajele sînt situate la distanța de $\lambda/2$ pe verticală) obținîndu-se la bornele a—a și la bornele b—b impedanțe de cîte 250 Ω .

De la punctele a—a impedanța de 250 Ω se ridică la cca. 500 Ω cu ajutorul liniei în $\lambda/4$ (impedanța liniei este de aproximativ 350 Ω). De la punctele b—b în mod identic prin linia în $\lambda/4$ (dintre punctele b—b și c—c) impedanța se ridică la 500 Ω . În punctele c—c care constituie de fapt bornele antenei, prin conectarea în paralel a celor două linii în $\lambda/4$ se obține o impedanță de 250 Ω , la care se poate conecta cablul coaxial de 60—75 Ω prin buclă în $\lambda/2$ sau cablul paralel de 240—300 Ω direct.

Cîștigul de 12,5 dB al antenei panou cu vibratoare fluture în λ se obține pornind de la cîștigul de cca. 7,5 dB al unui etaj. Două etaje vor avea un cîștig de aproximativ 10 dB iar 4 etaje un cîștig de 12,5 dB (pentru fiecare dublare a numărului etajelor cîștigul crește cu 2,3—2,6 dB).

Antena panou cu vibratoare fluture se recomandă a fi utilizată acolo unde se pune problema recepționării cu o singură antenă a două sau mai multe emițătoare de UIF situate față de antena de recepție la un unghi de pînă la 50° (care sînt cam în aceeași direcție). Acest tip de antenă se potrivește pentru această situație deoarece are o caracteristică largă de directivitate (fig. 2.42). Reflectorul panou face ca directivitatea în sensul opus (pentru emițătoarele care se află în spatele antenei) să fie foarte pronunțată și ca urmare raportul față-spate să fie de cca. 30 dB. Acest lucru se evidențiază în diagrama de directivitate (lobul opus celui principal este foarte mic).

Antena panou prezintă deci alte avantaje decît o antenă Yagi de același cîștig care în mod inerent avînd un număr 13—15 elemente (pentru un cîștig echivalent de 12—12,5 dB) prezintă o directivitate mult mai pronunțată ($\alpha_0 = 30—35^\circ$).

Antena panou prezintă avantajul unei directivități verticale foarte bune ($\alpha_v=27^\circ$) și prin urmare este puțin sensibilă la paraziți datorită sistemului de aprindere a automobilelor. Directivitatea pronunțată pe verticală

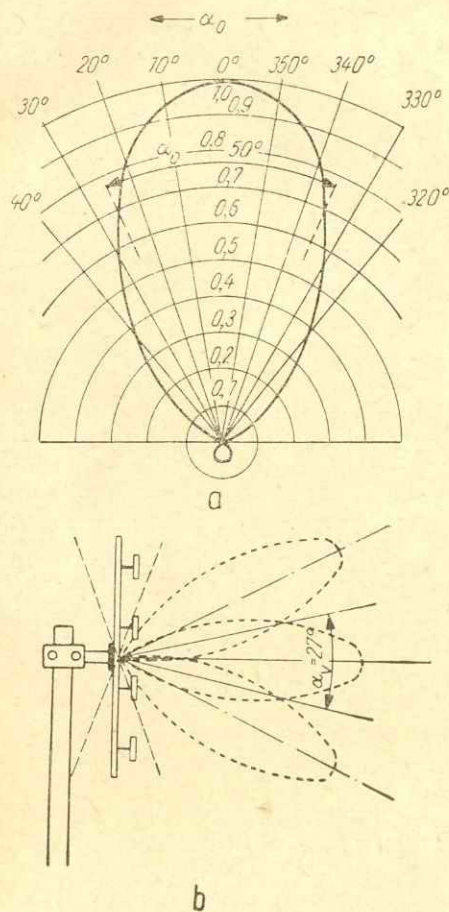


Fig. 2.42. Diagrama de directivitate pe orizontală a antenei panou cu vibratoare fluture (a); posibilitatea de a varia poziția antenei pe verticală (b).

este avantajoasă în situațiile în care la antenă sosesc unde reflectate de sus, reflexii caracteristice zonelor muntoase.

Datorită directivității verticale mari, este bine ca antena să poată fi înclinată sub diferite unghiuri pe verticală (fig. 2.42, b).

● **Antene mici și antene de cameră.** În zonele apropiate de postul de emisie adică pînă la 15—20 km de emițător, antenele mici cu 3—5 elemente pot asigura o recepție foarte bună mai ales atunci cînd se asigură vizibilitatea directă între antena de emisie și cea de recepție. Antenele mici pot fi utilizate ca antene de cameră, de balcon, montate pe exteriorul ferestrei sau amplasate în podul locuinței.

Alegerea locului se face prin încercări, alegîndu-se amplasarea astfel încît să nu apară reflexii sau imagini multiple și contrastul maxim al imaginii recepționate.

Cîmpul electromagnetic în interiorul locuinței este foarte neomogen, prezentînd neuniformități pronunțate, uneori de 10—20 dB.

În figura 2.43 se arată o distribuție a cîmpului în interiorul unei locuințe.

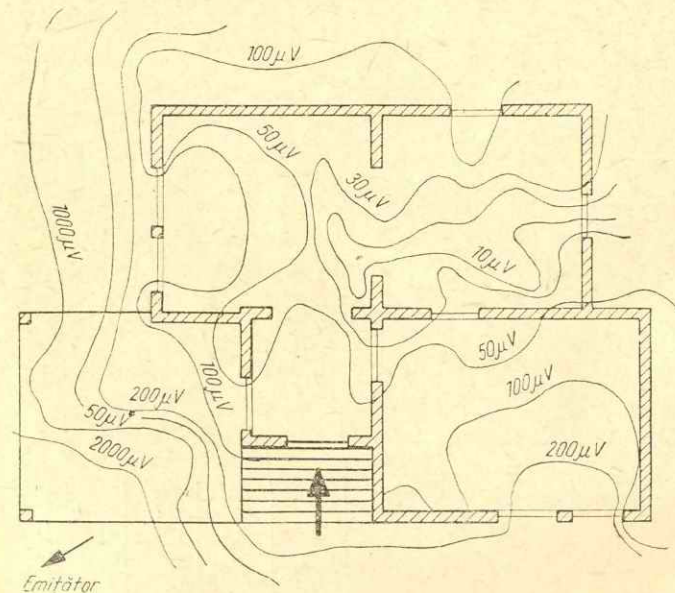


Fig. 2.43. Distribuția cîmpului electromagnetic într-o locuință.

Se observă că pe balconul de lemn intensitatea este de 100—1 000 $\mu\text{V/m}$ în timp ce în camere cîmpul este de 30—5 $\mu\text{V/m}$ în unele locuri. Din acest exemplu se vede cît de importantă este alegerea prin încercări a locului cel mai potrivit pentru antena de cameră sau antena de balcon.

Cîmpul electromagnetic din interiorul locuințelor este influențat de tipul construcției (lemn, zid, beton armat, de conductele metalice (gaz, apă, iluminat) de mobila din cameră, de mișcarea persoanelor chiar. De aceea este bine ca antenele mici să fie montate pe exteriorul ferestrei atunci cînd se observă că în cameră recepția este variabilă sau cu multe reflexii.

— **Dipolul simplu.** Cea mai simplă antenă de cameră este un dipol buclat în $\lambda/2$ realizat ca în figura 2.44.

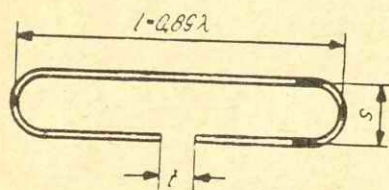


Fig. 2.44. Antenă de cameră dipol în $\lambda/2$. Dimensiunile conform tabelului 2.8.

Materialul utilizat: alamă, cupru, aluminiu cu diametrul de 4—12 mm, țevă, bară rotundă sau altă formă. Distanța S între brațele dipolului va fi de 30—40 mm, iar distanța t între capetele dipolului va fi de 20—30 mm. Lungimea dipolului este indicată în tabelul 2.8.

Tabelul 2.8

Datele constructive ale dipolului simplu

Canalele recepționate	21—25	26—30	31—35	36—40	21—40
l , lungimea vibratorului, în mm	273	253	235	217	243
d , diametrul vibratorului, în mm	4—12	4—12	5—10	5—10	12—16

Dipolul poate fi fixat de mijlocul său pe suportul antenei, suport care poate fi ornamental atunci cînd dipolul urmează a fi utilizat ca antenă de cameră sau suport metalic sau din alt material atunci cînd dipolul se fixează afară pe tocul ferestrei. Cablul de legătură este paralel, de 300 Ω (de tip panglică), dar de o lungime maximă de 3—4 m.

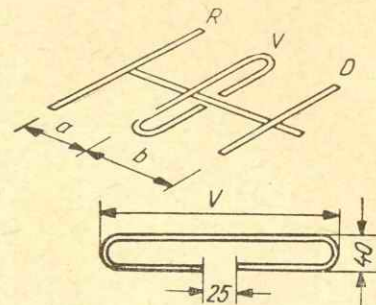


Fig. 2.45. Antenă de cameră pentru UIF. Dimensiunile conform tabelului 2.9.

— **Antena de cameră cu 3 elemente.** Pentru îmbunătățirea directivității, în vederea înlăturării reflexiilor se poate construi o antenă cu 3 elemente ca în figura 2.45.

Dimensiunile elementelor sînt indicate în tabelul 2.9.

Tabelul 2.9

Datele constructive ale antenei de cameră cu 3 elemente

Canalele	21—25	26—30	31—35	36—40	41—45	46—50	51—55
R , în mm	377	348	324	303	284	268	253
V , în mm	308	284	264	247	232	218	207
D , în mm	293	270	252	235	221	208	196
a , în mm	140	129	120	112	105	99	94
b , în mm	72	67	62	58	54	51	49

Cîștigul antenei cu 3 elemente este cca. 6 dB (2 ori) iar impedanța de 260—270 Ω , astfel că la bornele dipolului vibrator se poate conecta cablul paralel de 300 Ω .

Bara portantă a antenei poate fi confecționată din metal sau din lemn vopsit, cu condiția legării electrice a elementelor cu un conductor cu \varnothing 1—2 mm. Elementele antenei vor fi făcute din metal (aluminiu, cupru, alamă, fier, eventual nichelat sau vopsit într-o culoare potrivită cu obiectele din cameră.

— **Antena de cameră cu 4 elemente.** O antenă de bandă largă, bună pentru recepția oricăruia din canalele 21—40 se poate construi conform schițelor din fig. 2.46.

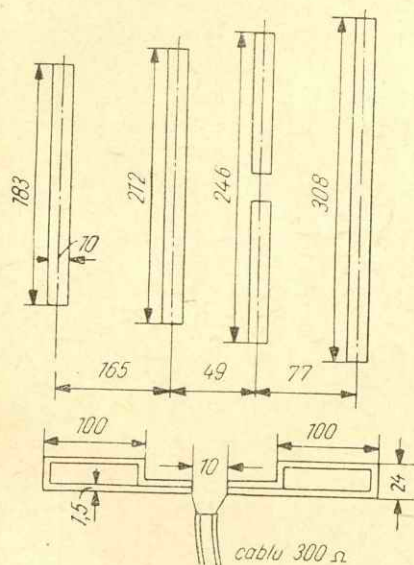


Fig. 2.46. Antenă mică pentru UIF, cu 4 elemente.

Reflectorul și cele două directoare sînt confecționate din tablă de aluminiu, cupru, alamă sau fier de grosimea de 1,5 mm și lățimea de 10 mm.

Dipolul vibrator se realizează tot din același material, conform schiței.

Suportul purtător al elementelor poate fi o bară metalică dreptunghiulară sau pătrată (ca secțiune), cu lungimea de 300 mm.

Cîștigul antenei este 5,5 dB (1,9 ori).

Impedanța: 250 Ω .

Cablul paralel de tip panglică cu impedanța de 300 Ω se conectează direct la bornele vibratorului.

Frecvența medie pe care este acordată antena este de cca. 550 MHz, dar banda de trecere a antenei se extinde de la 470 la 630 MHz.

● **Antenă combinată pentru FIF și UIF.** Pentru recepția emisiunilor de televiziune în toate canalele de la 1 pînă la 40 (benzile I, II, III, IV) se poate construi o antenă combinată pentru FIF și UIF (unde metrice și decimetrice).

Întrucît în cele mai multe cazuri antenele de emisie pentru emisiunile de televiziune pe unde metrice sînt amplasate pe același pilon cu antenele de emisie pe unde decimetrice, este foarte practic să se utilizeze o singură antenă de recepție.

