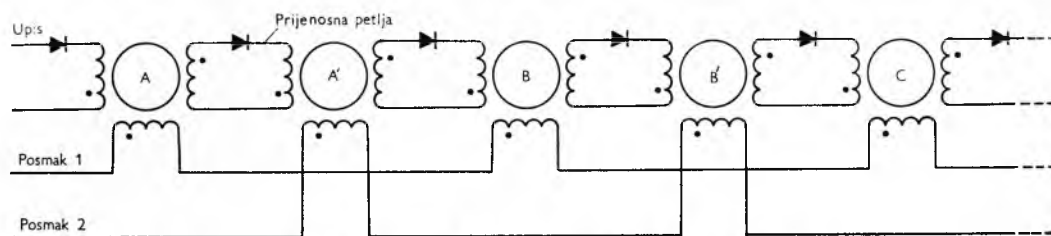


nije potpuno pravokutna, tako da ipak dolazi do male promjene toka (sl. 344).

U magnetskom posmačnom registru može za kašnjenje služiti RC-mreža, ali je bolje raditi s dvije jezgre po bitu (sl. 345). Upis je serijski. Strujni impuls »posmak 1« briše sadržaje glavnih jezgri A, B, C, itd. Jezgre koje su bile u stanju »1« prijelazom u nulu induciraju na sekundaru napon koji preko prijenosne petlje potjera struju i postavlja iduću pomoćnu jezgru u stanje »1«.



Sl. 345. Magnetski posmačni registar s dvije jezgre po bitu

Strujni impuls »posmak 2« briše sadržaje svih pomoćnih jezgri A', B', C', itd., s time da se bitovi podatka upišu u iduće glavne jezgre. Istovremeno se izvrši eventualni upis novog bita u jezgru A.

LIT.: H. W. Bode, Network analysis and feedback amplifier design, New York 1955. — T. L. Martin, Jr., Electronic circuits, Englewood Cliffs, N. J. 1956. — J. Millman, H. Taub, Pulse and digital circuits, New York 1956. — T. Jelaković, Negativna reakcija u tonfrekventnoj tehnici, Zagreb 1957. — E. J. Angelo, Jr., Electronic circuits, New York 1958. — H. J. Zimmermann, S. J. Mason, Electronic circuits, signals and systems, New York 1960. — S. S. Hakim, Junction transistor circuit analysis, New York 1962. — B. Raković, Elektronika, Beograd 1963. — The engineering staff of Texas Instruments Inc., Transistor circuits design, New York 1963. — Л. Я. Назаров, Анализ и расчет усилительных схем, Киев 1963. — J. Millman, H. Taub, Pulse, digital and switching waveforms, New York 1965. — F. J. M. Farley, Elements of pulse circuits, London 1966. — E. C. Loewenberg, Theory and problems of electronic circuits, New York 1967. — J. Millman, C. C. Halkias, Electron devices and circuits, New York 1967. — Л. М. Резельсон, А. В. Кузнецов, А. П. Пятубратов, Импульсная техника, Москва 1967. — R. H. Crawford, MOSFET in circuit design, New York 1967. — F. K. Manasse, J. A. Akiss, C. R. Gray, Modern transistor electronics analysis and design, Englewood Cliffs, N. J. 1967. — K. J. Dean, Integrated electronics, London 1967. — D. L. Schilling, C. Belove, Electronic circuits: discrete and integrated, New York 1968. — D. J. Comer, Introduction to semiconductor circuit design, Reading, Mass. 1968. — H. R. Camenzind, Circuit design and integrated electronics, Reading, Mass. 1968. — J. H. Lukes, Halbleiter-Dioden-Schaltungen, München-Wien 1968. — M. Böhringer, Theorie und Technik von Schaltnetzwerken, Berlin 1969. — H. Groh, W. Weber, W. Seifert, Digitaltechnik, 2 Bde, Düsseldorf 1969. — T. P. Sifferlen, V. Vartanian, Digital electronics with engineering applications, Englewood Cliffs, N. J. 1970. — H. E. Thomas, Handbook of pulse-digital devices for communications and data processing, Englewood Cliffs, N. J. 1970. — J. Eimbinder, Application considerations for linear integrated circuits, New York 1970. — F. J. Gacioletto, Differential amplifiers, New York 1970. — L. P. Hunter, Handbook of semiconductor electronics, New York 1970. — S. Turk, Elektronički sklopovi, Zagreb 1971. — J. Marcus, Electronic circuits manual, New York 1971. — P. Tharna, Transistor audio amplifiers, London 1971. — F. Bening, Negative Widerstände in elektronischen Schaltungen, Berlin 1971. — H. J. Schwertfeger, Grundlagen der elektronischen digitalen Schaltungstechnik, Berlin 1971. — И. С. Гоноровский, Радиотехнические цепи и сигналы, Москва 1971. — А. К. Лосев, Линейные радиотехнические цепи, Москва 1971. — R. Funke, S. Siebscher, Grundsicherungen der Elektronik, Berlin 1972. — H. Schweigert, Elektronische Grundschaltungen, München 1972. — F. Hillebrand, H. Meierling, Feldeffekttransistoren in analogen und digitalen Schaltungen, München 1972. — И. И. Дзюбун, Транзисторы в электрических схемах, Москва 1972. — T. Kohonen, Digital circuits and devices, Englewood Cliffs, N. J. 1972. — J. Millman, Ch. Halkias, Integrated electronics: analog and digital circuits and systems, New York 1972. V. i literaturu u drugim člancima o elektronici.

A. Szabo

ELEKTRONIKA, SKLOPOVI I SASTAVNI DIJELOVI ZA MIKROVALNU TEHNIKU (Mikrovalna elektronika).

Mikrovalna elektronika bavi se sastavnim dijelovima i sklopovima koji se upotrebljavaju na najvišim frekvencijama ($f = \sim 300$ MHz... ~ 300 GHz). U tom su području dimenzije elektroničkih sastavnih dijelova veličinskog reda valne duljine (~ 1 m... ~ 1 mm). Stoga se u mikrovalnoj tehnici događaji ne mogu više promatrati kao kvazistacionarni, niti se mogu realizirati sastavni dijelovi s koncentriranim vrijednostima otpora, induktiviteta i kapaciteta kao što je to običaj u sklopovima za niže radio-frekvencije. Područje mikrovalne elektronike predstavlja tehničku primjenu elektromagnetske teorije na vrlo visokim frekvencijama. Mikrovalna elektronika naglo je razvijena u drugom svjetskom ratu za primjenu u radarskim sustavima, a danas se s njome bavi znatan dio elektroničke industrije. Mikrovalna se elektronika primjenjuje u svim vrstama radara i sličnim sustavima, u radio-komunikacionim sustavima, u satelitskim radio-vezama, u elektrotermijskim uređajima za industriju i kućanstvo, u dijagnostici

i terapiji u medicini, a služi i znanstvenim istraživanjima različitih područja.

U odnosu prema klasičnoj sklopovskoj tehnici, područje mikrovalne elektronike predstavlja kvalitativno novo područje. U mikrovalnom sklopu, zbog vrlo visoke frekvencije, ne mogu se zanemariti naboji na vodičima niti magnetsko polje zatvorenih strujnih petlji, kako se oni s opravdanjem zanemaruju i u modernoj elektronici na nižim frekvencijama, a upravo ti fenomeni

dovode do efekta zračenja elektromagnetskog vala. Stoga se ne pristupa više problemima preko napona i struje, nego preko elektromagnetskog vala i pripadajuće teorije. Isto se tako na vrlo visokim frekvencijama ne mogu više upotrijebiti elektronke i tranzistori, pa se stoga razvio i novi pristup tehničkim

rješenjima i ostvarila se nova tehnika. To se očituje u prijenosnim sustavima (u elektromagnetskim valovodima), oscilatorima i pojačalima (klistron, refleksi klistron, magnetron, cijev s putujućim valom), antenama (lijevak, leće, reflektori i sl.), komponentama i novim mjernim postupcima.

Prijenosne linije

Jednadžbe linije. Prijenosna linija je po pravilu dvožični vod koji se može analizirati pomoću Maxwellovih jednadžbi ili pomoću analize električnih krugova (v. *Električni vodovi*, str. 229). Fizikalna slika koja je osnova Maxwellovih jednadžbi jest da se elektromagnetska energija širi uz vodiče, pri čemu vodiči tu energiju vode. Pri metodi primijenjenoj u analizi krugova utjecaji se električnih i magnetskih polja uzimaju u obzir pomoću parametara kruga, a to su: kapacitet C' , induktivitet L' , otpor R' i vodljivost G' , svi izraženi za jedinicu duljine. Pomoću njih dobiju se jednadžbe prijenosnih linija koje glase

$$U = \frac{U_R}{2} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_R} \right) \cdot e^{\gamma x} + \frac{U_R}{2} \left(1 - \frac{Z_0}{Z_R} \right) \cdot e^{-\gamma x}, \quad (1)$$

$$I = \frac{I_R}{2} \left(1 + \frac{Z_R}{Z_0} \right) \cdot e^{\gamma x} + \frac{I_R}{2} \left(1 - \frac{Z_R}{Z_0} \right) \cdot e^{-\gamma x}, \quad (2)$$

gdje su I_R i U_R struja i napon na zaključnom opterećenju linije, Z_0 karakteristična valna impedancija linije, Z_R impedancija zaključnog opterećenja, I i U vrijednosti struje i napona na liniji u udaljenosti x od zaključnog opterećenja i γ konstanta širenja [v. izraz (8)]. Vremenska promjena nije uzeta u obzir.

U osnovi, gornje jednadžbe prikazuju općeniti slučaj, tj. neprilagođenje koje nastupa kad Z_R nije jednako Z_0 . Zbog takvog diskontinuiteta impedancije nastupa refleksija upadnog vala i dio se energije u vidu reflektiranog vala vraća prema izvoru. Pri refleksiji se jedan dio energije istira na zaključnom opterećenju impedancije Z_R , a drugi dio vraća natrag. Omjer između ta dva dijela energije ovisan je o veličini razlike između Z_R i Z_0 i određen je faktorom refleksije

$$\Gamma_R = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0}, \quad (3)$$

koji je definiran kao omjer amplituda reflektiranog i upadnog vala.

Ako je generator prilagođen na liniju, tj. ako je njegova unutarnja impedancija jednaka karakterističnoj valnoj impedanciji linije, neće biti refleksije na odašiljačkom kraju i na liniji će postojati samo upadni i reflektirani val. Oni se u svakoj točki linije zbrajaju po fazi i veličini i stvaraju stojni val. Stojni val ima maksimume i minimume struje i napona. Maksimum struje poklapa se s minimumom napona, i obratno, minimum struje poklapa se s maksimumom napona. Razmak između istoimenih ekstrema je pola valne duljine, a između raznoimenih ekstrema četvrtina valne duljine.

Jednadžbe prijenosnih linija (1) i (2) mogu se pisati i u hiperbolnom obliku

$$U = U_R \left(\cosh \gamma x + \frac{Z_0}{Z_R} \sinh \gamma x \right), \quad (4)$$

$$I = I_R \left(\cosh \gamma x + \frac{Z_R}{Z_0} \sinh \gamma x \right), \quad (5)$$

$$Z = \frac{U}{I} = Z_0 \left(\frac{Z_R + Z_0 \tanh \gamma x}{Z_0 + Z_R \tanh \gamma x} \right). \quad (6)$$

Impedancija Z je ulazna impedancija u određenoj točki linije i izražena je odnosom napona i struje u toj točki. Periodski se ponavlja s periodom jednakom polovini valne duljine.

Impedancija Z_0 je karakteristična valna impedancija linije i izražena je odnosom napona i struje u bilo kojoj točki linije kad je linija beskonačno duga ili prilagođena, što znači da nema refleksije. Dana je izrazom

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}. \quad (7)$$

Konstanta prijenosa γ je kompleksna veličina koja realnim dijelom α (konstantom gušenja) određuje gušenje na liniji, a njezin imaginarni dio β (fazna konstanta) posljedica je konačne brzine širenja. Konstanta prijenosa za jedinicu duljine voda dana je izrazom

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta, \quad (8)$$

gdje su R' , L' , G' i C' otpor, induktivitet, vodljivost, odn. kapacitet, sve za jedinicu duljine voda, a ω je kutna frekvencija. α i β su konstanta gušenja, odn. fazna konstanta za jedinicu duljine voda.

Ako se pretpostavi da linija nema gubitaka, što je prihvatljivo za vrlo visoke frekvencije jer je $R' \ll \omega L'$ i $G' \ll \omega C'$,

slijedi iz (8) i (7) da je $\gamma = j\beta$, $Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$, a jednadžbe prijenosne linije (4), (5) i (6) prelaze u oblik

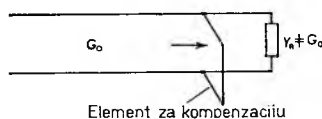
$$U = U_R \left(\cos \beta x + j \frac{Z_0}{Z_R} \sin \beta x \right), \quad (9)$$

$$I = I_R \left(\cos \beta x + j \frac{Z_R}{Z_0} \sin \beta x \right), \quad (10)$$

$$Z = Z_0 \left(\frac{Z_R + j Z_0 \tan \beta x}{Z_0 + j Z_R \tan \beta x} \right). \quad (11)$$

Izraz (11) za ulaznu impedanciju Z pokazuje da se elementi linije mogu upotrijebiti kao reaktancije ili transformatori impedancije. Kao transformatori služe u svrhu prilagođenja.

Prilagođenje. Da bi se spriječila refleksija, prijenosna linija mora biti prilagođena na svoje zaključno opterećenje. Prilagođenje se sastoji u tome da se u blizini diskontinuiteta impedancije što ga predstavlja zaključno opterećenje postavi još jedan diskontinuitet, čija refleksija poništava prvobitnu refleksiju od zaključnog opterećenja. U stvari, time se ostvaruje jedan titrajni krug koji u vidu stojnih valova uskladištjuje energiju koja nailazi i istitrava je pod novim uvjetima (odnos napona i struje je sada Z_R). na zaključnom opterećenju. Proces se sastoji u ovome: pošavši od opterećenja prema generatoru, ulazna se impedancija, odnosno, promatrano recipročno, admitancija, mijenja od točke do točke. Mijenja se njen realni dio, konduktancija, i njen imaginarni dio, susceptancija. Ako se zaustavimo u točki gdje je ulazna konduktancija jednaka karakterističnoj konduktanciji linije, bit će moguće paralelnim elementom za kompenzaciju poništiti ulaznu susceptanciju i linija će u toj točki biti prilagođena (sl. 1). Od te točke prema generatoru nema stojnog vala i linija je prilagođena. Na elementu za kompenzaciju i dijelu linije do opterećenja postoji stojni val, i to je spomenuto uskladištenje energije.

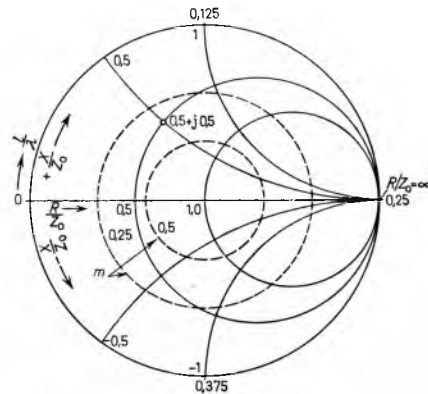


Sl. 1. Prilagođenje elementom za kompenzaciju

računanja pomoću danih formula iziskuje dosta vremena. Grafički je postupak mnogo jednostavniji i brži. Za tu svrhu služi tzv. Smithov dijagram (P. H. Smith, 1936 ... 1944), koji predstavlja familiju geometrijskih mjesta normaliziranih impedancija, odnosno admitancija. [Normaliziranom vrijednosti impedancije naziva se impedancija podijeljena s karakterističnom impedancijom linije, $(R' + jX') : Z_0$, odnosno admitancija podijeljena s karakterističnom admitancijom linije, $(G' + jB') : Y_0$.]

Opis Smithovog dijagrama (sl. 2). Smithov je dijagram naročiti koordinatni sustav za prikazivanje normirane impedancije (odn. admitancije). Osnovnu mrežu tog dijagrama sačinjavaju dvije familije krugova koji su izvana omeđeni perifernim krugom.

Prva se familija sastoji od punih krugova koji svi tangiraju periferni krug u točki $R/Z_0 = \infty$ (odn. $G/Y_0 = \infty$). Svaki krug familije predstavlja geometrijsko mjesto istog normiranog otpora (konduktancije).



Sl. 2. Pojednostavljeni prikaz Smithovog dijagrama

Druga se familija sastoji od kružnih lukova koji izlaze iz iste točke, a od kojih je svaki geometrijsko mjesto iste reaktancije (susceptancije). Skale za sve te veličine ucrtane su izravno u dijagram.

U sjecištu obaju odgovarajućih krugova nalazi se mjesto tražene impedancije (admitancije). Kao primjer ucrtana je u dijagram na slici normirana impedancija $Z/Z_0 = (0.5 + j \cdot 0.5) \Omega$.

Dijametralno nasuprot mjestu svake normirane impedancije (admitancije) nalazi se na istoj udaljenosti od sredine (1,0) mjesto njezine recipročne vrijednosti, tj. pripadna admitancija (impedancija). S pomoću Smithovog dijagrama mogu se ucrtane impedancije (admitancije) povezati i s ostalim parametrima prijenosnog sustava koji se unose u dijagram s pomoću ostalih skala.

