

ili u donjem dijelu vrlo visokih frekvencija, tačnost frekvencije u odnosu prema nazivnoj mora biti još bolja. Tako velika stabilnost frekvencije može se postići samo primjenom sekundarne frekvencijske normale, tj. visokofrekvenčnim kvarcnim oscilatorom ugradenim u termostat. Frekvencija ove sekundarne frekvencijske normale služi kao osnova za stvaranje svih ostalih potrebnih frekvencija. Dobivene frekvencije, kao rezultat miješanja harmonijskih i subharmonijskih frekvencija osnovne frekvencije frekvencijske normale, imaju istu tačnost kao i frekvencija same frekvencijske normale. Pri tome se primjenjuje direktna frekvencijska sinteza i indirektna frekvencijska sinteza, odnosno frekvencijska analiza.

Razvojem digitalne tehnike, logičkih sklopova, mikroelektronike i integralnih sklopova razvila se i metoda digitalne frekvencijske analize koja dobiva sve veće značenje. Digitalni analizatori, osim frekvencijskih stabilnosti kakva se želi i kakva je potrebna, omogućavaju također jednostavno daljinsko upravljanje radio-uredajem, tj. vanredno brzo mijenjanje radne frekvencije i izbor unaprijed programiranih radnih kanala na predajniku i prijemniku, što sve zajedno ima vanredno značenje za brzo i sigurno uspostavljanje radio-veza.

LIT.: *J. Haantjes, J. Otto, I. H. van Suchtelen, Anwendung der Elektronenröhre in Rundfunkempfängern und Verstärkern, 1949.* — *M. O. Strutt, Verstärker und Empfänger, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1951.* — *B. I. Сифоров, Радиоприемные устройства, Москва 1954* (njem. prijevod: *W. I. Siforow, Funkempfangsgeräte, Berlin 1957.*) — *A. Кулаковский, Линейные каскады радиоприемников, Москва-Ленинград 1958.* — *H. И. Чистяков, В. И. Сифоров, В. С. Мельников, Радиоприемные устройства, Москва 1958.* — *K. А. Шукаев, Проектирование радиоприемников АМ и ЧМ сигналов, Москва 1958.* — *H. Pitsch, Lehrbuch der Funkempfangstechnik, 2 Bde, Leipzig 1958/60.* — *B. В. Колбзев, В. Н. Шишмарев, Каскады радиоприемников на транзисторах, Москва-Ленинград 1960.* — *A. Г. Анисимов и др., Радиоприемные устройства, Москва 1960.* — *И. Л. Лобанов, А. А. Саевцев, Г. Н. Тетерин, Основы проектирования радиоприемников, Москва 1960.* — *В. Л. Лебедев, В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, ч. I, Москва 1951.* — *Л. С. Гуткин, В. Л. Лебедев, В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, ч. 2, Москва 1961/63.* — *S. Albaghi, L. Bramel, P. David, Cours de radioélectricité générale, Livre II: La réception, Paris 1963.* — *B. В. Палишев, Радиоприемные устройства, Москва 1965.* — *K. R. Sturley, Radio receiver design, Pt. I. Radio frequency amplification and detection, London 1965.* — *B. Cook, A. Fife, Frequency modulation receivers, London 1968.* — *H. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. П. Мищурин, Д. П. Николаев, Расчет радиоприемников, Москва 1971.* — *J. Vastenhouw, Kurzwellenempfangspraxis, Hamburg 1972.*

E. Sibila

## ANTENE

Antena je naprava koja se primjenjuje uz neke električne uređaje (npr. radio- i radarske odašiljače i prijemnike), a služi za pretvaranje elektromagnetske energije vezane za linije i valovode u prostorni elektromagnetski val i obratno.

Prijenos elektromagnetske energije može se, naime, vršiti na dva načina: vodenjem elektromagnetskog vala uzduž jedne materijalne strukture, kao što su linije i valovodi, ili zračenjem elektromagnetskog vala u slobodnom prostoru, pri čemu nije potrebna nikakva materijalna struktura kao posrednik između mjesta odašiljanja i mjesta prijema.

Ovaj drugi način prijenosa zahtijeva posebne geometrijske strukture, izvedene od materijala različitih električnih i magnetskih svojstava, koje se zovu *antene*. Funkcija antene je dvojaka: ona služi kao elemenat za prilagođenje između linije ili valovoda, s jedne strane, i slobodnog prostora, s druge strane, i ona zračenu energiju usmjerava po cijelom prostoru na unaprijed utvrđeni način.

**Podjela antena.** Obje svoje funkcije antena može djelotvorno vršiti samo u određenom području radnih frekvencija (širini frekvencijskog pojasa). Stoga se antene mogu grubo podijeliti na *rezonantne ili uskopojasne i aperiodske ili širokopojasne*; za potonje omjer donje i gornje granične frekvencije može doseći i vrijednost 1 : 40. U novije se vrijeme pojavljuju i antene koje u sebi sadrže aktivne električne elemente, npr. tranzistore, Esaki-diode, varaktorske diode, itd. Ti aktivni elementi integrirani u strukturi antene mogu pojačavati signal, transformirati impedanciju, proširiti područje radnih frekvencija i mijenjati prostorni dijagram zračenja s vremenom, ili usmjeravati glavnu laticu u pravcu primljenog vala, tj. u smjeru korespondenta s kojim se održava veza. Prema tome, druga podjela antena bila bi na antene u klasičnom smislu i antene u širem smislu riječi, ili, drugim riječima, na *pasivne i na aktivne*. Na razvoju aktivnih antena vrlo se mnogo radi. Posebno se u modernoj radarskoj tehnici istraživanje prostora ili praćenja cilja ne vrši više

mehaničkim okretanjem i pomicanjem cijele antene, već se njenom glavnom laticom upravlja električki, a postoji i mogućnost da se jednom antenom prati više prostorno razmaknutih ciljeva istovremeno. Brzina otkrivanja ciljeva na taj se način jako povećala, jer se pri električnom upravljanju glavnom laticom ona može u prostoru pomicati praktički bez tromosti.

**Primjena antena.** Antene se upotrebljavaju u svim električnim sustavima kojima kao prijenosni medij služi slobodan prostor. One čine vrlo važan elemenat tog sustava, tako da o odašljenoj konstrukciji antene ovisi i cijelokupna karakteristika uređaja. Ovisno o namjeni električnog sustava, parametri antena moraju zadovoljavati odredene uvjete. Osim njezinih parametara, vrlo je važan i položaj antene u odnosu prema zemlji i okolnim objektima. Kod *usmjerenih veza* zahtijeva se da glavna latica bude vrlo uska, a sekundarne laticice što manje, kako bi se postigao što veći dobitak i da bi smetnje uslijed interferencije sa sustavima koji rade na istim ili vrlo bliskim frekvencijama bile što manje. Za *prijenos radio- ili televizijskog programa* zahtijeva se na mjestu odašiljanja približno kružni dijagram zračenja, kako bi se što veći dio jednog geografskog područja prekrio jakašću polja dovoljnom za kvalitetan prijem. Na mjestu prijema programa antene mogu imati bilo usmjereni bilo kružni dijagram, ovisno o tome žele li se primati signali jednog ili više odašiljača. Slično je i kod mreža *fiksnih ili mobilnih veza*. Kod *radara* se zahtijeva vrlo uzak dijagram zračenja, kako bi se odredeni dio prostora mogao razložiti u što sitnije dijelove, čime se postiže bolje razlučivanje dvaju vrlo bliskih ciljeva. U *navigacijskim sustavima* redovito ima nekoliko odašiljača za koje su točno poznate lokacije i emitirani signali, a problem je antene zajedno s prijemnikom da utvrdi iz kojeg su smjera primljeni radio-valovi pojedinih odašiljača. *Radioastronomski sustavi* rade uglavnom kao prijemnici koji utvrđuju stvarne pozicije vrlo dalekih svemirskih izvora radio-valova. To zahtijeva antene velikih dimenzija s vrlo uskim dijagramom zračenja. Cijeli električni sustav mora u tom slučaju imati i nisku temperaturu šuma (v. str. 629) zbog niskog nivoa primljenih signala. Zbog velikih fizičkih dimenzija antene postoji problem točnog namještanja antene u određeni smjer i praćenje odabranog radio-izvora. U *znanstvenim istraživanjima* antene se primjenjuju pri mjerjenju određenih fizikalnih parametara različitih sredstava, kao što su voda, zemlja, zrak ili plazma. Antena je u tom slučaju vezni element između mjernog sustava i sredstva koje se ispituje, pa ona mora zadovoljavati posebne uvjete diktirane metodom mjerjenja.

## Parametri antena

Parametri antene su karakteristične veličine koje ostaju nepromijenjene bez obzira na to da li se antena upotrebljava za odašiljanje ili za prijem. Glavni su parametri: polarizacija, dijagram zračenja, usmjerenost, dobitak, efektivna površina, duljina ili visina, impedancija, temperatura šuma, dozvoljena snaga i mehaničke karakteristike.

**Polarizacija antene.** Ako se promatra elektromagnetsko polje neke antene na velikoj udaljenosti od nje, vektor se električnog polja uvek nalazi u ravnini okomitou na smjer širenja vala. Budući da se električno polje mijenja s vremenom, polarizaciju definira krivulja koju opisuje vrh vektora električnog polja u toj ravni. Općenito polarizacija vala u različitim smjerovima od antene može biti različita. Stoga se pod polarizacijom antene razumijeva polarizacija vala koji se širi u smjeru maksimalnog zračenja. U najopćenitijem slučaju postoji *eliptička polarizacija*, kod koje vrh vektora električnog polja opisuje elipsu, dakle kod koje vektor mijenja i veličinu i kutnu brzinu u ovisnosti o vremenu. Eliptička polarizacija je jednoznačno određena trima veličinama: aksijalnim odnosom (AO), koji je kvocijent velike i male osi ( $1 < AO < \infty$ ), smjerom velike osi u odnosu prema odabranom koordinatnom sustavu i smjerom rotacije gledano u pravcu širenja vala.

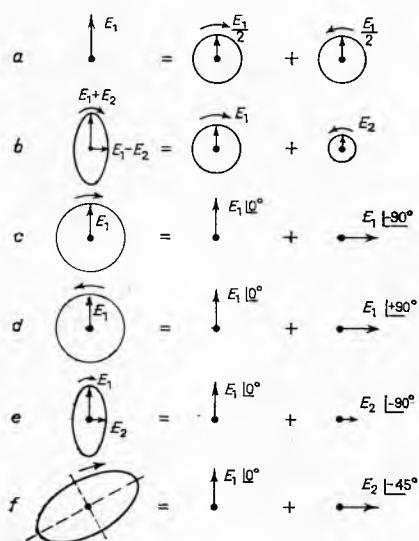
Kao dva specijalna slučaja pojavljuju se linearne ( $AO = \infty$ ) i kružna ( $AO = 1$ ) polarizacija. Pri linearnoj polarizaciji vektoru električnog polja je smjer konstantan, a mijenja mu se samo veličina; pri kružnoj polarizaciji, pak, vektoru se mijenja smjer, tj. on rotira konstantnom kutnom brzinom, a veličina mu ostaje konstantna. Pri kružnoj polarizaciji razlikuje se lijeva i desna

polarizacija, ovisno o tome da li vektor električnog polja rotira ka desni ili lijevi vijak gledano u smjeru širenja.

Linearna se polarizacija češće primjenjuje. U odnosu prema Zemljinoj površini, na nižim frekvencijama upotrebljava vertikalna polarizacija stoga što je Zemlja vodljiva, pa se naboji  $Q$  i struje  $I$  odslikavaju tako da potpomažu zračenje. Pri horizontalnoj polarizaciji odslikana struja ima protivan smjer (sl. 1); zbog toga, i budući da je na nižim frekvencijama razmak između horizontalno polarizirane antene i njezine slike mali u odnosu prema valnoj duljinu, antena i njezina slika međusobno se kompenziraju i zračenje je praktički onemogućeno. Na višim frekvencijama razmak između antene i Zemlje iznosi nekoliko valnih duljina i Zemlja predstavlja vrlo dobar dielektrik, pa se može upotrijebiti bilo horizontalna bilo vertikalna polarizacija.

Ako se u polju jedne antene proizvoljne polarizacije nalazi druga antena, koja prema svom teretu ne prenosi nikakvu snagu, kaže se da te dvije antene imaju *ortogonalne polarizacije*. Dva linearne polarizirana vala koji se šire u istom smjeru imaju ortogonalne polarizacije ako im vektori električnog polja čine u prostoru pravi kut. Dva kružno polarizirana vala imaju ortogonalne polarizacije ako im je smjer rotacije obratan, a dva eliptički polarizirani vala ako imaju isti odnos osi, ako su velike osi jedna na drugoj okomite u prostoru i ako im je obratan smjer rotacije.

Kružna se polarizacija primjenjuje ako se želi ostvariti veza između dva pokretna objekta, koji mogu imati proizvoljnu međusobnu orientaciju u prostoru, npr. između Zemlje i nestabiliziranog satelita. U tom slučaju moraju imati ili obje antene kružnu polarizaciju ili jedna kružna a druga linearna, s time da je sada primljena snaga 3 dB (tj. za polovicu) manja zbog nejednakih polarizacija. Kružna polarizacija ima prednost kod radara za potiskivanje neželjene jeke uslijed atmosferskih oborina, koje kao neki zastor prekrivaju jeku stvarnog cilja, npr. aviona. Naime, kad kružno polarizirani val nađe na pravilnu simetričnu reflektivnu površinu, on će se reflektirati s ortogonalnom polarizacijom.



Sl. 2. Rastavljanje elektromagnetskog vala bilo koje polarizacije na dvije ortogonalne komponente.  
 $10^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $45^\circ$  fazni kut

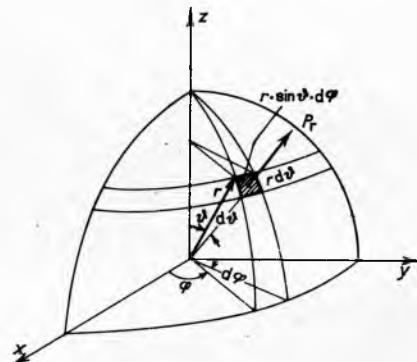
Kako se oborine mogu u prvoj aproksimaciji smatrati simetričnim reflektorom, radarska antena neće primati jeku od oborina. Avion, međutim, predstavlja nesimetričan reflektor, pa daje reflektirane valove koji imaju i ispravnu polarizaciju. Ako se usporedi snaga koja se prima kao jeka kišnog zastora uz kružnu polarizaciju sa snagom primljenom uz linearnu polarizaciju, nalazi se da je snaga

pri kružnoj polarizaciji bar 20 dB niža od snage pri linearnej polarizaciji.

Elektromagnetski val bilo koje polarizacije može se rastaviti na dvije ortogonalne komponente jer se one uvek mogu jedna od druge odvojiti. Linearno polarizirani val može se rastaviti na dva kružno polarizirana vala istih amplituda (sl. 2 a), a eliptički val rastavlja se na dva kružno polarizirana vala različitih amplituda (sl. 2 b). Slično se može bilo lijevo bilo desno kružno polarizirani val rastaviti na dva ortogonalna linearne vala s time da su oni jedan prema drugome fazno pomaknuti za četvrtinu perioda (sl. 2 c i 2 d). Eliptički se polarizirani val rastavlja na dva ortogonalna linearna vala istih ili različitih amplituda, s odgovarajućim faznim pomakom (sl. 2 e i 2 f).

Ako odašiljačka i prijemna antena nemaju jednaku polarizaciju, nastaju gubici zbog nejednakih polarizacija. Npr. između kružne i linearne polarizacije gubici su 3 dB.

**Dijagram zračenja.** Svako se elektromagnetsko zračenje proizvedeno od antene bilo kakvog geometrijskog oblika ponaša kao kuglasti val ako je udaljenost od antene dovoljno velika. Prema tome se za velike udaljenosti svaka antena može predviđati kao točkasti izvor. Zračenje je energije iz takvog točkastog izvora radijalno. Protok energije u jedinici vremena (tj. snage) kroz jedinu površinu predstavlja gustoću snage, koja se prikazuje



Sl. 3. Poyntingov vektor u polarnom koordinatnom sustavu

kao Poyntingov vektor ( $\vec{P}$ ) u smjeru širenja (v. *Elektrotehnika*). Raspodjela gustoće snage na površini kugle dovoljno velikog radijusa  $r$  naziva se prostornim dijagramom zračenja. On se redovito daje u relativnim vrijednostima, što znači u odnosu prema maksimalnoj gustoći snage kao jedinici. Taj relativni odnos izražen je ili brojčano ili u decibelim. Ako se zna Poyntingov vektor  $P_r$  na površini kugle radijusa  $r$ , ukupna se zračena snaga (sl. 3) izračunava iz jednadžbe

$$W_t = \int \int P_r dS = \int \int P_r r^2 \sin \theta d\theta d\varphi.$$

Izvor koji u svim smjerovima jednako zrači, kome je, dakle, gustoća snage na površini kugle konstantna, zove se *izotropni radiator*. Takav izvor se ne može konstruirati, ali se primjenjuje pri matematičkom opisivanju svojstava antena.

Budući da se u dijagramu snage ne vidi polarizacija, najčešće se daje dijagram za dvije komponente električnog polja:  $E_\theta$  (polarnu) i  $E_\varphi$  (azimutalnu), i fazni pomak jedne komponente u odnosu prema drugoj. Kako je snaga proporcionalna kvadratu jakosti polja, iz dijagrama polja lako se izvodi dijagram snage. Određivanje dijagrama zračenja tehnički se izvodi redovito mjeđenjem jakosti polja, pa se u većini slučajeva i upotrebljava dijagram polja. Cijeli prostorni dijagram polja praktički se rijetko mjeri, ali se zato daju njegovi presjeci u dvije okomite ravni, koje prolaze smjerom maksimalnog zračenja. Ako antenu orijentiramo u prostoru tako da joj je maksimalno zračenje u pozitivnom smjeru osi  $x$ , dijagrami se daju u ravninama  $xz$  i  $xy$ .

Karakteristične veličine dijagrama zračenja jesu: kut usmjerenosti, širina snopa i potiskivanje sekundarnih latica (sl. 4). **Kut usmjerenosti**  $\Theta_D$  (u ravnini  $xz$ , odnosno  $\Phi_D$  (u ravnini  $xy$ ))

predstavlja kut oko glavnog smjera zračenja unutar kojeg zračena snaga ne pada ispod polovice one snage koja se zrači u glavnom smjeru. U dijagramu polja je kod kuta usmjerenoosti jakost polja jednaka jakosti polja u smjeru maksimalnog zračenja podijeljenoj sa  $\sqrt{2}$ . Širina snopa  $\Theta_n$  (u ravnini  $x-z$ ) i  $\Phi_n$  (u ravnini  $x-y$ ) predstavlja kut između prvih nultočaka s jedne i druge strane maksimalnog zračenja; taj kuglinski omrežje glavnu laticu. Kod dijagrama određenih mjerjenjem obično nema idealnih nultočaka, pa se za definiranje širine snopa upotrebljavaju točke na rubu glavne latice koje su za 20, 30 ili više decibela manje od maksimuma. U dijagramu zračenja uz glavnu se laticu pojavljuju i sekundarne latice različitih veličina. Da bi se uzbio utjecaj sekundarnih latice, definiran je faktor potiskivanja sekundarnih latica  $s$ , koji predstavlja odnos između maksimalnog zračenja i maksimuma najveće sekundarne latice.

**Usmjerenoost**  $D$  je odnos između maksimalne i srednje gustoće snage na fiksnoj udaljenosti od antene:

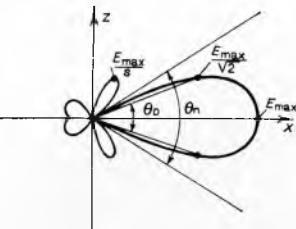
$$D = \frac{P_{r\max}}{P_{r\text{sred}}}, \text{ gdje je } P_{r\text{sred}} = \frac{W_1}{4\pi^2 r^2}.$$

Za izotropni radijator je usmjerenoost  $D = 1$ , što daje  $P_{r\max} = P_{r\text{sred}}$ . Usmjerenoost antene može se shvatiti kao broj koji kazuje koliki dio od ukupne zračene snage izotropnog radijatora treba da zrači razmatrana antena a da se na određenoj udaljenosti u smjeru maksimalnog zračenja postigne ista gustoća snage kao s izotropnim radijatorom.

**Dobitak.** Pri definiciji usmjerenoosti uzeta je u obzir samo prostorna raspodjela zračene snage, bez obzira na to kolika je privedena snaga i koliki su gubici u anteni. Dobitak  $g$  uključuje i gubitke u samoj anteni pomoću faktora iskorištenja  $k$ . Faktor iskorištenja  $k$  je odnos između ukupne zračene snage i privedene snage. Dobitak je u tom slučaju definiran kao  $g = k \cdot D$  i predstavlja broj koji kazuje koliki dio privedene snage izotropnog radijatora bez gubitaka treba privesti razmatranoj anteni da bi se na određenoj udaljenosti u smjeru maksimalnog zračenja postigla ista gustoća snage kao s izotropnim radijatorom. Kad je se umjesto izotropnog radijatora kao referentna antena uzima poluvalni dipol, no u tom slučaju mora biti naglašeno da je to dobitak u odnosu prema poluvalnom dipolu.

Zbog gubitaka u anteni, u nekim slučajevima usmjerenoost može biti velika, a dobitak da je ipak mali, čak manji od 1, što je slučaj antena sa *superusmjerenošću*. Te antene imaju veliku usmjerenoost zbog velikih struja koje su gotovo protufazne, što izaziva veliku koncentraciju reaktivne snage na malom prostoru. Kako je vodljivost materijala od kojeg je načinjena antena konačna, pojavljuju se veliki gubici, tako da je faktor iskorištenja mali, pa antena sa superusmjerenošću nema praktičnog značenja.

**Efektivna površina.** Svakoj se anteni može pripisati određena efektivna površina  $A_{ef}$ , koja se za prijemnu antenu može jednostavno definirati. Ako se antena nalazi vrlo daleko od izvora, tako da je na mjestu prijema val planaran, efektivna je površina antene definirana kao kvocijent snage apsorbirane na prilagođenom teretu koji je priključen na antenu i gustoće snage upadnog elektromagnetskog vala. Antena mora pri tome imati istu polarizaciju kao upadni val i maksimum glavne latice usmjerena prema izvoru zračenja. Prijemna antena može se zamijeniti nadomjesnim generatorom prema sl. 5. U slučaju prilagođenja, na unutarnjem otporu  $Z_a$  generatorka troši se ista snaga kao na teretu  $Z_t$ . To znači da antena bez gubitaka zrači natrag u prostor snagu koja je jednak snazi disipiranoj na teretu. Snazi koja se zrači natrag u prostor pridružuje se raspršna površina, koja predstavlja kvocijent natrag zračene snage i gustoće snage



Sl. 4. Skica vertikalnog dijagrama zračenja s karakterističnim veličinama.  $\Theta_n$  širina snopa po vertikali,  $\Theta_D$  kut usmjerenoosti

ca, definiran je faktor potiskivanja sekundarnih latica  $s$ , koji predstavlja odnos između maksimalnog zračenja i maksimuma najveće sekundarne latice.

