

PAUL BIRO

ANTENE
PENTRU
RADIOAMATORI

COLECTIA RADIO

CULTURA TEHNICA

Ing. PAUL BIRO

A N T E N E

PENTRU

RADIOAMATORI



EDITURA TEHNICĂ
BUCUREȘTI 1958

INTRODUCERE

Antenele sînt dispozitive de radiație și captare a undelor radioelectrice din spațiu. Acestea din urmă sînt de aceeași natură ca lumina, razele infraroșii, cele ultraviolete, razele X și razele gamma (emise de substanțele radioactive) — *ele sînt unde electromagnetice*.

Fenomenul de radiație a energiei electromagnetice sub formă de unde poate fi explicat în baza teoriei electromagnetismului.

Se știe că un corp încărcat cu sarcini electrice creează în spațiul dimprejur un *cîmp electric*, în care se manifestă acțiuni mecanice asupra altor corpuri încărcate electric. Mărimea care caracterizează cîmpul electric într-un punct dat este intensitatea cîmpului electric, E : ea reprezintă — ca mărime, direcție și sens — forța care acționează asupra unității de sarcină electrică pozitivă, așezată în punctul respectiv. Pe de altă parte, în spațiul din jurul corpurilor magnetice este un *cîmp magnetic*, care se manifestă prin acțiuni mecanice exercitate asupra altor corpuri magnetice și asupra sarcinilor electrice în mișcare (de exemplu asupra unui conductor străbătut de curent electric). La rîndul lui, cîmpul magnetic se caracterizează prin intensitatea cîmpului magnetic.

S-a constatat de asemenea că sarcinile electrice în mișcare și cîmpurile electrice variabile dau naștere și ele unui cîmp magnetic, iar cîmpurile magnetice variabile creează un cîmp electric. Funcționarea generatoarelor și motoarelor electrice constituie aplicația practică a fenomenelor de mai sus. De aici rezultă că *între cîmpul electric și cel magnetic*

există o interdependență strinsă: de fapt ele reprezintă cele două aspecte ale unei forme de existență a materiei numite *cîmp electromagnetic*, care — în afară de cele arătate mai sus — se bucură de proprietatea de a se propaga în spațiul liber cu o viteză de 300 000 km/s.

În cazul unei antene, A (v. fig. 1) curentul alternativ sinusoidal I care circulă prin ea provoacă în spațiul înconjurător apariția unui cîmp magnetic alternativ, iar acesta creează la rîndul lui instantaneu în spațiul înconjurător un cîmp electric alternativ. Înlănțuirea succesivă a acestor cîmpuri cuprinde treptat, din aproape în aproape, întregul spațiu, propagîndu-se cu viteză mare în toate direcțiile și alcătuiind ceea ce se numește o undă electromagnetică. Într-un punct oarecare al spațiului, cîmpul electric și cel magnetic sînt perpendiculare între ele, fiind în același timp perpendiculare pe direcția de propagare a undei. În fig. 1

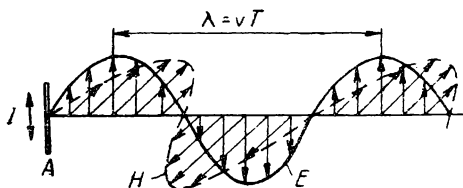


Fig. 1

este reprezentată distribuția în spațiu a intensității cîmpului electric, E , și a intensității cîmpului magnetic, H , după o direcție anumită și pentru un moment ales arbitrar. Planul determinat de direcția lui E și a lui H într-un punct oarecare constituie *frontul undei*. Direcția intensității cîmpului electric se numește *direcția de polarizare a undei*; o antenă verticală emite unde polarizate vertical. *Intensitatea cîmpului electromagnetic* se exprimă prin intensitatea cîmpului electric care face parte din el și este dată de obicei în milivolți pe metru (mV/m) sau în microvolți pe metru (μV/m).

Distanța parcursă de undă în timpul unei perioade de oscilație T a curentului din antenă se numește *lungime de undă*. După cum se observă în fig. 1 în două puncte situate la o distanță λ , intensitatea cîmpului are aceeași fază. Între

frecvența f a oscilațiilor, perioada T , lungimea de undă λ și viteza de propagare v există următoarele relații :

$$\lambda = \frac{v}{f} = v \cdot T.$$

Orice cîmp este legat de o anumită formă de energie. Astfel, în cazul unui condensator încărcat, lucrul mecanic cheltuit pentru transportarea sarcinilor electrice de semn contrar de la o armătură la alta a condensatorului se regăsește sub formă de energie înmagazinată în cîmpul electric dintre cele două armături.

În cursul propagării, cîmpul electromagnetic transportă energie — numită *energie electromagnetică* — a cărei valoare depinde de dimensiunile antenei, de curentul care o străbate și de rezezierea cu care variază acest curent, adică de frecvența curentului. Pe măsură ce ne îndepărtăm de antenă, intensitatea cîmpului scade treptat, invers proporțional cu distanța; unul din motive este că energia pe care o transportă se distribuie într-un spațiu din ce în ce mai mare. În afară de aceasta însă, slăbirea cîmpului este provocată și de faptul că energia undei este, în parte, absorbită de mediul pe care-l străbate.

Dacă unda radioelectrică întâlnește în drumul ei o antenă de recepție, ea îi cedează o parte din energie. *Cîmpul electromagnetic induce în antena de recepție o tensiune electromotoare de înaltă frecvență, care corespunde exact curentului din antena de emisie* (frecvența celor doi curenți este identică, iar amplitudinile sînt proporționale).

Drumul pe care-l parcurg undele de la antena de emisie pînă la cea de recepție poate fi foarte variat.

Astfel, o parte a energiei radiate este influențată direct de prezența pămîntului și de constituția solului. Acea constituie *unda terestră*. Una din componentele acesteia din urmă : *unda de suprafață*, se propagă de-a lungul suprafeței pămîntului și asigură comunicația dintre antena de emisie și cea de recepție în cazul cînd acestea se află la o apropiere a solului (fig. 2, a). Cealaltă componentă a undei terestre : *unda spațială*, asigură comunicația dintre antena de emisie și cea de recepție în cazul cînd acestea sînt ridicate deasupra suprafeței pămîntului.

țime de câteva lungimi de undă și „vizibilitatea directă” dintre cele două antene este asigurată (cu alte cuvinte dreapta care unește cele două antene nu atinge suprafața convexă a pământului). Unda spațială este formată la rîndul ei din *unda directă* (fig. 2, b, unda *A*) și cea *reflectată* de pămînt (fig. 2, b, unda *B*).

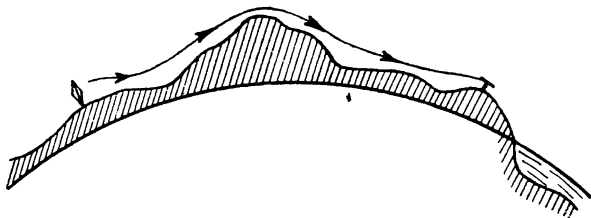


Fig. 2, a

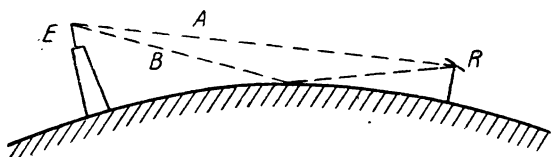


Fig. 2, b

E — antena de emisie; *R* — antena de recepție;
A — unda directă; *B* — unda reflectată.

O altă parte a energiei se poate propaga sub formă de *undă troposferică*, prin păturile inferioare ale atmosferei fiind supusă la reflexii și refracții în regiunile în care constanta dielectrică a atmosferei are variații bruște (de exemplu la limitele de separație dintre mase de aer cu temperatură, presiune sau umiditate diferită).

În sfîrșit o mare parte a energiei este radiată spre păturile superioare ale atmosferei, situate la distanțe cuprinse între 60 și 400 km, care constituie așa-numita *ionosferă*. Aceste straturi sînt ionizate, adică sînt formate din electroni liberi, din ioni pozitivi și negativi. Ionizarea are loc în special sub acțiunea radiației ultraviolete și corpusculare ale soarelui. În funcție de condițiile variabile existente în această regiune, undele radioelectrice pot să străbată ionosfera și să se piardă în spațiul cosmic — sau să sufere

reflexii și refracții și să se întoarcă spre pământ, constituind așa-numita *undă ionosferică* (v. fig. 3).

Măsura în care se manifestă influențele multiple ale mediilor de propagare asupra undelor radioelectrice depinde

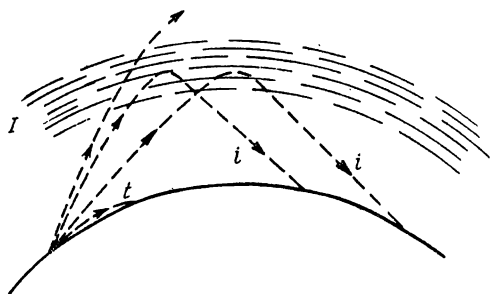


Fig. 3.

I — ionosfera; *i* — unde ionosferice; *t* — unda terestră.

în mare măsură de lungimea de undă a acestora. De aici rezultă că *fiecare bandă de frecvențe se distinge prin caracteristici de propagare specifice și acestea constituie factori hotărâtori în ceea ce privește construcția antenelor utilizate în comunicațiile radioelectrice.*

CAPIȚOLUL I

LINII DE TRANSMISIE

1. Generalități

În cazul antenelor, liniile de transmisie au rolul de a transmite energie electrică de la emițător la antena de emisie, respectiv de la antena de recepție la receptor *). Cunoașterea fenomenelor care au loc pe liniile de transmisie este foarte importantă, aceleași fenomene fiind și la baza funcționării sistemelor radiante propriu-zise.

Dacă lungimea liniei este o fracțiune mică din lungimea de undă putem spune că — la un moment dat — în fiecare punct al liniei apar tensiuni și curenți de aceeași valoare. De aceea, procesele care au loc pe linii scurte se studiază numai în funcție de timp.

În cazul unei linii lungi, lungimea liniei poate să corespundă cu o porțiune însemnată a lungimii de undă sau chiar cu mai multe lungimi de undă. Astfel, la un moment dat, în diferitele puncte ale liniei tensiunea sau curentul pot avea valori și sensuri diferite. Din acest motiv procesele care au loc pe liniile lungi trebuie studiate nu numai în funcție de timp, ci și în funcție de spațiu.

Liniile utilizate pentru transmiterea oscilațiilor electromagnetice de înaltă frecvență sînt linii lungi.

Din considerentele de mai sus, este rațional ca lungimea liniilor de transmisie, folosite în radiotehnică, să se raporteze la lungimea de undă. De aceea se spune că o linie are lungimea $\lambda/4$, $\lambda/2$, 2λ , 3λ etc.

O linie se comportă ca *un circuit electric cu constante distribuite*.

Circuitele electrice obișnuite sînt formate din bobine, condensatoare și rezistoare, care reprezintă inductanțe, capa-

*) În practica curentă liniile de transmisie utilizate pentru alimentarea antenelor poartă numele de fideri.

cități și rezistențe „concentrate”, deoarece fiecare din aceste elemente sînt distincte și separate unele de altele. Aceste circuite sînt circuite cu constante concentrate.

Să examinăm cea mai simplă linie de transmisie: aceasta este formată din două conductoare paralele, izolate între ele printr-un dielectric. Divizînd linia în mici porțiuni de aceeași lungime (fig. I-1, a) se observă că fiecare por-

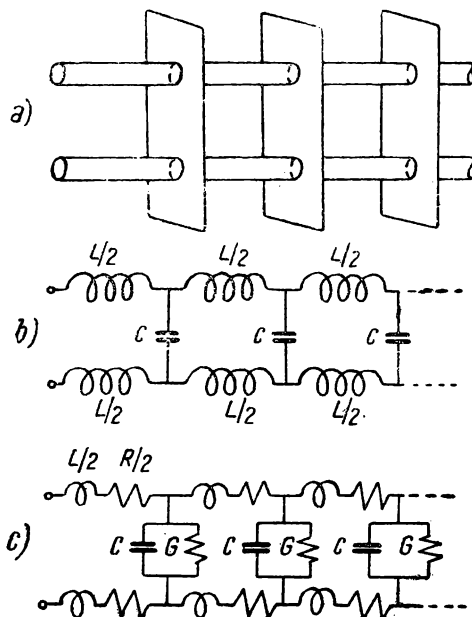


Fig. I-1.

țiune constituie un condensator elementar, iar segmentele de conductor reprezintă cîte o inductanță elementară*). Porțiunile elementare fiind identice, parametrii electrici care le caracterizează sînt egali și ei apar uniform distribuiți de-a lungul liniei. Valoarea lor depinde de dimensiunile care caracterizează linia și de natura dielectricului care înconjoară conductoarele. Astfel, o linie poate fi reprezentată sub

*) În prima aproximație, se face abstracție de rezistența bobinelor și de rezistența de pierderi a condensatoarelor.

forma unui circuit echivalent cu cel din fig. I-1, *b*. Dacă ținem seama și de rezistența conductoarelor, precum și de rezistența de pierderi, care determină curenții de scurgere prin dielectric, schema echivalentă va fi cea arătată în fig. I-1, *c*. Aici G reprezintă conductanța, adică valoarea reciprocă a rezistenței de pierderi. Inductanța totală L și rezistența totală R a porțiunii elementare sînt repartizate egal pe cele două conductoare ale porțiunii de linie, fiecare dintre conductoare revenindu-i o inductanță $L/2$ și o rezistență $R/2$. Constantele liniei se raportează de obicei la unitatea de lungime.

În studiul fenomenelor fundamentale ne vom referi — pentru simplificare — la circuitul echivalent din fig. I-1, *b* considerînd că linia este o linie ideală, fără pierderi.

2. Regimul de unde progresive

Să considerăm o linie, reprezentată prin circuitul ei echivalent și să presupunem că la bornele de intrare (din stînga) se conectează o sursă de curent continuu. În momentul conectării va lua naștere un curent prin inductanțele elementare $\frac{L}{2}$ și prin condensatorul elementar C din prima secțiune. Condensatorul C se încarcă și la bornele sale apare o diferență de potențial. Aceasta la rîndul ei determină trecerea unui curent prin elementele celei de-a doua secțiuni și procesul continuă înaintînd spre capătul opus al liniei: capacitățile elementare se încarcă pe rînd, și între conductoarele liniei apare un *cîmp electric*, iar inductanțele elementare sînt străbătute de un curent care creează în jurul lor un *cîmp magnetic*.

Fenomene asemănătoare au loc și atunci cînd la capătul liniei se conectează un generator de curent alternativ. În acest caz de-a lungul liniei se propagă o tensiune alternativă, iar prin conductoare curge curent alternativ. Corespunzător cu aceasta, cîmpul electric și cel magnetic care apar, variază periodic, formînd un *cîmp electromagnetic*, care se propagă de-a lungul liniei. *Viteza de propagare* a undelor electromagnetice pe linie — în cazul cînd dielectricul dintre conductoare îl constituie aerul — este egală

cu viteza de propagare a undelor electromagnetice în spațiu liber, adică cu viteza luminii: $v = 300\,000\text{ km/s} = 3 \cdot 10^8\text{ m/s}$.

Să urmărim mai de aproape modul în care variază tensiunea de-a lungul liniei și în acest scop să considerăm că generatorul conectat la linie dă o tensiune alternativă cu frecvența de 1 MHz. Perioada oscilațiilor este deci:

$$T [\text{s}] = \frac{1}{f [\text{Hz}]} = \frac{1}{1\,000\,000} = 1 \cdot 10^{-6}\text{ s} = 1\text{ }\mu\text{s}. \quad (1)$$

Să presupunem că în momentul conectării generatorului ($t=0$), tensiunea de la bornele acestuia are valoarea maximă pozitivă (fig. I-2, *b*). Din acest moment tensiunea se propagă de-a lungul liniei cu viteza luminii. După un sfert de perioadă, adică în momentul $t_1 = 0,25\text{ }\mu\text{s}$, tensiunea va parcurge o distanță l_1 (fig. I-2, *c*)

$$\begin{aligned} l_1 &= v \cdot t_1 = \\ &= 3 \cdot 10^8 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} = \\ &= 75\text{ m}. \end{aligned}$$

Între timp, tensiunea de la bornele generatorului a scăzut la zero. La sfârșitul semiperioadei următoare ($t_2 = 0,5\text{ }\mu\text{s}$) tensiunea generatorului devine din nou maximă, însă sensul ei este negativ. În acest moment, tensiunea aplicată inițial (la $t=0$) pe intrarea

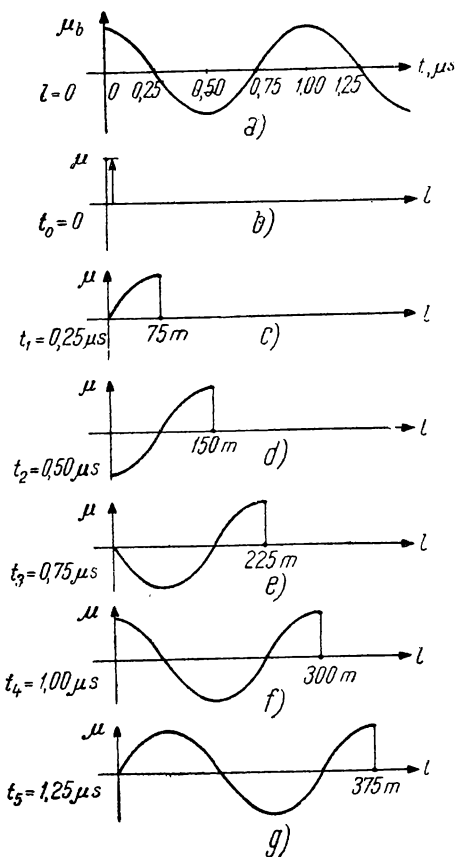


Fig. I-2. Unda spațială.

liniei ajunge la o distanță $l_2 = 150$ m, iar tensiunea nulă apare în punctul $l_1 = 75$ m (fig. I-2, d).

În mod analog putem urmări procesul propagării și în momentele $t_3 = 0,75 \mu\text{s}$, $t_4 = 1 \mu\text{s}$, $t_5 = 1,25 \mu\text{s}$.

Observăm că timpul care a trecut între momentele t_0 și t_4 este egal tocmai cu perioada T a oscilațiilor. În consecință drumul în acest interval este egal — prin definiție — cu lungimea de undă

$$l_4 = vt_4 = v \cdot T = 3 \cdot 10^8 T = \lambda \quad (2)$$

În cazul de față $\lambda = 3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-6} = 300$ m.

Concomitent cu unda de tensiune are loc și o deplasare a sarcinilor electrice de-a lungul liniei, *ceea ce constituie o undă de curent în fază cu unda de tensiune*. Trebuie menționat că într-o porțiune elementară oarecare a liniei, curenții din cele două conductoare au valori egale însă sînt opusi ca sens. Cîmpul electric și cel magnetic variază ca valoare și sens în conformitate cu tensiunea, respectiv cu curentul care le dă naștere. Repartizarea acestor cîmpuri în momentul $t_4 = T = 1 \mu\text{s}$ este redată în fig. I-3.

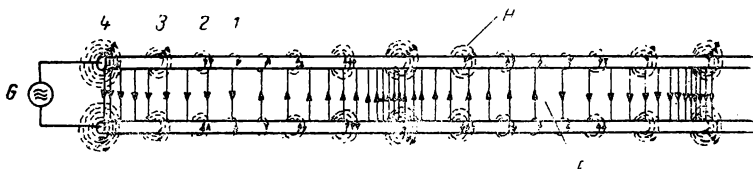


Fig. I-3. Propagarea undelor.

Procesul descris se caracterizează prin faptul că undele electromagnetice se propagă de-a lungul liniei într-un singur sens și transmit energia de la generator spre capătul opus al liniei. Acest regim de lucru al liniei este denumit regim de undă progresivă și poate să aibă loc numai dacă întreaga energie a undelor electromagnetice este absorbită la capătul liniei.

În cazul regimului de undă progresivă, raportul dintre amplitudinea U_m a tensiunii și amplitudinea I_m a curentului

este o mărimă constantă pentru orice punct al unei linii date. Această mărime se numește impedanța caracteristică a liniei (Z_0). Ea depinde de construcția liniei, de constantele distribuite L_1 , C_1 , R_1 , G_1 . În cazul liniilor fără pierderi are loc expresia

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \quad (3)$$

Dat fiind că în regimul de undă progresivă, în orice punct al liniei tensiunea și curentul sînt în fază, impedanța caracteristică este de natură rezistivă.

O mărime importantă pentru generatorul care alimentează linia o constituie impedanța de intrare a liniei. În mod evident, această impedanță este egală cu raportul dintre tensiunea și curentul de la bornele de intrare ale liniei. După cum am văzut, raportul $U_m/I_m = Z_0$ este același în orice punct al liniei, prin urmare în regimul de unde progresive, impedanța de intrare este egală cu impedanța caracteristică a liniei. Așadar în acest caz linia reprezintă pentru generator o sarcină rezistivă și puterea debitată de generator este o putere activă.

În principiu, regimul de undă progresivă se stabilește atunci cînd linia conectată la generator este „infiniit lungă”, deoarece în acest caz energia este transmisă în mod permanent într-un singur sens: de la generator spre „capătul de la infiniit” al liniei. Desigur că practic nu se poate realiza o linie infiniit lungă. Însă regimul de unde progresive se stabilește și atunci cînd la capătul unei linii de lungime finită se conectează o sarcină rezistivă a cărei valoare este egală cu impedanța caracteristică a liniei. Într-adevăr, dat fiind că impedanța de intrare a unei linii infiniit lungi este egală cu impedanța caracteristică Z_0 , orice linie infiniit lungă poate fi tăiată într-un punct al ei situat la distanță finită, iar porțiunea detașată, care este tot o linie „infiniit lungă” poate fi înlocuită cu o sarcină $R = Z_0$, fără ca regimul de lucru al liniei să sufere vreo modificare. În acest caz se realizează așa-numita adaptare între sarcină și linie: impedanțele lor fiind egale, energia debitată de generator este transmisă la sarcina care o consumă în întregime.

3. Regimul de unde staționare

a) Distribuția curentului și a tensiunii

Unde staționare apar pe linii de transmisie de lungime finită și terminate cu o impedanță diferită de impedanța caracteristică a liniei.

Să examinăm unul din cazurile extreme: linia este scurtcircuitată la capăt, cu alte cuvinte este terminată pe o impedanță de sarcină $Z_s = 0$ (v. fig. I-4, a). Linia fiind conectată la generator, pe ea se transmite energie, care ajunge la capătul scurtcircuitat. Deși curentul din conductorul de scurtcircuitare este mare, într-o sarcină de impedanță nulă nu poate avea loc nici un consum de energie. De asemenea, energia nu poate părăsi linia. În consecință ea se reflectă în locul de scurtcircuitare și începe să se propage înapoi spre generator. Astfel, pe linie există două unde progresive: una incidentă, care se deplasează de la generator spre capătul scurtcircuitat al liniei, și una reflectată care se propagă cu aceeași viteză în sens invers. Considerînd o linie ideală, fără pierderi, energia unei reflectate este egală cu cea a unei incidente.

Distribuția curentului de-a lungul liniei este dată de rezultatul compunerii unei incidente și a celei reflectate. La capătul scurtcircuitat al liniei, curentul reflectat are aceeași amplitudine ca cel incident și este în fază cu el; valoarea rezultantă este egală cu dublul curentului incident. În toate punctele de pe linie, a căror distanță față de capătul scurtcircuitat este egală cu un multiplu întreg de $\lambda/2$, se produce aceeași relație de fază și curentul are amplitudine maximă. Aceste puncte sînt numite ventre sau antinoduri de curent.

În alte puncte, curenții momentani rezultați din însumarea celor două unde sînt mereu în opoziție de fază și se anulează. Astfel de puncte, în care curentul este mereu zero, se numesc noduri de curent și sînt situate față de capătul scurtcircuitat al liniei la distanțe egale cu un multiplu impar de $\lambda/4$.

Pentru o frecvență dată a oscilațiilor produse de generator, nodurile și ventrile rămîn în aceleași puncte de pe

linie și lucrurile se petrec ca și cum unda rezultantă „ar sta pe loc“. Din acest motiv ea a fost denumită undă staționară.

Dacă se măsoară curenții de-a lungul liniei cu ajutorul unui ampermetru, se găsește o distribuție ca cea reprezentată în fig. I-4, *b*. Aceasta însă nu reprezintă o imagine completă a undelor staționare care iau naștere, deoarece ampermetrul nu indică faza curențului măsurat. În realitate faza curențului se schimbă cu câte 180° la fiecare nod de curent: acest lucru se observă în fig. I-4, *c*, în care este reprezentată distribuția curențului de-a lungul liniei (într-unul din cele două conductoare), pentru momentele $t = 0$, $t = T/8$, $t = T/4$, $t = 3T/8$ și $t = T/2$, T fiind perioada oscilațiilor produse de generator. De asemenea, într-un punct oarecare de pe linie, în cele două conductoare curenții sînt în opoziție de fază (fig. I-4, *d*).

După cum se poate constata, prima deosebire esențială dintre regimul de unde progresive și regimul de unde staționare constă în aceea că, în primul caz amplitudinea curențului este aceeași în orice punct de pe linie, iar faza sa variază de-a lungul liniei (ceea ce înseamnă că maximele se deplasează cu viteză constantă de-a lungul ei), iar în al doilea caz amplitudinea variază de la un punct la altul între zero și dublul amplitudinii corespunzătoare regimului de

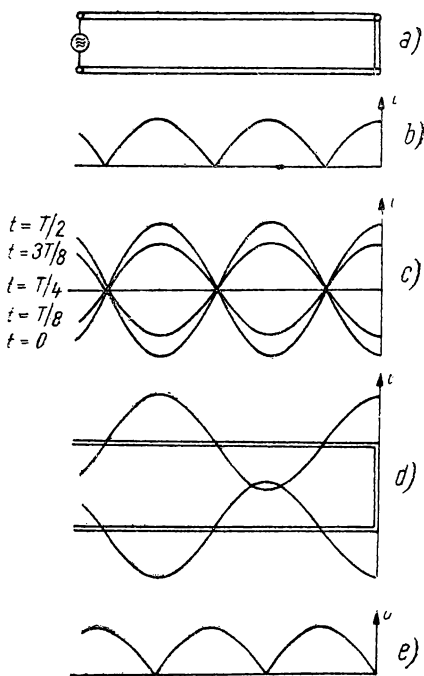


Fig. 1-4.

unde progresive și faza curentului variază discontinuu cu 180° la intervale de $\lambda/2$ (ceea ce înseamnă că maximele și minimele își păstrează poziția pe linie).

Variația tensiunii de-a lungul liniei este asemănătoare cu variația curentului. Deosebirea constă în aceea că la capătul scurtcircuitat al liniei tensiunea este nulă, ceea ce denotă că tensiunea reflectată este în opoziție de fază cu cea incidentă, cu alte cuvinte prin reflexie unda de tensiune suferă o defazare de 180° . Rezultatul este că unda staționară de tensiune prezintă noduri în punctele corespunzătoare ventrelor de curent și invers — adică unda staționară de tensiune este decalată cu $\lambda/4$ față de unda staționară de curent (fig. I-4, e).

În cazul când *linia este deschisă la capăt*, adică funcționează în gol, curentul de la capătul liniei este, evident, zero, dar între conductoare poate exista o tensiune ridicată. Și în acest caz energia incidentă este reflectată spre generator și iau naștere unde staționare. Unda de curent suferă prin reflecție o defazare de 180° , așa încât rezultanta undei

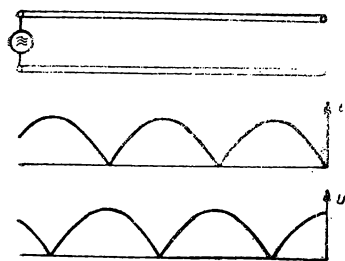


Fig. I-5.

incidente și a celei reflectate este — după cum am remarcat mai sus — nulă în acest punct. Unda de tensiune se reflectă fără a-și schimba faza, deci la capătul liniei se obține o tensiune maximă cu amplitudine dublă față de cea a undei incidente. Astfel, linia în gol prezintă la capăt un nod de curent și un ventru de tensiune, iar distribuția curentului și a tensiunii este de-

calată cu un sfert de lungime de undă în comparație cu linia în scurtcircuit. (fig. I-5).

Când linia este terminată cu o sarcină rezistivă diferită de impedanța caracteristică Z_0 , o parte a energiei transmise pe linie este absorbită de sarcină, iar cealaltă parte este reflectată. Din cauză că energia reflectată este mai mică decât cea incidentă, undele de curent și de tensiune reflectate vor avea amplitudini mai mici decât cele incidente. Astfel cele două unde (cea incidentă și cea reflectată) nu vor

da în nici un punct de pe linie o rezultantă nulă. Totuși, viteza cu care se propagă cele două unde este aceeași, ca în cazurile examinate anterior; deci relațiile de fază sînt asemănătoare ca în cazul unei linii în gol, respectiv în scurtcircuit.

Dacă rezistența de sarcină este mai mică decît impedanța caracteristică, distribuția curentului (și a tensiunii) seamănă cu cea din cazul liniei în scurtcircuit, cu deosebire că la ventre curentul este mai mic decît dublul amplitudinii unde de curent incidente, iar la noduri curentul nu scade la zero, ci numai la o valoare mică.

Dacă rezistența de sarcină este mai mare decît impedanța caracteristică, distribuția curentului (și a tensiunii) seamănă cu cea din cazul liniei în gol; și în acest caz, la ventre maximele sînt mai puțin pronunțate, iar la noduri curentul nu devine zero.

În ambele cazuri, regimul liniei este un regim de unde mixte, în care există o undă progresivă și una staționară. Pentru caracterizarea regimului, se folosește factorul de unde staționare σ , care exprimă raportul dintre valoarea maximă și cea minimă a amplitudinii curentului (și a tensiunii) de-a lungul liniei:

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

Factorul de unde staționare indică în ce măsură este neadaptată sarcina în raport cu linia și este determinat de raportul

$$\sigma = \frac{Z_0}{R_s} \text{ dacă } R_s < Z_0$$

$$\text{și } \sigma = \frac{R_s}{Z_0} \text{ dacă } R_s > Z_0.$$

În fig. I-6 este reprezentată distribuția de curent pentru mai multe valori ale impedanței de sarcină pur rezistivă, de la $R_s = 0$ pînă la $R_s = \infty$. În majoritatea cazurilor practice, impedanța de sarcină este rezistivă. Ea nu constă în general dintr-un rezistor real, ci din impedanța de intrare a unui sistem de antene rezonante, care are un caracter pronunțat rezistiv. Distribuția curentului și a tensiunii

devine mai complicată în cazul când sarcina are și o componentă reactivă.

Față de cazul când sarcina are aceeași impedanță, însă

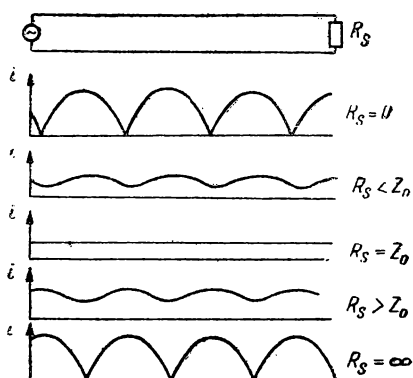


Fig. 1-6.

este pur rezistivă, regimul de unde mixte suferă două modificări : poziția ventrelor și a nodurilor se decalează în funcție de mărimea și natura reactanței; energia reflectată și factorul de unde staționare cresc de asemenea.

În fine, când sarcina este pur reactivă, linia funcționează în regim de unde staționare pure, poziția nodurilor și ventrelor

depinzând de valoarea reactanței sarcinii.

b) Impedanța de intrare

Spre deosebire de regimul de unde progresive, în care impedanța de intrare este Z_i , egală cu impedanța caracteristică Z_0 , în regimul de unde staționare Z_i poate lua diferite valori, în funcție de factorul de unde staționare și de lungimea liniei. În cazul general, determinarea impedanței de intrare este complicată. Aici vom arăta numai modul de comportare a impedanței de intrare în cazul unei linii în scurtcircuit și al unei linii în gol. După cum se observă din fig. 1-7 o linie fără pierderi, scurtcircuitată la capăt, prezintă generatorului conectat la bornele de intrare o impedanță a cărei valoare poate varia între $+\infty$ și $-\infty$, putînd fi inductivă sau capacitivă, în funcție de lungimea liniei. Dacă această lungime este un multiplu de $\lambda/2$, linia prezintă o impedanță nulă și se comportă ca un circuit rezonant serie. Când lungimea liniei este un multiplu impar de $\lambda/4$, linia prezintă o impedanță

infinită și se comportă ca un circuit rezonant paralel. În cazul unei linii în gol, variația impedanței este analogă, însă decalată cu $\lambda/4$ (fig. I-8). (În realitate, din cauza pierderilor, liniile, care se comportă ca un circuit rezonant serie, au o impedanță de intrare rezistivă mică, dar nu zero, iar cele care se comportă ca un circuit rezonant paralel, au o impedanță de intrare rezistivă mare, dar nu infinită).

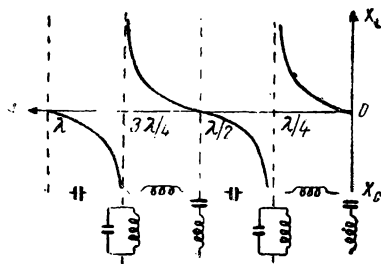


Fig. I-7.

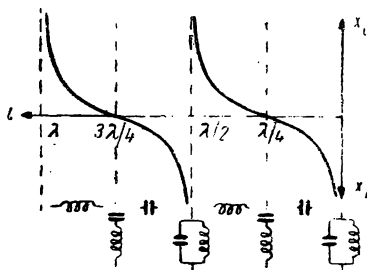


Fig. I-8.

În fig. I-9 sînt date valorile relative ale reactanței în cazul cînd lungimea liniei este cuprinsă între 0 și $\lambda/4$. Dacă lungimea liniei este mai mare, reactanța variază conform cifrelor din tabela cuprinsă în legenda fig. I-9.

Datorită faptului că impedanța de intrare a unei linii care lucrează în regim de unde progresive este rezistivă și egală cu Z_0 , independent de frecvența de lucru, o astfel de linie se mai numește *linie neacordată sau nerezonantă*. În schimb, în regim de unde staționare, impedanța de intrare este rezistivă numai la frecvențe pentru care lungimea liniei reprezintă un multiplu întreg de $\lambda/4$; din acest motiv o astfel de linie se mai numește *linie acordată sau rezonantă*.

În fig. I-6 se observă că tensiunea și curentul de la bornele de intrare sînt aceleași ca la bornele de ieșire dacă lungimea liniei este un multiplu de $\lambda/2$ și acest lucru este adevărat la orice valoare a lui Z_0 și a lui R_s . Prin urmare, impedanța de intrare a unei linii a cărei lungime $l = m \cdot \lambda/2$, este egală cu impedanța de sarcină. O astfel de linie poate

fi utilizată pentru transferul impedanței dintr-un punct în altul, fără ca valoarea ei să se modifice.

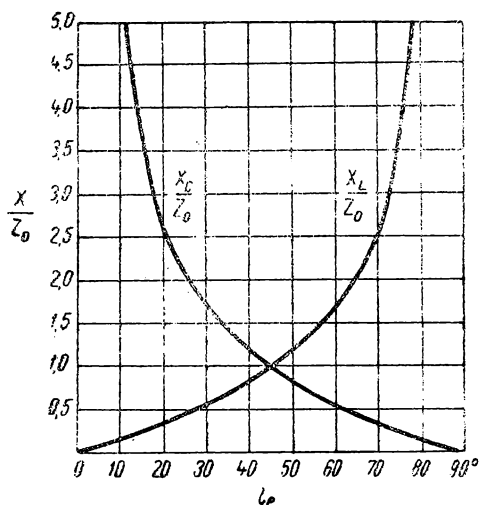


Fig. I - 9. Componenta reactivă a impedanței de intrare :
Lungimea electrică : $l_e = \frac{l}{\lambda} \cdot 360^\circ$. Caracterul reactanței este dat de tabela ;

l	l_e	Linie în scurtcircuit	Linie în gol
$0 \dots \frac{\lambda}{4}$	$0 \dots 90^\circ$	inductivă	capacitivă
$\frac{\lambda}{4} \dots \frac{\lambda}{2}$	$90^\circ \dots 180^\circ$	capacitivă	inductivă
$\frac{\lambda}{2} \dots \frac{3\lambda}{4}$	$180^\circ \dots 270^\circ$	inductivă	capacitivă
$\frac{3\lambda}{4} \dots \lambda$	$270^\circ \dots 360^\circ$	capacitivă	inductivă

Pe de altă parte, dacă lungimea liniei este un sfert de lungime de undă, sau un multiplu impar al acestuia, impedanța de intrare este dată de relația :

$$Z_i = \frac{Z_0^2}{K_s}.$$

Practic, în cazul cînd impedanța de sarcină este mai mică decît Z_0 , impedanța de intrare Z_i va fi mai mare decît aceasta și invers. Linia în $\lambda/4$ acționează deci ca un transformator de impedanță. Acest fapt, după cum vom vedea mai tîrziu, poate fi utilizat cu succes pentru realizarea adaptării dintre antenă și linia de transmisie.

4. Liniile cu pierderi

Am examinat pînă acum funcționarea liniilor ideale, fără pierderi. În realitate însă, în orice linie există pierderi de energie, care se datoresc pe de o parte radiației conductoarelor, iar pe de altă parte efectului Joule și încălzirii izolației liniei de către curenții de scurgere.

După cum s-a arătat în introducere, orice conductor străbătut de curenți de înaltă frecvență radiază în spațiu energie electromagnetică. În cazul unei linii de transmisie formată din două conductoare paralele și de același diametru, presupunînd că nimic nu modifică simetria sistemului, în orice punct de pe linie curenții din cele două conductoare sînt egali și în opoziție de fază. Aceasta ar însemna că intensitățile cîmpurilor electromagnetice care iau naștere într-un punct oarecare, din spațiu datorită curenților din conductoare, ar fi egale și de sens contrar, deci s-ar anula reciproc. Dar pentru ca cele spuse să fie adevărate, ar trebui ca cele două conductoare să ocupe același loc în spațiu. În realitate există o distanță între conductoare; cele două cîmpuri nu dau o rezultantă nulă și în consecință linia radiază energie. *Radiația este cu atît mai mică cu cît distanța dintre conductoare este mai mică în comparație cu lungimea de undă a oscilațiilor transmise;* cînd această distanță este mai mică decît $0,01 \lambda$, energia radiată este neglijabilă.

Pierderile care iau naștere prin încălzirea conductoarelor și a dielectricului cresc cu frecvența. Pierderile din conductoare sînt, de asemenea, mari dacă impedanța caracteristică a liniei este mică, din cauză că în acest caz, pentru o putere transmisă dată, curențul din conductoare este mai mare. În ceea ce privește pierderile din dielectric, acestea sînt mai mari pe liniile cu impedanță caracteristică ridicată, deoarece în acest caz tensiunea dintre conductoare este mare.

Datorită pierderilor, în regimul de unde progresive amplitudinea curentului și a tensiunii descrește după o lege exponențială, cu alte cuvinte dacă distanța crește în progresie aritmetică, curentul și tensiunea descresc în progresie geometrică. Prin urmare, dacă o linie este divizată în mai multe secții de aceeași lungime, raportul dintre curentul de la intrarea și curentul de la ieșirea unei secții sînt aceleași pentru toate secțiile. Atenuarea pe care o suferă unda în cursul propagării de-a lungul liniei se caracterizează prin raportul de mai sus, determinat pentru o porțiune de linie de lungime egală cu unitatea (1 m sau 1 km). Ea se exprimă în unități logaritmice: *decibeli* sau *neperi*.

În cazul unei linii date, pierderile sînt minime cînd linia lucrează în regim de unde progresive și cresc dacă pe linie sînt unde staționare. Aceasta se datorește faptului că valorile efective ale curentului și ale tensiunii cresc pe măsură ce factorul de unde staționare crește, ceea ce duce la mărirea căldurii degajate de conductoare și de dielectric prin efectul Joule. De aceea atenuarea adițională în regim de unde mixte este cu atît mai mare cu cît factorul de unde staționare este mai mare.

Un alt dezavantaj al funcționării liniei în regim de unde staționare (sau mixte) îl constituie faptul că puterea maximă ce se poate transmite prin linie scade pe măsură ce factorul de unde staționare crește. Într-adevăr, tensiunea dintre conductoarele liniei nu poate depăși o anumită valoare maximă, peste care izolația liniei se distruge prin străpungere. Ținînd seamă de faptul că, pentru o putere transmisă dată, amplitudinea tensiunii crește cu factorul de unde staționare, *pentru a nu depăși tensiunea maximă admisă, este necesar să se reducă puterea transmisă în regim de unde staționare față de puterea maximă admisibilă în regim de unde progresive.*

5. Construcția tipurilor principale de linii

Se folosesc două tipuri principale de linii: linii compuse din două conductoare paralele, sau pe scurt linii bifilare și linii concentrice sau coaxiale.

Linii bifilare se utilizează în mai multe forme de execuție (fig. I-10). Cea mai răspîdită este cea care nu

are înveliș izolant, distanța dintre conductoare fiind menținută prin bare din material ceramic, numite distanțiere (fig. I-10, *a*). Aceste linii se numesc *linii cu dielectric de aer* și prezintă avantajul că au pierderi mici în dielectric. Acest tip de linie poate fi confecționat cu mijloace simple. Alte tipuri de linii bifilare paralele, produse de industrie, sînt formate din două conductoare multifilare, învelite într-o

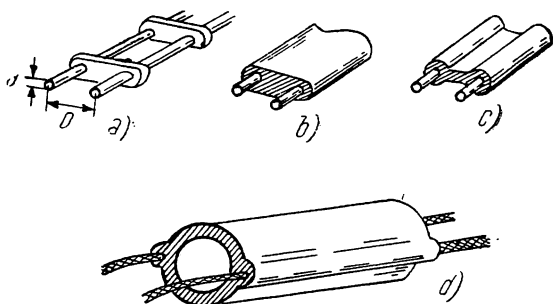


Fig. I-10.

vină de material plastic, de obicei polietilen, de o secțiune corespunzătoare (fig. I-10 *b* și *c*). Aceste cabluri de înaltă frecvență sînt flexibile, ușoare de instalat și protejate față de influențe atmosferice ; în schimb, avînd pierderi dielectrice însemnate, prezintă o atenuare mare. Ele sînt utilizate în special în instalații de recepție. Pentru emisie se utilizează linii cu izolație de aer și linii construite ca în fig. I-10, *d*.

Impedanța caracteristică a liniilor bifilare este dată de relația

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{2D}{d}$$

în care D și d corespund cu notațiile din fig. I-10, *a*, iar ϵ este constanta dielectrică a izolației.