În țara noastră emisiunile programului 1 se fac în general pe canalele 1—12 iar emisiunile programului 2 vor fi difuzate pe canalele 21—40, prin aceleași stații de emisie sau retranslație. Este de presupus — de exemplu — că la Timișoara, programul 1 se va difuza și în viitor pe canalul 9 iar programul 2 se va transmite pe unul din canalele din banda IV, și că ambele antene emițătoare vor fi montate în același loc. Ca urmare, va fi mai practic să se utilizeze o antenă combinată cu un singur cablu de coborîre decît 2 antene și 2 cabluri de coborîre.

Antena combinată de FIF—UIF se compune de fapt din 2 antene ale căror vibratoare sînt conectate în paralel la același cablu de coborîre.

Construcția antenei este arătată în figura 2.47, de unde se vede că de fapt antena în ansamblu se compune dintr-o antenă de FIF (pentru canalele 1—12) și una de UIF (canalele 21—40), fără ca acestea să se influențeze reciproc.

— **Antena de FIF** care recepționează în domeniul 48—230 MHz orice emițător, este formată dintr-un vibrator dublu în V notat cu 1 pe figura 2.47, o linie paralelă 2 între punctele *pq* și *mn* și o linie de simetrizare în $\lambda/4$ scurtcircuitată la capăt, 3. Scurtcircuitul este asigurat chiar de dipolul buclat 4 (care de fapt

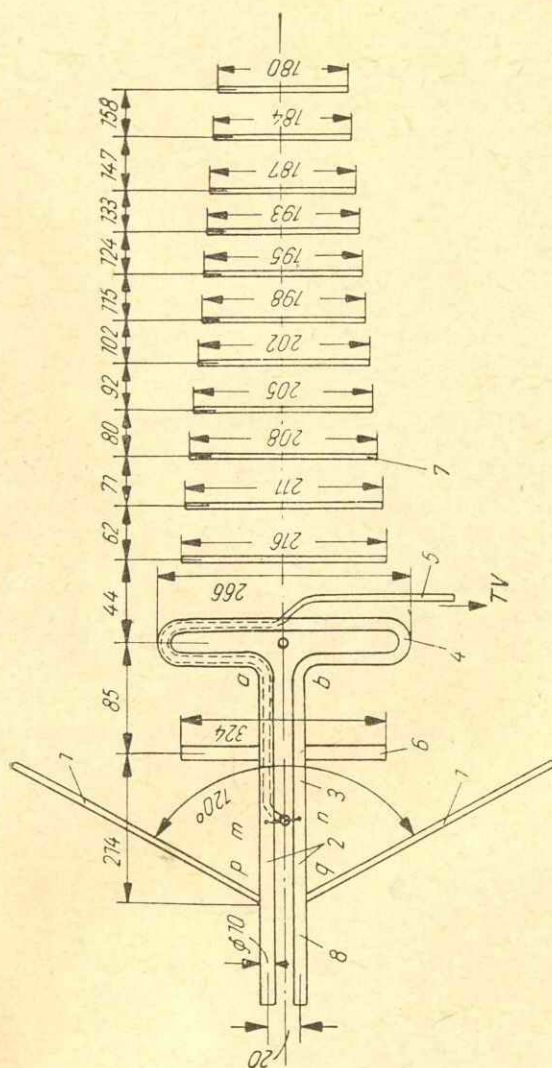


Fig. 2.47. Antenă combinată FIF-UIF (canalele 1—40).

este vibratorul antenei de UIF) și care prezintă pentru frecvențele canalelor 1—12 (48—230 MHz) o impedanță neînsemnată, aproape ca un scurtcircuit.

În figura 2.48 se reprezintă numai antenna de unde metrice cu vibrator dublu în V, antenă ce poate fi ase-

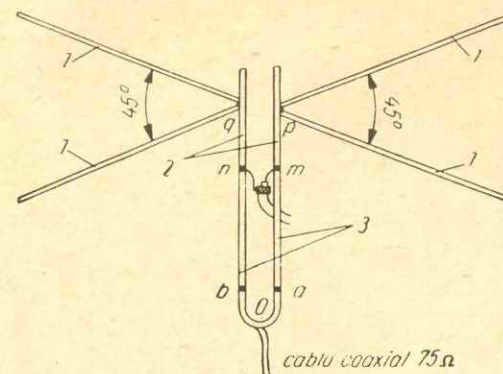


Fig. 2.48. Partea de FIF a antenei combinate din fig. 2.47.

muită unui dipol linear ale cărui jumătăți sînt dublate. Pentru canalele 1—5 dipolul se prezintă ca un dipol în $\lambda/2$ iar pentru canalele 6—12 ca un dipol în λ . Dipolul trebuie considerat pînă la punctele mn care sînt de fapt bornele acestuia. De la punctele mn , avem de a face cu o linie în $\lambda/4$ scurtcircuitată la capăt care servește ca dispozitiv de simetrizare între dipol și cablul coaxial.

Lungimea fizică a liniei paralele dintre punctele mn și ab și apoi a dipolului este astfel aleasă încît lungimea electrică a punții de simetrizare (de la punctele mn la punctul 0) să fie aproximativ egală cu $\lambda/4$ pentru frecvența centrală a canalelor 1—5 și cu aproximativ $3\lambda/4$ pentru frecvența centrală a canalelor 6—12.

Cum frecvența centrală a canalelor 1—5 este 71,5 MHz (deci $\lambda=4,2$ m și $\lambda/4=1,05$ m iar frecvența centrală a canalelor 6—12 este de cca. 202 MHz (deci $\lambda=1,48$ m și $3\lambda/4=1,11$ m), rezultă că lungimea liniei

paralele de la punctele mn pînă la punctul O va fi de cca. 1 075 mm.

La punctele mn se conectează cablul de coborire (coaxial de 75Ω) care se introduce în dipolul buclat prin punctul de potențial nul (punctul O) așa cum se vede în figura 2.47. Cablul coaxial se conectează la punctele mn , după ce parcurge cca. 1 075 mm în interiorul unuia din conductoarele liniei paralele, astfel ca conductorul central să fie lipit la punctul n iar ecranul metalic (împletitura de cupru) la punctul m , între cablul nesimetric de 75Ω și impedența de cca. 50—60 Ω a dipolului în „V”.

— **Antena de UIF** este o antenă clasică Yagi compusă din 2 reflectoare (6), vibratorul (4) și 11 directoare (7). Dimensiunile elementelor și distanțele între elemente sînt redată clar în schița constructivă din figura 2.47, iar antena (de principiu) în figura 2.49.

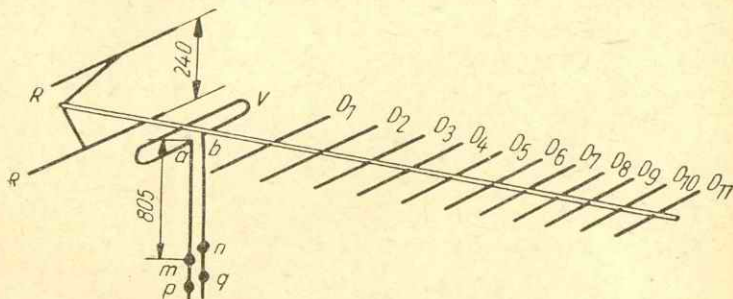


Fig. 2.49. Antena de UIF (din antena combinată FIF-UIF).

De la bornele a — b ale vibratorului de unde metrice și pînă la punctele mn , linia paralelă cu impedența de cca. 150 Ω transformă impedența antenei de la o valoare apropiată de 300 Ω la cca. 75 Ω cît este impedența cablului coaxial.

Linia paralelă cu impedența caracteristică de cca. 150 Ω se continuă de la punctele mn pînă la punctele pq și apoi mai departe constituind o linie în $\lambda/4$ deschisă la capăt.

Constructiv, distanța între punctele mn și ab este de 805 mm (ceea ce cu jumătatea lungimii vibratorului face cam 1075 mm); distanța între punctele mn și pq este de 110 mm iar de la punctele pq la capătul liniei încă 110 mm. Între cele două brațe ale vibratorului în „V” pentru unde metrice este un unghi de 45° pe verticală.

Distanța între cele 2 reflectoare (6) pe verticală este de 240 mm.

Vibratorul în „V” este confecționat din țevă cu diametrul de 12—20 mm.

Elementele pasive ale antenei de unde decimetrice pot avea diametrul cuprins între 8 și 12 mm.

Vibratorul de unde decimetrice și linia paralelă trebuie să fie construite din țevă cu \varnothing 10 mm. Este foarte important ca între axele liniei paralele distanța să fie de 20 mm așa cum se arată în figura 2.47 iar lungimile parțiale ale liniei să fie riguros respectate. Figura 2.50

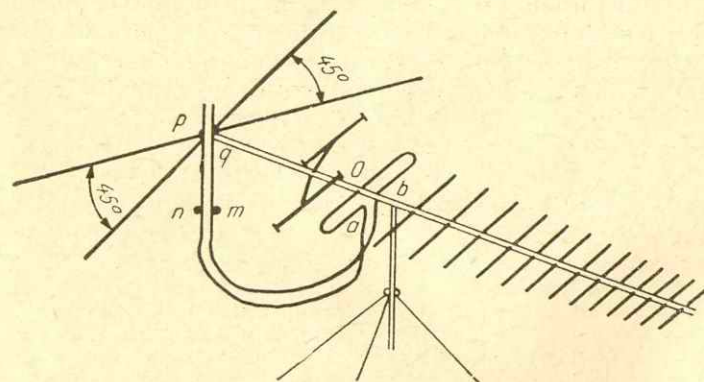


Fig. 2.50. Vedere în spațiu a antenei combinate FIF-UIF.

arată în spațiu cum anume sînt plasate elementele antenei combinate, evidențiindu-se unghiurile vibratorului dublu în „V” pentru unde metrice, linia paralelă de simetrizare și adaptare etc.

Cum aceste două antene conectate în paralel nu se influențează reciproc?

1. Tensiunea indusă în antena „V” de FIF este aplicată la bornele vibratorului *mn* cablului coaxial. Deoarece pentru undele metrice impedanța dispozitivului de simetrizare în $\lambda/4$ (linia de la punctele *mn* pînă la *ab* și apoi pînă la punctul 0) scurtcircuitat la capăt este foarte mare și ca urmare se exclude șuntarea dipolului de unde metrice de către antena de unde decimetrice.

2. Semnalele de unde decimetrice (UIF) recepționate de antena Yagi, parcurge porțiunea de linie paralelă cuprinsă între bornele *ab* (ale dipolului UIF) și punctele *mn* spre cablul coaxial, fără a se propaga spre vibratorul de FIF. Nepropagarea semnalelor de UIF se explică astfel:

a) impedanța liniei deschise la capăt (porțiunea de linie de la *pq* pînă la capătul deschis al acesteia) este apropiată de zero în punctele *pq* deoarece porțiunea aceasta reprezintă pentru undele decimetrice o linie în $\lambda/4$;

b) porțiunea de linie cuprinsă între *pq* și *mn* este pentru undele decimetrice o linie în $\lambda/4$ și are în punctele *mn* o impedanță foarte mare deoarece sarcina acestei linii la capătul său (în punctele *pq*) este impedanța aproape nulă a liniei în $\lambda/4$ deschise la capăt.

În acest fel, tensiunea indusă de undele decimetrice în antena Yagi nu se aplică vibratorului în „V”, înțreaga energie aplicîndu-se la bornele *mn* cablului coaxial de coborîre.

Parametrii antenei combinate:

- cîștigul în benzile I—II (canalele 1—5): 0 dB;
- cîștigul în banda III (canalele 6—12): 1,5 dB;
- cîștigul în banda IV (canalele 21—34): 9 dB;
- cîștigul în banda V (canalele 35—60): 8—7 dB.

Impedanța antenei combinate variază în limite destul de largi, ca de altfel la toate antenele de bandă largă. Adaptarea impedanței antenei cu cablul coaxial este mai bună în domeniul UIF decît în domeniul FIF.

Rezultatele bune obținute în URSS cu antena FIF+UIF descrișă justifică efortul de a realiza această construcție mai pretențioasă.

2.5. Construcția antenelor de UIF

Amatorii nu dispun de aparatura necesară de măsură și de aparatul matematic necesar pentru calculul unor antene cu mai mult de 2—3 elemente. În ultima vreme antenele cu multe elemente, mai ales cele de tip Yagi se dimensionează cu ajutorul calculatoarelor electronice iar construcția se verifică experimental cu aparatură și echipamente al căror cost și complexitate depășește gradul de înțelegere și chiar imaginația ne-specialistului.

De aceea, antenele se construiesc de regulă utilizînd date publicate, care la rîndul lor au rezultat dintr-o activitate de cercetare și experimentare de laborator.