**Usmjerenoost**  $D$  je odnos između maksimalne i srednje gustoće snage na fiksnoj udaljenosti od antene:

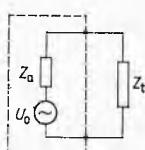
$$D = \frac{P_{r\max}}{P_{r\text{sred}}}, \text{ gdje je } P_{r\text{sred}} = \frac{W_1}{4\pi^2 r^2}.$$

Za izotropni radijator je usmjerenoost  $D = 1$ , što daje  $P_{r\max} = P_{r\text{sred}}$ . Usmjerenoost antene može se shvatiti kao broj koji kazuje koliki dio od ukupne zračene snage izotropnog radijatora treba da zrači razmatrana antena a da se na određenoj udaljenosti u smjeru maksimalnog zračenja postigne ista gustoća snage kao s izotropnim radijatorom.

**Dobitak.** Pri definiciji usmjerenoosti uzeta je u obzir samo prostorna raspodjela zračene snage, bez obzira na to kolika je privedena snaga i koliki su gubici u anteni. Dobitak  $g$  uključuje i gubitke u samoj anteni pomoću faktora iskorištenja  $k$ . Faktor iskorištenja  $k$  je odnos između ukupne zračene snage i privedene snage. Dobitak je u tom slučaju definiran kao  $g = k \cdot D$  i predstavlja broj koji kazuje koliki dio privedene snage izotropnog radijatora bez gubitaka treba privesti razmatranoj anteni da bi se na određenoj udaljenosti u smjeru maksimalnog zračenja postigla ista gustoća snage kao s izotropnim radijatorom. Kad je se umjesto izotropnog radijatora kao referentna antena uzima poluvalni dipol, no u tom slučaju mora biti naglašeno da je to dobitak u odnosu prema poluvalnom dipolu.

Zbog gubitaka u anteni, u nekim slučajevima usmjerenoost može biti velika, a dobitak da je ipak mali, čak manji od 1, što je slučaj antena sa *superusmjerenošću*. Te antene imaju veliku usmjerenoost zbog velikih struja koje su gotovo protufazne, što izaziva veliku koncentraciju reaktivne snage na malom prostoru. Kako je vodljivost materijala od kojeg je načinjena antena konačna, pojavljuju se veliki gubici, tako da je faktor iskorištenja mali, pa antena sa superusmjerenošću nema praktičnog značenja.

**Efektivna površina.** Svakoj se anteni može pripisati određena efektivna površina  $A_{ef}$ , koja se za prijemnu antenu može jednostavno definirati. Ako se antena nalazi vrlo daleko od izvora, tako da je na mjestu prijema val planaran, efektivna je površina antene definirana kao kvocijent



Sl. 5. Nadomještanje prijemne antene naponskim generatom

snage apsorbirane na prilagođenom teretu koji je priključen na antenu i gustoće snage upadnog elektromagnetskog vala. Antena mora pri tome imati istu polarizaciju kao upadni val i maksimum glavne latice usmjerena prema izvoru zračenja. Prijemna antena može se zamijeniti nadomjesnim generatorom prema sl. 5. U slučaju prilagođenja, na unutarnjem otporu  $Z_a$  generatorka troši se ista snaga kao na teretu  $Z_t$ . To znači da antena bez gubitaka zrači natrag u prostor snagu koja je jednak snazi disipiranoj na teretu. Snazi koja se zrači natrag u prostor pridružuje se raspršna površina, koja predstavlja kvocijent natrag zračene snage i gustoće snage

dolaznog vala. Suma efektivne i raspršne površine je *sabirna površina*. Ponekad se upotrebljava i pojma *fizikalne površine*, koja predstavlja površinu presjeka antene u smjeru okomitom na upadni val, s time da je antena orijentirana za maksimalan prijem.

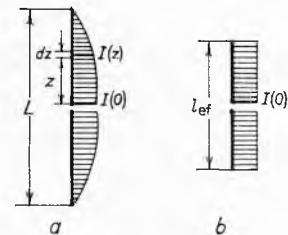
**Efektivna duljina antene.** Za linearne se antene redovito umjesto efektivne površine upotrebljava pojma efektivne duljine. Ona je identična za prijemnu i odašiljačku antenu, bez obzira na to što se definira pomoću različitih električnih veličina, jer postoji dokaz da parametri antene ne ovise o tome da li se ona primjenjuje kao odašiljačka ili kao prijemna antena.

**Efektivna duljina prijemne antene** je kvocijent napona na stezalkama otvorene antene i jakosti polja na mjestu prijema, ako je antena orijentirana u smjeru električnog polja:

$$l_{ef}(\text{prijem}) = \frac{U_0}{E}.$$

**Efektivna duljina odašiljačke antene** je duljina ekvivalentne linearne antene koja po svojoj cijeloj duljini ima konstantnu struju jednaku struci na stezalkama odašiljačke antene, s time da obje antene imaju jednak intenzitet zračenja u smjeru okomitom na duljinu (sl. 6). Matematički se to izražava jednadžbom

$$l_{ef}(\text{odaš}) = \frac{1}{I(0)} \int_{-L/2}^{+L/2} I(z) dz.$$



Za antene koje su postavljene okomito iznad vodljive plohe (vertikalno polarizirane u odnosu prema Zemljinoj površini) primjenjuje se pojma *efektivne visine*, koja je definirana na isti način kao i efektivna duljina.

**Impedancija antene.** Svaka odašiljačka antena može se predstaviti kao pasivni dvopol. Kvocijent napona i struje na stezalkama tog dvopola predstavlja impedanciju antene. Na impedanciju antene utječu i svi predmeti koji se nalaze u blizini antene na udaljenosti do nekoliko valnih duljina. Ako se antena nalazi u slobodnom prostoru tako da su svi objekti smješteni na velikoj udaljenosti, govori se o *vlastitoj impedanciji* antene. Omska komponenta impedancije antene sastoji se od otpora zračenja  $R_z$  i otpora gubitaka  $R_d$  uslijed disipacije u samim vodičima strukture antene. *Otpor zračenja* je definiran kao ekvivalentan otpor na kojem se troši snaga jednaku ukupnoj zračenoj snazi antene, ako je struja kroz taj otpor jednaka struji na stezalkama antene. Analogno je definiran i *otpore gubitaka* pomoću ukupne disipirane snage. Reaktivna komponenta ovisi o induksijskom polju koje stvara uskladištenu reaktivnu energiju u neposrednoj blizini antene. Omska i reaktivna komponenta impedancije antene mijenja se s frekvencijom redovito brže nego impedancija sustava na koji je ona priključena. Stoga postoji ograničeno frekvencijsko područje unutar kojeg je antena prilagođena na napojnu liniju sa zadovoljavajućim odnosom stojnih valova. Obično se kao granica uzima odnos stojnih valova 2.

**Temperatura šuma antene** vezana je za prijemnu antenu. Ona je mjeru za snagu šuma koju antena predaje na ulazu u prijemnik. Glavni dio snage šuma ovisi o vanjskim izvorima šuma i njihovom položaju u odnosu prema dijagramu zračenja. Izvori šuma mogu biti vještački i prirodni. Pod vještačkim se izvorima razumijevaju svi izvori koje proizvodi čovjek najraznovrsnijim uređajima, a moguće ih je kontrolirati i eventualno izbjegći. Prirodni izvori šuma mogu se prema njihovom uzroku podijeliti na kozmički šum, šum pojedinih svemirske tijela (Sunca, planetâ, Mjeseca, zvjezdâ), šum uslijed emisije atmosfere i šum Zemlje.

**Kozmički šum** ovisi o frekvenciji i smjeru dolaska, a mijenja se unutar jednog dana i od jednog do drugog godišnjeg doba. Prosječna temperatura šuma kozmičkih izvora  $T_k$  nalazi se unutar granica određenih empirijskom brojčanom formulom

$$\frac{\lambda^2}{5} \leq \frac{T_k}{290} \leq 5\lambda^2,$$

pri čemu je  $\lambda$  valna duljina u metrima, a  $T_k$  temperatura šuma u kelvinima.

Za pojedina *svesmirska tijela* temperatura šuma poprima vrlo različite vrijednosti. Za Sunce u području od 250 MHz do 35 GHz temperatura šuma može se grubo aproksimirati empirijskom brojčanom jednadžbom

$$\frac{T_s}{290} = \frac{675}{f},$$

gdje je  $f$  frekvencija u gigahercima. Šum svesmirskega tijela je gotovo zanemarljiv ako se ona ne nalaze upravo unutar glavne latice antene.

*Šum uslijed emisije atmosfere* raste s frekvencijom i s otklonom smjera glavne latice od zenita, a nastaje uslijed toga što atmosfera apsorbira i ponovo zrači elektromagnetsku energiju.

*Zemlja kao izvor šuma* djeluje bilo direktno bilo indirektno, refleksijom iz svemira.

Doprinosi svih izvora šuma kvantitativno se izračavaju pomoću temperature šuma antene

$$T_s = \frac{W_n}{k \cdot B},$$

gdje je  $W_n$  raspoloživa snaga šuma na stezaljkama antene,  $k$  je Boltzmannova konstanta a  $B$  širina pojasa. Ako se želi mala temperatura šuma, potrebno je da gubici u samoj anteni i u prijenosnom vodu do prijemnika budu što manji. Isto tako treba da su sekundarne latice koje su usmjereni prema zemlji što manje (v. poglavje Šum, str. 629).

**Ostale električne i mehaničke karakteristike antene.** Za odašiljačke antene koje zrače velike snage potrebno je definirati *maksimalnu dozvoljenu snagu*. Ta je snaga ovisna o geometriji antene i njenih dovoda i o atmosferi. Razmake vodiča treba odabratiti tako da ne dode do proboga. Neprilagodenje na prijenosnoj liniji, osim toga što uzrokuje gubitke snage, može izazvati probog zbog povišenog napona uslijed stojnog vala. Ako antena radi u atmosferi s niskim pritiskom, izbjegavaju se oštiri bridovi i nagli prijelazi, koji uzrokuju velike koncentracije polja. Osim toga kritična mjesta mogu se staviti u atmosferu s povišenim pritiskom.

Na električne karakteristike antene jako utječu i *zahtjevi mehaničke konstrukcije*. Tako npr. kod velikih antena za radio-astronomiju ili za praćenje satelita treba voditi računa o mogućnosti postavljanja antene u određeni smjer, o brzini namještanja radi praćenja i o deformaciji velikih reflektivnih površina. Atmosferski faktori, korozija, temperatura, mehaničke sile i vibracije imaju često presudan utjecaj na konstrukciju antene. Naročito to dolazi do izražaja kod aviona, raket, satelita ili svesmirskega brodova, gdje postoji velik problem uključivanja antene u postojeću konstrukciju s obzirom na zahtjeve aerodinamičnosti i zaštite od visokih temperatura.

**Veza između pojedinih parametara antene.** Ako antena ima samo jednu dosta usku glavnu laticu, može se pomoću kutova usmjerenosti aproksimativno odrediti usmjerenost. Može se, naime, za dijagram zračenja pretpostaviti da je gustoća snage unutar cijelog prostornog kuta određenog kutovima  $\Theta_D$  i  $\Phi_D$  jednaka maksimalnoj gustoći snage, a u svim ostalim smjerovima zračenja da je jednaka nuli. Uz te je pretpostavke usmjerenost

$$D = \frac{4\pi}{\Theta_D \cdot \Phi_D},$$

gdje su kutovi  $\Theta_D$  i  $\Phi_D$  izraženi u radijanima. Računska formula u koju se kutovi uvrštavaju u stupnjevima glasi:

$$D = \frac{4\pi (180/\pi)^2}{\Theta_D \cdot \Phi_D} = \frac{41253}{\Theta_D \cdot \Phi_D}.$$

Uz prosječan stupanj iskorištenja od  $\sim 70\%$  može se odrediti i dobitak.

Usmjerenost antene i efektivna površina vezane su relacijom

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{ef}.$$

Veza efektivne površine i duljine linearne antene izražena je jednadžbom

$$A_{ef} = \frac{l_{ef}^2 \eta}{4R_a},$$

gdje  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$  predstavlja valni otpor slobodnog prostora ( $= 120\pi$  ohm), a  $R_a$  otpor antene.

Koristeći se prethodnim dvjema jednadžbama, usmjerenoši linearne antene može se izraziti u ovisnosti o efektivnoj duljini relacijom

$$D = \frac{\pi \eta}{R_a} \left( \frac{l_{ef}}{\lambda} \right)^2.$$

### Neke teoretske osnove antena

**Princip dualnosti.** U Maxwellovim jednadžbama pojavljuju se samo električne struje, a magnetskih struja nema. Razlog je tome što do sada još nisu pronađeni odvojeni magnetski naboje. Posljedica je toga da se rješenja svih elektromagnetskih problema izračavaju pomoću električnih struja i naboja. Međutim, postoji niz problema kod kojih je upotreba fiktivnih magnetskih struja i naboja vrlo korisna jer pojednostavnjuje računanje. U takvim se problemima polja koja su proizvedena nekom raspodjelom struja i naboja određuju vrlo jednostavno pomoću ekvivalentne raspodjele fiktivnih magnetskih struja i naboja. Proširene Maxwellove jednadžbe, koje sadrže fiktivne magnetske struje i naboje, mogu se za stacionarno stanje, koristeći se kompleksnim veličinama u vremenskoj domeni, pisati

$$\text{rot } \vec{E} = -\vec{m} - j\omega \mu \cdot \vec{H},$$

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{i} + j\omega \epsilon \cdot \vec{E},$$

gdje vektor  $\vec{m}$  predstavlja gustoću magnetske struje. Vidi se da su sada Maxwellove jednadžbe, izuzevši predznake, potpuno simetrične. Ako u navedenim jednadžbama zamjenimo električne veličine magnetskim veličinama i obratno, dobiju se dvije jednadžbe istoga oblika. Te nove jednadžbe opisuju jedan drugi elektromagnetski sustav, za koji se kaže da je *dualan* onom prvom. Ako se veličine prvog sustava označe indeksom 1, a drugog sustava indeksom 2, zamjenu treba izvršiti na jedan od ova četiri načina:

$$\left. \begin{array}{l} \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{m}_1, \\ \vec{H}_1 \Rightarrow -\vec{E}_2, \\ \vec{E}_1 \Rightarrow \eta^2 \vec{H}_2, \\ \vec{m}_1 \Rightarrow -\eta^2 \vec{i}_2 \end{array} \right| \text{ ili } \left. \begin{array}{l} \vec{i}_1 \Rightarrow -\vec{m}_2, \\ \vec{H}_1 \Rightarrow \vec{E}_2, \\ \vec{E}_1 \Rightarrow -\eta^2 \vec{H}_2, \\ \vec{m}_1 \Rightarrow \eta^2 \vec{i}_2 \end{array} \right|$$
  

$$\left. \begin{array}{l} \vec{i}_1 \Rightarrow \frac{1}{\eta^2} \vec{m}_2, \\ \vec{H}_1 \Rightarrow -\frac{1}{\eta^2} \vec{E}_2, \\ \vec{E}_1 \Rightarrow \vec{H}_2, \\ \vec{m}_1 \Rightarrow -\vec{i}_2 \end{array} \right| \text{ ili } \left. \begin{array}{l} \vec{i}_1 \Rightarrow -\frac{1}{\eta^2} \vec{m}_2, \\ \vec{H}_1 \Rightarrow \frac{1}{\eta^2} \vec{E}_2, \\ \vec{E}_1 \Rightarrow -\vec{H}_2, \\ \vec{m}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \end{array} \right|$$

Odabiranje jednog od četiri moguća tipa zamjene ovisi o tome koja se veličina u oba sustava želi direktno zamijeniti. Ostale tri veličine treba množiti odgovarajućim faktorima, kako bi cijeli sustav ponovo zadovoljavao Maxwellove jednadžbe.

**Theorem ekvivalencije.** Huygensov princip da se svaka točka fronta vala može shvatiti kao novi izvor vala, čime je objašnjen ogib svjetlosti, prenesen je na elektromagnetsko polje kao teorem ekvivalencije, koji uzima u obzir vektorski karakter tog polja. Teorem ekvivalencije omogućava određivanje elektromagnetskog polja u prostoru slobodnom od izvora na temelju poznate raspodjele električnih i magnetskih struja na zatvorenoj površini koja obuhvaća sve izvore.

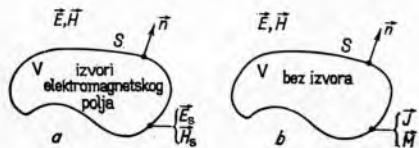
Ako se prema sl. 7 svi izvori nalaze unutar prostora volumena  $V$  omedenog proizvoljnom zatvorenom plohom  $S$  u homogenom izotropnom mediju, oni na toj plohi proizvode polje  $\vec{E}_s, \vec{H}_s$ , a izvan tog volumena polje  $\vec{E}, \vec{H}$ . Ako se iz volumena  $V$  odstrane

svi izvori, može se polje  $\vec{E}, \vec{H}$  izvan tog volumena proizvesti ekvivalentnim površinskim strujama po plohi S. Električna i magnetska struja na plohi S dane su vektorskim produktima

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}_s,$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}_s,$$

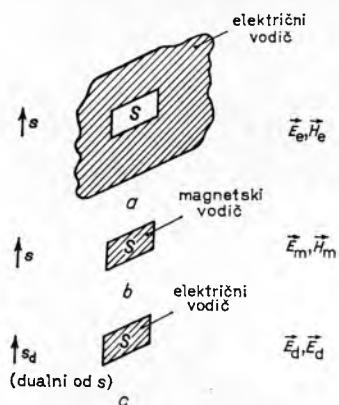
gdje je  $\vec{n}$  jedinični vektor u smjeru normale na plohu S. Taj teorem naročito je pogodan za računanje parametara površinskih antena za koje se s dovoljnom točnošću zna raspodjela



Sl. 7. Nadomeštanje izvora elektromagnetskog polja unutar određenog volumena (a) površinskim strujama po plohi koja omeđuje taj volumen (b)

polja na određenoj plohi, kao što je to npr. lijevak-antena (v. str. 613).

**Babinetov princip** preuzet je iz optike, a proširio ga je Booker uvezši u obzir vektorski karakter elektromagnetskog polja. Taj princip glasi: Suma polja iza bilo kakvog zaslona i polja iza njemu komplementarnog zaslona jednaka je polju na tom istom mjestu kad ne postoji nikakav zaslon. Ako se prema sl. 8 a



Sl. 8. Elektromagnetsko polje iza komplementarnih zaslona. a) Izvor zračenja nalazi se iza električki vodljivog zaslona S, b) izvor iza magnetskog vodiča S, c) izvor iza električnog vodiča S

prepostavi izvor s koji zrači iza električki vodljivog beskonačnog zaslona s prorezom S, postojaće desno od zaslona polje  $\vec{E}_e, \vec{H}_e$ . Nadomjesti li se električki vodljivi zaslone magnetski vodljivim zaslonom kao na sl. 8 b (komplementarni zaslone), onda desno od zaslona postoji polje  $\vec{E}_m, \vec{H}_m$ . Ako se polje u odstupnosti obaju zaslona označi sa  $\vec{E}, \vec{H}$ , Babinetov se princip može izraziti jednadžbama

$$\vec{E}_e + \vec{E}_m = \vec{E},$$

$$\vec{H}_e + \vec{H}_m = \vec{H}.$$

Budući da magnetski vodič u stvarnosti ne postoji, on se može uz primjenu principa dualnosti zamijeniti električnim, uz uvjet njemu dualnim (sl. 8 c). Polje  $\vec{E}_d, \vec{H}_d$  desno od zaslona u tom se slučaju dobije iz  $\vec{E}_m$  i  $\vec{H}_m$  korišteci se principom dualnosti. Tako oblikovan Babinetov princip vrlo je koristan za izračunavanje dijagrama zračenja prezentantene (v. str. 614). Iz poznate konfiguracije polja za dipol mogu se, naime, direktno napisati jednadžbe za polje proreza.

**Elementarni električni dipol.** Vrlo čest oblik antene su linearne antene različitih duljina. Ako je poznata raspodjela struja duž vodiča antene, mogu se odrediti svi njezini parametri. Najjednostavniji oblik linearne antene je elementarni električni dipol. On se sastoji od zanemarljivo kratkog vodiča duljine dl u kojem teče struja efektivne vrijednosti I, koja je po cijeloj duljini konstantna. Komponente električnog i magnetskog polja prikazane na sl. 9 imaju ove veličine:

$$E_r = \frac{\eta I dl \cos \theta}{4\pi r} \left( \frac{2}{r} - j \frac{2}{\beta r^2} \right) e^{-j\beta r} \cdot e^{j\omega t},$$

$$E_\theta = \frac{\eta I dl \sin \theta}{4\pi r} \left( \frac{1}{r} + j\beta - j \frac{1}{\beta r^2} \right) e^{-j\beta r} \cdot e^{j\omega t},$$

$$E_\phi = 0, H_r = 0, H_\theta = 0,$$

$$H_\phi = \frac{I dl \sin \theta}{4\pi r} \left( \frac{1}{r} + j\beta \right) e^{-j\beta r} \cdot e^{j\omega t},$$

pri čemu je  $\beta = 2\pi/\lambda$ .

Da bi se odredilo kretanje energije u prostoru, treba izračunati Poyntingov vektor, koji se može izraziti kao vektorski produkt jakosti električnog i magnetskog polja  $\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}$ . Komponente Poyntingovog vektora jesu:

$$P_r = E_\theta H_\phi - E_\phi H_\theta,$$

$$P_\theta = E_\phi H_r - E_r H_\phi,$$

$$P_\phi = E_r H_\theta - E_\theta H_r.$$

Budući da je, prema naprijed rečenom,  $E_\phi = 0, H_r = 0, H_\theta = 0$ , izlazi iz ovih jednadžbi da je  $P_r = E_\theta H_\phi, P_\theta = -E_r H_\phi, P_\phi = 0$ .