Cu ajutorul diagramei din fig. I-11 se poate determina direct impedanța caracteristică a liniilor cu dielectric de aer. Diagramele permit de asemenea să se determine distanța necesară dintre cele două conductoare, în funcție de dia-

metrul lor pentru diferite valori ale impedanței caracteristice. Valoarea acestora este cuprinsă în general între 300 și 800 Ω .

În cazul liniilor bifilare cu dielectric solid calculul impedanței caracteristice este îngreunat de faptul că o parte din liniile de forță ale câmpului electric străbat atât dielectricul, cât și aerul; valoarea ei este dată în specificația cablului respectiv și este în general cuprinsă între 50 și 300 Ω .

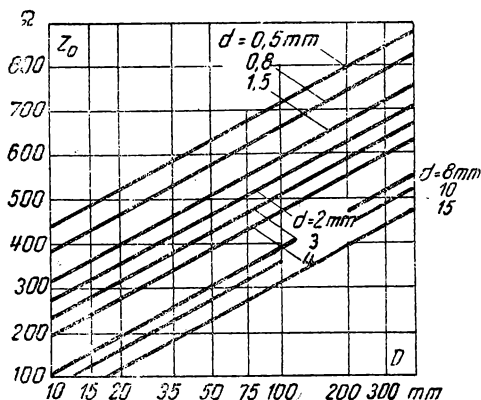


Fig. I-11.

La instalarea liniilor bifilare cu dielectric de aer trebuie să se acorde o atenție deosebită ca sistemul să fie simetric din punct de vedere electric. Dacă dintr-un motiv oarecare curenții din cele două conductoare nu sînt egali sau nu sînt exact în opoziție de fază, linia va radia în spațiu o parte însemnată a energiei destinate să fie transmisă de la generator la sarcină.

Pentru ca linia să lucreze echilibrat, în primul rînd este necesar ca dispozitivul de cuplare a acestora cu generatorul (emițătorul, respectiv antena de recepție) și cu sarcina (antena de emisie, respectiv receptorul de radio sau televiziune) să asigure simetria electrică a instalației. De exemplu, linia trebuie legată cu antena în centrul electric al acesteia (într-un ventru de curent sau de tensiune). Poziția liniei trebuie să fie perpendiculară pe antenă cel puțin pe o dis-

țanță egală cu un sfert de lungime de undă. *Linia trebuie să fie așezată cit mai departe* (cel puțin de 5 ori distanța dintre conductoare) *de orice obiect metalic*, cum ar fi: acoperiș metalic, burlane, instalație electrică, conductoare telefonice etc. Aproximarea obiectelor metalice puse la pământ introduce capacități parazite care constituie o sarcină reactivă pentru linie. O astfel de sarcină, după cum am văzut, produce unde staționare; deci linia nu mai poate lucra în regim de unde progresive.

Linia coaxială sau concentrică este o linie asimetrică. Ea este compusă dintr-un conductor interior, masiv sau multifilar și dintr-un conductor exterior, cilindric, cele două conductoare fiind separate printr-un dielectric (fig. I-12).

Conductorul exterior se comportă ca un ecran și cîmpul electromagnetic există numai în interiorul cablului, în dielectric. Astfel, *linia coaxială nu radiază și nu captează energie din spațiul exterior*. Conductorul exterior poate fi pus la pământ.



Fig. I-12.

Pentru aplicații de mică putere, linia se execută sub formă de cablu flexibil. Conductorul exterior este format în acest caz dintr-o țesătură din fire de cupru. Dielectricul constă de obicei dintr-o masă plastică (polietilen, clorură de polivinil etc.) compactă, sau cu canale de aer longitudinale. Conductorul exterior este protejat în general cu un înveliș de vinilin.

Dezavantajul cablurilor coaxiale constă în faptul că pierderile în dielectric sînt ridicate. Din acest punct de vedere, cele mai avantajoase sînt cablurile coaxiale cu dielectric de aer, cu distanțiere ceramice sau de trolit, în formă de mărgeli.

Impedanța caracteristică a unei linii coaxiale este dată de relația

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

în care D și d sînt dimensiunile indicate în fig. I-12. Cablu

rile coaxiale produse în industrie au o impedanță caracteristică cuprinsă între 40—150 Ω .

Pentru aplicații speciale se utilizează și alte tipuri de linii.

Linia formată din patru conductoare (v. fig. I-13, a) are avantajul de a radia mai puțină energie decât cea cu două conductoare. Impedanța caracteristică este:

$$Z_0 = 138 \left(\log \frac{2s}{d} \right) - 21$$

Foarte avantajoasă este utilizarea liniei bifilare ecranate (fig. I-13, b), deoarece la conectarea ei la antenă nu

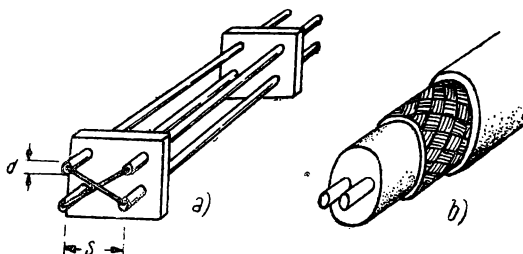


Fig. I-13.

este nevoie de dispozitiv de simetrizare ca în cazul cablului coaxial. Uneori se utilizează linii formate din două conductoare izolate cu cauciuc, torsadate. Acestea au o impedanță de 50—80 Ω însă au pierderi dielectrice ridicate.

Lungimea electrică. În practică, când se lucrează cu linii, trebuie să se țină seama întotdeauna de faptul că lungimea electrică a unei linii diferă în general de lungimea ei geometrică. Aceasta se datorește faptului că viteza de propagare a undelor electromagnetice de-a lungul liniei depinde de natura dielectricului și are expresia

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}$$

în care c este viteza luminii în spațiul vid,

ϵ — constanta dielectrică și

μ — permeabilitatea magnetică relativă a mediului.

Aceasta din urmă este egală cu 1 la toți dielectricii utilizați în construcția liniilor.

Dat fiind că constanta dielectrică a materialelor izo-
lante este mai mare decât unitatea, viteza de propagare pe
linii este mai mică decât cea din spațiul vid (sau din aer),
deci și lungimea de undă măsurată pe linie este mai mică
decât cea din vid. Factorul de scurtare, cu care trebuie să
se multiplice lungimea electrică a liniei pentru a obține lun-
gimea fizică este $1/\sqrt{\epsilon}$.

În cazul unor linii bifilare cu dielectric de aer, prezența
distanțierelor și a suporturilor izolatoare produce o mică
scurtare a liniei, și anume în medie, cu factorul 0,975, iar la
linii bifilare cu izolație de material plastic, factorul de scur-
tare este cuprins între 0,68 și 0,85, în funcție de tipul liniei.
În cazul cablurilor coaxiale factorul de scurtare este 0,66
(dielectric masiv) sau 0,85 (dielectric de aer, cu mărgelile
ceramice).

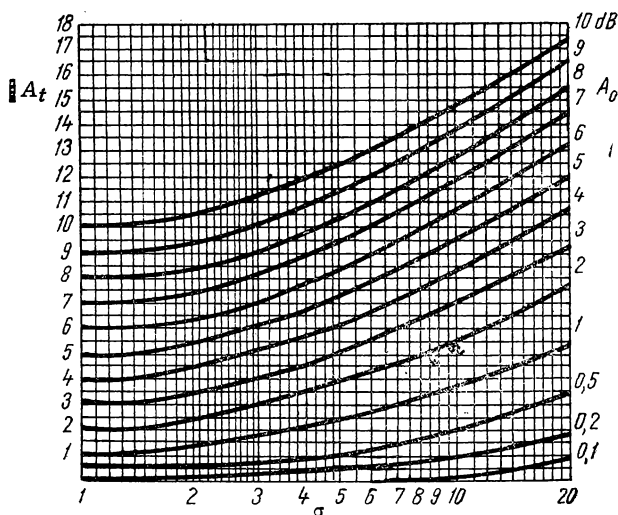


Fig. I-14.

Atenuarea liniilor bifilare, cu dielectric de aer, este dată
de relația

$$s = 0,262 \frac{\sqrt{f}}{d \log \frac{2D}{d}} \text{ db/km,}$$

în care f este frecvența în MHz, D și d dimensiunile liniei în cm. Atenuarea cablurilor coaxiale se determină mai greu prin calcul; ea figurează în specificațiile date de fabrică.

În regim de unde progresive, atenuarea este în general mică. În fig. I-14 este dată atenuarea totală A_t în regim de unde mixte, în funcție de atenuarea A_0 în condiții de adaptare perfectă și de factorul de unde staționare σ .

În tabela I-1 se dau datele constructive și caracteristicile electrice ale câtorva cabluri de înaltă frecvență fabricate în U.R.S.S. și în alte țări, utilizate în instalații de emisie de mică putere și în instalații de recepție.

6. Măsurări pe linii de transmisie

Acordul și reglarea unei instalații de antenă, precum și controlul regimului ei de funcționare necesită efectuarea unor măsurări: este importantă în special *determinarea distribuției curentului sau a tensiunii de-a lungul liniei și determinarea factorului de unde staționare*.

Cel mai simplu indicator de tensiune îl constituie o lampă cu neon. Dacă se atinge unul din electrozii lămpii de conductorul unei linii alimentate de un emițător și celălalt electrod se leagă la pământ printr-o capacitate (de exemplu ținând cu mîna balonul lămpii), luminozitatea va varia în funcție de tensiunea punctului respectiv de pe linie. Deplasînd lampa de-a lungul liniei, se pot determina pozițiile ventrelor de tensiune. Însă dacă factorul de unde staționare este mic, variațiile de luminozitate ale lămpii devin imperceptibile. Un indicator mai puțin sensibil este cel format dintr-o lampă de scală legată la o buclă de cuplaj formată din 1—2 spire. Luminozitatea maximă indică poziția ventrelor de curent.

Pentru măsurări cantitative se utilizează un voltmetru cu impedanța de intrare cît mai mare, pentru a nu produce perturbații în funcționarea liniei. Un asemenea voltmetru se realizează cu ajutorul unui instrument cu impedanță internă foarte mică (un miliampermetru), legat la punctele terminale

Tabela I - 1

a) *Cablu bifilar, cu dielectric din masă plastică*

Marca	Fabricația	Dimensiuni		Caracteristici electrice					
		diametrul conducto- rului mm	distanța dintre conduc- toare mm	Z_0 Ω	C pF/m	Atenuare dB/100 m			$\frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$
						1 MHz	60 MHz	100 MHz	
EGY	CSR	0,48	3,5	188			20		0,73
EGY	"	1	9	295			13		0,82
SAL 5a	RFG	7×0,3	7	240	17	0,33		4,8	0,81
K 24	Anglia	7×0,3	4,9	150	35	0,9		10,5	0,79
K 25	"	7×0,3	9,5	300	15	0,45		5,4	0,83

b) *Cablu coaxial, cu dielectric din masă plastică*

$$1/\sqrt{\epsilon} = 0,66$$

Marca	Fabricația	Dimensiuni				Caracteristici electrice					
		diametrul conducto- rului in- terior mm	diametrul conducto- rului ex- terior mm	diametrul învelișului mm	Z_0 Ω	C pF/m	Tens. lucru, kV	Atenuare, dB/100 mm			
								1	10 MHz	100 MHz	
PK-1	URSS	0,68	5,2	7,3	77	66	3		3	11,3	
PK-2	URSS	0,68	7,4	9,6	92	55	4,5		2,2	8,7	
PK-6	URSS	7×0,85	3,8	12,4	52	96	5,5		1,65	5,5	
PK-19	URSS	0,68	3	4,2	52	96	1		5,6	20	
PK-47	URSS	7×0,71	7,9	10,3	52	96	1		2,2	8,7	
PK-50	URSS	0,30	6,8	8,8	157	25				8,7	
EGY 22	CSR	0,55	3,85	5,5	70	75		1,4		14,4	
EGY 32	CSR	1,1	7,2	9,4	70	70		0,7		7,8	
AL 3	RFG	0,6	7	9,2	100	52		0,7		7,2	
AL 7	RFG	0,8	3,7	5,5	60	84		0,6		11,1	
PT 34	Anglia	0,74	8	10,3	95	53		0,6		6,3	
PT 36	Anglia	3,52	16,6	20,6	60	81		0,26		3,3	
RG 8/u	S.U.A.	7×0,72	8,2	10,3	52	97		0,6		6,3	
RG 59/u	S.U.A.	0,64	4,7	6,1	73	69		1		11,1	

c) *Cablu bifilar ecranat, cu izolație din masă plastică*

Marca	Fabricația	Dimensiuni			Z_0 Ω	Caracteristici electrice		
		diametrul conducto- rului interior, mm	diametrul ecranului, mm	diametrul înveli- șului, mm		C pF/m	Atenuare, dB/100 mm	
							10 MHz	100 MHz
PD-15	URSS	1,11	8,2×16,4	10×18,8	150	34	2,2	8,7
PD-16	URSS	0,68	8,0×16,0	10,8×18,4	200	25	2,2	8,7
PD-20	URSS	0,68	7,2×14,6	9,9×17,4	200	25	2,2	8,7
LF 8	RFG	0,8		9∅	120	40		11
BA 8	Anglia	0,74		6,7∅	95	35		12
AS 80	Anglia	1,2		12,6∅	150	20		7,2

ale unei linii în $\lambda/4$ (fig. I-15). Datorită faptului că o linie în $\lambda/4$ se comportă ca un transformator de impedanță (v. paragraful I-3), impedanța de intrare între punctele $a-b$ este foarte mare. Fiind vorba de curenți de radiofrecvență, instrumentul se leagă la linia în $\lambda/4$ prin intermediul unui circuit de redresare (redresor cu germaniu sau termocuplu). Pentru a reduce la minimum erorile de măsurare, linia în

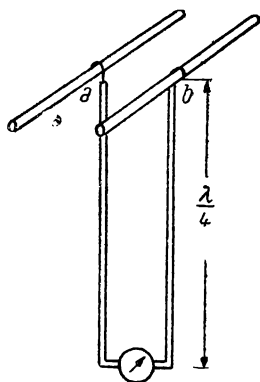


Fig. I-15.

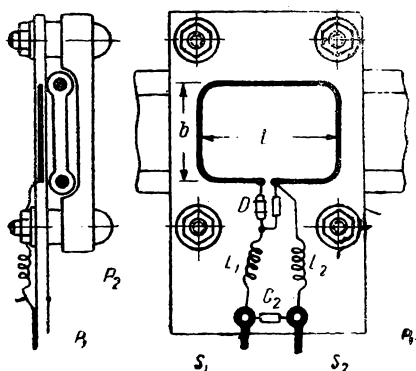


Fig. I-16. Dispozitiv pentru măsurarea curentului pe linii de transmisie bifilare :

$C_1 = 50 \text{ pF}$; $C_2 = 1000 \text{ pF}$; L_1, L_2 sînt: pentru 7 MHz — 4 bobine în fagure, de cîte 0,5 mH, pentru 150 MHz — 20 spire dintr-un conductor de 0,8 mm, diametrul bobinei fiind 8 mm.

$\lambda/4$ se scurtcircuitază printr-o placă metalică perpendiculară pe linie, de formă pătrată (fig. I-16), avînd latura aproximativ de trei ori distanța dintre conductoarele liniei în $\lambda/4$. În mijlocul plăcii se practică două orificii prin care trece o buclă de cuplaj legată la circuitul redresor. Acesta este așezat sub placă într-un ecran închis. Drept instrument indicator se utilizează un galvanometru sensibil, conectat la redresor printr-un cablu ecranat. Datorită faptului că redresorul are în general o caracteristică neliniară (curentul continuu redresat nu este proporțional cu tensiunea alternativă aplicată la bornele sale), dispozitivul de măsurare necesită o etalonare. În acest scop linia se alimentează cu o energie suficient de mare pentru ca la un ventru de tensiune devia-

ția instrumentului de măsură să atingă valoarea maximă. Apoi se măsoară tensiunea de-a lungul liniei între două noduri și se construiește o curbă de etalonare, știind că în realitate tensiunea variază după o sinusoidă având aceeași valoare maximă ca cea măsurată.

Pentru măsurarea curentului se utilizează o buclă cuplată magnetic cu linia și legată la un miliampermetru de radiofrecvență. Este important ca în timp ce se deplasează bucla de-a lungul liniei, cuplajul să fie menținut constant. Aceasta se realizează cu ajutorul construcției din fig. I-16. Lățimea b a buclei este egală cu lățimea liniei bifilare pe care se efectuează măsurarea. La frecvența de 7 MHz lungimea l se ia de cca 10 cm, iar la 150 MHz de 2 cm. Bucla trebuie să fie plană; ea se confecționează dintr-un conductor de cupru masiv, neizolat, cu diametrul de 1 mm și se fixează într-o placă de trolit P_1 cu grosimea de 3 mm. În acest scop bucla se încălzește cu ajutorul unui fier de călcat.

Placa P_2 se confecționează din textolit. Legătura la aparatul de măsurat se face prin două conductoare, înfășurate în formă de spirală pe câte un suport izolant flexibil S_1 , respectiv S_2 .

În cazul dispozitivului de mai sus, armonicile superioare ale curentului de înaltă frecvență, care parcurge linia, pot provoca erori de măsurare. De aceea este de preferat schema din fig. I-17 în care dioda este conectată la bornele unui circuit acordat pe fundamentală. Aparatul de măsurat fiind montat mai departe de linie, regimul de lucru al liniei este modificat în mai mică măsură în timpul măsurării.

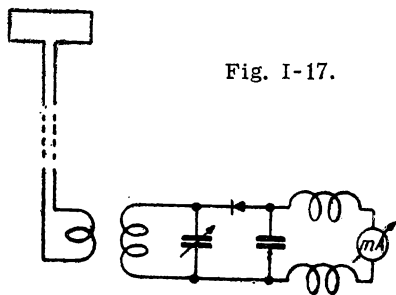


Fig. I-17.

Metoda directă pentru determinarea factorului de unde staționare σ constă în măsurarea valorii maxime și minime a tensiunii, respectiv a curentului din linie.

O altă metodă constă în folosirea unui indicator de unde staționare. Cel mai simplu indicator este format dintr-o pereche de lămpi cu consum redus, conectat la linia bifilară (linia are de obicei o impedanță caracteristică de 300Ω) în modul arătat în fig. I-18. Datorită cuplajului combinat (capacitiv și inductiv) în indicator se separă efec-

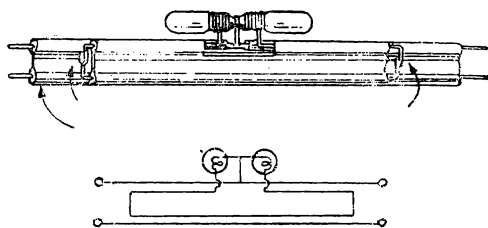


Fig. I-18.

tul energiei livrate de emițător de cel al energiei reflectate. Când σ este mare, ambele lămpi luminează cu aceeași intensitate, când însă este sub 2, numai lampa dinspre emițător luminează normal. Lungimea liniei auxiliare se ia de

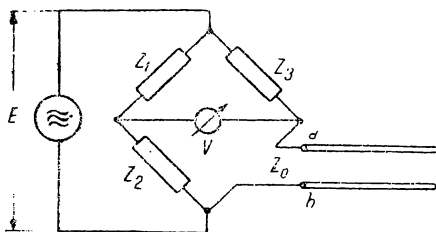


Fig. I-19.

aproximativ 20 — 60 cm; ea trebuie să fie mai mare atunci când puterea emițătorului este mică și când se lucrează la frecvențe mai joase. Cu toate că dispozitivul nu permite determinarea valorii lui σ , el constituie un mijloc practic foarte folositor pentru reglajul antenei.

Dispozitive de măsurare larg răspindite sînt punțile direcționale (fig. I-19). Acestea cuprind 3 impedanțe cunoscute, a patra fiind impedanța de intrare a liniei. Dacă linia lucrează în regim de unde progresive, ea reprezintă față de punte o rezistență, care absoarbe energie livrată prin

intermediul punții — deci puntea poate fi adusă la echilibru printr-un reglaj convenabil al impedanțelor Z_1 , Z_2 , Z_3 . Dacă însă pe linie se produce o reflexie, linia se comportă față de punte ca o impedanță în serie cu un generator și puntea nu mai este în echilibru. Indicația aparatului V depinde de amplitudinea unei reflectate.

Cînd impedanțele Z_1 , Z_2 , Z_3 sînt rezistive (R_1 , R_2 , R_3) și R_1 și R_2 au aceeași valoare, în cazul unei unde directe, puntea este în echilibru dacă $R_3 = Z_0$ (Z_0 fiind impedanța caracteristică a liniei). În schimb unda de tensiune reflectată produce o deviere a aparatului de măsurat. Factorul de unde staționară se obține din relația

$$\sigma = \frac{U_d + U_r}{U_d - U_r}$$

în care U_r este tensiunea reflectată, iar U_d tensiunea unei unde directe. Aceasta din urmă se măsoară deconectînd linia, sau scurtcircuitînd bornele $a-b$. Pentru a asigura precizia măsurărilor, este necesar ca înainte de a măsura U_d și U_r să se verifice dacă f.e.m. E , aplicată la intrarea punții, are valoarea constantă și la nevoie să se ajusteze cuplajul dintre generator și linie.

Drept aparat de măsurat, se utilizează un voltmetru de curent continuu cu rezistență internă mare (de ordinul a 10 000 Ω/V), cu limita de măsurare de 5 V, prevăzut cu o diodă redresoare cu germaniu.

În fig. I-20 este reprezentată schema electrică a unei punți direcționale formate din rezistoare, destinată pentru măsurări pe o linie coaxială. În cazul unei construcții îngrijite, puntea poate fi utilizată pe o bandă întinsă de frecvențe, pînă la 30 MHz. Pentru această trebuie evitate cupla-

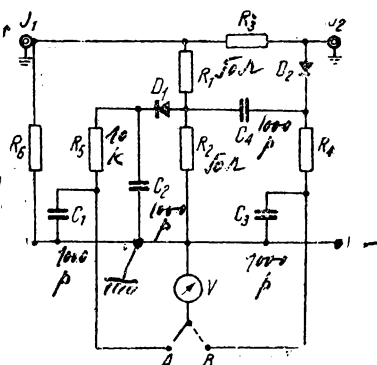


Fig. I-20. Punte direcțională pentru măsurarea factorului de unde staționară:

D_1 , D_2 — diode cu germaniu 3NN40; R_1 , R_2 — rezistoare neinductive 50 Ω , $1/2$ W; R_3 — rezistor neinductiv, de valoare egală cu impedanța caracteristică a cablului coaxial; R_4 și R_5 — 10 k Ω , $1/2$ W; R_6 = 16 Ω , 3 W; C_1 , C_2 , C_3 , C_4 = condensatoare cu mică, 1000 pF.

jele mutuale dintre inductanțele proprii ale rezistoarelor R_1, R_2, R_3 (la frecvențe de ordinul zecilor de megaherți aceste inductanțe nu mai sînt neglijabile), precum și cuplajele dintre acestea și circuitele de redresare (D_1, C_2, R_3, C_1 respectiv D_2, C_4, R_4, C_3). Rezistoarele punții se așază perpendicular între ele, iar între puntea propriu-zisă și circuitele de redresare se pune un ecran. Rezistoarele R_1 și R_2 se așază la aceeași distanță față de pereții cutiei, pentru a asigura aceleași capacități parazite, iar conexiunile lor trebuie să fie cît mai scurte. Voltmetrul se utilizează atît pentru măsurarea tensiunii reflectate, fiind conectat în diagonală punții (poziția B), cît și pentru măsurarea tensiunii aplicate la intrare (poziția A), trecerea făcîndu-se cu ajutorul unui comutator. Linia coaxială care asigură legătura cu generatorul, se conectează la punte prin intermediul unui cuplaj coaxial I_1 , care constituie bornele de intrare ale punții. La rîndul ei, linia care urmează să fie măsurată, se leagă la bornele de ieșire reprezentate prin cuplajul coaxial I_2 .

Pentru verificarea punții, la bornele de intrare I_1 se aplică o tensiune suficient de mare, pentru a obține pe aparat în poziția B deviația maximă, bornele de ieșire I_2 fiind în gol (sarcina nefiind conectată la ieșire). Proba se face la cea mai înaltă frecvență la care urmează să fie utilizată puntea. După aceea se măsoară tensiunea de intrare (în poziția A), se scurtcircuitază bornele de ieșire I_2 și se readuce tensiunea de intrare la valoarea anterioară. Se comută aparatul în poziția B și trebuie să se obțină din nou deviația maximă. Dacă deviația este diferită, rezistoarele R_1 și R_2 nu sînt perfect egale. Se repetă procedeul de mai sus la o frecvență mai mică (de exemplu la frecvența $\frac{f_x}{2}$). Dacă de această dată în poziția B tensiunile măsurate sînt mai apropiate între ele, cauza probabilă a nesimetriei este diferența dintre capacitățile sau inductanțele parazite (distribuite) ale brațelor R_1 și R_2 .

După ce s-a realizat egalitatea tensiunilor măsurate, bornele de ieșire I_2 fiind în gol și în scurtcircuit, se verifică echilibrul punții conectînd la bornele I_2 un rezistor R_0 avînd rezistența egală cu impedanța caracteristică a liniei utilizate. Acest rezistor se montează într-o lișă coaxială, în poziție centrată și cu conexiuni cît mai scurte. În poziția B ,

voltmetrul trebuie să indice tensiune nulă la toate frecvențele.

Cînd tensiunea este diferită de zero și este constantă la toate frecvențele, rezistorul R_0 nu are aceeași rezistență ca R_3 , iar dacă tensiunea variază cu frecvența, există reacțanțe parazite și cuplaje nedorite între diferitele părți ale punții.

În continuare, trebuie să se verifice dacă puntea rămîne în echilibru, conectînd în mod succesiv R_0 la bornele de ieșire I_2 prin intermediul unor segmente de diferite lungimi din cablul coaxial pentru care este destinată puntea. Dacă echilibrul nu se menține trebuie să se ajusteze simultan rezistoarele R_3 și R_0 .

Pentru etalonare se conectează drept sarcină la ieșirea punții diferite rezistoare chimice R_s de valoare ohmică cunoscută. În prealabil se reglează cuplajul liniei cu emițătorul în așa fel încît cu bornele de ieșire I_2 în gol, aparatul să arate indicația maximă, în poziția B . Apoi se măsoară tensiunea de intrare (în poziția A), se conectează sarcina R_s , se ajustează cuplajul în așa fel încît tensiunea de intrare să rămînă constantă și în sfîrșit se citește tensiunea reflectată U_{r1} , trecîndu-se aparatul pe poziția B . Repetînd procedeul la o serie de rezistoare se obțin datele care permit trasarea curbei de etalonare. Factorul de unde staționare se calculează cu ajutorul relației :

$$\sigma = \frac{R_s}{R_0} \text{ dacă } R_s > R_0$$

și

$$\sigma = \frac{R_0}{R_s} \text{ dacă } R_s < R_0.$$

Curba de etalonare constă în reprezentarea grafică a variației lui σ în funcție de tensiunea U_r .

Pentru a efectua măsurările cu ajutorul punții se aplică de la emițător, la intrarea punții o putere mică, suficientă pentru ca aparatul să indice deviația maximă în poziția B , bornele de ieșire I_2 fiind în gol sau în scurtcircuit. Se citește tensiunea de intrare, se conectează linia care urmează să fie măsurată, se readuce tensiunea de intrare la valoarea anterioară și se citește tensiunea reflectată comutînd apa-

ratul în poziția *B*. Factorul de unde staționare se determină cu ajutorul curbei de etalonare *).

Cînd măsurările se fac pe o linie bifilară, se utilizează circuitul de cuplaj reprezentat în fig. I-21. Pentru reglajul acestui circuit se conectează la bornele *a—b* un rezistor R_0 avînd rezistența egală cu impedanța caracteristică a liniei bifilare și se ajustează prizele bobinei L_2 și capacitatea con-

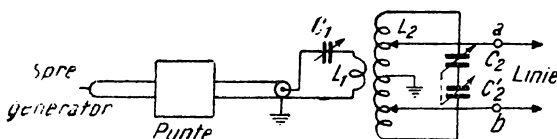


Fig. I-21.

densatoarelor C_1 și $C_2—C_2'$ pînă cînd puntea ajunge la echilibru. După aceea se scurtcircuitează bornele *a—b* și se reglează puterea furnizată de emițător pînă cînd aparatul din punte indică deviația maximă. În continuare, măsurarea se efectuează în modul descris anterior.

*) Este recomandabil să se verifice dacă energia de înaltă frecvență, livrată de emițător, nu conține armonici superioare sau subarmonici, deoarece prezența acestora poate provoca erori de măsurare.

NOȚIUNI DE BAZĂ DESPRE ANTENE

1. Antene rezonante

După cum am văzut, în cazul liniilor de transmisie există tendința de a se reduce la minimum radiația conductoarelor care alcătuiesc linia. În cazul antenelor de emisie însă, problema se pune invers: *se caută să se realizeze sisteme care, fiind alimentate cu energie electromagnetică de la un radioemittor (de obicei prin intermediul unei linii de transmisie), să radieze direct în spațiu unde radioelectrice, cu pierderi cât mai mici, asigurând totodată o anumită distribuție dorită a puterii radiate în diferitele direcții din spațiu.*

Pentru realizarea antenelor se poate porni de la liniile de transmisie, căutînd să se elimine cauzele care împiedică radiația acestora. Astfel, se poate modifica poziția relativă a celor două conductoare, se poate reduce lungimea unuia dintre ele, se poate mări distanța dintre ele sau se poate modifica defazajul dintre curenții care le parcurg. Toate aceste modificări contribuie la mărirea radiației ansamblului de conductoare, deci la transformarea liniei de transmisie în antenă.

Ca și liniile, antenele pot funcționa în diferite regimuri de lucru: astfel deosebim antene cu unde progresive sau *antene nerezonante* și antene care lucrează în regim de unde staționare, numite *antene rezonante*. Dat fiind că majoritatea tipurilor de antene sînt antene rezonante, se va examina în primul rînd cel mai simplu tip de antenă rezonantă: *antena acordată monofilară*. În legătură cu aceasta se vor defini și mărimile care caracterizează orice tip de antenă.

Un conductor drept, de lungime l , alimentat cu un curent de înaltă frecvență, prin două borne alese în mod convenabil, constituie o antenă monofilară. În cazul când bornele sînt situate în centrul conductorului, această antenă poate fi considerată o linie cu lungimea $l/2$, deschisă la capăt, conductoarele fiind desfășurate în linie dreaptă (fig. II-1). Din acest motiv, distribuția curentului și a tensiunii de-a lungul antenei este analogă cu cea care are loc pe o linie deschisă la capăt: datorită reflexiei care se produce la capetele libere ale conductorului, iau naștere unde

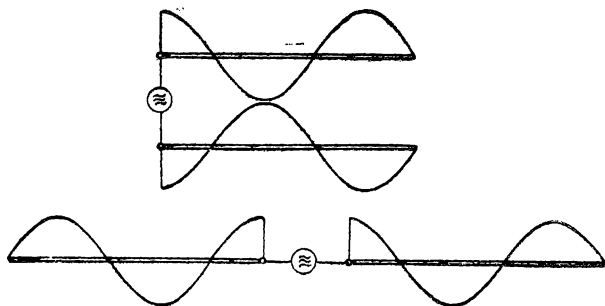


Fig. II-1.

staționare. Curentul este zero la capetele antenei, adică aici există un nod de curent (și ventre de tensiune) și această situație se repetă la distanțe egale cu multipli de $\lambda/2$. Curenții din secțiunile situate de o parte și de cealaltă ale unui nod sînt în opoziție de fază.

Radiația antenei este cu atît mai puternică, cu cît curentul care o străbate este mai mare. Pentru ca în conductorul antenei să obținem oscilații de intensitate maximă, este necesar ca frecvența tensiunii date de generator să fie egală cu frecvența de rezonanță a antenei. După cum am văzut în primul capitol, dacă o linie deschisă la capăt este alimentată de un generator și frecvența acestuia este aleasă în așa fel încît lungimea liniei să corespundă cu un multiplu de $\lambda/4$ (lungimea totală a celor două conductoare este în acest caz un multiplu de $\lambda/2$), linia se comportă ca un circuit rezonant: impedența de intrare a ei este pur rezistivă. În mod analog, la frecvența la care lungimea totală a unei

antene este egală cu un multiplu de $\lambda/2$, antena se comportă ca un circuit rezonant. Aceste frecvențe se numesc *frecvențe de rezonanță* ale antenei, iar cea mai mică dintre ele este *frecvența proprie a antenei*. O antenă monofilară posedă un număr mare de frecvențe de rezonanță; ele sînt armonicile frecvenței proprii a antenei.

Cînd o antenă lucrează pe frecvența proprie, de-a lungul ei se desfășoară o singură undă staționară de curent, cu lungimea $\lambda/2$ și antena se numește *dipol în jumătate de lungime de undă* sau *dipol în semiundă*. Atunci cînd generatorul, care alimentează antena (emițătorul), este acordat pe o frecvență de rezonanță superioară antenei, se spune că antena „funcționează pe armonică”.

Exemplu. Lungimea teoretică a unui dipol în $\lambda/2$, care lucrează pe frecvența de 7 MHz, este :

$$l_0 \text{ (m)} = \frac{1}{2} \lambda_1 = \frac{1}{2} \frac{300}{f_1 \text{ [MHz]}} = \frac{150}{f_1 \text{ [MHz]}}$$

$$l_0 = \frac{150}{7} = 21,4 \text{ m.}$$

Frecvența $f_1 = 7$ MHz reprezintă frecvența proprie a acestei antene. Însă aceeași antenă intră în rezonanță și pe frecvențe mai mari, pe armonicile superioare ale frecvenței $f_1 = 7$ MHz, și anume pe frecvențele $f_2 = 14$ MHz, $f_3 = 21$ MHz, $f_4 = 28$ MHz (fig. II-2). Lungimea

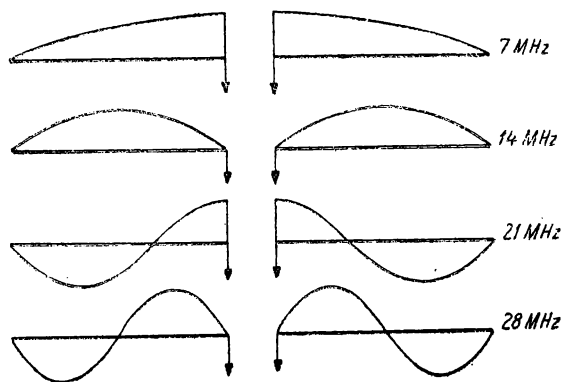


Fig. II-2.

antenei, exprimată în lungimi de undă este $\lambda/2$, pentru frecvența $f_1 = 7 \text{ MHz}$, λ pentru $f_2 = 14 \text{ MHz}$, $3\lambda/2$ pentru $f_3 = 21 \text{ MHz}$, 2λ pentru $f_4 = 28 \text{ MHz}$ etc.

Lungimea reală a unei antene rezonante este totdeauna mai mică decât lungimea teoretică, calculată pe baza lungimii de undă din spațiul liber. Aceasta se datorește faptului că, din cauza radiației, distribuția undelor staționare este puțin diferită decât distribuția de pe liniile neradiante și pentru compensarea acestui fapt antena trebuie scurtată cu o cantitate Δl . Mărimea Δl depinde de diametrul conductorului și poate fi determinată pentru un dipol în $\lambda/2$, cu ajutorul diagramei din fig. II-3. În cazul antenelor con-

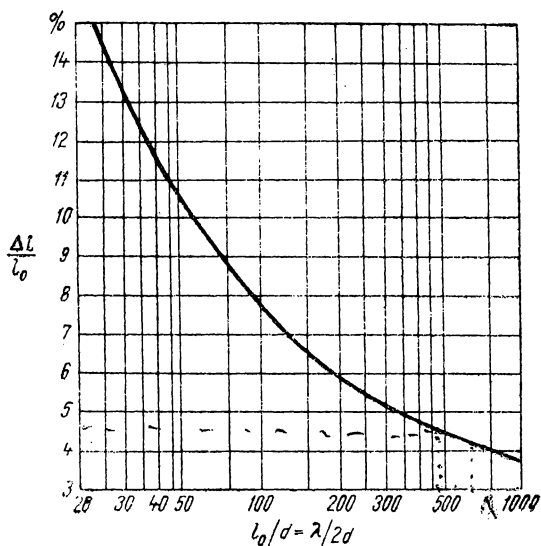


Fig. II-3.

fecționate din conductoare subțiri (sîrmă, liță), acordate pe armonici, în practică se admite scurtarea :

$$\Delta l = 2,5\% \text{ din } l.$$

Exemplu. Să se determine lungimea reală a unui dipol în semi-undă, destinat să lucreze pe frecvența de 100 MHz, conductorul utilizat fiind un tub cu diametrul de 2 cm.

Lungimea teoretică este:

$$l_0 = \frac{150}{f_1} = \frac{150}{100} = 1,5 \text{ m} = 150 \text{ cm.}$$

Se calculează raportul l_0/d

$$l_0/d = \frac{150}{2} = 75.$$

Din diagramă se obține pentru $l_0/d = 75$

$$\frac{\Delta l}{l_0} = 8,7\% \approx 0,087.$$

Deci

$$\Delta l = 0,087 \cdot 150 = 13 \text{ cm}$$

$$l = l_0 - \Delta l = 150 - 13 = 137 \text{ cm.}$$

Antenele de diferite forme și dimensiuni, avind însă aceeași valoare maximă a curentului radiază cantități diferite de energie. Pentru a putea compara antenele de diferite tipuri s-a definit o mărime de calcul: înălțimea efectivă h_e a antenei. Aceasta este lungimea unui dipol fictiv, străbătut de un curent constant, egal cu curentul maxim al antenei reale, care produce aceeași intensitate de câmp la o distanță

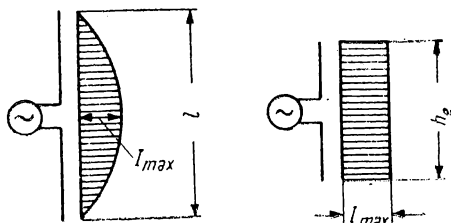


Fig. II-4.

dată, după direcția principală de radiație, ca și antenna reală. În cazul dipolului în $\lambda/2$, $h_e = 0,64$ (v. fig. II-4).

2. Impedanța de intrare a antenei

Antena este alimentată cu energie de radiofrecvență de la o pereche de borne, intercalate în conductorul antenei într-un loc ales în mod convenabil. Raportul dintre tensiunea aplicată la bornele antenei și curentul absorbit de la

generator, în absența oricărui cîmp produs de alte surse, se numește impedanța de intrare sau impedanța la borne a antenei. Dacă curentul și tensiunea sînt exact în fază, impedanța de intrare este pur rezistivă. Acest lucru are loc cînd antena este acordată exact la rezonanță și bornele de intrare sînt situate într-un ventru de curent sau de tensiune.

Cînd aceste condiții nu sînt îndeplinite impedanța de intrare are și o componentă reactivă.

Puterea activă primită de la generator părăsește antena pe de o parte sub formă de căldură, datorită încălzirii conductoarelor și a materialelor dielectrice în apropierea antenei, pe de altă parte sub formă de putere electromagnetică radiată în spațiu. Dacă I este curentul care intră în antenă la bornele sale, puterea transformată în căldură se exprimă prin relația :

$$P_p = I^2 R_p,$$

în care R_p este rezistența de pierderi, care constă din rezistența conductoarelor și rezistența de scurgere prin izolatoare. În mod analog, puterea radiată se exprimă prin relația

$$P = I^2 R_\Sigma ;$$

aici R_Σ este o rezistență fictivă introdusă pentru ușurarea calculelor, numită rezistență de radiație a antenei. Dacă în locul antenei se conectează la bornele ei de intrare un rezistor de valoare R_Σ , acesta va disipa o putere egală cu cea radiată de antenă. De obicei, se presupune că rezistorul R_Σ este legat la o pereche de borne situate într-un ventru de curent.

Transferul de energie realizat de antenă se caracterizează prin randamentul antenei: raportul dintre puterea utilă, radiată și puterea primită de antenă. *Randamentul antenei este cu atît mai bun cu cît rezistența este mai mare, în raport cu rezistența de pierderi.*

În cazul unui dipol în $\lambda/2$ utilizat în benzile de radioamatori, în general, rezistența de pierderi este neglijabilă în comparație cu rezistența de radiație, dacă antena este degajată de obiectele înconjurătoare și este ridicată la o înălțime suficientă deasupra solului. O astfel de antenă lucrează cu randament ridicat.

Rezistența de radiație a unui dipol în $\lambda/2$ depinde de poziția antenei față de sol și de obiecte înconjurătoare, precum și de grosimea conductorului utilizat. În condiții ideale de „spațiu liber” adică atunci când în împrejurimile antenei nu se află nici un obiect, rezistența de radiație a unui dipol ideal în $\lambda/2$, adică construit dintr-un conductor extrem de subțire, este 73Ω , independent de frecvența de lucru a antenei. În practică, se poate considera că antena este situată în spațiul liber, atunci când distanța ei față de sol și de alte obiecte este de câteva lungimi de undă.

În fig. II-5 este reprezentată variația rezistenței de radiație a unui dipol în $\lambda/2$, acordat exact la rezonanță în spațiu liber, în funcție de raportul dintre lungimea și diametrul conductorului. În cazul dipolilor în $\lambda/2$ construiți din sîrmă sau din liță, R_{Σ} este de aproximativ 65Ω , iar cînd sînt confecționați din bară sau țevă, R_{Σ} este cuprins de obicei între 55 și 60Ω .

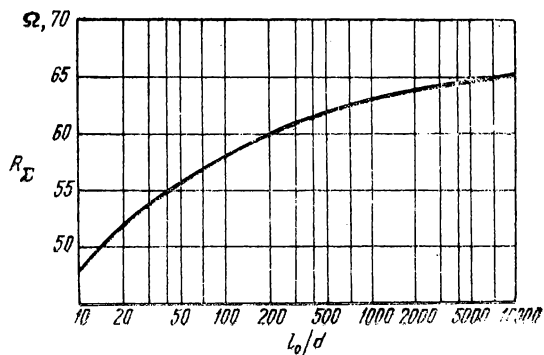


Fig. II-5.

În cazul diferitelor tipuri de antene rezistența de radiație ia valori foarte variate. Admițînd că rezistența de pierderi este neglijabilă și în general acesta este cazul, rezistența de radiație reprezintă sarcina emițătorului conectat la antenă prin intermediul liniei de transmisie; cu alte cuvinte, impedanța de intrare Z_1 a unei antene rezonante alimentate într-un ventru de curenți este aproximativ egală cu rezistența de radiație a antenei. Cunoașterea valorilor lui R_{Σ}

este importantă pentru realizarea unei adaptări corecte între linia de transmisie și antenă.