Micile abateri inerente în construirea antenelor în condițiile amatorilor nu conduc la deteriorarea proprietăților de recepție ale antenelor. A greși cu 1 sau 2 mm lungimea vibratorului activ sau a reflectoarelor, ori a distanțelor între directoare nu înseamnă prea mare lucru. Ca atare, măsurarea la zecime de milimetru a cotelor nu este justificată. Această nu înseamnă însă că acuratețea execuției poate fi neglijată.

La construirea antenelor trebuie ținut seamă totuși de un șir de recomandări, ca cele ce urmează:

— Să nu se uite că amplificarea — cîștigul unei antene depinde exclusiv de lungimea ei fizică respectiv electrică și nu de numărul de elemente dispuse pe această lungime. Ca urmare, nu trebuie să se plaseze mai multe elemente directoare sau reflectoare decît cele prescrise. Adăugarea unor directoare sau reflectoare în plus și la alte distanțe decît cele prescrise vor avea efectul contrariu celui scontat: scăderea cîștigului, modificarea impedanței și deformarea caracteristicii de directivitate.

— Materialele potrivite pentru confecționarea antenelor sînt acelea care nu se corodează în mod destructiv în timp: alumiul și aliajele de aluminiu fără cupru (AlMgSi sau AlMg). Se poate utiliza și cuprul (arama) dar rezistența în timp este mai redusă. Nu se

recomandă utilizarea alamei care se corodează și se descompune în foarte scurtă vreme.

Se poate utiliza cu suficient succes oțelul (fierul zincat și pasivizat electrochimic sau cadmiat).

— Dimensiunea a a dipolului nu este critică (fig. 2.51, a) și se alege cam de 35—45 mm pentru antenele

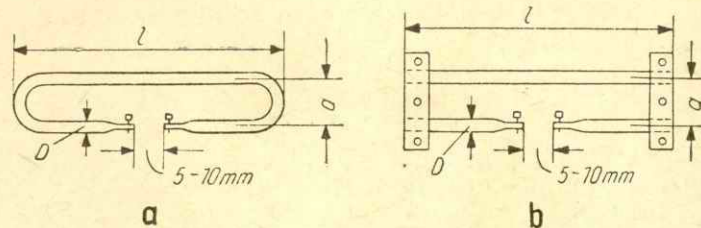


Fig. 2.51. Dipoli buclați pentru UIF:

a — dipol din țeavă îndoită; b — dipol cu închidere prin traverse.

de UIF, dar dacă greutatea de îndoire a materialului pentru vibrator sînt mari se poate trece la confecționarea unui vibrator din țevi drepte, ca în figura 2.51, b, cu fixare prin traverse nituite sau strînse cu șuruburi. Traversele trebuie să fie din același material ca și piesele dipolului. Capetele de contact ale dipolului se aplatizează în menhină, se găuresc și filetează M3 sau M4 obținindu-se astfel bornele antenei.

— Profilele din care se pot confecționa elementele antenelor sînt cele mai diverse, așa cum se vede în figura 2.52.

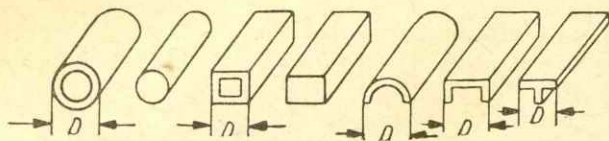


Fig. 2.52. Profile de metal pentru antenele de UIF.

— Profilele din care se realizează suportul longitudinal al antenei trebuie să fie din același metal ca și elementele, mai solid, de preferință o țeavă sau un profil „U”. Elementele se fixează prin strângere cu cleme

înșurubate care să asigure un bun contact electric și suficientă rezistență mecanică. La antenele UIF nu se admite construcția suportului longitudinal din lemn (ca la antenele de FIF).

Pentru antene mai lungi, se vor prevedea întărituri înclinate sau dubluri ale suportului ca în figura 2.53.

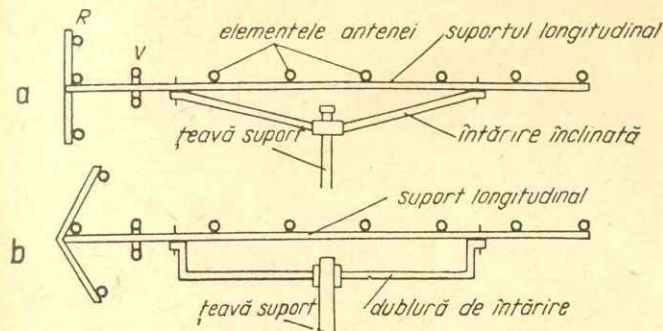


Fig. 2.53. Fixarea antenelor Yagi lungi de țeava portantă prin întăriri în „U” sau în „V”.

Este important ca țeava suport a antenei să nu traverseze în înălțime planul orizontal al antenei deoarece ar deranja proprietățile electrice.

Antenele scurte trebuie să fie fixate astfel ca stîlpul metalic sau țeava suport a antenei să se afle în spatele reflectorului (fig. 2.54).

— Conectarea cablului de coborîre (coaxial sau paralel) se face direct la bornele vibratorului, prin strângerea terminalelor cablului între două runde, cu șurub și piuliță, după curățarea prealabilă a locurilor de contact. Nu se vor pune nici un fel de plăci izolatoare între bornele antenei, nici cutii (doze) izolatoare sau protectoare.

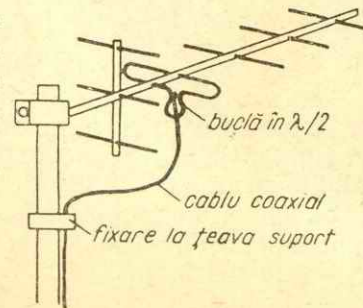


Fig. 2.54. Fixarea antenelor „scurte” de UIF.

Izolarea contra intemperiilor și coroziunii se va face acoperind locurile de contact, bornele, piulița etc. cu un clei de polistiren (polistiren dizolvat în acetonă sau clorură de metilen). Bucla în $\lambda/2$ necesară la conectarea cablului coaxial de coborîre se va construi astfel încît terminalele subțiri ale cablului să nu fie deloc soliciitate mecanic. Pentru aceasta cele 3 cămăși ale cablului coaxial (fig. 2.55, a) vor fi cositorite între ele (fără a topi izolația interioară de polietilenă a cablului coaxial) și apoi bucla va fi întărită cu ajutorul unei bride rigide care se va fixa la una din bornele vibratorului (fig. 2.55, b).

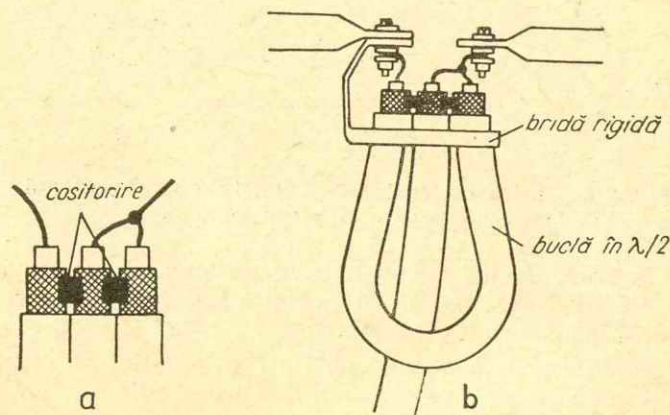


Fig. 2.55. Detalii de construcție a buclelor în $\lambda/2$:
a — realizarea legăturilor; b — întărirea buclei de vibrator.

Undeva la 0,5—1 m de vibrator, cablul coaxial se va fixa de stîlpul antenei, lăsîndu-l ceva mai lung (v. fig. 2.54). pentru ca greutatea întregului cablu să nu solicite brida și vibratorul.

— Bucle de adaptare $\lambda/2$ realizează transformarea impedanțelor în ambele sensuri:

- de sus în jos adică de la 300 la 75 Ω ;
- de jos în sus adică de la 75 la 300 Ω .

Banda de trecere a unei bucle de adaptare este mult mai mare decît s-ar crede. Astfel, dacă se dimensio-

nează o buclă în $\lambda/2$ pe frecvența centrală a benzii IV, adică pentru $f=540$ MHz, transformarea impedanței și simetrizarea este valabilă pentru întreaga bandă IV.

Pentru banda V, o buclă dimensionată pentru $f=700$ MHz ($\lambda=0,43$ m) asigură recepția foarte bună a tuturor canalelor de la 35 la 60.

Se poate, la limită, recepționa întregul domeniu UIF cu o buclă dimensionată pe frecvența centrală de 630 MHz ($\lambda=0,475$ m).

Atenuarea de tensiune a buclei în $\lambda/2$ este de ordinul a 0,2-0,5 dB deci mai mică decît a oricărui dispozitiv industrial de transformare a impedanței, (adaptor 75/300 Ω , 300/75 Ω cu inductanțe, sau adaptor 75/300 Ω , 300/75 Ω realizat pe circuit imprimat).

Pentru domeniul FIF (canalele 1—12) bucla în $\lambda/2$ realizată din cablu coaxial prezintă o atenuare de 0,1—0,2 dB în timp ce un transformator de impedanță 300/75 Ω (240/60 Ω) realizat pe miez de ferită prezintă o atenuare de ordinul a 2 dB.

Liniile și cablurile servesc pentru transmiterea energiei de înaltă frecvență în principal între antenă și televizor. Liniile se utilizează de multe ori și pentru legăturile între antene.

3.1. Generalități privind liniile

Înainte de a trece la explicarea modului de folosire a liniilor și cablurilor, este necesară analiza unei linii simple alimentată la un capăt de la un generator. Această linie, precum și distribuția tensiunii U și a curentului I de-a lungul ei este reprezentată în figura 3.1.

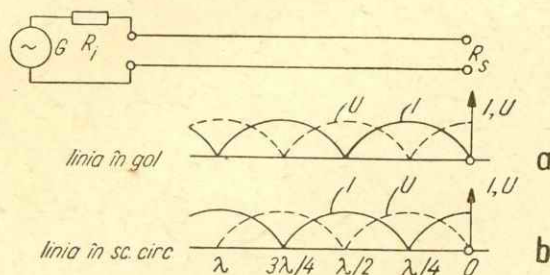


Fig. 3.1. Linie de transmitere a energiei:
a — linie în gol; b — linie în scurtcircuit.

Se disting două cazuri limită, și anume:

— Când rezistența de sarcină $R_s = \infty$, linia se consideră deschisă (în gol);

— când rezistența de sarcină $R_s = 0$, linia se consideră scurtcircuitată.

• **Linia în gol** (fig. 3.1, a). La distanța $l = \lambda/4$ de extremitatea care este în gol, tensiunea este minimă (nulă), iar curentul este maxim, astfel că impedanța $Z = \frac{0}{I} = 0$.

La distanța $\lambda/2$, dimpotrivă, tensiunea prezintă un maxim, iar curentul este nul; rezultă impedanța $Z = \frac{U}{0} = \infty$.

Deoarece distribuția curentului și a tensiunii este periodică (perioada corespunzând unei lungimi fizice a liniei $l = \lambda/2$), rezultă:

— impedanța unei linii deschise este nulă ($Z = 0$) pentru o lungime a liniei $l = \lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots$ etc;

— impedanța unei linii deschise este infinită ($Z = \infty$) pentru o lungime a liniei $l = \lambda/2, \lambda, 3\lambda/2, 2\lambda, 5\lambda/2$ etc.

• **Linia în scurtcircuit** (fig. 3.1, b). La un sfert de lungime de undă de extremitatea scurtcircuitată impedanța este infinită ($Z = \infty$) deoarece curentul este nul, iar la distanța $l = \lambda/2$ rezultă impedanța $Z = 0$.

• Între cele două cazuri limită determinate de $R_s = 0$ și $R_s = \infty$ există o situație intermediară când **rezistența de sarcină R_s are o valoare finită**. În acest caz linia de lungime $l = \lambda/4$ are o impedanță pur activă, care depinde de diametrul conductoarelor și de distanța dintre acestea.

Linia de lungime $l = \lambda/2$ are o impedanță egală cu impedanța de sarcină R_s .

Relația care permite calcularea mărimii impedanței de intrare a unei linii terminate pe o impedanță oarecare este următoarea:

$$Z_i = Z_0 \frac{\frac{Z_s}{Z_0} \cos \beta l + j \sin \beta l}{\cos \beta l + j \frac{Z_s}{Z_0} \sin \beta l},$$

unde cu Z_s s-a notat impedanța de sarcină a liniei, cu l — lungimea liniei, iar coeficientul β are valoarea:

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$. În continuare se va analiza comportarea unei linii terminate pe o reactanță pură.