Da bi se odredio prosječan protok snage u smjerovima  $r$  i  $\theta$ , treba u vremenskoj domeni komponente Poyntingovog vektora integrirati za vrijeme jedne perioda ili načiniti skalarni produkt, što kod računanja s kompleksnim veličinama daje

$$\bar{P}_r = R_e (E_\theta H_\phi^*) = R_e (E_\theta^* H_\phi),$$

$$\bar{P}_\theta = R_e (-E_r H_\phi^*) = R_e (-E_r^* H_\phi),$$

gdje zvjezdica označava konjugirano kompleksnu veličinu. Prosječan protok snage u radijalnom smjeru je

$$\bar{P}_r = \frac{\eta I^2 (dl)^2 \beta^2 \sin^2 \theta}{(4\pi r)^2}.$$

Vidi se da samo one komponente od  $E_\theta$  i  $H_\phi$  koje s udaljenošću opadaju sa faktorom  $1/r$  pridonose transportu energije u smjeru radijusa. Te se komponente zovu *radijacijske komponente polja*. Na velikoj udaljenosti dakle postoje samo radijacijske komponente polja, kojima su efektivne vrijednosti

$$E_\theta = \frac{\eta I}{2r} \left( \frac{dl}{\lambda} \right) \sin \theta,$$

$$H_\phi = \frac{I}{2r} \left( \frac{dl}{\lambda} \right) \sin \theta.$$

Dijagram zračenja prikazan je na sl. 10.

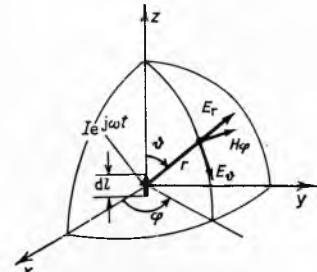
Prosječan protok snage u smjeru  $\theta$  je nula. Otpor zračenja je  $R_z = \frac{2}{3} \eta \pi \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2$ . Usmjereno iznos  $D = \frac{3}{2}$ . Efektivna duljina jednaka je geometrijskoj duljini dl jer je struja konstantna po cijeloj duljini. Efektivna površina je prema tome (v. str. 606)

$$A_{ef} = \frac{3}{8\pi} \lambda^2 \approx 0,119 \lambda^2.$$

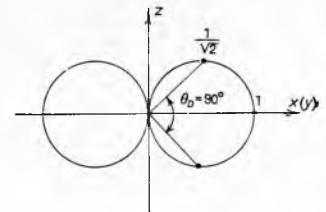
**Elementarni magnetski dipol.** Kao osnovni element zračenja često se primjenjuje i elementarni magnetski dipol. Iako magnetske struje u prirodi ne postoje, ipak neke konfiguracije proizvode polje koje se može poistovjetiti s poljem uzrokovanim fiktivnim magnetskim strujama. Ako, npr., teče struja kroz petlju kojoj je promjer malen u usporedbi s valnom duljinom, polje je takve petlje jednako polju koje proizvodi elementarni magnetski dipol. Veza između parametara elementarnog magnetskog dipola i petlje izražena je jednadžbom

$$I_m dl = -j \cdot \frac{2\eta\pi I ds}{\lambda},$$

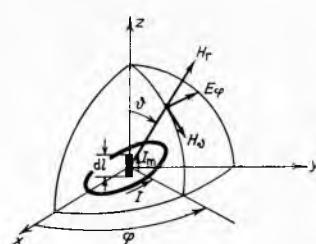
pri čemu je I struja u petlji a ds presjek petlje (sl. 11). Geometrijski oblik petlje nije važan, ali struja duž opsega petlje mora biti konstantna i istofazna, što je automatski zadovoljeno time što je petlja mala u usporedbi



Sl. 9. Prikaz komponenata polja elementarnog električnog dipola u prostornom polarnom koordinatnom sustavu



Sl. 10. Dijagram zračenja elementarnog električnog dipola u ravni koja prolazi kroz dipol.  $\theta_D$  vertikalni kut usmjerenoosti



Sl. 11. Prikaz komponenata polja elementarnog magnetskog dipola u polarnom koordinatnom sustavu

s valnom duljinom. Na temelju principa dualnosti i gornje jednadžbe mogu se komponente električnog i magnetskog polja izravno napisati pomoću jednadžbi komponenata polja za elementarni električni dipol. Komponente imaju ove veličine:

$$E_r = 0, \quad E_\theta = 0$$

$$E_\varphi = \frac{j \cdot \eta \cdot I ds \cdot \sin \vartheta}{2r\lambda} \left( \frac{1}{r} + j\beta \right) e^{-j\beta r} e^{j\omega t},$$

$$H_r = \frac{-j \cdot I ds \cdot \cos \vartheta}{2r\lambda} \left( \frac{2}{r} - j \frac{2}{\beta r^2} \right) e^{-j\beta r} e^{j\omega t},$$

$$H_\theta = \frac{-j \cdot I ds \cdot \sin \vartheta}{2r\lambda} \left( \frac{1}{r} + j\beta - j \frac{1}{\beta r^2} \right) e^{-j\beta r} e^{j\omega t},$$

$$H_\varphi = 0.$$

Analogno kao i za elementarni električni dipol, postoji transport energije samo u radijalnom smjeru, tako da su radijacijske komponente polja dane jednadžbama

$$E_\varphi = \frac{-\eta \pi I}{r} \left( \frac{dS}{\lambda^2} \right) \sin \vartheta,$$

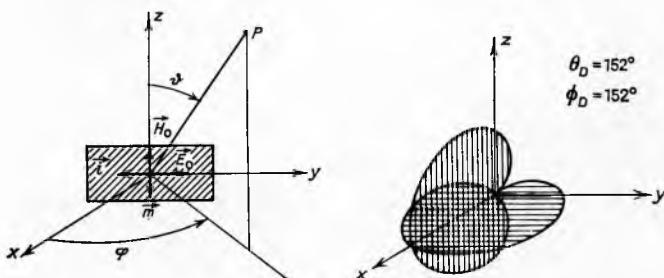
$$H_\theta = \frac{\pi I}{r} \left( \frac{dS}{\lambda^2} \right) \sin \vartheta.$$

Dijagram zračenja identičan je dijagramu zračenja elementarnog električnog dvopola, s tim da je polarizacija ortogonalna.

Otpor zračenja je  $R_z = \frac{8}{3} \pi^3 \eta \left( \frac{dS}{\lambda^2} \right)^2$ . Usmjereno iznosi

$D = \frac{3}{2}$ . Efektivna površina je  $A_{ef} = \frac{3}{8\pi} \lambda^2$ .

**Elementarna površina.** Prema teoremu ekvivalencije mogu se električno polje i magnetsko polje u ravnini elementarne površine nadomjestiti površinskom magnetskom i električnom strujom. Prema tome zračenje elementarne površine može se odrediti iz zračenja dvaju ortogonalnih elementarnih dipola, pri čemu u jednom teče električna, a u drugom magnetska struja.



Sl. 12. Elementarna površina kao izvor zračenja.  $\vec{i}$  Vektor površinske električne struje,  $\vec{m}$  vektor površinske magnetske struje

Sl. 13. Presjek dijagrama zračenja elementarne površine u ravnini električnog (xy) i magnetskog (xz) polja.  $\theta_D$  vertikalni kut usmjerenosti,  $\phi_D$  horizontalni kut usmjerenosti

Ako je elementarna površina orientirana u prostoru kao na sl. 12, radijacijske komponente polja su ove:

$$E_\theta = j \frac{E_0 dy dz}{2r\lambda} \sin \varphi \cos \vartheta,$$

$$E_\varphi = j \frac{E_0 dy dz}{2r\lambda} (\cos \varphi + \sin \vartheta),$$

$$H_\theta = -j \frac{E_0 dy dz}{2\eta r \lambda} (\cos \varphi + \sin \vartheta),$$

$$H_\varphi = j \frac{E_0 dy dz}{2\eta r \lambda} \sin \varphi \cos \vartheta.$$

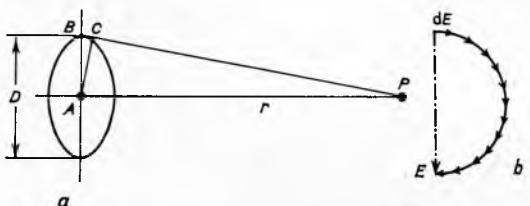
Presjek dijagrama zračenja u ravninama xy i xz prikazan je na sl. 13.

Usmjereno je  $D = 3$ . Efektivna površina iznosi  $A_{ef} = \frac{3}{4\pi} \lambda^2$ .

**Granica daleke ili Fraunhoferove zone.** Svaka se antena sastoji od skupa elementarnih izvora. Za uvodno će se izlaganje pretpostaviti da su ti izvori identični, istofazni i jednolikou po-

razdjeljeni po cijeloj površini antene koja ima kružni presjek promjera D (sl. 14a). Jakost polja u određenoj točki prostora P dobije se vektorskim zbrajanjem komponenata, koje su proizvedene svaka od svog elementarnog izvora. Ako je točka P na osi antene i vrlo daleko, ukupna je jakost polja algebarska suma svih komponenata. U tom su slučaju, naime, faze svih komponenata jednake, jer su svi elementarni izvori jednako udaljeni od točke P, tj. dužine  $\overline{AP}$  i  $\overline{BP}$  su paralelne.

Kad se točka P približava anteni, element je na rubu antene za dužinu  $\overline{BC}$  više udaljen od točke P nego središnji element.



Sl. 14. Jakost električnog polja u točki P (a) prikazana kao vektorska suma polja elementarnih izvora (b)

Val iz točke B u tom slučaju kasni, što odgovara faznom pomaku od  $360^\circ \cdot \overline{BC}/\lambda$ . Ako je dužina  $\overline{BC} = \lambda/2$ , fazni pomak između komponente središnjeg i rubnog elementa iznosi  $180^\circ$ , a to znači da će se one poništavati. Ukupna jakost polja E kao suma svih komponenata prikazana je u sl. 14 b i jednaka je  $2/\pi \cdot \sum dE$ , a to znači da je za 36% manja nego kad se komponente sumiraju istofazno. Vidi se da je smanjenje ukupnog polja u tom slučaju vrlo veliko. Jakost polja izmjerena na takvoj udaljenosti dat će krive podatke o dijagramu zračenja.

Redovito se traži da udaljenost r bude tolika da protok snage u točki P nije za više nego 1% manji nego kad se komponente polja sumiraju istofazno. Taj uvjet je ispunjen ako fazni pomak rubnog elementa nije veći od  $22.5^\circ$ , odnosno, kad je dužina  $\overline{BC} \leq \lambda/16$ . Iz geometrijskih odnosa na sl. 14 a slijedi da je minimalna udaljenost točke P, ili granica daleke zone,  $r = 2D^2/\lambda$ , gdje D predstavlja najveću poprečnu dimenziju antene, ako ona nije kružnog presjeka.

Ako se dozvoli pad protoka snage za 5%, fazni pomak rubnog elementa iznosit će  $45^\circ$ , dužina  $\overline{BC} = \lambda/8$ , a minimalna udaljenost točke P je  $r = D^2/\lambda$ .

Budući da elementi bliži rubu realnih antena po pravilu zrače s daleko manjim intenzitetom nego središnji, greška uzrokovana njihovim faznim pomakom bit će manja nego kad su izvori identični, kako se u dosadašnjim izlaganjima pretpostavilo. Stoga se često kao granica daleke zone uzima udaljenost  $D^2/\lambda$ .

**Skup točkastih izvora.** Već je ranije naglašeno da se svaka antena, bez obzira na njen geometrijski oblik ili raspodjelu struja, može zamijeniti točkastim izvorom. Ta točka se može proizvoljno odabrati negdje unutar ili u blizini volumena što ga zaprema antena, a naziva se *faznim centrom*. Amplituda električnog polja na velikoj udaljenosti u određenom smjeru u prostoru neovisna je o tome gdje se odabere fazni centar. Međutim, faza električnog polja u odnosu prema fazi referentnog smjera uzetoj kao nula mijenja se s položajem odabranog faznog centra. Kao referentni smjer s fazom nula obično se uzima smjer maksimalnog zračenja, a kao fazni centar odabire se redovito točka koja daje minimalnu ili nikavu promjenu faze.

Za određivanje dijagrama zračenja složenog antenskog sustava koji se sastoji od većeg broja antena raspoređenih u prostoru postupak je ovaj. Prvo se za svaku antenu odabere njen fazni centar, s time da su poznati dijagrami zračenja svih antena i njihova orientacija u prostoru. Zatim se u svakom smjeru vektorski sumiraju polja pojedinih antena s time da amplituda ovisi o uzbudi, a faza ovisi i o uzbudi i o međusobnom položaju faznih centara.

Kod složenih sustava s većim brojem antena najčešći je slučaj da su dijagrami zračenja svih antena identični i jednako orijentirani u prostoru. Svaka antena tog sustava može se napajati

s proizvoljnom amplitudom  $A_i$  i fazom  $\alpha_i$ . Uz poznati geometrijski raspored faznih centara (točka  $I$  na sl. 15) dobije se dijagram zračenja cijelog sustava kao produkt dijagonala zračenja jedne antene i dijagonala zračenja skupa točkastih izvora što ga čine fazni centri svih antena. Jakost polja bilo koje antene može se izraziti jednadžbom

$E_i(\theta, \varphi) = E_0(\theta, \varphi) \cdot A_i e^{j\alpha_i}$ ,  
pri čemu  $E_0(\theta, \varphi)$  predstavlja polje antene pobjuđene jediničnom amplitudom i fazom nula. Ukupna jakost polja cijelog sustava dana je izrazom

$$E(\theta, \varphi) = E_0(\theta, \varphi) \cdot \sum_i A_i e^{j(\psi_i + \alpha_i)},$$

gdje je  $\psi_i$  faza ovisna o položaju faznog centra  $i$ -te antene u od-

Sl. 15. Koordinate faznog centra  $i$ -te antene za koju se određuje fazni kut  $\varphi_i$

nosu prema ishodištu, koje se uzima kao fazni centar cijelog sustava. Suma u gornjem izrazu predstavlja dijagram zračenja skupa izotropnih radijatora smještenih u fazne centre svih antena i zove se *faktor skupa*. Prema sl. 15 može se faza  $\psi_i$  izraziti pomoću koordinata svakog faznog centra i smjera u kojem se želi odrediti polje. Faktor skupa je tada

$$F = \sum_i A_i \exp \{ j [ \beta (x_i \sin \vartheta \cos \varphi + y_i \sin \vartheta \sin \varphi + z_i \cos \vartheta) + \alpha_i] \}.$$

### Linearni niz

**Analiza niza s jednakim razmakom elemenata.** Sustav složen od većeg broja identičnih antena najčešće se izvodi tako da se antene s jednakim razmacima  $d$  poredaju duž jednoga pravca u nizu. Pobudivanje se vrši tako da amplitude  $A_n$  imaju simetričan raspored, tj. prva i posljednja antena, druga i pretposljednja, itd., imaju jednake amplitude. Faze dviju susjednih antena razlikuju se duž cijelog niza za isti kut  $\alpha$ . Ako su antene poredane u smjeru osi  $z$  (sl. 16), faktor niza može se lako izvesti iz faktora skupa i glasi

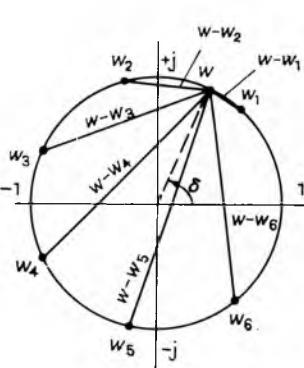
$$F = \sum_{n=0}^N A_n e^{jn(\beta d \cos \vartheta + \alpha)}.$$

Vidi se da faktor niza zapravo predstavlja polinom  $N$ -og stupnja u kompleksnoj  $w$ -ravnini

$$F = \sum_{n=0}^N A_n w^n,$$

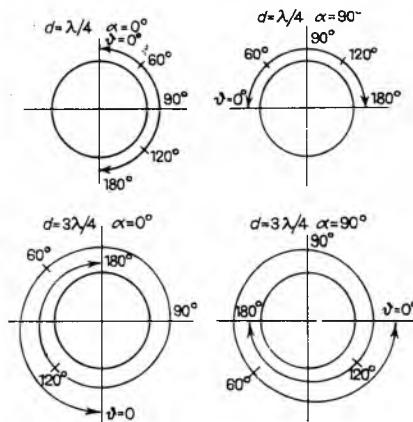
s time da je  $w = e^{j\delta}$ , a  $\delta = \beta d \cos \vartheta + \alpha$ . Kako svaki polinom ima  $N$  korijena, faktor niza se može izraziti i kao produkt

$$F = A_0 \cdot \prod_{n=1}^N (w - w_n),$$



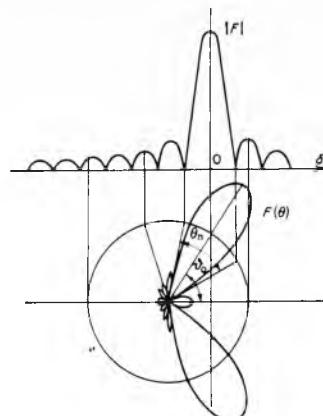
Sl. 17. Nultočke faktora niza u kompleksnoj ravnini  $w$  za slučaj niza od sedam elemenata

uzeti u obzir za određivanje faktora niza. To je pokazano na sl. 18 za četiri različita slučaja.



Sl. 18. Dio jedinične kružnice po kojem se pomiče varijabla  $w$  u ovisnosti o polarnom kutu  $\theta$  za četiri različita slučaja

Točki  $w = 1$  uvijek odgovara maksimum glavne latice, tako da za smjer maksimalnog zračenja treba samo odrediti pripadni polarni kut  $\vartheta_0$ . Nultočke odgovaraju korijenima na jediničnoj kružnici, a maksimumi sekundarnih latica nalaze se približno na sredini između dva susjedna korijena. Za određeni raspored korijena na jediničnoj kružnici, koji ovisi o amplitudama uzbuda i broju elemenata u nizu, može se nacrtati apsolutna vrijednost faktora niza kao funkcija kuta  $\delta$ . Za odabrani razmak  $d$  i fazu  $\alpha$  može se konstruirati dijagram zračenja niza izotropnih radijatora kao što je to prikazano na sl. 19. Stvarni dijagram niza antena



Sl. 19. Dijagram zračenja niza izotropnih radijatora nacrtan uz pomoć faktora niza

dobije se množenjem dijagonala zračenja niza izotropnih radijatora sa dijagonalom zračenja jedne antene.

**Niz s jednolikom raspodjelom amplituda.** Najjednostavniji je linearni niz kojemu su amplitude uzbuda svih elemenata jednake. Zbog jednostavnosti se uzima  $A_0 = A_1 = A_2 = \dots = A_N = 1$ . Faktor niza u kompleksnoj ravnini je u tom slučaju

$$F = \sum_{n=0}^N w^n.$$

Apsolutna vrijednost faktora niza može se izraziti jednadžbom

$$|F| = \left| \frac{\sin(N+1)\frac{\delta}{2}}{\sin\frac{\delta}{2}} \right|,$$

te se, prema postupku prikazanom na sl. 19, može za bilo koji slučaj nacrtati dijagram zračenja niza izotropnih radijatora. Smjer

maksimalnog zračenja određen je kutom

$$\vartheta_0 = \arccos \left( -\frac{a\lambda}{2\pi d} \right).$$

Razlikuju se dva ekstremna slučaja. Kad je  $\vartheta_0 = 0$ , maksimalno zračenje je u smjeru osi niza; takav niz zove se *uzdužni niz*. Ako je  $\vartheta_0 = 90^\circ$ , maksimalno zračenje je okomito na os niza, pa se takav niz zove *poprečni niz*.

Širina snopa niza može se odrediti uz pomoć nul-točaka u kompleksnoj  $w$ -ravnini. Uz poznati smjer maksimalnog zračenja vrijedi jednadžba

$$\delta = \beta d (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0).$$

Nul-točke s jedne i druge strane glavne latice odredene su na jediničnoj kružnici kutovima  $\delta_1 = 2\pi/(N+1)$  i  $\delta_2 = -2\pi/(N+1)$ , a u polarnom koordinatnom sustavu kutovima  $\vartheta_1$  i  $\vartheta_2$ . Ako se *duljina niza*  $L$  definira uz pomoć razmaka  $d$  i ukupnog broja elemenata  $N$  izrazom  $L = (N+1)d$ , mogu se napisati jednadžbe

$$\cos \vartheta_1 - \cos \vartheta_0 = \frac{\lambda}{L},$$

$$\cos \vartheta_2 - \cos \vartheta_0 = \frac{\lambda}{L}.$$

Kutovi  $\vartheta_1$  i  $\vartheta_2$  malo se razlikuju od  $\vartheta_0$ , pa se mogu pisati kao  $\vartheta_1 = \vartheta_0 - \Delta\vartheta_1$  i  $\vartheta_2 = \vartheta_0 + \Delta\vartheta_2$ . Širina snopa  $\Theta_n$  je onda  $\Theta_n = \Delta\vartheta_1 + \Delta\vartheta_2$ . Koristeći se osnovnim trigonometrijskim relacijama i aproksimacijama za male kute:  $\cos \Delta\vartheta_1 = 1$ ,  $\cos \Delta\vartheta_2 = 1$ ,  $\sin \Delta\vartheta_1 = \Delta\vartheta_1$ ,  $\sin \Delta\vartheta_2 = \Delta\vartheta_2$ , dobije se iz prethodnih dviju jednadžbi

$$\Theta_n = 2 \frac{\lambda}{L} \cdot \frac{1}{\sin \vartheta_0} = 114,5^\circ \frac{\lambda}{L} \cdot \frac{1}{\sin \vartheta_0}.$$

Analognim postupkom dobiva se kut usmjerenosti, s time da kutovi  $\delta_1 = 0,886 \pi/(N+1)$  i  $\delta_2 = -0,886 \pi/(N+1)$  određuju točke na jediničnoj kružnici za koje je vrijednost faktora niza jednaka maksimalnoj vrijednosti podijeljenoj sa  $\sqrt{2}$ . Kut usmjerenosti iznosi

$$\Theta_D = 0,886 \frac{\lambda}{L} \cdot \frac{1}{\sin \vartheta_0} = 51^\circ \frac{\lambda}{L} \cdot \frac{1}{\sin \vartheta_0}.$$

Izrazi za širinu snopa i kut usmjerenosti vrijede dok je  $L > 5\lambda$  i  $\vartheta_0 > \Theta_n$ , a ne vrijede za uzdužni niz ( $\vartheta_0 = 0$ ). Za taj niz se na sličan način dolazi do jednadžbi za kut usmjerenosti i širinu snopa:

$$\Theta_n = 2 \sqrt{0,886 \frac{\lambda}{L}},$$

$$\Theta_D = 2 \sqrt{2 \frac{\lambda}{L}}.$$

Usmjerenost linearног niza ne može se izraziti jednostavnom jednadžbom, ali usmjerenost poprečnog niza je približno

$$D = 2 \frac{L}{\lambda},$$

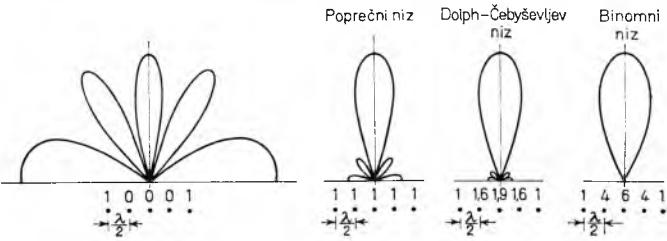
s time da razmak  $d$  ne smije biti veći od  $0,9\lambda$ . Za velik broj elemenata u linearном nizu, približno iznad 10, potiskivanje sekundarnih latica je

$$s = \frac{3\pi}{2} \text{ ili } 13,5 \text{ dB.}$$

**Nizovi s nejednolikom raspodjelom amplitute.** U radio-komunikacijskim sustavima vrlo se često zahtijeva veliko potiskivanje sekundarnih latica. Povećanje potiskivanja sekundarnih latica postiže se tako da se amplitude uzbuda od sredine niza prema krajevima postepeno smanjuju. Ekstremni slučaj potiskivanja sekundarnih latica je tzv. *binomni niz*, koji uopće nema sekundarnih latica ( $s = \infty$ ). Amplitude tog niza su proporcionalne koeficijentima binomnog reda. Kut usmjerenosti je mnogo veći nego kod niza s konstantnom raspodjelom amplituda, a to znači da je i usmjerenost manja. Da bi se jače potisnule sekundarne latice, a da pri tome previše ne poraste kut usmjerenosti, može se upotrijebiti *trokutni niz*, tj. niz kojemu amplitude linearno opadaju od sredine prema rubovima. Za veliki broj elemenata poti-

skivanje sekundarnih latica je 27 dB, no kut usmjerenosti je preko 40% veći nego kod niza s konstantnom raspodjelom amplituda.