Na periferiji dijagrama (sl. 3) dvije dvostruke scale izražavaju fazne odnose duž prijenosnog sustava. Jedna, koja daje udaljenosti duž sustava izražene u valnoj duljini λ , raste kroz 360° za dva suprotna smjera: za smjer prema generatoru i smjer prema teretu. S pomoću nje mogu se, npr. za valovod bez gubitaka, odrediti iz jedne poznate impedancije, koja se unese u dijagram, impedancije za sva ostala mjesta valovoda. Svojstvo je Smithovog dijagrama da u tom slučaju sve impedancije prijenosnog sustava leže na istom krugu sa središtem u centru dijagrama (1,0).

Druga dvostruka skala, koja raste također prema jednoj i drugoj strani, ali samo kroz 180° , prikazuje u stupnjevima fazni kut koeficijenta refleksije (kuta za koji reflektirani val kasni iza progresivnog vala). Vrijednosti koeficijenta refleksije prikazane su na jednoj od radijalnih skala (ispod dijagrama). Sve jednake vrijednosti koeficijenta refleksije leže u ovom dijagramu opet na istom krugu sa središtem u centru dijagrama.

Na drugim radijalnim skalama (ispod dijagrama) nalaze se još i vrijednosti za odnos stojnih valova i različita gušenja. S pomoću tih skala mogu se, npr., u dijagram ucrtati krugovi konstantnog gušenja i krugovi konstantnog odnosa stojnih valova (krugovi s oznakom m na sl. 2).

S pomoću Smithovog dijagrama mogu se iz poznatih i izmjerenih vrijednosti brzo odrediti i svi ostali parametri za bilo koje mjesto duž valovoda. Ako se pretpostavi linija bez gubitaka, svako je kretanje po neprilagođenoj liniji jednako kretanju po krivulji konstantnog gušenja na Smithovom dijagramu, a to su koncentrične kružnice sa središtem u vrhu jediničnog kruga. Svako dodavanje elementa za kompenzaciju znači kretanje po krivulji konstante normalizirane konduktancije na Smithovom dijagramu, a to su kružnice koje diraju točku beskonačne konduktancije.

Elektromagnetski valovodi

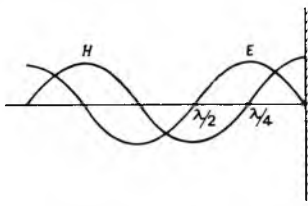
Elektromagnetski je val sastavljen od vremenski promjenljivih električnih i magnetskih polja, od kojih jedno polje svojom vremenskom promjenom u prostoru prouzrokuje drugo polje; on podliježe zakonitostima Maxwellovih jednadžbi (v. *Elektrotehnika*). Brzina širenja elektromagnetskih valova u slobodnom prostoru jednaka je brzini svjetlosti. Rubni uvjeti na mjestu gdje se mijenjaju karakteristike medija ograničavaju rasprostiranje elektromagnetskih valova. Pod određenim je okolnostima

moguće voditi valove od izvora do prostorno udaljenog trošila bez gušenja ili s vrlo malim gušenjem. Kad se trošilo napaja vodenom elektromagnetskom energijom izvora, ne gubi se ništa od te energije u ostalom okolnom mediju. Vođenje i prijenos elektromagnetskog vala može se, npr., ostvariti šupljom metalnom cijevi, uz uvjet da presjek cijevi i narinuta valna duljina vala budu u određenoj ovisnosti. Takva se metalna cijev zove *valovod*. Uz određene uvjete postoji mogućnost da za takav prijenos služi i dielektrični štap.

Djelovanje valovoda (v. *Električni vodovi*, str. 232). Ako se u razmatranju pretpostavi planarni val, što znači da su točke iste momentalne vrijednosti faze u jednoj ravni, te da takav val nailazi iz slobodnog prostora *okomito* na ravninu savršene vodljivosti, nastupit će totalna refleksija na toj vodljivoj ravni.

Ta refleksija nastupa, kao i svaka druga refleksija, uslijed diskontinuiteta impedancije, s time da se ovdje radi o maksimalnom diskontinuitetu, jer savršeno vodljiva stijenka djeluje kao kratki spoj. U slobodnom prostoru ispred takve stijenke postoji u svakom trenutku upadni i reflektirani val, koji se zbraja po fazi i veličini. Zbog konačne brzine širenja upadnog i reflektiranog vala nastaje *stojni val*, u kojem se u smjeru okomitom na ravninu refleksije ponavljaju maksimumi i nule polja. Razmak između dva susjedna istoimena ekstrema (npr. od maksimuma električnog polja do slijedećeg maksimuma električnog polja) iznosi polovinu valne duljine, a razmak između dva susjedna raznoimena ekstrema (npr. od maksimuma električnog polja

do susjedne nule) iznosi četvrtinu valne duljine. Sl. 4 prikazuje takav stojni val za električno i magnetsko polje. Kad bi se sada na tako jedanput izazvani stojni val postavila druga vodljiva



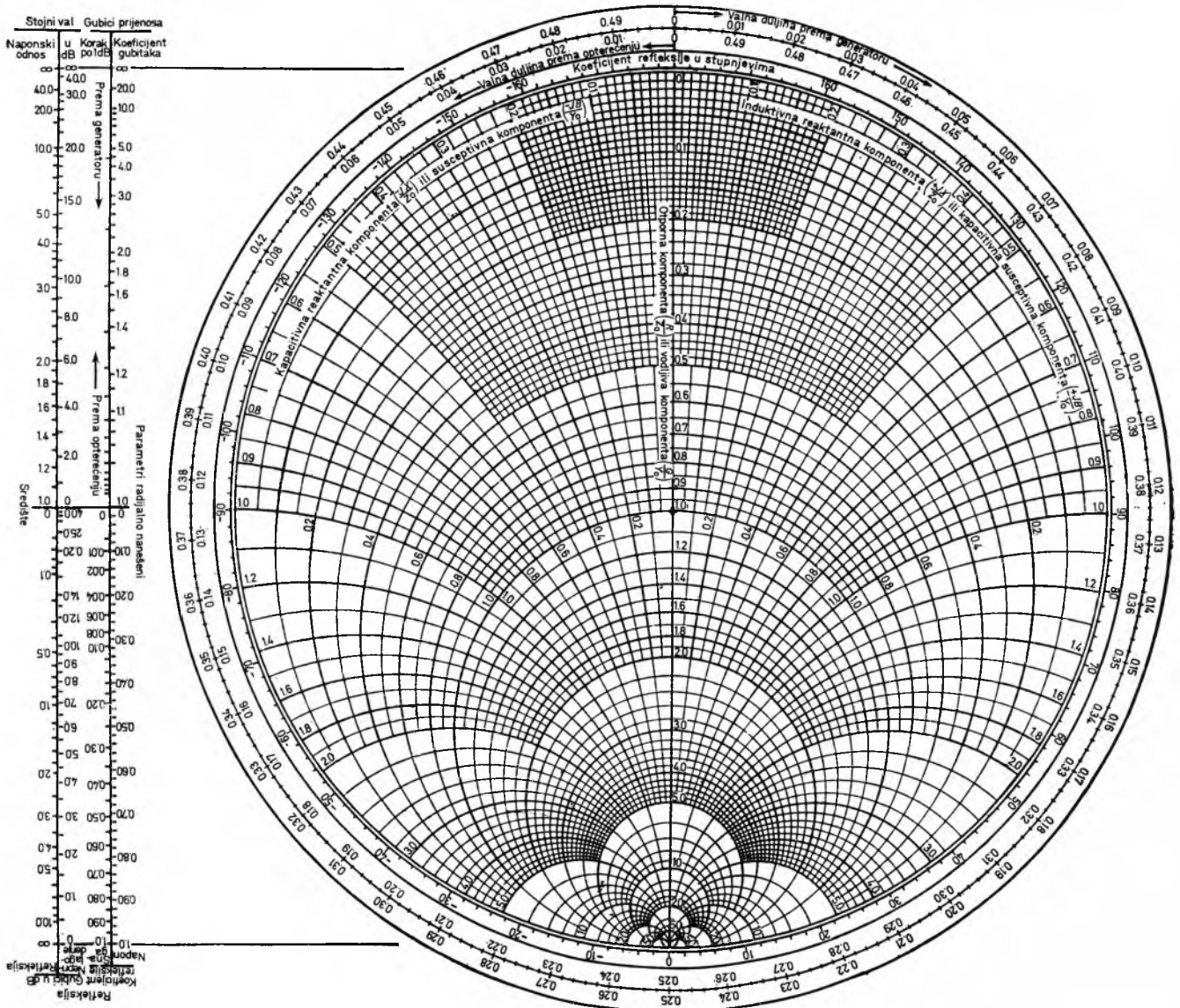
Sl. 4. Refleksija elektromagnetskog vala na vodljivoj površini. Stojni val električnog polja (E) i magnetskog polja (H)

stijenka u nuli električnog polja, i kad bi njena ravnina bila paralelna s prvom ravninom, ništa se u raspodjeli polja ni u stojnom valu ne bi promijenilo, te bi, uz uvjet da nema gubitaka u mediju, stojni val titrao vječno.

Ako, dakle, između dvije vodljive stijenke, između kojih se reflektira elektromagnetski val, postoji razmak od pola valne duljine ili cjelobrojnih višekratnika toga, može, unatoč rubnih

uvjeta i diskontinuiteta koji se na njima pojavljuju, trajno postojati elektromagnetski val u ograničenom prostoru.

Razmatranje se može proširiti i na *kosi upad* elektromagnetskog vala. U tom slučaju, prema sl. 5, u prostoru pred ravninom refleksije nastaje opet stojni val, samo su razmaci između maksimuma odnosno nulâ u smjeru okomitom na ravninu refleksije određeni poluvalom valne duljine koja se razlikuje od narinute valne duljine λ . (Valna duljina je po definiciji najmanji razmak između dvije točke jednake faze, no taj se razmak može



Sl. 3. Stvarni izgled Smithovog dijagrama

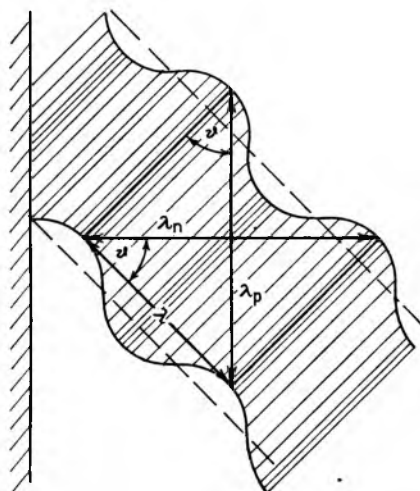
mjeriti u različitim smjerovima, pa se u smjeru normalnom na ravninu refleksije dobije valna duljina λ_n , a u smjeru paralelnom ravnini refleksije valna duljina λ_p). Valna duljina λ_n povezana je s valnom duljinom λ jednadžbom

$$\lambda_n = \frac{\lambda}{\cos \theta}, \quad (12)$$

(gdje je θ upadni kut), a valna duljina λ_p jednadžbom

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{\sin \theta}. \quad (13)$$

I u ovom se slučaju mogu naći ravnine u kojima je električno polje nula, kao i na ravnini refleksije. Opet je moguće tu postaviti novu vodljivu stijenu koja će biti paralelna s ravninom refleksije i stojni val će moći postojati između te dvije vodljive površine. On će imati opet cijeli broj polovicā valne duljine mjerene okomito na ravninu refleksije. Zbog kosog upada postojat će i pomicanje stojnog vala paralelno s ravninom refleksije. Upravo to uzdužno pomicanje omogućava prijenos elektromagnetske energije između dva vodljiva zida i osnova je prijenosa u valovodu.



Sl. 5. Kosi upad elektromagnetskog vala na vodljivu površinu. λ Narinuta valna duljina, λ_p valna duljina u uzdužnom smjeru, λ_n valna duljina u poprečnom smjeru, θ upadni kut

Ako se odabere i drugi par ravnina između kojih može postojati stojni val, a koje stoje okomito na prethodnima, ostvarit će se valovod pravokutna presjeka, u kojem je broj polualova stojnog vala po širini i visini presjeka proizvoljan. Mogućnost prijenosa elektromagnetskog vala kroz šuplji valovod postoji, dakle, ako su ispunjeni uvjeti da u poprečnom smjeru (po širini valovoda) postoji cijeli broj polualova stojnog vala mjerenih okomito na zidove refleksije (bilo samo u jednom smjeru, bilo u oba smjera presjeka). To znači da se val mnogostruko reflektira između zidova valovoda i na taj način postupno prenosi i u uzdužnom smjeru. Takva konfiguracija postoji teoretski kao rješenje Maxwellovih jednadžbi i zadovoljava rubne uvjete.

Iz ovog razmatranja slijedi i tumačenje tzv. *višemodalnog prijenosa* kroz valovod. Naime, za jednu narinutu valnu duljinu, ako je dovoljno mala prema poprečnoj dimenziji b valovoda, postoje diskretni kutovi θ za koje je moguće ostvariti cijeli broj polualova stojnog vala u poprečnom smjeru. Uz primjenu izraza (12) dobiva se

$$b = n \frac{\lambda_n}{2} = n \frac{\lambda}{2 \cos \theta}. \quad (14)$$

Vidljivo je da svakom pojedinom narinutom valu duljine λ , ako je manji od graničnog, pripada odgovarajući kut refleksije θ za koji je gornji izraz valjan. Prema tome, za određeni broj polualova stojnog vala postoji neka granična valna duljina iznad koje nema mogućnosti širenja valovodom, a ispod koje se može početi po volji daleko uz uvijek isti broj polualova stojnog vala, ali uz uvijek drugi kut refleksije θ . Zato je pri dovoljno maloj

valnoj duljini moguće za određeni presjek imati veliki broj modova od kojih svaki ima svoju posebnu graničnu valnu duljinu. *Mod* (engl. mode) zove se oblik i način širenja vođenog elektromagnetskog vala. On je karakteriziran oblikom polja u ravnini okomitoj na smjer širenja u valovodu.

Fazna i grupna brzina u valovodu. Zbog prikazanog načina širenja i zbog razlike između valne duljine u uzdužnom smjeru λ_p i narinute valne duljine λ definiraju se u valovodu dvije brzine širenja.

Fazna brzina je brzina širenja faze uzduž valovoda, bez obzira na stvarno kretanje vala. Vezana je na valnu duljinu λ_p u valovodu i iznosi:

$$v_p = \lambda_p \cdot f = v_c \cdot \frac{\lambda_p}{\lambda}, \quad (15)$$

gdje je λ_p valna duljina u uzdužnom smjeru, f frekvencija, a v_c brzina širenja svjetlosti u dotičnom mediju. Budući da je valna duljina u uzdužnom smjeru λ_p veća od duljine λ narinutog vala (v. sl. 5), to je prema (15) i fazna brzina veća od brzine širenja narinutog vala, tj. veća od brzine svjetlosti.

Grupna brzina je brzina «čestice» vala u uzdužnom smjeru, tj. brzina kojom se signal ili energija kreću kroz valovod. To znači da se ne uzima u obzir brzina kojom se kreće val prilikom svoje mnogostrukog refleksije, nego samo komponenta njegove brzine u smjeru uzdužne osi valovoda. Zbog toga je ta brzina manja od stvarne brzine vala, tj. od brzine svjetlosti. Dana je izrazom

$$v_g = v_c \sin \theta = v_c \frac{\lambda}{\lambda_p}. \quad (16)$$

Iz (15) i (16) slijedi da je produkt fazne i grupne brzine jednak kvadratu brzine svjetlosti u dotičnom mediju:

$$v_p \cdot v_g = v_c^2. \quad (17)$$

Za planarni val u slobodnom prostoru je

$$v_g = v_c = v_p,$$

gdje v_c znači brzinu svjetlosti u slobodnom prostoru.

U pojedinim slučajevima kad postoje grupe frekvencija, kao npr. pri modularanom valu, grupna se brzina definira izrazom

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta}, \quad (18)$$

gdje je β_1 fazna konstanta u valovodu, koja iznosi

$$\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_p}. \quad (19)$$

Konstanta prijenosa u valovodu. Općenito, za određeni prijenosni sustav, konstanta prijenosa γ određuje uvjete prijenosa. Ona je kompleksna veličina i dana je izrazom $\gamma = \alpha + j\beta$.

U teoriji vodova konstanta prijenosa dana je izrazom (8):

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}. \quad (20)$$

U elektromagnetskoj teoriji konstanta prijenosa je dana izrazom

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\kappa + j\omega\varepsilon)}, \quad (21)$$

gdje je μ permeabilitet, κ specifična vodljivost, ε dielektričnost, a ω kutna frekvencija.

Budući da se u valovodu promatra širenje pod posebnim uvjetima, tj. kretanje energije samo u uzdužnom smjeru, a ne stvarno širenje uz mnogostrukog refleksije, to treba primijeniti i poseban izraz za *valovodnu konstantu prijenosa* Γ , bez obzira na činjenicu da se eventualno radi o istom mediju kojim se val širi. Ona je općenito također kompleksna veličina

$$\Gamma = \alpha_1 + j\beta_1, \quad (22)$$

gdje α_1 znači valovodnu faznu konstantu, a β_1 valovodnu konstantu gušenja, obje po jedinici duljine valovoda. Valovodna konstanta prijenosa ovisna je osim o općoj konstanti prijenosa γ , kakva bi postojala u neograničenom mediju, još i o modu širenja, tj. o omjeru narinute valne duljine λ i granične valne duljine λ_0 za taj mod, te iznosi

$$\Gamma = \sqrt{\gamma^2 + k^2}, \quad (23)$$

gdje je $k = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$, a $k_x = \frac{m\pi}{a}$ i $k_y = \frac{n\pi}{b}$

(a i b su dimenzije presjeka pravokutnog valovoda, a m i n brojevi cjelobrojnih poluvola stojnog vala u dimenziji a , odnosno b presjeka).