În cazul unei antene monofilare, rezistența de radiație crește cu lungimea antenei. În fig. II-6 este reprezentată variația lui R_{Σ} (raportată la un nod de curent), în funcție

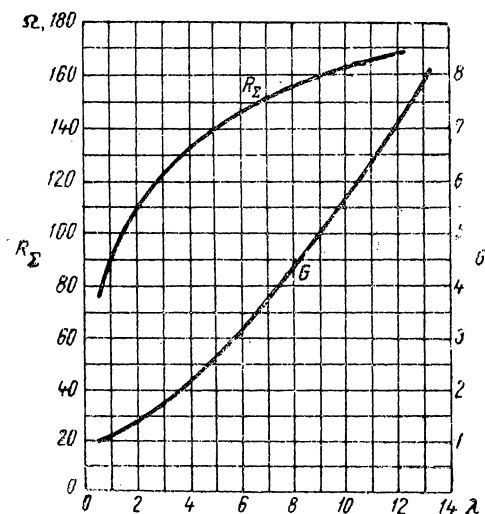


Fig. II-6.

de lungimea antenei. Deci, această diagramă ne informează despre impedanța de intrare a antenelor monofilare, funcționând pe armonici și acordate exact la rezonanță.

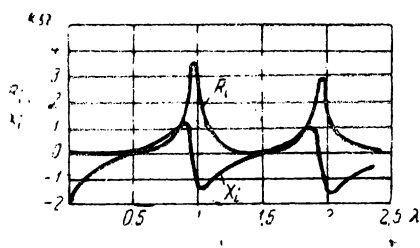


Fig. II-7.

Dacă un dipol este excitat cu o tensiune de o frecvență diferită de frecvența proprie, apare componenta reactivă a impedanței de intrare: valoarea acesteia prezintă variații pronunțate în funcție de frecvență.

Dacă $l < \lambda/2$, reactanța este capacitivă, iar dacă $\lambda/2 < l < \lambda$ reactanța este inductivă. La o lungime puțin mai mică decât λ , reactanța atinge un maxim de aproximativ 1 000 Ω iar dacă $l = \lambda$ antena se comportă ca un circuit oscilant derivativ, la rezonanță impedanța de intrare fiind pur rezistivă, însă de valoare ridicată (cîteva mii de ohmi) (fig. II-7).

3. Caracteristica de radiație și cîștigul antenei

Se constată în general că radiația antenelor nu este uniformă în toate direcțiile: ea este puternică în anumite direcții, iar în altele este foarte slabă, putînd să se reducă chiar la zero. De aceea se spune că *radiația antenelor este directivă*. În general o antenă (sau un sistem de antene) are una sau mai multe direcții favorizate, în care este concentrată cea mai mare parte a energiei radiate. Aceste direcții se numesc *direcții principale de radiație*.

Pentru caracterizarea directivității antenei, se utilizează o reprezentare grafică indicîndu-se intensitatea relativă a cîmpului la o anumită distanță și în toate direcțiile, față de un ax al antenei sau al sistemului de antene. Această reprezentare, numită caracteristică de radiație (sau caracteristică de directivitate) este un solid tridimensional și, în principiu, se obține în modul următor: se imaginează o sferă în centrul căreia este așezată antena dată și se măsoară intensitatea cîmpului în toate punctele de pe suprafața sferei. Datele obținute se utilizează la construirea unei suprafețe la care în fiecare direcție distanța de la un punct fix pînă la suprafață este proporțională cu intensitatea cîmpului, măsurată în direcția respectivă.

Reprezentarea printr-un desen bidimensional a caracteristicilor de radiație spațiale fiind dificilă, se obișnuiește să se reprezinte caracteristici de radiație plane, obținute prin intersecția caracteristicii spațiale cu anumite planuri bine definite. Astfel, în cazul antenelor monofilare acordate, directivitatea este perfect determinată prin două caracteristici: caracteristica de radiație din planul meridian (adică un plan care conține axa antenei) și caracteristica de radiație din planul ecuatorial (adică planul perpendicular pe axa antenei

la mijlocul ei). Aceste caracteristici plane se mai numesc și diagrame polare *).

În ceea ce privește dipolul în semiundă, s-a stabilit — atât teoretic, cât și practic — că acesta are radiația maximă în toate direcțiile perpendiculare pe conductorul din care este format și nu radiază de loc în direcția axială. Acest fapt se observă bine în diagrama polară din planul meridian reprezentat în fig. II-8, *a*. În schimb în planul ecuatorial, dipolul nu prezintă efect de directivitate; este nedirectiv, sau cum se mai spune, este omnidirecțional; diagrama polară din acest plan (fig. II-8, *b*) este un cerc.

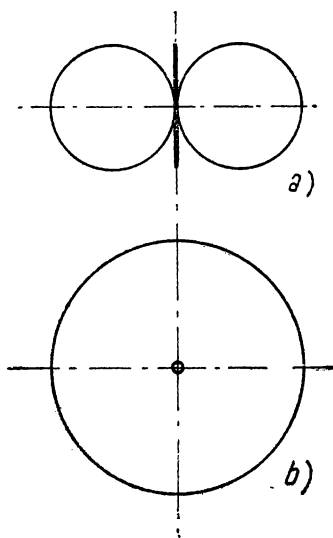


Fig. II-8.

În cazul antenelor monofilare acordate pe armonici, caracteristica de radiație diferă simțitor de cea a dipolului în $\lambda/2$. Radiația se concentrează după mai multe direcții și corespunzător cu acest fapt în diagrama polară din planul meridian apar mai mulți lobi. În fig. II-9 sunt reprezentate diagrame polare pentru antene monofilare cu lungimea $l = \lambda, 3\lambda/2$ și 2λ .

Se observă că pe măsură ce crește lungimea antenei, crește și numărul lobilor minori din diagramă, iar lobul principal formează un unghi din ce în ce mai mic cu axa antenei.

Pentru aprecierea directivității diferitelor tipuri de antene, se iau drept comparație proprietățile unei antene de referință, care radiază uniform în toate direcțiile. O astfel de antenă nu poate fi realizată în practică, deci este o antenă fictivă; ea este denumită radiotor izotrop.

Să presupunem că recepționăm semnalele emise de un

*) Denumirea provine de la modul de reprezentare în coordonate polare. Aceste caracteristici se pot reprezenta și în coordonate rectangulare.

emițător care lucrează cu un radiator izotrop și determinăm cu ajutorul unui S-metru *) tăria semnalelor. Dacă înlocuim pe urmă radiatorul izotrop cu o antenă reală, direc-

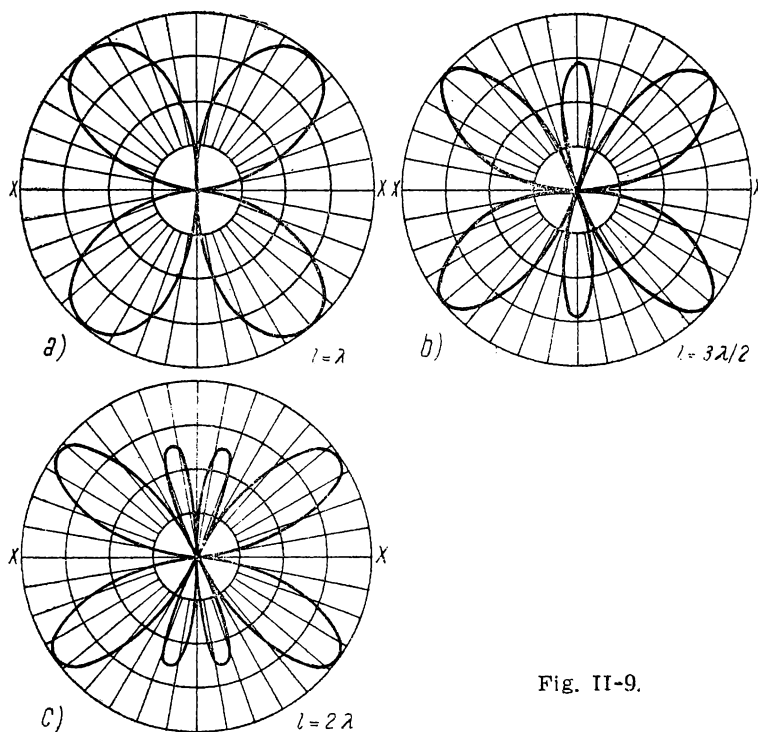


Fig. II-9.

tivă, și o orientăm în așa fel încît direcția principală de radiație să fie dirijată spre locul de recepție, vom observa

*) S-metrul este un aparat de măsură utilizat în receptoare de trafic și în receptoare de amatori avînd drept scop măsurarea valorii relative a tensiunii semnalului aplicat la intrarea receptorului, acesta din urmă fiind acordat pe frecvența semnalului. Aparatul de măsură este acționat de tensiunea de control automat al amplificării și indicațiile instrumentului urmează o lege logaritmică. Scara instrumentului este divizată în așa-numite unități S (de la 0 la 9), care corespund aproximativ la cîte 6 dB.

că tăria semnalelor (deci intensitatea cîmpului) a crescut. Așadar, prin utilizarea unei antene directive am obținut același efect ca și cum am fi mărit puterea emițătorului. Pentru a obține un semnal de aceeași tărie ca în cazul radiatorului izotrop, trebuie să reducem puterea din antenă. Raportul dintre puterea radiată de antena de referință și puterea cu care trebuie să se alimenteze antena dată, pentru ca într-un punct situat pe direcția principală de radiație să se obțină aceeași intensitate de cîmp electromagnetic, se numește cîștigul antenei respective.

Cîștigul dipolului în $\lambda/2$ este: $G = 1,64$.

Cînd antena de referință este radiatorul izotrop, valoarea cîștigului nu poate fi determinată direct prin măsurări, deoarece radiatorul izotrop nu poate fi construit în mod real. Din acest motiv, în practică se ia drept antenă de referință dipolul în $\lambda/2$. De exemplu, în fig. II-6 este reprezentat cîștigul în raport cu un dipol în $\lambda/2$ al antenei monololare acordate, în funcție de lungimea ei exprimată în lungimi de undă.

Este de reținut faptul că, în general, cîștigul antenelor se exprimă în dB (decibeli)*).

Cîștigul antenelor poate fi mărit în mod considerabil utilizînd un număr mare de elemente radiante, așezate și alimentate cu energie de radiofrecvență într-un mod convenabil. Astfel de antene, complexe, se numesc *sisteme de antene*.

*) Decibelul este o unitate practică pentru evaluarea raportului a două puteri, respectiv a două tensiuni sau a doi curenți, deoarece exprimă mai fidel efectul asupra audiției produs de modificarea puterii decît însuși raportul celor două puteri (respectiv tensiuni sau curenți). Aceasta se datorește particularității fiziologice a auzului omenesc, conform căreia senzația auditivă nu crește proporțional cu presiunea sonoră, ci cu logaritmul acesteia. În mod practic, un decibel reprezintă o variație minimă — creștere sau descreștere, încă observabilă prin audiție, a tăriei unui semnal, independent de valoarea absolută a semnalului.

Raportul a două puteri P_1 și P_2 , exprimat în decibeli este dat de relația

$$G_P = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

Cînd se exprimă în decibeli raportul a două tensiuni sau curenți, relația de transformare este:

$$G_U = 20 \log \frac{U_1}{U_2} ; G_I = 20 \log \frac{I_1}{I_2} .$$

4. Efectul pământului asupra radiației antenelor

Pînă acum am studiat antenele, considerîndu-le izolate de obiectele înconjurătoare. În realitate, antenele sînt așezate în apropierea suprafeței pământului și acest fapt are o influență considerabilă asupra radiației și asupra proprietăților de directivitate ale antenelor.

Pămîntul fiind o suprafață conducătoare, reflectă ca o oglindă undele radioelectrice radiate spre el. Undele reflectate se combină cu cele directe în diferite moduri în funcție de orientarea antenei în raport cu pămîntul, în funcție de înălțimea la care este situată antena față de suprafața pămîntului și în funcție de conductibilitatea solului.

În principiu, efectul pămîntului asupra radiației antenelor se studiază cu ajutorul *metodei imaginilor*. Examinînd fig. II-10 se poate considera că undele reflectate de supra-

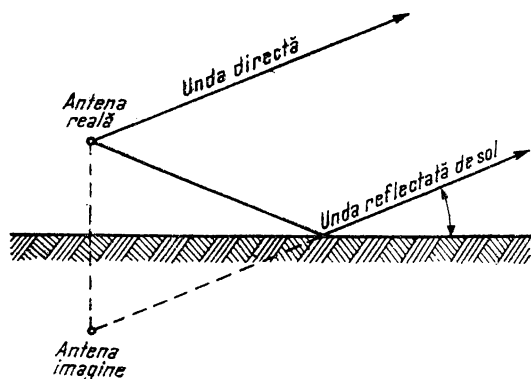


Fig. II-10.

fața pământului provin de la un dipol identic cu cel real. Se spune că dipolul fictiv constituie imaginea dipolului real, însă situat pe cealaltă parte a suprafeței reflectante, în poziție simetrică, față de dipolul real. În acest fel acțiunea comună a dipolului și a suprafeței reflectante poate fi înlocuită prin acțiunea unui sistem compus din doi dipoli. Caracteristica de radiație a unui asemenea sistem va fi studiată ulterior. Aici se vor indica numai unele concluzii.

Prezența pământului are influență și asupra rezistenței de radiație a antenei. Aceasta se datorește faptului că undele emise de antenă și reflectate de suprafața pământului întâlnesc din nou în drumul lor antena de emisie și induc în aceasta un curent. Rezistența de radiație a antenei crește

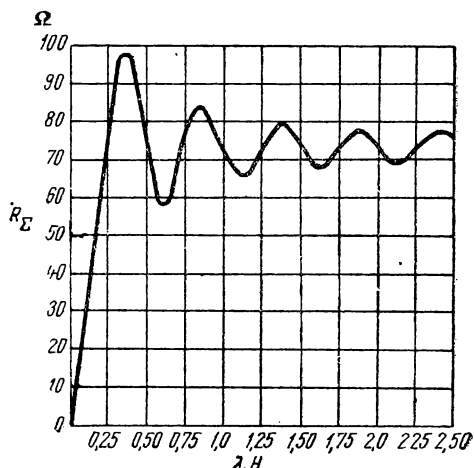


Fig. II-12.

sau scade în funcție de defazajul dintre curentul inițial și cel indus de unda reflectată. În fig. II-12 este reprezentată variația rezistenței de radiație a unui dipol în $\lambda/2$ orizontal, în funcție de înălțimea antenei deasupra pământului, acesta fiind considerat perfect conducător.

5. Antena asimetrică pusă la pământ

Dacă se pune la pământ capătul inferior al unei antene verticale, aceasta formează împreună cu imaginea sa un dipol simetric (fig. II-13). Lungimea de undă pe care intră în rezonanță această antenă este de 4 ori mai mare decât înălțimea ei geometrică. Din acest motiv acest tip de antenă se mai numește *antenă în sfert de lungime de undă*. Utilizarea ei a fost propusă de savantul rus A. S. Popov în 1895 și constituie și astăzi unul din cele mai răspândite tipuri de antenă.

Această antenă este avantajoasă pentru că lungimea de undă proprie este mare față de lungimea geometrică și este simplă din punct de vedere constructiv.

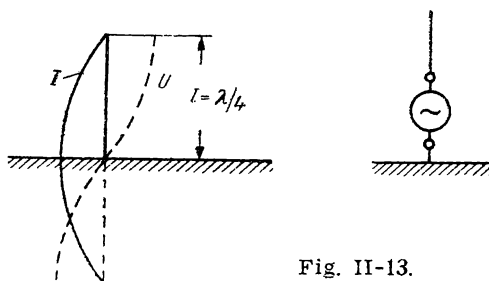


Fig. II-13.

Caracteristica de radiație a unei antene în $\lambda/4$ este analogă cu cea a unui dipol în $\lambda/2$, vertical, însă, bineînțeles,

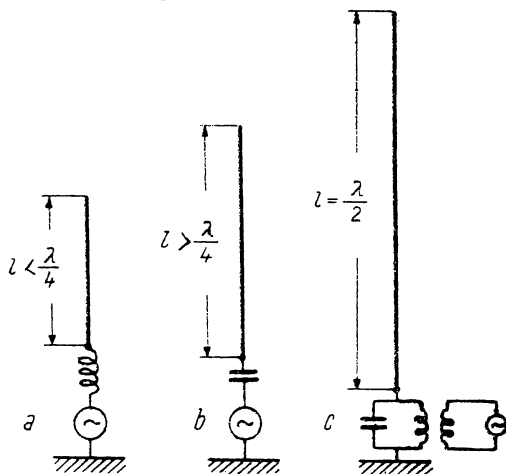


Fig. II-14.

trebuie să se ia în considerare numai jumătatea corespunzătoare spațiului de deasupra pământului. O antenă pusă la pământ, cu lungimea mai mică decât $\lambda/4$, poate fi adusă la rezonanță prin încărcarea antenei cu o inductanță legată în serie la baza ei (fig. II-14, a). Cu cât antena este mai scurtă, cu atât inductanța trebuie să fie mai mare.

Cind lungimea antenei este mai mare decît $\lambda/4$, ea poate fi adusă la rezonanță cu ajutorul unui condensator de valoare corespunzătoare, legat în serie la baza antenei (fig. II-14, b). Dacă lungimea antenei crește de la $\lambda/4$ la $\lambda/2$, ventrul de curent se deplasează în sus pe antenă, rămînînd mereu la o distanță de $\lambda/4$ de la capătul superior. Dacă $l = \lambda/2$, apare la baza antenei un nod de curent și un ventru de tensiune și antena poate fi alimentată printr-un circuit oscilant derivație, acordat pe frecvența de lucru a antenei (fig. II-14, c).

Caracteristica de radiație a antenelor verticale puse la pămînt este dată în fig. II-15, pentru lungimi cuprinse între $\lambda/8$ și λ .

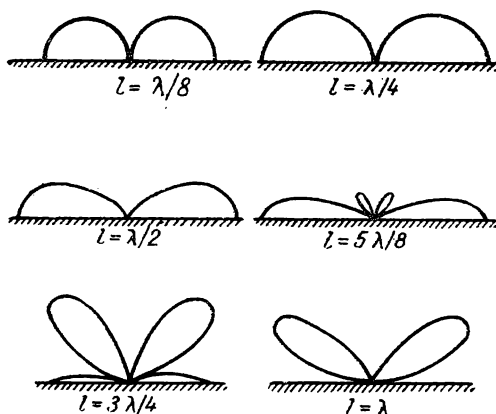


Fig. II-15.

Rezistența de radiație a antenelor verticale, puse la pămînt, variază conform diagramei din fig. II-16, în funcție de înălțimea antenei. Elementele de acord nu influențează rezistența de radiație; aceasta este determinată numai de lungimea electrică a conducătorului antenei. Se observă, că rezistența de radiație a unei antene în $\lambda/4$ este de $36,5 \Omega$, adică jumătatea rezistenței de radiație a unui dipol simetric, în $\lambda/2$.

Spre deosebire de dipolul în $\lambda/2$, antena verticală pusă la pămînt lucrează cu un randament redus datorită faptului

că rezistența de pierderi nu mai este neglijabilă față de rezistența de radiație. La aceasta contribuie în special rezistența prizei de pământ și rezistența bobinei de încărcare (dacă există). Din acest motiv construirea unui sistem eficace de punere la pământ are mare importanță.

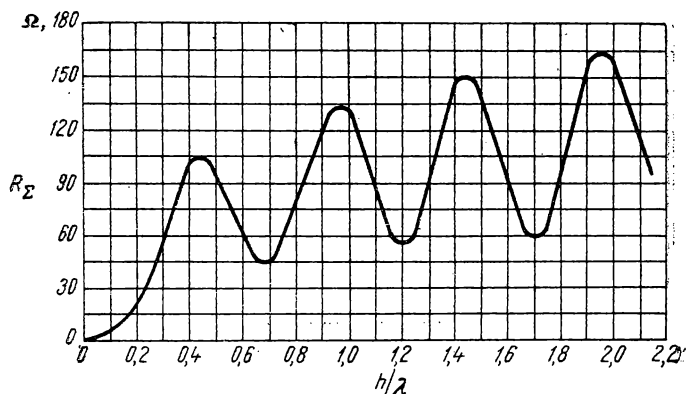


Fig. II-16.

Avînd în vedere că realizarea unei prize de pământ cu rezistență mică prezintă adeseori dificultăți, este de dorit întotdeauna, ca antena verticală pusă la pământ să aibă o înălțime efectivă cît mai mare, deoarece în acest caz rezis-

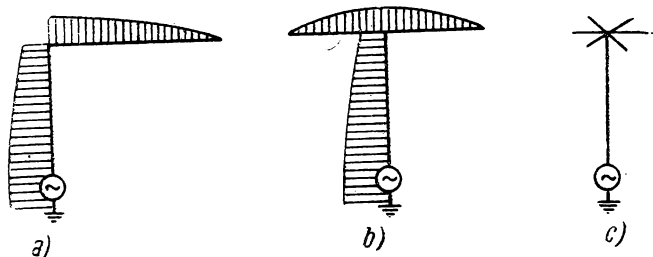


Fig. II-17.

tența de radiație și în consecință și randamentul, cresc. Dacă înălțimea $\lambda/4$ nu este realizabilă din motive constructive, antena poate fi scurtată, iar porțiunea care lipsește, se înlo-

cuiește cu o capacitate terminală. Această capacitate poate fi formată de un conductor orizontal și pământ, obținându-se în acest fel o antenă în Γ (fig. II-17, *a*) sau o antenă în T (fig. II-17, *b*), de un sistem de conductoare așezate radial (fig. II-17, *c*), de o sferă, de un inel, sau de un cilindru și pământ.

„Prelungirea“ antenei cu o capacitate terminală constituie o metodă mai avantajoasă de a aduce la rezonanță antena, decît intercalarea unei inductanțe la baza antenei, deoarece prin această construcție, distribuția curentului pe porțiunea verticală a antenei se îmbunătățește considerabil: unda staționară de curent se deplasează în sus, prin antenă circula un curent mai intens, înălțimea efectivă — deci și energia radiată — cresc.

CAPITOLUL III

ANTENE DE RECEPȚIE PENTRU UNDE KILOMETRICE ȘI HECTOMETRICE

1. Considerații generale

Antena de recepție este un element hotărîtor în ceea ce privește obținerea unei recepții de bună calitate. Datorită sensibilității mari a receptoarelor moderne, ascultătorii înclină în general să renunțe la utilizarea unei antene exterioare, deoarece în majoritatea cazurilor se obține un volum sonor satisfăcător și cu ajutorul unei antene improvizate. Instalarea unei antene exterioare este necesară pentru a putea recepționa în condiții bune un număr mai mare de stații.

Scopul antenei de recepție este de a capta, din câmpul electromagnetic existent la locul de recepție, o energie utilă suficient de mare, pentru ca să depășească într-o măsură apreciabilă energia zgomotelor produse în circuitele de intrare ale receptorului și să mai existe în afară de aceasta o rezervă de putere suficientă pentru cazul unui fading. Fără o antenă de bună calitate, circuitele de reglare automată a amplificării nu au nici un rost.

Forța electromotoare indusă în antena de recepție este dată de relația

$$U_a = E \cdot h_e.$$

unde E este intensitatea cîmpului, iar
 h_e — înălțimea efectivă a antenei.

Intensitatea cîmpului creată de stația de emisie poate fi pusă în valoare numai într-un loc perfect degajat. Orice conductor situat în calea undelor constituie un radiator secundar și deformează cîmpul provenit de la emițător. În acest fel clădirile cu diversele lor instalații metalice, cu sche-

letul de beton armat și copacii influențează în mare măsură recepția. Astfel, s-a constatat că pe unde hectometrice cîmpul începe să sufere o atenuare începînd de la distanța de 30 m de la o clădire cu înălțimea de 15—20 m. Dacă distanța este de 10 m intensitatea cîmpului se reduce la 60%, iar lîngă zid la cîteva

procente (fig. III-1). În ceea ce privește interiorul unei clădiri, considerînd drept 100% intensitatea cîmpului la înălțimea de 5 m deasupra acoperișului unei clădiri cu două etaje, în pod intensitatea maximă este de aproximativ

75%, la etajul II de 50%, la etajul I de 20%, la parter de 5—10%, iar la subsol de 3—5%.

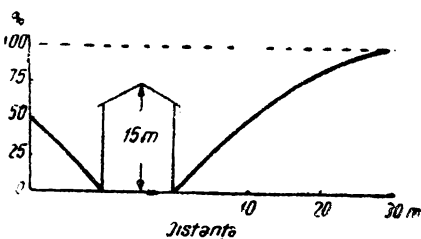


Fig. III-1.

Pe lîngă amplasarea antenei, valoarea tensiunii electromotoare induse U_a este determinată de înălțimea efectivă a antenei, h_e . Aceasta din urmă depinde de construcția, de dimensiunile geometrice ale antenei și de poziția antenei față de direcția de polarizare a undei captate. Antena captează energie maximă dintr-o undă incidentă atînci cînd conductorul ei este paralel cu direcția de polarizare a undei.

Forța electromotoare U_a nu ajunge în întregime la intrarea receptorului; ea se repartizează între impedanța antenei, Z_a , impedanța de intrare a receptorului Z_r și rezistența de punere la pămînt R_p (fig. III-2). În modul acesta tensiunea de la intrarea receptorului este dată de relația

$$U_r = U_a \frac{Z_r}{Z_r + Z_a + R_p}.$$

În banda de frecvențe cea mai utilizată (150—1 500 kHz) impedanța Z_a poate fi echivalată cu un circuit serie (fig. III-3). Acest circuit are o impedanță de 1 000—10 000 ohmi. Impedanța Z_r depinde și ea de frecvență, însă poate fi echivalată aproximativ cu o rezistență de 2 500 Ω . Rezistența R_p are în general o valoare neglijabilă. Din relația de

mai sus rezultă deci că la frecvența de 150 kHz tensiunea de intrare este $U_r \cong 0,2 U_a$ iar la 1 500 kHz: $U_r \cong 0,7 U_a$. Așadar, în cazul undelor kilometrice (lungi) sint necesare antene mai bune.

Deși rezistența R_p nu influențează tensiunea U_r în mod considerabil, ea trebuie să fie totuși cît mai mică. Iată de ce: dacă se induce, de exemplu, prin capacitatea parazită dintre instalația de iluminat și conductorul de punere la pămînt în acesta din urmă o tensiune perturbatoare U_s , la bornele de intrare ale receptorului poate să ajungă o parte din această tensiune și anume o fracțiune cu atît mai mare cu cît rezistența R_p are o valoare mai ridicată.

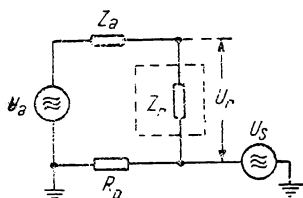


Fig. III-2.

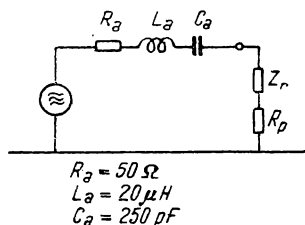


Fig. III-3.

După cum s-a arătat în introducere, *la construcția antenelor trebuie să se țină seamă de caracteristicile de propagare specifice ale undelor care urmează să fie recepționate, caracteristici care depind de lungimea lor de undă.* Prin urmare este util să se examineze aici caracteristicile propagării undelor întrebuițate în radiodifuziune.

Energia radiată de stațiile de radiodifuziune din banda de unde kilometrice (unde lungi) ajunge în locul recepției mai ales sub formă de undă de suprafață. Aceasta asigură un câmp satisfăcător pe distanțe mari, (aproximativ 1 000 km). În cazul stațiilor de pe unde hectometrice (unde medii), undele de suprafață deservesc zona primară de serviciu (în care câmpul $E > 1$ mV/m) care se întinde pe o rază de 60—100 km în jurul stației. În zona secundară de serviciu ($D > 150 - 200$ km) recepția este posibilă noaptea ;

Energia radiată sosește aici pe calea undelor ionosferice. Între aceste două zone există o fișie în care unda de suprafață și cea ionosferică produc cîmpuri de același ordin de mărime ; aici calitatea recepției suferă datorită fenomenului de fading selectiv cauzat de interferența dintre cele două unde. De fapt fenomenul de fading apare și în zona secundară, datorită interferenței undelor ionosferice care parcurg drumuri diferite.

Antenele de emisie utilizate în radiodifuziune sînt antene verticale, și emit prin urmare unde polarizate vertical. Totuși, în cursul propagării, direcția lor de polarizare suferă modificări. Astfel unda de suprafață suferă din cauza conductivității reduse a solului o înclinare de aproximativ 15° față de verticală, în direcția propagării. De asemenea, datorită reflexiei în ionosferă, undele care se întorc spre sol prezintă o direcție de polarizare diferită de cea inițială. De aici rezultă că : în punctul de recepție cîmpul posedă o componentă verticală și una orizontală. De aceea polarizarea antenei de recepție are o importanță secundară.

Datorită faptului că receptoarele de radiodifuziune au în general o sensibilitate ridicată, o antenă cu o înălțime efectivă de cîțiva metri este capabilă să asigure un nivel al semnalului util care să depășească simțitor nivelul de zgomot al receptorului. În cazul receptoarelor cu detector de cristal, la care singura sursă de energie o constituie antena de recepție, aceasta din urmă trebuie să aibă o înălțime efectivă cît mai mare. Din motive constructive în banda de unde kilometrice și hectometrice nu se pot realiza decît antene scurte față de lungimea de undă. Ele lucrează neacordată, deoarece acordarea lor la rezonanță pentru fiecare stație recepționată ar implica dificultăți în construcția și în manevrarea receptoarelor de radiodifuziune.

2. Forme de realizare practică

Antenele orizontale se construiesc cu lungimea de 10—15 m ; dacă înălțimea lor față de priza de pămînt și de obiectele puse la pămînt este de 5—6 m, înălțimea efectivă la care ne putem aștepta este de aproximativ 2—4 m.

Antena cea mai răspândită este cea în Γ (fig. III-4). Lungimea părții orizontale se ia de 1 pînă la 3 ori înălțimea. Este recomandabil ca antena și coborîrea să fie făcute din același conductor, deoarece contactele prin lipituri sau prin cleme devin nesigure cînd sînt expuse timp îndelungat la intemperii, înrăutățind considerabil performanțele antenei. Cînd situația locală permite, două antene în Γ pot fi legate în prelungire, prin intermediul unei porțiuni de conductor izolat, instalîndu-se astfel două antene pe o pereche de suporturi. La nevoie, punctul de legătură al cablului de coborîre poate fi așezat și în mijlocul părții orizontale a antenei (antena în T).

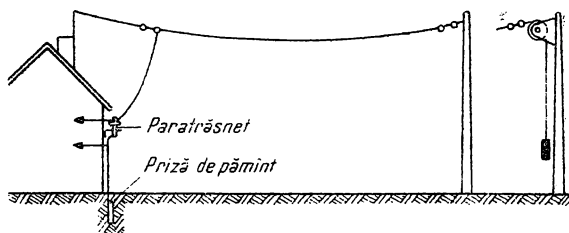


Fig. III-4.

Dacă spațiul disponibil este redus, capacitatea terminală a antenei poate fi mărită construind antena din două conductoare paralele, montate la o distanță de 1,5—2 m. Capacitatea proprie a antenelor orizontale este de aproximativ 150—250 pF.

În orașe, lipsa de spațiu pentru antene orizontale a dus la utilizarea *antenelor verticale*. Acestea prezintă în același timp un avantaj prin faptul că nu sînt paralele cu conductoarele rețelei de distribuție de energie electrică și captează în acest fel mai puțini paraziți. *Antena vergea* (fig. III-5, a) constă dintr-o tijă sau țevă cu secțiunea treptat descrescătoare și cu lungimea de 3—4 m, montată izolat pe un suport metalic tubular de 2—6 m. Înălțimea efectivă a acestor antene este de 1—3 m. Se pot construi antene verticale scurte (de 2—2,5 m) mărindu-se înălțimea efectivă a acestora cu ajutorul unei capacități terminale ade-

cuate (fig. III-5, *b*). Antenele verticale au o capacitate proprie de aproximativ 40—80 pF.

În lipsă de alte posibilități, se pot utiliza și *antene interioare* instalate în pod, la distanță potrivită de ziduri (0,5—1 m); astfel de antene au înălțimi efective sub 0,5 m, captează un câmp util de intensitate redusă și sînt expuse la influența paraziților. *Antene improvizate*, cum ar fi o legătură la instalația de apă, de gaz, de încălzire centrală sau la rețeaua de lumină (prin intermediul unui condensator de 250—500 pF la 1 500 V) au o înălțime efectivă foarte redusă.

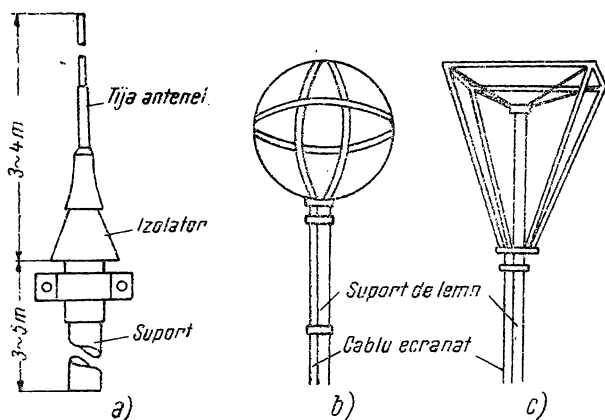


Fig. III-5.

Cadrul electromagnetic constă dintr-o bobină de formă pătrată sau circulară (fig. III-6, *a*). Dimensiunile cadrului sînt mici în raport cu lungimea de undă, așa încît curentul are aceeași intensitate și fază în toate spirele din care este format cadrul. Pentru ca tensiunea furnizată la bornele de ieșire să fie maximă, cadrul se acordă pe frecvența unde recepționate cu ajutorul unui condensator variabil, conectat în paralel la bornele de ieșire.

Dacă polarizarea cîmpului este verticală, tensiunea electromotoare se induce numai în segmentele verticale *A* și *B* ale cadrului. Sensul acestei tensiuni în cele două brațe este același. Dacă poziția cadrului este perpendiculară pe

direcția de propagare a undelor (fig. III-6, *b*) adică atunci când frontul unei unde ajunge simultan în dreptul celor două segmente, tensiunile induse vor avea și aceeași fază, deci prin însumarea lor de-a lungul unei spire a cadrului se obține o rezultantă nulă. Așezînd cadrul într-o altă poziție, cele două segmente *A* și *B* vor fi atinse de frontul unei succesiiv, cu un decalaj de timp; tensiunile induse în *A* și în *B* vor fi defazate și va apare o tensiune rezultantă dife-

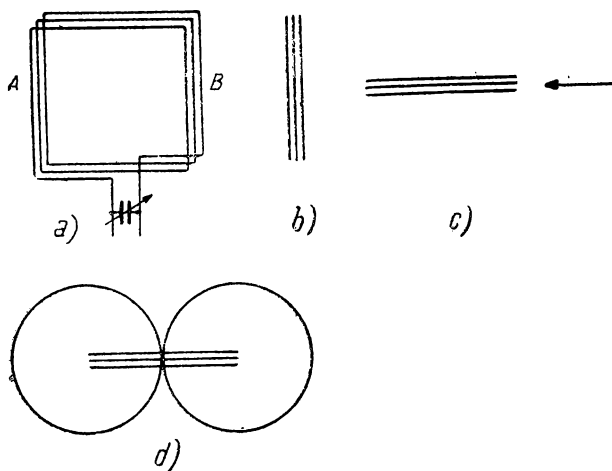


Fig. II'-6.

rită de zero. Tensiunea rezultantă este maximă atunci când planul cadrului este paralel cu direcția de propagare a unei recepționate (fig. III-6, *c*). În acest fel, caracteristica de directivitate a cadrului are forma arătată în fig. III-6, *d*. Datorită faptului că minimumul caracteristicii este foarte pronunțat, cadrul poate fi utilizat cu succes pentru eliminarea unor semnale perturbatoare (de exemplu a unor paraziti industriali) care interferează stația recepționată, dacă cele două unde sosesc din direcții diferite. Rezistența de radiație a cadrului este mică; ea se determină cu ajutorul relației:

$$R_{\Sigma} = 640 \pi^4 \left(\frac{n \cdot F}{\lambda^2} \right)^2$$

în care n este numărul de spire al cadrului, iar F suprafața cadrului în m^2 . De asemenea înălțimea efectivă a cadrului este foarte mică

$$h_e = \frac{2\pi nF}{\lambda}.$$

În practică, h_e are o valoare de ordinul centimetrilor prin urmare tensiunea furnizată receptorului este foarte mică chiar și în caz de rezonanță.

În prezent, cadrele se utilizează în special în cazul receptoarelor portabile, fiind montate pe unul din pereții cutiei (nemetalice). Recent s-a introdus o formă modificată a cadrului cunoscută sub denumirea de *antena cu ferită*. Aceasta constă dintr-o bobină din liță de înaltă frecvență, prevăzută cu un miez de ferită cu diametrul de 8—10 mm și cu înălțimea de 150—180 mm. Proprietățile magnetice ale feritei asigură o concentrare a liniilor de forță magnetice, astfel încât această antenă echivalează cu un cadru cu suprafața de aproximativ 200×200 mm cu același număr de spire ca bobina.

Antena cu ferită este avantajoasă datorită spațiului foarte redus pe care-l ocupă, precum și datorită directivității sale, însă energia captată de ea este destul de mică.

Performanțele unei antene înalte, bine construite pot fi compromise, dacă cablul de coborîre captează o tensiune ridicată indusă de paraziți. Experiența arată că nivelul de paraziți este mare în apropierea clădirilor. Pentru combaterea lor, tensiunea indusă în antenă se transmite la receptor printr-un cablu ecranat, de obicei coaxial. Acest lucru implică însă o reducere a tensiunii utile obținute la bornele de intrare ale receptorului, deoarece capacitatea distribuită a cablului și capacitatea proprie a antenei formează un divizor de tensiune (fig. III-7, b). În cazul unei capacități distribuite de 30 pF/m și a unei capacități de antenă $C = 100$ pF, la capătul unui cablu cu lungimea de 10 m nu stă la dispoziție decît un sfert din tensiunea indusă din antenă.

Dacă cablul de coborîre este lung, trebuie să se utilizeze transformatoare de adaptare la cele două capete ale cablului (fig. II-7, c). Transformatorul de intrare se con-

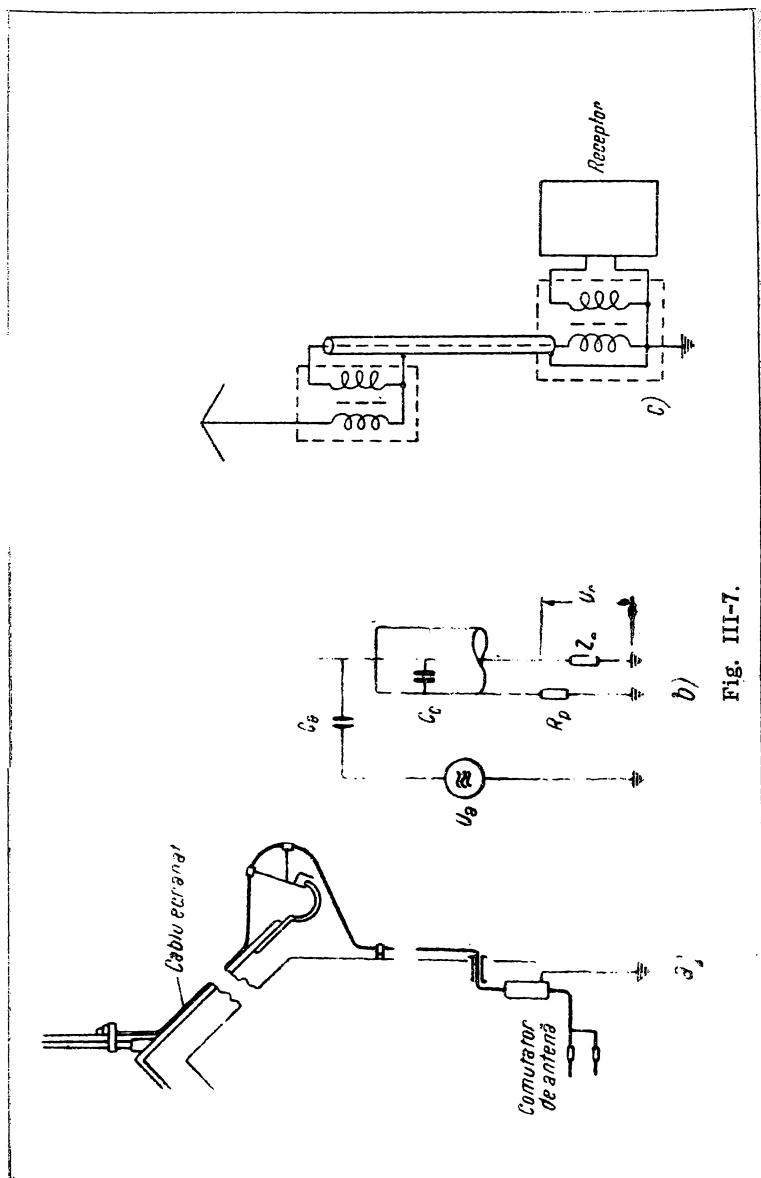


Fig. III-7.

struieste cu un raport de transformare coboritor de la 7 : 1, pînă la 10 : 1, iar cea de ieșire, cu un raport ridicător de 1 : 4, 1 : 5. De obicei se caută ca adaptarea să fie optimă la cea mai joasă frecvență a benzii recepționate, deoarece la această frecvență înălțimea efectivă a antenei este cea mai mică.

Orice antenă înaltă trebuie să fie prevăzută cu un dispozitiv de protecție împotriva descărcărilor atmosferice. În acest scop se folosește un comutator de antenă (fig. III-8) prevăzut cu un eclator zimțat.

În mod normal, comutatorul se așază în poziția *a*, făcîndu-se astfel legătură între cablul de coborîre și borna de antenă a receptorului. Pe timp noros, cînd atmosfera este încărcată, eclatorul asigură descărcarea sarcinilor induse în antenă cînd potențialul acesteia din urmă față de pămînt depășește 340 V. Pe timp de furtună, cînd antena poate suferi un trăsnet direct, antena trebuie să fie pusă la pămînt (poziția *b*). Părțile metalice ale suportului de antenă trebuie să fie în permanență legate de priza de pămînt, de preferință de conductorul de pămînt al paratrăsnetului clădirii. Tresa metalică exterioară a cablului de coborîre ecranat se pune la pămînt într-un singur punct, la capătul dinspre receptor.

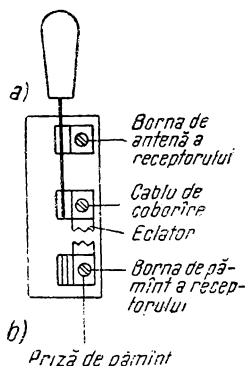


Fig. III-8.