Zahtjev za što većim potiskivanjem sekundarnih latica oprečan je zahtjevu za što manjim kutom usmjerenosti. Optimalno rješenje postiže se kad su maksimumi svih sekundarnih latica jednaki, što znači da faktor niza ima oblik Čebyševljevog polinoma. Niz s takvom raspodjelom zove se *Dolph-Čebyševljev niz*. Od nizova s bilo kojom drugom raspodjelom amplituda on se razlikuje svojstvom da za određeno potiskivanje sekundarnih latica ima minimalni kut usmjerenosti i obratno. Usporedba dijagrama zračenja nizova s različitom raspodjelom prikazana je na sl. 20.



Sl. 20. Dijagrami zračenja nizova s nekoliko karakterističnih raspodjela amplituda uzbuda (označenih brojkama) za pet elemenata

**Sinteza niza s jednakim razmakom elemenata.** Svaki dijagram zračenja može se ostvariti s određenom točnošću pomoću različitih nizova. Zbog jednostavnijeg matematičkog postupka najčešće se za sintezu upotrebljava niz s jednakim razmakom  $d$  među elementima i s takvim napajanjem da prvi i posljednji element, pa drugi i preposljednji, itd., imaju konjugirano kompleksne uzbude. Faktor niza onda ima oblik

$$F = \sum_{m=-M}^{+M} A_m e^{im\psi}, \text{ uz } \psi = \beta d \cos \theta,$$

što predstavlja Fourierov red napisan u kompleksnom obliku i prekinut kod  $M$ -tog člana. Prema tome svaki dijagram zračenja može se ostvariti sa željenom točnošću ako se uzme dovoljan broj članova. Ako kompleksne uzbude označimo sa

$$A_0 = a_0, \quad A_m = a_m + j b_m, \quad A_{-m} = a_m - j b_m,$$

može se faktor niza pisati ovako:

$$F = 2 \left[ \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^M (a_m \cos m\psi + b_m \sin m\psi) \right].$$

Željeni dijagram zračenja može se izraziti kao funkcija  $f(\psi)$ , bilo grafički ili analitički; ta funkcija poznata je u intervalu koji je diktiran razmakom elemenata. Taj interval odgovara hodu kuta  $\psi$  i jednak je  $2\beta d$ . Kako se za dobivanje koeficijenata Fourierovog reda mora izvršiti integracija preko jedne periode od  $2\pi$ , mogu se pojaviti tri slučaja:

1.  $d = \lambda/2$ , hod kuta  $\psi$  je  $2\pi$ ;  $f(\psi)$  se može normalno razviti u Fourierov red;
2.  $d < \lambda/2$ , hod kuta  $\psi$  je manji od  $2\pi$ , pa se  $f(\psi)$  mora u intervalu do  $2\pi$  nadopuniti proizvoljnom funkcijom i tek onda razviti u red. Prema tome postoji beskonačno mnogo rješenja, a treba odabrati ono koje u zadanim intervalu najbolje aproksimira  $f(\psi)$ ;
3.  $d > \lambda/2$ , hod kuta  $\psi$  je veći od  $2\pi$ , što znači da u općenitom slučaju nije moguće  $f(\psi)$  razviti u red, nego samo u iznimnom slučaju ako je  $f(\psi)$  periodska funkcija s periodom  $2\pi$ .

**Nizovi s nejednakim razmakom elemenata.** Matematička obrada takvih nizova vrlo je složena i opsežna. Ti se nizovi upotrebljavaju da bi se smanjio ukupan broj elemenata, a da dijagram zračenja ostane u zahtijevanim granicama. Osim toga niz s jednakim razmakom i nejednakim raspodjelom amplituda može se nadomjestiti nizom s nejednakim razmakom ali konstantnom raspodjelom amplituda, što je u nekim slučajevima povoljnije. Niz s jednakim razmakom elemenata ne može se primijeniti za šire frekvencijsko područje i velike promjene smjera glavne latice, jer se pojavljuju sekundarne latice koje su po veličini jednake glavnoj.

Niz s nejednakim razmakom nema tu manu i može se upotrijebiti u daleko širem frekvencijskom području i za veće promjene smjera glavne laticice.

### Ostale vrste nizova

**Planarni niz.** Ako se fazni centri svih antena složenog antenskog sustava nalaze u jednoj ravnini, dobije se planarni niz. Redovito se upotrebljava pravilan i simetričan planarni niz. Na sl. 21 svi fazni centri nalaze se u ravnini  $xy$ . Svi redovi paralelni s osi  $x$  imaju identičnu raspodjelu amplituda, a apsolutne se vrijednosti amplituda od reda do reda razlikuju. Za sve redove paralelno s osi  $y$  vrijedi isto. Za takav slučaj je faktor planarnog niza produkt dvaju faktora, od kojih jedan ovisi o raspodjeli duž osi  $x$ , a drugi o raspodjeli duž osi  $y$ . Faktor niza je, dakle,

$$F(\vartheta, \varphi) = F_x(\vartheta, \varphi) \cdot F_y(\vartheta, \varphi),$$

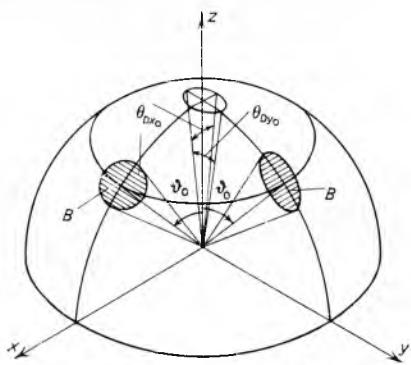
s time da je

$$\begin{aligned} F_x(\vartheta, \varphi) &= \sum_{m=-M}^{+M} A_m e^{j\delta_x m}, \quad \delta_x = \beta d_x \sin \vartheta \cos \varphi + a_x, \\ F_y(\vartheta, \varphi) &= \sum_{n=-N}^{+N} A_n e^{j\delta_y n}, \quad \delta_y = \beta d_y \sin \vartheta \sin \varphi + a_y. \end{aligned}$$

Ukupan broj elemenata na osi  $x$  je  $M_0 = 2M + 1$ , a na osi  $y$   $N_0 = 2N + 1$ . Budući da je faktor planarnog niza produkt faktora  $F_x$  i  $F_y$ , glavna če latica imati oblik uskoga snopa, a smjer maksimalnog zračenja je određen kutovima  $\varphi_0$  i  $\vartheta_0$  dobivenim iz jednadžbi

$$\begin{aligned} \tan \varphi_0 &= \frac{d_x a_y}{d_y a_x}, \\ \sin^2 \vartheta_0 &= \frac{a_x^2}{\beta_x^2 d_x^2} + \frac{a_y^2}{\beta_y^2 d_y^2}. \end{aligned}$$

Ako je glavno zračenje u smjeru osi  $z$ , točke kod kojih snaga padne za 3 dB u odnosu prema maksimalnoj leže na elipsi kojoj su osi određene kutovima usmjerenosti  $\Theta_{Dx0}$  niza u osi  $x$  i  $\Theta_{Dy0}$  niza u osi  $y$ . Površina te elipse je neovisna o  $\varphi_0$  iako mijenja svoj oblik (sl. 22). Povećanjem kuta  $\vartheta_0$  povećava se i površina elipse



Sl. 22. Prostorni prikaz glavnog zračenja planarnog niza

s faktorom  $1/\cos \vartheta_0$ . Ako se prepostavi da svi elementi zrače samo u gornji poluprostor, usmjerenost je

$$D = \pi D_x D_y \cos \vartheta_0,$$

gdje su  $D_x$  i  $D_y$  usmjerenosti niza u osi  $x$ , odn. u osi  $y$ . Vidi se da usmjerenost opada s povećanjem polarnog kuta  $\vartheta_0$  po istom zakonu po kojem se povećava kut usmjerenosti.

**Prostorni niz.** U prostornom nizu su fazni centri antena smješteni u točke koje predstavljaju sjecišta triju porodica ekvidistantnih ravnina, od kojih je prva okomita na os  $x$ , druga oko-

mita na os  $y$  i treća okomita za os  $z$ . Takvi se nizovi vrlo rijetko upotrebljavaju, pa se detalji o njima izostavljaju.

### Linearne antene

U ovu se grupu ubrajaju antenski sustavi čiji vodiči imaju mali promjer presjeka u usporedbi sa svojom duljinom. Ovamo idu npr. dipoli, unipoli, okvirna antena i romb-antena.

**Dipol. Raspodjela struje i dijagram zračenja dipola.** Da bi se odredila jakost polja, a time i dijagram zračenja dipola, treba poznavati raspodjelu struje duž dipola. Taj se problem može riješiti pomoću Maxwellovih jednadžbi (v. Elektrotehnika) uzveći u obzir rubne uvjete na granici vodič-vakuum duž cijelog dipola. Za dipole cilindričnog oblika (duljine  $L$  i polumjera presjeka  $a$ ) to je vrlo teško. Prvi je taj problem rješavao Hallén (1938). On je dobio integralnu jednadžbu kojoj za dipol smješten u osi  $z$  rješenje ima oblik

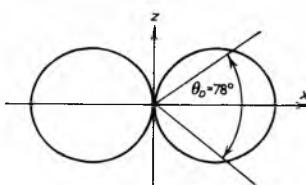
$$I(z) = I_m \frac{\sin \beta \left( \frac{L}{2} - |z| \right) + \frac{b_1}{\Omega} + \frac{b_2}{\Omega^2} + \dots}{\cos \beta \frac{L}{2} + \frac{d_1}{\Omega} + \frac{d_2}{\Omega^2} + \dots},$$

gdje je  $\Omega = 2 \ln L/a$ ; koeficijenti  $b_n$  su funkcije od  $\beta$ ,  $L$  i  $z$ , a  $d_n$  funkcije od  $\beta$  i  $L$ . U slučaju vrlo tankog vodiča polumjer  $a$  teži nuli i raspodjela struje je čisto sinusoidna:

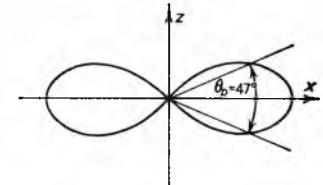
$$I(z) = I_m \sin \beta \left( \frac{L}{2} - |z| \right).$$

Uz pretpostavku takve sinusoidne raspodjele, radijacijska komponenta električnog polja ima oblik

$$E_\theta = \frac{\eta I_m}{2 \pi} \cdot \frac{\cos \left( \beta \frac{L}{2} \cos \vartheta \right) - \cos \beta \frac{L}{2}}{\sin \vartheta}.$$



Sl. 23. Dijagram zračenja poluvalnog dipola u ravnini koja prolazi kroz dipol.  $\Theta_D = 78^\circ$



Sl. 24. Dijagram zračenja punovalnog dipola u ravnini koja prolazi kroz dipol.  $\Theta_D = 47^\circ$

**Poluvalni dipol.** Polje zračenja poluvalnog dipola ima oblik torusa. Dijagram zračenja koji predstavlja presjek torusa u ravnini  $xz$  prikazan je na sl. 23. Jakost polja za vrlo tanak dipol je

$$E = \frac{\eta I_m}{2 \pi} \cdot \frac{\cos \left( \frac{\pi}{2} \cos \vartheta \right)}{\sin \vartheta}.$$

Kut usmjerenosti je  $78^\circ$ , efektivna duljina je  $\lambda/\pi$ , efektivna površina iznosi  $0,131 \lambda^2$ , usmjerenost je  $1,64$  ili  $2,15$  dB, a otpor zračenja  $73 \Omega$ .

**Punovalni dipol.** Polje zračenja ima oblik torusa kojemu je presjek pokazan na sl. 24. Jakost polja za vrlo tanak dipol je

$$E_\theta = \frac{\eta I_m}{2 \pi} \cdot \frac{\cos (\pi \cos \vartheta) + 1}{\sin \vartheta}.$$

Kut usmjerenosti je  $47^\circ$ , efektivna duljina  $2\lambda/\pi$ , efektivna površina  $0,192 \lambda^2$ , a usmjerenost  $2,41$  ili  $3,82$  dB. Otpor zračenja se na stezaljkama dipola ne može definirati, jer je u idealnom slučaju struja jednaka nuli.

**Kratki dipol.** Dipol kojemu je duljina mala u usporedbi s valnom duljinom ima linearnu raspodjelu struje, s time da je maksimum u sredini a nula na krajevima dipola. Efektivna duljina je  $L/2$ , a radijacijska komponenta električnog polja je

$$E_\theta = \frac{\eta I_m}{4 \pi} \cdot \frac{L}{\lambda} \sin \vartheta.$$

Vidi se da je zračena snaga jedna četvrtina snage što je zrači dipoliste geometrijske duljine s konstantnom raspodjelom i istom

strujom na stezaljkama, tako da je otpor zračenja

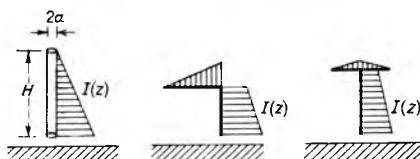
$$R_z = \frac{\eta \pi}{6} \left( \frac{L}{\lambda} \right)^2.$$

Zbog ograničenja u geometrijskoj duljini, dipol je kratak prema valnoj duljini na nižim frekvencijama, kod kojih se mora primjeniti vertikalna polarizacija.

**Unipol.** Budući da tlo struje nižih frekvencija ( $f = 10 \text{ kHz}$  do  $30 \text{ MHz}$ ) relativno dobro vodi, po pravilu se u tom području primjenjuje unipol. On zapravo predstavlja polovicu dipola iznad vodljive plohe (sl. 25), tako da je napajanje asimetrično. Uz jednaku struju na stezaljkama dipola i unipola, polje u gornjem poluprostoru je jednako u oba slučaja. To znači da unipol zrači pola snage ekvivalentnog dipola, pa je otpor zračenja

$$R_z = \frac{\eta \pi}{3} \left( \frac{H}{\lambda} \right)^2,$$

gdje je  $H$  visina unipola ( $H < \lambda/8$ ).



Sl. 25. Unipol L- i T-antenā iznad vodljive plohe.  $H$  visina unipola,  $I(z)$  raspodjela struje

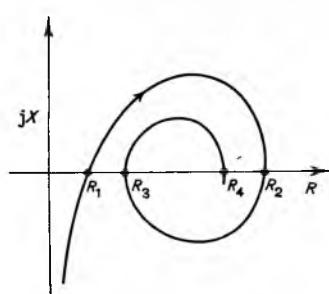
Reaktivna komponenta impedancije unipola ima kapacitativan karakter i može se izraziti poluempirijskom formulom koja se najbolje slaže s izmjerenim vrijednostima:

$$X_a = -Z_0 \cot \beta H, \text{ uz } Z_0 = \frac{\eta}{2\pi} \left( \ln \frac{H}{a} - 1 \right).$$

Faktor iskorištenja kratkog unipola je mali, jer otpor gubitaka može biti čak i veći od otpora zračenja. Gubici se javljaju zbog nedovoljne vodljivosti tla u blizini unipola i zbog gubitaka u antenskoj zavojnici koja se mora priključiti u seriju s unipolom radi poništavanja kapacitivne komponente. Gubici u tlu se smanjuju tako da se oko antene u tlu ukopaju dobro vodljive metalne trake u vidu radijalne mreže.

Da bi se uz istu geometrijsku visinu unipola povećala njegova efektivna visina, treba raspodjelu struje što je više moguće približiti konstantnoj raspodjeli. To se postiže vršnim kapacitetom ili savijanjem vertikalnog vodiča u horizontalni smjer u obliku slova L ili T (sl. 25). U svim tim slučajevima efektivna se duljina gotovo udvostručuje, a istovremeno se smanjuje velika kapacitivna reaktanca.

**Vlastita impedancija dipola.** Impedancija na stezaljkama dipola koji se nalazi u slobodnom prostoru vrlo daleko od svih vodljivih površina dobije se iz Hallénovog rješenja za struju dipola, uzimajući  $z = 0$ . To rješenje je matematički vrlo komplikirano, no Hallén ga je dao u vidu tabele pomoću kojih je nacrtan dijagram impedancije. Tok impedancije prikazan je kvalitativno na sl. 26. Rezonantni otpor za serijsku rezonanciju ( $R_1, R_3, \dots$ ) gotovo se ne mijenja s odnosom  $L/a$ , a otpor za paralelnu rezonanciju ( $R_2, R_4, \dots$ ) s odnosom  $L/a$  raste. Serijska rezonancija postiže se kad je duljina dipola nešto malo manja od  $(0,5 + n) \cdot \lambda$ , a paralelna kad je ta duljina nešto manja od  $n \cdot \lambda$ , pri čemu je  $n$  cijeli broj.



Sl. 26. Kvalitativan dijagram impedancije dipola u ovisnosti o njegovoj duljini (rast duljine pokazuje strelica)

došao je i Schelkunoff. On je razmatrao dipol bikoničnog oblika, koji se može shvatiti kao prijenosna linija za sferni val s konstantnim valnim otporom. Za dipole drukčijeg oblika valni otpor nije konstantan duž dipola, pa je Schelkunoff uveo pojam prosječ-

nog valnog otpora, pomoću kojeg se za tanke dipole bilo kakvog oblika može s dovoljnom točnošću odrediti impedancija.

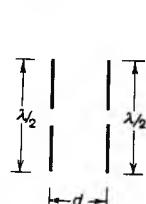
**Međuimpedancija.** Ako je nekoliko dipola smješteno relativno blizu jedan uz drugi, naponi će i struje na njihovim stezaljkama zadovoljavati jednadžbe

$$U_i = \sum_{j=1}^n Z_{ij} I_j, \text{ uz } i = 1, 2, 3, \dots, n.$$

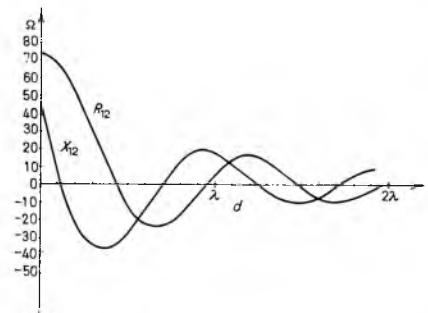
$Z_{ij}$  za  $j = i$  predstavlja vlastitu impedanciju  $i$ -tog dipola, a za  $j \neq i$  predstavlja međuimpedanciju između  $i$ -tog i  $j$ -tog dipola. Najjednostavniji slučaj je kad postoje samo dva dipola istih dimenzija poredani kao na sl. 27. Međuimpedancija je u tom slučaju

$$Z_{12} = R_{12} + j X_{12} = Z_{21} = R_{21} + j X_{21},$$

a prikazana je na sl. 28 za dva poluvalna dipola. Vidi se da je



Sl. 27. Dva dipola kojima se određuje međuimpedancija

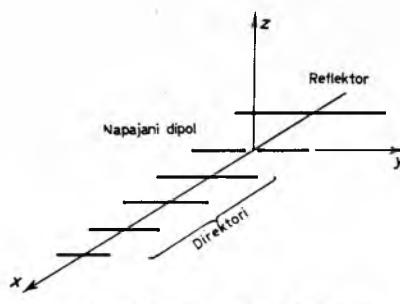


Sl. 28. Realna ( $R_{12}$ ) i imaginarna ( $X_{12}$ ) komponenta međuimpedancije dvaju dipola sa sl. 27 kao funkcija razmaka  $d$

utjecaj među dipolima na udaljenosti većoj od  $2\lambda$  neznatan, te se može praktički zanemariti.

**Yagi-antena.** Kod antenskih sustava koji se sastoje od niza dipola postoji problem njihovog napajanja. Taj se problem može jednostavno riješiti tako da se napaja samo jedan dipol, a svi se ostali u svom nožištu kratko spoje. Zbog međuimpedancije u

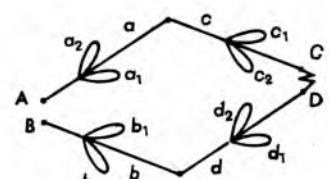
svim će kratko spojenim dipolima (parazitnim) teći struje, čime je ostvareno njihovo napajanje. Amplitude i faze struja u dipolima ovise o njihovom međusobnom razmaku i o duljini svakog pojedinog dipola. Takav sustav dipola zove se Yagi-antena i shematski je prikazan na sl. 29. Parazitni dipoli



Sl. 29. Shematski prikaz Yagi-antene

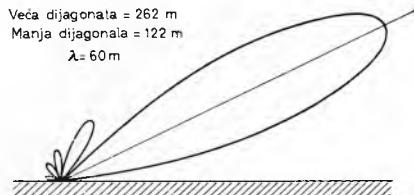
koji su poredani u smjeru glavnog zračenja ispred aktivnog nazivaju se direktori i nešto su kraći od pola valne duljine. Aktivni dipol na koji je priključeno napajanje dugačak je pola valne duljine, a reflektor (v. dalje) koji je smješten iza aktivnog dipola nešto je dulji od pola valne duljine. Ako se želi povećati dobitak, treba povećati broj direktora, a ne broj reflektora, jer reflektori iza prvog imaju zanemarljiv utjecaj na dijagram zračenja, pa se i ne upotrebljavaju.