Izraz za konstantu prijenosa u valovodu Γ može se prikazati i u ovisnosti o valnim duljinama:

$$\Gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2 - 1}, \quad (24)$$

gdje je λ narinuta valna duljina, a λ_0 granična valna duljina za mod kojim se energija širi. Iz jedn. (24) vidi se da je Γ za $\lambda < \lambda_0$ imaginaran; to znači da je u jedn. (22) $\alpha_1 = 0$ i $\Gamma = j\beta_1$, tj. gušenja nema, pa, prema tome, ima mogućnosti širenja vala. Za $\lambda > \lambda_0$, Γ je realan, u jedn. (22) je $j\beta_1 = 0$ i $\Gamma = \alpha_1$, postoji gušenje, pa širenja vala nema.

Karakteristična impedancija u valovodu. Po teoriji vodova karakteristična je impedancija odnos napona i struje na beskonačno dugoj ili prilagođenoj liniji. Ona iznosi prema (7)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}, \quad (25)$$

gdje R' , L' , G' , C' i ω imaju ista značenja kao u izrazu (8). U elektromagnetskoj teoriji karakteristična valna impedancija η slobodnog neograničenog prostora jednaka je omjeru električnog i magnetskog polja u mediju kojim se širi elektromagnetski val. Ako je širenje u tom mediju bez refleksije, ona iznosi

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\kappa + j\omega\epsilon}}, \quad (26)$$

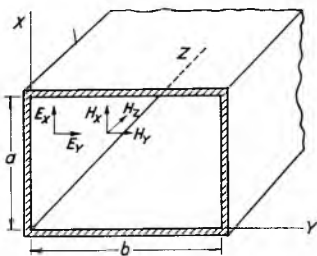
gdje μ , κ , ϵ i ω imaju ista značenja kao u izrazu (21). U valovodu, gdje se dogovorno promatra samo prijenos energije u uzdužnom smjeru, uzima se, po definiciji, karakteristična impedancija kao omjer komponenata električnog i magnetskog polja okomitih na uzdužni smjer z . Npr. za transverzalne valove iznosi $Z_0 = E_x/H_y$. Ujedno su to one komponente koje doprinose komponenti Poyntingovog vektora u smjeru z . Poyntingov vektor iznosi $P = E \times H$ (v. *Elektrotehnika*). Integriranjem komponente Poyntingovog vektora preko presjeka valovoda izračunava se protok energije kroz valovod $p = \oint_S (E \times H) \cdot ds$. Izraz za karakterističnu impedanciju valovoda glasi

$$Z_{0, \text{val}} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_0)^2}} \text{ za način širenja TE,} \quad (27)$$

$$Z_{0, \text{val}} = \eta \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_0)^2} \text{ za način širenja TM,} \quad (28)$$

gdje je η karakteristična impedancija slobodnog neograničenog prostora, λ narinuta valna duljina, i λ_0 granična valna duljina za mod na koji se impedancija odnosi. (Za oznake TE i TM v. malo dalje.)

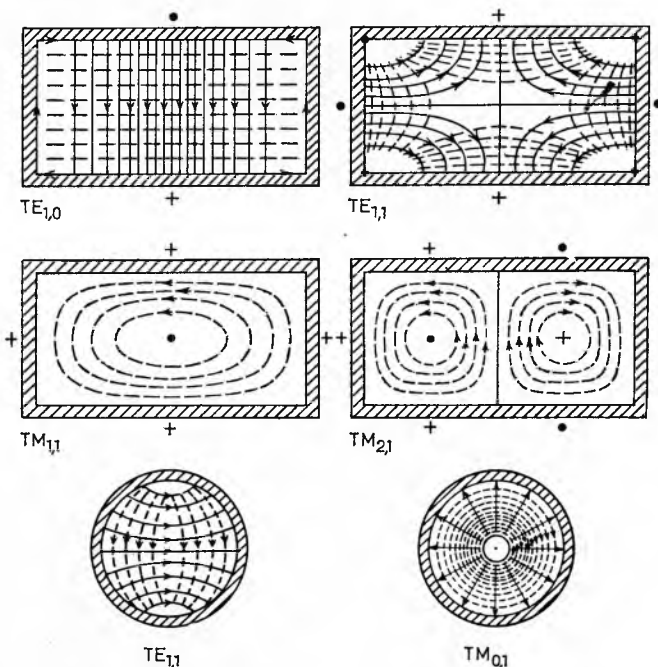
Način širenja. Ako se razmotri širenje elektromagnetskog vala u slobodnom prostoru, vidi se da on nema uzdužnih komponenata u smjeru širenja. Postoje samo poprečne komponente. Val koji ima samo poprečne komponente označuje se kao TEM-val (prema engl. Transverse Electric and Magnetic). Isti takav val postoji i na dvožičnom vod, ali ne postoji u valovodu. U valovodu mora postojati bar jedna od uzdužnih komponenata polja kao posljedica refleksije između zidova. U tom smislu postoje dva načina širenja. Ako uzdužnu komponentu ima električno polje, to je način širenja TM (prema engl. Transverse Magnetic) ili H, a ako uzdužnu komponentu ima magnetsko polje, to je način širenja TE (engleski Transverse Electric) ili E (sl. 6).



Sl. 6. Komponente električnog i magnetskog polja za mod $TE_{m,n}$ u pravokutnom valovodu

Svi parametri koji određuju prijenos valovodom ostaju isti za oba načina širenja, osim karakteristične impedancije, kako je to vidljivo iz izraza (27) i (28). Mod pri pojedinom načinu

širenja bilježi se slovnim oznakama $TE_{m,n}$, odnosno $TM_{m,n}$, gdje indeksi m i n označuju broj poluvola stojnog vala: m u dimenziji a , a n u dimenziji b presjeka pravokutnog valovoda. Očito je da m i n mogu poprimiti vrijednost bilo kojeg cijelog broja i da svakom takvom slučaju odgovara rad u drugom modu (sl. 7). Svaki



Sl. 7. Neki od modova širenja za pravokutni i okrugli valovod. Križić i tačka označavaju smjer uzdužne komponente polja

mod ima svoju graničnu valnu duljinu koja u valovodu bez gubitaka iznosi

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (29)$$

gdje su a i b dimenzije presjeka pravokutnog valovoda. Sve viši mod imat će sve manju graničnu valnu duljinu. Mod s najvećom mogućom graničnom valnom duljinom zove se *dominantni mod*.

Komponente polja u valovodu. Da bi se odredile komponente polja, treba poći od Maxwellovih rotorskih jednadžbi u komponentama (v. *Elektrotehnika*). One su izvedene iz općih jednadžbi za sinusne promjene u vremenu i za medij bez gubitaka

$$\nabla \times \vec{E} = \text{rot } \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}, \quad (30)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \text{rot } \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E}, \quad (31)$$

gdje simbol ∇ znači operator nabra

$$\left(\nabla = \vec{i} \frac{\partial}{\partial x} + \vec{j} \frac{\partial}{\partial y} + \vec{k} \frac{\partial}{\partial z} \right),$$

te glase

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} &= -j\omega\mu H_z, \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} &= -j\omega\mu H_y, \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} &= -j\omega\mu H_z, \\ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} &= (\sigma + j\omega\epsilon) E_x, \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} &= (\sigma + j\omega\epsilon) E_y, \\ \frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} &= (\sigma + j\omega\epsilon) E_x. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} &= -j\omega\mu H_z, \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} &= -j\omega\mu H_y, \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} &= -j\omega\mu H_z, \\ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} &= (\sigma + j\omega\epsilon) E_x, \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} &= (\sigma + j\omega\epsilon) E_y, \\ \frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} &= (\sigma + j\omega\epsilon) E_x. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Iz gornjih jednadžbi slijede izrazi za komponente polja. Za pravokutni valovod koji odgovara gore odabranom koordinatnom sustavu i za slučaj $TE_{m,n}$ bit će komponente polja

$$\left. \begin{aligned} H_x &= j\beta_1 k_x \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 H_0 \sin k_x x \cos k_y y \cdot e^{j\omega t}, \\ H_y &= j\beta_1 k_y \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 H_0 \cos k_x x \sin k_y y \cdot e^{j\omega t}, \\ H_z &= H_0 \cos k_x x \cos k_y y \cdot e^{j\omega t}, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

$$\left. \begin{aligned} E_x &= j\beta_1 k_y Z_0 \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 H_0 \cos k_x x \sin k_y y \cdot e^{j\omega t} \\ E_y &= -j\beta_1 k_x Z_0 \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 H_0 \sin k_x x \cos k_y y \cdot e^{j\omega t}, \\ E_z &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Za oblik širenja $TM_{m,n}$ bit će komponente polja:

$$\left. \begin{aligned} E_x &= j\beta_1 k_x \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 E_0 \cos k_x x \sin k_y y \cdot e^{j\omega t}, \\ E_y &= j\beta_1 k_y \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 E_0 \sin k_x x \cos k_y y \cdot e^{j\omega t}, \\ E_z &= E_0 \sin k_x x \sin k_y y \cdot e^{j\omega t}, \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

$$\left. \begin{aligned} H_x &= j\frac{\beta_1}{Z_0} k_y \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 E_0 \sin k_x x \cos k_y y \cdot e^{j\omega t}, \\ H_y &= -j\frac{\beta_1}{Z_0} k_x \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 E_0 \cos k_x x \sin k_y y \cdot e^{j\omega t}, \\ H_z &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

Odmah se vidi da su rubni uvjeti zadovoljeni, jer okomite komponente magnetskog polja i tangencijalne komponente električnog polja nestaju na zidovima valovoda. Sl. 7 prikazuje raspodjelu polja za jednostavne slučajeve načina širenja TE i TM elektromagnetskog vala u valovodima pravokutnog i kružnog presjeka.

Struje u zidovima valovoda. Uz moguću raspodjelu polja u valovodu uvijek postoje tangencijalne komponente magnetskog polja na zidovima. One uzrokuju struje koje su prema tome neminovni pratilac prijenosa elektromagnetske energije kroz valovod. Uz teoretsku pretpostavku savršeno vodljivih zidova one bi postojale samo u beskonačno tankom sloju i bile bi beskonačno velike. Međutim, u tehničkom ostvarenju one su konačne, zbog konačne vodljivosti zidova, i uzrokom su gubitaka pri prijenosu. Smjer je struja pretežno poprečan samo u načinu širenja TE (zbog komponente H_z), a pretežno uzdužan u načinu širenja TM. Za izračunavanje tih struja potrebno je poznavati, osim istosmjernog otpora stijenki, i koeficijent skin-efekta (v. članak *Električni vodovi*, str. 227).

Cilindrični valovod. Iako se u praksi najčešće upotrebljava pravokutni valovod, ipak se ponekad za neke posebne svrhe uzima i cilindrični valovod.

Za teoretska razmatranja širenja elektromagnetskog vala u cilindričnom valovodu primjenjuje se cilindrični koordinatni sustav s koordinatama ϱ , φ , z .

Oznaka m u ovom slučaju znači broj poluvalova stojnog vala duž opsega presjeka, a oznaka n broj poluvalova stojnog vala radijalno između središta i oboda.

Iz Maxwellovih jednadžbi polja dobiju se primjenom Besselovih funkcija komponente polja u cilindričnom valovodu za način širenja $TE_{m,n}$:

$$\left. \begin{aligned} H_\varrho &= -\frac{\beta_1}{k} H_0 J'_n(k\varrho) \cos n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ H_\varphi &= j\frac{\beta_1 n}{k^2 \varrho} H_0 J_n(k\varrho) \sin n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ H_z &= H_0 J_n(k\varrho) \cos n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

$$\left. \begin{aligned} E_\varrho &= j\frac{\omega \mu n}{k^2 \varrho} H_0 J_n(k\varrho) \sin n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ E_\varphi &= j\frac{\omega \mu}{k} H_0 J'_n(k\varrho) \cos n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ E_z &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

Komponente polja za način $TM_{m,n}$ glase:

$$\left. \begin{aligned} E_\varrho &= -j\frac{\beta_1}{k} E_0 J'_n(k\varrho) \cos n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ E_\varphi &= j\frac{\beta_1 n}{k^2 \varrho} E_0 J_n(k\varrho) \sin n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ E_z &= E_0 J_n(k\varrho) \cos n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

$$\left. \begin{aligned} H_\varphi &= -j\frac{\omega \varepsilon}{k} E_0 J'_n(k\varrho) \cos n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ H_\varrho &= -\frac{\omega \varepsilon n}{k^2 \varrho} E_0 J_n(k\varrho) \sin n\varphi \cdot e^{j\omega t}, \\ H_z &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

Da bude udovoljeno graničnim uvjetima, mora uz stijenke valovoda, gdje je $\varrho = b$, biti E_z i E_φ jednako nuli. U tom je slučaju za modove TE i prvi izvod Besselove funkcije $J'_n(k, b) = 0$, a za modove TM Besselova funkcija $J_n(k, b) = 0$. Iznosi korijena ovih dviju funkcija za različite modove dani su u tabl. 1.

Tablica 1
IZNOSI KORIJENA (NULTAČAKA) k, b BESSELOVIH FUNKCIJA I NJIHOVIH PRVIH IZVODA ZA RAZLIČITE MODOVE

Mod	Iznos	Mod	Iznos	Mod	Iznos
Za modove TE za koje je $J'_n(k, b) = 0$					
$TE_{0,1}$	3,83	$TE_{1,1}$	7,02	$TE_{2,1}$	10,17
$TE_{1,1}$	1,84	$TE_{1,2}$	5,33	$TE_{1,3}$	8,54
$TE_{2,1}$	3,05	$TE_{2,2}$	6,71	$TE_{2,3}$	9,97
Za modove TM za koje je $J_n(k, b) = 0$					
$TM_{0,1}$	2,40	$TM_{1,1}$	5,52	$TM_{2,1}$	8,65
$TM_{1,1}$	3,83	$TM_{1,2}$	7,02	$TM_{2,2}$	10,17
$TM_{2,1}$	5,14	$TM_{2,2}$	8,42	$TM_{2,3}$	11,62

Granična valna duljina cilindričnog valovoda dana je izrazom:

$$\lambda_0 = \frac{2\pi b}{(k, b)}.$$

Za mod $TE_{1,1}$, koji je dominantan u cilindričnim valovodima, ona će na osnovu podatka iz tabl. 1 za $(k, b) = 1,84$ iznositi $\lambda_0 = 3,41b$.

Mikrovalni rezonator. Ako se u pravokutnom valovodu postave vodljivi zidovi i u trećoj dimenziji, tj. okomito na os z , i to na razmaku koji je cjelobrojni višekratnik poluvala valne duljine λ_p , dobit će se šupljina koja ima sposobnost uskladištenja elektromagnetske energije. Uskladištenje je moguće u vidu stojnih valova, s time da u svakoj dimenziji postoji nezavisna mogućnost stojnih valova. Tako nastaje elektromagnetski rezonator tipa $TE_{m,n,p}$ ili $TM_{m,n,p}$ gdje indeksi m, n i p označuju broj stojnih valova u pojedinom smjeru. Takav rezonator analogan je titrajnom krugu u tehnici koncentriranih parametara, ali je njegov faktor dobrote Q (omjer uskladištene prema istitranoj energiji) reda veličine i do sto tisuća. Rezonantna valna duljina rezonatora iznosi:

$$\lambda_r = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}}, \quad (42)$$

gdje su a, b i c dimenzije rezonatora.

Moguće je da u rezonatoru postoji i način TE i način TM simultano. Najmanje dva od indeksa m, n ili p moraju biti veći od nule da bi polje moglo postojati. U slučaju da je jedan od njih jednak nuli, nestaju dvije komponente polja. Postoji veliki broj rezonantnih valnih duljina kojima može oscilirati isti rezonator. Njihov je broj to veći što su m, n i p veći (npr. za način $TE_{1,1,1}$ postoje četiri rezonantne frekvencije, a za način $TE_{2,2,2}$ njih dvadeset). Oblik rezonatora može biti i cilindričan ili bilo kakvog drugog oblika.

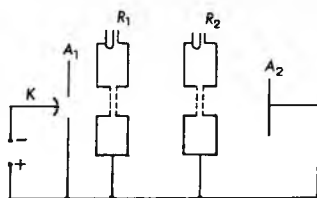
Mikrovalni oscilatori i pojačala

U području vrlo visokih frekvencija klasične elektronke s porastom frekvencije postepeno gube svoju efikasnost, izlazna im snaga opada, a potrebna ulazna snaga raste. Stoga pri nekoj određenoj visokoj frekvenciji, koja ovisi o tipu elektronke, prestaje mogućnost njihove primjene. Ova je pojava uzrokovana uglavnom djelovanjem štetnih kapaciteta (između elektroda i između vodova) kao i predugim vremenom prolaza elektrona. Stoga se u konstrukcijama specijalnih elektroni tražilo rješenje u malim dimenzijama i vrlo kratkim izvodima elektroda. Međutim, ta su rješenja pridonijela samo malo povećanju gornje granične frekvencije. Pojavili su se i problemi u vezi s povećanjem otpora zbog skin-efekta (problem se pokušao riješiti širokim vodovima), zbog povećanih dielektričnih gubitaka i pojave zračenja.