O bună priză de pămînt constă dintr-o bucată de țevă de oțel zincată, cu lungimea de 1 m bătută în pămînt într-un loc umed. Conductorul de punere la pămînt trebuie să aibă rezistență cît mai mică (sîrmă de oțel zincată cu diametrul de 3 mm sau sîrmă de cupru izolată, cu diametrul de 1,5 mm).

O categorie specială de antene o constituie cele utilizate la autovehicule. Deoarece în cazul acestora nu există posibilitatea de a li pune la pămînt, se utilizează șasiul mașinii drept contragreutate. Antenele pentru automobile trebuie să opună rezistență mică față de aer și să nu împiedice conducerea mașinii.

În fig. III-9 sînt reprezentate cîteva posibilități de execuție. Evident, antena trebuie să fie izolată de părțile metalice ale autovehiculului.

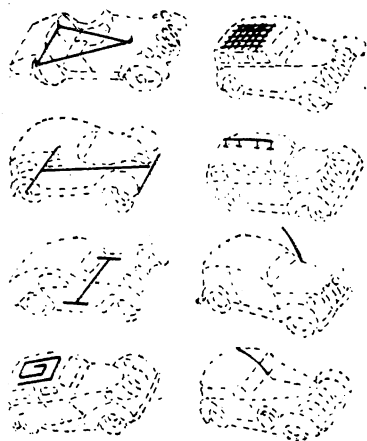


Fig. III-9.

Antenele moderne pentru autovehicule se construiesc din țevi și sînt extensibile (antene telescopice). Înălțimea efectivă care poate fi obținută este de aproximativ 0,7—1 m

ANTENE PENTRU UNDE DECAMETRICE

1. Antene cu directivitate redusă

În cazul undelor decametrice, polarizarea antenei nu are mare importanță, deoarece la recepție undele reflectate de ionosferă au o direcție de polarizare diferită de cea de la emisie. Din acest motiv, pentru comunicații pe unde decametrice se pot utiliza atât antene orizontale, cât și antene verticale.

a) Dipolul orizontal în $\lambda/2$

Acesta este tipul de antenă cel mai frecvent utilizat în banda undelor decametrice. Unul din avantajele lui îl constituie faptul că este redusă influența conductivității finite a solului asupra caracteristicii de radiație și asupra rezistenței de radiație a antenei.

În realizarea practică a antenei ne interesează în primul rând două probleme: obținerea unei caracteristici de radiație corespunzătoare scopului urmărit și alimentarea antenei cu randament optim, în condiții raționale de exploatare.

În planul orizontal, diagrama de radiație a dipolului este identică cu cea din spațiul liber (fig. II-8, a). Aceasta însă nu ne furnizează informații suficiente asupra directivității antenei după diferite azimuturi (direcții geografice), deoarece undele care asigură comunicația la diferite distanțe nu sînt radiate orizontal, ci sub un anumit unghi față de planul orizontal, numit unghi de radiație.

Unghiul de radiație depinde de distanța dintre locul de emisie și locul de recepție și de înălțimea stratului ionizat pe care se produce reflexia. Faptul că reflexia are loc pe stratul D (situat la o înălțime de 50—90 km), pe stratul E (100—120 km), pe stratul F_1 (aproximativ 200 km) sau pe

stratul F_2 (250—350 km) depinde de frecvența de lucru, de ora zilei, de anotimp și de gradul de activitate solară. Făcîndu-se un număr mare de măsurări, s-au stabilit valori medii pentru diferite frecvențe și distanțe. Astfel în cazul benzilor de amatori, *), pentru comunicații la mare distanță se pot utiliza următoarele valori orientative :

banda de 7 MHz—30° : banda de 14 MHz—15° :
banda de 28 MHz—9°

Din motivele arătate mai sus, *la alegerea datelor constructive ale antenei ne interesează diagrama ei de radiație în planul vertical*. În fig. IV-1 sînt reprezentate *diagramele de radiație în planul vertical ale dipolului în $\lambda/2$* .

Acestea se referă la două planuri verticale : cele trasate cu linii pline reprezintă caracteristica de radiație în planul perpendicular pe axa antenei, iar cele trasate cu linii întrerupte reprezintă caracteristica în planul care conține axa antenei. Diagramele sînt date pentru diferite înălțimi de așezare a dipolului deasupra unui pămînt perfect conductor.

Scara diagramelor este arbitrară ; lungimea unei raze duse din originea sistemului de coordonate pînă la un punct de pe diagramă este proporțională cu intensitatea cîmpului la o distanță fixă, în direcția razei respective. Se observă că pentru unghiuri de elevații mici, radiația este considerabil mai mică în direcția antenei (curbele trasate întrerupt) decît în direcția perpendiculară pe ea (curbele trasate plin) ; în schimb, la unghiuri de elevație mari radiația are aceeași intensitate în cele două planuri.

Să examinăm directivitatea antenei cu ajutorul unui exemplu. Presupunem că dipolul este așezat la înălțimea $h = \lambda$ după direcția N-S și unghiul de radiație pentru distanța la care se face comunicația este de 15°. Raportul inten-

*) **Notă.** Frecvențele benzilor alocate pentru comunicații de radioamatori sînt următoarele :

3 500 ... 3 800 kHz	144 ... 146 MHz
7 000 ... 7 150 kHz	420 ... 460 MHz
14 000 ... 14 350 kHz	1 215 ... 1 300 MHz
21 000 ... 21 450 kHz	2 300 ... 2 450 MHz
28 000 ... 29 700 kHz	5 650 ... 5 850 MHz
	10 000 ... 10 500 MHz

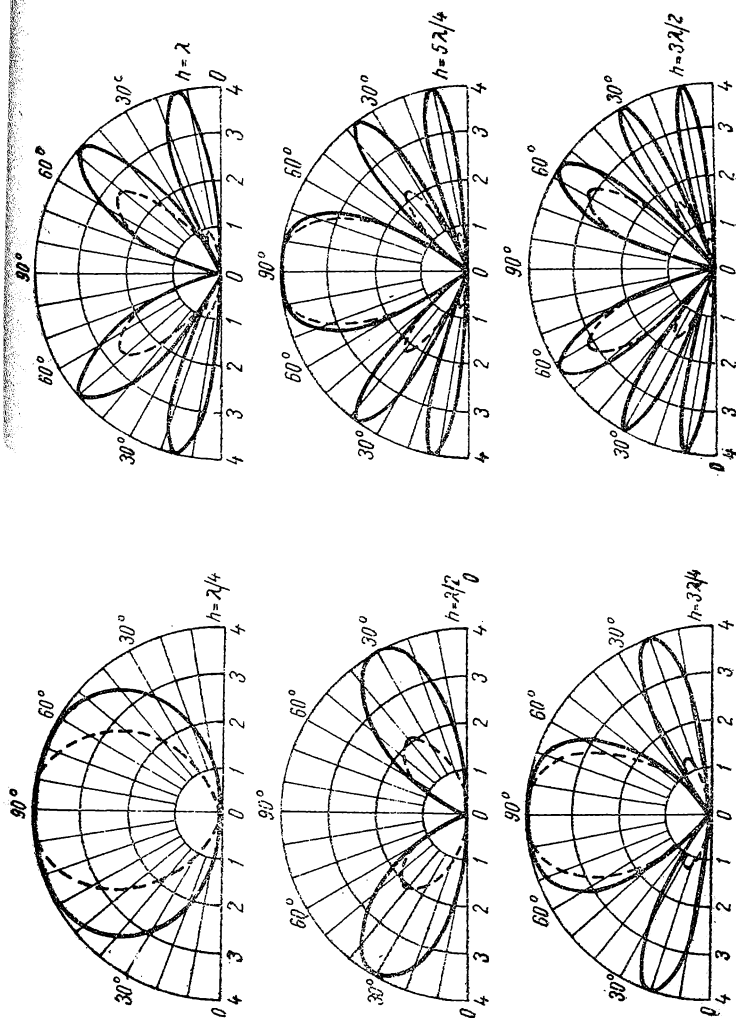


Fig. IV-1. Diagramele de radiație ale unui dipol în semiundă, orizontal, pentru diferite înălțimi deasupra solului :
Curbele trasate se referă la planul vertical perpendicular pe axa antenei, cele trasate întrerupt la planul vertical care conține axa antenei.

sităților de câmp obținute în direcția E-V (perpendicular pe antenă: curbele trasate plin) respectiv N-S (în planul care conține conductorul antenei: curbele trasate cu linii întrerupte), pentru unghiul de radiație de 15° poate fi citit din fig. IV-1 și se obține

$$4 : 0,9 = 4,44.$$

Calculat în decibeli, acest raport corespunde la :

$$20 \log 4,44 = 20 \cdot 0,65 = 13 \text{ dB}$$

Așadar, în direcția E-V radiația este cu 13 dB mai puternică decît în direcția N-S, ceea ce înseamnă o diferență considerabilă în posibilitățile de a realiza legături pe cele două direcții.

De aici rezultă că alegerea orientării antenei este importantă : *antena trebuie să fie orientată perpendicular pe azimutul în care dorim să avem o bună comunicație la distanță mare, în special atunci cînd unghiul de radiație este mic (după cum rezultă din diagramele IV-1).*

De asemenea, înălțimea la care este așezată antena, trebuie să fie aleasă în funcție de condițiile de lucru. De exemplu, după cum s-a arătat pentru banda de amatori de 7 MHz, unghiul de radiație la distanțe mari este aproximativ 30° . În acest caz, după cum reiese din diagramele din fig. IV-1 este favorabilă înălțimea $h = \lambda/2$. Pentru banda de 14 MHz, unghiul de radiație mediu este 15° , iar înălțimea cea mai favorabilă este $h = \lambda$. În cazul benzii de 28 MHz, unghiul de radiație este de 9° , iar înălțimea favorabilă corespunzătoare : $h = \frac{3\lambda}{2}$.

Ținînd seamă de faptul că de obicei se fac legături și la distanță mai mică, se alege în general o soluție de compromis : antena se așază la o înălțime cuprinsă între $h = \lambda/2$ și $h = \lambda$.

Trebuie subliniat faptul că aceste calcule sînt bazate pe condiții ideale : pămînt perfect conductor, degajare completă de construcții metalice, de rețele electrice și de linii telefonice și distribuție perfect sinusoidală a curentului pe antenă. Din acest motiv nu putem să ne așteptăm ca în condițiile de lucru reale performanțele antenei să concorde exact cu cele determinate teoretic.

b) Alimentare prin linie nerezonantă

Dacă linia de alimentare este nerezonantă, adică lucrează în regim de unde progresive, pierderile din linie sînt minime, iar puterea ce se poate transmite fără a periclita izolația liniei este maximă. În practică, se consideră că linia este nerezonantă dacă factorul de unde staționare este mai mic de 1,5 și de multe ori amatorul se mulțumește dacă poate să-l mențină sub valoarea 2.

În cazul unui dipol în $\lambda/2$, alimentat în centru și situat la înălțimea $h = \lambda/2$, impedanța de intrare este cuprinsă între 60 și 80 Ω . Utilizînd o linie bifilară cu dielectric de masă plastică, cu impedanța caracteristică de 50—120 Ω , nu sînt necesare măsuri speciale de adaptare.

Cel mai frecvent este cazul cînd antena simetrică se alimentează printr-o linie bifilară cu dielectric de aer și adaptarea se face cu ajutorul unui transformator de impedanță.

Cel mai simplu transformator de impedanță este format dintr-o linie în $\lambda/4$ (fig. IV-2). După cum s-a arătat în

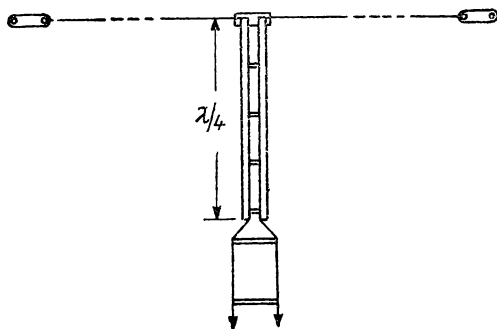


Fig. IV-2.

cap. I, pct. 3 b, dacă sarcina unei asemenea linii este rezistivă, R_s , impedanța de intrare va fi tot rezistivă, R_i , și va avea valoarea

$$R_i = \frac{Z_0^2}{R_s}$$

în care Z_0 este impedanța caracteristică a liniei în $\lambda/4$.

Exemplu. Să se realizeze cu ajutorul unui transformator în $\lambda/4$ adaptarea unei linii bifilare de 600Ω la o antenă cu impedanța de intrare de 65Ω . Din relația de mai sus se obține

$$Z_0 = \sqrt{R_t R_s} = \sqrt{65 \cdot 600} = 195$$

Din diagrama I-11 se găsește că linia în $\lambda/4$ ar putea fi realizată din două conductoare cu diametrul de 4 mm, așezate la o distanță de 10 mm (între axe), sau din două țevi cu diametrul de 10 mm, avînd distanța dintre axe de 25,5 mm.

În practică se prevede posibilitatea de a modifica în limite mici distanța dintre conductoare, pînă cînd adaptarea este perfectă, deoarece se poate întîmpla ca impedanța de intrare să difere întrucîtva de valoarea ei teoretică.

Alt dispozitiv de adaptare este cel cunoscut sub denumirea de dispozitiv în formă de Y (sau delta). La acest dispozitiv linia se conectează la antena în două puncte, în care impedanța antenei este egală cu cea a liniei (fig. IV-3). În

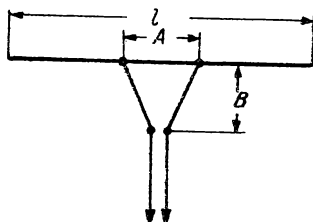


Fig. IV-3.

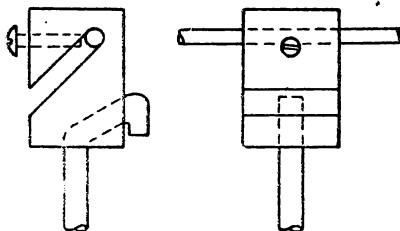


Fig. IV-4.

cazul unei linii de 600Ω pentru un dipol în $\lambda/2$, cu impedanța de intrare de 70Ω , dimensiunile dispozitivului sînt date de relațiile

$$A_{[m]} = \frac{36}{f \text{ [MHz]}} \text{ pentru frecvențe mai mici de } 30 \text{ MHz.}$$

$$A_{[m]} = \frac{34,5}{f \text{ [MHz]}} \text{ pentru frecvențe mai mari de } 30 \text{ MHz}$$

$$B_{[m]} = \frac{45}{f \text{ [MHz]}}.$$

Dacă impedanța antenei diferă mult de valoarea de mai sus, dimensiunile A și B trebuie să fie determinate experimental. De aceea este bine să se prevadă mijloace de ajustare, ca cel din fig. IV-4. Acesta este o piesă pentru legarea

liniei cu antena, care poate fi deplasată de-a lungul conductorului antenei și poate fi fixată cu un șurub.

Pentru a asigura o adaptare mai favorabilă în mai multe cazuri se utilizează dipoli închiși formați din două sau trei conductoare (fig. IV-5). Acești dipoli au aceeași caracteristică de directivitate ca dipolul simplu, însă impedanța lor de intrare este mai mare. De exemplu, un dipol închis, format din două conductoare de aceeași grosime, are impedanța de intrare de aproximativ $290\ \Omega$, deci poate fi alimentat direct printr-o linie bifilară cu dielectric din masă plastică, la care impedanța caracteristică $Z_0 = 300\ \Omega$. Variația impedanței de intrare a unui dipol închis în funcție de frecvență, este mai mică decât în cazul dipolului simplu; de aceea această antenă poate fi utilizată pe o bandă de frecvențe mai largă, în jurul frecvenței de rezonanță, fără ca factorul de unde staționare să crească prea mult.

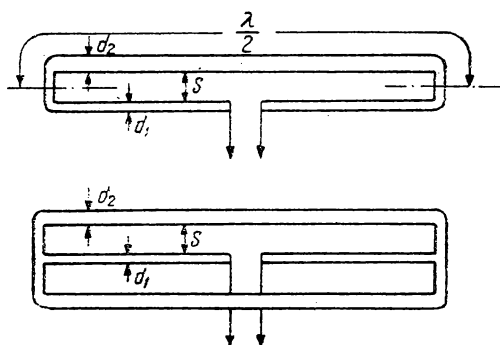


Fig. IV. 5.

Variația raportului de transformare n a impedanței de intrare, realizabilă cu ajutorul dipolilor închiși, în funcție de diametrele conductoarelor și distanța dintre ele este reprezentată în fig. IV-6, pentru cazul dipolilor formați din două conductoare, respectiv în fig. IV-7, pentru cazul dipolilor formați din trei conductoare.

Exemplu. Să se construiască o antenă pentru banda de 7 MHz; înălțimea la care se poate suspenda antena este 25 m. Ce construcție trebuie aleasă, pentru ca antena să poată fi alimentată direct printr-o linie nerezonanță, de $600\ \Omega$.

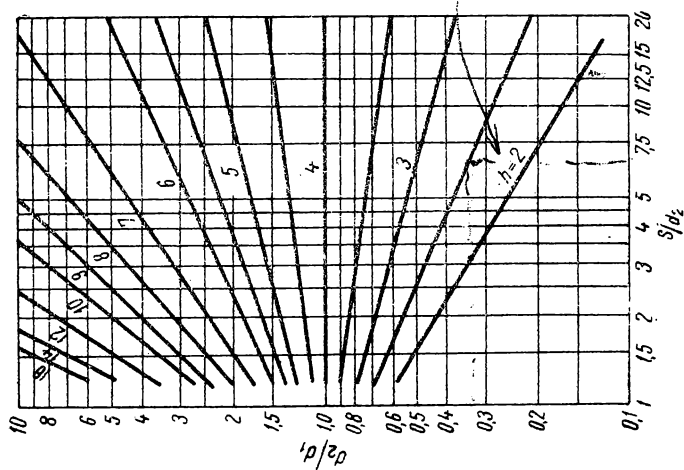


Fig. IV-6.

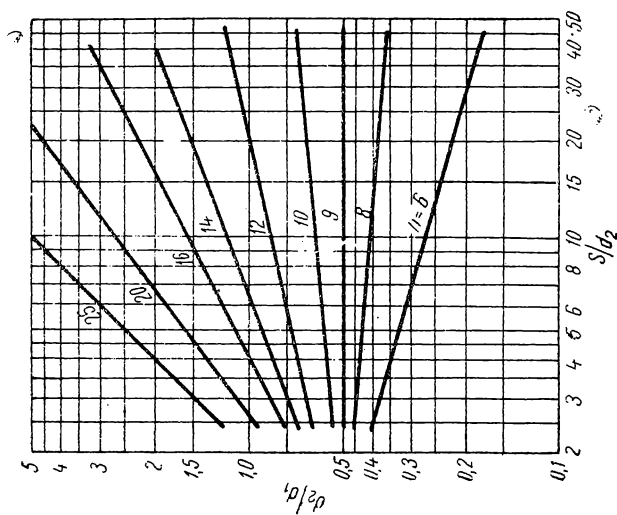


Fig. IV-7.

Banda de amatori de 7 MHz se întinde de la 7,0 până la 7,15 MHz; prin urmare frecvența mijlocie a benzii este 7,075 MHz, care corespunde la lungimea de undă $\lambda = 42,4$ m. Înălțimea $h = 25$ m, exprimată în lungimi de undă este deci $h = 0,6 \lambda$. Din diagrama II-12 găsim că un dipol orizontal în $\lambda/2$ așezat la această înălțime, are o rezistență de radiație $R_{\Sigma_1} = 68 \Omega$. Pentru a determina micșorarea lui R_{Σ} datorită grosimii finite a conductorului antenei, calculăm raportul l_0/d . Presupunând că diametrul conductorului utilizat este $d = 2,5$ mm, rezultă că :

$$l_0/d = \lambda/2d = \frac{42\,400}{2 \cdot 2,5} \approx 8\,480.$$

Din diagrama II-5 se găsește că la această valoare a lui l_0/d corespunde $R_{\Sigma_2} = 65 \Omega$, adică 89% față de valoarea teoretică de 73Ω . Pentru a găsi o valoare orientativă a rezistenței de radiație, aplicăm aceeași reducere la valoarea găsită anterior $R_{\Sigma_1} = 68 \Omega$ și obținem

$$R_{\Sigma} = 60 \Omega.$$

Raportul de transformare necesar (neglijând rezistența de pierderi) este

$$n = \frac{Z_0}{R} = \frac{600}{60} = 10.$$

Examinînd diagramele IV-6 și IV-7 se găsește că soluția cea mai favorabilă este construirea unui dipol închis cu trei conductoare. Se observă că pentru raportul de transformare 10, distanța dintre conductoare nu este prea critică.

Trebuie să utilizăm două feluri de conductoare, și anume raportul diametrelor trebuie să fie cuprins între $d_2/d_1 = 0,55$ și $0,7$. Dacă se alege $d_1 = 2,5$ mm și $d_2 = 1,75$ mm raportul este $d_2/d_1 = 0,7$, iar din diagrama din fig. IV-7 rezultă că $S/d_2 = 40$, cu alte cuvinte distanța dintre conductoare trebuie să fie aproximativ de 70 mm. Această distanță se realizează plasînd la intervale de $0,5 \quad 1$ m distanțiere izolante.

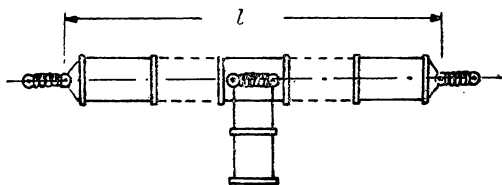


Fig. IV-8.

Alimentarea dipolului se face la mijlocul conductorului central; aici se întrerupe conductorul prin 1—3 izolatoare, în funcție de distanța dintre conductoarele liniei de transmisie (fig. IV-8).

Un dispozitiv de adaptare important este trunchiul de linie. Principiul de funcționare este următorul. Pe o linie conectată la o sarcină rezistivă ($Z_s = R_s$) diferită de impedanța caracteristică a liniei, Z_0 , se stabilește un regim de unde mixte. Impedanța de intrare Z_l a liniei variază după lungimea liniei; considerind că lungimea liniei variază de la 0 la $\lambda/4$, componenta rezistivă a impedanței de intrare variază de la R_s la Z_0^2/R_s . Se poate verifica ușor, că Z_0 este totdeauna cuprins între cele două valori extreme de mai sus, deci se va putea găsi o lungime A , la care componenta rezistivă a lui Z_l este egală cu Z_0 . Dacă în acest punct se anulează printr-un mijloc oarecare componenta reactivă a lui Z_l , se obține $Z_l = Z_0$, ceea ce înseamnă că linia poate fi prelungită cu o porțiune de lungime arbitrară și această porțiune va lucra nerezonant (în regim de unde progresive). Compensarea reactanței la distanța A se face cu ajutorul unui trunchi de linie, deschis la capăt, sau scurtcircuitat, care prezintă o reactanță egală cu componenta reactivă a impedanței Z_l în punctul considerat, însă cu semn opus. Practic, există două cazuri: $R_s > Z_0$ și $R_s < Z_0$. În primul caz, cînd rezistența de sarcină este mai mare decît impedanța caracteristică a liniei, trunchiul de linie este scutcuitat la capăt (fig. IV-9, *a*). Dimensiunile A și B se determină cu ajutorul diagramei din fig. IV-9, *c*. În al doilea caz, cînd rezistența de sarcină este mai mică decît impedanța caracteristică a liniei, trunchiul de linie este deschis la capăt (fig. IV-9, *b*). Dimensiunile dispozitivului de adaptare se determină în acest caz cu ajutorul diagramei din fig. IV-9, *d*. Diagramele sînt valabile numai în cazul cînd trunchiul are aceeași construcție ca linia de alimentare însăși.

Exemplu. Se pune problema adaptării unei linii de 300Ω la un dipol cu impedanța de intrare $R_l = 60 \Omega$. Dat fiind că $R_s < Z_0$, trebuie să se utilizeze un trunchi de linie deschis. Factorul de unde staționare (fără adaptare) este:

$$\sigma = \frac{Z_0}{R_s} = \frac{300}{60} = 5$$

Din diagrama din fig. IV-9, *d* rezultă că:

$$A = 0,067 \lambda \text{ și } B = 0,168 \lambda.$$

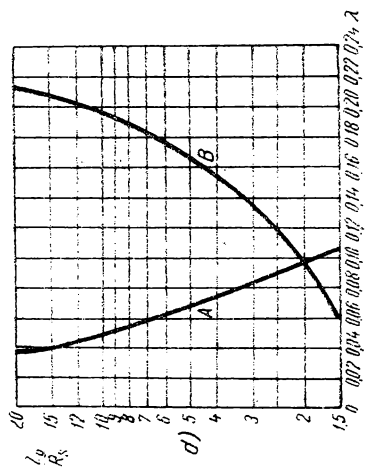
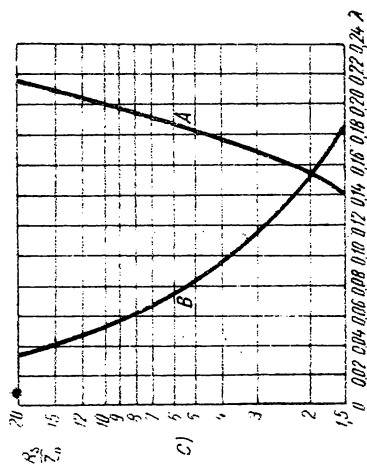
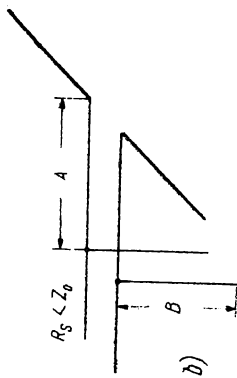
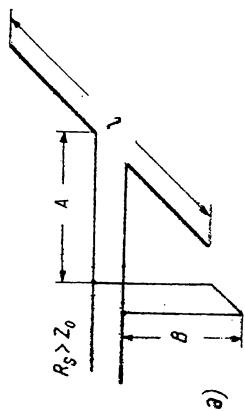


Fig. IV-9

Dacă frecvența de lucru este 14 MHz ($\lambda = 21,4$), factorul de scurtare a liniei cu dielectric de polietilen fiind de exemplu 0,82, rezultă că

$$A = 0,067 \cdot 0,82 \cdot 21,4 = 1,17 \text{ m}$$

$$B = 0,168 \cdot 0,82 \cdot 21,4 = 2,95 \text{ m}$$

Sistemele de adaptare cu ajutorul unui trunchi de linie pot fi aplicate și la linii coaxiale. În acest caz, construcția se face conform fig. IV-10.

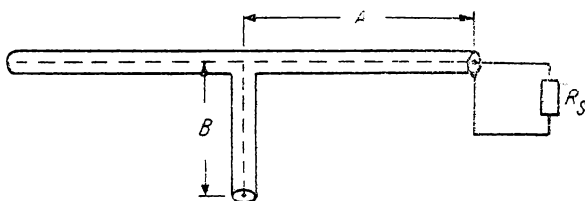


Fig. IV-10.

Trebuie menționat faptul că sistemul de adaptare cu trunchiuri de linie poate fi utilizat și în cazul cînd sarcina pe care debitează linia nu este pur rezistivă, ci are și o componentă reactivă importantă. În acest caz, pentru stabilirea punctului de joncțiune a trunchiului de linie, trebuie să se determine în primul rînd, poziția exactă a unui ventru de curent sau a unui nod de curent. Într-o asemenea aplicație distanța A determinată cu ajutorul nomogramei din fig. IV-9, c reprezintă distanța punctului de joncțiune a trunchiului, de la un nod de curent spre emițător, iar cea determinată după fig. IV-9, d reprezintă distanța punctului de joncțiune de la un ventru de curent spre emițător.

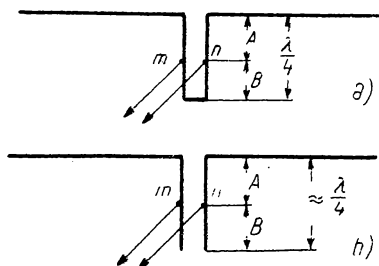


Fig. IV-11.

O formă modificată a dispozitivului de adaptare cu trunchi de linie este secția de adaptare în $\lambda/4$, reprezentată în fig. IV-11. Se observă că, față de dispozitivul cu trunchi de linie, aici porțiunea de linie de lungime A și trunchiul de linie de lungime B se

transformă într-o singură secție de linie cu lungimea $A + B \cong \lambda/4$, iar linia de alimentare propriuzisă se leagă în punctele m și n ale secției de adaptare în $\lambda/4$. Dimensiunile A și B se iau din diagramele din fig. IV-9, c și IV-9, d . Dacă se fac ajustări experimentale ale dispozitivului, secția scurtcircuitată la capăt este mai avantajoasă, deoarece conductorul de scurtcircuitare poate fi ușor deplasat de-a lungul secției de adaptare. Chiar și în cazul cind $R_s < Z_0$, cind ar trebui să se utilizeze o secție în $\lambda/4$ deschisă la capăt, aceasta poate fi prelungită, dacă spațiul permite, cu o a doua secție în $\lambda/4$, scurtcircuitată la capăt (al cărei reglaj este considerabil mai simplu), fără să se producă vreo modificare în funcționarea dispozitivului.

Un dipol în $\lambda/2$ poate fi alimentat și printr-o linie rezonantă monofilară (fig. IV-12).

Cealaltă bornă a generatorului se pune la pământ, și circuitul se închide prin capacitatea dintre antenă și pământ. Asemenea antenă cunoscută și sub numele de *antena Windom*, funcționează corect numai în cazul unei adaptări perfecte, deoarece în caz contrar linia radiază energie. Tabela IV-1 cuprinde date aproximative privitor la dimensionarea instalației. Valorile exacte se determină experimental.

Tabela IV-1

d/λ	l/λ	Δ/λ
$0,076 \cdot 10^{-3}$	0,475	$6,6 \cdot 10^{-2}$
$0,095 \cdot 10^{-3}$	0,470	$6,1 \cdot 10^{-2}$
$0,123 \cdot 10^{-3}$	0,465	$5,4 \cdot 10^{-2}$

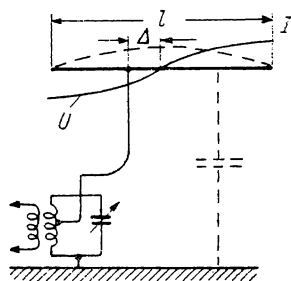


Fig. IV-12.

Exemplu. Să se determine dimensiunile aproximative pentru o antenă Windom lucrind în banda de 14 MHz.

Banda de 14 MHz cuprinde frecvențele de la 14,0 pînă la 14,350 MHz. Frecvența mijlocie a benzii este deci 14,175 MHz, ceea ce corespunde la 21,2 m. Presupunind că grosimea conductorului disponibil este de 2 mm, raportul d/λ are valoarea:

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{21,2} = 0,0943 \cdot 10^{-3}$$

Conform tabelii IV-1, acestui raport (apropiat de $0,095 \cdot 10^{-3}$ din tabelă) îi corespund :

$$l/\lambda = 0,470 \text{ și } \Delta/\lambda = 6,1 \cdot 10^{-2}$$

Din aceste relații se determină lungimea antenei și excentricitatea Δ a prizei de alimentare :

$$l = 0,470 \cdot \lambda = 0,470 \cdot 21,2 = 9,95 \text{ m}$$
$$\Delta = 6,1 \cdot 10^{-2} \cdot \lambda = 6,1 \cdot 10^{-2} \cdot 21,2 = 1,30 \text{ m.}$$

În general, reglajul instalației este mai dificil decât în cazul unei alimentări simetrice, deoarece funcționarea întregii instalații este influențată în mare măsură de conductibilitatea solului, de înălțimea antenei, de prezența unor obiecte apropiate etc. Este important ca linia să fie perpendiculară pe antenă în locul racordului, coturile de pe traseu să fie rotunjite și primul cot să fie cel puțin la distanța $\lambda/4$ de antenă.

c) Reglajul dispozitivelor de adaptare

Dispozitivele de adaptare descrise se aplică și la alte tipuri de antene decât cele în $\lambda/2$, la care impedanța de intrare are diferite valori cunoscute dinainte numai în mod aproximativ. Pentru a obține o funcționare corectă a instalației în general este necesar să se efectueze anumite ajustări; în primul rând se acordă antena la rezonanță, în așa fel încât impedanța ei de intrare să fie pur rezistivă; pe urmă se reglează dispozitivul de adaptare până când factorul de unde staționare devine minim.

Acordul antenei se bazează pe faptul că pe o linie care lucrează în regim de unde staționare nodurile și ventrele apar la distanțe egale cu multipli întregi de $\lambda/4$ numai în cazul când impedanța de sarcină conectată la linie este pur rezistivă. La efectuarea acordului, se utilizează în acest scop o linie bifilară cu impedanța caracteristică de aproximativ 300Ω (utilizată provizoriu în locul liniei definitive, dacă aceasta are o impedanță caracteristică Z_0 mai mică sau este coaxială) conectată direct la antenă, și un indicator de curent (sau de tensiune). În primul rând, trebuie știut dacă impedanța antenei este mai mare sau mai mică decât impedanța caracteristică a liniei. Dacă acest lucru nu este cunoscut, poate fi stabilit alimentând antena pe frecvența

de lucru și determinind distribuția curentului de-a lungul liniei. Dacă, pornind de la antenă spre emițător curentul de pe linie scade, impedanța antenei este mai mică decât cea a liniei ($Z_a < Z_0$); în cazul cînd curentul de pe linie crește dinspre antenă spre emițător, impedanța antenei este mai mare decât cea a liniei ($Z_a > Z_0$) (v. fig. IV-13, *a* și *b*).

Pe urmă se deconectează linia de antenă; capătul liniei se lasă deschis dacă $Z_a > Z_0$ și se scurtcircuitază dacă $Z_a < Z_0$. Se alimentează linia cu putere redusă, se măsoară curentul de-a lungul ei și se stabilește primul nod de curent N_1 (fig. IV-13, *c* și *d*), marcîndu-i-se poziția. După aceea, se conectează din nou linia la antenă și se determină poziția primului nod N_1' în această situație (minimul curentului este mai puțin pronunțat în acest caz). Dacă poziția lui N_1' este deplasată spre antenă față de N_1 , antena este prea lungă; în cazul cînd N_1' este deplasat față de N_1 spre emițător, antena este prea scurtă. Se ajustează pe urmă lungimea antenei pînă cînd N_1' coincide cu N_1 . Operația poate fi efectuată utilizîndu-se drept referință și un alt nod de curent, cu poziția mai convenabilă. Se stabilește mai înainte poziția N_k' , linia fiind conectată la antenă; pe urmă se determină poziția nodului celui mai apropiat posibil N_k , măsurarea făcîndu-se pe rînd cu linia în gol și în scurtcircuit. Dacă se utilizează un indicator de tensiune, trebuie să se țină seama de faptul că nodurile de tensiune sînt decalate cu $\lambda/4$ față de cele de curent (fig. I-4, *a*).

Reglajul dispozitivului de adaptare variază de la un tip de dispozitiv la altul. Un transformator de impedanță se reglează variînd distanța dintre conductoare și controlîndu-se în același timp factorul de unde staționare cu ajutorul unui indicator în punte (v. cap. I pct. 6). Dispozitivul de adaptare în formă de Y (sau delta) se reglează prin modificarea poziției prizelor pe antenă, menținîndu-se simetria, și după aceea prin varierea distanței B ; în tot timpul reglajului se măsoară factorul de unde staționare. În continuare, se va descrie metoda de reglaj a unei secții de adaptare în $\lambda/4$, reglajul dispozitivului de adaptare cu trunchi de linie fiind, în principiu, analog. Secția de adaptare este prevăzută la capăt cu un conductor de scurtcircuitare deplasabil. Dimensiunile A și B se determină pe baza unor date cunoscute.

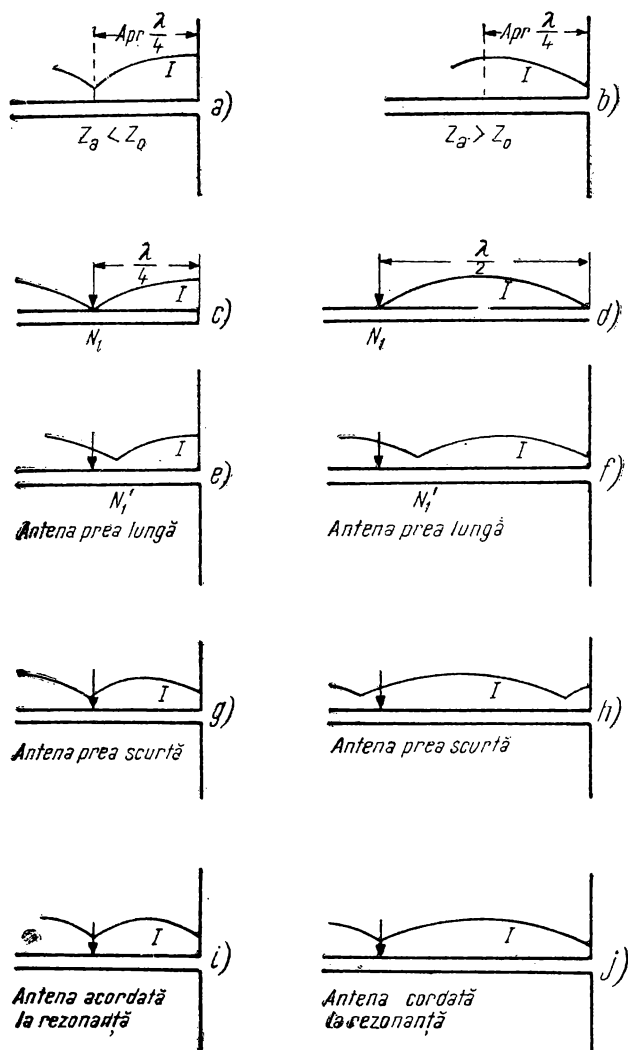


Fig. IV-13.

cute (R_s și Z_0) sau pe baza factorului de unde staționare măsurat când linia de alimentare este legată direct la antena acordată la rezonanță. După aceea linia se conectează în punctele $m-n$ ale secției de adaptare, care la rîndul ei este conectată la antenă. Se verifică poziția nodului N'_k , situat cel mai aproape de un nod de referință N_k (acesta poate fi cel stabilit cu ocazia acordării antenei). Dacă N'_k este deplasat față de N_k , impedanța pe care o „vede” linia de alimentare în punctele $m-n$, posedă pe lîngă componenta rezistivă și una reactivă. Pentru anularea acestei componente se reglează poziția conductorului de scurtcircuitare pînă cînd N'_k va ajunge în punctul N_k . Acum se măsoară factorul de unde staționare cu una din metodele descrise în cap. I. Dacă valoarea lui este mai mare de 1,5 — 2, se va modifica poziția prizelor $m-n$ de pe secția de adaptare. Pentru fiecare poziție încercată, se anulează reactanța prin reglarea conductorului de scurtcircuitare. În acest fel se poate ajunge la situația optimă, cînd σ are o valoare minimă.

d) Alimentarea prin linie rezonantă

Dacă o linie cu impedanța caracteristică de cîteva sute de ohmi se conectează direct la un dipol, din cauza lipsei de adaptare se produc unde staționare. Pierderile pe linie cresc, randamentul transmisiei scade și izolația liniei este supusă la tensiuni considerabil mai mari. Cu toate acestea acest gen de alimentare este utilizat pe scară largă datorită simplității sale și datorită faptului că permite utilizarea liniei de alimentare pe o bandă largă de frecvențe.

Cînd o antenă este alimentată într-un ventru de curent (de exemplu un dipol în $\lambda/2$ alimentat la mijloc), dacă lungimea liniei de alimentare este apropiată de un multiplu par de $\lambda/4$, conform celor expuse în paragraful 1-3, b, la capătul dinspre emițător apare un ventru de curent și impedanța de intrare a instalației formate din linie și antenă este mică. Pentru asigurarea transferului optim de energie de la emițător la linie, circuitul de cuplaj trebuie să aibă impedanță mică la rezonanță (să alimenteze linia cu un curent mare). De aceea în acest caz cuplajul dintre emițător și linie se realizează cu un circuit oscilant serie, simetric

(fig. IV-14, a) acordat la rezonanță. Dacă lungimea liniei este apropiată de un multiplu impar de $\lambda/4$, la intrarea liniei apare un ventru de tensiune, impedanța de intrare este mare și circuitul de cuplaj este cel paralel (fig. IV-14, b). Pentru a nu avea pierderi prea mari, este bine ca lungimea liniei să nu depășească valoarea λ .

La instalarea antenei este important să se respecte simetria întregului sistem, deoarece în caz contrar linia radiază energie, pierderile cresc și caracteristica de radiație a antenei se deformează.

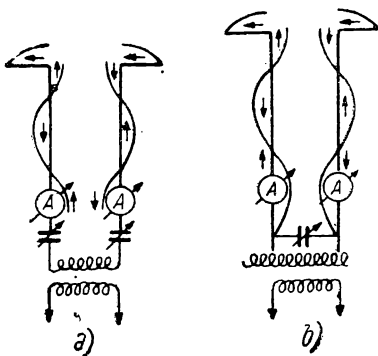


Fig. IV-14.

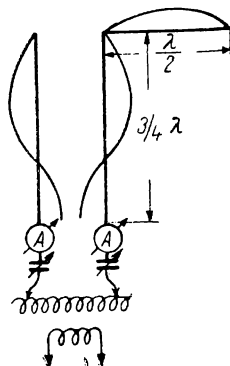


Fig. IV-15.

Alimentarea dipolilor în centru prezintă uneori dificultăți, din punct de vedere constructiv. În aceste cazuri se poate alege alimentarea la capăt (fig. IV-15). Acest gen de instalație de antenă este cunoscut sub numele de antenă „Zeppelin” și se utilizează des la emițătoare de mică putere.

Alimentarea la capăt se bazează pe faptul că la capătul dipolului există un nod de curent și un ventru de tensiune. Aceeași situație există și pe o linie deschisă la capăt. Prin urmare se poate face legătura dintre un capăt al liniei și un capăt al antenei, fără ca distribuția curentului să sufere vreo modificare. Este recomandabil ca prin reglaj să se realizeze o distribuție egală a curenților pe cele două conductoare, căci în caz contrar, radiația liniei înrăutățește funcționarea instalației.

e) *Antena verticală, pusă la pământ*

Din punct de vedere constructiv, aceasta este antena cea mai simplă. În același timp are avantajul că acordul ei nu prezintă dificultăți și *caracteristica ei de radiație este favorabilă comunicațiilor de mare distanță*. Pe de altă parte, această caracteristică este influențată în mare măsură de conductibilitatea solului (v. fig. IV-16). De aceea acest



Fig. IV-16. Diagrama de radiație a unei antene verticale puse la pământ: 1 — pământ ideal, cu conductibilitate infinită; 2 — sol cu conductibilitate mare; 3 — sol cu conductibilitate mijlocie; 4 — sol cu conductibilitate mică.