**Romb-antena.** Za područje kratkih valova upotrebljava se romb-antena prikazana na sl. 30. Ona se sastoји od ravnih vodiča  $a, b, c$  i  $d$ , koji su dugački nekoliko valnih duljina. Napajanje u točkama  $A$  i  $B$  izvodi se simetrično. Između točaka  $C$  i  $D$  priključen je otpor, koji osigurava da na vodičima  $a, b, c$  i  $d$  postoji samo progresivni val. Glavne latice dijagrama zračenja svakog od vodiča skicirane su na slici. Uz povoljno dimenzioniranje postiže se da



Sl. 30. Shematski prikaz romb-antene i glavnih latica vodiča na kojima postoji samo progresivni val

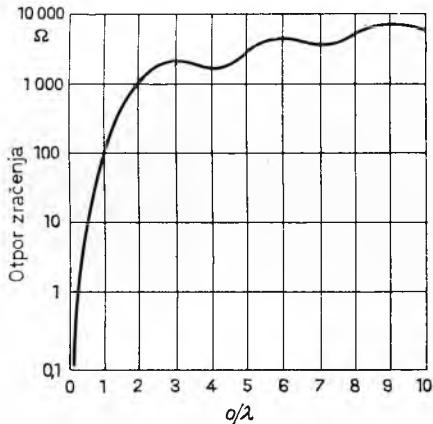
latice  $a_1, b_1, c_1$  i  $d_1$  imaju isti smjer i da se sumiraju istofazno. U tom slučaju maksimalno je zračenje u smjeru veće dijagonale romba. Budući da se romb-antena ne nalazi u slobodnom prostoru, nego iznad Zemljine površine na visini  $h$ , koja je mala u odnosu prema valnoj duljini, zračenje će u horizontalnoj ravnini biti jednak nuli. Zračenje u vertikalnoj ravnini koja



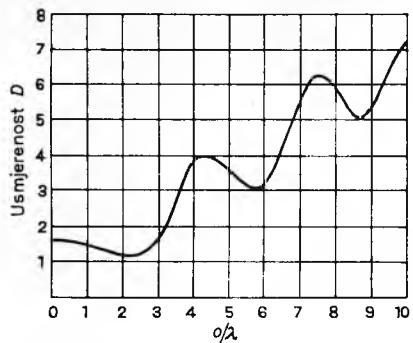
Sl. 31. Vertikalni dijagram zračenja romb-antene datih dimenzija

prolazi kroz veću dijagonalu romba prikazano je dijagramom na sl. 31. Kut elevacije maksimalnog zračenja opada s porastom stranica romba i visinom  $h$ .

**Okvirna antena** ima najčešće oblik kružne ili pravokutne petlje. Dok je opseg petlje mali u usporedbi s valnom duljinom, okvirna antena predstavlja elementarni magnetski dipol, za koji su parametri već ranije dani. Za okvirnu antenu kružnog oblika



Sl. 32. Otpor zračenja okvirne antene kao funkcija opsega izraženog u valnim duljinama ( $\sigma/\lambda$ )



Sl. 33. Usmjerenost okvirne antene kao funkcija opsega izraženog u valnim duljinama ( $\sigma/\lambda$ )

smještenu u ravnini  $x-y$ , s konstantnom istofaznom strujom duž opsega, radijacijske komponente polja jesu

$$E_\varphi = \frac{\eta \cdot \beta a \cdot I}{2r} \cdot J_1(\beta a \sin \theta),$$

$$H_\theta = \frac{\beta a \cdot I}{2r} \cdot J_1(\beta a \sin \theta),$$

gdje  $a$  predstavlja polumjer kruga, a  $J_1$  Besselova funkcija prvog reda. Okvirna antena kojoj je polumjer manji od trećine valne duljine ima maksimum u ravnini  $x-y$ , a dijagram zračenja još

je vrlo sličan dijagramu elementarnog magnetskog dipola. S porastom polumjera javlja se sve veći broj sekundarnih latica, a smjer maksimalnog zračenja pomiče se prema osi  $z$ . Otpor zračenja u ovisnosti o omjeru između opsega  $\sigma$  i valne duljine  $\lambda$  prikazan je na sl. 32, a usmjerenošć na sl. 33.

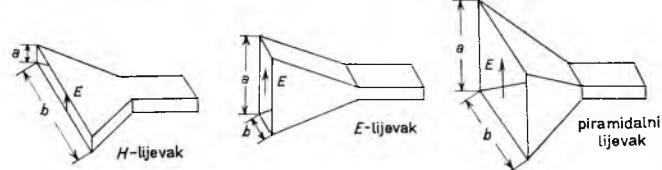
### Otvor-antene

Postoji čitav niz antena kojima se dijagram zračenja može razmerno lako odrediti ako se prepostavi da na jednoj zamišljenoj ravnini površina određenih dimenzija (otvor) služi kao izvor zračenja. To su npr. otvoreni valovod, lijevak-antena i prorez. Elektromagnetsko polje je po cijeloj ravnini otvora tih antena zanemarljivo malo osim na samoj površini otvora. Otvor može imati bilo kakav oblik, ali redovito je to pravokutnik ili kružnica.

Ako se upotrijebi pravokutni otvor, u većini se praktičkih slučajeva raspodjela polja na površini tog otvora može prikazati kao produkt dviju neovisnih jednodimenzijskih raspodjela duž jedne i druge strane otvora. Dijagram zračenja se izvodi analogno kao kod planarnog niza s time da razmak među izvorima teži nuli, a broj izvora beskonačnosti.

Najjednostavniji slučaj takve antene s otvorom je *otvoreni valovod*. Radijacijske komponente polja proporcionalne su površini otvora valovoda, pa je za veću usmjerenošć potrebna i veća površina otvora, a to znači valovod većih dimenzija. Međutim, kako se valovodu povećavaju dimenzije, počinje se javljati sve veći i veći broj viših modova (v. str. 572), kod kojih se na pojedinim dijelovima površine otvora javljaju protufazni izvori. Polja se tih izvora u daljini poništavaju i na taj se način smanjuje efektivna površina otvora. Prema tome, maksimalna dimenzija valovoda ograničena je pojmom viših modova.

**Lijevak-antena.** Da bi se otvoru koji zrači povećale dimenzije bez istodobne pojave viših modova, primjenjuju se lijevak-antene kakve su prikazane na sl. 34. Da se izbjegnu viši modovi, energija se do lijevka dovodi valovodom u kojem se ne mogu širiti viši modovi. Zatim se valovod postepeno proširuje u ravnini  $E$  ili  $H$  na željene dimenzije otvora. Na prijelazu od valovoda u lijevak zbog diskontinuiteta se generiraju viši modovi. Ako proširenje lijevka nije prenaglo, viši modovi se do mesta iza kojeg postoji mogućnost za njihovo širenje dovoljno priguše.



Sl. 34. Oblici lijevak-antena

Polje u otvoru lijevak-antene nije u svim točkama iste faze jer se u lijevku širi cilindrični ili sferni val, ovisno o tome da li je proširenje u ravnini  $E$  ili  $H$ , ili u objema ravninama. To znači da, uz konstantnu duljinu lijevka, s povećanjem otvora raste fazna razlika između polja na rubu i u sredini otvora. Ta fazna razlika ima za posljedicu smanjenje jakosti polja u smjeru glavne latice u odnosu prema polju koje bi se dobilo da svi izvori u ravnini otvora imaju istu fazu. Prema tome, nasuprot povećanju usmjerenošć uslijed povećanja otvora, pojavljuje se tendencija smanjenja zbog fazne razlike. Između duljine i otvora lijevka postoji, dakle, stanovit odnos pri kojem nastaje maksimalna usmjerenošć. Dimenzije takvog optimalnog lijevka i ostali parametri dani su u nastavku za različite vrste lijevak-antena. (Oznake dimenzija prema sl. 34.)

$$\text{E-lijevak: } a = \sqrt{2 \lambda L}, \text{ usmjerenošć } D = \frac{8,2 a b}{\lambda^2},$$

$$\text{efektivna površina } A_{et} = 0,65 a b,$$

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } E: \Theta_{xD} = 53^\circ \frac{\lambda}{a},$$

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } H: \Phi_D = 68^\circ \frac{\lambda}{b}.$$

$$H\text{-lijevak: } b = \sqrt{3\lambda L}, \text{ usmjerenošć } D = \frac{7,8 a b}{\lambda^2},$$

efektivna površina  $A_{ef} = 0,63 a b$ ,

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } E: \Theta_{xD} = 51^\circ \frac{\lambda}{a},$$

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } H: \Phi_D = 80^\circ \frac{\lambda}{b}.$$

Piramidni lijevak:  $a = \sqrt{2\lambda L}$ ,  $b = \sqrt{3\lambda L}$ , usmjerenošć

$$D = \frac{6,3 a b}{\lambda^2}, \text{ efektivna površina } A_{ef} = 0,5 a b,$$

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } E: \Theta_{xD} = 53^\circ \frac{\lambda}{a},$$

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } H: \Phi_D = 80^\circ \frac{\lambda}{b}.$$

$$\text{Stožasti lijevak: } \frac{L}{\lambda} = 0,3 \left( \frac{d}{\lambda} \right)^2,$$

$$\text{usmjerenošć } D = \frac{6,5 \pi d^2}{4 \lambda^2},$$

$$\text{efektivna površina } A_{ef} = 0,52 \frac{d^2 \pi}{4},$$

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } E: \Theta_{xD} = 60^\circ \frac{\lambda}{d},$$

$$\text{kut usmjerenošć u ravnini } H: \Phi_D = 70^\circ \frac{\lambda}{d}.$$

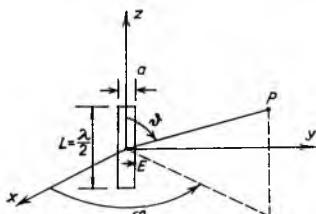
**Prorez-antena.** U idealnom se slučaju prorez-antena sastoji od vodljive beskonačne plohe u kojoj se nalazi prorez. Duljina prozeza ne prelazi jednu valnu duljinu, a širina mu je malena u usporedbi s duljinom. Takva prorez-antena zrači s obje strane vodljive plohe, a napaja se simetričnom linijom ili koaksijalnim vodom vezanim između duljih stranica prozeza. Radijacije komponente polja mogu se izvesti izravno iz polja dipola odgovarajuće duljine koristeći se Babinetovim principom i principom dualnosti. Za rezonantni poluvalni prorez u ravnini  $z-y$  prema sl. 35 radijacije komponente polja iznose:

$$H_\theta = \frac{-j a E_0}{\pi r \eta} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta\right)}{\sin \vartheta} e^{-j \beta r},$$

$$E_\varphi = -\eta H_\theta.$$

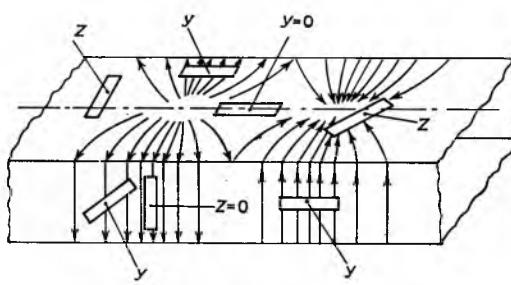
Vidi se da je dijagram zračenja po obliku identičan dijagramu poluvalnog dipola.

Zbog male efektivne površine jednog prozeza redovito se primjenjuje niz prozeza. Osnova takvog složenog antenskog su-



Sl. 35. Rezonantni poluvalni prorez u ravnini  $z-y$

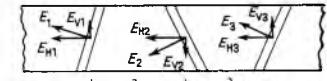
radijacije komponente polja iznose:



Sl. 36. Nekoliko prozeza na valovodu i njihove nadomjesne sheme

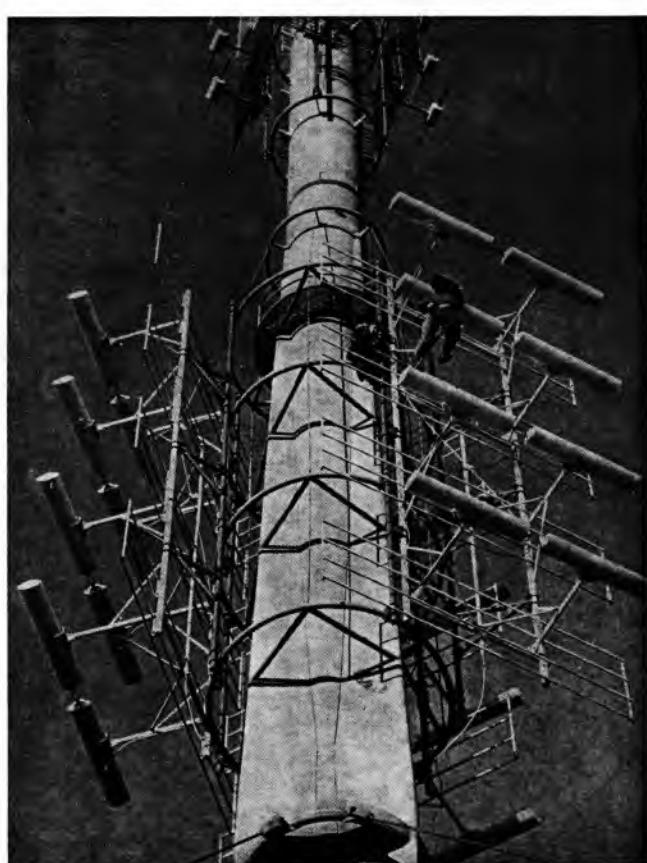
stava je valovod koji na svojoj užoj ili široj stranici ima niz prozeza poredanih na određen način. Ako pojedini prorez treba da zrači, on mora presijecati površinske struje koje teku po unutarnjim stranama stijenki valovoda. Ovisno o veličini prozeza i njegovu položaju prema simetričnoj stranici, prorez se može nadomjestiti impedancijom ili admittancijom koja je u seriji s valovodom ili paralelna njemu. Prema tome, željena uzbuda pojedinih prozeza može se postići povoljno odabranim geometrijskim rasporedom. Na sl. 36 prikazano je nekoliko položaja prozeza s njihovim nadomjesnim shemama.

Antenski sustav s prorezima u užoj stranici valovoda prikazan je na sl. 37. Vidi se da su horizontalne komponente električnog polja svih prozeza u fazi, a vertikalne u protufazi. Da bi se potisnule vertikalne komponente, stavljaju se između dva proresa vertikalne pregrade. Veličina uzbude pojedinih prozeza regulira se njegovim nagibom. Antene takvog tipa imaju horizontalni kut usmjerenošć reda veličine  $1^\circ$ , a vertikalni  $\sim 25^\circ$  i upotrebljavaju se za brodske radarske sustave.



Sl. 37. Antenski sustav izveden s prorezima u užoj stranici valovoda

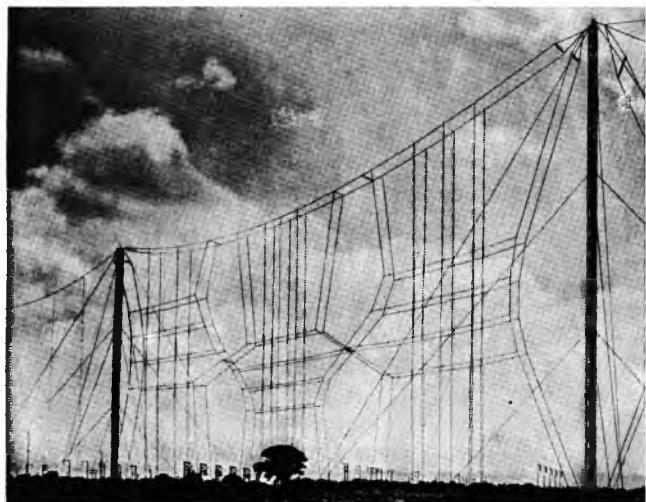
**Ravni reflektor** primjenjuje se kad se želi eliminirati zračenje u smjeru koji je suprotan smjeru glavnog zračenja. Ravan



Sl. 38. Antenski sustavi s usmjerenim dijagramom zračenja za područje vrlo visokih frekvencija. Na slici se vidi pet vertikalnih nizova s horizontalnim dipolima smještenim u plastičnim zaštitnim kutijama s ravnim reflektoruima iza njih (antenski stup u Labištići)

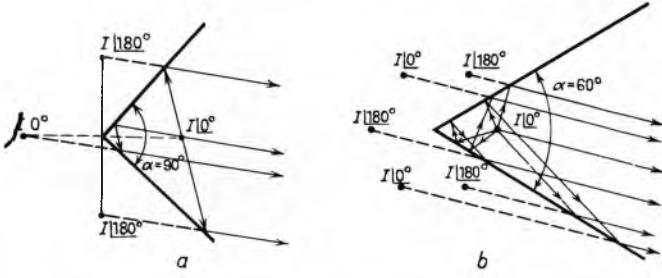
se reflektor upotrebljava najčešće u zajednici s jednim dipolom ili nizom njih. Dijagram zračenja sustava s ravnim reflektotrom dobije se tako da se analizira ekvivalentni sustav u kojem je reflektor zamijenjen slikom izvora koja se nalazi upravo toliko iza reflektora koliko je izvor ispred reflektora. U idealnom je slučaju reflektor vodljiva beskonačna ploha. Međutim, u praktičnoj

se izvedbi reflektor sastoji od paralelnih vodiča postavljenih u smjeru električnog polja, s time da je razmak među njima jednak ili manji od desetinke valne duljine. Na taj se način dobije konstrukcija koja je otpornija prema udarcima vjetra nego ploča, a ima praktički ista električna svojstva. Obično se ispred reflektora stavljuju četiri punovalna dipola na razmaku  $\lambda/2$  s istofaznim pobudivanjem. Takvo *polje dipola* predstavlja osnovnu jedinicu pri izgradnji velikih antenskih sustava. Polja dipola stavljaju se oko tornja nosača u nekoliko horizontalnih etaža s primarno odabranim amplitudama i fazama napajanja (sl. 38). Takav sustav ima u horizontalnoj ravni obično kružnu karakteristiku zračenja, a u vertikalnoj ravni usnopljen dijagram. Na sl. 39. vidi se antenski sustav za visoke frekvencije sastavljen od niza između dva jarbola razapetih žičanih dipola koji služe kao antena i niza iz njih razapetih žičanih dipola koji služe kao reflektor.



Sl. 39. Antenski sustav s usmjerenim jedno- ili dvostravnim dijagramom zračenja za visoke frekvencije; sastoji se od niza na kraju ili u sredini napajanih preklopnih vertikalnih dipola i pripadnih reflektora iz njih

**Kutni reflektor.** Ako se upotrijebe dvije reflektorske površine koje se sijeku pod nekim kutom  $\alpha$ , a izvor stavi u simetralnu ravnicu, dobije se sustav koji ima bolje usmjerenu karakteristiku od ravnog reflektora. Antena s kutnim reflektorom može se jednostavno analizirati samo za kutove  $\alpha = 180^\circ/n$ , gdje je  $n$  cijeli broj. U tom se slučaju reflektor zamjeni slikama izvora kao što je prikazano na sl. 40 a i b za  $\alpha = 90^\circ$  i  $\alpha = 60^\circ$ . Novi ekvivalentni

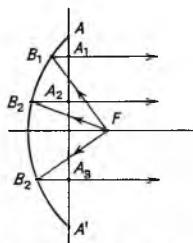


Sl. 40. Kutni reflektor i slike izvora za slučaj  $\alpha = 90^\circ$  (a) i  $\alpha = 60^\circ$  (b)

sustav ima unutar kuta  $\alpha$  identičan dijagram zračenja kao izvor s kutnim reflektorom. Dobitak takvih antena je otprilike 10...12 dB i vrlo se malo mijenja u ovisnosti o udaljenosti izvora od sjecišta reflektorskih površina, ako je ta udaljenost između 0,3 i 0,6  $\lambda$ .

**Parabolni reflektor.** Za radiokomunikacijske sustave u području mikrovalnih frekvencija vrlo se često primjenjuju reflektorske površine koje su dio plohe rotacionog paraboloida ili parabolnog cilindra. Dobitak antena s takvim parabolnim reflektorima kreće se obično između 30 i 40 dB, a može se postići i veći.

Parabolni reflektor ima svojstvo da su sve zrake koje izlaze iz žarišta  $F$  nakon refleksije paralelne s osi parabole (sl. 41). Osim



Sl. 41. Parabolni reflektor

toga vrijedi  $\overline{FB_1} + \overline{B_1A_1} = \overline{FB_2} + \overline{B_2A_2} = \overline{FB_3} + \overline{B_3A_3} = \dots$ . To znači da se u slučaju točkastog izvora kao primarnog radijatora sferni val nakon refleksije na rotacionom paraboloidu pretvara u planarni. Pri kombinaciji parabolnog cilindra i linijskog izvora, cilindrična fronta vala koja se širi od izvora nakon refleksije se pretvara također u planarni val. Prema tome, u ravni otvora antene  $AA'$  sve točke imaju istu fazu, a amplituda im ovisi o dijagramu

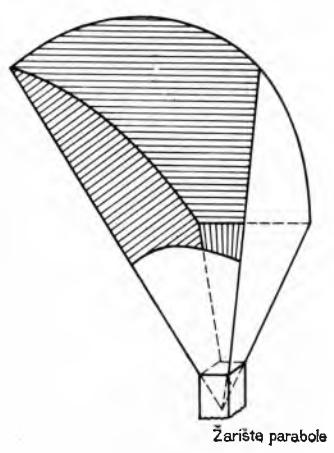
zračenja primarnog radijatora i o udaljenosti između primarnog radijatora i pripadnog elementa površine reflektora na kojem se desila refleksija. Naime, gustoća snage vala s cilindričnom frontom opada s udaljenošću od linijskog izvora kao  $1/r$ , a gustoća snage vala sa sfernom frontom opada s udaljenošću od točkastog izvora kao  $1/r^2$ . Glavni je problem kod takvih antena odabiranje najpovoljnije kombinacije dimenzija reflektora i primarnog radijatora.