Međutim, najveću je poteškoću ipak predstavljalo predugo vrijeme proleta elektrona. Na vrlo visokim frekvencijama, naime, polaritet se signala na rešeci promijeni prije nego što stignu na anodu elektroni elektronskog snopa kojim taj signalni napon upravlja. Taj se efekt može donekle smanjiti povećavanjem anodnog napona, ali time raste anodna disipacija, koja zbog odvođenja topline traži veće dimenzije anoda, što je opet u suprotnosti sa zahtjevom da cijevi budu male. Isti bi se efekt mogao postići smanjenjem razmaka elektroda, ali se time povećava interelektrodni kapacitet, čije djelovanje snizuje gornju graničnu frekvenciju.

Sve te pojave zajedno određuju, dakle, najvišu frekvenciju do koje se specijalne elektronke još mogu uspješno primjenjivati. Ona leži između ~ 300 i ~ 3000 MHz.

Klistron. Upravo vrijeme proleta, koje je postavilo osnovno ograničenje mogućnosti upotrebe klasičnih vakuumskih elektroni, iskorišteno je za konstrukciju posebnih mikrovalnih cijevi koje rade s brzinskom modulacijom. Ova se modulacija može protumačiti pomoću rada klistrona i sl. 8. Snop elektrona iz elektronskog topa prolazi rasporom prvog rezonatora i biva u njemu brzinski moduliran visokofrekventnim izmjeničnim poljem koje vlada u tom rezonatoru. Visokofrekventno polje privučeno je u taj rezonator iz nekog vanjskog izvora ili povratnom vezom iz drugog rezonatora klistrona, koji služi kao izlazni. Brzinska modulacija djeluje tako da elektroni koji su prošli rasporom u pozitivnoj poluperiodi električnog polja uzimaju energiju iz polja i time dobiju dodatno ubrzanje. Oni elektroni koji su prošli rasporom u vrijeme negativne poluperiode predaju dio svoje energije polju, bivaju kočeni, i prema tome im se smanji brzina. Na izlazu iz tog prostora snop elektrona brzinski je moduliran, što znači da će nakon izvjesne udaljenosti od prvog raspورا u pojedinim vremenskim intervalima nastupati grupe elektrona, a u pojedinim ih neće biti. To stoga što brži elektroni sustižu one pred sobom, a polaganiji zaostaju pa se pridružuju onima koji dolaze iza njih. Ako se na prikladnoj udaljenosti od prvog rezonatora klistrona postavi raspor drugog rezonatora, moguće je grupe elektrona privoditi tom rasporu samo u vremenima negativne poluperiode električnog polja, tj. kad elektroni bivaju kočeni i time predaju svoju (istosmjernu) energiju visokofrekventnom polju drugog rezonatora. U pozitivnim poluperiodama električnog polja neće biti elektrona u rasporu drugog rezonatora, pa prema tome neće postojati obrnuti proces, naime proces kojim bi elektroni uzimali energiju iz polja. Za ispravan rad potrebno je mehaničkim putem držati oba rezonatora u rezonanciji na istoj frekvenciji.



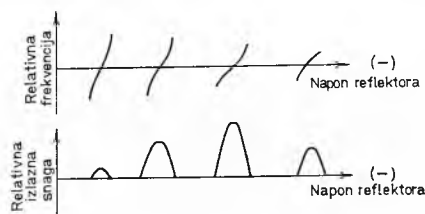
Sl. 8. Shematski prikaz dvošuplnjskog klistrona. A anode, K katoda, R rezonatori

Refleksni klistron radi na sličnom principu kao klistron sa dva rezonatora, ali ima samo jedan rezonator. Ako, naime, klistron sa dva rezonatora radi kao oscilator, mogu se ulazni i izlazni rezonator udružiti u jedan. Slika i kratki opis refleksnog klistrona dani su u članku *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 465. Reflektirajuća elektroda, koja je postavljena iza tog jedinog rezonatora, odbija zbog svog negativnog potencijala elektrone koji

su prvi put prešli ulazni raspor i vraća ih u rezonator. Budući da pri svom prvom prolazu elektroni bivaju brzinski modulirani, njihovo prodiranje prema reflektiranoj elektrodi je različito, njihove su putanje različito duge i oni se vraćaju u grupama. Pri ispravnom radu refleksnog klistrona grupe se elektrona vraćaju za vrijeme negativne poluperiode električnog polja, bivaju od njega kočene i predaju mu pri tome svoju energiju jednako kao u klistronu sa dva rezonatora.

Prednosti su refleksnog klistrona što postoji samo jedan rezonator, što je potrebno samo jedno mehaničko ugađanje rezonantne frekvencije oscilatora i što se fino ugađanje ili fina promjena frekvencije oscilatora može vršiti promjenom istosmjernog napona na refleksnoj elektrodi. Ako se tom naponu superponira modulacioni signal, pomoću tog signala vršit će se frekvencijska modulacija. Široka je primjena takvog rada pri radio-prijenosu višekanalne telefonije i televizije.

Treba napomenuti da se promjenom napona reflektirajuće elektrode mogu postići različite frekvencije i različite snage,

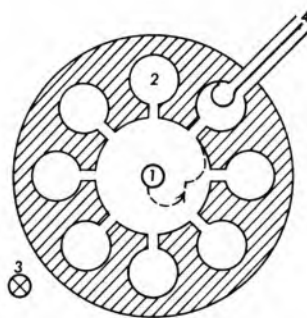


Sl. 9. Modovi refleksnog klistrona

ali u diskretnim intervalima ili modovima. Sl. 9 prikazuje takve modove. Refleksni se klistroni upotrebljavaju u lokalnim oscilatorima mikrovalnih prijemnika koji rade na superheterodinskom principu i u mjernim uređajima.

Magnetron je prvi tehnički ostvareni mikrovalni oscilator velike snage. Izum magnetrona s rezonatorskim šupljinama tek je omogućio konstrukciju centimetarskih radara u drugom svjetskom ratu. Kratki opis magnetrona i slika njegova presjeka dana je u članku *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 465, a principijelni je način rada vidljiv na sl. 10.

U klistronskom je oscilatoru elektronski snop u interakciji s visokofrekventnim poljem samo za vrijeme kratkog vremenskog intervala kad snop prolazi kroz rezonatorom; u magnetronu, naprotiv, postoji interakcija elektrona i visokofrekventnog polja u širokom području. U magnetronu djeluje jako aksijalno magnetsko polje (okomito na ravninu slike). Centralna je elektroda katoda koja emitira elektrone, a vanjska elektroda je anoda koja sadrži niz međusobno spregnutih rezonatorskih šupljina. Elektronski snop prolazi radijalno od cilindrične katode prema anodi. Kad ne bi postojalo visokofrekventno elektromagnetsko polje, elektroni bi imali kružne putanje pod utjecajem istosmjernog električnog polja katoda-anoda i magnetskog polja. Ti bi elektroni pod utjecajem jednog i drugog polja u kružnoj putanji završavali na anodi ili bi se vratili na katodu. Elektromagnetska polja u području između katode i anode mogu se smatrati putujućim valom koji se kreće po unutrašnjoj površini anode. Svaki od rezonatora ima otvor u smjeru prostora anoda-katoda. Zbog postojanja tog otvora faktor je dobrote snižen i svaka šupljina oscilira na svojem najnižem osnovnom modu. Faza je polja u svakom otvoru takva da pobuđuje putujući val, i taj putujući val povezuje polja u svim rezonatorima. Može se pokazati da ima toliko različitih modova osciliranja magnetrona koliko ima rezonatora u anodi. Anodni mod u kojem magnetroni najobičnije osciliraju zove se mod π , jer je fazni pomak između susjednih otvora jednak π .



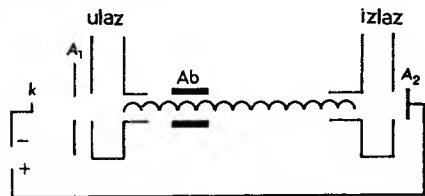
Sl. 10. Magnetron (u presjeku). 1 Katoda, 2 anodne šupljine, 3 smjer magnetskog polja, 4 izlaz

Ako se razmotri najjednostavnije kretanje elektrona pod utjecajem statičkog magnetskog i statičkog električnog radijalnog polja, vidi se da, ako je magnetsko polje dovoljno jako, elektron neće nikada doseći anodu nego će se vratiti katodi. Magnetranski oscilator obično radi pod takvim uvjetima, te nema mikrovalnih oscilacija, anodna je struja neznatna. Ako u prostoru između katode i anode postoje elektromagnetska polja, neki od elektrona bit će kočeni i imat će putanju sličnu onoj koja se vidi na slici. Prije nego dosegnu anodu, elektroni predaju veći dio svoje energije elektromagnetskim poljima. Ako je faza elektromagnetskih polja takva da su elektroni ubrzavani odmah nakon što su napustili katodu, elektroni će se brzo vratiti na katodu i neće stupiti u interakciju s poljima. Ti elektroni bombardiraju katodu pa se katoda magnetrona znatno grije.

Frekvencija osciliranja ovisna je o promjeni opterećenja. Pri opterećenju magnetrona teško je odvoditi toplinu s katode koja se nalazi u središtu zatvorenog sustava. No budući da magnetroni često rade u impulsnom pogonu (radar), ipak se postižu vršne snage koje su daleko veće od prosječne snage, koja u tom slučaju može biti sasvim mala.

Već je iz prethodnih primjera postalo vidljivo da se mikrovalne cijevi u kojima se primjenjuje brzinska modulacija mogu razlikovati među sobom prema tome da li se brzinska modulacija i predaja energije visokofrekventnom polju vrši u dva rezonatora (dvošupljinski klistron) ili samo u jednom rezonatoru (refleksni klistron), i prema tome da li se interakcija elektrona i polja zbiva u jednom rasporu (klistroni) ili duž putanje (npr. magnetron). Drugu mikrovalnu cijev s interakcijom elektrona i polja duž dulje putanje predstavlja cijev s putujućim valom.

Cijev s putujućim valom kratko je opisana u članku *Elektro-nika, sastavni dijelovi*, str. 465. Princip rada te cijevi vidljiv je na sl. 11. Elektromagnetski val ulazi kroz ulazni otvor, slijedi



Sl. 11. Shematski prikaz cijevi s putujućim valom. A₁, A₂ anode, Ab apsorber, k katoda

helikoidnu zavojnicu i izlazi na izlazni otvor. Elektronski snop iz elektronskog topa prolazi unutar helicoidne zavojnice i dolazi na drugu anodu A₂. Za vrijeme putanje biva brzinski moduliran i predaje veći dio svoje istosmjerne energije elektromagnetskom polju. Time se vrši pojačanje elektromagnetskog vala.

Helikoidna zavojnica stavljena je da bi vodila elektromagnetski val i pri tom na putu od ulaza do izlaza smanjila faznu brzinu. Brzina vala je, prema tome, ovisna o kutu uspona helicoidne zavojnice. Često se primjenjuju magnetska polja paralelna s osi sustava, da bi spriječila rasipanje elektrona iz elektronskog snopa. Matematička analiza pokazuje da u cijevi s putujućim valom postoje dvije mogućnosti širenja vala, te se stoga u toj cijevi i šire dva vala, koja su oba nešto kraća nego u slučaju kad ne bi bilo elektronskog snopa. Jedan se od ta dva vala guši eksponencijalno, a drugi raste eksponencijalno. Valovi koji rastu eksponencijalno osiguravaju pojačanje u cijevima s putujućim valom.

Da bi se spriječila refleksija ulaznog signala, treba transformirati mod elektromagnetskog signala koji dolazi iz valovoda ili koaksijalne linije na helicoidnu zavojnicu. Za tu transformaciju upotrebljavaju se konvertori moda. Slična transformacija vrši se i na izlazu iz cijevi. Budući da se time refleksije ne mogu sasvim eliminirati, postoji opasnost spontanijih oscilacija. Da bi se takve oscilacije spriječile, uvodi se apsorber. Kako je ulazni signal daleko veći od reflektiranoga, apsorber samo neznatno djeluje na upadni val, ali njegovo je djelovanje ipak dovoljno za eliminiranje reflektiranog vala. Iz tih razloga apsorber je smješten bliže ulazu cijevi na mjestu gdje je snop već moduliran signalom, ali prije nego što je nastupio znatni prijenos energije iz snopa na elektromagnetski val signala.

Cijevi s putujućim valom imaju širokopojasnu osnovnu karakteristiku. One rade u frekvencijskom pojasu 2:1 s pojačanjem od 20 do 40 dB. Konstantnost pojačanja kreće se u čitavom pojasu unutar 6 dB.

Maser je specijalno mikrovalno pojačalo. Njegov je naziv složenica od početnih slova engleskih riječi koje opisuju kako uređaj radi: *«Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, što znači: mikrovalno pojačanje stimuliranom emisijom zračenja.

Svaki materijal apsorbira i emitira elektromagnetska zračenja na određenim frekvencijama koje su za njega karakteristične. Elektroni svakog elementa mogu u njegovom atomu biti prisutni u određenom broju u diskretnim energetskim stanjima. Na apsolutnoj nuli elektroni se nalaze na najnižim mogućim energetskim razinama, ali pri višim temperaturama oni se pobuđuju i povremeno prelaze na više energetske razine. Kad se nakon toga vraćaju na niže razine, oni pri tom emitiraju karakteristična zračenja.

U *dvorazinskom sustavu* nastupa pri prijelazu elektrona iz energetske razine W_2 na energetsku razinu W_1 zračenje frekvencije

$$f_{12} = \frac{W_2 - W_1}{h} \quad (43)$$

gdje je h Planckova konstanta ($h \approx 6,6 \cdot 10^{-34}$ J/Hz). Vjerojatnost prijelaza od više na nižu energetsku razinu proporcionalna je broju elektrona u višoj razini i obratno proporcionalna vremenu relaksacije, tj. vremenu koje je potrebno da energija pobuđenog elektrona padne zbog zračenja na e-ti dio svoje početne vrijednosti. Apsorpcija zračenja ispravne frekvencije uzrokuje prijelaz elektrona s niže na višu energetsku razinu. U termičkoj ravnoteži broj elektrona u dvije energetske razine dan je Boltzmannovom jednadžbom

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left(-\frac{W_2 - W_1}{kT}\right) \quad (44)$$

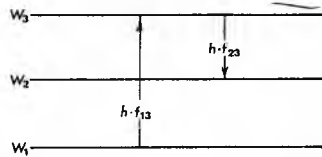
gdje N_2 i N_1 znače broj elektrona na višoj, odnosno nižoj energetskoj razini W_2 i W_1 , T apsolutnu temperaturu a k Boltzmannovu konstantu ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

Pod normalnim je uvjetima broj prijelaza od više energetske razine na nižu jednak broju prijelaza u obratnom smjeru. Ako se ta ravnoteža poremeti apsorpcijom vanjskog zračenja, ona će se brzo opet uspostaviti jer je broj prijelaza na svaku razinu proporcionalan broju elektrona na toj razini. Pri sobnoj je temperaturi vrijeme relaksacije ekstremno malo i ravnoteža se postiže brzo. Potrebna je velika količina vanjskog zračenja da bi se postiglo znatnije povećanje količine elektrona na višim energetskim nivoima u poređenju s ravnotežnim uvjetima. Međutim, na temperaturama koje su blizu apsolutne nule, vrijeme relaksacije se produžuje i ravnotežna količina elektrona na višim energetskim razinama postaje toliko mala da se elektromagnetskim zračenjem količina elektrona na tim razinama može u znatnijoj mjeri promijeniti.

Za sustav sa samo dvije energetske razine moguće je povećati količinu pobuđenih elektrona na višoj energetskoj razini impulsom mikrovalne energije određene frekvencije, a nakon toga može se odmah zamijetiti mikrovalno zračenje na istoj frekvenciji. Taj dvorazinski sustav može dati samo malu snagu (reda veličine mikrovata), pa se stoga dvorazinski impulsni maser rjeđe primjenjuje.

Historijat. Prvi maser razvili su 1954/55 J. P. Gordon, H. J. Zeiger i C. H. Townes i dali mu sadašnji naziv, a na njegovom razvoju radili su također N. C. Basov i A. H. Prokhorov. To je bio plinski (amonijakni) maser koji je mogao služiti kao pojačalo ili kao oscilator, a radio je na frekvenciji $f \approx 24$ GHz ($\lambda \approx 1,25$ cm). Za pobuđivanje primijenjeno je grijanje umjesto tzv. pumpnog zračenja. Za odvajanje pobuđenih od nepobuđenih čestica služi u takvom maseru jako električno ili magnetsko polje. Pobuđene čestice ulijetaju u rezonator i tamo održavaju oscilacije. Maseri takve vrste, ali za rad s parama natrijima, rubidijima ili cezijima, primjenjuju se i danas kao oscilatori i primarni frekvencijski standardi (v. *Električni satovi*, str. 111).