În acest caz $Z_S = jX_S$ și notînd $\frac{Z_0}{X_S} = \operatorname{tg} \delta$ și $\frac{\delta}{\beta} = -l_v$, impedanța devine:

$$Z_i = -jZ_0 \operatorname{ctg} \beta(l + l_v).$$

Ca urmare, linia electrică terminată pe o reactanță pură este echivalentă cu o linie deschisă la un capăt, de lungime mărită sau micșorată cu l_v , după cum semnul acestuia este pozitiv sau negativ.

O capacitate la capătul liniei mărește lungimea ei echivalentă iar o inductanță o micșorează (fig. 3.2, a și b).

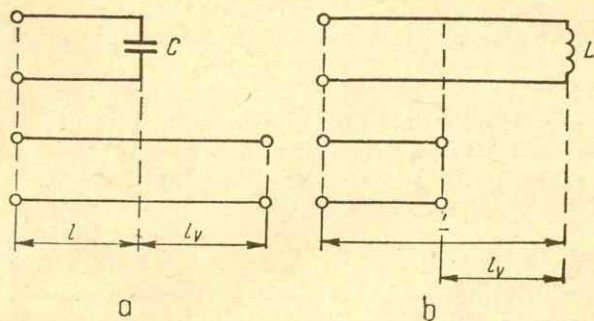


Fig. 3.2. Conectarea la capătul liniei:
a — a unei capacități; b — a unei inductanțe.

În acest mod, liniile pot fi acordate pe anumite frecvențe (în $\lambda/4$ sau $\lambda/2$) prin varierea lungimii lor echivalente în funcție de valoarea reactanței de sarcină (în speță o capacitate).

● **Viteza de propagare a energiei electromagnetice** este după cum se știe $V_0 = 300\,000$ km/s în spațiul vid. În spații caracterizate de o altă constantă dielectrică, viteza de propagare a energiei electromagnetice este cu atât mai mică cu cât constanta dielectrică ϵ este mai mare.

Aerul are o constantă dielectrică foarte apropiată de constanta dielectrică ϵ_0 a vidului ($\epsilon_0 = 1$).

În linii, viteza de propagare depinde de constanta dielectrică a spațiului dintre conductoarele liniei, care poate fi:

- aer la liniile paralele în aer;
- polivinil, polietilenă la liniile paralele cu izolație, adică la cablurile paralele.

Deci, dacă între conductoarele unei linii se află un dielectric cu constanta dielectrică, ϵ , viteza de propagare devine:

$$V = \frac{V_0}{\sqrt{\epsilon}} \text{ sau } V = KV_0,$$

unde coeficientul de scurtare $K = 1/\sqrt{\epsilon}$ caracterizează fiecare dielectric, indicînd lungimea fizică la care are de fapt loc repetarea periodică a funcțiilor U și I .

Spre exemplu, un cablu paralel cu izolație de polietilenă care este caracterizată de $\epsilon = 2,3$, viteza de propagare a energiei este:

$$V = \frac{V_0}{\sqrt{2,3}} = \frac{300\,000}{1,517} \approx 200\,000 \text{ km/s}$$

iar coeficientul de scurtare este:

$$K = \frac{1}{\sqrt{2,3}} = 0,66$$

ceea ce înseamnă că lungimea fizică de cablu coaxial căreia îi corespunde lungimea de undă λ este:

$$l = 0,66 \lambda.$$

Constanta dielectrică a polivinilului este $\epsilon = 1,45$ și în consecință coeficientul de scurtare este $K = 0,83$ (cazul cablului paralel de 300 Ω CTYP din comerț).

Liniile de transmisie a energiei au o impedanță caracteristică Z_0 care nu trebuie confundată nici cu rezistența ohmică a conductoarelor liniei și nici cu rezistența de izolație dintre cele două conductoare ale liniei.

● **Impedanța caracteristică a liniei** depinde de inductanța proprie a conductoarelor liniei (L) precum și de capacitatea între conductoarele liniei (C).

Pe unitatea de lungime inductanța are o anumită valoare L' iar capacitatea o valoare C' , ca mărimi distribuite de-a lungul liniei, valori care determină impedanța caracteristică Z_0 a liniei.

Impedanța caracteristică a liniei trebuie privită ca o rezistență pe care linia o opune unei de energie electromagnetică; Z_0 are o natură complexă fiind media geometrică între reactanța inductivă și reactanța capacitivă a liniei:

$$Z_0 = \sqrt{\omega L' \cdot \frac{1}{\omega C'}} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad [\Omega].$$

Impedanța Z_0 nu depinde de lungimea liniei și nici de pulsația $\omega = 2\pi f$ (de frecvență).

Cum însă impedanța caracteristică Z_0 depinde de inductanța conductoarelor și de capacitatea relativă între conductoare, înseamnă că impedanța este determinată de geometria liniei.

3.2. Linii în aer

Liniiile în aer pot fi de tip paralel sau coaxial.

● **Linia paralelă** este formată din două conductoare paralele, de aceeași formă, situate la distanța D unul de altul, așa cum se arată în figura 3.3.

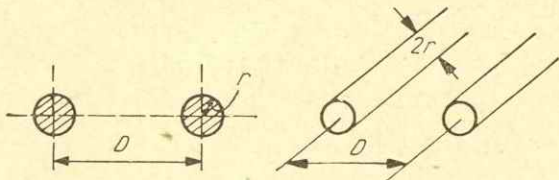


Fig. 3.3. Linie paralelă în aer cu conductoare circulare.

Impedanța caracteristică Z_0 , în ohmi, a liniei formate din două conductoare de secțiune circulară este dată de relația:

$$Z_0 = 276 \lg \frac{D}{r}$$

— r fiind raza conductorului;
— D — distanța între axele conductoarelor.

În figura 3.4 se dă impedanța Z_0 a liniilor paralele în aer în funcție de raportul D/r .

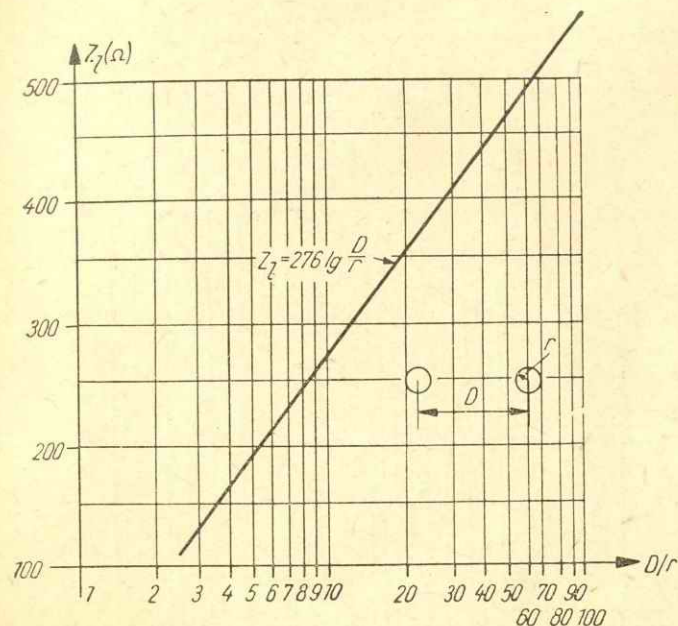


Fig. 3.4. Impedanța caracteristică (Z_0) a liniei paralele în aer în funcție de D/r .

Exemplu: Să se calculeze o linie cu impedanța caracteristică $Z_0 = 400 \Omega$.

Se determină $\frac{Z_0}{276} = 1,45 = \lg \frac{D}{r}$ de unde rezultă $D/r = 28,2$ sau $D = 28,2 r$.

Alegând $r = 3$ mm, rezultă $D = 28,2 \cdot 3 = 84,6$ mm.

Din diagrama dată în figura 3.4 se vede că valoarea cea mai mică Z_0 practic realizabilă cu o linie paralelă este de cca. 130Ω , deoarece la această linie $D = 3r$. Dacă $D = 2r$, conductoarele se ating între ele astfel că linia nu mai există, apărînd un singur conductor.

● **Linia coaxială.** În multe cazuri se construiesc și se utilizează linii coaxiale, în care un conductor circular este plasat într-o țeavă în mod concentric. Impedanța acestei linii se determină cu relația:

$$Z_0 = 138 \lg \frac{D}{r}$$

iar determinarea grafică a acestei impedanțe se poate face după diagrama din figura 3.5.

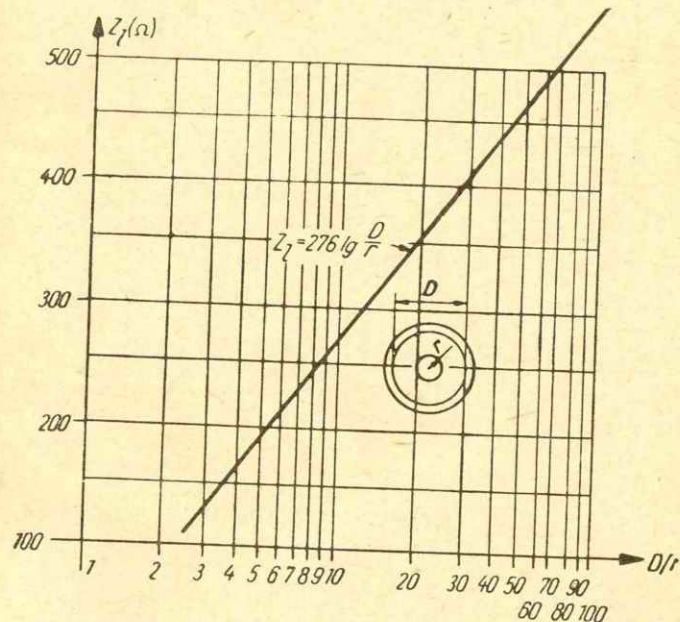


Fig. 3.5. Impedanța caracteristică (Z_0) a liniei coaxiale cu dielectric aer.

Se pot construi linii coaxiale și paralele de cele mai diverse forme, așa cum se arată în figura 3.6.

a) Linia cu conductor cilindric în țeavă pătrată se calculează cu relația (fig. 3.6, a):

$$Z_0 = 138 \lg 1,08 \frac{A}{d} \left(\frac{A}{d} > 2 \right).$$

b) Linia cu conductor plat plasat într-o țeavă circulară (fig. 3.6, b):

$$Z_0 = 138 \lg \frac{2D}{b} \left(\frac{D}{b} > 2 \right).$$

c) Linia cu conductor plat plasat într-o țeavă pătrată (fig. 3.6, c):

$$Z_0 = 138 \lg 2,16 \frac{A}{b} \left(\frac{A}{b} > 2 \right).$$

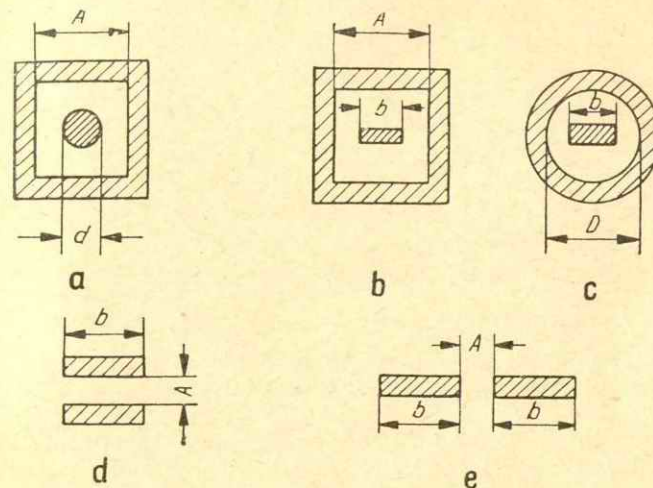


Fig. 3.6. Diferite tipuri de linii în aer:
a, b, c, — coaxiale; d, e — paralele.

d) Linie cu 2 conductoare plate vis-a-vis (fig. 3.6, d):

$$Z_0 = 377 \lg \frac{A}{A+b} \left(\frac{A}{b} < 3 \right).$$

e) Linie cu 2 conductoare plate în plan (fig. 3.6, e)

$$Z_0 = 276 \lg \left(4 + 4 \frac{A}{b} \right) \left(\frac{A}{b} > 1 \right).$$

Se menționează că la fiecare formulă s-a indicat în paranteză condiția constructivă pentru care formula se poate aplica pentru a da rezultate satisfăcătoare ca precizie.

3.3. Linii cu dielectric solid (cabluri)

La această categorie de linii, spațiul dintre conductoare este ocupat de un dielectric cu pierderi cât mai mici și cu o constantă dielectrică bine definită, cunoscută sub denumirea de cabluri de înaltă frecvență. Cablurile cu dielectric solid pot fi coaxiale și deci asimetrice sau paralele deci simetrice.

În figura 3.7 se arată principial cablul coaxial și cablul paralel.