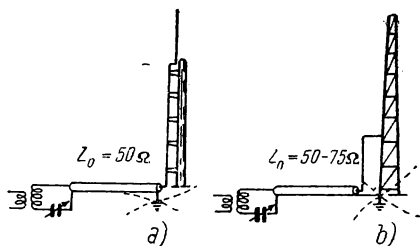


Fig. IV-17.

tip de antenă se recomandă în cazul cînd emițătorul este situat la malul unei suprafețe de apă întinse. În caz contrar, trebuie să se construiască un sistem eficace de punere la pământ. Un astfel de sistem constă dintr-o serie de conductoare îngropate la o adîncime de aproximativ 0,5 m în sol așezate radial în toate direcțiile și unite la centru (v. liniile punctate în fig. IV-17). Lungimea lor trebuie să fie de 0,25—0,5 λ , iar numărul lor cît mai mare posibil (minimum 4).

Radiația după unghiuri de elevație mici este cea mai puternică atunci cînd lungimea electrică a antenei este $\lambda/2$. În cazul cînd realizarea lungimii necesare prezintă dificultăți, se pot aplica metodele de scurtare arătate în cap. II pct. 5.

Conductorul antenei asimetrice poate fi izolat de pământ; în acest caz alimentarea antenei se face printr-o tensiune aplicată între baza ei și priza de pământ (alimentare serie, v. fig. IV-17, a). Dacă antena este în sfert de lungime de undă, lungimea ei este dată de relația :

$$l_{[m]} = \frac{71,5}{f \text{ (MHz)}}$$

În acest caz impedanța de intrare este aproximativ de 40Ω și antena poate fi alimentată direct printr-un cablu coaxial cu impedanța caracteristică de 50Ω , fără ca factorul de unde staționare să depășească valoarea de 1,5.

Dacă antena este legată direct la priza de pământ, alimentarea se poate face în paralel, conectând linia de alimentare între un punct ce se determină experimental, și pământ (fig. IV-17, b). În acest caz se poate utiliza un cablu coaxial de impedanță mai mare. La stabilirea punctului în care se face alimentarea se caută să se realizeze o adaptare optimă între antenă și linie.

În cazul benzilor de 14, 21, 28 MHz, antenele verticale în $\lambda/4$, nu pot fi așezate chiar la sol, fiind înconjurată de construcții sau de copaci, care absorb o mare parte din energia radiată.

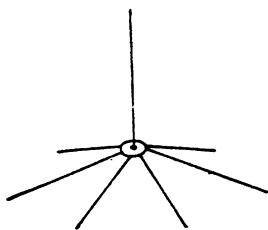


Fig. IV-18.

Pentru ca antena să fie degajată, ea se ridică la o înălțime mai mare (pe acoperiș sau pe un stîlp înalt) și rolul pământului se înlocuiește printr-o „contragreutate” formată dintr-un sistem de 4—6 conductoare așezate radial, în poziție orizontală sau înclinată sub un unghi nu prea mare față de orizontală (fig. IV-18). Lungimea electrică a acestor conductoare este $\lambda/4$.

Caracteristica de radiație și rezistența de radiație a acestui tip de antenă, cunoscută în lumea amatorilor sub denumirea de antene ground-plane (antenă cu plan de pământ) sînt în mare măsură independente de conductibilitatea solului și de înălțimea la care este așezată antena, cu condiția ca degajarea ei să fie suficient de bună. Datorită acestui fapt, precum și datorită absenței rezistenței de punere la pământ, circuitul de adaptare dintre linie și antenă poate fi determinat după o metodă directă, ajustările ulterioare necesare fiind minime. Antena se alimentează cu ajutorul unui cablu coaxial, iar dispozitivul de adaptare întrebuițat în general este trunchiul de linie deschis, construit de asemenea din cablu coaxial (fig. IV-19).

Pentru adaptare se poate utiliza și metoda dipolului închis, aplicat în acest caz unei antene în $\lambda/4$. Aceasta

înseamnă adăugarea unui conductor (de obicei mult mai subțire), instalat paralel cu radiatorul principal și conectat între capătul superior al acestuia și conductoarele de pământ, radiale. (v. fig. IV-20).

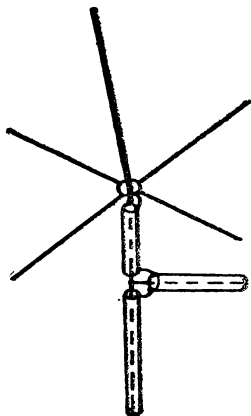


Fig. IV-19.

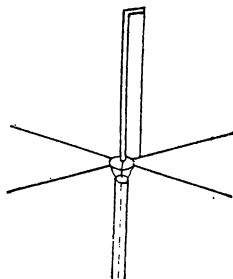


Fig. IV-20.

Exemplu. În cazul unei antene construite pentru banda de 14 m (frecvența mijlocie $f_m = 21,225$ MHz) în spațiu liber lungimea l_0 este:

$$l_0 = \frac{\lambda}{4} - \frac{75}{f} = \frac{75}{21,225} = 3,54 \text{ m} \quad \lambda = 14,16 \text{ m}.$$

Utilizînd drept radiator o țevă cu $d = 30$ mm, rezultă raportul: $\lambda/2d = 4$ $l_0/2d = 2$ $l_0/d = 2 \cdot 3,54/0,03 = 236$. Din diagrama fig. II-3 se găsește scurtarea corespunzătoare acestui raport $= \Delta l = 5,5\% \approx 3,54 \cdot 0,055 = 0,195$. Lungimea (înălțimea) antenei va fi deci $l_a = 3,345$ m.

Dacă conductoarele radiale au același diametru, lungimile lor vor fi $l_r = l_a$ (se măsoară de la punctul central 0).

Rezistența de radiație, pentru raportul $\lambda/2d = 236$ este $R_\Sigma = 30,2 \Omega$ (v. diagrama din fig. IV-21).

În cazul unui cablu coaxial la care impedanța caracteristică $Z_0 = 75 \Omega$ factorul de unde staționare este

$$\sigma = \frac{Z_0}{R_\Sigma} = \frac{75}{30,2} = 2,48.$$

Utilizînd sistemul de adaptare cu trunchi de linie, se găsește (v. fig. IV-9, d)

$$A = 0,088 \lambda \quad \text{și} \quad B = 0,122 \lambda.$$

Utilizând un cablu coaxial cu izolația din mărgelă de calitate, pentru care factorul $1/\sqrt{\epsilon} = 0,67$, obținem :

$$A = 0,088 \cdot 0,67 \cdot 14,16 = 0,835 \text{ m.}$$

$$B = 0,122 \cdot 0,67 \cdot 14,16 = 1,150 \text{ m.}$$

În cazul cînd pentru adaptare se utilizează un dipol închis, se alege pentru diametrul conductorului auxiliar, de exemplu valoarea $d_2 = 10 \text{ mm}$

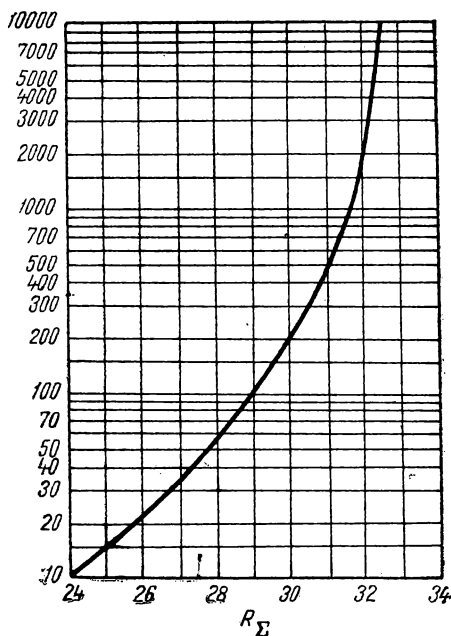


Fig. IV-21.

(d_1 fiind 30 mm) și cu ajutorul nomogramei din fig. IV-6 se găsește distanța S dintre cele două conductoare :

$$\frac{d_2}{d_1} = \frac{10}{30} = 0,33; \frac{Z_0}{R_s} = 2,48; \text{rezultă } \frac{S}{d_1} = 7; \text{în consecință } S = 7d_1 = 210 \text{ mm.}$$

La o altă metodă de adaptare, deosebit de avantajoasă în cazul benzii de 10 m (și în banda undelor metrice), se face o scurtare a elementului radiant față de lungimea de

rezonanță, așa încît impedanța de intrare a antenei obține o componentă capacitivă. Aceasta din urmă se compensează cu o bobină sau cu un trunchi de linie legat în paralel pe intrare, realizîndu-se în același timp și adaptarea rezistenței de radiație la impedanța caracteristică a liniei coaxiale (fig. IV-22).

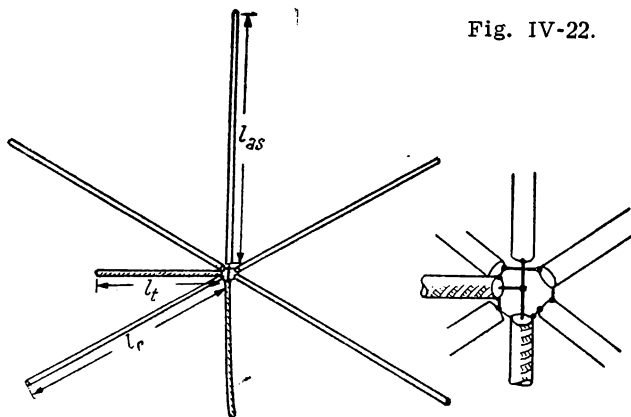


Fig. IV-22.

Procedeul de calcul este următorul:
rezistența de radiație R_{Σ} , în modul arătat în exemplul anterior.

Se determină lungimile de rezonanță precum și obține prin reducerea lungimii antenei :

$$R_0 = R_{\Sigma} - \frac{Z_0}{4R_{\Sigma}} \quad [\Omega]$$

în care Z_0 este impedanța caracteristică a liniei de alimentare. Reactanța capacitivă a antenei scurtate este

$$X_a^* = SR_0 \quad [\Omega], \text{ în care } S = \sqrt{\frac{Z_0}{R_0}} - 1.$$

Lungimea antenei care va da această reactanță se determină din relația :

$$l_{as} = \frac{75 K_a K_b}{f \text{ (MHz)}} \text{ unde } K_a = 1 - \frac{\Delta l \%}{100}, K_b = 1 - \frac{X_a}{100 K_x}$$

iar K_x este variația procentuală a reactanței, corespunzătoare unei variații de 1% a lungimii radiatorului și se obține din diagrama IV-23.

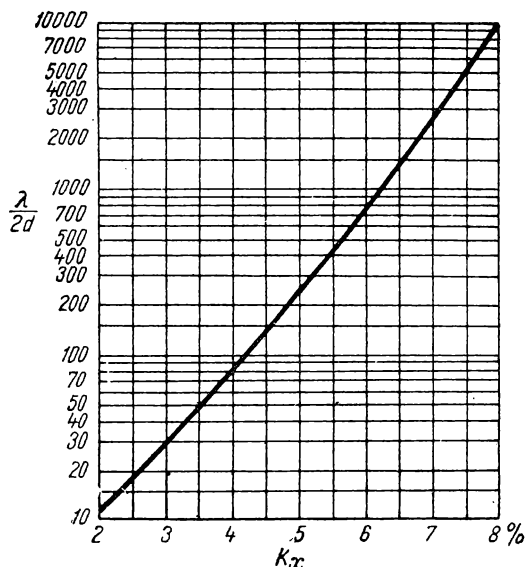


Fig. IV-23.

Reactanța inductivă, care trebuie să fie conectată în paralel pe bornele de intrare ale antenei, este

$$X_L = \frac{Z_0}{S} [\Omega]$$

Aceasta poate fi formată dintr-o bobină de inductanță L

$$L = \frac{X_L}{2\pi f \text{ (MHz)}} [\mu\text{H}]$$

sau dintr-un trunchi de linie cu lungimea l_t . Pentru determinarea lui l_t se calculează valoarea $\frac{X_L}{Z_0}$ și se determină cu ajutorul diagramei din fig. I-9 lungimea electrică l_e

(exprimată în grade) a unui trunchi de linie scurtcircuitat la capăt. Lungimea geometrică va fi dată de relația :

$$l_t = \frac{83,3}{f} \cdot \frac{l_e}{\sqrt{\epsilon}}$$

în care factorul de scurtare $1/\sqrt{\epsilon}$ ține seama de viteza de propagare pe cablul coaxial care constituie trunchiul de linie.

Complexitatea calculului este compensată prin simplificarea construcției dispozitivului de adaptare.

f) *Antena acordată, în formă de V* (fig. IV-24)

Acest tip de antenă este aproximativ omnidirecțional în plan orizontal. Lungimea elementelor radiante este $\lambda/4$ sau $\lambda/2$, iar unghiul format de ele se ia de la 90° , la 120° .

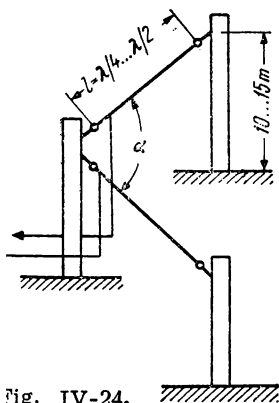


Fig. IV-24.

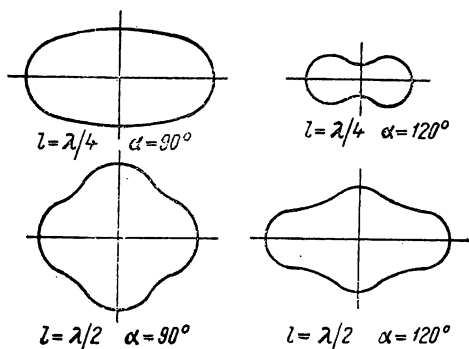


Fig. IV-25.

Pentru comunicații de distanță mijlocie, antena se instalează la înălțimea $\lambda/4$; pentru comunicații de mare distanță la înălțimea $\lambda/2$. Caracteristicile de radiație într-un plan orizontal, pentru diferite cazuri, sînt reprezentate în fig. IV-25. În plan vertical caracteristica este asemănătoare cu cea a unui dipol simetric, așezat la aceeași înălțime.

Impedanța de intrare este $160\text{--}180\ \Omega$ dacă $l = \lambda/2$ și $60\text{--}65\ \Omega$ dacă $l = \lambda/4$.

g) *Antene funcționând în mai multe benzi*

Pentru amatori, construirea unei antene separate pentru fiecare bandă este rareori realizabilă. Dat fiind că frecvențele benzilor de amatori sînt armonici între ele, (limita inferioară a fiecărei benzi este un multiplu întreg al frecvenței de 3,5 MHz), un dipol în $\lambda/2$ dimensionat pentru o bandă inferioară va fi în rezonanță și pe benzile superioare. Din acest motiv utilizarea antenelor care pot funcționa în mai multe benzi este larg răspîdită și ușor de realizat.

Dar trebuie să se țină seamă de faptul că la trecerea de la o frecvență la armonica a doua a acesteia apare un mic dezacord, deoarece la această frecvență scurtarea Δl nu va mai fi cea corectă: lungimea reală diferă de lungimea de rezonanță.

Antene verticale care funcționează pe armonici sînt utilizate rareori, deoarece direcția principală de radiație a acestora prezintă un unghi de elevație ridicat, impropriu pentru comunicații la mare distanță.

Antena orizontală simetrică este cea mai răspîdită. Ea se alimentează printr-o linie de transmisie bifilară, cu dielectric de aer, care funcționează de obicei în regim de unde staționare. (Deși alimentarea antenelor printr-o linie nerezonanță este mai avantajoasă, acest mod de alimentare nu se poate aplica pe scară largă în cazul antenelor funcționînd în mai multe benzi, necunoscîndu-se dispozitive de adaptare care să funcționeze corect, fără nici o modificare, în mai mult de două benzi). Alimentarea făcîndu-se în centru, linia este echilibrată, cu condiția ca antena să fie așezată simetric față de sol și de obiectele înconjurătoare.

Antena va da rezultate bune în cazul comunicațiilor pe distanțe mijlocii, dacă înălțimea relativă a antenei față de pămînt este $\lambda/4$ pe frecvența fundamentală. Dacă se emite pe armonica a doua, înălțimea relativă devine $\lambda/2$ și caracteristica de radiație este corespunzătoare pentru legături la mare distanță. Lobul principal al caracteristicii de radiație se apropie din ce în ce mai mult de orizontală, pe măsură ce ordinul armonicii crește, deci situația este favorabilă pentru comunicații la distanță mare.

După cum s-a arătat în cap. II, rezistența de radiație a dipolului crește împreună cu ordinul armonicii pe care se

lucrează; în consecință adaptarea dintre linia de mare impedanță și antenă se îmbunătățește. Atunci însă *cînd se trece de la o armonică impară la una pară, poziția ventrelor de tensiune și de curent de la intrarea liniei de alimentare se modifică și în consecință trebuie să se schimbe și modul de cuplaj dintre emițător și linie: trebuie să se treacă de la cuplajul prin circuit oscilant serie la circuit oscilant paralel sau invers.* În tabela IV-2 sînt indicate datele constructive

Tabela IV-2

Lungimea antenei	Lungimea liniei de alimentare	Modul de cuplare pe diferitele benzi de amatori	
		Circuit acordat paralel	Circuit acordat serie
41,8	20,7	40, 20, 14, 10 m	80 m
30,5	11,6	40, 20, 14, 10 m	80 m
20,6	10,4	20, 10 m	80, 40, 14 m
15,3	13,1	20, 10 m	80, 40, 14 m
10,1	15,6	20, 10 m	80, 40, 14 m
10,1	9,5	15, 10 m	20 m

și modul de cuplare al unor dipoli simetrici construiți pentru benzile de amatori. Drept bază de calcul s-au luat frecvențele mijlocii ale benzilor respective. S-au luat în considerare

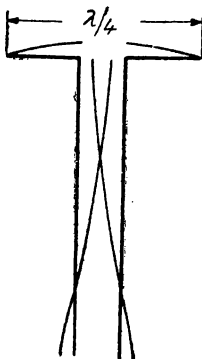


Fig. IV-26.

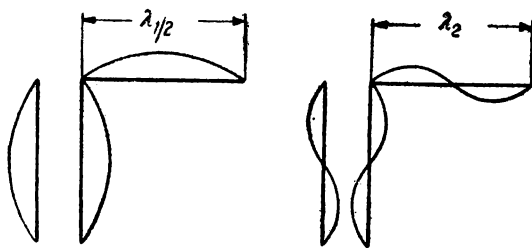


Fig. IV-27.

și cazurile cînd antena lucrează ca dipol scurt, în $\lambda/4$. În asemenea situație distribuția curenților și a tensiunilor este cea reprezentată în fig. IV-26. Randamentul este mai scăzut

însă prin faptul că lungimea antenei este relativ redusă. Soluția reprezintă un compromis satisfăcător.

Antenele care funcționează pe mai multe benzi pot fi alimentate și la capăt (antena Zeppelin). În acest caz obținerea unei distribuții de curent simetrice pe toate benzile prezintă dificultăți (fig. IV-27).

În tabela IV-3 sînt date dimensiunile unor dipoli alimentați la capăt, destinați benzilor de amatori.

Tabela IV-3

Lungimea antenei	Lungimea liniei de alimentare	Modul de cuplare pe diferitele benzi de amatori	
		Circuit acordat paralel	Circuit acordat serie
74	36,6	80, 40, 20, 14, 10	
41,6	20,4	40, 20, 14, 10	80
40,9	20,4	40, 20, 14	80
20,4	10,1	20, 14, 10	40

În unele cazuri se pot realiza dispozitive de adaptare care să funcționeze corect pe două benzi, deci antena poate fi alimentată printr-o linie nerezonantă. Această soluție este deosebit de prețioasă în cazul cînd distanța dintre emițător și antenă este relativ mare. În fig. IV-28 sînt date dimensiunile unor antene pentru benzi de 40 și 20 m, respectiv 20 și 10 m, împreună cu dimensiunile dispozitivului de adaptare, care este un trunchi de linie în $\lambda/4$.

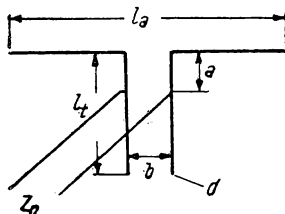


Fig. IV-28. Dispozitiv de adaptare pentru două benzi de frecvențe:

Dimensiuni: a) pentru $\lambda_1=20$ m; $\lambda_2 = 10$ m; $l_t = 10,04$ m, $l = 5,505$ m, $a = 1,68$ mm; $b = 50$ mm; $d = 3,2$ mm; b) pentru $\lambda_1 = 40$ m; $\lambda_2 = 20$ m; $c = 3,2$ mm; $l = 20$ mm; $l_t = 10,1$ m; $a = 3,36$ mm; $b = 50$ mm; $d = 3,2$ mm.

O antenă care permite funcționarea pe o bandă largă de frecvențe este dipolul propus de S. I. Nadenenko. Aici se face uz de faptul că impedanța de intrare a unui dipol în $\lambda/2$ alimentat în centru (tensiune maximă) variază cu atît mai puțin la schimbarea frecvenței, cu cît grosimea conductorului antenei este mai mare.

Cele două brațe ale dipolului

lui se realizează în formă de cilindru cu diametrul de aproximativ 1 m din 4—6 conductoare cu diametrul de 2—3 mm întinse între rame rotunde, ca în fig. IV-29. Lungimea

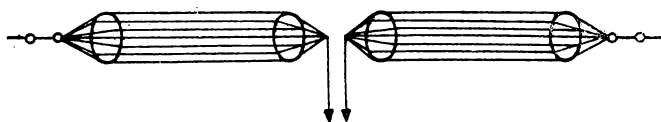


Fig. VI-29.

totală l_a a dipolului se alege în funcție de limitele extreme ale benzii care trebuie să fie acoperită. În primă aproximație, se poate considera că lungimile de undă extreme sînt :

$$\lambda_{min} = 0,8 l \text{ și } \lambda_{max} = 2,5 l$$

De exemplu, dacă alegem $\lambda_{max} = 43 \text{ m}$, rezultă

$$l = \frac{\lambda_{max}}{2,5} = \frac{43}{2,5} = 17 \text{ m}$$

$$\lambda_{min} = 0,8 \cdot l = 0,8 \cdot 17 = 13,6 \text{ m}$$

cu alte cuvinte putem lucra în bune condiții pe benzile de 7, 14 și 21 MHz și acceptabil pe 28 MHz.

Alimentarea dipolului se face cu o linie cu impedanță caracteristică de 200Ω , realizată de obicei din patru conductoare (de exemplu, $d = 3 \text{ mm}$, $s = 60 \text{ mm}$, conf. fig. I-11).

2. Sisteme de antene directive

Sistemele de antene cu directivitate pronunțată radiază cea mai mare parte a puterii furnizate de emițător în direcția principală de radiație, asigurînd la recepție o intensitate de cîmp sporită.

Pentru comunicații la mare distanță este important faptul că aceste sisteme permit concentrarea radiației după unghiuri de elevație mici (direcții apropiate de orizontală). La recepție, antenele cu directivitate pronunțată asigură o bună protecție a semnalului dorit față de cîmpurile perturbatoare.

Sistemele de antene directive au, bineînțeles, și dezavantaje: dimensiunile lor sînt relativ mari, construcția lor este în general complicată și majoritatea tipurilor nu pot fi utilizate decît pe o singură frecvență.

Deosebim următoarele categorii de sisteme de antene directive utilizate în banda undelor decimetrice:

- sisteme formate din elemente radiante active;
- sisteme care conțin elemente pasive;
- antene cu unde progresive.

a) *Sisteme formate din elemente radiante active*

Elementele radiante utilizate sînt de cele mai multe ori dipoli în $\lambda/2$. După poziția lor relativă și după faza curenților care parcurg elementele radiante, se obțin diferite forme ale caracteristicii de radiație și diferite valori ale cîștigului.

Șir de antene cu radiație longitudinală. Să examinăm în primul rînd radiația a doi dipoli paraleli alimentați în opoziție de fază, situați la distanța $s = \lambda/2$ (fig. IV-30). Ambii dipoli radiază, în toate direcțiile, unde cu o defazare inițială de 180° . Unda emisă de dipolul A ajunge la dipolul B , după un timp:

$$t = \frac{s}{c} = \frac{\lambda/2}{c} = \frac{T}{2}$$

Dacă la momentul inițial $t = 0$, faza undei A corespunde unui maxim pozitiv, faza undei B corespunde unui maxim negativ. După o jumătate de perioadă, cînd maximul pozitiv al primei unde ajunge în dreptul dipolului B , faza undei radiate de acesta din urmă, în punctul de origine, este decalată cu 180° față de faza corespunzătoare la $t = 0$, deci unda are un maxim pozitiv. Prin urmare undele A și B , care se propagă după direcția determinată de centrele celor doi dipoli, sînt în aceeași fază, deci se adună.

Acest lucru este adevărat în sensul AB , cît și în sensul opus. După cum se observă, însumarea celor două unde se datorește faptului, că defazajul curenților din cei doi poli (180°), este în concordanță cu distanța spațială dintre dipoli ($\lambda/2$), cu alte cuvinte una din undele radiate întîrzie față de cealaltă cu o jumătate de perioadă, timp suficient pentru

ca cealaltă undă să parcurgă diferența de $\lambda/2$ dintre drumurile pe care le fac cele 2 unde pentru a ajunge într-un punct de pe direcția AB . După alte direcții (de exemplu în direcția P), diferența de drum Δ este mai mică decât distanța AB și faza celor două unde nu mai coincide, efectul de întărire reciprocă a undelor devine mai puțin pronunțat. În direcția perpendiculară pe dreapta AB , diferența de drum este nulă și cele două unde se anulează reciproc (fig. IV-31).

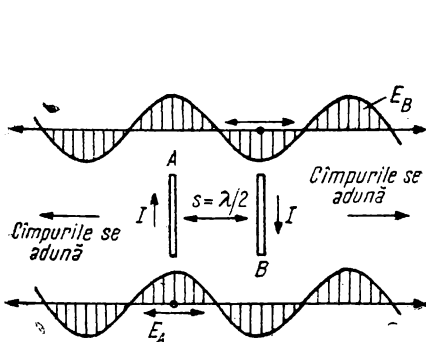


Fig. IV-30.

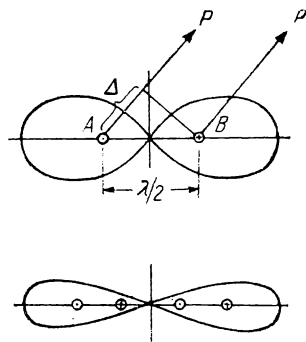


Fig. IV-31.

Dacă la ansamblul de doi dipoli se mai adaugă încă doi dipoli similari, așezați în același plan și alimentați succesiv în opoziție de fază, se obține o directivitate și mai pronunțată. Sistemele de antene de acest gen se numesc *șiruri de antene cu radiație longitudinală* (direcția principală de radiație coincide cu direcția de așezare a elementelor radiante). În general, distanța dintre elemente și defazajul dintre curenții care le parcurg pot fi diferite de valorile indicate mai sus.

În fig. IV-32 este reprezentată variația câștigului unui șir cu radiație longitudinală, format din două elemente, alimentate în opoziție de fază, în funcție de distanța s dintre elemente. Distanțele cele mai frecvent utilizate sînt $\lambda/8$ și $\lambda/4$.

Din cauza distanței relativ mici dintre elemente, distribuția curenților și a tensiunilor nu mai corespunde celei care are loc în cazul cînd un dipol este situat în spațiul

liber; se spune că între elementele şirului există un cuplaj. Acest fapt are drept consecinţă modificarea rezistenţei de radiaţie a elementelor. Astfel, dacă $s = \lambda/8$, un element din şirul cel mai simplu (cu 2 elemente) $R_{\Sigma} = 8 \Omega$, iar dacă $s = \lambda/4$ rezistenţa de radiaţie $R_{\Sigma} = 32 \Omega$.

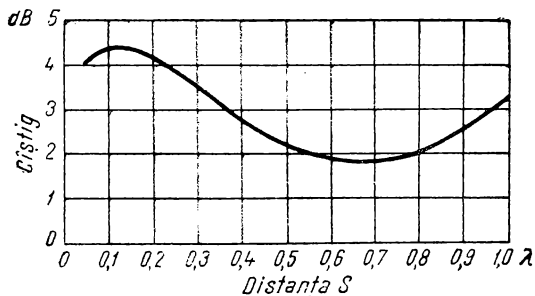


Fig. IV-32.

Şirurile sînt alimentate la capăt sau la mijloc, cea de-a doua metodă fiind mai avantajoasă din cauza simetriei sistemului. În fig. IV-33, *a* este reprezentat un şir de antene cu radiaţie longitudinală, format din două elemente ($r-s$ şi $t-u$), alimentat la capăt (în punctele r şi t). Linia de alimentare se leagă la antenă prin intermediul conductoa-

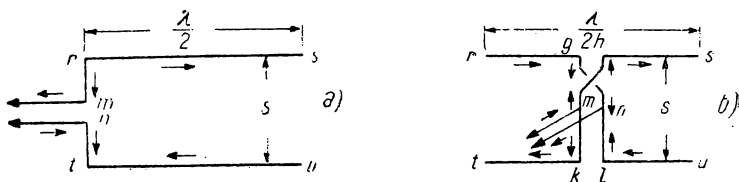


Fig. IV-33.

relor $m-r$ şi $n-t$, a căror radiaţie nu este compensată. De aceea această metodă de alimentare este utilizabilă numai în cazul şirurilor la care distanţa s este mică (de exemplu $s = \lambda/8$), căci în acest caz şi conductoarele $m-r$ şi $n-t$ sînt scurte, sînt străbătute de un curent mic (în punctele r şi t există un nod de curent), deci radiaţia lor este neglijabilă. În fig. IV-33, *b* este reprezentată metoda de ali-

mentare la mijloc. În acest caz legătura dintre linia de alimentare și centrele elementelor radiante se face prin câte o linie auxiliară, $mn-gh$, respectiv $mn-kl$, care nu radiază energie. Din cauza impedanței de intrare mici, o linie bifilară de $600\ \Omega$ va lucra cu un factor de undă staționară ridicat (aproximativ 10—30). Dacă lungimea liniei este mare, trebuie să se utilizeze un dispozitiv de adaptare.

O îmbunătățire considerabilă se realizează, dacă se utilizează drept elemente radiante dipoli închiși formați din 2—3 conductoare. În fig. IV-34 sînt date dimensiunile și modul de construcție a unui astfel de sistem de antenă, pentru banda de 14 MHz. Impedanța caracteristică a liniei de alimentare este $Z_0 = 600\ \Omega$ și adaptarea se face prin câte un transformator de impedanță în $\lambda/4$, cu impedanță caracteristică de $425\ \Omega$. Placa izolatoare P dă posibilitatea de a conecta cele două transformatoare de impedanță T_1 și T_2 la linia de alimentare L , asigurîndu-se totodată opoziția de fază a undelor transmise prin cele două transformatoare de impedanță. Utilizarea dipolilor închiși lărgeste banda în care antena poate fi folosită.

Șir de antene cu radiație transversală. Dacă doi dipoli paraleli sînt alimentați în fază și distanța dintre ei este $\lambda/2$ (fig. IV-35), radiația maximă se obține în direcția perpendiculară pe planul celor doi dipoli. Într-adevăr, diferența dintre drumul undelor radiate în această direcție este nulă, undele radiate de cei doi dipoli sînt în fază, prin urmare se însumează. În schimb în direcția care unește centrele dipolilor, undele sînt defazate cu 180° și se anulează reciproc. Sistemul obținut în acest fel se numește *șir de antene cu radiație transversală*.

Cîștigul realizat de un șir cu două elemente în funcție de distanța dintre acestea, este dat în fig. IV-36. În tabela IV-4 sînt date orientative pentru cazul cînd numărul elementelor este mai mare decît doi.

Tabela IV-4

Numărul elemen- telor	Cîștig, dB		Numărul elemen- telor	Cîștig, dB	
	$S = \lambda/2$	$S = 3\lambda/4$		$S = \lambda/2$	$S = 3\lambda/4$
3	5	7	5	7	10
4	6	8,5	6	8	11

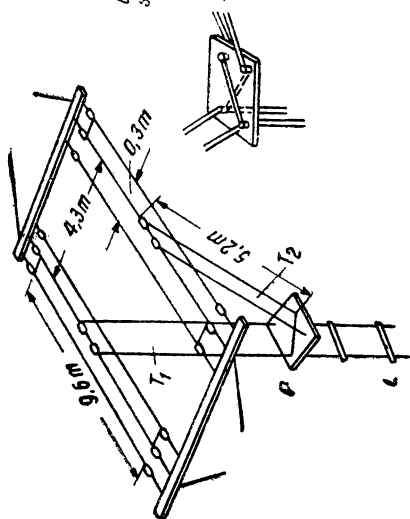


Fig. IV-34.

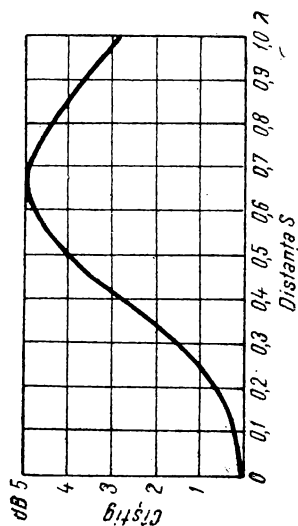


Fig. IV-36.

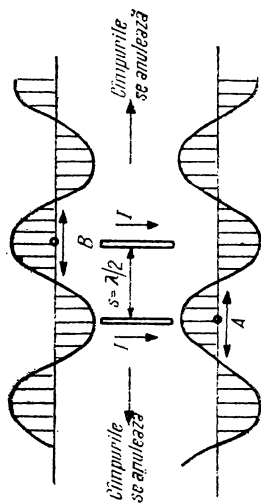


Fig. IV-35.

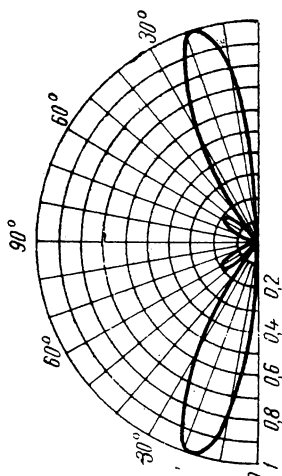


Fig. IV-37.

În fig. IV-37 este reprezentată caracteristica de direc-
tivate a unui șir cu radiație transversală, format din două
elemente orizontale, așezat la o înălțime medie de $3\lambda/4$
deasupra solului.

Cînd $s > \lambda/2$ sau cînd șirul cuprinde trei sau mai multe
elemente caracteristica de ra-
diație prezintă lobi secundari
(fig. IV-38).

Șirul poate fi alimentat la
capăt sau la centru, utilizîn-
du-se linii auxiliare cu ajuto-
rul cărora se asigură aceeași
fază pentru curenții care par-
curg elementele radiante
(fig. IV-39).

Șir colinear de antene.
Dipolii alimentați în fază pot
fi așezați și în linie dreaptă,
formînd un șir colinear. În

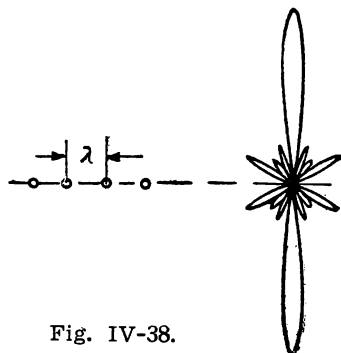


Fig. IV-38.

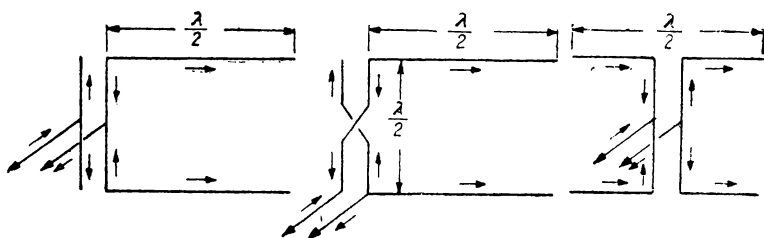


Fig. IV-39.

acest caz radiația maximă se obține în toate direcțiile
cuprinse într-un plan perpendicular pe linia dipolilor (fig.

IV-40). Dacă distanța dintre
elemente este mică, câștigul
ce se obține cu ajutorul șiru-
lui colinear are valorile din
tabela IV-5. Se poate obține
un șir colinear de elemente
alimentate în fază dintr-o ante-
nă monofilară ce funcționează
pe armonici, înlocuind porțiu-
nile antenei, în care curentul

Tabela IV - 5

Numărul elementelor	Cîștig, dB
2	1,9
3	3,2
4	4,3

are fază opusă, printr-un trunchi în $\lambda/4$, neradiant (fig. IV-41, a). Cel mai simplu șir colinear este acela format din doi dipoli în semiundă, alimentați în fază (fig. IV-41, b).

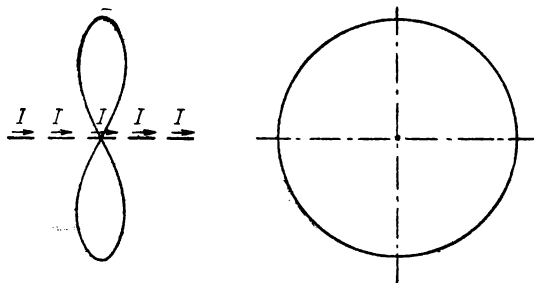


Fig. IV-40.

Impedanța de intrare a acestuia este de aproximativ 1 200—1 800 Ω . În cazul a trei elemente excitate în fază, alimentate în centru (fig. IV-41, c) impedanța de intrare este de aproximativ 300 Ω . De asemenea, șirul format din patru elemente (fig. 41, d) poate fi alimentat printr-o linie de 600 Ω fără ca factorul de unde staționare să depășească valoarea 2.

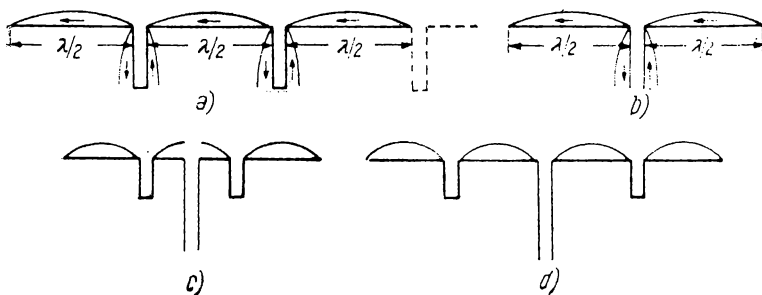


Fig. IV-41.

Șirurile de antene examinate pînă acum pot fi combinate între ele. În acest fel, pentru un spațiu disponibil dat, se poate realiza un câștig mai mare. Pentru evaluarea câștigului total, se însumează câștigurile parțiale ale configurațiilor întrebuintate. Se vor descrie cîteva tipuri de antene combinate.

În fig. IV-42 este dată schița unei antene formate din patru dipoli în $\lambda/2$: dipolii $A-B$ și $C-D$ formează câte un șir colinear, iar perechile formează între ele un șir cu radiație longitudinală, fiind alimentate în opoziție de fază. Cîștigul

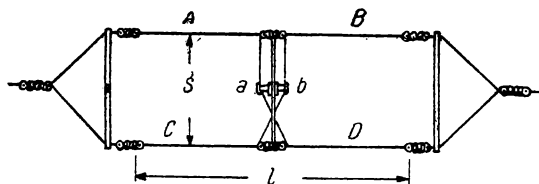


Fig. IV-42.

șirului colinear este 1,9 dB, cel al șirului cu radiație longitudinală — în cazul cînd $s = \lambda/8$ — este 4,3 dB, deci cîștigul total al sistemului de antenă este 6,2 dB. De obicei antena se montează orizontal pe doi suporturi. În acest caz în plan vertical diagrama de radiație este cea reprezentată în fig. IV-43. Dacă spațiul nu permite montarea orizontală,

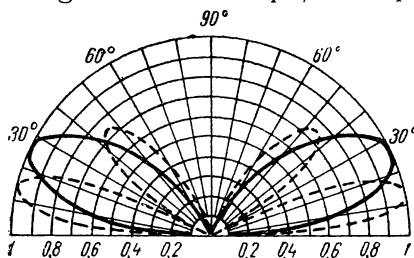


Fig. IV-43.

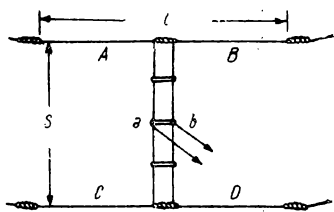


Fig. IV-44.

antena poate fi instalată și vertical, eventual cu posibilități de rotire. La bornele $a-b$ impedanța de intrare a antenelor este ridicată, de aceea alimentarea se face printr-o linie rezonantă. Este recomandabil să se dimensioneze antena pentru banda de 28 MHz, prevăzînd între elemente distanța $\lambda/4$. În acest caz antena va fi utilizabilă și în banda de 14 MHz, ca un șir simplu cu radiație longitudinală, format din doi dipoli în $\lambda/2$, alimentați la centru în opoziție de fază, distanța dintre ei fiind $\lambda/8$.

Un alt sistem format din patru dipoli este reprezentat în fig. IV-44. În acest caz două perechi colineare ($A-B$ și

C-D) formează un șir cu radiație transversală (adică perpendiculară pe planul antenei), fiind alimentate în fază. Distanța dintre perechile colineare este de obicei $\lambda/2$. În punctele *a—b* impedanța de intrare este de aproximativ $100 \, \Omega$ și este rezistivă. Alimentarea se face printr-o linie nerezonantă, adaptată cu ajutorul unui trunchi de linie.

Pentru a putea fi utilizat în două benzi, cu raportul de frecvență $2:1$, sistemul de mai sus se dimensionează pentru frecvența superioară, prevăzându-se distanța $s = \frac{3\lambda_1}{4}$. Când se trece pe frecvența inferioară, sistemul va funcționa ca un șir simplu cu radiație transversală, la care distanța dintre elemente este $s = \frac{3\lambda_2}{8}$. În acest caz, bineînțeles, adaptarea trebuie modificată.

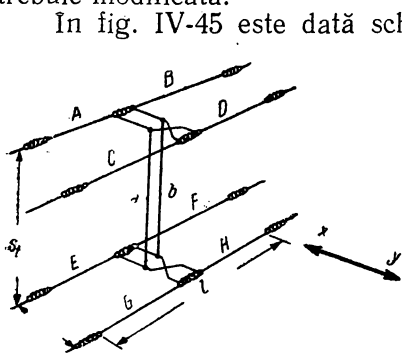


Fig. IV-45.

În fig. IV-45 este dată schița unui sistem de antenă format din 8 elemente. Perechile *A-B*, *C-D*, *E-F*, și *G-H* formează câte un șir colinear, dintre care *A-B* și *C-D*, respectiv *E-F* și *G-H* constituie câte un șir cu radiație longitudinală. Direcția principală de radiație este cea indicată prin săgețile *x-y*. Cîștigul este mărit prin faptul că șirurile alimentate în opoziție de fază sînt dublate, cele două etaje *ABCD* și *EFGH* formînd împreună un șir cu radiație transversală. Cîștigul sistemului este de aproximativ 10 dB. Alimentarea se face în punctele *a—b*, cu o linie nerezonantă.