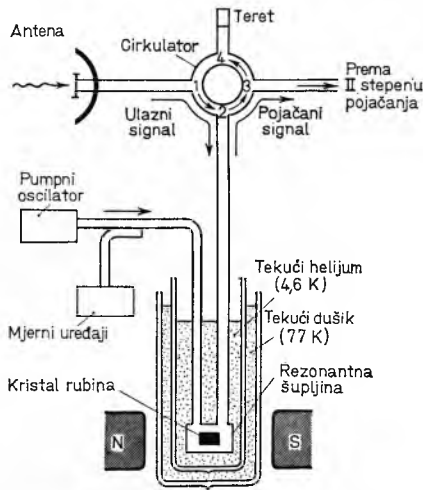
Trorazinski sustav. Radi dobivanja veće snage nastoji se povećati broj pobuđenih čestica na višem energetskom nivou. To se može postići različitim metodama, ali se danas najviše primjenjuje trorazinski sustav prema N. Bloembergen, jer je najprikladniji. Upadno zračenje zove se *pumpna energija*. Prema sl. 12 ona radi na frekvenciji f_{13} i ona povećava količinu elektrona na energetskoj razini W_3 . Tada nastupa spontani prijelaz od W_3 na W_2 , od W_3 na W_1 i od W_2 na W_1 . Ako se sada privede mali mikrovalni (stimulirajući) signal na frekvenciji f_{23} , prijelaz od W_3 na W_2 je stimuliran, pa će zračenje na frekvenciji f_{23} biti jače nego zračenje te frekvencije upotrijebljeno za stimulaciju. Otkriveno je također da je razina stimuliranog zračenja proporcionalna jakosti stimulirajućeg zračenja i da sklop djeluje kao pojačalo. U trorazinskim maserima primjenjuje se aktivni materijal u čvrstom stanju.



Sl. 12. Energetske razine trorazinskog masera

Kao aktivni materijal služe u trorazinskom maseru (sl. 13) paramagnetski kristali (npr. rubin), pa se stoga takva pojačala zovu ponekad i paramagnetska pojačala. Kristali aktivnog materijala smješteni su u mikrovalni rezonator gdje na njih djeluju kontinuirani pumpni signal i stimulirajući signal (npr. iz antene) koji treba pojačati. Pumpni signal proizveden je posebnim pumpnim oscilatorom koji radi na frekvenciji različitoj od frekvencije stimu-

lirajućeg signala, pa stoga ovi maseri mogu raditi stalno. Pumpna energija privodi se aktivnom materijalu odvojeno od stimulirajućeg signala, a rezonator je rezonantan i na signalnoj i na pumpnoj frekvenciji, ali selektivan prema drugim frekvencijama koje



Sl. 13. Shematski prikaz izvedbe rubinskog masera

mogu nastupiti pri radu masera. Stimulirano zračenje što ga izlazi stimulirajući signal vodi se valovodnom u idući stepen pojačanja, koji radi na drugom principu. Za pravilno usmjeravanje stimulirajućeg i stimuliranog signala služi cirkulator. Aktivni se materijal pri radu masera izlaže djelovanju magnetskog istosmjernog polja i hladi se. Magnetskim se poljem postiže da čestice materijala mogu zauzeti samo određene energetske razine, a hlađenje smanjuje termalne vibracije, produžuje vrijeme relaksacije i smanjuje šum. Za hlađenje služi tekući helijum (4,6 K) koji je smješten u posudi s tekućim dušikom (77 K). Ovakvi se maseri izrađuju za frekvencije od ~300 do ~24 000 MHz. Njima se postiže pojačanje do 30 dB (1000 puta) u pojasu frekvencija širokom više desetaka megaherca.

Trorazinski maser se zbog svog velikog pojačanja i malog šuma primjenjuje uglavnom kao ulazno pojačalo u radio-teleskopa i prijemnicima za kozmičke komunikacije sa satelitima.

Parametarsko pojačalo je mikrovalno malošumno pojačalo u kome se pojačanje signala ostvaruje pomoću promjenljivog parametra nekog nelinearnog reaktivnog elementa. Ono se načelno sastoji od kruga (rezonatora) koji je ugođen na frekvenciju ulaznog signala f_s i od kruga (rezonatora) podešenog na pumpni signal frekvencije f_p koji stvara poseban oscilator. Oba su kruga jedan s drugim spregnuta nelinearnim reaktivnim elementom. Parametarsko se pojačanje signala zasniva na transponiranju energije iz pumpnog kruga u signalni krug posredstvom tog reaktivnog elementa.

U mikrovalnom parametarskom pojačalu primjenjuje se kao promjenljiva reaktancija specijalna poluvodička dioda, tzv. varaktor (v. *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 478). To je P-N-dioda koja se ponaša kao naponski ovisan kapacitet malog gubitka. Način njezina rada može se protumačiti mehaničkim modelom koji ima kondenzator s pomičnim pločama (sl. 14). Kapacitet se u tom krugu može mijenjati razmicanjem i približavanjem ploča. Ako se signal maksimalnog napona U privede na priključnice takvog sklopa i ako kondenzator s približnim pločama ima kapacitet C , maksimalni je naboj na kondenzatoru dan izrazom

$$Q = CU, \quad (45)$$

a uskladištena energija u kondenzatoru je-

$$W = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} QU. \quad (46)$$

Ako se sada, u trenutku kad je napon signala, bez obzira na polaritet, maksimalan, poveća razmak između ploča kondenzatora, njegov se kapacitet smanjuje na $C - \delta C$; kako naboj na pločama

ostaje konstantan, napon se prema (45) povećava na $U + \delta U$, i tada je

$$Q = (C - \delta C)(U + \delta U). \quad (47)$$

Uskladištenjem bit će dakle energija na frekvenciji signala povećana na vrijednost

$$(W + \delta W) = \frac{1}{2} (C - \delta C)(U + \delta U)^2 = \frac{1}{2} Q(U + \delta U). \quad (48)$$

Povećanje energije jednako je radu koji je bilo potrebno izvršiti da se ploče kondenzatora razdvoje uprkos silama privlačenja među njima. Za vraćanje ploča na prvobitni razmak u trenutku kad je momentalni uskladišteni naboj jednak nuli nije potreban nikakav rad i to nema nikakva utjecaja na signal. Ako se razdvajanje ponovi kod slijedećeg maksimuma signala, dalji će se dio energije prenijeti na električni signal. Taj je proces prikazan na sl. 15.

Međutim, u elektroničkoj sklopovnoj tehnici proces je nešto kompleksniji. Da bi došlo do prijenosa energije, oscilacije pumpnog kruga moraju biti fazno usklađene sa signalom, jer do smanjenja kapaciteta mora uvijek doći pri maksimumu signala, a do povećanja pri minimumu. To iziskuje da pumpna frekvencija bude dva puta veća od signalne frekvencije. Osim toga promjene kapaciteta varaktora, kojim upravlja pumpni signal, nisu skokovite, već su sinusnog oblika. Također nije moguće zadržati točan odnos 2 : 1 između pumpne i signalne frekvencije, jer se od pojačala često traži da pojačaju širi pojas frekvencija. Nadalje, treba istaći da u varaktorskoj diodi nije odnos između napona i kapaciteta linearan.

Ako se, dakle, takvoj diodi privedu dva signala različitih frekvencija, u ovom slučaju ulazni signal kutne frekvencije ω_s i pumpni signal kutne frekvencije ω_p , miješanjem se na varaktoru stvaraju još dvije osnovne kutne frekvencije, tzv. bočne frekvencije, $\omega_p + \omega_s$ i $\omega_p - \omega_s$, i niz harmoničkih frekvencija prvobitne signalne frekvencije.

Odnosi između snaga na svim tim frekvencijama dani su Manley-Roweovim jednačbama:

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m P_{mn}}{m \omega_s + n \omega_p} = 0, \quad (49)$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{n P_{mn}}{m \omega_s + n \omega_p} = 0, \quad (50)$$

gdje je P_{mn} protok energije u varaktor na frekvenciji $\pm(m\omega_s + n\omega_p)$, a m i n su harmonički faktori.

Da bi se zadovoljile Manley-Roweove jednačbe, mora energija koja je ušla u varaktor na određenoj frekvenciji izići iz njega na drugoj frekvenciji. U praktičkim izvedbama takvih pojačala pumpna je frekvencija viša od signalne. Protok energije na harmoničkim frekvencijama potiskuje se. Ostvareno je pojačanje takvo da osigurava energiju na jednoj od bočnih frekvencija, koja se obično odabire kao frekvencija razlike između pumpne i signalne frekvencije i koja je definirana jednačbom

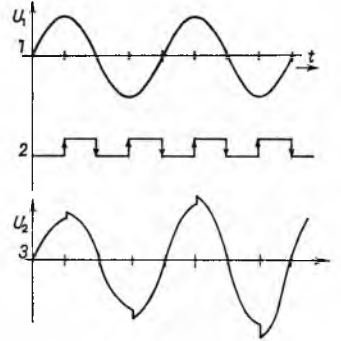
$$\omega_{p-s} = \omega_p - \omega_s,$$

ili kao suma frekvencija definirana jednačbom

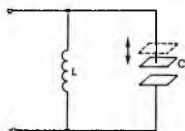
$$\omega_{p+s} = \omega_p + \omega_s.$$

Uvrštenjem dozvoljenih vrijednosti za m i n u jednačbe (49) i (50) dobije se izraz za varaktorski sustav u kojem je uzeta u obzir frekvencija kao razlika ili suma frekvencija. Izraz tada postaje

$$\frac{P_s}{\omega_s} \pm \frac{P_{p \pm s}}{\omega_{p \pm s}} = 0, \quad (51)$$



Sl. 15. Valni oblici parametarskog pojačala. 1. Priključeni napon U_1 , 2. smjerovi kretanja ploče, 3. pojačani napon U_3



Sl. 14. Mehanički model rezonantnog kruga za tumačenje rada parametarskog pojačala s varaktorom

$$\frac{P_p}{\omega_p} + \frac{P_{p\pm s}}{\omega_{p\pm s}} = 0, \quad (52)$$

gdje je predznak plus uzet za odnos sume frekvencija, a predznak minus za odnose razlike frekvencija. Iz druge se jednadžbe vidi da se energija, ako uđe na pumpnoj frekvenciji, mora pojaviti na sumi ili razlici frekvencija. Prema tome je

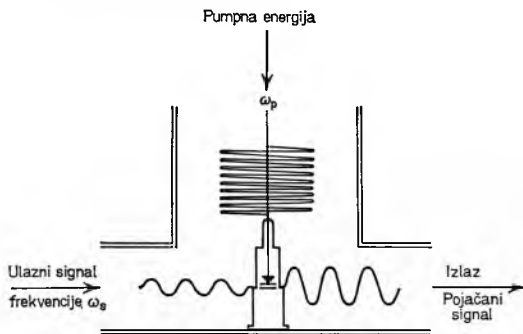
$$-\frac{P_{p\pm s}}{P_p} = \frac{\omega_{p\pm s}}{\omega_p}. \quad (53)$$

Već prema tome koju frekvenciju ima signal na koji se prenosi energija pumpnog signala frekvencije ω_p , postoje tri načina rada parametarskog pojačala. Pri tome se signal koji se pojavljuje ali se ne iskorištava za odvođenje energije iz pojačala naziva jalovim.

Tri načina rada su ova: 1. ulazni signal frekvencije ω , pojačava se na istoj frekvenciji, a signal frekvencije ω_{p-s} je jalov; 2. frekvencija ω , ulaznog signala pretvara se u donju bočnu frekvenciju ω_{p-s} , i signal se na toj frekvenciji pojačava; 3. frekvencija ω , ulaznog signala pretvara se u gornju bočnu frekvenciju ω_{p+s} i signal se na toj frekvenciji pojačava.

Najjednostavnije parametarsko pojačalo je ono u kojem je pumpna frekvencija dva puta veća od signalne frekvencije, a razlika frekvencije je signalna frekvencija. Poboľšanje se može postići ako se signali na razlici frekvencija privode sklopu.

U *praktički izvedenim pojačalima* postavlja se varaktorska dioda u rezonator koji je rezonantan na pumpnoj i na signalnoj frekvenciji, a po potrebi i na jalovim frekvencijama. Ponekad se primjenjuju dva, a ponekad čak i tri rezonatora. Dioda su smještene u maksimumu jakosti električnog polja (sl. 16). Potrebni su filtri da zadrže pumpne i jalove signale na prolazu kroz izlaz glavnog signala.



Sl. 16. Shematski prikaz izvedbe pojačala s varaktorom

Harmonički generatori. U varaktorskoj diodi je odnos između napona i struje nelinearan, pa se stoga može upotrijebiti i za udvostručenje frekvencije i za miješanje. Prema tome parametarsko pojačalo radi i kao mješać. U mikrovalnoj tehnici moguće je proizvesti prikladan harmonik od nekog signala niže frekvencije.

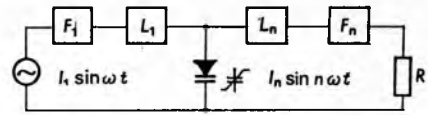
Kapacitet suprotno polarizirane varaktorske P-N-diode dan je izrazom

$$C = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U}{\Phi}\right)^m}, \quad (54)$$

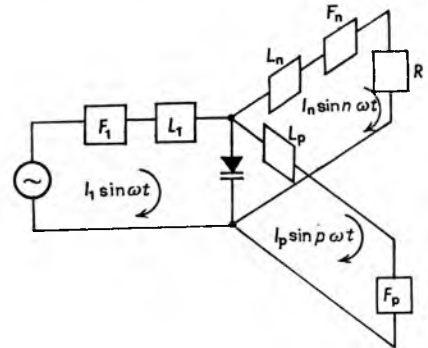
gdje je C_0 kapacitet diode kad nema prednapona, Φ difuzni napon (tj. napon bez izvana narinutog napona), m faktor koji ovisi o građi poluvodiča i U narinuti napon.

Za generaciju harmonika bez jalovih krugova varaktor se ugrađuje prema sl. 17, gdje se filtri F mogu smatrati kratkim spojem na frekvenciji signala, a otvorenim vodom na ostalim frekvencijama. Kad je $m = \frac{1}{2}$, jedini je mogući izlaz dvostruka ulazna frekvencija, ali ako je m različit od $\frac{1}{2}$, izlaz je moguć na svim harmonicima ulaza. Za stvaranje harmonika višeg reda kad je $m = \frac{1}{2}$, potrebno je da neki međuharmonik bude prisutan u jalovom krugu. To vrijedi i za druge tipove dioda. Tipični krug s varaktorskim umnažaćem s jednim jalovim krugom prikazan je na sl. 18, gdje n i p označavaju broj harmonika i cijeli su brojevi

($p < n$). Uvođenje jalovog kruga povećava kompleksnost kruga; ekonomičnije je raditi s manjom izdašnošću bez jalovog kruga.



Sl. 17. Shema harmoničkog generatora bez jalovih krugova, F_1, F_n filtri, R teret, L_1, L_n induktiviteti



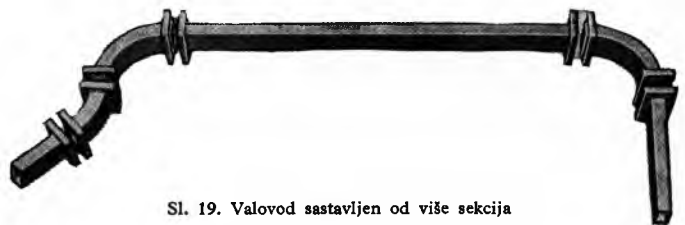
Sl. 18. Blokshema harmoničkog generatora s jednim jalovim krugom. F_1, F_n, F_p filtri, L_1, L_n, L_p induktiviteti, R teret

Isto je tako ekonomičnije raditi s nizom udvostručivača u kaskadi nego s jednim stupnjem za postizanje visoke harmoničke multiplikacije. Za generiranje mikrovalnih frekvencija određene snage može se izgraditi tranzistorski oscilator s nekoliko harmoničkih generatora koji daju traženu frekvenciju.

Gunnov oscilator radi na principu tzv. Gunnovog efekta, koji se zasniva na osobinama samog poluvodičkog materijala (u ovom slučaju galijum-arsenida N-tipa), a ne na osobinama spoja između dva dopirana poluvodiča. U komadu poluvodičkog materijala koji je smješten između dvije elektrode pojavljuju se, naime, električne oscilacije vrlo visokih frekvencija kad elektrodama narinuti stalni napon prekorači određenu kritičnu vrijednost. Prema debljini poluvodiča mogu se takvim sklopom postići oscilacije frekvencija od 500 do 7000 MHz. Gunnove oscilacije počivaju na činjenici da vodljivi elektroni mogu postojati u više nego jednom stabilnom stanju s različitim pokretljivošću ili različitim efektivnim masama. S porastom jakosti priključenog električnog polja brzina elektrona raste linearno. Kad polje pređe određeni prag jakosti, neki elektroni prestaju povećavati brzinu i vraćaju se u manje mobilno stanje.

Mikrovalne komponente

U mnogim mikrovalnim sustavima kojima se prenose elektromagnetski valovi primjenjuju se mikrovalne komponente koje služe za vođenje, skretanje, povezivanje, odjeljivanje, filtriranje,

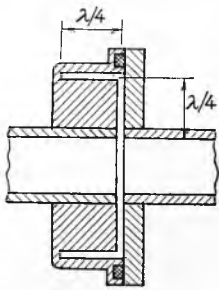


Sl. 19. Valovod sastavljen od više sekcija

prilagođenje, mijenjanje polarizacije i sl. U teoretskom smislu one predstavljaju šupljine i šuplje vodove određene geometrije za koje mora postojati rješenje Maxwellovih jednadžbi i koje moraju zadovoljavati rubne uvjete. Tim se mikrovalnim komponentama bavi valovodna tehnika.

Spajanje valovoda. Za povezivanje pojedinih sekcija valovoda postoje *spojnice* (sl. 19). U stvari to su dvije prirubnice sa savršeno glatkim površinama koje spajaju dvije sekcije valo-

voda (v. *Električni vodovi*, sl. 8, str. 232). Svrha je da se njihovim stezanjem ostvari savršen kontinuitet električne vodljivosti na unutarnjim zidovima valovoda.