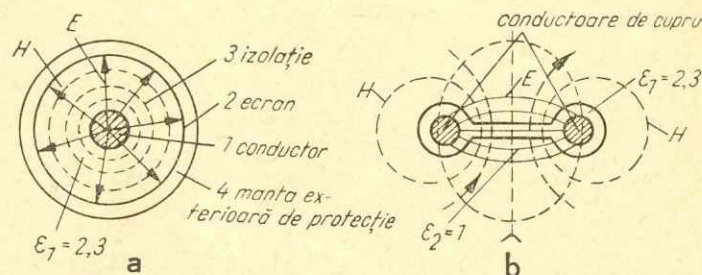


Fig. 3.7. Linie de câmp (H și E) în liniile cu dielectric solid:
a — cablu coaxial; b — cablu paralel.

Energia electromagnetică se propagă în spațiul dintre cei doi conductori, la orice linie sau cablu.

În cablul coaxial toată energia este concentrată în izolația de polietilenă (3) dintre conductorul central (1) și ecranul de cupru împletit (2). Liniile câmpului electric E sînt îndreptate radial, iar liniile câmpului magnetic H sînt arătate de liniile concentrice punctate.

În cablul paralel, o parte din energia electromagnetică se propagă în izolația dintre cele două conductoare, iar o parte în spațiul din jur, în aer, în imediata apropiere a conductorilor cablului.

Din această cauză coeficientul de scurtare al cablurilor paralele este ceva mai mic decît la cablurile coaxiale la același dielectric folosit. Ca pildă, la cablurile coaxiale cu polietilenă $K \approx 0,66$ în timp ce la cablurile paralele cu izolație de polietilenă $K \approx 0,75-0,83$.

Impedanța caracteristică a cablurilor coaxiale este cuprinsă între 50 și 100 Ω iar impedanța cablurilor paralele între 120 și 300 Ω .

Se înțelege că propagarea energiei electromagnetice în dielectric are loc cu pierderi. Cele mai mici pierderi au loc în aer, pierderi mai importante au loc în dielectricii solizi, cu atît mai mari cu cît dielectricul este de calitate mai proastă ($\tan \delta$ mare) și cu cît frecvența la care se propagă energia este mai mare.

Pierderile de energie pe linii sau cabluri se evidențiază prin atenuarea progresivă a tensiunii de-a lungul cablului, datorită pierderilor în dielectric cît și datorită căderii de tensiune de natură pur rezistivă în conductoarele liniei.

Impedanța caracteristică a cablului coaxial este influențată de dielectricul dintre conductoare. Se poate calcula impedanța unui cablu cu relația:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \lg \frac{D}{d} \quad [\Omega]$$

în care: D este diametrul interior al ecranului;
 d — diametrul conductorului central;
 ϵ — constanta dielectrică a izolației.

Atenuarea cablurilor se exprimă în dB pe unitatea de lungime (1 m, 100 m, 1 km) iar uneori în Np/km (în cazul liniilor foarte lungi).

Raportul între dB și Np este de 8,7:

$$1 \text{ Np} = 8,7 \text{ dB}.$$

Atenuarea se indică în funcție de frecvență, deoarece aceasta crește cu frecvența după o lege exponențială. De pildă, dacă un cablu coaxial prezintă o atenuare de 14 dB/100 m, înseamnă că la capătul unui cablu de 100 m lungime are loc o cădere de tensiune de 14 dB (5 ori). Altfel spus, la un cablu de coborîre lung de 100 m se vor obține doar 20% din tensiunea aplicată de antenă!

Trebuie spus că pentru domeniul de frecvențe de 470—790 MHz, doar puține cabluri prezintă o atenuare acceptabilă.

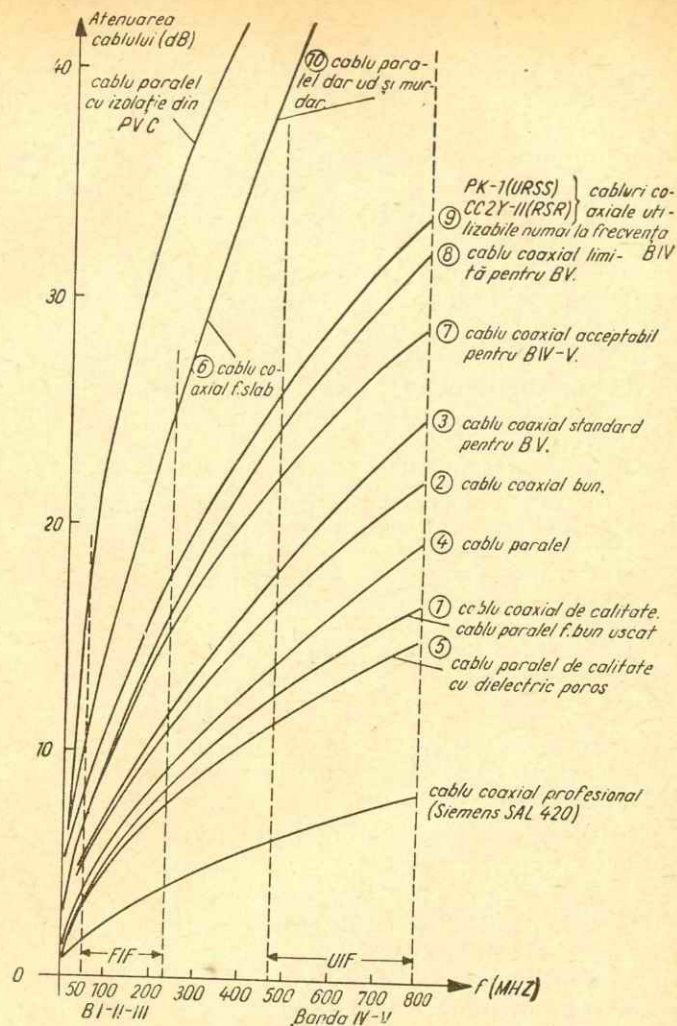


Fig. 3.8. Atenuarea cablurilor coaxiale și paralele în funcție de frecvență (dB/100 m):

1 — cablu coaxial de calitate sau cablu paralel foarte bun;
 2 — cablu coaxial bun; 3 — cablu coaxial standard pentru banda V; 4 — cablu paralel cu secțiune eliptică (dielectric plin);
 5 — cablu paralel cu secțiune eliptică și dielectric poros; 6 — cablu coaxial de FIF inutilizabil în benzile IV și V; 7 — cablu coaxial satisfăcător pentru UIF; 8 — Cablu coaxial limită pentru banda V; 9 — cabluri coaxiale utilizate până la 600 MHz (CC2Y-II) 10 — cablul paralel 4 ud, vechi și murdar; 11 — cablu profesional pentru UIF (coaxial); 12 — cablu paralel de 300 Ω cu izolație de polivinil (utilizabil numai în condiții de timp puternic).

Se consideră bun un cablu care la frecvența de lucru prezintă o atenuare de cel mult 25—30 dB/100 m, adică 5—6 dB pe o lungime de 20 m.

În figura 3.8 se prezintă atenuarea în dB/100 m pentru mai multe cabluri coaxiale și paralele utilizate în instalații de antenă.

Un cablu coaxial de calitate foarte bună (scump) are o atenuare de 12—14 dB la frecvența de 500 MHz (curba 1).

Un cablu coaxial obișnuit pentru instalații individuale de antenă, cablu ce poate fi considerat tipic, prezintă o atenuare de 18—20 dB/100 m la $f=500$ MHz (curbele 2, 3).

Cablurile paralele de foarte bună calitate au o atenuare de 12—15 dB dB/100 m la frecvența de 500 MHz atunci când cablul este uscat (curbele 4, 5).

Un cablu paralel de slabă calitate prezintă la 500 MHz o atenuare 40—50 dB/100 m (curba 6).

Cabluri coaxiale mai slabe (curbele 7, 8, 9) prezintă atenuări de 23—27 dB la frecvența de 500 MHz, și 29—33 dB la 800 MHz.

3.4. Cablu coaxial sau paralel?

Din considerațiile anterioare și examinând curbele din figura 3.8 se poate trage concluzia că pentru domeniul undelor decimetrice se pot utiliza cabluri coaxiale cât și cabluri paralele.

Cablul paralel este mai ieftin și prezintă o atenuare comparabilă cu atenuarea cablului coaxial numai atunci când este nou, uscat și curat.

Din păcate, umezeala influențează în mod defavorabil atenuarea cablurilor paralele în așa măsură încât utilizarea cablului paralel nu este posibilă decât în instalații interioare adică la antene de cameră și de ferastră sau balcon.

Película de apă de pe exteriorul cablului paralel reprezintă cauza pierderilor mari de energie. Constanta dielectrică a apei este $\epsilon=80$ ceea ce modifică și im-

pedanța cablului, scăzându-o de la 240Ω la cca. $100-120 \Omega$ (constanta $\epsilon=80$ a apei mărește de 4—5 ori capacitatea specifică distribuită între conductoare scăzând deci impedanța).

În figura 3.9 se arată schematic cablul paralel umed sau ud.

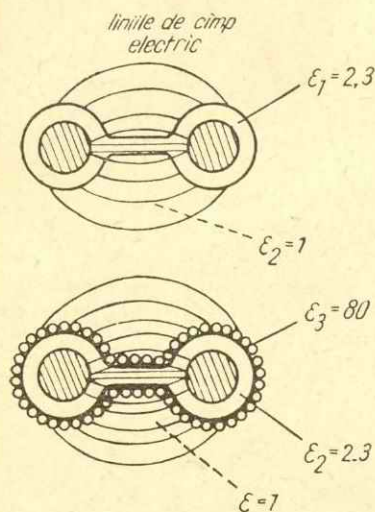


Fig. 3.9. Cablu paralel:
a — uscat; b — ud (acoperit cu apă sau chiciură).

Atenuarea unui cablu paralel ud este de zeci de ori mai mare decât a cablului uscat. În tabelul 3.1 se evidențiază această creștere a atenuării, mai ales la frecvențe mari.

Tabelul 3.1

Variația atenuării cablului paralel cu frecvența

Frecvența	50	100	200	500	700	MHz
Cablul paralel uscat	3,0	4,8	7	13	17	dB/100m
Cablul paralel ud	5,5	9,6	22	50	85	dB/100m

Este deci limpede că dacă pe uscat, la frecvența canalului 50 atenuarea cablului de 20 m a unei antene

obișnuite este de 3—4 dB, pe timp de ploaie, pe ceață sau iarna atenuarea acestui cablu este de 17—18 dB, ceea ce anulează practic, câștigul celei mai bune antene.

Aceasta în timp ce atenuarea cablului coaxial nu este deloc influențată de umezeală.

Izolația cablurilor paralele de bună calitate este polietilena de înaltă presiune cu un grad ridicat de puritate chimică.

Lumina solară modifică structura intimă a izolației, îmbătrânind materialul foarte repede. Îmbătrânirea polietilenei se face simțită prin creșterea pronunțată a atenuării cablurilor paralele după o expunere de numai 200 ore la o radiație ultravioletă sau la lumina solară.

Murdărirea cablurilor paralele datorită depunerilor atmosferice (praf, funingine, gudroane etc.), care în unele metrice este mai puțin importantă, joacă în domeniul UIF un rol nefast greu de apreciat fără măsurări. Atenuarea unui cablu paralel de coborîre înegrit de funingine și praf în decursul unui an de expunere crește de la 3 dB la 21 dB, astfel că din tensiunea livrată de antenă, la televizor mai ajunge doar 9%!!

Cele expuse mai sus privind degradarea proprietăților cablurilor paralele de coborîre sînt ilustrate de exemplele date în figura 3.10, care arată atenuarea unui cablu de 20 m lungime (coaxial, paralel, pe ploaie, ceață, nou, vechi etc.) la diferite frecvențe.

În scopul de a se ameliora proprietățile cablurilor paralele în izolație de polietilenă, s-au creat noi tipuri de cabluri, caracterizate prin aceea că forma și dielectricul sînt astfel alese încît pe de o parte pierderile sînt menținute la valori egale cu cele ale cablurilor paralele clasice, iar pe de altă parte influența umezelii este redusă foarte mult.

Pentru reducerea pierderilor cablul din figura 3.11, a are „miezul” din polietilenă expandată, cu $\epsilon=1,45$ și $\text{tg} \delta$ foarte mic, iar la cablul din figura 3.11, b dielectricul între conductoare este mai mult aer (pierderi mici).

La ambele cabluri stratul de apă ($\epsilon=80$) este în afara zonei cuprinse între conductoare, ceea ce face ca atenuarea cablului umed să fie încă acceptabilă.