Dijagram zračenja primarnog radijatora mora biti takav da glavnina zračene snage bude reflektirana na površini reflektora. Stoga bi trebalo da površina reflektora bude što veća. Međutim, takva velika površina reflektora relativno je slabo iskorištena, jer, budući da jakost polja prema rubovima opada, periferni dijelovi reflektora (koji predstavljaju velik dio njegove ukupne površine) reflektiraju valove samo male snage. Potiskivanje sekundarnih latica bit će veliko jer je na rubovima diskontinuitet u jakosti polja mali. Antene se dimenzioniraju ili za maksimalni dobitak ili za maksimalno potiskivanje sekundarnih latica. Kao pravilo za dimenzioniranje vrijedi da na rubovima reflektora jakost polja treba da je za 10 dB manja nego na sredini otvora ako se želi maksimalni dobitak, a za 20 dB ako se želi najpovoljnije potiskivanje sekundarnih latica. Potiskivanje sekundarnih latica parabolnog reflektora ovisi i o potiskivanju sekundarnih latica primarnog radijatora. Nule i sekundarne latice primarnog radijatora moraju pasti izvan površine reflektora. Naime, polje prve sekundarne latice je protufazno u odnosu prema glavnoj latici, pa bi došlo do smanjivanja efektivne površine antene, a time i do smanjivanja dobitaka, kad bi ono palo na površinu reflektora. Omjer između žarišne duljine i promjera reflektora kreće se unutar granica 0,2 i 1.

Primarni radijator, najčešće lijevak, nalazi se u žarištu ispred parabole i zaslana jedan dio površine otvora. Ako je blokirana površina manja od 1% ukupne površine, njen utjecaj može praktički zanemariti. Kad su blokirane površine veće, smanjuje se potiskivanje sekundarnih latica, a dobitak praktički ostaje nepromijenjen.

Ako se zahtijeva vrlo dobro prilagodenje primarnog radijatora na valovod ili koaksijalni vod, potrebno je poduzeti dodatne mjere. Naime, centralni dio površine reflektora reflektira dio energije izravno natrag prema primarnom radijatoru i stvara stojni val. Prilagodenje u dosta širokom frekvencijskom opsegu od  $\sim \pm 6\%$  može se ostvariti jednom povoljno dimenzioniranom pločicom u centru reflektora. Pri upotrebi kružne polarizacije može se izvesti širokopojasnije prilagodenje, jer reflektirani val ima ortogonalnu polarizaciju i ne djeluje natrag na primarni radijator.

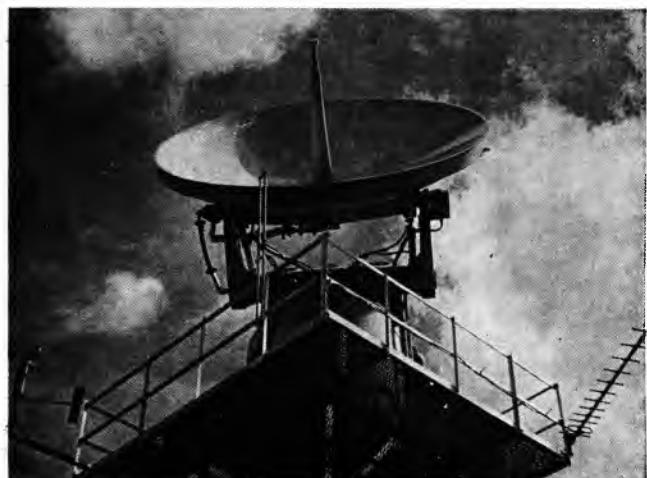
Odstupanje površine reflektora od idealne parabole smije iznositi do šesnaestine valne duljine. Primarni radijator morao bi biti u žarištu, no kod montaže se može desiti da se on pomakne, pa se uslijed tog pomaka deformira dijagram zračenja. Mogu nastupiti dva slučaja: da je primarni izvor pomaknut u smjeru osi parabole i da je pomaknut u smjeru okomitom na nju. Ako



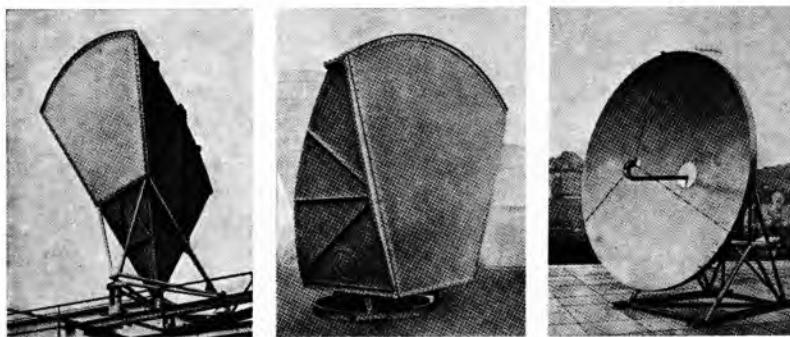
Sl. 42. Kombinacija lijevka i parabolnog reflektora

je primarni izvor pomaknut u smjeru osi parabole, može se, uz mala odstupanja, prepostaviti da u ravnini otvora  $AA'$  nastaje fazna pogreška koja je izražena kvadratnom funkcijom. To znači da fronta vala više nije ravnina, nego konveksna ili konkavna. U tom slučaju u dijagramu se zračenja malo proširi glavna latica, nultočke se popunjavaju i mogu čak potpuno nestati, tako da se prva sekundarna latica stopi s glavnom. Maksimumi sekundarnih latica malo se povećaju. Ako se primarni radijator pomakne u smjeru okomitom na os parabole, nastaje kubna fazna pogreška. Smjer maksimalnog zračenja se u odnosu prema pomaku radijatora zakrene na suprotnu stranu od osi parabole. Istovremeno glavna latica postaje asimetrična, prva sekundarna latica koja je bliže osi parabole poraste, a ona koja je s druge strane se smanjuje. Prema tome, poprečni pomak radijatora je mnogo kritičniji, jer on znatno smanjuje potiskivanje sekundarnih latica.

Dobitak antene s parabolnim reflektorem ovisi o geometriji antene (veličini i obliku reflektora, žarišnoj duljini), dijagramu zračenja primarnog radijatora i ukupnim gubicima. Uz optimalno dimenzioniranje ustanovljeno je mjerjenjima da se dobitak može izraziti jednadžbom



Sl. 45. Parabolna antena meteorološkog radara



Ljevkasto-parabolna antena

Školjkasta antena

Parabolna antena

Sl. 43. Reflektori antene za područje 6000 MHz

$$g = 0,65 \cdot 4 \pi A / \lambda^2,$$

gdje je  $A$  površina otvora, a  $\lambda$  valna duljina signala.

Za jako potiskivanje sekundarnih latica u poluprostoru suprotnom od poluprostora glavnog zračenja uspješno se primjenjuje kombinacija ljevkova i parabolnog reflektora prema sl. 42. Ljevak, koji služi kao primarni radijator, produžen je sve do površine reflektora, a na jednoj stranici ljevkova postoji otvor kroz koji prolaze reflektirane zrake. Na sl. 43 prikazane su različite antene s parabolnim reflektorom, predviđene za usmjerene veze. Sl. 44 prikazuje antenu s parabolnim reflektorom namijenjenu praćenju satelita. Dvije radarske antene s parabolnim reflektorom vide se na sl. 45 i 46.

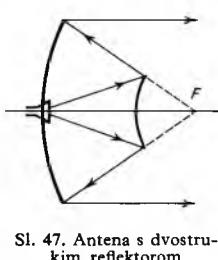


Sl. 44. Antena s parabolnim reflektorom za satelitske veze



Sl. 46. Kombinacija dviju radarskih antena za 10-centimetarsko i 23-centimetarsko područje. Kao primarni radijator služe valovodi s prorezima, a kao reflektori isječci parabolnog cilindra

**Dvostruki reflektori.** Primarni radijator, koji je kod antene s jednim reflektorem bio smješten u žarište, u sustavu s dva reflektora obično se stavlja u tjem parabolnog reflektora (*primarnog reflektora*). Izvor zrači u smjeru osi parabole, gdje je na prikladnoj udaljenosti smješten *sekundarni reflektor* (sl. 47). Taj reflektor reflektira elektromagnetski val u smjeru primarnog reflektora, i to tako kao da postoji točkasti izvor dalje od sekundarnog reflektora (u točki  $F$ ). Geometrijski odnosi između primarnog izvora i sekundarnog reflektora moraju biti takvi da prividni točkasti izvor bude u žarištu primarnog reflektora. Kod antena s dvostrukim reflektorom može se prema tome postići veća žarišna duljina uz zbijenu konstrukciju. Tzv. *Cassegrainova antena* ima obično konveksni sekundarni reflektor hiperbolnog presjeka, ali se može upotrijebiti i konkavni ili čak ravni reflektori.

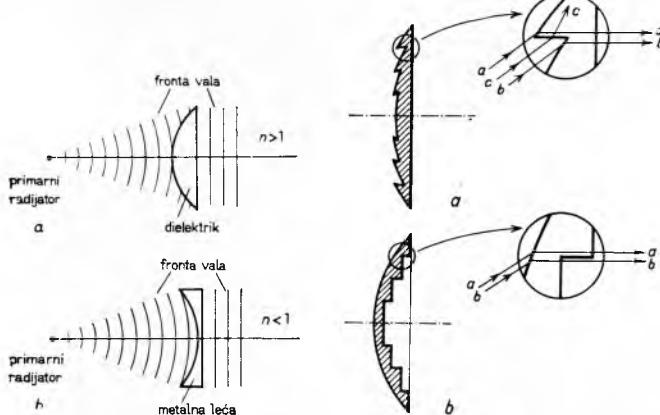


Sl. 47. Antena s dvostrukim reflektorom

### Leće-antene

Za postizanje velike usmjerenosti primjenjuju se pored reflektora i leće. Izbor da li upotrijebiti reflektor ili leću ovisi o zahtjevima koji se postavljaju anteni. Reflektori su po pravilu jednostavnije mehaničke konstrukcije i praktički neovisni o frekvenciji. Dozvoljena odstupanja od idealno proračunate plohe su, međutim, kod reflektora manja nego kod leća, tako da leći, iako je po svom obliku složenija, cijena često nije viša nego reflektoru. Dobitak leće je nešto manji, ali se dodatnim mjerama može izjednačiti s dobitkom reflektora. Leće imaju po pravilu manje izraženo zračenje u poluprostoru koji leži nasuprot glavnoj latice. Osim toga se vremensko mijenjanje smjera maksimalnog zračenja pomoću gibanja primarnog radijatora daleko jednostavnije izvodi kod leća i bez deformiranja glavne latice, a potiskivanje sekundarnih latica je približno neovisno o smjeru glavne latice.

**Dielektrične leće.** Prirodna dielektrična sredstva imaju uvijek indeks loma (refrakcije) veći od jedinice, a to znači da je fazna brzina u tom sredstvu manja od brzine svjetlosti. Te leće mogu se proračunati sasvim analogno kao optičke leće i imaju konveksni oblik. Frekvencijski opseg rada takvih antena može doseći jednu oktavu i više. Na sl. 48 a prikazana je plankonveksna leća; u njoj presjek konveksne plohe mora biti hiperbola. Za val koji

Sl. 48. Formiranje fronte vala kod dielektrične (a) i metalne (b) leće.  
n Indeks loma

Sl. 49. Prikaz dijeljenja dielektrične leće u zone radi smanjenja njene debline i greške vezane za taj postupak

je ušao u dielektrik ravna je površina leće okomita na smjer širenja, pa na granici između dielektrika i zraka prema tome nema loma, ali postoji djelomična refleksija ovisna o indeksu loma. Reflektirana energija skuplja se natrag u žarištu, gdje je smješten primarni radijator, te stvara u njegovom dovodu relativno velik odnos stojnih valova. Ta se pojava može izbjegći time što se primarni radijator smjesti malo iznad žarišta. Reflektirana se energija u tom slučaju sakuplja ispod žarišta i povratno djelovanje leće je eliminirano.

Ako je promjer leće velik, bit će i njezina debljina relativno velika, pa je cijela konstrukcija teška i glomazna. Osim toga, što je dulji put zrake u dielektriku to je indeks loma više kritičan, stoga se površina leće redovito podijeli na zone kao na sl. 49 a. Razlika u prevaljenim putevima zrakā koje prolaze kroz dvije susjedne zone mora iznositi točno 360 električnih stupnjeva ili višekratnik od toga. Na sl. 49 a pokazano je da će nastati gubitak energije ako se ploha na strani primarnog radijatora (na slici lijevo) podijeli u zone (zraka c), a da nema gubitaka ako se podijeli u zone ploha na koju iz leće izlazi elektromagnetski val (na sl. 49 b desna). Relativna širina pojasa takvih leća je vrlo mala i iznosi svega nekoliko posto zbog frekvencijske ovisnosti električne duljine prevaljenih putova pojedinih zraka.

**Metalne leće.** Leće koje imaju indeks loma manji od jedinice načinjene su od niza paralelnih metalnih ploča. Ako se promatraju samo dvije ploče, one se mogu shvatiti kao granični slučaj pravokutnog valovoda kojemu je jedna stranica beskonačno velika. Ako je elektromagnetski val linearno polariziran, a vektor je električnog polja paralelan površini ploča, bit će valna duljina u smjeru širenja između ploča veća od valne duljine u slobodnom prostoru. Da bi uopće postojala mogućnost širenja vala između ploča, razmak između ploča mora biti veći od pola valne duljine. Ako je razmak veći od jedne valne duljine, postoje uvjeti za širenje viših modova kao u valovodu, što treba izbjegavati. Prema tome, razmak između ploča mora se kretati između pola i jedne valne duljine.

Najjednostavnija je plankonkavna leća; presjek njezine konkavne plohe mora biti elipsa (sl. 48 b). Razmak između ploča treba odabrati tako da indeks refrakcije ne bude manji od  $\sim 0,5 \dots 0,6$ , jer inače je djelovanje leće jako ovisno o frekvenciji. Metalna leća može se, kao i dielektrična, podijeliti u zone. Ako se konkavna ploha podijeli u zone, nastaju sjene na prelazu između zona, što je prikazano na sl. 50. Zasjenjena područja izazivaju povećanje sekundarnih latica i smanjenje dobitka. Ti se nedostaci mogu otkloniti ako se ravna ploha podijeli u stepeničaste zone, no u tom slučaju se izrada leće komplikira.

Poseban slučaj, a jednostavan za izradu, predstavljaju leće konstantne debljine s ravnim plohama koje ne treba podijeliti u zone. Tim lećama se indeks refrakcije postepeno mijenja od središta prema periferiji, što se postiže promjenljivim razmakom ploča.

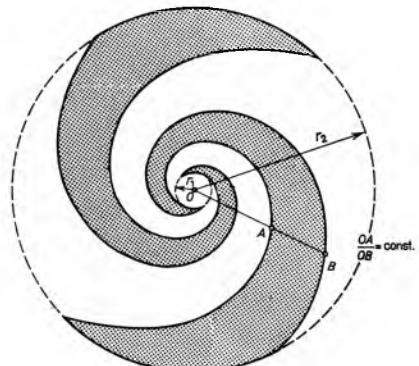
### Širokopojasne antene

**Antene neovisne o frekvenciji.** Parametri antene, kao što su dijagram zračenja i impedancija, ovise o dimenzijama antene i frekvenciji signala. Ako se npr. udvostruče istodobno valna duljina signala i dimenzije antene, parametri antene se ne mijenjaju. Na tom se principu zasnivaju antene neovisne o frekvenciji. Naime, struktura antene te vrste mora biti takva da se množenjem jednim kontinuirano promjenljivim faktorom transformira u strukturu identičnu prvotnoj. U tom se slučaju oblik antene može definirati samo kutovima. Taj uvjet zadovoljava beskonačno dugačku bikoničnu antenu, ali ona za praktičnu realizaciju ne dolazi u obzir zbog svoje duljine. Budući da antena mora imati konačne dimenzije, beskonačnu strukturu treba negdje prekinuti. Da bi se od antene s beskonačnim dimenzijama prešlo na realnu antenu, mora struja s udaljenosću od točke napajanja postepeno opadati i težiti prema nuli. Taj zahtjev zadovoljavaju spiralne antene.

Dругa vrsta širokopojasnih antena su *logaritmičko-periodske antene*. Njihova struktura ima svojstvo da se samo množenjem jednim određenim faktorom  $k$  dobije struktura identična prvotnoj. To znači da su parametri takve antene identični samo pri frekvencijama  $f$ ,  $kf$ ,  $k^2f$ ,  $k^3f$ , ... Ako se odabere  $k$  blizu jedinici, u području frekvencija  $f$  do  $kf$  parametri će antena neznatno varirati, a to znači da će neznatno varirati i u području od  $f$  do  $k^3f$ .

Spiralne i logaritmičko-periodske antene dio su beskonačne strukture koji leži između dvije kugle polumjera  $r_1$  i  $r_2$  (sl. 51). Zona unutar manje kugle polumjera  $r_1$  predstavlja područje napajanja i sadrži sve vezne elemente između antene i voda za napajanje. Budući da se idealna struktura proteže od ishodišta, polumjer  $r_1$  određuje gornju graničnu frekvenciju antene. Polumjer  $r_1$  mora biti mali u odnosu prema valnoj duljini gornje granične frekvencije, ako se želi da vezni elementi i područje napajanja imaju zanemarljiv utjecaj na impedanciju, odnosno raspodjelu struje, duž antene. Polumjer velike kugle  $r_2$  određuje najnižu frekvenciju. Naime za tu frekvenciju mora struja na toj udaljenosti pasti na zanemarljivo malu vrijednost. Što je frekvencija niža to veći mora biti polumjer kugle  $r_2$ , da bi se zadovoljio taj uvjet. Omjer donje i gornje granične frekvencije frekvenčijski neovisnih antena dostiže vrijednost 1 : 40.

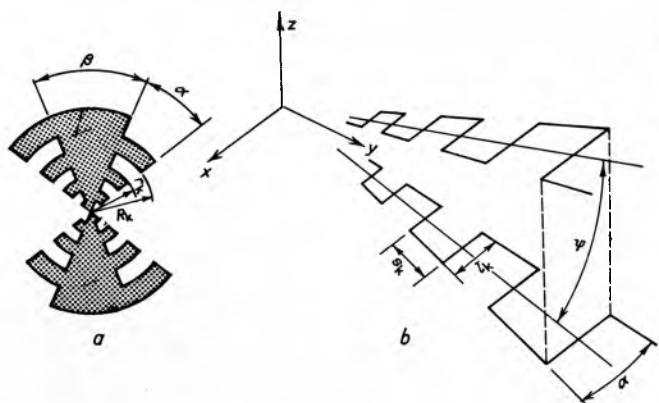
**Spiralne antene** mogu se sastojati od dva (sl. 51) ili više krakova spirala, koji se nalaze ili u jednoj ravnini ili na plaštu jednog stoča. Napajaju se koaksijalnim vodom koji je smješten po sredini kraka spirale i u cijeloj svojoj duljini je zavaren za taj krak. Srednji vodič koaksijalnog voda vezan je za drugi krak, čime je ostvareno napajanje. Budući da struja u svakom kraku od sredine prema rubovima antene opada i asymptotski se približava nuli, asimetričan koaksijalan vod ne narušava simetriju spiralne antene, pa se ona na rubovima može slobodno uzemljiti.



Sl. 51. Spiralna antena s dva kraka

Za spirale u ravnini dijagram je zračenja simetričan u odnosu prema toj ravnini. Dijagram zračenja spiralâ koje se nalaze na stoču ima maksimalno zračenje u smjeru osi na strani vrha stoča. Usmjerenošć to je veća što je kut na vrhu stoča manji. Sve spiralne antene imaju kružnu polarizaciju u cijelom frekvenčijskom području njihovog rada, i to ne samo u smjeru glavnog zračenja, nego i za veći dio dijagrama.

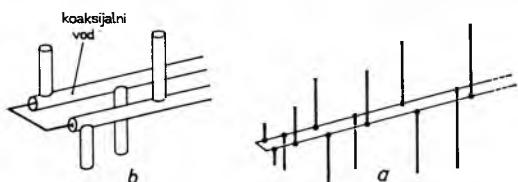
**Logaritmičko-periodske antene** mogu biti izvedene kao površinske ili žične strukture vrlo različitih oblika, od kojih su dva prikazana na sl. 52. Na višim frekvenčijama primjenjuju se površinske strukture, a za niže su frekvenčije zbog svoje jednostavnosti i lakoće povoljnije žične strukture. Analiza logaritmičko-periodskih antena današnjim metodama suviše je komplikirana,



Sl. 52. Površinska (a) i žična (b) logaritmičko-periodska antena

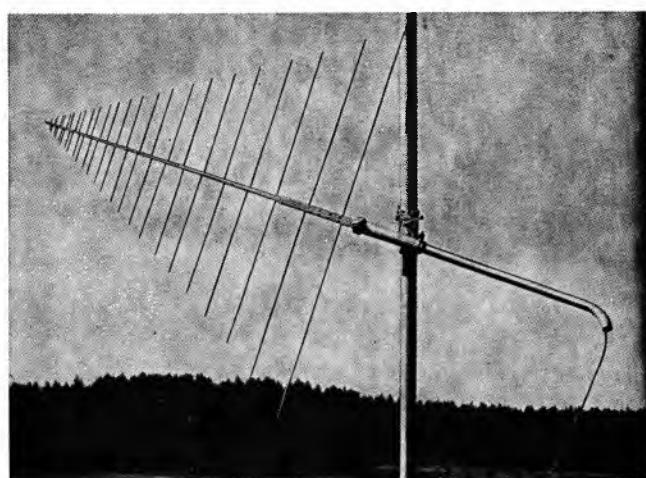
pa se one proučavaju eksperimentalnim putem. Nažalost mnoge logaritmičko-periodske strukture nisu širokopojasne zbog velikih varijacija parametara unutar jedne periode ( $f, \dots, kf$ ), što se a priori ne može zaključiti. Međutim, istraživanje je olakšano činjenicom da je dovoljno izvršiti mjerjenja unutar jedne ili dvije periode pa da se uoči ponašanje antene.