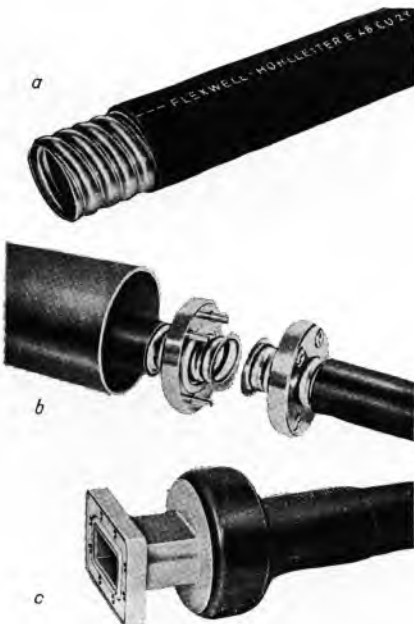
Sl. 20. Prirubnica za spajanje valovoda u kojoj se kratki spoj ostvaruje na udaljenosti pola valne duljine od mjesta spajanja

na spojevima nastupiti iskrenja, koja onda dovode do refleksije mikrovalne energije. I takva se iskrenja znatno smanjuju primjenom spojnice koje rade na poluvalnom principu. Ovakve se spojnice često primjenjuju i u rotirajućim spojevima, npr. između napojnog valovoda i rotirajuće radarske antene. Spojnice (prirubnice) standardizirane su za pojedine tipove valovoda određenih dimenzija.

Koljena i izvijanja. Za promjenu smjera valovoda primjenjuju se *valovodna koljena*. Za promjenu polarizacije mogu se upo-



Sl. 21. Koljena i izvijanja za valovod. a) Koljeno u ravni E, b) koljeno u ravni H, c) izvijanje valovoda



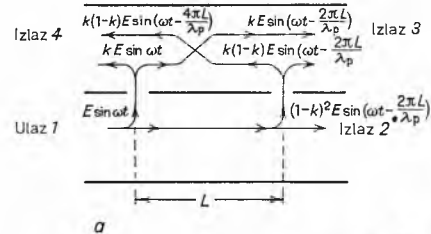
Sl. 22. Fleksibilni ovalni valovod i njegovi spojni elementi. a) Izgled ovalnog valovoda, b) spojnica ovalnog valovoda, c) spojnica za prelaz s ovalnog na pravokutni valovod

trebati *valovodna izvijanja*. Pri promjeni smjera treba da se zadrži isti presjek valovoda. Konstanta je širenja uslijed promjene smjera nešto promijenjena, tako da postoji neznatna refleksija (obično $< 1\%$). Da bi se taj efekt smanjio, upotrebljavaju se sekcije kojima je duljina cjelobrojni mnogokratnik polovine duljine

vala, tako da se sukcesivne refleksije međusobno poništavaju. Valovodna koljena i valovodno izvijanje prikazani su na sl. 21 a, b i c.

Da bi se izbjegla koljena, danas se na krivudavim trasama sve više primjenjuju dugi komadi fleksibilnih valovoda (sl. 22 a). Spojnice kojima se ti komadi fleksibilnih valovoda među sobom spajaju i spojnice kojima se spajaju s pravokutnim valovodom prikazane su na sl. 22 b i c.

Usmjerni sprežnik je mikrovalna komponenta koja se najčešće primjenjuje u mjernim sklopovima kad iz prijenosnog valovoda treba odvojiti dio energije. Princip rada može se protumačiti pomoću sl. 23 a. Ako postoje dva valovoda koji leže je-

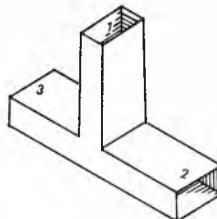


Sl. 23. Usmjerni sprežnik: a) tumačenje njegova djelovanja, b) izgled

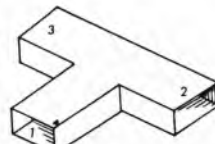
dan na drugom, i ako među njima postoji veza kroz dvije rupe udaljene jedna od druge za neku određenu duljinu L (obično se radi o četvrtini valne duljine), može se utvrditi ovo: na izlazu iz grane 4 neće biti valova jer se valovi koji kroz obje rupe izlaze iz donjeg valovoda među sobom poništavaju u smjeru grane 4. Oni su u protufazi, tj. fazno pomaknuti za 180° . Međutim, na izlazu iz grane 3 valovi će biti maksimalni zbog toga što su valovi koji izlaze kroz obje rupe u fazi, pa se njihovi energetske iznosi zbrajaju. Prema tome, ako energija ulazi u valovod kroz ulaz 1, ona će izlaziti samo kroz izlaz 2 i izlaz 3, a na izlazu 4 neće biti energije. U mjernim se sklopovima primjenjuju obično male sprege, tako da se osnovna energija prenosi od 1 prema 2, a u smjeru 3 odvaja se samo manji dio radi mjerenja. Mjerni se postupak može odnositi na analizu spektra, valnog oblika, modulacionog postupka, i sl. Isto tako može se uz poznati omjer odvajanja energije na taj način izmjeriti energija osnovnog vala u glavnom valovodu. Taj postupak vrijedi, naravno, samo na onoj frekvenciji na kojoj razmak L između rupa iznosi upravo četvrtinu valne duljine. Izgled usmjernog spreznika vidi se na sl. 23 b.

T-spojevi. Postoje dvije osnovne vrste T-spoja: E- i H-spoj; prikazani su na sl. 24 i 25. U oba slučaja energija ulazi kroz granu 1 i dijeli se jednako na obje ostale, bočne, grane 2 i 3. Za H-spoj signali su u fazi u jednakim udaljenostima od središta spoja, a za E-spoj signali su u protufazi u oba ostala izlaza. Ako se takvi spojevi primijene u valovodnoj tehnici i ako se grane 2 i 3 zaključke karakterističnim valnim impedancijama, ipak neće postojati impedantno prilagođenje za izvor.

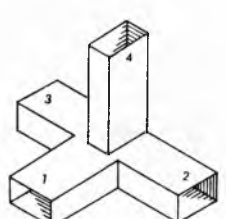
Kombinacija E- i H-spoja prikazana je na sl. 26; taj se spoj zove *hibridni T-spoj*. Takav sklop ima niz primjena. Val koji ulazi



Sl. 24. T-spoj u ravni E



Sl. 25. T-spoj u ravni H

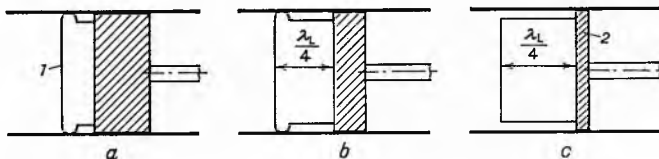


Sl. 26. Hibridni T-spoj

na ulaz 1 izazvat će jednake valove jednake faze u izlazima 2 i 3, a val koji ulazi na ulaz 4 izazvat će jednake valove u protufazi na izlazima 2 i 3. Može se zaključiti da val koji ulazi na grani 1 neće pobuditi val u grani 4, a vrijedi i obratno, tj. val koji ulazi u granu 4 neće izazvati nikakav val u grani 1. Prema tome, nema izravnog prijenosa između grana 1 i 4. Isto tako može se pokazati da ako su ulazi E i H spoja prilagođeni, druga dva izlaza su također prilagođena, pa opet nema prijenosa između bočnih grana 2 i 3. Pod tim uvjetima val koji ulazi u granu 2 jednako se dijeli između grana 1 i 4, a val koji ulazi u granu 3 jednako se dijeli između grana 4 i 1. Obratno, suma dvaju jednakih valova koji ulaze u grane 1 i 4 pojavljuje se u granama 2 ili 3, ovisno o fazi, a suma dvaju valova u granama 2 i 3 pojavljuje se u grani 1 ili 4. Takav se valovodni sklop naziva i *magično T*.

Prilagodni zaključni otpor. U jednodimenzionalnim prijenosnim linijama prilagodni zaključni otpor jednak je po veličini karakterističnoj impedanciji linije. Zadovoljavajući uvjete prilagođenja, on apsorbira ukupnu energiju koja dolazi i eliminira svaku refleksiju. U valovodnoj tehnici u tu se svrhu upotrebljavaju posebni materijali. Oni se oblikuju tako da im se presjek smanjuje u smjeru generatora, kako bi i geometrijskim oblikom bila eliminirana refleksija. Obično je duljina elementa otprilike četiri valne duljine. Ako se radi o drvetu, postoji poteškoća zbog ovisnosti kvaliteta o vlazi. Ispravnim izborom materijala i pravilnim geometrijskim oblikom mogu se koeficijenti refleksije svesti na približno 0,003.

Valovodni kratki spoj. Analogno tehnici prijenosnih linija, i u valovodu je vrlo lako ostvariti dva uvjeta zaključanja, tj. kratki spoj i otvoreni vod. Otvoreni vod pokazuje fenomen zračenja pa se pri tom zapravo radi o zaključanju koje nema beskonačnu impedanciju. Kratki se spoj u valovodu ostvaruje metalnim čepom koji se zavari u valovod. Često, međutim, treba u mjernom postupku mijenjati položaj kratkog spoja. Zbog toga se prave kratki spojevi čepovima koji se mogu pomicati unutar valovoda (sl. 27 a). Tehničko ostvarenje je otežano stoga što postoji problem tijesnog pririjanja čepa uz zidove valovoda. Postoje i rješenja kod kojih pomični čep uopće nema kontakt sa zidom, nego se kratki spoj ostvaruje transformacijom izolacije četvrtvalnom duljinom (sl. 27 b i c) ili kratkog spoja poluvalne duljine.

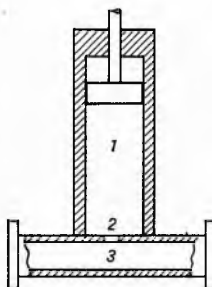


Sl. 27. Valovodni kratki spoj. a Izravni kratki spoj pomičnog čepa sa stijenkom valovoda, b i c kratki spoj ostvaren transformacijom izolacije $\lambda/4$

Prilagodni element. Efekt neprilagođenja u valovodu može se eliminirati pri pojedinoj frekvenciji uvođenjem drugog elementa neprilagođenja kojemu je faktor refleksije u protufazi s prvim i koji prema tome eliminira prvu refleksiju. To je prilagodni element koji je po potrebi promjenljiv po veličini i po fazi, a obično je takav da prodiere kroz zid valovoda u njegovu unutrašnjost. Promjena se faze postiže promjenom njegova položaja duž osi valovoda, a promjena neprilagođenja promjenom dubine prodiranja u valovod.

Umjesto promjene položaja jednog elementa mogu se upotrijebiti dva ili tri s fiksnim položajem duž osi, ili promjenom dubine prodiranja, tako da nije potreban raspor duž osi valovoda. Takvi se prilagodni elementi sastoje od vodljivih stupčića, folija, dijafragme ili zaslona koji su zalemljeni na stijenke valovoda na pogodnim mjestima.

Valomjer je valovodni mjerac frekvencije. Frekvencija se dakako može mjeriti izravno elektroničkim putem. Međutim, valomjer radi pomoću mikrovalnog rezonatora koji ima promjenljivu duljinu, pa prema tome i promjenljivu rezonantnu frekvenciju. Ako se takav rezonator veže na valovod, on oduzima dio energije iz prijenosnog sustava, i to samo na svojoj rezonantnoj frekvenciji. Takav cilindrični valomjer prikazan je shematski na sl. 28.

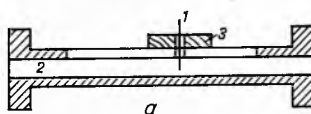


Sl. 28. Cilindrični valomjer. 1 Rezonator s pomičnim čepom, 2 otvor za spregu, 3 valovod

On služi za ugađanje i kontrolu mikrovalnih oscilatora. Međutim, on ne može dati indicaciju ako se frekvencija mjernog oscilatora sukcesivno ne mijenja. Takav *apsorpcijski valomjer* uzima, naime, dio mikrovalne energije na svojoj rezonantnoj frekvenciji i uzrokuje time mali pad izlazne energije. On je relativno malog faktora dobrote i jednostavan po konstrukciji.

Prijenosni valomjer također uzima mali dio energije na svojoj rezonantnoj frekvenciji, ali je spregnut na posebni valovod ili detektor, uslijed čega on pokazuje izlaz samo na jednoj frekvenciji, a na ostalim frekvencijama nema nikakvog izlaza. On se može spregnuti na valovodni sustav a da ne uzrokuje praktično nikakav gubitak energije na izlazu sustava. Osim toga, on može dati trajnu kontrolu ako se to zahtijeva. Takav prijenosni valomjer je kompliciraniji po konstrukciji, osobito ako ima vlastiti detektor. Zbog velikog faktora dobrote ima bolje frekvencijsko razlučivanje. Valomjeri mogu biti posebno baždareni i moguće je ostvariti točnost od 10^{-4} .

Mjerna linija služi za detekciju stajnih valova. Ona je shematski prikazana na sl. 29 a, a njezin se vanjski izgled vidi na



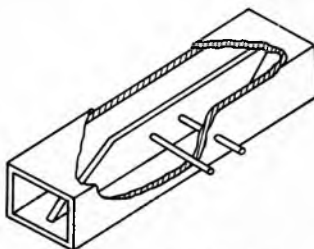
Sl. 29. Mjerna linija. a Presjek, b izgled, c izgled sonde s kristalom. 1 Antena za mjerenje stajnih valova, 2 valovod, 3 pomični suport



sl. 29 b. Ona se sastoji od jedne sekcije valovoda koja ima s gornje strane uzdužni raspor; kroz taj raspor prodire u unutrašnjost valovoda mala sonda (antena) učvršćena na pomičnom suportu. Pripadnim mehanizmom pomiče se (obično ručno) suport koji klizi po gornjoj strani mjerne linije. S pomoću skale i noniusa može se očitati točan položaj sonde. Sondom (antenom) ostvaruje se veza s električnim poljem u valovodu i odvodi dio elektromagnetske energije. Sonda je spojena s kristalnim detektorom koji ispravlja visokofrekventnu struju. Ispravljenom strujom napaja se galvanometar koji služi za mjerenje veličine maksimuma i minimuma. Dobiveni podaci proporcionalni su srednjoj energiji na tom mjestu u valovodu. Promjenom položaja sonde mogu se odrediti veličina i položaj minimuma i maksimuma stojnog vala u valovodu. Mjerenjem udaljenosti između ekstremâ stojnog vala moguće je izmjeriti valnu duljinu.

Mikrovalni atenuator. Dio mikrovalne energije u valovodu može se prigušiti atenuatorom s vodljivim ili apsorbirajućim materijalom. U većini takvih atenuatora primjenjuje se tanki sloj vodljivog materijala koji je nanijet na držač od neke vrste stakla.

U *atenuatoru s krilcem* vodljivi materijal ima oblik krilca koje je postavljeno u valovod paralelno s položajem maksimalnog električnog polja, kako to pokazuje sl. 30. Promjenom položaja krilca može se apsorbirati više ili manje mikrovalne energije. Budući da je u tom

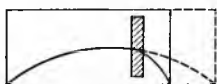


Sl. 30. Atenuator s krilcem

slučaju vodljiv materijal postavljen na sloj dielektričnog materijala, takav attenuator s krilcem djeluje ujedno i kao mjenjač faze. To znači da se električna duljina takvog attenuatora mijenja kad se mijenja gušenje. Točnost ovisi o točnosti mehanizma koji mijenja položaj krilca u valovodu. Obično se attenuator baždari prema nekom standardu. Ne postoji linearni odnos između gušenja i položaja krilca, niti je kalibracija neovisna o frekvenciji. To je posljedica činjenice da se s promjenom frekvencije mijenja valovodna valna duljina, čime se mijenja ujedno i električna duljina apsorbirajućeg krilca.

Zakretni attenuator je nešto kompliciraniji. Njegova je kalibracija neovisna o frekvenciji. Sastoji se od valovodnog transformatora koji pravokutni valovod moda TE_{10} transformira u kružni valovod moda TE_{11} . Apsorbirajuće krilce je montirano u smjeru promjera kružnog presjeka. U kružnom valovodu moda TE_{11} mogu se polja rastaviti na dvije međusobno okomite komponente. Apsorber prigušava mikrovalni signal čije je električno polje paralelno apsorbirajućem krilcu, tj. apsorbera onu komponentu električnog polja koja je paralelna s ravninom krilca, a na okomitu komponentu ne utječe. Takav je rotacioni attenuator uređaj koji prigušuje ovisno o kutu zakreta. Njegova je prednost što mu električna duljina ne varira s promjenom gušenja. Prema tome, on je uređaj s konstantnom fazom.