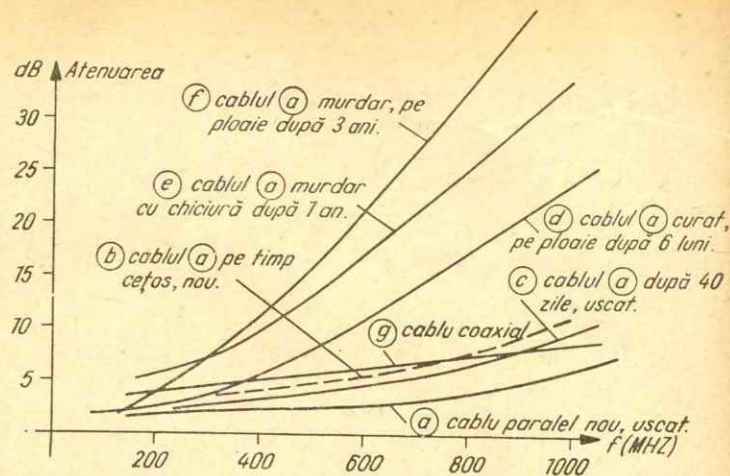


Fig. 3.10. Creșterea atenuării cablurilor paralele în funcție de vechime și de intemperii:

a — cablu paralel foarte bun, nou, uscat; b — cablu a pe timp cețos, nou; c — cablu a după 40 zile, uscat; d — cablu a după 6 luni, curat, pe ploaie; e — cablu a murdar, după 1 an, cu chichiură; f — cablu a murdar, pe ploaie după 3 ani; g — cablu coaxial standard.

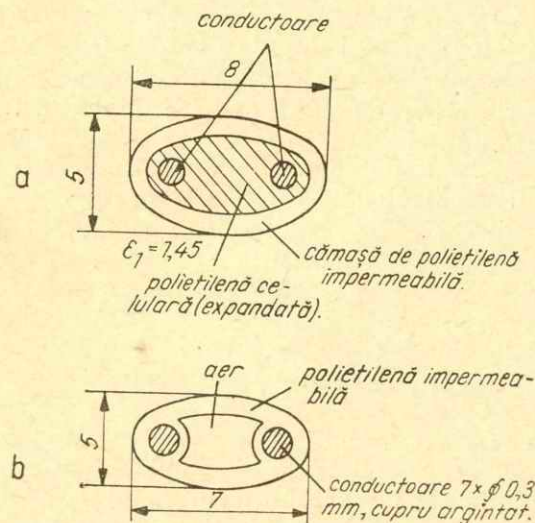


Fig. 3.11. Cabluri paralele speciale:

a — eliptic, cu cămașă de polietilenă impermeabilă și miez de polietilenă celulară (expandată); b — eliptic, izolații de polietilenă impermeabilă gol în interior.

Concluzia este că pentru undele decimetrice, în instalații cu antene exterioare, este rațională folosirea exclusivă a cablului coaxial, anume a cablurilor coaxiale de bună calitate și evitarea cablurilor paralele în zonele de câmp mai slab.

Cablul paralel poate fi utilizat însă cu succes în instalații interioare (antene de cameră, antene în pod) acolo unde cablul nu poate fi umezit sau murdărit. Cablul paralel poate fi utilizat bineînțeles și atunci când tensiunea livrată de antenă este mare (postul local sau apropiat) deci atunci când atenuarea cablului nu este esențială.

Cablurile paralele de tipul celor arătate în figura 3.11 pot fi utilizate cu succes la instalațiile în aer liber deoarece atenuarea acestor cabluri este chiar în stare umedă comparabilă cu atenuarea cablurilor coaxiale mai ieftine, așa cum rezultă din tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

Atenuarea unor cabluri paralele și coaxiale la diferite frecvențe

Atenuarea, în dB/100 m		Frecvența, în MHz				
		50	100	200	500	700
Cablu coaxial Ø 6 ext.		6,5	9,5	14	24	29
Cablu paralel (fig. 3.10, a)	uscat	3	4,5	7	14	19
	ud	4,5	6,5	9	18	26
Cablu paralel (fig. 3.10, b)	uscat	2,5	4	6	12	17
	ud	3,5	6	9	18	28

În cazurile unor cabluri de coborîre mai lungi de 10 m, situate în aer liber se recomandă totuși utilizarea cablurilor coaxiale a căror atenuare este în general mai

mare decât a cablurilor paralele, dar independentă de condițiile atmosferice.

Este de la sine înțeles că *nu este permisă așezarea cablului paralel în țevi metalice* sau de-a lungul unor obiecte metalice, la distanțe de perete mai mici de 20—25 cm, pe burlane etc., în timp ce cablul coaxial poate fi așezat sau tras prin țevi, pe pereți, în pereți, prin locuri umede.

3.5. Adaptarea impedanțelor antenă-cablu-televizor

3.5.1. Regimul energetic al liniilor și cablurilor

Energia electromagnetică culeasă de antenă este aplicată cablului de coborîre care joacă rolul unei linii de transmisie a energiei, pînă la televizor.

Propagarea energiei electromagnetice în linii are loc în funcție de modul cum este terminată linia: pe impedanța caracteristică sau pe o impedanță diferită de cea caracteristică: regimul de undă progresivă sau regimul de undă staționară.

Dacă impedanța conectată la capătul liniei (televizorul) este egală cu impedanța caracteristică a liniei (cablului), linia va ceda consumatorului toată energia disponibilă la capătul (sfîrșitul) ei. Energia disponibilă la capătul liniei este ceva mai mică decât energia aplicată de antenă la începutul liniei, pierderea de energie pe linie datorîndu-se atenuării liniei. Acesta este regimul de undă progresivă, regim în care pe linie există numai unda directă.

Practic, situația ideală cînd impedanța de sarcină este egală cu impedanța cablului respectiv cînd impedanța antenei este egală cu impedanța cablului se întîlnește foarte rar.

De cele mai multe ori, adaptarea perfectă a impedanțelor nu se realizează, nici la conectarea antenă-cablu, nici la conectarea cablu-televizor.

Avem de a face cu o situație de *neadaptare a impedanțelor*. Întotdeauna cînd impedanța terminală nu este egală cu impedanța caracteristică, o parte din energia

care ajunge la bornele terminale se reflectă înapoi, analog fenomenului de reflexie din optică. Energia reflectată se propagă înapoi pe linie, spre generator, sub forma unei unde reflectate. Se înțelege că bilanțul energetic este mai dezavantajos în cazul liniei neadaptate decât în cazul liniei adaptate deoarece sarcina (consumatorul) primește mai puțină energie, anume numai energia transportată de unda progresivă. Consumatorul nu primește energia pe care unda reflectată o transportă înapoi spre generator. Dar nici generatorul (antena) nu primește energia reflectată de sarcină astfel că pe linie se creează un regim de unde staționare în care o parte din energie se transmite pe linie într-un sens și în celălalt, ca unde reflectate diminuînd randamentul energetic al liniei de transmisie.

3.5.2. Regimul de tensiune pe linii și cabluri

La o linie în regim de undă progresivă, tensiunea și curentul scad progresiv în amplitudine pe măsură ce ne îndepărtăm de începutul liniei. Scăderea amplitudinii tensiunii sau curentului este legată de atenuarea specifică cablului și se poate exprima grafic ca în figura 3.12, a.

Pierderea de tensiune $\Delta U = U_1 - U_2$ rezultă din înmulțirea atenuării specifice α a cablului cu lungimea l a cablului.

Pe liniile neadaptate, la care în afară de unda directă (progresivă) se întîlnesc și undele reflectate (staționare), tensiunea prezintă maxime și minime succesive (sinusoidal), așa cum arată fig. 3.12, b. Minimele și maximele apar prin însumarea undelor reflectate cu cele directe.

Minimele și maximele sînt cu atît mai pronunțate cu cît neadaptarea este mai mare, deci cu cît energia reflectată este mai mare. În cazul reflexiei totale (linia este în gol sau în scurtcircuit) minimele tind spre zero iar maximele tind spre valori egale cu dublul valorii unde directe. Aceasta se explică ușor deoarece unda reflectată fiind egală cu unda directă, în punctele unde

cele două unde se însumează în fază, unda rezultantă este dublă, iar acolo unde se însumează în antifază, unda rezultantă este nulă.

Unda directă se atenuează de la generator spre sarcină iar unda reflectată se atenuează în sensul de la sarcină la generator (tip. 3.12, b).

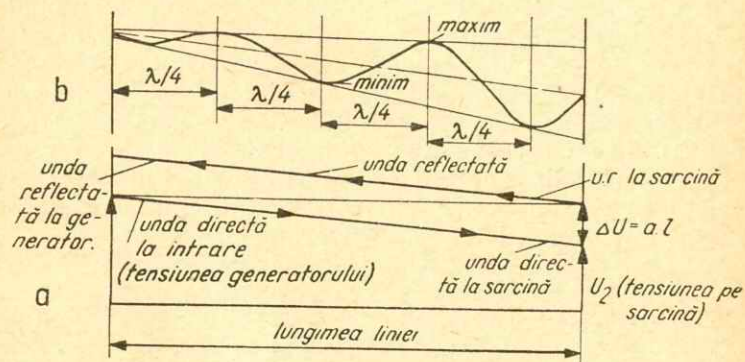


Fig. 3.12. Regimul de transmisie a energiei pe o linie sau un cablu:

a — atenuarea și căderea de tensiune pe linie; b — tensiunea de-a lungul unei linii reale (cu oarecare neadaptare).

În apropiere de sarcină unde unda reflectată este mare, (maximele și minimele undei rezultante sînt mai pronunțate. În schimb, în apropiere de generator maximele și minimele sînt mai puțin pronunțate.

Pe liniile care lucrează în regim de unde staționare, în afară de atenuarea datorită undei directe apare și atenuarea de tensiune datorită undei reflectate, astfel că tensiunea la capătul unei linii neadaptate este mai mică decît la capătul unei linii adaptate.

3.5.3. Raportul de unde staționare, coeficientul de reflexie și gradul de neadaptare

Să luăm un exemplu tipic de neadaptare.

Z_0 — impedanța cablului coaxial: 75Ω ;

Z_s — impedanța de sarcină: 225Ω .

Raportul celor două impedanțe se definește ca raportul undelor staționare S :

$$S = \frac{Z_s}{Z_0} \text{ pentru } Z_s > Z_0 \text{ și } S = \frac{Z_0}{Z_s} \text{ pentru } Z_s < Z_0.$$

Totodată raportul de unde staționare reprezintă raportul între maximumul și minimumul tensiunii pe linie:

$$S = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \quad S \geq 1 \text{ (în acest caz, 3).}$$

Cum se vede valoarea S este întotdeauna mai mare decît 1.

Coeficientul de reflexie r este o altă mărime utilizată în calcule și se definește ca raportul amplitudinilor undei reflectate și a undei directe (pentru exemplul ales):

$$r = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} = \frac{225 - 75}{225 + 75} = 0,5.$$

Între raportul de unde staționare și coeficientul de reflexie este relația:

$$r = \frac{S - 1}{S + 1}; \quad S = \frac{1 + r}{1 - r}.$$

Valoarea inversă a factorului S , este coeficientul de undă progresivă K_p care reflectă mai sugestiv fenomenele din linii:

$$K_p = \frac{1}{S};$$

$$K_p = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{I_{\min}}{I_{\max}}.$$

La adaptare, coeficientul de undă progresivă este maxim și egal cu 1, deoarece nu există reflexie pe linie:

$$Z_s = Z_0; K_p = 1; (S = 1).$$

În condiții de neadaptare, coeficientul de undă progresivă este mai mic decît 1 deoarece pe linie (cablul) există unde staționare:

$$Z_s \neq Z_0; K < 1; (S > 1).$$

Cînd linia lucrează numai în regim de unde staționare (este deschisă sau scurtcircuitată), coeficientul de undă progresivă va fi nul deoarece $U_{\min}=0$.

În figura 3.13 se prezintă cele 3 regimuri limită ale liniilor.

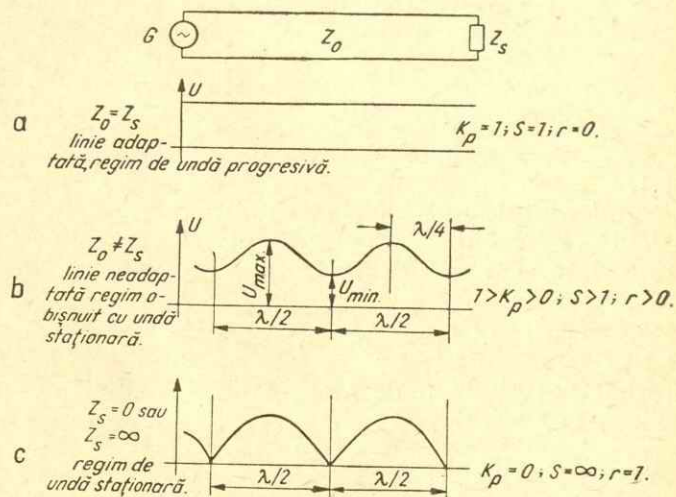


Fig. 3.13. Regimurile limită ale liniilor și cablurilor:

● **Regimul de undă progresivă.** În figura 3.13, a, avem regimul de undă progresivă, regimul cel mai bun, datorită faptului că cele două impedanțe Z_0 și Z_s sînt egale satisfăcîndu-se condiția de adaptare.