Dacă antena urmează să fie utilizată pe două benzi cu raportul de frecvențe $2:1$ dimensionarea sistemului se face pentru frecvența superioară, alegîndu-se distanțele $s_t = 3\lambda_1/4$ și $s_l = \lambda_1/4$. Când se trece pe frecvența inferioară, f_2 , sistemul va consta din patru dipoli în semiundă ($\lambda_2/2$) alimentați în centru; șirul cu radiație transversală va avea distanța $s_t = 3\lambda_2/8$, iar șirul cu radiație longitudinală va avea distanța $s_l = \lambda_2/8$. La frecvența f_2 cîștigul siste-

mului este de 6,8 dB. În cazul funcționării pe două benzi, sistemul este alimentat printr-o linie rezonantă.

În sfârșit, un sistem de antene, de dimensiuni mai mari este cel cunoscut și sub denumirea de *antena Sterba* (fig. IV-46). Aceasta constă din două șiruri de dipoli colineari, așezați într-un plan vertical, la distanța $\lambda/2$, toate elementele radiante fiind alimentate în fază. Direcția principală de radiație este perpendiculară pe planul sistemului. Numărul elementelor așezate colinear poate fi mărit sau micșorat, în funcție de spațiul disponibil (în fig. IV-46 este

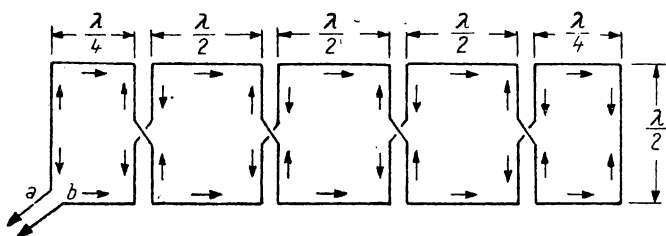


Fig. IV-46.

reprezentat un sistem cu patru elemente). Cîștigul sistemului este de 5,9 dB în cazul a două elemente așezate colinear, 7,2 dB în cazul a trei elemente și 8,3 dB în cazul a patru elemente. În punctele $a-b$ impedanța de intrare este de aproximativ 600 Ω .

Sistemele de antene alimentate în fază sau în opoziție de fază sînt bidirecționale: au două direcții principale de radiație, formînd între ele un unghi de 180° . Se obține radiație *unidirecțională* dacă se realizează o defazare de 90° între curenții care parcurg doi dipoli montați la distanța $\lambda/4$.

Să presupunem că dipolul A este parcurs de un curent defazat înainte cu 90° față de curentul din dipolul B și că la momentul t unda emisă de dipolul A are amplitudine maximă. Această undă ajunge în dreptul dipolului B după un timp

$$\Delta t = \frac{\lambda}{4c} = \frac{T}{4}.$$

În fig. IV-47, *a* sînt reprezentate undele emise de cei doi dipoli după direcția drepte care unește centrele lor, la momentul $t + T/4$. Se observă că în acest moment curentul din *B* are aceeași fază pe care o avea curentul din *A* la momentul inițial t . Din acest motiv unda emisă la momentul $t + \frac{T}{4}$ de dipolul *B* coincide ca fază ca unda din dreptul lui *B*, emisă de dipolul *A*. Cele două unde se însumează, prin urmare crește radiația după sensul *AB*. În sensul opus, *BA*, situația este diferită. Dat fiind că curentul din dipolul

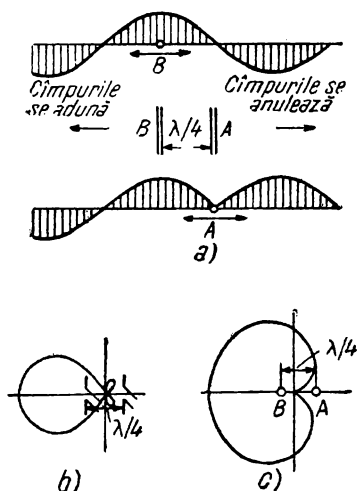


Fig. IV-47.

la planul perpendicular pe direcția dipolilor este reprezentată în fig. IV-47, *c*; aceasta din urmă are formă de *cardioidă*. Din diagramele de radiație rezultă parcă dipolul *A* ar exercita un efect de reflexie asupra undelor emise de dipolul *B*. Pentru acest motiv dipolul *A* se numește *reflector*.

Modificînd distanța dintre dipoli, radiația rămîne uni-direcțională numai în cazul cînd se modifică în mod corespunzător și defazajul curenților din dipoli. În speță, dacă distanța dintre dipoli este mai mică decît $\lambda/4$, în cele două direcții laterale radiația scade considerabil, caracteristica de radiație se îngustează și cîștigul antenei crește. Antenele unidirecționale utilizate la recepție pot fi de un real folos

prin faptul că, fiind orientate în mod convenabil, elimină interferențele produse de semnale nedorite.

O realizare practică este arătată în fig. IV-48. Antena este formată din doi dipoli închiși, alimentați prin linii de $300\ \Omega$, defazajul curenților fiind realizat printr-o linie L_{df} cu lungimea electrică $\lambda/4$ (lungimea geometrică a liniei de defazaj este $l_{df} = \frac{\lambda}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$). Rolul de reflector îl poate juca oricare din dipoli, schimbarea făcându-se cu ajutorul unui comutator. În acest fel direcția principală de radiație poate fi inversată.

b) *Sisteme cu antene cu elemente pasive*

În cazul șirului de antene cu radiație unidirecțională din fig. IV-47 unda emisă de dipolul B , ajungând în dreptul reflectorului A , induce în acesta un curent de intensitate considerabilă. Dacă curentul indus este defazat cu 90° înainte față de curentul din dipolul B , reflectorul poate să funcționeze fără ca să mai fie alimentat direct printr-o linie de transmisie. Defazajul necesar poate fi realizat prin acordarea corespunzătoare a reflectorului, adică prin alegerea corectă a lungimii lui.

Un reflector care nu necesită alimentare separată, ci funcționează datorită excitației produse prin cuplajul electromagnetic cu dipolul alimentat de emițător, se numește reflector pasiv.

Dat fiind că intensitatea curentului indus în reflectorul pasiv este totdeauna mai mică decât cea a curentului din dipolul alimentat, radiația în direcția reflectorului nu poate

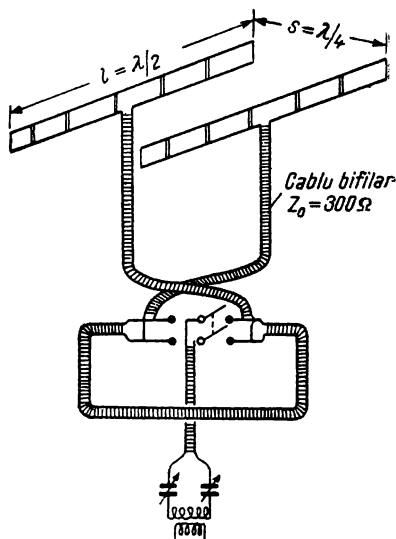


Fig. IV-48.

fi anulată complet, așa încît directivitatea sistemului este mai puțin pronunțată decît în cazul cînd reflectorul este activ (alimentat de la emițător).

Dacă se alege convenabil distanța dintre dipolul activ și cel pasiv, și dacă se acordă acesta din urmă în așa fel încît curentul indus să fie defazat în urma curentului din dipolul activ, caracteristica de radiație a sistemului se modifică : direcția principală de radiație este dinspre dipolul activ spre cel pasiv (fig. II-49). În acest caz dipolul pasiv se numește director.

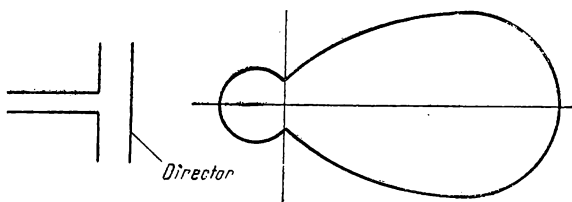


Fig. IV-49.

Caracteristica unidirecțională a sistemelor de antene cu elemente pasive și construcția lor relativ simplă fac ca ele să fie utilizate cu precădere în sisteme de antene rotative, în benzile de amatori, începînd de la 14 MHz în sus. Aceste sisteme dau posibilitatea de a dirija lobul principal al caracteristicii de radiație în orice direcție dorită, prin urmare de a utiliza din plin cîștigul ridicat al antenei pentru realizarea legăturilor cu numeroase regiuni de pe suprafața globului.

Cîștigul unei antene care conține elemente pasive variază cu distanța și cu acordul (lungimea) elementelor, așa încît pentru fiecare distanță există o anumită lungime care asigură cîștigul optim. Raportul față-spate) nu atinge de obicei valoarea maximă în aceleași condiții ca și cîștigul după direcția principală.*

Prezența unui element pasiv reduce în mod considerabil rezistența de radiație a dipolului excitat, raportată la bor-

*) Notă. Raportul față-spate este o mărime care indică în ce măsură radiația unei antene este unidirecțională; se definește ca fiind raportul dintre cîștigul referitor la direcția principală de radiație și cel mai mare cîștig întîlnit pe direcțiile cuprinse în semispațiul opus. Acest raport se exprimă în decibeli.

nele de intrare situate în centru (fig. IV-50). Acest fapt duce la micșorarea randamentului antenei și la dificultăți în ceea ce privește adaptarea liniei de alimentare la antenă. Pentru reducerea pierderilor, elementele sistemului se construiesc din conductoare groase de obicei din țevă cu diametrul de 12 mm și mai mare.

Deoarece câștigul sistemului crește cu numărul de elemente din care este format, se preconizează construirea sistemelor cu multe elemente. Totuși în cazul când spațiul sau alte considerente constructive nu permit realizarea unui sistem mai amplu, cu 3 sau 4 elemente, se utilizează sisteme de antene cu două elemente (un dipol activ

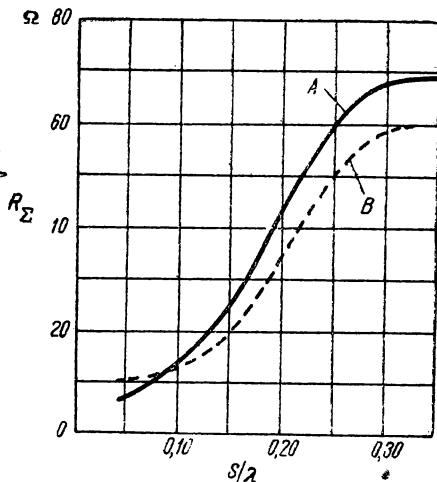


Fig. IV-50.

și un dipol pasiv). În fig. IV-51 este reprezentată variația câștigului obținut în direcțiile principale *A* și *B* în funcție de distanța *s* dintre dipolul excitat și cel pasiv, în cazul când lungimea lor este aceeași, fiind egală cu lungimea de rezonanță: $l = \lambda/2 - \Delta l$. După cum se observă dacă $s < 0,14\lambda$ dipolul pasiv lucrează ca director, iar în cazul când $s > 0,14\lambda$ ca reflector. Raportul față-spate se poate citi din diagramă, făcând diferența dintre câștigurile după direcțiile *A*, respectiv *B*. Atât câștigul, cât și raportul față-spate poate fi îmbunătățit, mărin puțin lungimea dipolului pasiv, când acesta lucrează ca reflector, respectiv micșorându-se când lucrează ca director. Raportul optim față-spate ce se poate obține cu un director bine acordat, corespunde la 17 dB.

În exploatare are o mare importanță lățimea de bandă a antenei. Aceasta se definește în mai multe feluri. Într-una din accepțiuni, lățimea de bandă este intervalul de frecvențe

în interiorul căruia câștigul antenei (sau raportul față-spate) nu scade sub o valoare dată, de obicei 3 dB față de valoarea maximă. Sub aspectul posibilităților de adaptare, lățimea de bandă ar însemna intervalul de frecvențe în cadrul căruia impedanța de intrare (deci și factorul de unde staționare) se menține între limite bine determinate. Lățimea de bandă a antenelor cu dipoli pasivi este în general

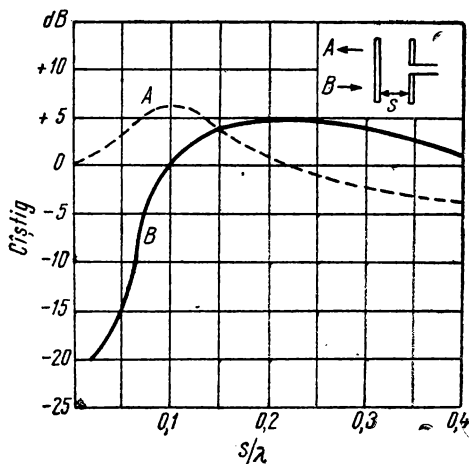


Fig. IV-51.

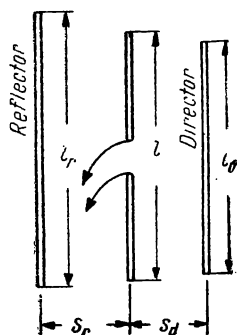


Fig. IV-52.

mică și depinde mai ales de distanța s . Astfel, o antenă care are un director situat la distanța $s_d = 0,075 \lambda$, prevăzută cu un dispozitiv de adaptare adecvat, poate lucra cu un factor de unde staționare $\sigma < 3$ și cu un raport față-spate de 10 dB într-o bandă cu lățimea $B = 0,03 f_0$ (f_0 fiind frecvența centrală a benzii). Dacă s_d se mărește, crește lățimea de bandă, însă raportul față-spate scade.

După cum s-a menționat anterior, *utilizarea unor conductoare cu diametru mare are drept efect lărgirea benzii de lucru a antenei*. Reactanța elementelor variază mai încet cu frecvența, deci acordul dipolilor (lungimea lor) este apropiat de situația optimă pe o bandă mai largă decât în cazul conductoarelor filiforme.

De largă răspindire se bucură sistemele de antene care cuprind doi sau trei dipoli pasivi. Acestea se mai numesc *antene Yagi* sau *antene canal de undă* (fig. IV-52). Unul

din elementele pasive lucrează ca reflector, celelalte ca directoare. Obținerea unor performanțe date cum ar fi câștig maxim, raport față-spate optim, lățime de bandă dată — este dificilă în cazul antenelor canal de undă, deoarece numărul parametrilor variabili este mare.

Pentru proiectarea unei antene canal de undă cu trei elemente se pot utiliza diagramele din fig. IV-53.

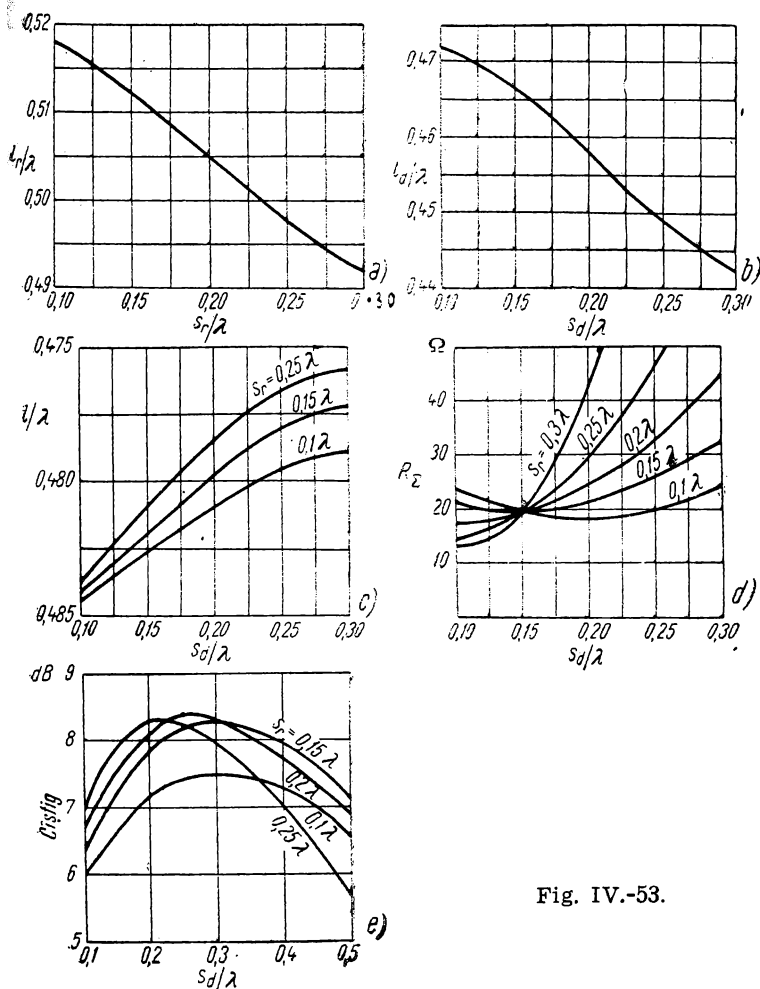


Fig. IV.-53.

Mai întâi se alege lățimea totală a sistemului $S = s_d + s_r$, în funcție de posibilitățile de realizare constructivă. Pentru ca un sistem cu trei elemente să aibă performanțe mai bune decât un sistem cu două elemente, este necesar ca S să fie mai mare decât $0,2 \lambda$. După aceea se alege acea pereche de valori s_d și s_r , a căror sumă este egală cu S și care asigură câștigul maxim (fig. IV-53, e). Lungimile elementelor se determină cu ajutorul diagramelor IV-53, a, b și c.

Aceste dimensiuni sînt optime cînd elementele sînt tubulare, avînd un raport $\lambda/2d = 200 \dots 400$. Prin ajustarea ulterioară a lungimii elementelor, după ce sistemul a fost instalat, nu se poate obține decât o mică îmbunătățire a câștigului. În schimb printr-un acord îngrijit al reflectorului se poate mări raportul față-spate.

În cazul unei antene canal de undă, nu se pot obține performanțe optime decât într-o bandă destul de îngustă, de 1 ... 2% față de frecvența centrală. O soluție de compromis, care asigură o funcționare satisfăcătoare pe o bandă mai largă, însă cu câștig mai redus, constă în acordarea directorului pentru a obține câștig maxim la frecvența superioară a benzii de lucru și acordarea reflectorului în așa fel încît să se obțină câștig maxim la frecvența inferioară a benzii.

Pentru măsurarea performanțelor (câștig, raport față-spate a) sistemului se utilizează un receptor prevăzut cu S-metru conectat la un dipol simplu așezat la o distanță de cel puțin 10λ față de antena de emisie și la o înălțime cel puțin egală cu înălțimea antenei de emisie. Este necesar ca în timpul măsurărilor puterea livrată de emițător să fie menținută la o valoare constantă.

Rezistența de radiație raportată la centrul elementului excitat direct poate fi determinată din fig. IV-53, d. Aceasta constituie doar o valoare orientativă, deoarece R_Σ depinde și de înălțimea la care este ridicat sistemul.

Exemplu. Să se determine dimensiunile principale ale unei antene canal de undă, formată din trei elemente, lucrînd în banda de 14 m.

Limitele benzii sînt: 21 ... 21,45 MHz. Frecvența mijlocie: $f_m = \sqrt{f_{inf} \cdot f_{sup}} = 21,2$ MHz, ceea ce corespunde la o lungime de undă $\lambda = 14,13$ m.

Alegem lățimea totală a sistemului $S = 5$ m; exprimată în lungimi de undă: $S = 0,35 \lambda$. Conform diagramei din fig. IV-55, e, câștigul maxim se obține pentru perechea de valori $s_d = 0,2 \lambda$, $s_r = 0,15 \lambda$.

Din diagramele IV-53, *a*, *b* și *c* se obțin dimensiunile elementelor :

$$l_r = 0,512 \lambda = 7,24 \text{ m}$$

$$l_d = 0,458 \lambda = 6,47 \text{ m}$$

$$l = 0,480 \lambda = 6,79 \text{ m}$$

Rezistența de radiație a sistemului este 21,5 Ω (fig. IV-53, *d*). Utilizându-se un dipol închis la care $d_1 = d_2$, se poate realiza o impedanță de intrare de patru ori mai mare ($Z_i = 86 \Omega$), ceea ce constituie o valoare apropiată de impedanța unui cablu coaxial (75 Ω).

Antenele canal de undă cu patru elemente sînt utilizate în banda de 10 m. Cîștigul realizabil cu acest sistem este de 9 10 dB. Pentru dimensionare se recomandă următoarele relații (fig. IV-54) :

$$s_r = 0,2 \lambda; s_{d1} = 0,2 \lambda; s_{d2} = 0,25 \lambda;$$

$$\frac{\lambda}{2d} = 100; \quad l = 0,51 \lambda; \quad l = 0,47 \lambda;$$

$$l_{d1} = 0,45 \lambda; \quad l_{d2} = 0,44 \lambda; \quad R_{\Sigma} = 30 \Omega.$$

Lățimea de bandă a sistemului (referitoare la cîștig) este de 4% din frecvența centrală.

Pentru realizarea adaptării dintre antenă și linie se pot utiliza dispozitivele descrise în capitolul IV. Totuși, în cazul antenelor canal de undă rotative se preferă dispozitivul de adaptare în *T* (fig. IV-55, *a*). Acesta se bazează pe faptul că impedanța dintre două puncte de pe un dipol rezonant, situate simetric față de centru, este rezistivă și valoarea ei depinde de distanța dintre cele două

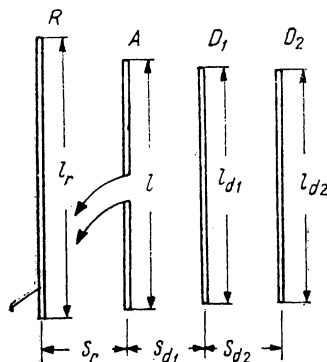


Fig. IV-54.

puncte. De aceea se pot găsi două puncte între care impedanța antenei să fie egală cu impedanța caracteristică a liniei. Linia se conectează la cele două puncte prin intermediul a două conductoare paralele cu dipolul (T_1 și T_2 din fig. IV-55, *a*) și a două piese de scurtcircuitare (P_1 și P_2). Acest dispozitiv este deosebit de favorabil în cazul cînd linia este bifilară, deoa-

rece simetria este asigurată. Intervine totuși o complicație: lungimea conductoarelor T_1 și T_2 fiind mai mică decât $\lambda/4$ impedanța de intrare de la bornele $m-n$ are și o componentă reactivă care trebuie să fie compensată. Acest lucru poate fi realizat prin intercalarea în serie a unor condensatoare variabile C_1 și C_2 (fig. IV-55, b) de circa 150 pF, sau prin ajustarea lungimii dipolului excitat.

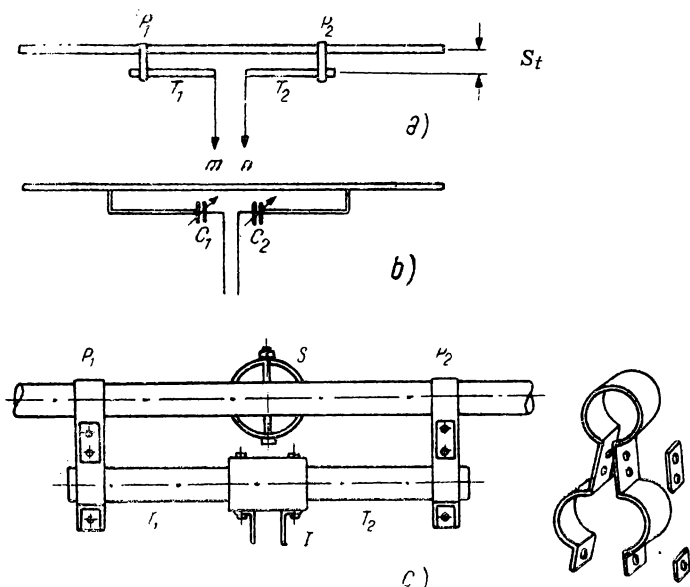


Fig. IV-55.

În mod practic, conductoarele T_1 și T_2 se confecționează din țevă de același diametru, ca dipolul excitat, avînd aproximativ lungimea $\lambda/6$, iar distanța s_t se ia de aproximativ $0,01 \lambda$. Piese P_1 și P_2 se așază, pentru început, la o distanță oarecare x de la centru (în cazul unei antene canal de undă, care urmează să fie alimentată printr-o linie bifilară de 300Ω și la care $s_d = 0,2 \lambda$ și $s_r = 0,15 \lambda$, se ia pentru orientare $x = 0,07 \lambda$). Se alimentează antenna cu o putere suficientă pentru a putea citi în bune condiții pe puntea de măsură, conectată în linie, factorul de unde staționare. Se deplasează piesele P_1 și P_2 de-a lungul dipolului

ăstrîndu-se simetria, pînă cînd se obține pentru σ o valoare minimă. Dacă această valoare nu este satisfăcătoare (este mai mare decît 1,5) trebuie să se ajusteze lungimea dipolului excitat. Se modifică puțin frecvența emițătorului și se urmărește variația lui σ ; dacă acesta devine minim, la o frecvență mai mare decît frecvența pentru care se face reglajul, lungimea antenei trebuie mărită — și invers. În cazul utilizării condensatoarelor C_1 și C_2 , nu se modifică lungimea dipolului excitat, ci se caută să se obțină un σ cît mai mic, reglînd succesiv capacitățile și poziția pieselor de scurt-circuitare.

În fig. IV-55, *c* sînt reprezentate unele detalii constructive ale dispozitivului de adaptare în T . Țeava S este suportul transversal care susține elementele radiante ale antenei; această țeavă se găurește în locurile unde trebuie să se fixeze dipolii; se trec dipolii prin găurile respective și se fixează cu ajutorul unui șurub montat transversal. Piesa I este un cilindru sau un paralelipiped dreptunghiular izolant, care cuprinde capetele conductoarelor T_1 și T_2 ; acestea din urmă se fixează cu cîte un șurub, care asigură în același timp și legătura electrică cu linia de alimentare.

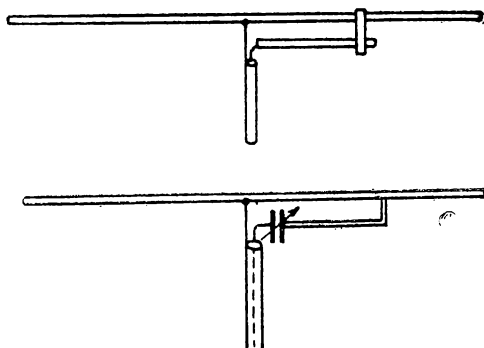


Fig. IV-56.

Varianta asimetrică a acestui dispozitiv de adaptare este cel în formă de Γ (gama). Acesta se utilizează în cazul cînd linia de alimentare este un cablu coaxial (fig. IV-56). Procedul de reglaj este analog cu cel arătat la dispoziti-

vul în T , cu deosebirea că se modifică numai lungimea acelei jumătăți a dipolului de care este prinsă piesa P .

O soluție foarte bună pentru adaptarea dipolilor cu impedanță mică o constituie, după cum am văzut anterior înlocuirea dipolilor simpli prin dipoli închiși.

În cazul cînd impedanța de intrare a dipolului excitat este de aproximativ $50\text{--}70\ \Omega$, alimentarea poate fi făcută cu un cablu coaxial. Însă dat fiind că acesta are o construcție asimetrică, trebuie să se utilizeze și un *dispozitiv de simetrizare*. Conductorul exterior al cablului este pus la pămînt. Dacă se conectează cablul la antenă în modul indicat în fig. IV-57, capacitățile față de pămînt ale celor două jumătăți ale dipolului vor fi diferite. Chiar dacă înainte de punctele

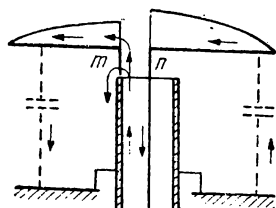


Fig. IV-57.

$m - n$ curenții au aceeași intensitate în conductorul interior și exterior al cablului, cele două jumătăți de dipol vor fi parcurse de curenți de intensitate diferită și ia naștere un curent de egalizare care se va scurge la pămînt de-a lungul suprafeței exterioare a conductorului exterior. Acest curent produce un câmp de radiație important, care duce la deformarea caracteristicii de direc-

tivité a antenei și mărește pierderile de energie ale sistemului.

Dispozitivul de simetrizare din fig. IV-58, *a* utilizează un cilindru metalic M , concentric față de cablul coaxial de alimentare și scurtcircuitat la capătul inferior cu conductorul exterior al cablului. Linia concentrică în $\lambda/4$, scurtcircuitată la capăt prezintă la intrare (pentru curentul de egalizare menționat mai sus) o impedanță infinită, izolînd astfel capătul superior al conductorului exterior de restul liniei. În baza aceluiași principiu funcționează și dispozitivul reprezentat în fig. IV-58, *b* la care se utilizează un al doilea cablu coaxial A_2 similar cu cablul de alimentare A_1 . La acest cablu A_2 , conductorul interior rămîne izolat (poate chiar să lipsească), neavînd nici un rol în funcționarea dispozitivului. Deoarece lungimea liniei simetrice formate de A_1 și A_2 nu influențează efectul de simetrizare, această lungime se ia uneori diferită de $\lambda/4$, căutînd astfel compensarea componentei reactive a impedanței de la bornele $m - n$ (de exem-

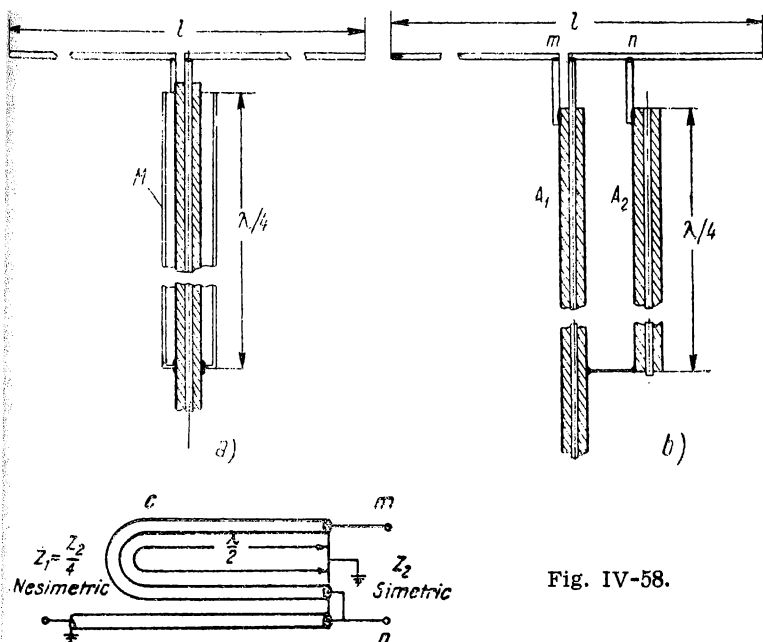


Fig. IV-58.

plu, în cazul dispozitivului de adaptare în T). În fig. IV-59 este reprezentat un detaliu privind realizarea constructivă a acestui dispozitiv de simetrizare.

Pe cînd dispozitivele de simetrizare descrise mai sus nu influențează relațiile de impedanță dintre antenă și linia coaxială, dispozitivul din fig. IV-58, *c* introduce o transformare de impedanță în raport de 1:4, dinspre partea nesimetrică spre cea simetrică. Aici linia auxiliară cu lungimea $\lambda/2$ asigură o defazare de 180° între tensiunile față de pămînt ale bornelor m și n . Acest dispo-

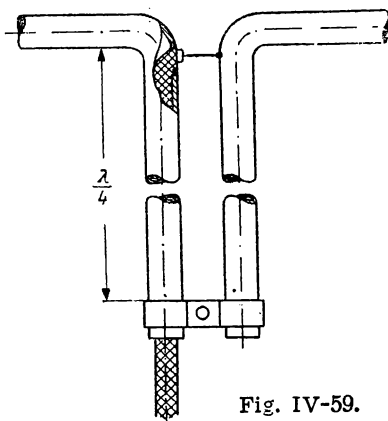


Fig. IV-59.

zitiv este adecvat, de exemplu, pentru adaptarea unei antene sau unei linii simetrice de $300\ \Omega$ la un cablu coaxial de $75\ \Omega$.

Antenele canal de undă sînt utilizate mai ales ca antene rotative; avantajele directivității sistemului se pot folosi astfel în aplicații la orice direcție geografică. O dificultate importantă, din punct de vedere constructiv, o constituie însă lungimea mare a dipolilor, în special pe benzile de 14 și 21 MHz. Pentru remedierea acestui neajuns s-a încercat construirea unor *antene cu elemente scurte*, introducînd în serie cu acestea — de obicei la mijlocul dipolilor — bobine care compensează reactanța capacitivă a dipolilor scurți.

De regulă, bobinele se dimensionează în așa fel, încît dipolul excitat să fie rezonant pe frecvența de lucru f_0 , reflectorul pe frecvența $f_r = 0,95 f_0$, iar directorul pe frecvența $f_d = 1,05 f_0$.

Scurtarea dipolilor are drept efect micșorarea rezistenței de radiație și a randamentului sistemului: cînd lungimea

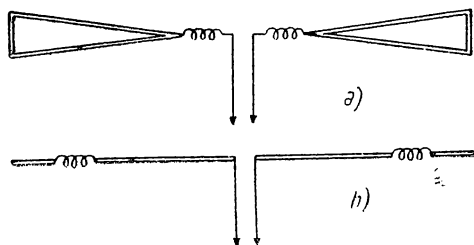


Fig. IV-60.

se reduce la jumătate, randamentul devine 40%, cu tendință de scădere din ce în ce mai rapidă. Pentru micșorarea dimensiunilor bobinelor — și prin urmare a pierderilor — elementele radiante se construiesc din țevi groase sau din țevi divergente (fig. IV-60, *a*). O altă soluție constă în așezarea cîte unei bobine aproape de cele două extremități ale dipolului (fig. IV-60, *b*). De asemenea există construcții la care bobinele sînt înlocuite prin trunchiuri de linie ajustabile, care ușurează reglajul întregului sistem.

În fig. IV-61 sînt reprezentate unele detalii constructive referitoare la antenele canal de undă. Capetele exterioare ale elementelor radiante (dipol, reflector sau director) se construiesc în așa fel încît să permită reglarea lungimii elementului (fig. IV-61, *a*). Pentru fixarea capetelor interioare ale dipolului se utilizează o piesă izolantă, de preferință din trolit (fig. IV-61, *b*). Modul de îmbinare rigidă dintre un element radiant și suportul lui este arătat în fig. IV-61, *c*.

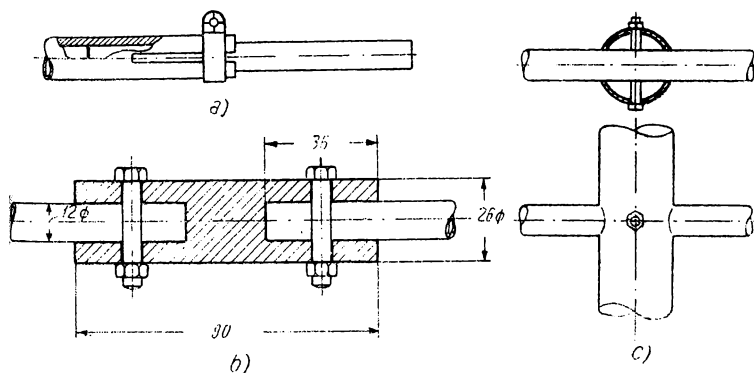
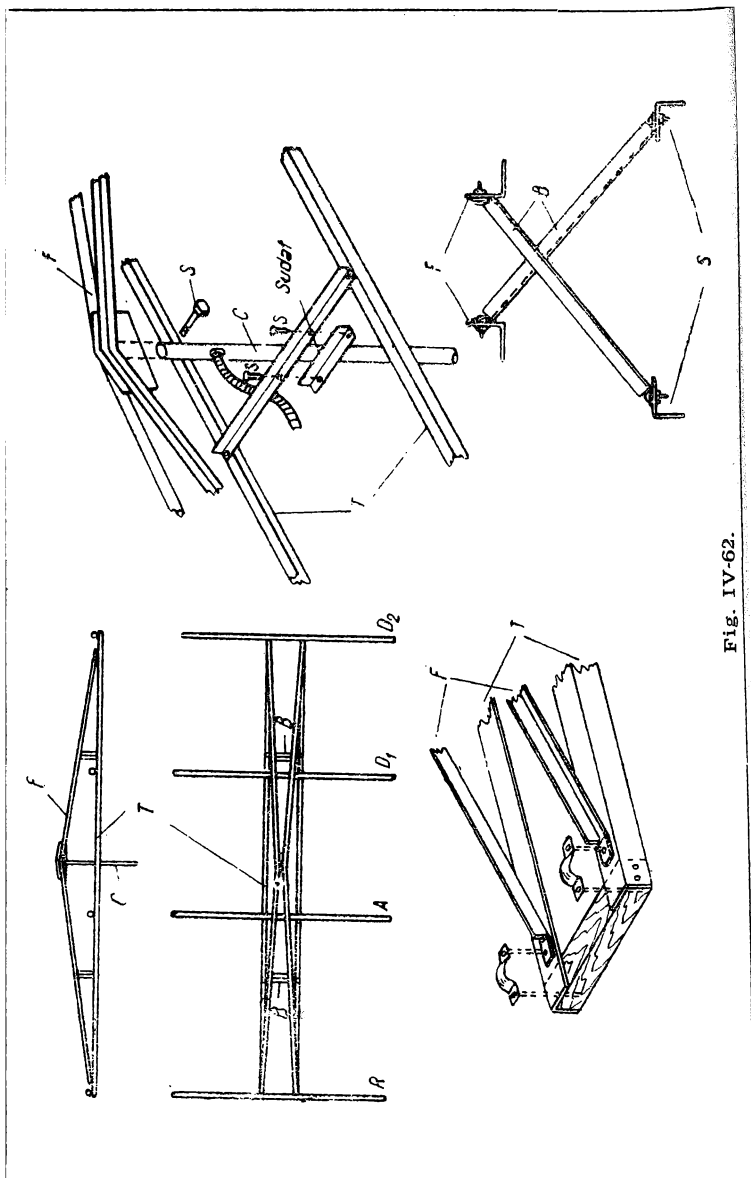


Fig. IV-61.

Construcția unei antene rotative pune în fața amatorului o serie de probleme de mecanică practică. Acestea se referă în special la realizarea unei construcții adecvate pentru susținerea antenei și la elaborarea dispozitivului de rotire.

Antena propriu-zisă, formată din dipolul activ, reflector și directoare, precum și suportul transversal pe care sînt fixate aceste elemente, trebuie să fie de construcție ușoară, dar în același timp rezistentă pentru a face față solicitărilor mecanice produse de vînt și chichiură. Din această cauză este recomandabil ca dipolii să fie confecționați de preferință din țeavă de aluminiu, iar suportul transversal din cornier de duraluminu sau din șipci de lemn de esență tare, impregnate sau acoperite cu un lac de protecție. În cazul sistemelor de antene portabile, ușor demontabile (utilizate în ultima vreme în banda de 28 MHz), elementele radiante



se confecționează din liță de antenă mai groasă, întinsă între capetele a două bastoane elastice (ca cele utilizate drept undiță), acestea fiind fixate cap la cap, în prelungire, cu ajutorul unei țevi scurte, de diametru corespunzător.

În fig. IV-62 sînt reprezentate detaliile constructive ale unei antene canal de undă, de construcție metalică cu patru elemente. Suportul transversal T este întărit printr-o fermă de ancorare F formată din patru corniere și fixată de țeava centrală C prin trei șuruburi S . În afară de punctele extreme, suportul transversal T și ferma sînt legate între ele în două puncte, prin cite o pereche de corniere încrucișate B . Este important ca centrul de greutate al sistemului să cadă pe axa țevii centrale C . Dat fiind că determinarea prin calcul a poziției centrului de greutate este dificilă, sistemul se echilibrează experimental. În acest scop se assemblează suportul T și ferma F , se montează elementele radiante D_1 , D_2 , A și R în punctele determinate prin calculul electric al antenei și se sprijină ansamblul întreg, în centrul lui geometric, pe o bară îngustă. După aceea se fixează greutatea pe una din extremitățile suportului pînă cînd ansamblul ajunge în echilibru. (De obicei centrul de greutate inițial nu cade departe de centrul geometric al sistemului, așa încît greutatea de echilibrare nu măresc în mod apreciabil greutatea întregului sistem).

În fig. IV-63 este reprezentat un suport transversal construit din șipci de lemn de 80×40 mm. În acest caz ancorarea (care are drept scop să împiedice deformarea sistemului și să amortizeze oscilațiile mecanice produse de vînt) se realizează cu ajutorul unor cabluri de fier zincat, cu diametrul de 3 mm, întinse prin mici manșoane de întindere. Elementele radiante se fixează pe șipcile a , b și c prin intermediul unor suporturi izolatoare.

Elementul de susținere al antenei rotative este determinat de amplasamentul instalației de emisie-recepție și în mare măsură de posibilitățile materiale ale amatorului. În principiu, există trei soluții: a) antena se montează pe o țeavă verticală instalată deasupra acoperișului și fixată de ferma acoperișului; b) țeava verticală care susține antena se fixează de un zid lateral al clădirii; c) se ridică un stîlp sau un pilon separat, pe care se montează antena, asigurîndu-i astfel un amplasament cît mai degajat.