Posebno je zanimljiv *logaritmičko-periodski niz dipola* prikazan na sl. 53. Svi dipoli pobuduju se preko zajedničke simetrične linije, na koju su paralelno vezani. Razmaci i duljine dipola zadovoljavaju uvjete logaritmičko-periodske strukture. Maksimalno zračenje usmjereno je prema kraćim dipolima, što se grubo može objasniti na ovaj način: dva susjedna kratka dipola približno su protufazno pobudjivana, a zbog njihovog malog razmaka polja im se međusobno približno poništavaju. Što su dipoli dalje od mjesta spoja koaksijalnog voda to je veći razmak među njima, a kašnjenje duž linije zajedno s protufaznim napajanjem daje takav fazni pomak među dipolima da su pod kutom  $\vartheta = 180^\circ$  komponente polja sve više u fazi. Za određen razmak, polja susjednih dipola upravo su u fazi. Daljim udaljavanjem od mjesta



Sl. 53. Logaritmičko-periodski niz dipola (a) na simetričnoj liniji, b lijevi kraj povećan

spoja koaksijalnog voda istofaznost se postiže za kute  $\vartheta$  koji se razlikuju od  $180^\circ$  i postepeno padaju prema nuli. Budući da glavna latica mora biti usmjerena pod kutom  $\vartheta = 180^\circ$ , treba duž linije izvući praktički svu snagu do mjesta na kojem se istofaznost ne postiže više pod kutom  $\vartheta = 180^\circ$ . To znači da poluvlani dipol mora biti lijevo od tog mesta, jer on i njegova okolina predstavljaju aktivno područje koje zrači praktički svu raspoređenu snagu vođenu duž linije. Logaritmičko-periodska širokopojasna antena za frekvenčijsko područje 80...1000 MHz vidi se na sl. 54.



Sl. 54. Logaritmičko-periodska širokopojasna antena za frekvenčijsko područje 80...1000 MHz

**Helikoidna antena.** Relativno široko frekvenčijsko područje (širine skoro jedne oktave) postiže se helikoidnim antenama, koje se sastoje od jedne zavojnice postavljene okomito na vodljivu plohu i napajane koaksijalnim vodom prema sl. 55. Antena može raditi u više modova, ovisno o odnosu njezinih dimenzija prema valnoj duljini. Aksijalni mod, koji se gotovo isključivo primjenjuje, daje zračenje u smjeru osi zavojnice. Taj se mod pojavljuje kad je duljina jednog zavoja približno jednaka jednoj valnoj duljini. Val koji se zrači u smjeru osi antene kružno je polariziran,

i to, ovisno o smjeru motanja zavojnice, ima desnu ili lijevu kružnu polarizaciju.

Geometrijske dimenzije zavojnice dane su na sl. 55, no obično se one izražavaju u dijelovima valne duljine narinutog signala.

Helikoidna antena može se pobuditi aksijalnim modom samo ako je opseg  $\sigma = 2\pi a$  u granicama  $3/4 \leq \sigma/\lambda \leq 4/3$ , iz čega neposredno slijedi frekvencijsko područje upotrebe antene. Fazna brzina vala koji se giba duž zavojnice mijenja se s frekvencijom, i to upravo tako da se polja svih zavoja u aksijalnom smjeru sumiraju gotovo u fazi. Promjena fazne brzine s frekvencijom nije teoretski objašnjena, iako je baš ona uzrok širokopojasnosti helikoidne antene. Na širinu frekvencijskog opsega utječe kut uspona zavojnice  $\alpha$ , pa se za kutove u području od  $12^\circ$  do  $15^\circ$  postiže maksimalna širina. Za antene s brojem zavoja  $n > 3$  i razmakom  $s$  između zavojâ mogu se parametri odrediti iz ovih jednadžbi:

$$\text{kut usmjerjenosti (u stupnjevima)} \Theta_D = \Phi_D = \frac{52}{\sigma \sqrt{n \cdot \frac{s}{\lambda}}},$$

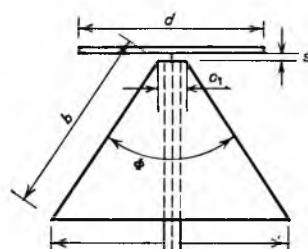
$$\text{širina snopa (u stupnjevima)} \Theta_n = \Phi_n = \frac{115}{\sigma \sqrt{n \cdot \frac{s}{\lambda}}},$$

$$\text{usmjereno} D = 15 \left( \frac{\sigma}{\lambda} \right)^2 \cdot n \cdot \frac{s}{\lambda},$$

$$\text{impedancija antene (u omima)} R_a = 140 \frac{\sigma}{\lambda},$$

$$\text{aksijalni odnos AO} = \frac{2n + 1}{2n}.$$

**Stožaste antene.** Različne kombinacije stožastih struktura imaju širokopojasna svojstva. Za tjemene kutove stoča između  $60^\circ$  i  $120^\circ$  bikonični dipol ili unipol pokazuju širokopojasna svojstva. Impedancija i dijagram zračenja relativno se malo mijenjaju s frekvencijom, no oni se ne mogu dobiti teoretskim putem već samo mjeranjem. Diskon-antena dobije se ako se jedan krak dipola zamjeni pločom (sl. 56). Najbolja širokopojasnost se postiže uz  $\Phi = 60^\circ$ . Duljina strane  $b$  mora na najnižoj frekvenciji iznositi bar trećinu valne duljine. Promjer ploče  $d$  vrlo je kritičan. Premali promjer kvari širokopojasnost impedancijske karakteristike, a preveliči smanjuje jakost polja u prostoru iznad horizonta. Na gornju graničnu frekvenciju djeluje naročito područje napajanja tako da za optimalno dimenzioniranje vrijedi:  $d = 0,7 c_2$ ,  $s = 0,3 c_1$ . S takvom antenom moguće je bez poteškoća postići širinu frekvencijskog opsega 1 : 4.



Sl. 56. Diskon-antena

### Aktivne antene

Do stvaranja aktivnih antena u području frekvencija ispod  $\sim 200$  MHz dovela je potreba za smanjenjem geometrijskih dimenzija antene. Naime, antenama u tom području treba dati velike dimenzije (poluvalni dipol ili četrvrvalni unipol) ako se želi postići efikasno zračenje, odn. prijem. Budući da je broj radio-komunikacijskih sustava u tom području u porastu, pove-

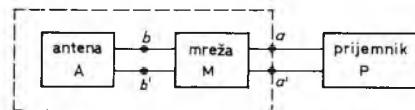
ćani je broj antena nametnuo potrebu njihove minijaturizacije. Smanjenju dimenzija pasivne antene stavljeni su odredene fizičke granice, jer usporedno sa smanjenjem dimenzija antene naglo opada i njezin faktor iskorištenja i širina pojasa. Ugradivanjem aktivnih poluvodičkih elemenata u antenu te se mane mogu potpuno eliminirati.

Prvobitno su se kao aktivni elementi primjenjivali dvopoli (Esaki-diода, varaktor) no iz razloga stabilnosti kasnije se prešlo na tranzistore. Aktivni električni elementi mogu se ugraditi bilo na kojem mjestu antenske strukture, tako da se ne može odvojiti pasivni od aktivnog dijela antene. Naime, dijelovi antenske strukture sastavni su dijelovi sklopa pojačala, pa bi njihovo izdvajanje iz sklopa onesposobilo pojačalo za rad.

Antena s pojačanjem sadrži u sebi izvore šuma, pa je kod prijemnih antena vrlo važno odrediti utjecaj šuma tranzistora na ukupni šum prijemnog sustava. Razumljivo je da aktivna antena ima na izlazu veći šum od istovrsne pasivne antene, no ona istovremeno i pojačava. Odnos signala prema šumu na izlazu cijelog prijemnog sustava može kod aktivne antene biti povoljniji, a to je bitno za kvalitet antene.

**Nerecipročna prijemna antena s pojačanjem.** Budući da se prijemna antena ne može promatrati izolirano, nego samo kao dio cijelokupnog prijemnog sustava, šum se antene može definirati samo u okviru tog sustava. Zbog toga se za definiranje parametara aktivne antene uvodi niz novih pojmovi iz prijemne tehnike.

Cijeli sustav se može grubo prikazati blok-shemom na sl. 57. Antenski sustav sastoji se od stvarne antene i mreže koja sadrži četveropole za prilagođenje, dovode (liniju, valovod) i pojačala.



Sl. 57. Pojednostavljena blok-shema aktivne antene

Zbog različitih transformacija impedancije u cijelom tom lancu, antena se kao izvor na stezalkama a — a' karakterizira raspoloživom snagom  $P$  koju antena može predati potrošaču prilagođenom za maksimalni prijenos snage.

Za pasivne su antene ranije definirani usmjereno  $D$ , dobitak  $g$  i faktor iskorištenja  $k$ . Ako antena sadrži aktivne elemente koji vrše pojačanje signala, dobitak se definira kao  $g = p \cdot D$ , gdje je  $p$  raspoloživo pojačanje aktivne antene. Kod pasivne antene s malim gubicima (najčešći slučaj) dobitak i usmjereno gotovo su jednaki, a dobitak je ostvaren usmjerenim dijagrame zračenja. Dobitak aktivne antene nastaje djelovanjem i usmjereno i pojačanja, pa je osim dobitka potrebno odvojeno navesti  $D$  i  $p$ , da se vidi koji dio potječe od usmjereno i koji od pojačanja.  $D$  i  $p$  imaju, naime, sasvim različit utjecaj na ukupni šum prijemnog sustava. Dok s porastom usmjereno raste odnos signala prema šumu, dotle s porastom dobitka uslijed pojačanja to uvijek ne mora biti tako, jer se osim signala pojačava i šum.

Kriterij za kvalitet nekog prijemnog sustava je njegov odnos signal/šum na izlazu, a taj odnos ovisi o šumu okoline antene, o šumu ulaznog sklopa prijemnika, o šumu aktivnog dijela i o gubicima pasivnog dijela mreže  $M$ . Temperatura šuma sustava može se izraziti jednadžbom

$$T_s = T_A + T_M + \frac{T_p}{G_M} \text{ uz } T_M = T_0 \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right) \frac{T_T}{\eta},$$

gdje je  $T_A$  temperatura šuma okolnog prostora,  $T_M$  temperatura šuma mreže  $M$ ,  $T_p$  temperatura šuma prijemnika  $P$ ,  $G_M$  dobitak mreže  $M$ ,  $T_0$  temperatura okoline,  $T_T$  ekvivalentna temperatura šuma tranzistora i  $\eta$  faktor iskorištenja sklopa za prilagođenje.

Da bi se postigla što manja temperatura šuma cijelog sustava, treba da je  $T_T$  što manji,  $\eta$  što bliže jedinici, a  $G_M$  što veći. To znači da impedanciju antene  $Z_A = R_A + jX_A$  treba transformirati na ulaznim stezalkama tranzistora u impedanciju koja je optimalna za prilagođenje s obzirom na šum. Na slici 57 unutar antenskog sustava odvojeno su nacrtane antena i mreža,

mada pasivni dijelovi antene i tranzistor čine jednu nedjeljivu specijalno prilagođenu cijelinu. Realizacija jedne takve antene koja ima karakter pojasnog propusta, gdje su i tranzistor i sklop za prilagođenje u strukturi antene, prikazana je na sl. 58.

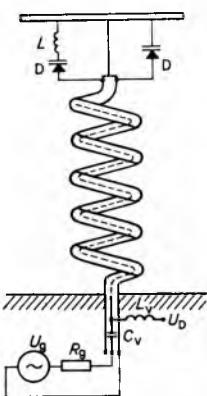
Pri optimizaciji odnosa signal/šum treba uzeti u obzir da šum okoline ( $T_A$ ) opada s frekvencijom, dok šum tranzistora ( $T_T$ ) i gubici pasivnog četveropola rastu. Teoretska je donja granica temperature sustava  $T_A$  uz  $T_T = 0$ ,  $\eta = 1$  i  $G_M = \infty$ . Na nižim frekvencijama, ispod  $\sim 50$  MHz, prilagođenje antene na šum praktički nema smisla, jer je na nižim frekvencijama temperatura šuma okoline ( $T_A$ ) toliko visoka da dominira u ukupnoj temperaturi šuma, pa smanjenje  $T_M$  ne unosi bitnu promjenu. S porastom frekvencije sve je teže izvršiti optimizaciju zbog sve većeg udjela tranzistora u ukupnom šumu.

Sustav se smatra optimalnim ako je  $T_s \leq 2 T_A$ . U mikrovalnom području tu granicu nije lako postići, no sa današnjim tranzistorima moguće je izgraditi niskošumne antene do  $\sim 1$  GHz. Ako se s određenim tranzistom ne može postići optimalna granica, aktivna antena ima još uvijek prednost pred pasivnom. Naime, uz isti tip tranzistora u aktivnoj anteni kakav je na ulazu primjnika, ukupni šum cijelog sustava je manji.

**Osjetljivost** cijelog prijemnog sustava definirana je kao kvocijent snage signala  $P$  i širine pojasa  $B$  kad je odnos signal/šum na izlazu visokofrekventnog dijela jednak jedinici ( $P_g = P$ ):

$$\frac{P}{B} = k T_s = k \left( T_A + T_M + \frac{T_p}{G_M} \right).$$

**Uskopojasna ugodiva antena.** Drugi tip antene s integriranim aktivnim elementom je antena s elektroničkim ugadanjem. Ta je antena ugodena na samo jedan radio-kanal ili na nekoliko susjednih radio-kanala.

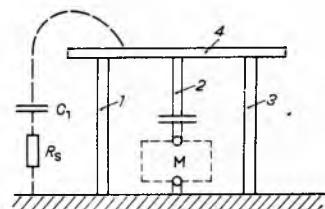


Sl. 59. Ugodiva odašiljačka antena s kapacitivnim diodom

Ugodiva se antena može kombinirati s tranzistoriziranim prijemnom antenom, čime se ujedinjuju dobre osobine obiju antena.

**Zaštita od groma.** Ozbiljan problem za sve radio-komunikacijske sisteme predstavlja opasnost od udarca groma. Za pasivne antene koje su odvojene od prijemnika teško je postići stopostotnu sigurnost. U slučaju udara groma u antenu i razaranja ulaznih krugova prijemnika uslijed toga, lakše je zamijeniti sklopove u prijemniku nego u aktivnoj anteni. Međutim, usprkos postojanju osjetljivih poluvodičkih elemenata može se i kod aktivnih antena postići tolika pogonska sigurnost da je vjerojatnost uništenja tranzistora praktički jednaka nuli, ako direktni udarac groma

nije oštetio mehaničke dijelove antene. Primjer protiv groma zaštićene antene prikazan je shematski na sl. 60. Vodići 1 i 3 s pločom 4 predstavljaju savijeni unipol, koji je vrlo kratak i kapacitivno opterećen. Aktivni elektronički sklop M s dodatnom zaštitom vezan je točno u sredini ploče 4 preko vodiča 2 i veznog kapaciteta, koji mora imati veliku probojnu čvrstoću. Ako grom direktno udari u ploču 4, struja izboja praktički se dijeli na dva jednakona dijela i prolazi kroz vodiče 1 i 3. Zbog simetrije je magnetsko polje na mjestu vodiča 2, tj. na ulazu aktivnog dijela, jednako nuli. Međutim, zbog vlastitog istitravanja pasivnog dijela antene pobudene udarnim naponom, treba ipak zaštititi aktivni dio od napona istitravanja.



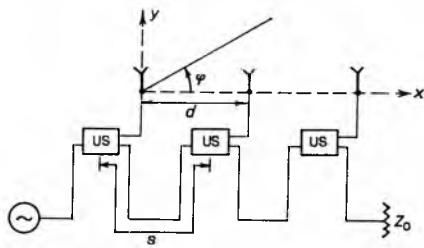
Sl. 60. Primjer aktivne antene zaštićene protiv groma

#### Elektroničko upravljanje dijagramom zračenja

U radiokomunikacijskim sustavima, a naročito u radarskoj tehnici, od antena se često zahtijeva da u vrlo kratkom vremenskom intervalu promijene smjer glavnog zračenja. To se može izvesti jedino elektroničkim elementima, koji rade praktički bez tromosti. Postoji nekoliko mogućnosti upravljanja dijagramom zračenja, ali svima je zajedničko da se antena mora sastojati od većeg broja zasebnih elemenata povoljno raspoređenih u prostoru. Svaki od tih elemenata ima relativno široku glavnu laticu (malu usmjerenost). Uska glavna latica (velika usmjerenošć) cijele antene dobiva se zbrajanjem signalâ svih elemenata napajanih s takvim faznim pomakom da glavna latica gleda u željenom smjeru.

**Pomicanje glavne latice promjenom prijenosne frekvencije.** Antenski sustavi na principu promjene prijenosne frekvencije počeli su se razvijati u radarskoj tehnici počevši od 1950. Tek tada je, naime, pošlo za rukom ostvariti mikrovalne generatori velikih snaga s mogućnošću variranja frekvencije od nekoliko posto. Pomicanje glavne latice ostvaruje se pomoću zakretaća faze koji su osjetljivi prema promjeni frekvencije. Najjednostavniji zakretać faze ovakvog tipa je naprosto odsječak prijenosne linije ili valovoda pogodne duljine. Promjenom frekvencije mijenja se električna duljina linije, a to znači da se mijenja i faza napajanja pojedinog elementa.

Osnovni oblik takvog sustava je linearni niz prikazan shematski na sl. 61. Udaljenost između elemenata u nizu je  $d$ , a signali im se pri odašiljanju privode preko usmjerenih sprega US postavljenih u razmacima s duž linije za napajanje. Svaka usmjerna spreg je dimenzionirana tako da se potrebni dio snage iz glavne linije prenosi na pojedine antenske elemente (v. Elek-



Sl. 61. Shema niza kojemu se smjer glavne latice pomici promjenom prijenosne frekvencije

tronika, skloovi mikrovalne tehnike, str. 579). Fazni pomak između polja dvaju susjednih elemenata u dalekoj zoni je

$$\delta = \beta d \cos \varphi - \beta_s s,$$

gdje  $\beta_s$  predstavlja faznu konstantu linije za napajanje, koja se općenito razlikuje od konstante  $\beta$  za slobodni prostor. Ako se uzme  $\delta = -2\pi m$  ( $m$  je cijeli broj), smjer glavne latice slijedi iz relacije

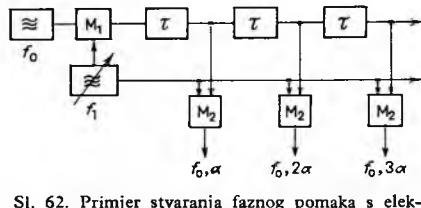
$$\cos \varphi_0 = \frac{s}{d} \left( \frac{\lambda}{\lambda_s} - \frac{\lambda}{\lambda_{sm}} \right),$$

gdje je  $\lambda$  valna duljina signala u slobodnom prostoru,  $\lambda_s$  valna duljina signala u liniji za napajanje i  $\lambda_{sm} = s/m$  valna duljina u liniji za napajanje za onaj signal koji daje poprečni niz, tj.  $\varphi_0 = 90^\circ$ .

Ograničenje sustava na principu promjene prijenosne frekvencije predstavlja duljina linije  $s$ , koja se ne može uzeti prevelika da ne bi preko mjere narasle dimenzije, težina, a i gubici antene.

**Pomicanje glavne latice faznim zakretaćima.** Pomicanje glavne latice može se postići uključivanjem faznih zakretaća u dovod svakog antenskog elementa. Može se primijeniti serijsko, paralelno ili kombinirano napajanje svih elemenata, s time da o vrsti napajanja ovisi i ukupni hod svakog zakretića. U početku su upotrebljavani zakretaci elektromehaničkog tipa, no kasnije se prešlo na elektroničke. Broj zakretaća je približno jednak broju elemenata antene.

Da bi se reduciraо broj zakretaća faze, može se grupa elemenata vezati paralelno na jedan zajednički zakretac. Za određivanje smjera glavne latice sada nije više važan razmak među elementima, nego razmak faznih centara grupe. Taj razmak ovisi o broju elemenata u grupi i može iznositi nekoliko valnih duljina, uslijed čega će cijeli antenski sustav imati više glavnih latica.



Sl. 62. Primjer stvaranja faznog pomaka s elektroničkim zakretaćem faze

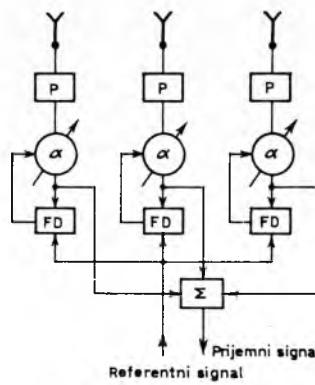
Da se potisnu sve neželjene glavne latice osim jedne, mora već dijagram zračenja svakog elementa imati usmjerenu karakteristiku, pa se zbog toga glavna latica cijelog sustava može pomicati samo unutar malog kuta od  $\sim 20 \dots 30^\circ$ .

Primjer elektroničkog zakretića faze prikazan je na sl. 62. Struja generatora prijenosne frekvencije  $f_0$  miješa se sa strujom pomoćnog oscilatora variabilne frekvencije  $f_1$ . Iz mješača  $M_1$  uzima se gornji bočni pojas ( $f_0 + f_1$ ). Na linijama s kašnjenjem  $\tau$  nastaje fazni pomak  $\alpha = (\omega_0 + \omega_1) \tau$ . U mješačima  $M_2$  miješaju se signali iz linija za kašnjenje sa signalom pomoćnog oscilatora, s time da se sada iskoristi donji bočni pojas. Na izlazima pojedinih mješača dobiva se ponovo prijenosna frekvencija, ali sa faznim pomakom  $\alpha, 2\alpha, 3\alpha, \dots$ , koji je direktno proporcionalan frekvenciji pomoćnog oscilatora.

Pomicanje glavne latice moguće je i u skokovima ako se upotrijebi različite kombinacije fiksnih zakretića faze, koji se po određenom programu uključuju i isključuju pomoći jednog upravljačkog sklopa. Da bi pomak glavne latice između dva susjedna skoka bio približno jednak kutu usmjerenošti, treba zakretiće faze mijenjati u skokovima od  $\Delta\alpha = 360^\circ/N$ , gdje je  $N$  broj elemenata u nizu.

**Prijemni antenski sustavi s automatskim podešavanjem faze.** Ako nije točno poznat smjer iz kojega treba primiti signal, ili ako fronta vala varira s vremenom zbog nehomogenosti atmosfere, primjenjuju se sustavi antena s automatskim podešavanjem faze. Svaki element se samostalno fazno podešava bez obzira na svoj prostorni položaj u odnosu prema drugim elementima. Signali svih elemenata, prema tome, istofazno se sumiraju, tako da se dobije glavna latica koja se uvijek automatski podešava u smjeru odakle je došao signal. Svaki element mora imati svoj zakretac faze, koji pokriva područje od  $\pm 180^\circ$ .