În acest regim, sarcina primește maximum de energie din linie. Undele staționare lipsesc iar impedanța liniei este pur activă și egală cu impedanța caracteristică.

Tensiunea la capătul liniei este mai mică doar cu căderea de tensiune datorită atenuării cablului. În această situație: $K_p=1$; $S=1$; $r=0$.

● **Regimul de undă staționară.** În figura 3.13, c linia lucrează în regim de unde staționare deoarece linia

este fie deschisă la capăt ($Z_s=\infty$), fie scurtcircuitată la capăt ($Z_s=0$), fie încărcată cu o sarcină pur reactivă (o inductanță sau o capacitate).

În toate cele 3 situații, amplitudinea unei directe și a celei reflectate sînt egale, tensiunea anulîndu-se din $\lambda/2$ în $\lambda/2$. În linie se stabilesc unde staționare, iar cedarea de energie către sarcină este nulă, deoarece energia se reflectă total.

În aceste condiții $K_p=0$; $r=1$; $S=\infty$.

● **Regimul real al liniilor (cablurilor)**, în care există o oarecare neadaptare între sarcină și linie, transmisia energiei se face prin unde progresive, iar prezența undelor staționare este evidențiată prin faptul că $r > 0$; $S > 1$; $K_p < 1$.

În acest regim, amplitudinea unei reflectate este mai mică decît amplitudinea unei directe. Are loc o pierdere de tensiune prin neadaptare (la capătul liniei) în afară de căderea de tensiune datorată atenuării cablului.

Căderea de tensiune datorită neadaptării este cu atît mai mare cu cît coeficientul de undă progresivă este mai mic.

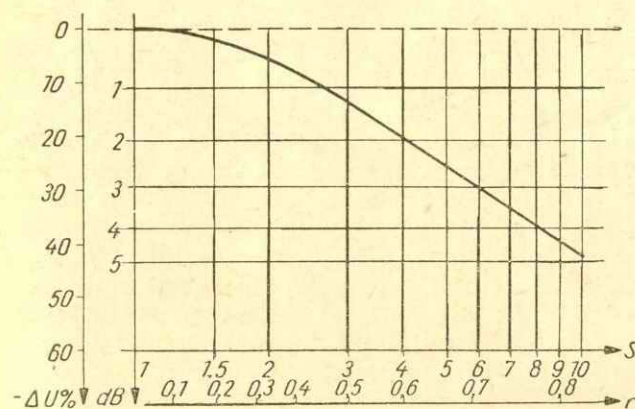


Fig. 3.14. Atenuarea (dB) și căderea procentuală de tensiune $\Delta U\%$ datorită neadaptării, în funcție de S .

Tot așa, căderea de tensiune este cu atât mai mare cu cât factorul de unde staționare este mai mare.

Se poate calcula căderea de tensiune cu relația:

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \frac{2}{\sqrt{2 + S + \frac{1}{S}}}.$$

În figura 3.14 se prezintă grafic relația între ΔU și factorul de unde staționare S (fără a se ține seama de căderea de tensiune datorată atenuării cablului).

Se vede din figura 3.14 că la $S=2,5-3$, care este o valoare normală pentru instalațiile individuale de recepție, căderea de tensiune este de cca. 13%, respectiv cca. 2 dB. Se observă că doar de la $S=6$ căderea de tensiune devine relativ importantă (3 dB respectiv 30%).

3.5.4. Însumarea neadaptărilor

În situațiile reale pe o linie apar de cele mai multe ori 2 locuri unde apare neadaptarea, deci unde impedanța se schimbă brusc și anume:

I: antenă — cablu;

II: cablu — televizor.

Așa cum s-a putut înțelege din cele expuse pînă acum, antenele de recepție nu au întotdeauna impedanțe „rotunde” de 75Ω sau 300Ω , ci impedanțe mai mult sau mai puțin apropiate de acestea. La neadaptarea ce apare inherent între antenă și cablu, cunoscînd valoarea impedanțelor se poate determina valoarea S_1 .

Dar și la conectarea cablului la televizor apare o neadaptare între impedanța Z_0 a cablului și impedanța reală Z_i a circuitului de intrare al selectorului de canale care diferă de impedanța nominală. Impedanța de intrare a televizorului nu este nici pur activă și nici egală cu 75Ω sau 300Ω .

Intrarea selectoarelor UIF este întotdeauna asimetrică avînd o impedanță de $15-50 \Omega$ astfel aleasă încît zgomotul etajului de intrare al selectorului să fie mi-

nim. Aceasta înseamnă însă un raport de unde staționare S_2 cuprins între 1,5 și 5:

$$S_2 = \frac{75}{50} \cdot \frac{75}{15} = 1,5 \dots 5.$$

Neadaptările S_1 (la antenă) și S_2 (la televizor) se însumează ca valoare și prin urmare ca efect:

$$S = S_1 + S_2.$$

3.5.5. Conectarea antenei la cablu

● **Utilizarea liniei în $\lambda/4$.** Pentru adaptarea impedanțelor între antenă și cablu se utilizează transformatoare în $\lambda/4$ din linie paralelă sau coaxială, care apare ca impedanță intermediară Z_i între cele două impedanțe Z_A și Z_c ce urmează a fi adaptate.

Impedanța liniei va fi:

$$Z_i = \sqrt{Z_A Z_c}.$$

Exemplu: Este necesară adaptarea unui cablu de 300Ω cu o antenă a cărei impedanță este de 170Ω .

Impedanța necesară a liniei: $Z_i = \sqrt{170 \cdot 300} = 225 \Omega$.

Impedanța liniei $\lambda/4$ se determină cu relația:

$$Z_{\lambda/4} = 276 \lg \frac{D}{r}.$$

În cazul considerat $\frac{225}{276} = 0,82 = \lg \frac{D}{r}$ de unde:

$$\frac{D}{r} = 6,6.$$

$D = 6,6r$; pentru $r = 3$ mm rezultă $D = 20$ mm.

Raportul $D/r = 6,6$ se poate extrage direct din diagrama dată în figura 3.4. Linia se realizează din 2 țevi cu diametrul de 6 mm așezate la 20 mm distanța între axe. Lungimea liniei este $\lambda/4$ corespunzător frecvenței canalului pe care recepționează antena.

În cazul liniilor în $\lambda/4$ din cablu coaxial sau simetric, se va ține seama de scurtarea K a cablului astfel că lungimea liniei în $\lambda/4$ din cablu va fi:

$$l = 0,165\lambda \text{ când } K = 0,66;$$

$$l = 0,208\lambda \text{ când } K = 0,83.$$

● **Conectarea cablului coaxial la un dipol sau o antenă cu impedanța de 240—300 Ω .** În acest caz este necesară transformarea impedanței de la 300 la 75 Ω și simetrizarea conectării, ceea ce se obține printr-o buclă în $\lambda/2$, așa după cum se arată în figura 3.14, a. Lungimea buclei este:

$$l = K \cdot \lambda/2.$$

● **Conectarea cablului simetric la un dipol sau la o antenă cu impedanța de 240—300 Ω .** Conectarea se realizează direct ca în figura 3.15, b.

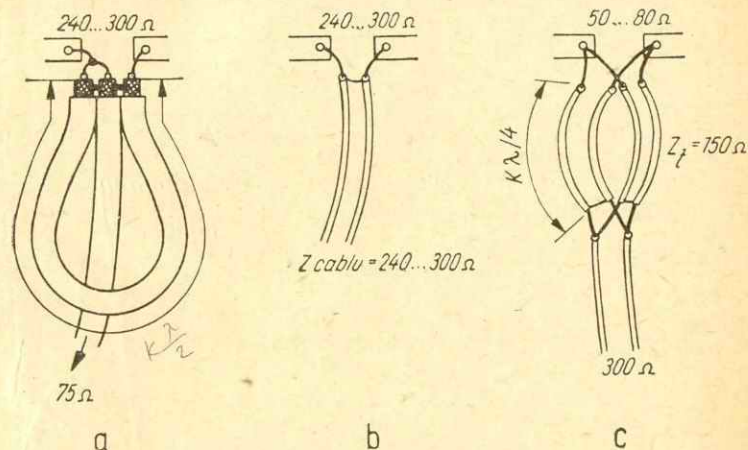


Fig. 3.15. Metode de conectare a cablului de coborîre la antenă.

● **Conectarea cablului simetric de 240—300 Ω la o antenă cu impedanța de 50—80 Ω ,** se face ca în figura 3.15, c, cu ajutorul unui transformator format din două segmente de cablu paralel de 240—300 Ω , cu lungimea $l = K\lambda/4$.

● **Conectarea cablului coaxial la un dipol sau la o antenă cu impedanța de 75 Ω (50...80 Ω).** Dacă un cablu coaxial cu impedanța caracteristică de 60—75 Ω se conectează la dipolul unei antene cu impedanța de

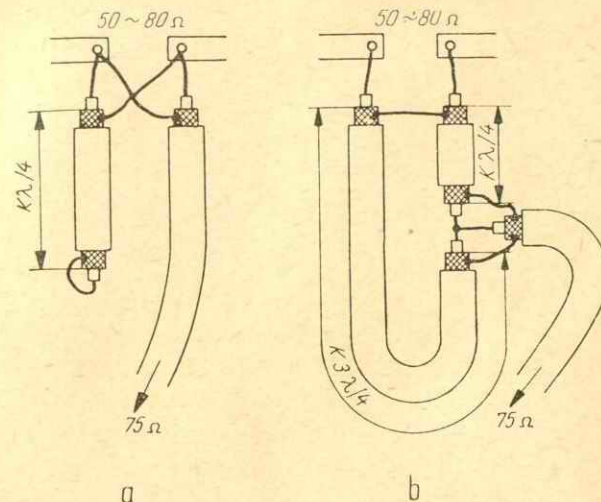


Fig. 3.16. Conectarea cablului de coborîre la antene cu impedanța de 50—80 Ω .

50...80 Ω , cablu coaxial va fi încărcat nesimetric față de blindaj și este necesară simetrizarea conectării. Aceasta se realizează cu ajutorul unei linii în $\lambda/4$, cu una din soluțiile constructive arătate în figura 3.16, a, b.

● **Conectarea cablului simetric de 240—300 Ω la un dipol sau la o antenă cu impedanță $Z_A > 75 \Omega$.**

Dacă $Z_A = 100 \dots 300 \Omega$, se utilizează o linie în $\lambda/4$ de impedanță intermediară Z_l , ca în figura 3.17, a. Impedanța liniei va fi:

$$Z_l = \sqrt{300 Z_A}.$$

● **Conectarea cablului coaxial de 60—75 Ω la o antenă cu impedanță $Z_A > 75 \Omega$ ($Z_A = 100 \dots 800 \Omega$).**

Între antenă și cablu coaxial se intercalează o linie în $\lambda/4$ și o buclă în $\lambda/2$. Linia în $\lambda/4$ va avea impedanța

intermediară $Z_l = \sqrt{75 \cdot Z_A}$ și va fi conectată cu un capăt la antenă, iar cu un celălalt capăt la buclă în $\lambda/2$ realizată din cablu coaxial (fig. 3.17, b).

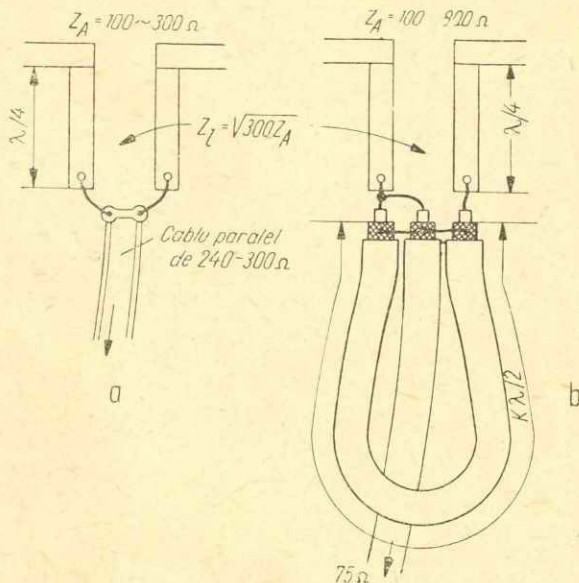


Fig. 3.17. Conectarea cablului de coborire la antene cu impedanța de 100—800 Ω.