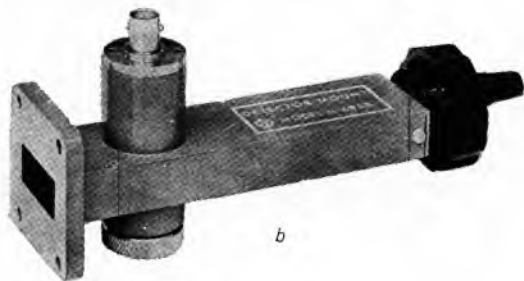
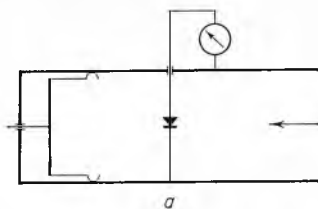
Mjenjač faze. Konstrukcija mjenjača faze načelno je jednaka konstrukciji attenuatora s krilcem. Apsorbirajuće krilce zamijenjeno je štapom od materijala malog gubitka, s dielektričnošću većom od dielektričnosti slobodnog prostora. Taj dielektrični štap utječe na raspodjelu električnog polja valovoda i izobličuje sinusnu raspodjelu prema sl. 31. Dielektrični štap, dakle, djeluje kao da povećava poprečnu dimenziju valovoda i time smanjuje valovodnu valnu duljinu. Prema tome se mijenja i električna duljina mjenjača faze u poređenju s električnom duljinom praznog valovoda. Veličina promjene faze ovisi o položaju dielektričnog štapa u valovodu na isti način kao što gušenje ovisi o položaju prigušnog krilca. Prema tome, od attenuatora postaje mjenjač faze ako se krilce zamijeni dielektričnim štapom. Utjecaj je električnog štapa najveći ako se on nalazi u sredini valovoda, a najmanji ako je sa strane.



Sl. 31. Djelovanje dielektričnog štapa na električno polje unutar pravokutnog valovoda. Crtanom linijom je prikazan valovod ekvivalentan prvome, ali bez štapa

Konstrukcija mjenjača faze načelno je jednaka konstrukciji attenuatora s krilcem. Apsorbirajuće krilce zamijenjeno je štapom od materijala malog gubitka, s dielektričnošću većom od dielektričnosti slobodnog prostora. Taj dielektrični štap utječe na raspodjelu električnog polja valovoda i izobličuje sinusnu raspodjelu prema sl. 31. Dielektrični štap, dakle, djeluje kao da povećava poprečnu dimenziju valovoda i time smanjuje valovodnu valnu duljinu. Prema tome se mijenja i električna duljina mjenjača faze u poređenju s električnom duljinom praznog valovoda. Veličina promjene faze ovisi o položaju dielektričnog štapa u valovodu na isti način kao što gušenje ovisi o položaju prigušnog krilca. Prema tome, od attenuatora postaje mjenjač faze ako se krilce zamijeni dielektričnim štapom. Utjecaj je električnog štapa najveći ako se on nalazi u sredini valovoda, a najmanji ako je sa strane.

Kristalni detektor. Mikrovalni se signali detektiraju pomoću kristalnih detektora. To su obično silicijumske diode građene za montažu unutar valovoda ili koaksijalnih kabela. U valovodu može detektor biti smješten tako da su vodiči na koje je zalemljen kristal paralelni s električnim poljem. Obično se kristal stavlja u položaj maksimuma električnog polja stojnog vala, što zahtijeva



Sl. 32. Kristalni detektor. a Načelni prikaz, b izgled

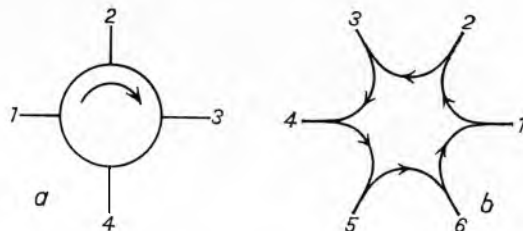
kratkospojni zid u određenoj udaljenosti od kristala (sl. 32). Izlaz iz kristala je istosmjerna struja koja se može očitati na galvanometru. Ako je mikrovalni signal bio amplitudno moduliran, izlaz će biti sastavljen od istosmjerne struje sa superponiranom

izmjeničnom komponentom modulacionog signala. Kristalni detektor ima nelinearnu karakteristiku koja se može iskoristiti i kao mješač. Radni uvjeti detektora i mješača su različiti. Kristalni detektor je nelinearan sklop koji se obično upotrebljava za indicaciju mikrovalne energije, a ne i za njeno mjerenje. Međutim, zbog njegove kvadratne karakteristike dobije se izlaz koji je proporcionalan kvadratu jakosti električnog polja u valovodu, pa je uslijed toga proporcionalan snazi.

Bolometer je svaka naprava u kojoj se temperaturni koeficijent nekog temperaturno osjetljivog otpornog elementa iskoristava za električno mjerenje temperature ili topline. U valovodu on apsorbera svu upadnu mikrovalnu energiju i indicira je time što je pretvara u toplinu. Postoje dva bolometerska elementa: termistor, otpornik s negativnim temperaturnim koeficijentom (v. *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 453) i bareter, otpornik s pozitivnim temperaturnim koeficijentom (v. *Električna mjerenja*, TE 3, str. 619). Promjena otpora, koja je proporcionalna apsorbaranoj toplini, mjeri se pomoću bolometerskog mosta, tj. jedne vrste Wheatstoneovog mosta. Pri termistoru, koji je osjetljiviji, promjena je otpora s temperaturom velika. Bareter se sastoji od vrlo tankog vodiča ili tankog sloja materijala na staklenoj podlozi.

Mjerni se postupak sastoji u tome da se bolometerski most najprije balansira bez mikrovalne energije. Kad se nastupom mikrovalne energije element dodatno zagrije, most se pomakne iz ravnoteže. Ravnoteža može se opet uspostaviti smanjenjem istosmjerne struje koja teče kroz taj element. Energija koja je određena smanjenjem istosmjerne struje jednaka je mikrovalnoj energiji koja je apsorbirana sklopom. U jednom i drugom slučaju mogu se mjeriti samo male snage. Stoga treba pri mjerenju velikih snaga najprije izvršiti apsorpciju energije attenuatorom. Bolometer se primjenjuje za apsolutna mjerenja mikrovalne energije.

Kristalni detektor služi samo za indicaciju pri radnim uvjetima.



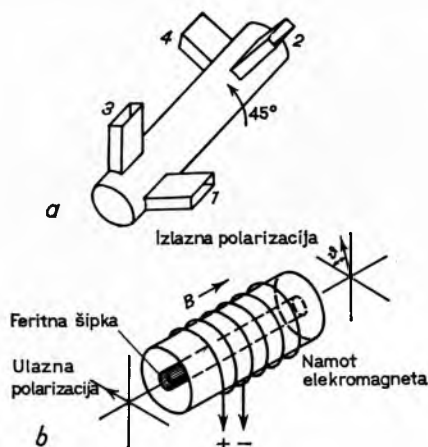
Sl. 33. Simbol za cirkulator (a) i prikaz njegova djelovanja (b)

Cirkulator je u osnovi neregipročan sklop. Energija koja ulazi na prolaz 1 pobuđuje prolaz 2, a nikakva energija nije spregnuta na druge prolaze. Energija koja ulazi na prolaz 2 napaja prolaz 3 i ni jedan drugi prolaz. Sl. 33 a pokazuje grafički simbol četveroprolaznog cirkulatora, a sl. 33 b shematski prikaz djelovanja tog cirkulatora. Ne postoji ograničenje u pogledu broja njegovih prolaza. U cirkulatore ugrađuju se feritni elementi različitih oblika, koji pod utjecajem vanjskog magnetskog polja okreću polarizaciju ravninu elektromagnetskog vala (Faradayev efekt, poznat i iz optike), skreću valni front i sl.

Faradayev rotacioni cirkulator prikazan je na sl. 34 a. Feritni je štap smješten u osi centralne cilindrične sekcije valovoda, a magnetsko polje privedeno je izvana i djeluje tako da ravnina polarizacije upadnog vala biva zakrenuta u ovom slučaju za 45° (sl. 34 b). Magnetsko se polje može uspostaviti pomoću permanentnog magneta ili elektromagneta izvan valovoda. Bočni prolazi 3 i 4 prikazani na slici postavljeni su tako da val polariziran okomito na prolaz 1 izlazi na prolaz 3, a val polariziran okomito na prolaz 2 izlazi na prolaz 4.

U rotacionom attenuatoru primjenjuje se apsorber za apsorpciju one linearno polarizirane komponente vala koja ne može biti prihvaćena valovodnim transformatorom ugrađenim na prelazu od kružnog na pravokutni valovod. U cirkulatoru se otklanja okomita komponenta u bočne prolaze. Prema tome je cirkulacija postignuta na ovaj način: val koji ulazi na prolaz 1 zakrenut je za 45° i pobuđuje prolaz 2, s time da nikakva energija ne prolazi na prolaze 3 i 4; val koji ulazi na prolaz 2 zakreće se za 45° ; on

će se naći u ravni okomitoj na prolaz 1 i izići na prolaz 3. Ukupno djelovanje cirkulatora može se na taj način nastaviti.



Sl. 34. Faradayev rotacioni cirkulator. a Izgled, b djelovanje feritnog štapića

Cirkulator Y-spoja prikazan je na sl. 35. Vide se posebni oblici ferita u valovodu. Utjecaj ferita na jednoj strani je takav da povećava valnu duljinu, a na drugoj strani da smanjuje valnu duljinu, pa će se valni front zakrenuti udesno. Zbog toga će u Y-spoju val težiti da prolazi jednim prolazom a ne drugim. Kod određene vrijednosti magnetskog polja čitava će energija biti spregnuta između dva prolaza cirkulatora a ostali će biti izolirani. Cirkulatorsko djelovanje postoji i u obratnom smjeru.

Cirkulatori služe za odvajanje dvaju valova koji se šire valovodom u suprotnom smjeru. Oni omogućuju duplinski rad (npr. primjenu jedne radarske antene za prijem i predaju), a mogu se uz promjenu polariteta magnetskog polja upotrijebiti i kao brze valovodne sklopke ili preklapke.

Mikrovalni izolator je naprava koja prenosi energiju bez gubitaka u jednom smjeru, ali je potpuno apsorbira u suprotnom smjeru. Takav je izolator vrlo koristan jer može eliminirati jedan dio valovodnog sustava od zbivanja duž drugog dijela valovoda. Izolator može, npr., spriječiti reflektiranu energiju na izlazu da se vrati prema generatoru.

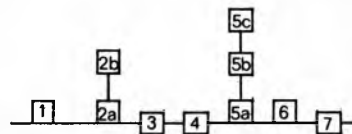
Ako se prilagodno opterećenje priključi na treći prolaz troprolaznog cirkulatora, čitav sklop djeluje kao izolator. U tom se slučaju za izolaciju iskorištava Faradayev efekt uz primjenu otpornog krilca. Postoje i izolatori u kojima se za izolaciju primjenjuje pojava rezonantne apsorpcije u feritima. S pomoću jednog ili više feritnih uložaka u valovodu, a uz dovoljno jako poprečno magnetsko polje, postiže se rezonancijska apsorpcija samo za valove koji se šire u jednom smjeru.

Mikrovalna mjerenja

Mikrovalni sustavi, kao npr. radari i mikrovalni komunikacijski uređaji, sadrže niz valovodnih komponenta, mikrovalnih oscilatora i pojačala, na kojima treba pri razvoju, radu i održavanju provoditi različita mikrovalna mjerenja. Ta su mjerenja za mikrovalno područje specifična, jer određuju kako se i kakve valovodne komponente i uređaji mogu međusobno povezivati da bi se postiglo prilagođenje i osiguralo pravilno vođenje elektromagnetskih valova. Ta su mjerenja i prilično kompleksna, pa su stoga ovdje navedeni samo neki osnovni postupci.

Mjerenje impedancije. Mjerni sustav koji je potreban za provođenje mikrovalnih mjerenja sadrži čitav niz mikrovalnih mjernih komponenti i aparata; bit će ovdje objašnjen na postupku za mjerenje impedancije (sl. 36).

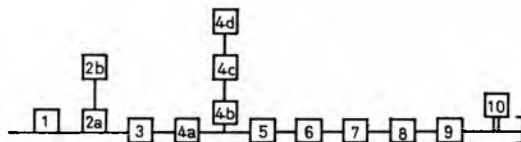
Kao mjerni oscilator može poslužiti klistron napajan stabiliziranim izvorom 1. Za indicaciju frekvencije upotrebljava se prijenosni valomjer ili apsorpcioni valomjer 2a. Detektor 2b bit će potreban povremeno na kraju sustava da bi se dobila apsorpcija prilikom ugađanja valomjera. Umjesto toga može se primijeniti usmjerni sprežnik s apsorpcionim valomjerom i kristalnim detektorom na kraju. Zatim može slijediti izolator 3 da spriječi neprilagođenje koje bi moglo utjecati na frekvenciju ili izlaznu snagu oscilatora. Izolacija mora iznositi bar 12 dB. Varijabilni atenuator 4 primjenjuje se za smanjenje razine snage na potrebnu vrijednost u ostatku prijenosa. Iza toga slijedi mjerenje razine; uređaj za to sastoji se od elemenata navedenih u nastavku. Usmjerni sprežnik 5a odvodi dio energije iz glavne linije; iza njega dolaze promjenljivi atenuator 5b i kristalni detektor 5c. Atenuator služi za mijenjanje osjetljivosti mjernog kruga; on se može i izostaviti kad je kontrola osjetljivosti na samom instrumentu. Nakon toga može se priključiti mjerna linija 6 s indikatorom stonjih valova. Na kraju može biti nepoznata ili poznata impedancija 7 ili impedancija za prilagođenje.



Sl. 36. Postupak mjerenja impedancije. 1 Klistron, 2 a i b valomjer i indikator za mjerenje frekvencije, 3 izolator, 4 promjenljivi atenuator, 5 a-c usmjerni sprežnik, promjenljivi atenuator i prijemnik s kristalom, 6 mjerac stonjih valova, 7 nepoznata impedancija

Mjerenje odnosa stonjih valova osnovno je mjerenje pri rješavanju problema u vezi s prilagođenjem. Postupak mjerenja sastoji se u tome da se u prijenosni sustav uključi mjerna linija (v. str. 580) iste karakteristične impedancije kao što je ima prijenosni sustav. Uslijed neprilagođenja, tj. priključenja opteretne impedancije različite od karakteristične impedancije valovoda, dolazi do refleksije vala i nastaje stonji val u uzdužnom smjeru. Pomicanjem suporta duž mjerne linije mala antena prolazi kroz maksimume i minimume stonjeg vala. Iz odnosa maksimuma i minimuma, udaljenosti od tereta, poznate karakteristične impedancije mjerne linije i valovodnih jednadžbi ili Smithovog dijagrama može se izračunati vrijednost nepoznate impedancije.

Mjerenje gušenja i kalibracija atenuatora u stvari su identični postupci. Osnovna metoda kalibriranja preciznih atenuatora sastoji se u uspoređivanju gušenja na mikrovalnim frekvencijama s gušenjem na niskim frekvencijama. Za ovo je mjerenje potreban niz mikrovalnih naprava, kao što je to shematski prikazano na sl. 37. Opet postoji mikrovalni izvor 1, mjerac frekvencije 2a, njegov indikator 2b i izolator 3. Sklop 4a...4d služi za postavljanje pravilne razine snage, a sastoji se od usmjernog sprežnika, atenuatora i indikatora snage. Izolator 5 je potreban samo ako promjenljivi kalibrirani atenuator 6 izaziva neprilagođe-



Sl. 37. Postupak za mjerenje gušenja. 1 Klistron, 2 a i b valomjer, indikator za mjerenje frekvencije, 3 izolator, 4 a-d postavljanje razine snage, usmjerni sprežnik, atenuator i indikator snage, 5 izolator, 6 precizni promjenljivi atenuator, 7 izolator, 8 uređaj koji se mjeri, 9 izolator, 10 prijemnik s kristalom

nje. To isto vrijedi i za izolator 7 ukoliko neprilagođenje izaziva nepoznati mikrovalni element ili nepoznati atenuator 8 zbog kojeg se vrši mjerenje. Izolator 9 je potreban ako nepoznato opterećenje daje znatnu refleksiju energije. Element 10 je kristalni detektor s indikatorom.

Mjerni se postupak sastoji u tome da se određena razina snage dovede na izlaz kristalnog detektora kad je nepoznati atenuator 8 uključen, a kalibrirani atenuator 6 postavljen na nulu. Ako se sada nepoznati atenuator isključi iz sustava, izlazna će snaga porasti jer je dio gušenja uklonjen. Nakon toga se kalibrirani atenuator promijeni u tom smislu da unese više gušenja u krug, i to upravo toliko da izlaz na kristalnom detektoru postigne prvobitnu

vrijednost. Očitavanje vrijednosti na kalibriranom atenuatoru daje gušenje koje je nepoznati atenuator ili neki drugi mikrovalni dio unio u sustav.

Ako se doista radi o nepoznatom atenuatoru, a ne o bilo kojem drugom sklopu, on se i ne mora isključivati iz sustava. Kalibrirani se atenuator postavi na maksimum, a nepoznati na nulu. Skidanje gušenja na jednom i povećanje gušenja na drugom treba držati u takvoj ravnoteži da izlaz ostane konstantan. Takvim se postupkom dakle može izvršiti kalibriranje atenuatora.