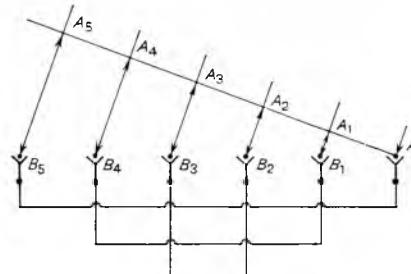
Automatsko podešavanje faze svakog elementa povoljno je i za sustave s malim brojem elemenata. Pri praćenju satelita ili svemirske letjelice treba, naime, upotrijebiti antene velikih geometrijskih dimenzija ako se želi postići velika usmjerenošć. Uz veliku usmjerenošć kut je usmjerenošti vrlo mali, tako da točnost usmjeravanja antene mora biti vrlo velika. Osim toga glomazna antena se teško pokreće, pa je brzina praćenja ograničena. Stoga je efikasnije primijeniti više manjih antena koje se lakše usmjeravaju zbog većeg kuta usmjerenošći.



Sl. 63. Blok-schemu prijemnog antenskog sustava s automatskim podešavanjem faze

odnosu prema njemu podešavaju faze ostalih elemenata.

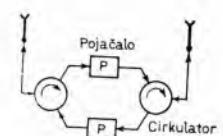
**Odašiljački antenski sustav s automatskim podešavanjem faze.** Takvi sustavi imaju svojstvo da odašilju signal u smjeru izvora iz kojeg je primljen signal. Najjednostavniji pasivni sustavi s takvim svojstvom jesu kutni reflektor i Van-Atta-niz. Ovaj posljednji sastoji se od niza antenskih elemenata, s time da se po dva elementa koji su simetrični u odnosu prema jednoj točki u prostoru povezu linijama iste duljine. Signal primljen od svakog elementa bit će, nakon kašnjenja koje odgovara duljini spojnih linija, ponovo zračen od njegovog simetričnog para. Npr. za linearni niz prema sl. 64, frontu vala dolaznog signala predstavlja duljina  $\overline{AA_5}$ . Iz slike se vidi da je  $\overline{A_5B_5} = \overline{A_4B_4} + \overline{A_1B_1} = \overline{A_3B_3} + \overline{A_2B_2}$ , a to znači da će dolazni i odlazni signal svih parova elemenata prevaliti jednake putove ako ponovo zračen signal formira frontu vala koja se podudara sa duljinom



Sl. 64. Linearni Van-Atta-niz

$\overline{AA_5}$ . Prema tome, ponovo zračeni signal odlazi u smjeru dolaznog vala.

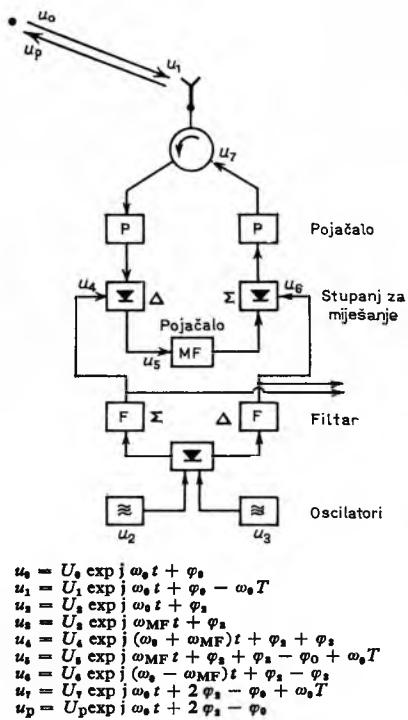
Da bi se s manjim dimenzijama Van-Atta-niza postigao veći intenzitet zračenja, ugradjuje se u liniju između dva simetrična elementa pojačalo. Da ne bi nastupile oscilacije u takvom aktivnom Van-Atta-nizu, moraju se antenski elementi jedni od drugih raspregnuti. Rasprezanje antenskih elemenata jednog para postiže se upotrebom ortogonalnih polarizacija. S obzirom na to da su obična pojačala nerecipročna, pola elemenata aktivnog Van-Atta-niza upotrebljava se za odašiljanje, a pola za prijem. Da bi se iskoristili svi elementi za oba pravca, ugradjuju se pojačala s cirkulatorima prema sl. 65 (v. Elektronika, sklopovi mikrovale tehnike, str. 581).



Sl. 65. Sklop pojačala sa cirkulatorima koji se koriste u Van-Atta-nizu

Van-Atta-niz je specijalan slučaj aktivnog niza s automatskim podešavanjem faze. Osnovni je zahtjev takvih nizova da povratni val svakog elementa u odnosu na neki referentni signal prethodi u fazi za onoliko koliko je dolazni val kasnio, ili obratno. Drugim riječima, dolazni i odlazni val, gledani u vremenskoj domeni, moraju biti konjugirano kompleksni. Ako je taj uvjet zadovoljen, elementi mogu biti bilo raspoređeni u prostoru, sustav

kao cjelina usmjeruje u svakom slučaju svoju glavnu laticu u pravcu odakle je došao signal. Na sl. 66 prikazana je blok-sHEMA elektroničkog dijela jednog antenskog elementa s pripadnim signalima. Vidi se da je faza povratnog vala na mjestu izvora neovisna o udaljenosti izvor—antena. Medij u kojem se širi val



mora biti recipročan i ne smije mijenjati svojstva za vrijeme dok val prevljuje put od izvora do antene i natrag. Frekvencija referentnog signala  $\omega_0$  mora se poklapati s primljenom frekvencijom; međutim, mala odstupanja su dozvoljena.

Dva sustava radarskih antena s elektroničkim upravljanjem prikazana su na sl. 67.

#### Mjerenje parametara antenâ

Verifikacija parametara antene vrši se mjerenjem na samoj anteni ili njezinom modelu. Ako se, naime, nekoj anteni smanje linearne dimenzije u odnosu  $n : 1$ , a frekvencija poveća  $n$  puta, parametri će antene i njenog smanjenog modela biti praktički jednak. Iz Maxwellovih jednadžbi slijedi zaključak da i vodljivost modela u tom slučaju mora biti  $n$  puta veća. Taj se uslov ne može ispuniti, ali srećom gubici zbog manje vodljivosti antenske strukture unose vrlo male promjene u ostale parametre; stoga modeliranje može vrlo korisno poslužiti kod projektiranja antena velikih geometrijskih dimenzija. Od svih parametara impedancija modela najviše će odstupati od "rijednosti" za samu antenu, ali će kvalitativni tok impedancije biti za model i samu antenu u suštini jednak. Budući da su antene vezane na slobodan prostor, pri mjerenu treba posebnu pažnju обратiti na mogućnost interferencije uslijed vanjskih izvora i refleksija na okolnim objektima.

**Mjerenje impedancije i međuimpedancije** vrši se na frekvencijama do  $\sim 30$  MHz Wheatstoneovim mostom ili iz njega izvedenim mosnim spojevima. U području iznad 1000 MHz upotrebljava se mjerna linija ili valovod, a za područje između 30 i 1000 MHz primjenjuju se obje metode. Mosni spojevi za to prelazno područje nemaju klasičan oblik, već su izvedeni iz odječaka linija, koje su u nekim slučajevima jedne s drugima spregnute. Mjerenje međuimpedancije posebno je važno u sustavima s većim brojem antenskih elemenata. Fazna razlika između pojedinih elemenata ima, naime, velik utjecaj na ulaznu impedanciju, pa mjereno međuimpedancije radi smanjenja tog utjecaja ima prvorazredan značaj posebno za nizove s promjenljivom fa-

zem. Ulažna je impedancija dvaju identičnih antena

$$Z_1 = Z_v + \frac{I_2}{I_1} Z_M,$$

$$Z_2 = Z_v + \frac{I_1}{I_2} Z_M,$$

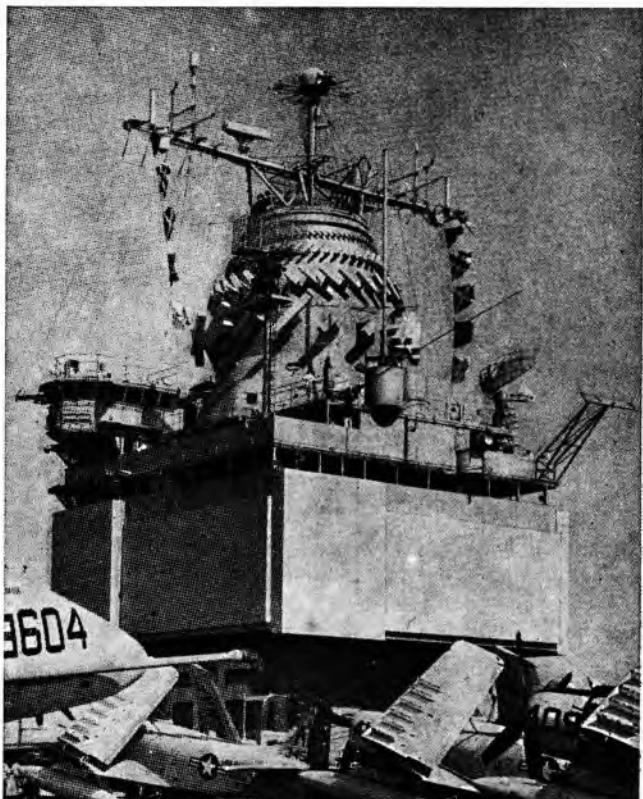
gdje je  $Z_1$  ulazna impedancija antene 1,  $Z_2$  ulazna impedancija antene 2,  $Z_v$  vlastita impedancija antene 1 ili 2,  $I_1$  struja antene 1,  $I_2$  struja antene 2 i  $Z_M$  međuimpedancija.

Međuimpedancija se može odrediti mjerjenjem ulazne impedancije  $Z_1'$  antene 1, s time da se antena 2 kratko spoji. Ako je poznata vlastita impedancija antene, slijedi međuimpedancija iz jednadžbe

$$Z_M = \sqrt{Z_v \cdot (Z_v - Z_1')}$$

**Određivanje dijagrama zračenja.** Mjerenja radi određivanja dijagrama zračenja trebalo bi izvesti za sve prostorne kutove budući da je dijagram trodimenzionalan. Međutim, najčešće je dovoljno izvršiti mjerjenja u dvije ortogonalne ravnine, koje se kod linearne polarizacije poklapaju sa smjerom električnog, odn. magnetskog polja. Mjerenje se vrši tako da antena rotira oko jedne osi, a primljeni signal se nacrtava kao funkcija zakreta oko te osi. Rezultati mjerjenja bit će ispravni ako su svi okolini objekti, uključivši i prijemnu antenu, u dalekoj zoni odašiljačke antene koja se mjeri. Osim toga treba sprječiti da do prijemne antene uz glavnu zraku stignu i reflektirane zrake. U tu se svrhu često između odašiljačke i prijemne antene stavljaju zapreke od vodljivog ili apsorptivnog materijala koje ne smetaju optičkoj vidljivosti ali sprečavaju zrake reflektirane od zemlje da dodu do prijemne antene.

Da bi se postigao željeni dijagram zračenja reflektor-antenâ, često uz dijagram zračenja primarnog radijatora treba odrediti i frontu vala, tj. plohu konstantne faze. Mjerenje se izvodi tako da se faza signala dobivenog iz polja u određenoj točki prostora uspoređuje s fazom signala odašiljača, koji služi kao referentni signal.



Sl. 67. Antene s elektroničkim upravljanjem dijagrama zračenja na mosnom nadgradu USA nosača aviona "Enterprise". Na sve četiri strane ispod mosta smještene su kutije s antenskim sistemima; u lijevim kutijama nalaze se antene trodimenzionalnog radara za navođenje aviona, u desnim kutijama su antene dvodimenzionalnog motričkog radara velikog dometa. Na gornjem dijelu nadgrada vidi se još nekoliko kružnih nizova antena od kojih je svaki predviđen za drugo frekvencijsko područje. Osim toga vide se i ostale antene koje služe radio-vezama, radarima, radio-ometranju i sličnim namjenama

**Mjerenje polarizacije.** Mjerenje polarizacije temelji se na činjenici da se elektromagnetski val bilo kakve polarizacije može rastaviti na dvije ortogonalne komponente. Najčešće se upotrebljavaju dvije linearne antene pod pravim kutom, pomoću kojih se određuju odnosi amplituda i faza ortogonalnih komponenta polja. Mjerenje se može provesti i pomoću jedne lijevo i jedne desno polarizirane helikoidne antene, no točnost je u tom slučaju manja jer je vrlo teško izvesti identične ortogonalne kružno polarizirane antene.

**Određivanje dobitka** izvodi se uspoređivanjem primljene snage ispitivane antene sa snagom standardne antene poznatog dobitka. Da bi se izbjegle greške zbog nelinearnosti detektora, odn. prijemnika, ubacuje se između odašiljača i prijemnika precizni varijabilni atenuator. Za određeni razmak odašiljačke i prijemne antene, uz stalnu snagu odašiljača, dobije se određeni otklon na izlazu prijemnika. Kad se prijemna antena zamjeni standardnom, treba pomoći varijabilnog atenuatora postići isti otklon u prijemniku. Dobitak standardne antene zajedno s razlikom u gušenju atenuatora daje dobitak ispitivane antene:

$$g = g_0 + p_2 - p_1,$$

gdje je  $g_0$  dobitak standardne antene u decibelim,  $p_2$  očitanje na atenuatoru ako je spojena ispitivana antena i  $p_1$  očitanje na atenuatoru ako je spojena standardna antena. Da bi se izbjegla greška, treba da snaga odašiljača za vrijeme cijelog mjerjenja ostane nepromijenjena. Gušenje na atenuatoru treba podesiti tako da uz spojenu standardnu antenu očitanje  $p_1$  izraženo u decibelim bude bar jednak  $g_0$ .

LIT.: H. Jasik et al., *Microwave antenna theory and design*, New York 1949. — J. F. Kraus, *Antennas*, New York 1950. — A. S. Schelkunoff, H. T. Friis, *Antennas; theory and practice*, New York 1952. — D. G. Kiley, *Dielectric aerials*, London 1953. — L. Thoreau, *Les antennes*, Paris 1956. — R. W. P. King, *The theory of linear antennas*, Cambridge, Mass. 1956. — I. Z. Aisenber, *Антенны ультракоротких волн*, Москва 1957. — H. Jasik, *Antenna engineering handbook*, New York 1961. — E. C. Jordan, *Electromagnetic theory and antennas*, Oxford 1963. — R. C. Hansen, *Microwave scanning antennas*, New York 1954. — C. H. Walter, *Traveling wave antennas*, New York 1965. — J. W. Stobbe, *Antennen*, Hamburg 1965. — L. V. Blake, *Antennas*, New York 1966. — E. A. Wolff, *Antenna analysis*, New York 1966. — V. Rumsey, *Frequency independent antennas*, New York 1966. — J. Budin, *Antenc*, Ljubljana 1968. — Я. Н. Фельд, *Основы теории щелевых антенн*, Москва 1968. — Л. Н. Захаров, А. А. Леманский, К. С. Щеглов, *Теория излучения поверхности антенн*, Москва 1969. — E. Collin, F. J. Zucker, *Antenna theory*, New York 1969. — R. Kühn, *Mikrowellen-Antennen*, Berlin 1969. — Я. С. Штифрин, *Вопросы статистической теории антенн*, Москва 1970. — G. Rothe, E. Spindler, *Antennenpraxis*, Berlin 1971. — H. C. Mende, *Fernsehantennenpraxis*, München 1972. — E. Spindler, *Antennen. Anleitung zum Selbstbau*, Berlin 1972. — Д. И. Воскресенский, *Антенны и устройства СВЧ*, Москва 1972.

E. Zentner

### RASPROSTIRANJE (ŠIRENJE) RADIO-VALOVA

Spektar elektromagnetskih valova vanredno je širok: on obuhvaća valove frekvencije od nekoliko herca do  $\sim 10^{23}$  Hz. U ovom poglavlju članka o električkim uređajima bit će govora o valovima iz onog dijela tog spektra koji se iskorištava za prijenos informacija u radiokomunikacijama, i to o njihovom širenju u odsustnosti posebnih sistema za upravljanje kao što su valovodi, sistemi s dva vodiča, koaksijalni kabeli i sl.

Elektromagnetski val je fizikalna pojava u kojoj učestvuju promjenjiva električna i magnetska polja, pri čemu promjene jednog polja uzrokuju nastanak drugog, tako da se izaziva val koji se, jedanput izazvan, širi konačnom brzinom (brzinom svjetlosti) ukoliko to dopušta medij kojim se širi. Zbog svoje velike brzine širenja i ostalih svojih svojstava, elektromagnetski je val vrlo prikladan za prijenos informacija. Pri tom on služi kao val nosilac na koji se modulacijom (vremenskom promjenom oblike, amplitudne, frekvencije ili faze) »upiše« električni signali. Količina informacija koja se na taj način može prenijeti vrlo je velika. Ako se tome doda činjenica da se načinom modulacije može utjecati na količinu prenijetih informacija, postaje jasno zbog čega je studij rasprostiranja elektromagnetskih valova za tehniku telekomunikacija izvanredno važan.

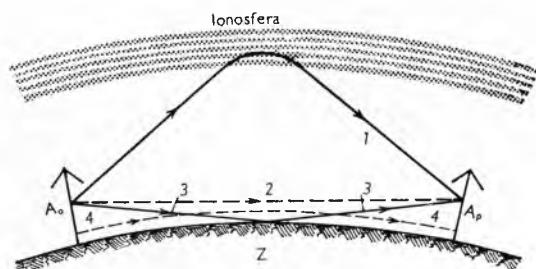
Dio frekvencijskog spektra koji se iskorištava u radiokomunikacijama za prijenos informacija postaje sve veći, te danas već obuhvaća široko područje bežičnog prijenosa između  $\sim 10$  kHz i  $\sim 60$  GHz. Elektromagnetski valovi iz pojedinih područja tog dijela frekvencijskog spektra imaju u pogledu rasprostiranja vrlo različite osobine.

Teorija rasprostiranja elektromagnetskih valova polazi od Maxwellovih jednadžbi (v. *Elektrotehnika*), prema kojima se elektromagnetski val u slobodnom prostoru širi pravocrtno i brzinom svjetlosti. Međutim, u teoretska razmatranja samo na osnovi Maxwellovih jednadžbi ne može se uključiti niz parametara koji su u prostoru i vremenu vrlo promjenljivi, pa se stoga pojave rasprostiranja elektromagnetskih valova predviđene na temelju takvih teoretskih razmatranja često znatno razlikuju od stvarno opažanih. U daljem izlaganju razmotreno je širenje elektromagnetskih valova različitih frekvencijskih područja pod realnim uvjetima u Zemljinoj atmosferi i u gornjim slojevima Zemljine kore.

### Faktori koji utječu na širenje radio-valova

Rasprostiranje elektromagnetskih valova pod stvarnim prilikama može se razmatrati sa stanovišta putanje kojom se valovi kreću, medija kojim se šire, fizikalnih utjecaja kojima su na svom putu izloženi i, konačno, sa stanovišta njihove frekvencije.

**Podjela zračenih valova prema putanjama kojom se kreću.** Valovi što ih zrači izotropni radijator podjednako u svim smjerovima mogu stići do mjesta prijema različitim putovima, pa se prema tome različito nazivaju (sl. 1). *Površinski val* zove se elektromagnetski val koji se širi uz samu površinu Zemlje. *Reflektirani val* je elektromagnetski val koji se na svom putu reflektira od površine Zemlje. *Direktan val* širi se pravocrtno ili gotovo pravocrtno od odašiljačke antene prema mjestu prijema koje je u području njegove »vidljivosti«, tj. iznad radio-horizonta. *Prostorni val* usmjeren je prema gornjem dijelu atmosfere, odakle se pod određenim uvjetima vraća prema površini Zemlje. O troposferskom prostornom valu govori se kad val prodire samo kroz niže slojeve atmosfere (troposferu), o ionosferskom prostornom valu kad se širi kroz visoke slojeve atmosfere (ionosferu), o svemirskom prostornom valu kad se probija kroz atmosferu i izlazi u svemirski prostor. O postojanju svake pojedine od tih vrsta valova na određenom mjestu prijema govori se dotele dok je jakost polja vala te vrste veća od jakosti polja valova druge vrste na istom mjestu.



Sl. 1 Vrste zračenih valova. 1 Prostorni val, 2 direkstan val, 3 reflektirani val (od površine Zemlje), 4 površinski val; Z površina Zemlje,  $A_o$  antena odašiljača,  $A_p$  antena prijemnika

Antena odašiljača nije izotropni radnjator. Vertikalni dijagram zračenja za pojedine je vrste antena različit (za linearne antene, npr., on ovisi o njihovoj električnoj duljini), pa se sektori u kojima antene zrače najveći dio energije leže pod različitim elevacijama. Prema namjeni odašiljača bira se antena koja zrači najjače u željenom smjeru. Tako se, npr., za radiodifuzijske odašiljače biraju antene koje zrače pretežno površinski val, a za kratkovalne (visokofrekvenčne) odašiljače, kojima se održavaju radio-veze na velike udaljenosti, antene koje zrače pretežno prostorni ionosferski val pod najpovoljnijom elevacijom.

**Medij kojim se šire radio-valovi** od odašiljačke antene do mjestu prijema većinom je zemaljska atmosfera, ali se radio-valovi šire i kroz svemirski prostor, kroz vodu i kroz gornji sloj čvrste zemaljske kore.

Atmosfera Zemlje može se podijeliti na troposferu i ionosferu.

Troposfera je najdonji sloj atmosfere. Ona se prostire od površine Zemlje do visine 8 ... 11 km u polarnim krajevima i na umjerjenim geografskim širinama, u tropskim krajevima do visine 15 ... 18 km. Taj sloj sadrži 4/5 ukupne mase atmosfere i svu vodenu paru koja se u atmosferi nalazi. U njemu se odvijaju meteorološke pojave (vjetar, oblaci, kiša itd., v. Meteorologija). Električna vodljivost tog sloja pod normalnim je meteorološkim prilikama neznatna. S visinom iznad površine Zemlje mijenjaju se gustoća (tj. tlak i temperatura) i vlažnost zraka u troposferi, a s njima i elektrodinamička svojstva, od kojih, opet, ovisi indeks loma (refrakcije) za elektromagnetske valove (v. dalje). Indeks loma troposfere neznatno odstupa od jedinice (indeksa loma vakuuma), ali zbog njegove promjenljivosti s visinom, u troposferi dolazi do refrakcije radio-valova svih frekvencija, tj. do povijanja njihovih putanja, obično prema površini Zemlje. U troposferi dolazi također do apsorpcije i rasipanja radio-valova.

Ionosfera je vanjski, električki vodljivi sloj zemaljske atmosfere. Proteže se od visine 60 ... 80 km nad površinom Zemlje pa do iznad 1000 km. (Prema mjerenjima na svemirskim letjelicama)