3.5.6. Conectarea cablului la televizor

Dacă se utilizează un cablu de impedanță diferită de la impedanța nominală a intrării televizorului:

— cablu coaxial (asimetric) de 75 Ω la intrarea simetrică de 300 Ω a televizorului;

— cablu paralel (simetric) de 300 Ω la intrare coaxială (asimetrică) de 75 Ω a televizorului, în ambele cazuri se utilizează o buclă în $\lambda/2$ ca transformator de impedanță și dispozitiv de simetrizare (v. fig. 3.18).

● **Adaptarea improvizată cablu-televizor.** În unele cazuri, atunci când semnalul este puternic, deci la pos-

turile locale, pentru a evita reflexiile pe fiderul de coborire este posibilă o adaptare simplă a cablurilor la intrarea televizorului.

Adaptarea unui cablu coaxial de 75 Ω la un televizor cu intrare simetrică de 300 Ω se poate face conec-

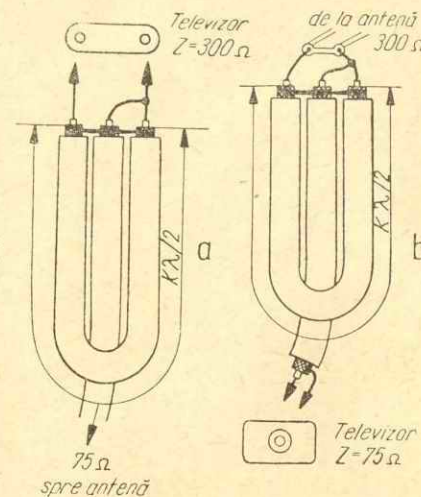


Fig. 3.18. Conectarea cablului de coborire la televizor prin buclă în $\lambda/2$.

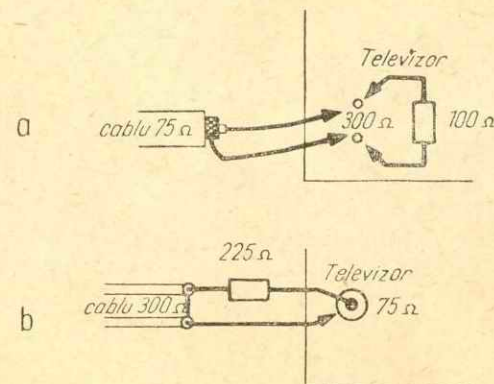


Fig. 3.19. Conectarea improvizată a cablului de coborire la televizor atunci când impedanța cablului diferă de impedanța de intrare a televizorului.

tind în paralel cu intrarea televizorului o rezistență de $100\ \Omega$, ca în figura 3.19, a.

Conectarea unui cablu paralel de $300\ \Omega$ la intrarea asimetrică de $75\ \Omega$ a unui televizor se poate face conectând în serie cu intrarea televizorului o rezistență de $225\ \Omega$ (v. fig. 3.19, b).

Dezavantajul ambelor feluri de conectare improvizată este că apare o atenuare de 4 ori (12 dB).

3.6. Atenuatoare rezistive pentru postul local

În apropierea posturilor de emisie, câmpul prea puternic poate induce în antenă tensiuni prea mari (peste 15—20 mV). În această situație pentru a evita înrăutățirea recepției datorită efectelor neliniare din selectorul de canale, este necesară folosirea unor atenuatoare.

Atenuatoarele trebuie să fie adaptate ca impedanță cu cablul coaxial și intrarea televizorului, deoarece neadaptarea poate conduce ca și în cazul recepției semnalelor reflectate la apariția efectului „plastic” sau chiar a imaginilor multiple pe ecranul televizorului.

Atenuatorul respectiv se obține prin conectarea în „T” sau în „Π” a unor rezistențe neinductive, cu legături cât mai scurte.

Atenuatoarele în „T” poate fi simetric (fig. 3.20, a) sau simetric (fig. 3.20, b).

Cu Z_0 este notată impedanța de intrare și de ieșire a atenuatorului. Atenuatorul asimetric se utilizează la cablurile coaxiale ($60\text{—}75\ \Omega$) iar cel simetric la cablurile paralele ($240\text{—}300\ \Omega$).

Atenuarea atenuatorului este cu atât mai mare cu cât rezistența R_1 are o valoare mai mare iar rezistența R_2 are o valoare mai mică.

În tabelul 3.3 se indică valorile practice ale rezistențelor R_1 și R_2 pentru a obține atenuatoare uzuale cu atenuare de 5, 10, 15, 20, 25 și 30 dB.

La construirea atenuatoarelor este necesară măsurarea rezistențelor în vederea apropierii cât mai exacte de valoarea prescrisă în tabel. Când totuși nu se pot asigura valorile exacte, atenuatorul va prezenta altă

atenuare și o impedanță ușor diferită de cea nominală ceea ce nu deranjează în mare măsură.

Atenuatorul în „Π” se poate construi de tipul simetric sau asimetric așa cum se arată în figura 3.21.

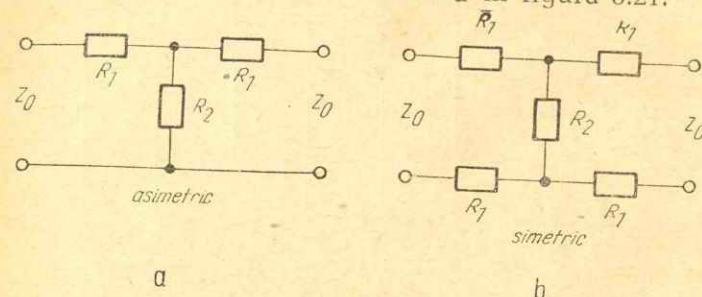


Fig. 3.20. Atenuarea în π :
a — atenuator asimetric (pentru cablu coaxial); b — atenuator simetric (pentru cablu paralel).

Tabelul 3.3
Valorile rezistențelor R_1 și R_2 pentru câteva atenuatoare în T uzuale

Atenuarea		Atenuator asimetric $Z_0=75\ \Omega$		Atenuator simetric $Z_0=300\ \Omega$	
dB	ori	$R_{\Omega 1}$	$R_{\Omega 2}$	$R_{\Omega 1}$	$R_{\Omega 2}$
5	1,8	21	123	10,5	123
10	3,15	39	52	19,5	52
15	5,6	52	28	26	28
20	10	61	15	31	15
25	18	67	8,3	33,4	8,3
30	32	71	4,5	35,2	4,5

În tabelul 3.4 se indică valorile rezistențelor R_1 și R_2 pentru o serie de atenuatoare asimetrice cu impedanța de $75\ \Omega$, având atenuări de 5, 10, 15, 20, 25, 30 dB.

Calculul atenuatorului asimetric în Π se face simplu și pentru alte valori de atenuare:

$$R_1 = \frac{1+a}{1-a} \cdot Z_0; \quad R_2 = \frac{1-a^2}{2a} \cdot Z_0,$$

în care: a este atenuarea în raport de tensiuni.

Tabelul 3.4

Valorile rezistențelor R_1 și R_2 pentru o serie de atenuatoare în Π asimetrice cu $Z_0 = 75\Omega$

Atenuarea (dB)	5	10	15	20	25	30
R_1 , în Ω	270	150	100	91	82	75
R_2 , în Ω	47	100	200	390	680	1 200

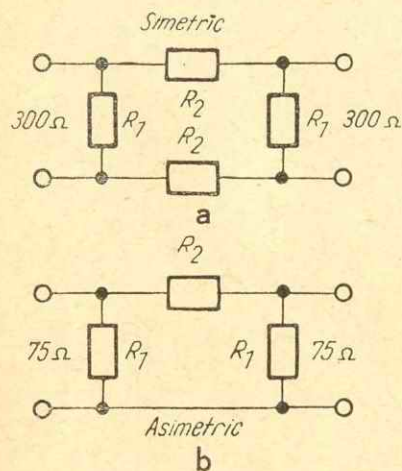


Fig. 3.21. Atenuatoare în Π :
a — atenuator asimetric (pentru cablu coaxial); b — atenuator simetric (pentru cablu paralel).

Exemplu: $a=2$ ori (6 dB)

$$R_1 = \frac{1+2}{2 \cdot 2} \cdot 75 = 225 \Omega;$$

$$R_2 = \frac{1-4}{2 \cdot 2} \cdot 75 = 56 \Omega.$$

Valorile rezistențelor pentru un atenuator simetric cu impedanța de 300Ω cu o atenuare de 20 dB (10 ori) sînt date în figura 3.22.

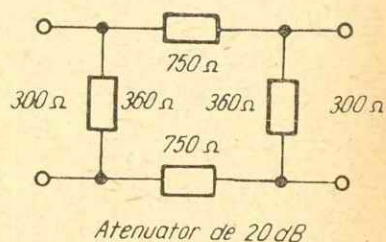


Fig. 3.22. Atenuator simetric în Π cu o atenuare de 20 dB.

Bibliografie

1. Statnic, E. **Recepția emisiunilor de televiziune la mare distanță**. București, Editura tehnică, 1963.
2. Sotirescu, N. **Receptoare de televiziune** (cap. 2). București, Editura tehnică, 1962.
3. Mende, G. H. **Fernsehantennen Praxis** München Franzis-Verlag, 1963.
4. Doluhanov, M. P. **Rasprostranenie radiovoln**. Moscova, Sviazizdat, 1960.
5. Karpinskii, L. M. **Televizionnie anteny**. Moscova, Energhia, 1970.
6. Möhring, F. **Empfangstechnik im UHF Gebiet**. Loewe Opta Fachbuch, 1965.
7. Möhring, F. **Schaltungstechnik der Loewe Opta Fernsehempfänger**, Loewe Opta Fachbuch, 1965.
8. Gust, Ch. Stoian, M. **Antene colective pentru radio și televiziune**. București, Editura tehnică, 1970.
9. Streng, Klaus. **UHF Fernsehempfang** Berlin, VEB Verlag Technik, 1966.
10. Spindler, E. **Antennen Selbstbau**. În: Funk-Technik, nr. 20, 21, 22, 23, 24/1967.
11. * * * Siemens. **Catalog de antene, cabluri și amplificatoare**, 1970.
12. * * * Kathrein. **Catalog de antene, cabluri și amplificatoare**, 1970.
13. * * * Hirschmann. **Catalog de antene și cabluri**, 1967/68.
14. Lindenmeyer, H. **Aktive Antennen für UHF**. În: Funkschau, nr. 16/1970.
15. Czezott, O. **Le caratteristiche e la costruzione delle antenne Yagi**. În L'Antenna nr. 6/1970.

Cuprinsul volumului I

Prefață	3
Introducere	5
Capitolul 1. Propagarea undelor decimetrice	10
1.1. Propagarea directă	11
1.2. Influența reliefului asupra propagării undelor decimetrice.	15
1.3. Reflexia undelor decimetrice	18
1.4. Refracția și difracția în domeniul UIF.	22
1.5. Difuzia troposferică	24
Capitolul 2. Antene pentru recepția undelor decimetrice	28
2.1. Noțiuni privind antenele de recepție	28
2.1.1. Parametrii antenelor de recepție	30
2.1.2. Dipolul în $\lambda/2$	52
2.1.3. Dipolul în λ	55
2.2. Antene directive	58
2.3. Grupuri de antene	68
2.4. Antene de bandă largă	77
2.5. Construcția antenelor de UIF	93
Capitolul 3. Linii și cabluri pentru UIF	104
3.1. Generalități privind liniile	104
3.2. Linii în aer	108
3.3. Linii cu dielectric solid (cabluri)	112
3.4. Cablu coaxial sau paralel?	115
3.5. Adaptarea impedanțelor antenă-cablu-televizor	120
3.5.1. Regimul electric al liniilor și cablurilor	120
3.5.2. Regimul de tensiune pe linii și cabluri	121
3.5.3. Raportul de unde staționare, coeficientul de reflexie și gradul de neadaptare	122
3.5.4. Însușirea neadaptărilor	124
3.5.5. Conectarea antenei la cablu	127
3.5.6. Conectarea cablului la televizor.	130
3.6. Atenuatoare rezistive pentru postul local	132
Bibliografie	135

În colecție vor apărea:

- P. Colin. Stabilizatoarea de tensiune
- Z. Vistrička. 222 scheme simple de radiotehnică, electronică industrială și reglare automată
- V. Kristić. ABC de construcții radio
- V. I. Bruskin. Nomograme pentru radioamatori
- L. Macoveanu. Telecomanda modelelor

Alte lucrări de electronică în pregătire:

- E. Vasiliu. Inițiere în electronică cuantică
- A. V. Gonciarov. Tehnica înregistrării magnetice a imaginii
- S. Radu și D. Filoti. Centrale telefonice moderne. Sisteme de comutație
- D. N. Șapiro ș.a. Proiectarea radio-receptoarelor. Îndreptar
- N. Balabanian. Teoria modernă a circuitelor.