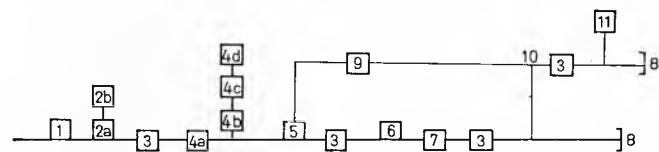
Mjerenje snage. U mikrovalnoj valovodnoj tehnici mnogo je prikladnije mjeriti snagu nego struju ili napon — kao što se to obično radi u krugovima s istosmjernom ili niskofrekventnom izmjeničnom strujom — jer snaga je jednaka ma gdje se ona mjerila u valovodu, a struja ili napon nije. U mikrovalnim se sklopovima snaga mjeri izravno, a najčešće se za tu svrhu iskorištava toplinski efekt (v. *Električna mjerenja*, TE 3, str. 619). Snage niskih razina (do ~ 10 mW) mjere se bolometrom, a visokih razina (iznad ~ 10 W) kalorimetrom. Za međupodručje i za mjerenje velikih snaga treba ispred mjerene naprave uvrstiti atenuator. Bolometar postavlja se na kraju valovoda i, budući da on predstavlja neprilagođenje, treba ga paralelnim kompenzacijama prilagoditi. Onda će, naime, sva energija koja dolazi biti isittrana u bolometru. Bolometar se priključuje u jedan krak bolometarskog mosta.

Za mjerenje visokih energetske razine može se upotrijebiti kalorimetar, koji iz količine protoka rashladne vode i razlike između temperatura na ulazu i izlazu kalorimetra mjeri apsorbiranu mikrovalnu energiju. Zbog manje osjetljivosti on nije prikladan za niskorazinska mjerenja.

Mjerenje faze na mikrovalnim frekvencijama jednako je mjerenju električne duljine. Pažnja se obraća na promjenu faze, na promjenu električne duljine ili na razliku između električnih duljina elemenata i standardnog valovoda. Fazni kut i električna duljina izravno su vezani: jedna valna duljina jednaka je faznoj promjeni od 2π radijana ili 360° . Promjena električne duljine može se mjeriti dvjema postupcima: promjenom faze valnog oblika stojnog vala kroz ispitivani sklop ili upotrebom mosta osjetljivog i na gušenje i na fazu.

Za postupak pomoću valnog oblika stojnog vala potreban je otprilike isti sklop komponenata kao i na sl. 36, s time da je mjerni element u kojem se ispituje fazni pomak zaključen kratkim spojem. Iz teorije prijenosnih sustava slijedi da se naponski minimum periodski ponavlja s periodom jednakom polovini valne duljine. Tada se uključivanjem jedanput mjerenog elementa, a drugi puta standardnog valovoda iste fizičke duljine može naći promjena električne duljine koja se traži.

Precizniji je postupak upotrebom fazno osjetljivog mosta. Most se može dovesti u ravnotežu kalibriranim mjenjačem faze ili mjernom linijom pri kojoj se signal uvodi u valovod da bi se postigla promjenljiva faza. Mjerni sklop prikazan je na sl. 38.

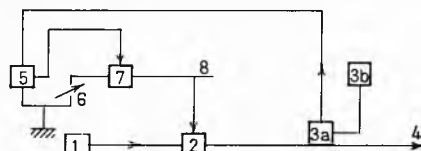


Sl. 38. Mjerenje faze u valovodu. 1 Klistron, 2 a i b valomjer i mjerenje frekvencije, 3 izolator, 4 a-d promjenljivi atenuator, usmjerni spreznik, promjenljivi atenuator, indikator snage, 5 usmjerni spreznik, 6 mjerna linija 7 nepoznato (promjenljivi mjenjač faze), 8 prelaz valovod-koaksijalni vod, 9 zakretni atenuator, 10 antena s promjenljivim položajima, 11 prijemnik s kristalom

Ulaz u mjernu liniju preko antene i ulaz u glavni valovod dovodi te signale u protufazu, tako da je izlaz na mostu jednak nuli. Oba signala moraju imati ispravan odnos faza, što se može dotjerati promjenom položaja antene mjerne linije. Signalima moraju biti izjednačene amplitude, da bi se mogla postići ravnoteža mosta. U tu se svrhu može primijeniti zakretni atenuator da promijeni gušenje u jednoj grani mosta (zakretni zato što takav atenuator ne mijenja fazu pri promjeni gušenja). Promjena se faze mjeri izravno kao udaljenost pri pomicanju antene na mjernoj liniji.

Dinamički mjerni postupak. Dosad opisana mjerenja vrše se sva na jednoj stalnoj frekvenciji. Međutim, često je potrebno ista mjerenja ponoviti u širem pojasu frekvencija, pa bi u tom slučaju trebalo isti postupak primijeniti na svaku pojedinu frekvenciju. Dinamičkom promjenom frekvencije oscilatora i sinhronizirano upravljano vremenskom bazom oscilografa može se na njegovom ekranu izravno prikazati izlazna veličina sustava u ovisnosti o frekvenciji. Ako se kao generator mikrovalnog signala upotrijebi klistron, može se postići dinamička promjena frekvencije ponovljiva u rasponu od jedne oktave ili više. Ako se takav oscilator priključi na jedan valovodni mjerni sustav, može se postići izravno očitavanje količine koja se mjeri u većem pojasu frekvencija. U dinamičkom se mjernom postupku umjesto klistrona primjenjuje cijev s putujućim valom, jer je upravljanje frekvencijom oscilatora pomoću nje prikladnije. Frekvencija se može mijenjati u vrlo širokom opsegu jer je ugađanje cijevi s putujućim valom potpuno električno. Klistron, osim što zahtijeva i mehaničko ugađanje, ima i taj nedostatak da se može pobuditi u pogrešnom modu. Kod cijevi s putujućim valom, pak, može se dogoditi da izlazna snaga varira s frekvencijom, pa je potrebna dodatna kalibracija.

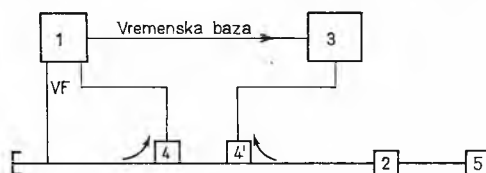
Održavanje konstantne izlazne snage. U dinamičkom postupku može se izlazna snaga cijevi s putujućim valom održati konstantnom pomoću atenuatora s PIN-diodom (v. *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 478). PIN-dioda predstavlja za mikrovalni signal promjenljivu impedanciju. Impedancija se može mijenjati istosmjernom strujom koja teče kroz diodu. Kad se takva dioda ugradi u valovod, služi kao promjenljivi atenuator. Mjerni



Sl. 39. Postupak za održavanje konstantne izlazne snage. 1 Oscilator, 2 atenuator s PIN-diodama, 3 a i b usmjerni spreznik i prijemnik s kristalom, 4 stabilizirani izlaz, 5 automatska kontrola razine, 6 referentni napon, 7 pojačalo, 8 istosmjerni kontrolni signal

postupak za održavanje konstantne izlazne snage prikazan je na sl. 39.

Mjerenje koeficijenta refleksije. Određivanje impedancije u ovisnosti o frekvenciji može se izvršiti i pomoću osciloskopa kojemu je ekran baždaren u vidu Smithovog dijagrama. Taj



Sl. 40. Valovodni reflektometar s osciloskopom. 1 Generator za dinamičko ispitivanje, 2 mjerni objekt, 3 osciloskop sa Smithovim dijagramom, 4 usmjerni spreznik za progresivni val s indikatorom, 4' usmjerni spreznik za reflektirani val s indikatorom, 5 prilagođenje

je postupak prikazan na sl. 40. On je kompliciran i nema veliku točnost, ili je točan samo u vrlo uskom pojasu. Prvi se usmjerni spreznik upotrebljava za održavanje izlaza konstantnim, a drugi mjeri reflektiranu energiju. Iz Smithovog dijagrama na osciloskopu očita se koeficijent refleksije. Ispravnost postupka ovisi o stupnju usmjerenosti usmjernih spreznika.

LIT.: B. Ф. Коваленко, Введение в электронику сверхвысоких частот, Москва 1955. — E. L. Ginzton, Microwave measurements, New York 1957. — B. H. Шефчик, Основы электроники сверхвысоких частот, Москва 1959. — И. Р. Геккер, В. И. Юрьев, Субмиллиметровые волны, Москва 1961. — P. J. B. Clericoats, Microwave ferrites, London 1961. — H. A. Atwater, Introduction to microwave theory, New York 1962. — A. F. Harvey, Microwave engineering, New York 1963. — R. N. Ghose, Microwave circuit theory and analysis, New York 1963. — G. J. Wheeler, Introduction to microwaves, London 1963. — L. S. Nergaard, M. Glickman, Microwave solid-state engineering, New York 1964. — H. H. Klinger, Mikrowellen, Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik, Berlin/Borsigwalde 1966. — P. A. Matthews, I. M. Stephenson,

Microwave components, London 1968. — A. J. Angelakos, T. E. Everhart, Microwave communications, New York 1968. — A. J. B. Fuller, Microwaves, London 1969. — H. A. Watson, Microwave semiconductor devices and their circuit applications, New York 1969. — H. Groll, Mikrowellen-Meßtechnik, Berlin 1969. — K. Kurokawa, An introduction to the theory of microwave circuits, New York 1969. — Hewlett Packard Company, Microwave theory and applications, Englewood Cliffs, N. J. 1969. — K. I. Thomassen, Introduction to microwave fields and circuits, Englewood Cliffs, N. J. 1971. — Л. А. Вайнштейн, В. А. Соколов, Лекция по сверхвысокочастотной электронике, Москва 1972. — Б. С. Воинов, Широкодиапазонные колебательные системы СВЧ, Москва 1972. — И. В. Лебедев, Техника и приборы СВЧ, Москва 1972. — G. Rudilosso, Tecnica e sistemi a microonde, Roma 1972. Z. Smrčić

ELEKTRONIKA, UREĐAJI I SISTEMI. U ovom članku u seriji članaka o elektronici obrađeni su elektronički uređaji i sistemi kojima se ne bave drugi članci u ovoj enciklopediji (v. uvodni članak *Elektronika*). To su elektronički uređaji primijenjeni u radio-difuziji (radio-prijenosu i televiziji), radiovezama, radarskim sistemima, satelitskim vezama i elektroničkoj navigaciji. Glavama u kojima se obrađuju navedene grane primijenjene elektronike prethode glave u kojima se iznose neke teorijske osnove kvalitetne proizvodnje signala i njihovog prijenosa kroz prostor (Rasprostriranje radio-valova i šum), te teorijski osnovi i izvedba uređaja koji su svim granama radio-tehnike zajednički (Odašiljači, Radio-prijemnici i Antene).

ODAŠILJAČI

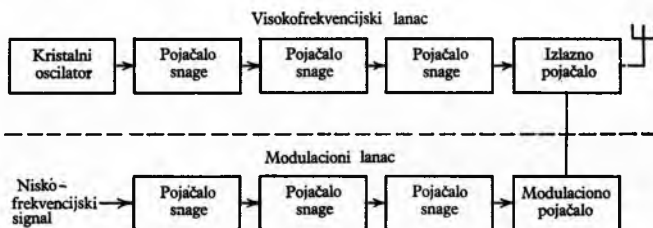
Odašiljač je elektronički uređaj u sustavu radio-prijenosa koji služi za stvaranje moduliranog prijenosnog elektromagnetnog vala dovoljne snage i pogodne visoke frekvencije. Tim se valom napaja antena koja ga zrači i time omogućuje prijenos informacije do udaljenog korisnika. Prenesena informacija sastavljena je redovno od signala audio-frekvencija (50 Hz...20 kHz) ili video-frekvencija (reda veličine megaherca). Da bi se bežičnim putem prenijela neka informacija, treba je u odašiljaču najprije transponirati u područje viših frekvencija i nakon dovoljnog pojačanja prosljediti anteni. U području viših frekvencija može se, naime, i s pomoću po dimenzijama manjih antena postići efikasno zračenje elektromagnetskih valova koji u bežičnoj vezi služe za prijenos informacije od odašiljača do prijemnika. Snaga zračenja antene neznatan je dio privedene snage sve dok dimenzije antene ne postanu istoga reda veličine kao duljina elektromagnetskog vala. Međutim, transponiranje frekvencija poruke u područje viših frekvencija ne pridonosi samo smanjenju dimenzija antene, već omogućuje također istovremeni prijenos više informacija, jer na višim frekvencijama ima mjesta za više bežičnih prijenosnih kanala. Prijenosni medij (troposfera, ionosfera) doduše ne djeluju jednako na radio-valove svih frekvencija, ali se taj utjecaj ne mijenja za signale relativno uskog transponiranog pojasa frekvencija, pa prema tome sve frekvencije poruke imaju jednake uvjete prijenosa.

Modulacija zove se proces transformacije poruke u oblik prikladan za prijenos. Njome se postiže transponiranje signala poruke u frekvencije koje su prikladnije za prijenos preko okolnog medija. U prijemu (v. poglavlje Prijemnici, str. 599) izdvaja se signal poruke *demodulacijom* i to tako da je primljena informacija što vjernija reprodukcija prvobitne odaslane informacije. Razlikuju se dvije vrste modulacije, analogna i digitalna. Pri *analognoj modulaciji* mijenja se jedan od parametara prijenosnog kontinuiranog sinusnog signala visoke frekvencije. Tako se dobiva modulacija amplitude, modulacija frekvencije i modulacija faze. Pri *digitalnoj modulaciji* nastaje prekidanjem sinusnog signala slijed diskretnih impulsa na koje se može djelovati mijenjajući im amplitudu, frekvenciju ili širinu, ili kodiranjem (v. u poglavlju Šum ovog članka, str. 634).

Općenito o konstrukciji odašiljača. Prema zakonitostima rasprostriranja elektromagnetskih valova, domet odašiljača ovisi, osim o frekvenciji na kojoj radi, također o njegovoj snazi. Odašiljač treba stoga da sadrži osim sklopova koji će stvoriti i modulirati prijenosni val također sklopove za njegovo pojačanje. Odašiljači sastoje se stoga načelno od niza elektroničkih i električnih uređaja: osnovnog oscilatora, više stupnjeva za pojačanje i eventualnu multiplikaciju frekvencije, kruga za prilagođenje izlaza na antenu ili pojni vod, modulatora, sklopova za napajanje, pomoćnih (ponekad automatiziranih) uređaja za mjerenje, kontrolu i upravljanje.

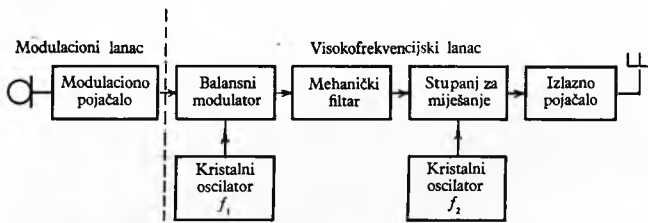
Sastav sklopova i uređaja nije za odašiljače svih vrsta jednak, već ovisi o njihovoj namjeni i upotrijebljenoj frekvenciji. Tako se npr. frekvencijska modulacija provodi obično u nekom stupnju male snage, tj. u jednom od prvih stupnjeva pojačanja, a amplitudna se modulacija vrši obično u posljednjem stupnju uz veliku snagu. Za neke tipične vrste odašiljača dan je u daljem izlaganju načelan sastav uz kratak opis.

Visokofrekvencijski lanac *srednjevalnog radiodifuzijskog odašiljača* (sl. 1) počinje oscilatorom, zatim se nizom pojačala postiže snaga koja se privodi anteni. U izlaznom se stupnju modulira amplituda visokofrekventnog prijenosnog vala. Pojačalima modulacijskog lanca postiže se potreban nivo niskofrekventne snage.



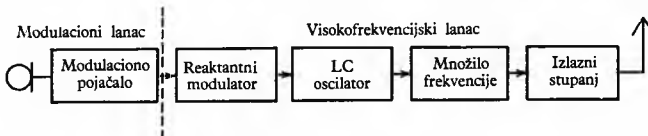
Sl. 1. Blok-shema radio-difuzijskog odašiljača s modulacijom na anodi

U *radiotelefonskim odašiljačima* s jednim bočnim pojansom (sl. 2) preostaje, nakon potiskivanja prijenosnog signala balansnim modulatorom i odvajanja jednog bočnog pojasa filtracijom, samo jedan bočni pojas koji sadrži cijelu informaciju. Samo on se prenosi anteni, koja ga zrači.

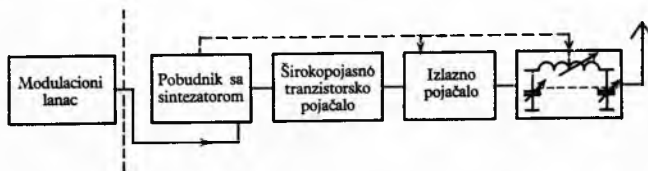


Sl. 2. Blok-shema radio-telefonskog odašiljača s jednim bočnim pojansom

Odašiljač s frekvencijskom modulacijom (sl. 3) djeluje svojim reaktantnim modulatorom na frekvenciju osnovnog oscilatora. Višestrukom multiplikacijom frekvencije moduliranog signala u pojačalima za množenje frekvencija postiže se nominalna frekvencija i snaga odašiljača kojom se informacija prenosi anteni.



Sl. 3. Blok-shema odašiljača s modulacijom frekvencije



Sl. 4. Blok-shema suvremenog odašiljača sa sintezatorom, širokopojasnim pojačalom i automatskim ugađanjem izlaznih krugova

U suvremenim odašiljačima primjenjuju se u stupnjevima manje snage pretežno tranzistori, a samo u izlaznom stupnju veće snage i pripadnom modulacijskom pojačalu elektronke. Kao oscilator služi često sintezator, a umjesto usklađenih visokofrekvencijskih pojačala u predstupnjevima upotrebljava se često širokopojasno pojačalo. Ugađanje, koje može biti ručno ili automatsko, vrši se nakon postavljanja sintezatora na određenu frekvenciju samo