Prima soluție este avantajoasă cînd emițătorul se află într-o încăpere situată sub podul clădirii (de exemplu la mansardă), căci în acest caz țeava *C* pe care este fixată antena poate fi prelungită pînă la încăperea emițătorului și antena poate fi rotită direct cu ajutorul unor minere sau al

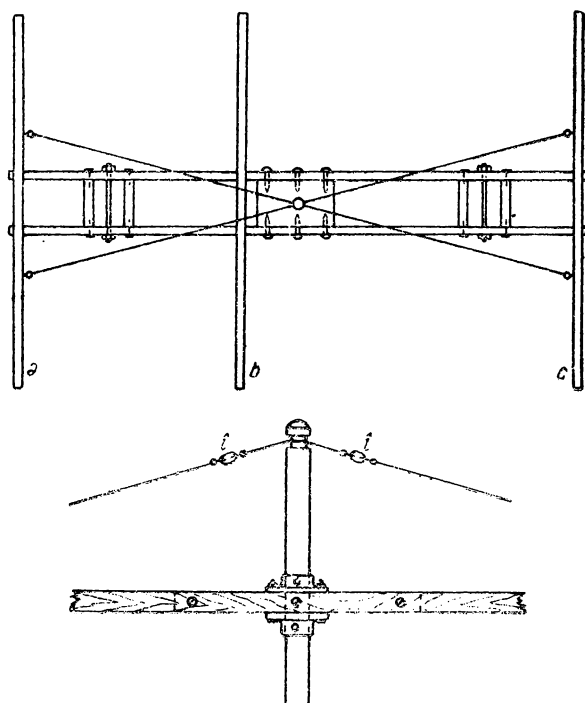


Fig. IV-63.

unei roți (fig. IV-64, *a*). Această construcție este simplă și puțin costisitoare. Țeava de susținere *C* trebuie să aibă diametrul de 25—40 mm, în funcție de greutatea antenei și de înălțimea la care este așezată. Dacă înălțimea antenei față de acoperiș este mai mare de 2 m se recomandă ca țeava *C* să fie ancorată. În acest scop se pot utiliza două flanșe: una fixată pe țeavă, iar cealaltă montată liber pe țeavă și ancorată după trei direcții care formează între ele 120° , cu aju-

torul unor cabluri de oțel cu diametrul de 2-4 mm (fig. IV-64, *b*). Țeava de susținere trebuie să fie fixată în două puncte prin lagăre, dintre care unul trebuie să fie prevăzut cu caneluri, pentru preluarea forței axiale. Se poate simplifica construcția acestuia din urmă, utilizându-se două flanșe frontale cu suprafețe de contact bine șlefuite, una (F_1) fiind fixată de clădire, iar cealaltă (F_2) fiind calată pe țeava C

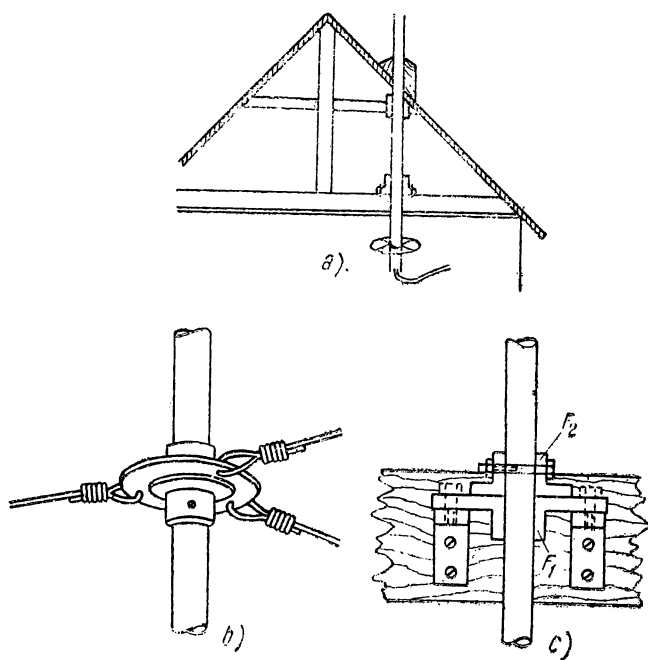


Fig. IV-64.

(fig. IV-64, *c*). Când emițătorul este așezat departe de acoperiș, antena instalată pe acoperiș este rotită cu ajutorul unui motor M comandat de la distanță (fig. IV-65).

În cazul soluțiilor *b* și *c*, țeava de susținere a antenei se fixează deasemenea cu două lagăre, cel inferior putînd fi o crapodină (lagăr axial). Antena se rotește cu ajutorul unei transmisii mecanice sau al unui motor comandat de la distanță.

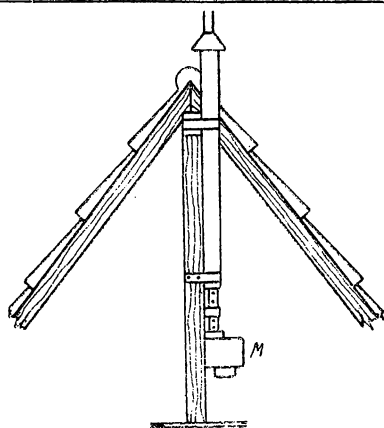


Fig. IV-65.

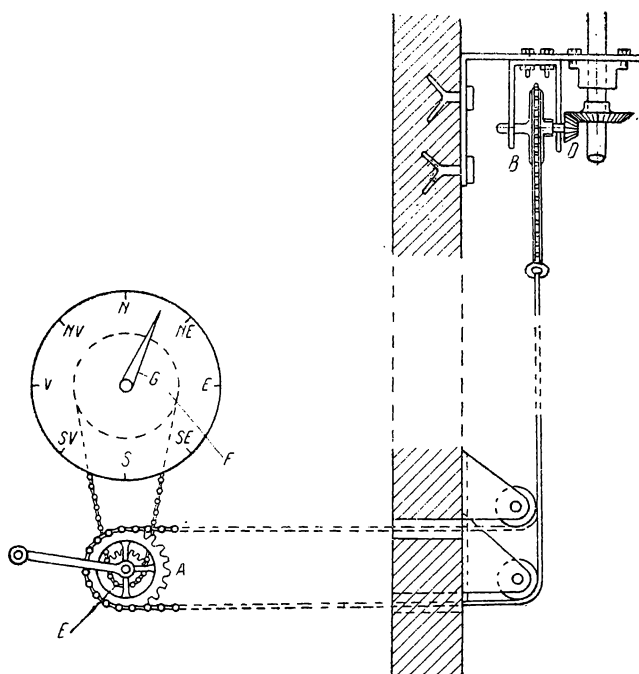


Fig. IV-66.

*Pentru transmisia mecanică se pot utiliza lanțuri care acționează un pinion montat fix pe țeava de susținere a antenei, prin intermediul unui angrenaj de roți dințate sau al unui șurub fără fine. Față de transmisia cu frînghie, cea cu lanț are avantajul că rotația se transmite cu jocul minim, așa încît poziția antenei poate fi controlată și cunoscută cu suficientă precizie după poziția roții de antrenare situată în încăperea unde este emițătorul. În fig. IV-66 este reprezentată o transmisie cu lanț și cu roți dințate conice. Roțile *A* și *B* au același diametru, iar raportul de transmisie al roților dințate *C* și *D* este 1 : 4. Pentru economie, lanțul poate fi înlocuit pe cea mai mare parte a traseului prin cablu de oțel, păstrîndu-se la cele două roți *A* și *B* cîte o porțiune de lanț cu lungime de cel puțin 5 ori perimetrul unei roți. Sistemul trebuie prevăzut cu piedici care să nu permită rotirea antenei mai mult de 360°, altfel lanțurile scapă de pe roțile *A* și *B*. O transmisie auxiliară *E-F*, cu raport de transmisie 1 : 4 acționează un indicator *G*, care se deplasează în fața unui cadran gradat de la 0 la 360° și indică azimutul după care este orientată antena.*

Acționarea electrică a antenei se face cu un motor mic de 100—200 W. Turația motorului fiind în general prea mare, trebuie utilizat un reductor format de mai multe angrenaje cu roți dințate, în așa fel încît antena să execute o rotație pe minut. Se recomandă ca motorul să fie instalat cît mai aproape de antenă pentru a evita oscilațiile țevii de susținere; pe de altă parte este necesar ca motorul să fie ferit de intemperii. De aceea, în cazul cînd motorul nu poate fi instalat în pod, el trebuie să fie prevăzut cu o casetă de protecție.

*În ceea ce privește regimul de acționare al antenei există două posibilități: a) antena poate fi rotită în mod continuu, sau b) cursa de rotație se limitează la 360° și la capătul cursei sensul de rotație se inversează. Alegerea dintre cele două posibilități este — după cum se va arăta — în strînsă legătură cu modul de cuplare a liniei de alimentare a antenei. Cursa motorului se limitează cu ajutorul unui comutator instalat lingă țeava de susținere și acționat de o camă fixată pe această țeavă (fig. IV-67): cînd antena a ajuns la capătul cursei, cama *O* împinge maneta basculantă *M* a dispozitivului de comutare *D*, care oprește moto-*

rul și comută conexiunile acestuia în așa fel încît să nu poată fi pornit decît în sensul opus. După aceasta a doua pornire, la capătul cursei cama acționează dispozitivul de

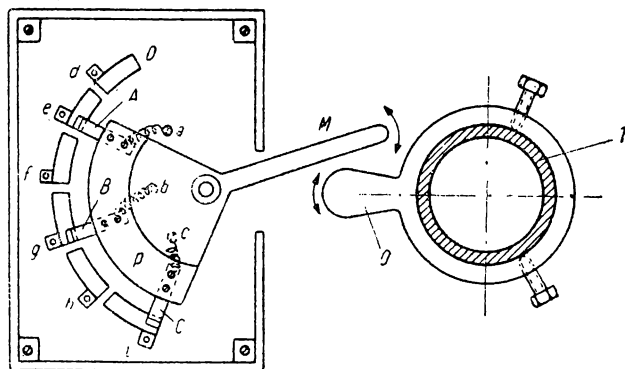


Fig. IV-67. Dispozitiv de limitare a cursei antenei :

T — țeava de susținere a antenei; *O* — camă; *M* — maneta comutatorului; *D* — dispozitiv de comutare; *A, B, C* — contacte arcuite, mobile; *a, b, c* — borne fixe legate la contactele *A, B, C* prin conductoare flexibile; *d, e, f, g, h, i* — contacte fixe; *P* — placă izolantă.

comutare din partea opusă, motorul se oprește din nou și la pornirea următoare își schimbă din nou sensul de rotație. În fig. IV-68 este reprezentată schema de conexiune a dis-

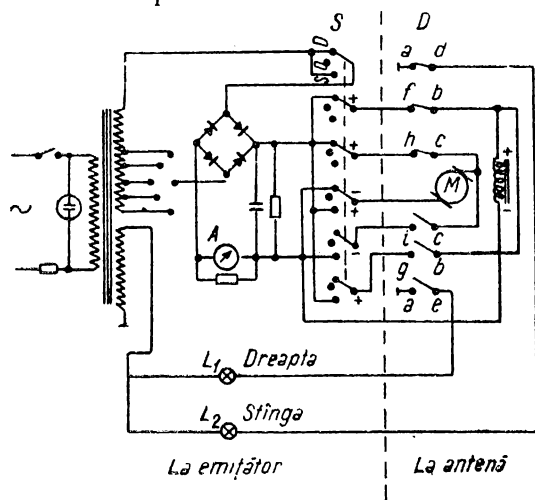


Fig. IV-68.

pozitivului de antrenare a unei antene în care se utilizează un mic motor de curent continuu, un redresor de alimentare, un comutator de comandă S instalat lângă emițător și un comutator D de limitare a cursei și de inversare a sensului de rotație. După cum se observă, inversarea sensului de rotație se realizează prin inversarea polarității tensiunii aplicate indusului, excitația motorului rămânând neschimbată. Ampermetrul A indică starea de funcționare a motorului, iar

lămpile de scală L_1 și L_2 indică senșul în care antena se rotește sau în care poate fi pornit.

Pentru indicarea poziției momentane a antenei acționate prin motor, există mai multe posibilități. Aici se vor

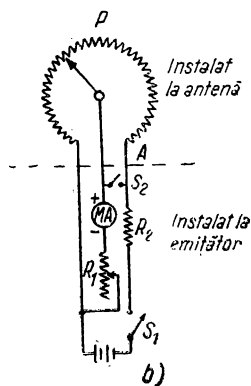
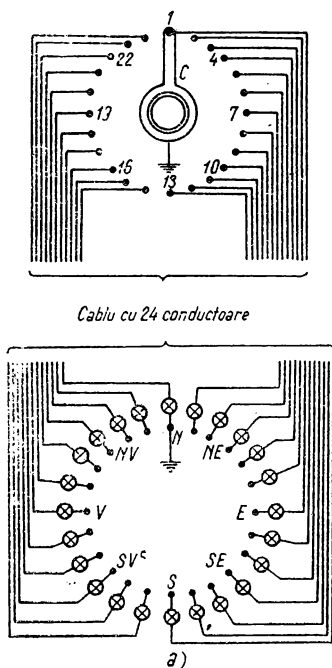


Fig. IV-69

descrie două din dispozitivele utilizate în acest scop. Unul din ele (fig. IV-69, a) este format dintr-un comutator cu 24 contacte m , al cărui cursor C , montat pe țeava de susținere a antenei, închide prin priza de pământ a sistemului de antenă circuitul uneia din cele 24 de lămpi de scală instalate pe tabloul de comandă al motorului. Lămpile sînt așezate pe circumferința unui cerc în așa fel încît lampa 1 să

ție aprinsă atunci cînd direcția principală de radiație coincide cu nordul. Acest dispozitiv are dezavantajul că necesită un număr mare de conductoare de legătură între antenă și tabloul de comandă.

Numărul conductoarelor de legătură este redus la trei în cazul dispozitivului reprezentat în fig. IV-69, *b*. Potențiometrul P se cuplează printr-un mijloc adecvat cu țeava de susținere a antenei, așa încît cursorul potențiometrului să se rotească sincron cu antena. În cazul cînd antena nu are cursă limitată, potențiometrul trebuie să aibă o construcție specială: rezistența sa să se întindă pe un unghi de aproape 360° (față de 270° , cît cuprind potențiometrele obișnuite) și să nu aibă piedici care să limiteze rotația cursorului. Miliampermetrul MA trebuie prevăzut cu o scară nouă, etalonată în grade, după azimutul în care este dirijată antena; etalonarea se face cu ocazia instalării antenei. Rezistorul R_2 se alege în așa fel încît în poziția A a cursorului (reostatul R_1 fiind la maximum), instrumentul să indice deviația maximă. Reostatul R_1 se utilizează pentru reglarea curentului atunci cînd tensiunea bateriei B scade. Pentru aceasta se comută cheia S_2 și se reglează reostatul R_2 pînă cînd instrumentul indică deviația maximă.

În sfîrșit, o problemă importantă o constituie *cuplarea liniei de alimentare cu antena*. În cazul cînd mișcarea antenei este limitată la o singură rotație, se poate utiliza un cablu flexibil, coaxial sau bifilar, instalat suficient de liber ca să nu împiedice rotirea antenei. În cazul cînd rotația antenei nu este limitată, soluția de mai sus nu mai este aplicabilă, deoarece cablul s-ar răsuci pe țeava de susținere și s-ar putea rupe (sau ar opri rotația antenei, frînînd motorul care s-ar putea arde din acest motiv). De aceea trebuie să se prevadă legătura dintre linia instalată fix și o linie mai scurtă, montată pe antenă. În fig. IV-70, *a* este reprezentat un dispozitiv instalat deasupra palierului superior de susținere a antenei, format din două inele fixe — legate la linia de alimentare L_1 — în jurul cărora se rotesc două contacte arcuite de bronz, fixate pe suportul transversal T al antenei; contactele se leagă la dipolul activ prin intermediul unei linii bifilare L_2 cu lungimea $\lambda/4$, care servește în același timp pentru adaptarea liniei L_1 cu impedanța caracteristică de 600Ω la impedanța de intrare a dipolului activ.

Un alt dispozitiv este reprezentat în fig. IV-70, *b*; în acest caz antena este alimentată printr-un cablu bifilar ecranat L_2 care coboară prin interiorul țevii de susținere C pînă la orificiul 0. Aici ecranul se leagă la țeava de susținere (pusă la pămînt), iar cele două conductoare la cîte un disc D cu marginea scobită. Discurile sînt înconjurate de cîte un inel flexibil I (confecționat din 2—3 straturi din liță de antenă) întins prin cîte un resort. Inelele sînt legate la linia de alimentare propriu zisă.

Dispozitivul din fig. IV-71, *a* și *b* utilizează în locul contactelor alunecătoare, cuplajul inductiv dintre linia de alimentare și linia montată pe antenă. Pentru ca acest cuplaj să fie constant în orice poziție a antenei, realizarea mecanică a dispozitivului necesită o mare precizie. Dispozitivul poate fi utilizat în cazul cînd linia de alimentare are impedanță caracteristică ridicată (de exemplu $Z_0 = 600 \Omega$). După

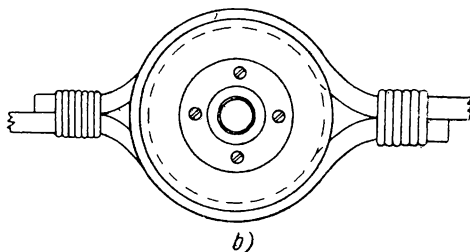
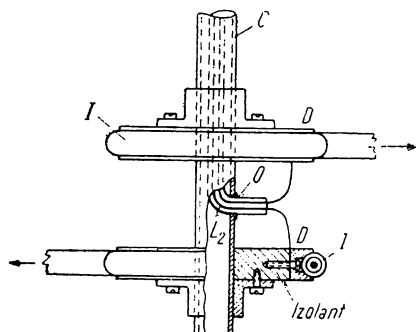
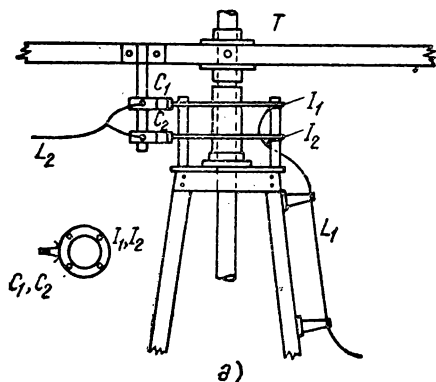


Fig. IV-70.

cum se observă din fig. IV-71, *a*, bucla primară formează cu capacitatea C_1 un circuit oscilant derivație, iar bucla secundară cu capacitățile C_2 și C_3 un circuit oscilant serie.

Buclele L_1 și L_2 se realizează sub forma de inele cu diametrul de 30 cm, confecționate din țevă de cupru cu grosimea de 3 mm și se montează pe trei sau mai multe izolatoare de porțelan *I* (v. fig. IV-71, *b*). Distanța dintre inele trebuie să fie reglabilă între limitele de 3—30 mm, prin deplasarea plăcii superioare P_2 de-a lungul țevii de susținere a antenei. Inelele trebuie să fie la o distanță de cel puțin 15 cm de orice piesă metalică și țeava centrală trebuie să aibă un diametru cât mai mic posibil. De asemenea, este necesar ca inelele să fie așezate perfect perpendicular pe țeava centrală și să fie bine centrate; în cazul contrar, cuplajul variază în timpul rotirii antenei.

Înainte de instalare, bucla primară, cea secundară și antena trebuie să fie acordate la rezonanță fiecare în parte. După asamblarea întregului sistem, linia de alimentare se conectează la emițător și se variază cuplajul dintre cele două bucle pînă ce factorul de unde staționare σ scade la minimum. Dacă σ este mai mare decît unu, se ajustează condensatoarele variabile pînă cînd σ scade la valoarea minimă posibilă.

c) Antene cu unde progresive

Tipurile de antene examinate pînă acum funcționează în regim de unde staționare, fiind acordate la rezonanță pe frecvența de lucru. Totuși, rezonanța nu reprezintă o condiție necesară pentru ca radiația să aibă loc. Un conductor lung, instalat paralel cu suprafața solului, lucrînd în regim de unde progresive, radiază de asemenea energie electromagnetică dacă înălțimea la care este așezat e de același ordin de mărime ca lungimea de undă. Regimul de unde progresive se realizează conectînd la capătul liniei monofilare o rezistență egală cu impedanța caracteristică a liniei Z_0 (fig. IV-72, *a*). În acest fel se obține cel mai simplu tip de antenă cu unde progresive, denumit și *antenă nerezonantă cu fir lung*. Ea poate fi considerată drept o linie bifilară (al doilea conductor îl constituie imaginea conductorului real, simetrică față de suprafața pămîntului) la care distanța din-

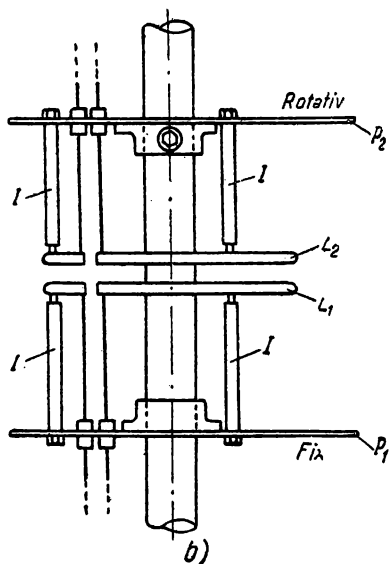
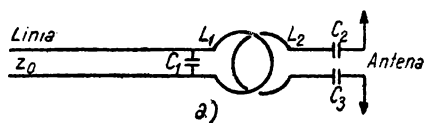


Fig. IV-71.

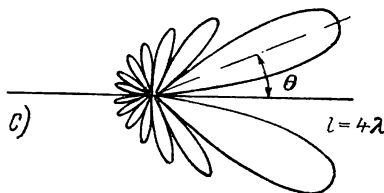
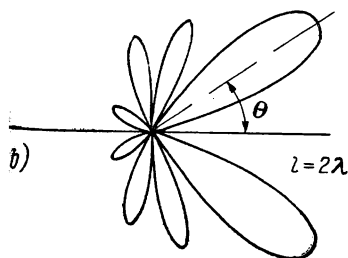
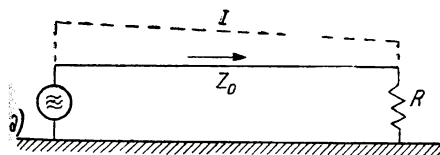


Fig. IV-72.

tre conductoare este atît de mare încît pierderile de energie prin radiație sînt considerabile.

Dat fiind că în cazul unei antene cu unde progressive energia se propagă de-a lungul conductorului numai într-un sens: de la generator spre rezistența terminală R , *radiația antenei este unidirecțională*. Caracteristica de radiație în spațiul liber are forma unei pîlnii; în fig. IV-72, *b* și *c* sînt reprezentate două secțiuni prin caracteristicile spațiale respective situate în planul meridian, pentru două lungimi diferite ale antenei. Unghiul θ pe care-l formează axa lobului principal al caracteristicii cu axa antenei variază cu lungimea acesteia (fig. IV-73). Datorită influenței pămîntului,

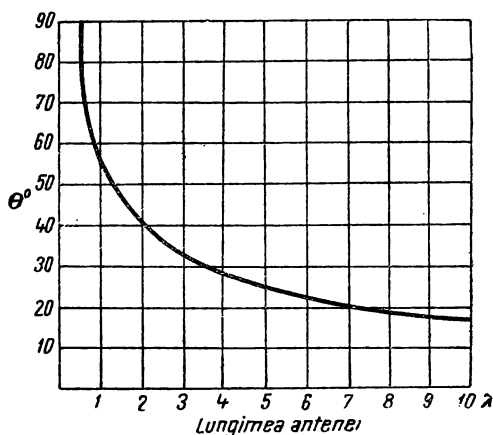


Fig. IV-73.

diagrama de radiație în plan vertical se modifică, conform celor arătate în cap. II, pct. 5.

O proprietate esențială a antenelor cu unde progressive constă în aceea că regimul de lucru se păstrează pe orice frecvență (deoarece Z_0 este independentă de frecvență). Se modifică doar forma caracteristicii de radiație: directivitatea este mai mare pe frecvențele mari. Din aceste motive antenele cu unde progressive pot fi utilizate pe o bandă largă de frecvențe. Această categorie de antenă are însă și dezavantaje: dimensiunile antenei sînt mari și o parte însem-

nată a energiei debitate de emițător se pierde în rezistența terminală.

Prin combinarea a două antene cu fir lung se obține antena semirombică reprezentată din fig. IV-74. Pentru instalarea ei nu este nevoie decât de un singur stîlp. Dacă dimensiunile sistemului se aleg în așa fel încît înclinația φ a conductoarelor să fie egală cu unghiul θ al lobilor principali, radiația ramurii ascendente și a celei descendente prezintă o direcție principală comună orizontală. În celelalte direcții radiația celor două ramuri se compensează în mare măsură. Polarizația undei radiate este verticală. Atunci cînd se modifică frecvența de lucru, unghiul θ al lobilor se modifică,

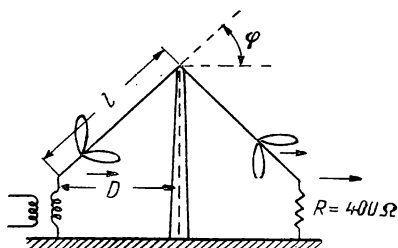


Fig. IV-74.

însă lobul principal al caracteristicii de radiație rezultante (obținută prin însumarea caracteristicilor celor două ramuri) își păstrează direcția; doar deschiderea fasciculului se mărește.

Rezistența terminală R este de aproximativ 400Ω , este neinductivă și trebuie să fie dimensionată pentru o disipație egală cu jumătate din puterea emițătorului. Pentru a asigura o punere la pămînt satisfăcătoare, este recomandabilă instalarea unei plase de sîrmă sub antenă, avînd o lățime de ordinul lungimii de undă.

Din categoria antenelor cu unde progresive face parte și antena rombică. Aceasta este foarte răspîdită în radio-comunicațiile comerciale, însă — datorită dimensiunilor mari — realizarea ei prezintă dificultăți serioase pentru radioamatori.

Antena rombică constă din patru conductoare lungi suspendate pe cel puțin patru stîlpi, formînd un romb situat în planul orizontal. În fig. IV-75 este reprezentată sche-

matic o antenă rombică (fig. IV-75, *a* — proiecția orizontală, fig. IV-75, *b* — proiecția pe plan vertical), indicându-se dimensiunile principale ale antenei. Unghiul de înclinare a laturilor se alege în așa fel încît una din direcțiile principale de radiație ale fiecărei laturi să coincidă între ele. În acest

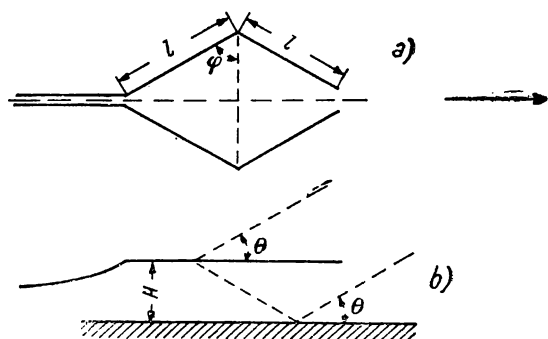


Fig. IV-75.

fel se obține o directivitate pronunțată, putîndu-se realiza un câștig de aproximativ 12 dB.

Unghiul de elevație al direcției principale de radiație (unghiul format cu planul orizontal) depinde de lungimea l a laturii rombului și de înălțimea H la care este ridicată antena. În cazul unor comunicații la mare distanță, această

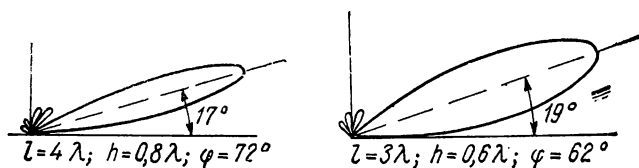


Fig. IV-76.

înălțime trebuie să fie de cel puțin $3\lambda/4$. În fig. IV-76 sînt reprezentate caracteristici de radiație pentru cîteva cazuri tipice.

Pentru dimensionarea antenelor rombice se poate utiliza diagrama din fig. IV-77 care permite determinarea

unghiului φ și a înălțimii H la care se montează antena, în funcție de lungimea l a laturilor (aleasă după posibilitățile existente și după unghiul de elevație θ dorit).

Rezistența terminală R are o valoare de aproximativ 800Ω . Pentru ca ea să fie accesibilă în timpul reglajului, rezistența terminală se conectează de multe ori la antenă prin intermediul unei linii cu $Z_0 = 800 \Omega$.

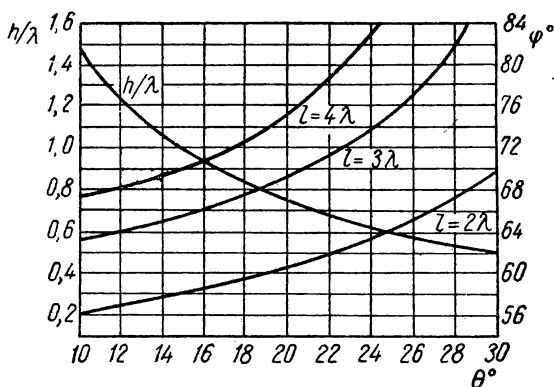


Fig. IV-77.

Antena se alimentează printr-o linie bifilară de 800Ω nerezonantă. Pentru a asigura o valoare constantă impedanței de intrare a antenei pe o bandă largă de frecvențe, laturile rombului se construiesc din câte 3—4 conductoare.

Exemplu: Pentru construirea unei antene rombice există un spațiu disponibil de 120×60 m.

Frecvența de lucru: $14,3$ MHz. Unghiul de elevație dorit: $\theta = 18^\circ$.

$$\lambda = \frac{300}{14,3} = 21 \text{ m}$$

În prima aproximație se ia latura rombului $l = 3\lambda$. În fig. IV-77, pe curba respectivă se citește pentru $\theta = 18^\circ$ unghiul de înclinare $\varphi = 67^\circ 30'$, iar cu ajutorul curbei h/λ se obține înălțimea optimă de așezare a antenei: $h = 0,8 \lambda = 16,8$ m.

Diagonala mare a rombului va fi:

$a = 2l \sin \varphi = 2 \cdot 3 \cdot 21 \cdot \sin 67^\circ 30' = 126 \cdot 0,92388 = 117,3$ m
iar diagonala mică:

$$b = 2l \cos \varphi = 2 \cdot 3 \cdot 21 \cdot \cos 67^\circ 30' = 126 \cdot 0,38268 = 48,4 \text{ m.}$$

Prin urmare spațiul disponibil permite realizarea antenei. Singura dificultate o constituie înălțimea la care trebuie să fie instalată.

CAPITOLUL V

ANTENE PENTRU UNDE METRICE

Datorită particularităților de propagare a undelor metrice, comunicațiile în această bandă se realizează numai cu ajutorul unde terestre. La frecvențe de peste 30 MHz, predomină unda spațială și din acest motiv *comunicații sigure nu pot avea loc decât în cazul cînd vizibilitatea directă dintre antena de emisie și cea de recepție este asigurată*. În consecință, pentru a mări raza de acțiune a unei antene (fie de emisie, fie de recepție), aceasta trebuie instalată la o înălțime cît mai mare față de sol. De asemenea, este de dorit ca direcția principală de radiație să fie cît mai aproape de orizontală.

În cazul propagării prin unda directă, planul de polarizare se păstrează; prin urmare antena de recepție trebuie să aibă aceeași direcție de polarizare ca cea de emisie. Totuși, în orașe, se întîmplă uneori ca planul de polarizare să se modifice datorită reflexiilor multiple pe clădiri înalte.

Date obținute experimental au arătat că polarizarea orizontală este mai avantajoasă datorită faptului că în acest caz nivelul perturbațiilor electromagnetice captate de antena de recepție este mai redus.

În condiții atmosferice speciale este posibilă realizarea unei comunicații la distanță mare, de aproximativ 500—3000 km, însă în general aceste condiții sînt nestabile și incidentale, crearea lor fiind favorizată în lunile de vară.

Toate tipurile de antene utilizate în banda de unde decametrice pot fi întrebuințate și în banda de unde metrice. În afară de aceasta, datorită lungimii de undă relativ mici, se pot folosi și sisteme de antene directive, care la frecvențe mai joase ar avea dimensiuni prea mari.

Se vor examina cîteva tipuri de antene specifice pentru banda de unde metrice.

1. Antene cu directivitate mică

Cea mai simplă antenă utilizată în banda de unde metrice este *dipolul vertical în semiundă*. În cazul cînd linia de alimentare este un cablu coaxial, dipolul este o continuare a conductorului interior al cablului, legătura făcîndu-se printr-un transformator de adaptare în $\lambda/4$ (fig. V-1, a). Prin alegerea corectă a distanței dintre conductoarele transformatorului de adaptare, se poate obține ca linia coaxială să fie încărcată cu o sarcină egală cu impedanța lui caracteristică. În fig. V-1, b este reprezentată o variantă utilizată în cazul cînd linia de alimentare este bifilară, cu impedanță caracteristică ridicată. Acest tip de antenă are avantajul că bara

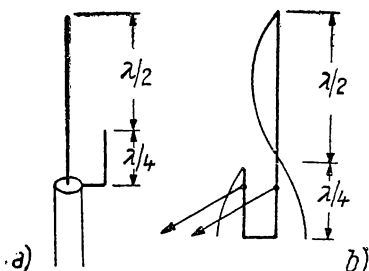


Fig. V-1.

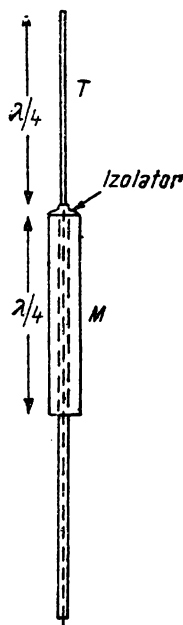


Fig. V-2. Antenă coaxială:
C — cablu coaxial; M — mufă metalică; I — izolator; T — tijă.

inferioară, de scurtcircuitare, poate fi pusă la pămînt.

Pentru a evita apariția curenților de suprafață pe conductorul exterior al cablului coaxial — curenți care modifică în mod nefavorabil caracteristica de radiație a antenei —

se utilizează antene coaxiale (sau antene cu mufă). Conductorul central al cablului coaxial se conectează la o tijă T cu lungimea egală cu $\lambda/4$, iar conductorul exterior la mufa metalică M care are aceeași lungime (fig. V-2). Mufa împreună cu conductorul exterior formează o linie coaxială în sfert de lungime de undă, scurtcircuitată, care prezintă o impedanță infinită pentru curenții care trec de pe partea radiantă pe conductorul exterior al cablului. Tija T și suprafața exterioară a mufei M formează un dipol vertical în semiundă. Dat fiind că impedanța de intrare a dipolului este 60—70 Ω , linia coaxială funcționează în regim de unde progresive.

Cînd este necesar ca antena și sistemul ei de alimentare să lucreze pe o bandă largă de frecvențe, fără să fie necesară ajustarea acordului la schimbarea lungimii de undă, se utilizează *antene de bandă largă*. Acestea au fost elaborate de fapt pentru transmiterea unor semnale al căror spectru ocupă o bandă întinsă de frecvențe, cum sînt semnalele de televiziune și cele transmise prin modulație de frecvență.

Una din cele mai importante categorii de antene de bandă largă o formează *antenele cu grosime*, constituite din conductoare ale căror dimensiuni transversale nu pot fi neglijate față de lungimea de undă. Prin îngroșarea conductoarelor, caracteristica de frecvență a impedanței de intrare (curba care reprezintă variația impedanței de intrare în funcție de frecvență) se aplatisează și aspectul general al caracteristicii de radiație rămîne constant pe o bandă largă de frecvențe.

O formă răspîndită a antenelor cu grosime este *antena cilindrică*, care nu este altceva decît un dipol format dintr-o țevă de diametru mare. Lățimea de bandă a sistemului de antenă este cu atît mai mare, cu cît raportul l/d este mai mic. Scurtarea lungimii dipolului, față de lungimea teoretică l_0 corespunzătoare frecvenței mijlocii, se determină cu ajutorul diagramei din fig. II-3 pentru dipoli în semiundă și cu ajutorul diagramei din fig. V-3 pentru dipoli cu rezonanță totală ($l_0 = \lambda$).

Antena biconică (fig. V-4) prezintă o bandă de lucru foarte largă, însă construcția și instalarea ei este dificilă.

Din punct de vedere constructiv, soluția cea mai favorabilă este alcătuirea antenei din țevi sau tije, consolidate la capete

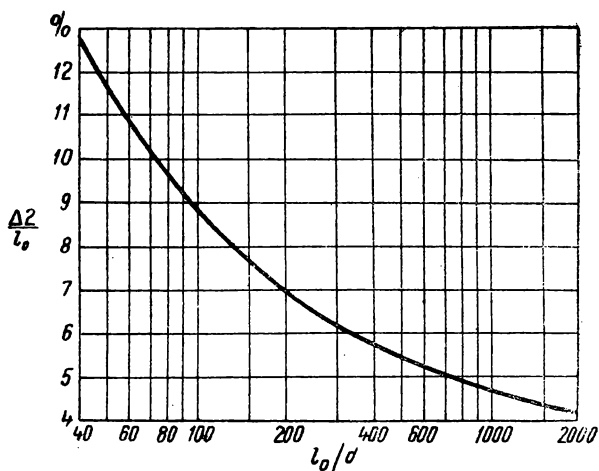


Fig. V-3.

prin câte un inel. Cele două conuri se fixează de obicei pe un suport orizontal din lemn impregnat, prin intermediul unor

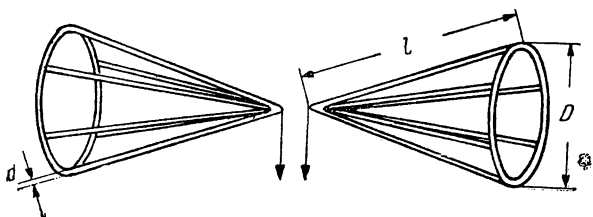


Fig. V-4. Antenă biconică :

$l = 600$ mm; $D = 300$ mm; $d = 6$ mm; $Z_{intr} = 300 \Omega$; bandă de lucru — 125 ... 275 MHz.

izolatoare de porțelan adecvate. Dimensiunile date în fig. V-4 corespund alimentării printr-o linie bifilară.

O variantă simplificată a antenei biconice este cea reprezentată schematic în fig. V-5. Aceasta este formată din două suprafețe triunghiulare, din tablă sau din țesătură de sîrmă, fixată pe două rame din fier cornier. În aceeași figură este reprezentată și variația impedanței de intrare a antenei, în funcție de unghiul de deschidere.

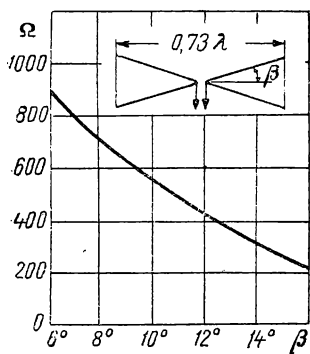


Fig. V-5.

Antenele de bandă largă, descrise pînă acum, au caracteristica de radiație asemănătoare cu cea a unui dipol filiform, de lungime corespunzătoare.

În sfîrșit, antena cu banda de frecvențe cea mai largă cu direcție de polarizare verticală, este *antena discon*, reprezentată în fig. V-6, a. În plan orizontal această antenă este omni-direcțională.

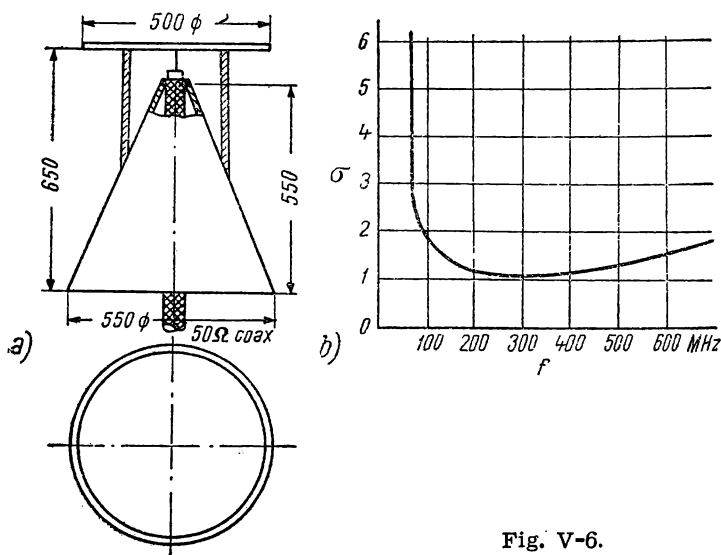


Fig. V-6.

În plan vertical, unghiul de elevație al direcției principale de radiație crește o dată cu creșterea frecvenței. Frecvența de lucru minimă a antenei discon este

$$f_0 = \frac{75}{l_g}$$

în care l este lungimea generatoarei conului.

În fig. V-6, *b* este reprezentată variația factorului de unde staționare pe o linie coaxială de 60Ω care alimentează antenna discon cu dimensiunile indicate în fig. V-6, *a*.

2. Sisteme de antene directive

Dintre sistemele de antene directive descrise în capitolul IV, în banda de unde metrice se utilizează în special antenele canal de undă sau antenele Yagi, precum și sistemele de antene alimentate în fază. Datorită faptului că în această bandă lungimea dipolilor este mai mică, se construiesc și sisteme mai complexe, obținându-se o directivitate bună.

Antene etajate. Așezînd două sau trei antene canal de undă una deasupra celeilalte și alimentîndu-le în fază, cîștigul de putere al sistemului crește cu 3—5 dB față de cîștigul unei singure antene. Distanța dintre etaje trebuie să fie cel puțin $\lambda/2$, valoarea optimă fiind $s_e = 0,67\lambda$ în cazul cînd etajele cuprind cîte două sau trei elemente, și $s_e = \lambda$ cînd etajele cuprind cîte patru sau cinci elemente.

La dimensionarea elementelor de adaptare, trebuie să se țină seamă de faptul că datorită cuplajului dintre etaje, rezistența de intrare a acestora se modifică¹⁾.

Drept date orientative pentru variația rezistenței de intrare R_i în funcție de distanța s_e dintre etaje, se pot considera următoarele :

$$\begin{array}{ll} s_e = 0,5 \lambda & R_i = -16\% \\ s_e = 0,67 \lambda & R_i = -35\% \\ s_e = \lambda & R_i = +4\% \end{array}$$

¹⁾ Deoarece în cazul antenelor acordate la rezonanță impedanța de intrare este rezistivă, se poate vorbi despre rezistența de intrare.

De exemplu, în cazul sistemului reprezentat în fig. V-7 impedanța R_i' de 35Ω , găsită în diagrama din fig. IV-50 în ipoteza că elementul excitat este un dipol simplu, este transformată în raport de 4:1 — adică la valoarea: $R_i'' = 140 \Omega$ — prin faptul că elementul excitat este un dipol închis cu $d_1 = d_2$. Datorită cuplajului dintre etaje, rezistența R_i'' scade cu 16%, adică rezultă $R_i = 118 \Omega$.

Una din posibilitățile de alimentare a sistemului constă în utilizarea unei linii auxiliare cu lungimea electrică $\lambda/2$, care leagă între ele cele două etaje (fig. V-7, a). Linia trebuie să fie răsucită cu 180° , pentru a compensa defazajul de 180° , care are loc de-a lungul ei. Impedanța caracteristică a

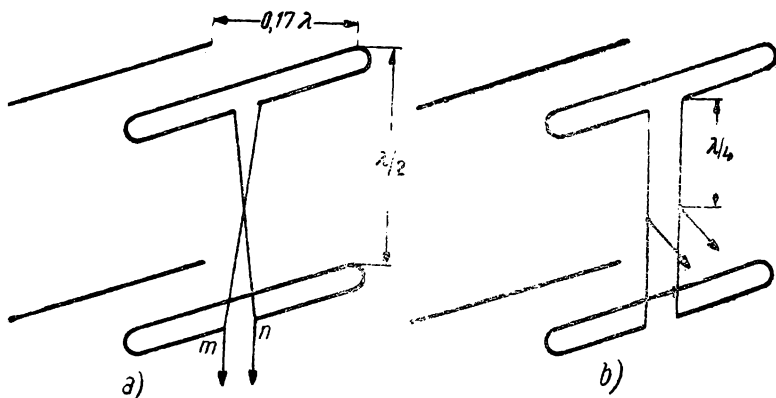


Fig. V-7.

acestei linii Z_0' poate fi arbitrară, deoarece orice linie în $\lambda/2$ transformă impedanțele în raport de 1:1; totuși, este recomandabil ca impedanța Z_0' să aibă valoarea apropiată de cea a rezistenței R_i pentru ca pierderile de pe linia auxiliară să fie cât mai mici. Linia de alimentare propriu-zisă va fi încărcată cu o sarcină $R_i/2 = 59 \Omega$ (datorită punerii în paralel a impedanțelor de intrare ale celor două etaje), deci poate fi formată dintr-un cablu coaxial cu impedanța $Z_0 = 60 \Omega$. Aceasta se conectează în punctele $m-n$ printr-un dispozitiv de simetrizare, care nu introduce transformare de impedanță (fig. IV-58, b).

O altă posibilitate de a alimenta sistemul este arătată în fig. V-7, *b*. Cele două jumătăți ale liniei auxiliare se utilizează drept transformatoare de impedanță în $\lambda/4$. Dacă linia de alimentare este bifilară, avînd impedanța caracteristică $Z_0 = 300 \Omega$, impedanța caracteristică a liniei auxiliare trebuie să fie:

$$Z'_l = \sqrt{R_l \cdot 2 Z_0} = \sqrt{118 \cdot 2 \cdot 300} = 270 \Omega.$$

Această linie poate fi realizată din conductoare cu diametrul de 2 mm așezate la distanța $D = 10$ mm, sau $d = 3$ mm și $D = 15$ mm.

În cazul cînd distanța dintre etaje este $0,67 \lambda$ linia auxiliară poate fi o linie bifilară cu dielectric de aer sau de masă plastică, avînd lungimea electrică $l_e = \lambda$ și fiind întinsă în modul arătat în fig. V-8, *a* sau un cablu bifilar ecranat

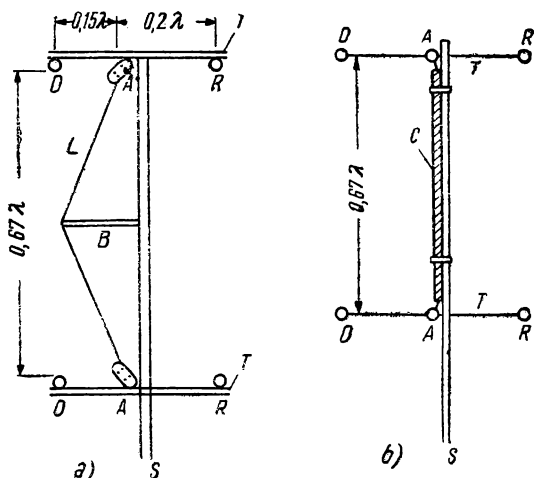


Fig. V-8. Alimentarea în fază a două antene canal de undă, care formează împreună o antenă etajată:

A — dipol activ; D — director; R — reflector; T — suport transversal; S — țeava de susținere a sistemului; L — linie auxiliară bifilară; C — cablu bifilar ecranat; B — bară de întindere a liniei bifilare.

(fig. V-8, *b*). Acest din urmă caz este favorabil din punct de vedere constructiv, deoarece lungimea geometrică a unui asemenea cablu la care $l_e = \lambda$ este $l_g = 0,67\lambda$, adică egală

exact cu distanța dintre etaje. În loc de cablu bifilar ecranat se pot utiliza două cablu coaxiale, conductoarele exterioare fiind legate între ele.

Sisteme de antene cu alimentare în fază prevăzute cu reflectoare pasive, pot fi realizate relativ ușor în benzile de amatori de 144, 220 și 420 MHz. În fig. V-9, *a* este reprezentat un astfel de sistem, format din 12 elemente la care distanța dintre dipolii activi și reflectoarele corespunzătoare este: $s_r = 0,15 \lambda$. În fig. V-9, *b* este reprezentat suportul metalic al dipolilor, construit din țevi. În orificiile practi-

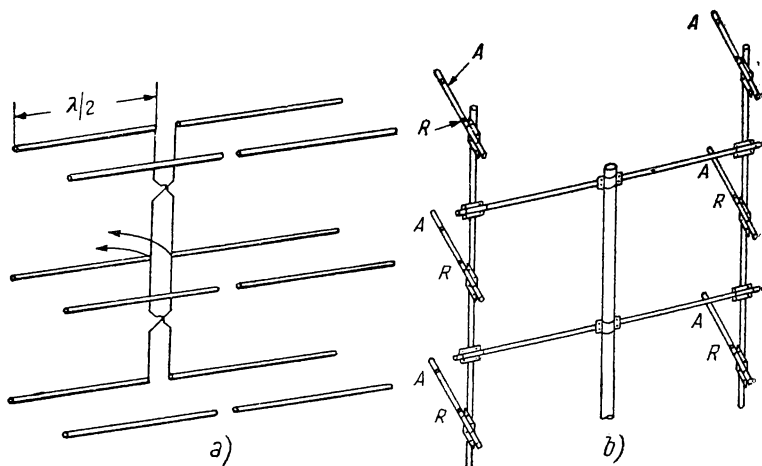


Fig. V-9.

cate transversal în țevi se fixează dipolii, și anume în cele notate cu *A*, dipolii activi, iar în cele notate cu *R*, reflectoarele. Dipolii pot fi fixați direct pe țevi — fără intermediul unui material izolant — deoarece punctele de fixare se află în mijlocul dipolilor unde tensiunea este nulă în permanență (nod de tensiune). Cîștigul sistemului este de 12 dB. Un sistem asemănător, format din 16 elemente și avînd $s_r = 0,2 \lambda$, are un cîștig de aproximativ 14 dB.

La frecvențe mai mari de 200 MHz, dipolii reflectori pot fi înlocuiți printr-un singur *reflector plan*. În fig. V-10 este reprezentat un sistem format din 8 dipoli alimentați în fază, prevăzut cu reflector plan. Acesta se realizează din foi meta-

lice compacte, din țesătură de sîrmă sau dintr-un grătar de conductoare cu elemente active așezate paralel, la o distanță de cel mult $0,1\lambda$ între ele. Cîștigul maxim produs de reflector (de aproximativ 6 dB) se obține atunci cînd distanța dintre elementele active și reflector este $s_r = (0,1 \dots 0,15)\lambda$.

Totuși, adeseori se adoptă o distanță mai mare, în scopul realizării unei impedanțe de intrare mai convenabile. Dimensiunile reflectorului se aleg în așa fel încît să

depășească cu $\lambda/4$ suprafața ocupată de elementele active în fiecare direcție.

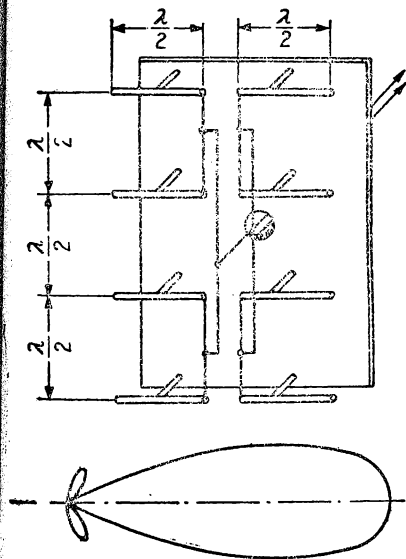


Fig. V-10.

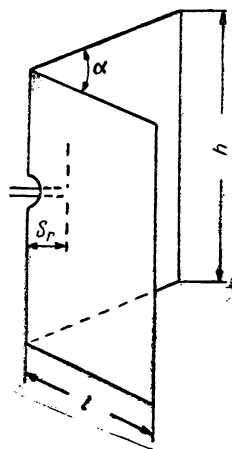


Fig. V-11.

Unul din avantajele reflectorului plan constă în aceea că poate fi utilizat simultan pentru două sisteme de elemente active, cîte unul de fiecare parte a reflectorului. Cîștigul obținut cu un reflector plan este ceva mai mare decît cel realizabil cu dipoli reflectori. De asemenea, prin utilizarea reflectorului plan, banda de lucru a sistemului se mărește și raportul față-spate crește.

Un tip de antenă utilizat pe scară largă în banda de unde metrice este antena cu *reflector diedru*. Aceasta se compune dintr-un dipol în semiundă excitat și din două plăci reflectoare plane, formînd între ele un unghi de $45-90^\circ$ (fig. V-11). De obicei reflectorul este format din-

tr-un grătar de bare, avînd astfel rezistență mică față de vînt.

O dimensionare convenabilă este :

$$\alpha = 90^\circ ; s_r = 0,35 \lambda ; l = 1,2 \lambda ; h = \lambda .$$

În acest caz valoarea maximă teoretică a cîștigului antenei este 10 dB, iar impedanța de intrare este egală cu cea a dipolului excitat, așezat în spațiul liber.

3. Antene de recepție pentru televiziune

Spre deosebire de antenele de recepție pentru benzile de radiodifuziune pe unde kilometrice, hectometrice și decametrice, antenele de recepție pentru televiziune trebuie să îndeplinească cîteva condiții specifice, impuse de caracterul semnalelor de televiziune. Astfel, *antena trebuie să aibă o bandă suficient de largă* pentru ca semnalul, care ocupă o bandă de 8 MHz, să nu sufere distorsiuni lineare (de frecvență). *Adaptarea dintre antenă și linia de transmisie, precum și dintre linie și intrarea receptorului, trebuie să fie cît mai bună, pentru a asigura un transfer de energie optim.*

În cazul nefavorabil cînd în ambele puncte impedanțele sînt neadaptate, se produc reflexii multiple de-a lungul liniei, care la rîndul lor dau naștere unor imagini multiple pe ecranul televizorului.

În cazul televiziunii, alegerea și execuția corectă a instalației de antenă constituie o condiție necesară pentru o recepție bună. În principiu, pentru alegerea tipului de antenă celui mai favorabil și pentru dimensionarea optimă a ei, este nevoie să se cunoască — în afară de canalul pe care emite stația de televiziune și direcția în care se găsește față de locul de recepție — și intensitatea cîmpului stației în punctul de recepție, sensibilitatea televizorului utilizat, lungimea aproximativă a cablului de coborîre și nivelul și proveniența perturbațiilor locale.

Dat fiind că, în general, unele din aceste date nu stau la dispoziție, *se vor indica criterii practice, care duc în majoritatea cazurilor la rezultate bune.*

Din punctul de vedere al distanței dintre emițător și punctul de recepție, se pot distinge trei situații.

Dacă această distanță nu depășește 10—15 km, este vorba de *recepție locală*. În cazul unui emițător de putere mijlocie (15—20 kW) cu o antenă de emisie înaltă de 80—150 m, *zona de serviciu* a emițătorului se întinde pe o rază de 50—60 km (în această zonă intensitatea de câmp nu scade sub 1 mV/m). În sfârșit, dincolo de această zonă, se poate vorbi despre o *recepție la distanță mare*.

Din punctul de vedere al condițiilor locale de recepție se pot ivi următoarele cazuri mai frecvente:

1) Teren neted, punct de recepție degajat, nu există clădiri mari în apropiere.

2) Punct de recepție degajat, însă expus la perturbații care provin de la autovehicule sau tramvaie.

3) Relief accidentat, punct de recepție situat între clădiri mari care pot provoca reflexii¹⁾.

4) Aceleași condiții nefavorabile ca la punctul 3, existând în plus și un nivel ridicat de perturbații.

Încadrând condițiile existente la locul de recepție într-unul din cazurile de mai sus putem alege tipul de antenă cu ajutorul tabelii V-1.

Tipurile de antenă cuprinse în tabelă sînt adecvate recepției unui singur canal. În cazul cînd receptorul are sensibilitate mică sau cînd linia de alimentare este lungă, se vor alege tipurile cu cîștig mai mare.

Se observă că pentru atenuarea perturbațiilor provocate de autovehicule și tramvaie, se folosesc antene etajate, care asigură o directivitate mare în plan vertical și — fiind așezate la înălțimi de peste 15 m — atenuază în mod considerabil paraiziții care provin din apropierea solului. În cazul recepției la mare distanță, utilizarea unui amplificator de antenă este, în general, recomandabilă.

¹⁾ Notă. Unda care ajunge la antena de recepție după ce s-a reflectat pe obiecte de dimensiuni mari, parcurge o distanță mai mare decît unda sosită direct și de aceea provoacă pe ecranul televizorului dublarea imaginii, adică apariția unei imagini secundare slabe care rămîne în urma imaginii principale cu un interval corespunzător diferenței de drum parcurse de cele două unde.

Tabela V - 1
Alegerea tipului de antenă de recepție pentru televiziune

Condiții la locul de recepție	Recepție locală	Recepție în zona de serviciu	Recepție la distanțe mari
Loc degajat, neafectat de perturbații	a, b, c, d, m	b, c, f, g, h	$h, f \times 2$ i, j, k
Loc degajat, nivel ridicat de perturbații	c, d, f, h	$f \times 2, g$ $e \times 4, m \times 2$	$e \times 4, f \times 2$ $h \times 2, j \times 2$ $k \times 2, l \times 2$
Teren accidentat pericol de reflexii	h, g, i, j	$h \times 2, c, i,$ j, k	$h \times 3, c$ $j \times 2, c, k, l$
Teren accidentat, nivel ridicat de perturbații	$h, f \times 2, j$ k	$e \times 4, f \times 2,$ $h \times 2, j \times 2,$ $h \times 2, l$	$e \times 4, h \times 3, c$ $k \times 2, l \times 2$

Tipurile de antenă

a — antenă de cameră (fig. V-12)
b — dipol simplu
c — dipol închis (fig. V-13)
d — antenă-ramă (fig. V-22 a, b)
e — dipol simplu cu reflector
f — dipol închis cu reflector (fig. V-14)
g — antenă ramă cu reflector (fig. V-22, c)
h — antenă canal de undă, cu 3 elemente (fig. V-15) (dipol închis cu reflector și director)

i — antenă ramă cu reflector și director
j — antenă canal de undă cu 4 elemente (fig. V-16, a)
k — antenă canal de undă cu 5 elemente (fig. V-16, c)
l — antenă canal de undă cu 7...12 elemente
m — antenă în V (fig. V-17)
x 2 : cu două etaje
x 2 c: două antene așezate co-linear.

În cele ce urmează, se vor descrie sumar unele tipuri de antene cuprinse în tabela V-1 și se vor indica dimensiunile lor principale pentru canalul 2 de televiziune (58—66 MHz)¹⁾. Se iau în considerare numai antenele cu direcție de polarizare orizontală.

¹⁾ Standardul de televiziune adoptat în R.P.R. este cel stabilit de O.I.R. (Organizația Internațională de Radiodifuziune), care are o definiție de 625 linii și 50 de semicadre pe secundă, cu o bandă de 8 MHz. Primele cinci canale de televiziune sînt repartizate astfel:

Canalul I	48,5 ... 56,5 MHz
Canalul II	58 ... 66 MHz
Canalul III	76 ... 84 MHz
Canalul IV	84 ... 92 MHz
Canalul V	92 ... 100 MHz

Antenă de cameră. Cea mai simplă antenă de cameră constă dintr-un dipol în $\lambda/2$, format din două conductoare (fig. V-12, a). Cordonul de legătură la receptor, realizat prin torsadarea conductoarelor dipolului, are o impedanță caracteristică de 50—80 Ω . Antena poate fi realizată și sub forma unui dipol închis, dintr-un cablu bifilar cu impedanța caracteristică de 300 Ω (fig. V-12, b).

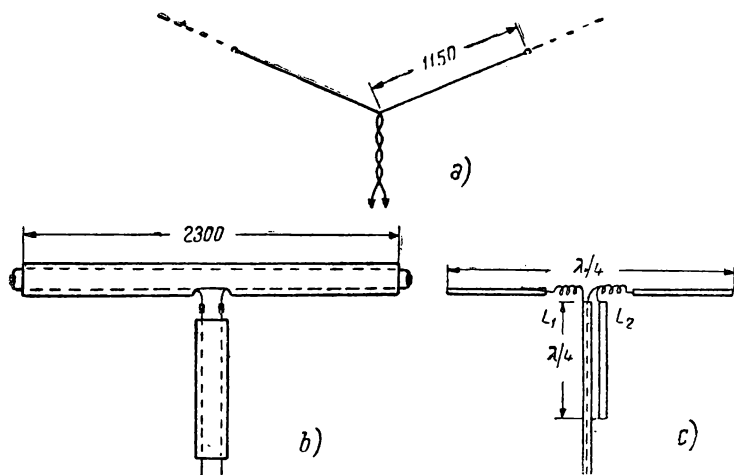


Fig. V-12

Antena se orientează perpendicular pe direcția de radiație a emițătorului. Dacă apar imagini multiple pe ecran, se modifică orientarea și se caută o poziție în care recepția este optimă.

Există antene de cameră de format redus, avînd lungimea totală $\lambda/4$ (fig. V-12, c). Impedanța reactivă a dipolului scurtat se compensează cu două bobine L_1 , L_2 .

În banda cuprinsă între 66 și 73 MHz lucrează emițătoare de radio-difuziune cu modulație de frecvență, avînd o lățime de bandă a spectrului emis de cîte 0,3 MHz.

Mai există o bandă de televiziune (cunoscută sub denumirea de banda III) de frecvență mai ridicată: 144 ...216 MHz. Această bandă este împărțită în 9 canale.

niul lor de utilizare se limitează la banda III de televiziune (114 ... 216 MHz).

Antenă în V. Poate fi realizată cu brațe cu lungimea $\lambda/4$ și cu brațe cu lungime mai mare. În primul caz direc-

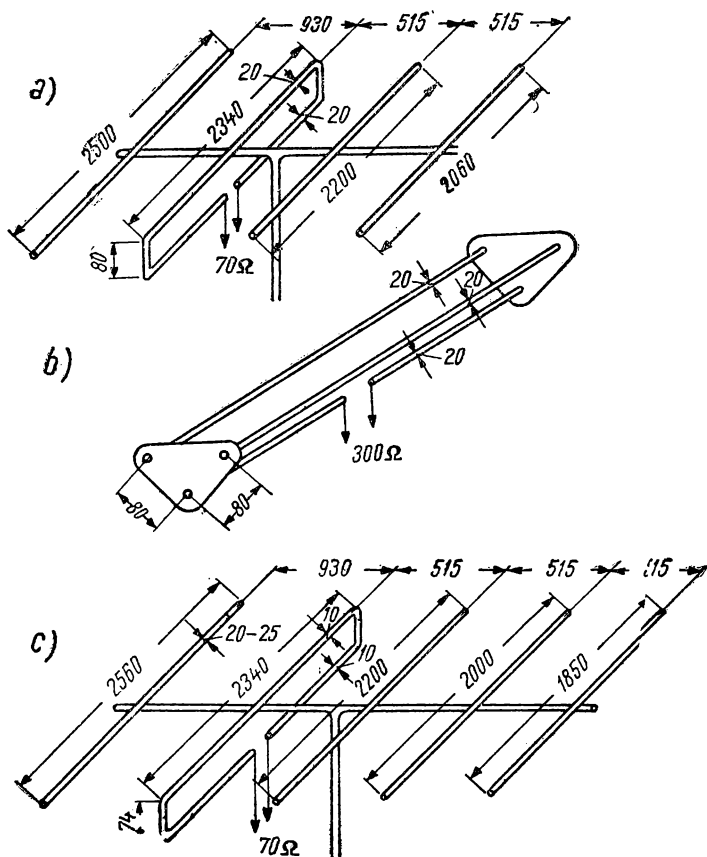


Fig. V-16.

tivitatea este slabă și poate fi utilizată pentru recepție locală. Prezintă avantajul că poate fi ușor instalată pe cadrul ferestrei, pe coș etc. fără utilizarea unui suport special.

În fig. V-17 este reprezentată o antenă în V (brațele sînt reprezentate numai parțial), construită din bară sau țevă și fixată prin sudură pe un suport metalic M . Adapta-rea la cablul de coborîre bifilar ($Z_0 = 300 \Omega$) se face cu ajutorul unui dispozitiv de adaptare în T , fixat de placa izolatoare P . Linia se conectează la dispozitivul de adap-tare prin intermediul a două condensatoare C , care au drept scop compensarea componentei inductive a impedanței de intrare.

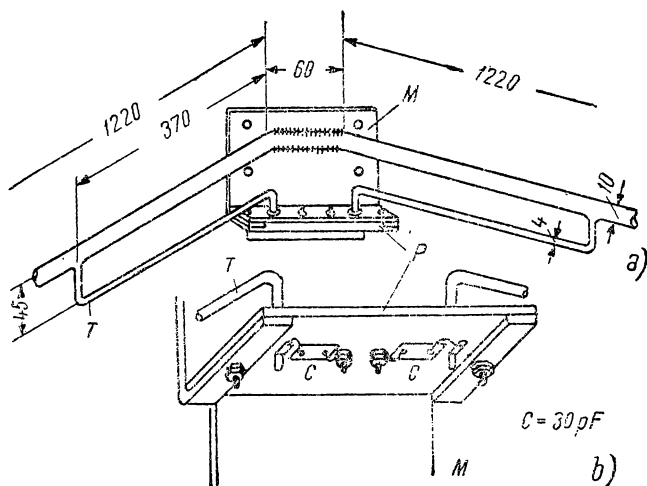


Fig. V-17.

Antenele în V cu brațe lungi [$l = (1 \dots 2) \lambda$] au o directivitate pronunțată, însă din cauza dimensiunilor mari, sînt întrebuințate numai în banda III de televiziune.

Antenele etajate. Acestea pot fi de un mare folos în îmbunătățirea recepției, însă datorită faptului că au dimensiuni mari, utilizarea lor în banda I de televiziune este foarte limitată. Construcția cea mai simplă, ale cărei dimensiuni sînt încă acceptabile, este cea formată din doi dipoli (fig. V-18). Linia de legătură dintre cei doi dipoli trebuie să fie o linie simetrică, cu lungimea electrică $\lambda/2$ (legătură în cruce) sau λ (legătură dreaptă). Este recomandabil ca

impedanța acestei linii să fie cît mai apropiată de cea a liniei de alimentare ($70\ \Omega$ sau $300\ \Omega$).

Sisteme de antene colineare. Asigură în plan orizontal, o directivitate mărită (în acest plan unghiul de deschidere al fasciculului principal este $25-30^\circ$, iar raportul față-spate — $26\ \text{dB}$), așa încît în condiții de recepție deosebit de dificile, utilizarea lor poate duce la rezultate bune (fig. V-19). Totuși, în cazul benzii I construirea acestor sisteme prezintă dificultăți.

Antenă-ramă. Aceasta derivă de la antena în formă de fantă, utilizată de mai multă vreme ca antenă pentru microunde.

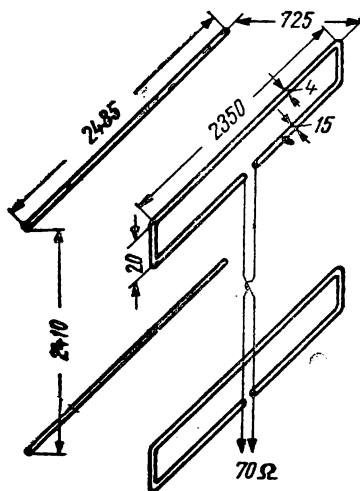


Fig. V-18.

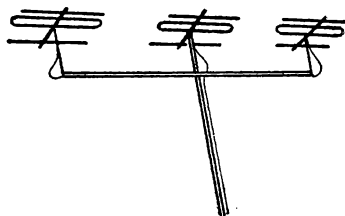


Fig. V-19.

Dacă se taie dintr-un perete metalic de dimensiuni mari o placă dreptunghiulară îngustă, cu lungimea $\lambda/2$, această placă poate servi drept dipol în $\lambda/2$, dacă se alimentează în mod corespunzător cu energie de înaltă frecvență. Pe de altă parte, fanta care a apărut în placă poate funcționa și ea ca o sursă de radiație, dacă este alimentată în mijlocul laturilor lungi (fig. V-20). Unda radiată de fantă are direcția de polarizare perpendiculară pe fantă iar caracteristica de directivitate a antenei în formă de fantă montată vertical, este identică cu cea a unui dipol orizontal (fig. V-21).

Antenele-ramă se caracterizează prin aceea că întregul perete metalic este redus la o ramă subțire (fig. V-22, a). Lățimea de bandă a acestei antene este egală cu aceea a

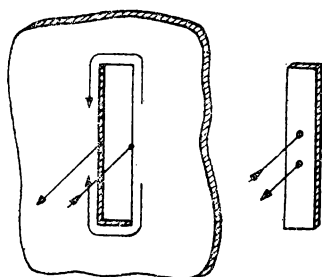


Fig. V-20

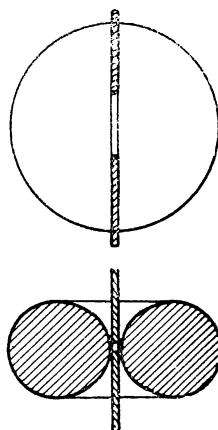


Fig. V-21

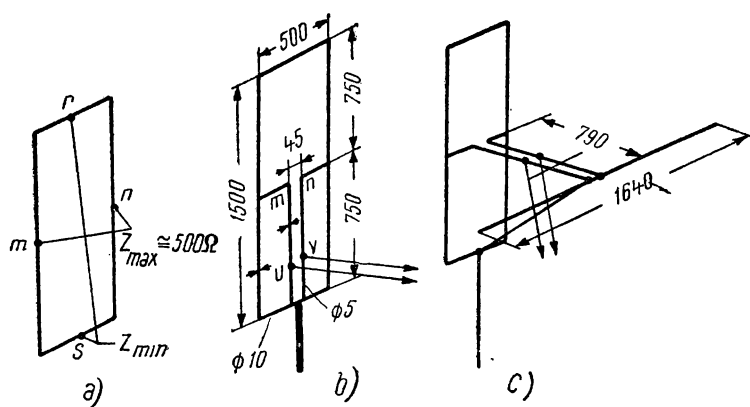


Fig. V-22

unui dipol simplu în $\lambda/2$, construit dintr-o țevă a cărei grosime este egală cu jumătate din lățimea fantei. Impedanța de intrare a antenei este maximă în punctele $m-n$ (aproximativ 500Ω), iar în punctele $r-s$ este minimă. Această împrejurare este folosită pentru fixarea mecanică a antenei fără utilizarea unui izolator.

Deși cu ocazia apariției sale i s-au atribuit performanțe deosebit de avantajoase, cercetările ulterioare au arătat că din punct de vedere al câștigului nu este superioară dipolului în $\lambda/2$. În schimb lățimea benzi ei de lucru este mai mare.

Antena-ramă se utilizează în general cu un dipol reflector pasiv (fig. V-22, *b*) realizându-se un câștig de $5 \dots 6$ dB (dimensiunile din figură corespund cu frecvența de 95 MHz)

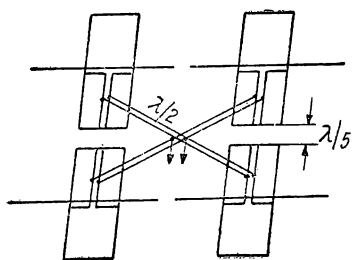


Fig. V-23.

sau cu un reflector plan format din 3—6 bare, la distanța de $0,15-0,25$ m, obținându-se un câștig de aproximativ 9 dB. În sfârșit, s-au realizat sisteme formate din patru antene-ramă cu câte un reflector (fig. V-23) pentru banda III (televiziune), având un câștig de $18-20$ dB.

Adaptarea dintre linia de alimentare și antenă se face cu ajutorul unui trunchi în $\lambda/4$, $m-n-o-p$, scurtcircuitat între punctele o și p (fig. V-22, *b*). Alegându-se corect poziția punctelor de alimentare $u-v$, se poate realiza o adaptare bună pentru orice linie simetrică, la care impedanța caracteristică este cuprinsă între 500Ω și 50Ω .

În cazul când într-un punct de recepție există posibilitatea de a recepționa mai multe stații de televiziune sau de radiodifuziune cu modulație de frecvență, utilizarea unei *antene de bandă largă* reprezintă o soluție convenabilă. Pe când la distanță mică de emițător antena poate fi nedirecțivă, în punctele în care semnalul recepționat este mai slab, se recomandă întrebuițarea unei antene directive, deoarece în acest mod — datorită câștigului antenei — se poate îmbu-

nătăți raportul semnal/zgomot la intrarea antenei și se pot atenua paraziții atmosferici și industriali care provin din direcții diferite de cea de unde sosește semnalul dorit. În fig. V-24 este reprezentată o antenă de bandă largă avînd un câștig de 5 ... 6 dB în banda I, de 9 ... 10 dB în banda II și de 16 ... 18 dB în banda III. Impedanța de intrare variază între 450Ω și 380Ω în cadrul celor trei benzi. Pentru a putea fi utilizată din plin antena trebuie să fie construită în așa fel încît să poată fi rotită de la receptor, fiind acționată cu cablu, cu lanț sau cu ajutorul unui motor electric telecomandat.

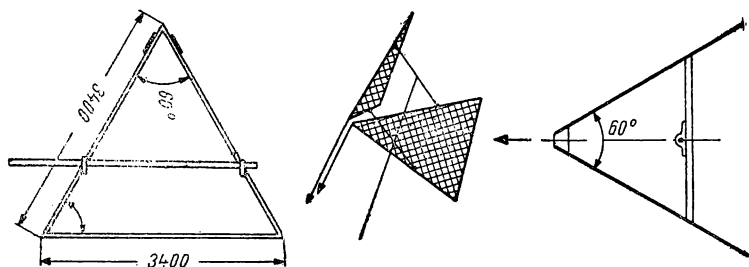


Fig. V-24.

Atenuatoare pentru antene de televiziune. În practica recepției de televiziune adeseori apare necesitatea de a utiliza o antenă exterioară, directivă, chiar în apropierea emițătorului, pentru a evita recepția semnalelor reflectate. În asemenea cazuri tensiunea aplicată la bornele de intrare ale receptorului poate fi prea mare, receptorul nu mai lucrează în condițiile normale și calitatea imaginii poate suferi. De aceea se recomandă utilizarea unui atenuator, conectat între linia de alimentare și intrarea receptorului. Atenuatorul poate fi simetric (fig. V-25, a) sau nesimetric (fig. V-25, b), în funcție de construcția circuitului de intrare al receptorului.

Rezistoarele care formează atenuatorul trebuie în așa fel dimensionate, încît să reducă tensiunea livrată de antenă într-un anumit raport ales n , și în același timp să se asigure

ca linia să fie închisă pe impedanța ei caracteristică, Z_0 .
Formulele de dimensionare sînt următoarele:

$$R_1 = Z_0 \frac{n-1}{n+2} \quad R_2 = Z_0 \frac{2n}{n^2-1}$$

$$R_3 = Z_0 \frac{n+1}{n-1} \quad R_4 = Z_0 \frac{n^2-1}{2n}$$

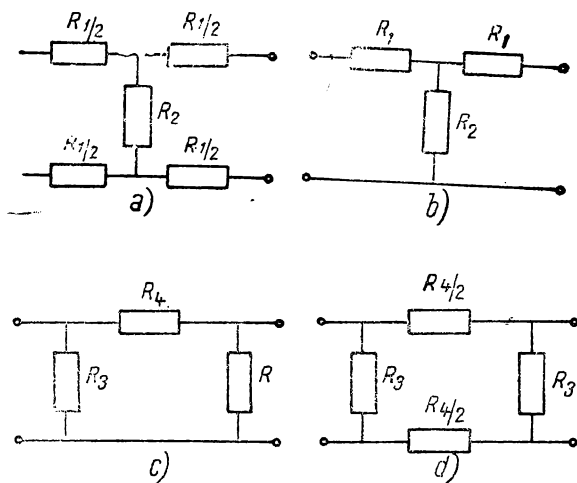


Fig. V-25.

4. Instalații de antenă colectivă pentru televiziune

Pe măsură ce numărul proprietarilor de televizoare crește, se naște cerința — în special în cazul blocurilor mari de locuințe — de a alimenta un număr mai mare de televizoare de la o singură antenă. Dacă alimentarea se face direct, fără a se asigura adaptarea corectă a impedanțelor, se produc nu numai pierderi mari datorită undelor staționare care iau naștere pe liniile de alimentare, dar apare și fenomenul de dublare a imaginii. În afară de aceasta, apar influențe mutuale între receptoare.

Pentru a se evita aceste deficiențe, în punctele de ramificație ale liniei de alimentare se conectează circuite de decuplare, care asigură totodată adaptarea impedanței racordului la impedanța liniei de alimentare.

Circuit de decuplare cu rezistor transversal (fig. V-26).
 În cazul unui asemenea circuit oricare receptor poate fi deconectat fără să fie necesară înlocuirea sa printr-un rezistor terminal. În ipoteza că distribuția se face cu un cablu coaxial

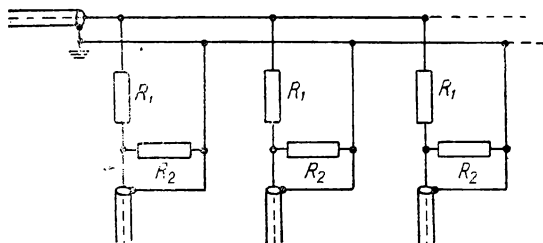


Fig. V-26.

și că $Z_0 = Z_i$ (impedanța de intrare a televizorului) valorile rezistoarelor sunt date de formulele :

$$R_1 = 2Z_0 \frac{m^2 - 1}{2m - 1} ; R_2 = Z_0 \frac{m}{m - 1}$$

unde m este numărul receptoarelor racordate la instalație. Tensiunea aplicată la un receptor este de $(2m - 1)$ ori mai mică decât cea furnizată de antenă.

Utilizând un circuit de decuplare cu sarcină echivalentă (fig. V-27), atenuarea tensiunii furnizate de antenă este

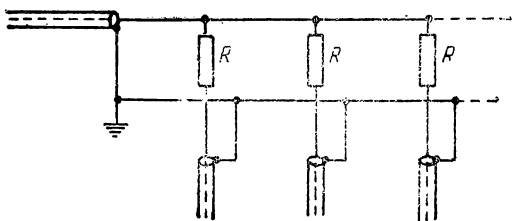


Fig. V-27.

mai mică și anume egală ca valoare cu m . În cazul acestui sistem de distribuție trebuie avut grijă însă ca în cazul deconectării unui receptor, să se închidă ramificația cu un

rezistor echivalent cu impedanța de intrare a receptorului.
Rezistoarele R din circuit au valoarea:

$$R = Z_0 (n - 1)$$

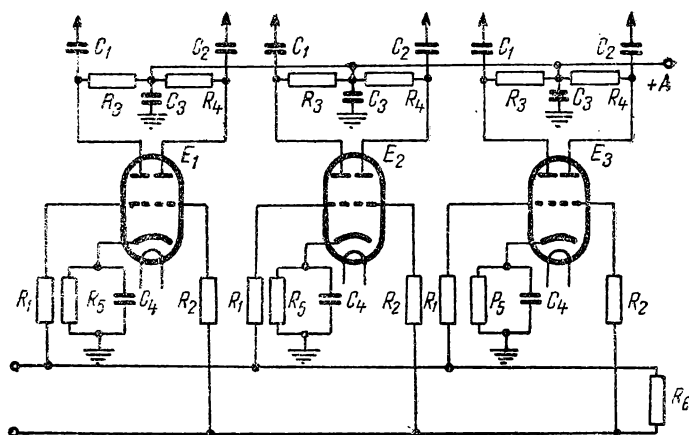


Fig. V-28.

Există sisteme de distribuție la care tensiunea livrată de antenă nu suferă atenuare (eventual poate fi amplificată); acestea utilizează *etaje separate* cu tuburi electronice (fig. V-28).

În blocuri mari de locuințe, unde numărul televizoarelor trece de 5...6, circuitele de decuplare introduc atenuări inadmisibile. În aceste cazuri este necesar ca instalația de antenă colectivă să cuprindă un *amplificator de antenă*.

În fig. V-29 este arătată schema de principiu a unei asemenea instalații. Un dispozitiv automat cu mecanism de orologerie

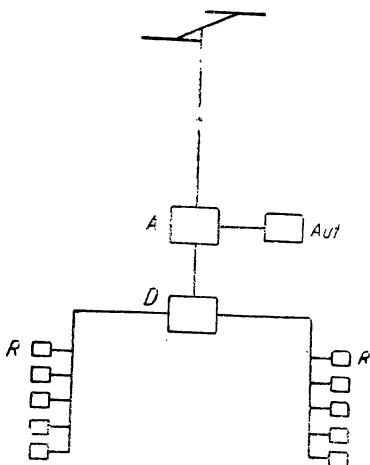


Fig. V-29.

pune în funcțiune amplificatorul *A* pe durata perioadelor de emisie.

Ieșirea din amplificator se conectează la un distribuitor, care conține toate circuitele de adaptare necesare pentru o distribuție corectă (fără reflexii) ale semnalului pe mai multe linii coaxiale care parcurg câte o aripă a clădirii, alimentând receptoarele *R*.

Amplificatorul trebuie să prezinte siguranță mare de funcționare și bandă de trecere largă. În fig. V-30 este dată

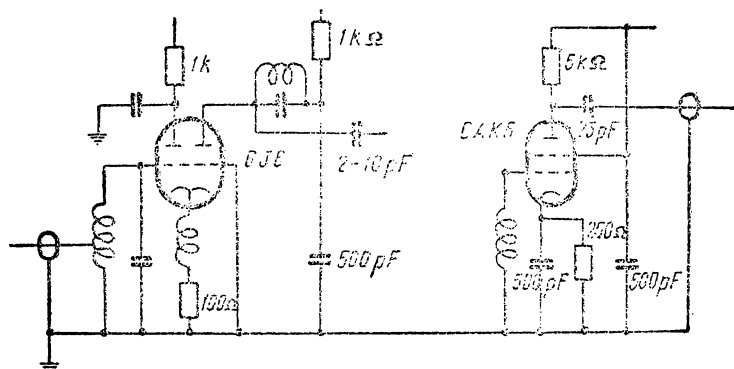


Fig. V-30.

schema electrică a unui amplificator, destinat pentru distribuție cu cablu coaxial. În schemă s-au reprezentat numai etajul de intrare și cel de ieșire, însă la nevoie amplificatorul poate fi completat cu 1 ... 2 etaje analoge cu cel de ieșire (în general amplificarea pe etaj este mică).

Distribuția se execută cu cablu coaxial instalat pe cât posibil în tuburi de instalații electrice sau fixat pe tencuială, cu multă grijă. Trebuie să se aleagă traseul cel mai scurt și să se evite coturile bruște.

BIBLIOGRAFIE

1. King, Mimno, Wing: *Transmission Lines — Antennas and Wave Guides*. Mc Graw Hill Book Co. New-York 1945
2. D. P. Linde: *Antenno-fidernie ustroistva*. Gosenergoizdat. Moscova 1953
3. I. Biro: *Televizíós vevőanténák — Mérnök Továbbképző Intézet* Budapest, 1954
4. Gurevici: *Izmerenia i nastroiika peredaiuschih korotkovolnovih anten*. Svezizdat, Moscova, 1955
5. A.R.R.L.: *Antenna Book*. The Rumford Press. Concord. New Hampshire, U.S.A., 1949
6. Oxley/Nowak: *Antennen-Technik*. Fachbuchverlag Schütz, Hannover, 1953
7. Smirenin: *Manual de radiotehnică — Editura Energetică de Stat*, 1954
8. E. Nicolau: *Măsurări în radiotehnică*. Editura Tehnică, 1956
9. Rint: *Handbuch für Hochfrequenz — und Elektro-Techniker*. Verlag für Radio-Foto-Kino GMBH 24. Berlin. Borsigwalde, 1953.
10. Cesky: *Televizní přijímací anteny*. Statní Nakladatelství Technické Literatury, Praha, 1956
11. Lapi e: *L'Antenne*. Télévision, 1956, ian.
12. Zaghic: *Antenni dlea prioma dvouh televizionnih program*. Radio, 1956, nr. 4
13. Hazen: *Pribori dlea nastroiiki KV i UKV anten*. Radio 1956, nr. 5
14. Mankovski: *Nomogramme für die Berechnung von UKW-Antennen*. Radio und Fernsehen, 1956, nr. 9
15. Täger: *Die Vorausberechnung von UKW und Fernsehenantennen*. Radio und Fernsehen, 1956, nr. 12
16. I. Sima: *Antena „Ground-Plane“*. Amaterske Radio, 1956, nr. 8
17. * * * *Skelettschlitz-Antennen*. Radio und Fernsehen, 1956, nr. 6
18. Seefried: *Die Skelettschlitzantenne*. Radio und Fernsehen, 1956, nr. 5.

CUPRINSUL

	Pag.
Introducere	3
Cap. 1. Linii de transmisie	8
1. Generalități	8
2. Regimul de unde progresive	10
3. Regimul de unde staționare	14
a) Distribuția curentului și a tensiunii	14
b) Impedanța de intrare	18
4. Linii cu pierderi	21
5. Construcția tipurilor principale de linii	22
6. Măsurări pe linii de transmisie	28
Cap. II. Noțiuni de bază despre antene	37
1. Antene rezonante	37
2. Impedanța de intrare a antenei	41
3. Caracteristica de radiație și câștigul antenei	45
4. Efectul pământului asupra radiației antenelor	49
5. Antena asimetrică pusă la pământ	51
Cap. III. Antene de recepție pentru unde kilometrice și hectometrice	56
1. Considerații generale	56
2. Forme de realizare practică	59
Cap. IV. Antene pentru unde decametrice	67
1. Antene cu directivitate redusă	67
a) Dipolul orizontal în $\lambda/2$	67
b) Alimentare prin linie nerezonantă	71
c) Reglajul dispozitivelor de adaptare	80
d) Alimentare prin linie rezonantă	83
e) Antena verticală, pusă la pământ	85
f) Antena în formă de V, acordată	91
g) Antene lucrând în mai multe benzi	92

	Pag.
2. Sisteme de antene directive	95
a) Sisteme formate din elemente radiante active	96
b) Sisteme de antene cu elemente pasive	101
c) Antene cu unde progresive	130
Cap. V. Antene pentru unde metrice	136
1. Antene cu directivitate mică	137
2. Sisteme de antene directive	141
3. Antene de recepție pentru televiziune	146
4. Instalații de antenă colectivă pentru televiziune	158

Responsabil de carte: Ing. Ladislau Rex

Tehnoredactor: Betty Negreanu

Corector responsabil: Arcadie Ruși

Dat la cules 20.05.58. Bun de tipar 18.06.58. Hirtie semivelină
de 65 g/m², 54×84/16 Coli editoriale 8,09 Coli de tipar 10,25

Comanda TU 4293 A 05832; E 16920.

Indicele de clasificare pentru bibliotecile mari 621.396.67

Indicele de clasificare pentru bibliotecile mici 621

Tiparul executat la Atelierul Poligrafic Editura Tehnică
str. Moruzi Voevod 45 bis — București — R.P.R.