

signala i šuma, naglo raste vjerojatnost pogreške. To znači da će za vrijeme trajanja dubokog fedinga, kad je signal ispod praga, vjerojatnost pogreške biti praktički 50% (pogreške u snopovima), dok će u vremenu između fedinga (pojedinačne pogreške) vjerojatnost biti vrlo malena. Visoka vjerojatnost pogreške koncentrirana u kratkim vremenskim intervalima koji su međusobno razmaknuti mnogo duljim intervalima, kad gotovo nema pogrešaka, tipična je za pokretne radiokomunikacije. Svi postupci koji nastoje smanjiti pogrešku u prijenosu mogu se svrstati u dvije skupine. Prvim se nastoji smanjiti učestalost, trajanje i dubinu fedinga, o čemu je već bilo riječi (diverzitski prijam). Drugim se nastoji iskoristiti prikladne postupke kodiranja kako bi se pogreške smanjile detektiranjem, eventualno korigiranjem, odnosno približno jednolikim raspršivanjem po vremenu.

Ako se promotri kako brzina prijenosa podataka utječe na vjerojatnost pogreške, očito je da će ona biti malena sve dok je prosječno trajanje fedinga mnogo kraće od trajanja jednog bita. Dakle, za manje brzine prijenosa, do stotinjak bitova u sekundi, što ovisi o brzini vozila, frekvenciji vala nosioca i dubini fedinga, vjerojatnost je pogreške malena. Pri većim brzinama prijenosa vjerojatnost pogreške praktički ne ovisi o brzini prijenosa, jer je ukupno trajanje fedinga u nekom vremenskom rasponu stalno. Prema tome, brzina se prijenosa odabire ili vrlo malena, da se smanji vjerojatnost pogreške, ili najveća moguća koju uz odabrani postupak modulacije dopušta širina radiokanala (maksimalna djelotvornost), pa se tada prikladnim kodiranjem smanjuje vjerojatnost pogreške na zahtijevanu vrijednost. Podaci se prenose redovito u obliku kodiranih riječi koje sadrže više bitova nego što je potrebno za prepoznavanje poruke. Postupci za smanjivanje pogrešaka su sljedeći: detekcija pogreške i zahtjev za ponavljanjem (engl. Automatic Repeat on Request, ARQ), kontrola pogreške unaprijed (engl. Forward Error Control, FEC) i hibridni postupci. Svi ti postupci zahtijevaju dodavanje redundantnih bitova (bitova zalihe) koji ne predstavljaju poruku, ali služe u prijammiku za otkrivanje ili za korekciju pogreške ili za oboje. Sustav ARQ mora imati povratni kanal preko kojeg se šalje zahtjev za ponavljanje. Sustav FEC nema povratni kanal ni ponavljanja poruke, prijenos je dakle kontinuiran, ali je potrebno više redundantnih bitova. U hibridnim sustavima redundantni bitovi služe za korekciju pogreške. Ako je broj pogrešaka u jednoj kodnoj riječi prevelik, zahtijeva se preko povratnog kanala ponavljanje. Za pogreške u snopovima potrebno je mnogo više redundantnih bitova nego kad su pogreške pojedinačne, a strategija je detekcije i korekcije pogrešaka složenija. Da bi se pogreške u snopovima raspršile na širi vremenski interval i dobile samo pojedinačne pogreške, upotrebljavaju se isprepletene kodne riječi. U takvu se sustavu iz grupe od M riječi šalju redom prvi bitovi svih riječi od prve do M -te, zatim svi drugi bitovi itd. Ako broj pogrešaka u snopu nije veći od M , one će se jednoliko rasporediti na svih M kodnih riječi, što je mnogo lakše detektirati ili korigirati.

MIKROVALNI POLUVODIČI I SKLOPOVI

Za male i srednje snage mikrovalni su poluvodiči gotovo istisnuli elektroničke cijevi iz upotrebe (v. *Elektronika, sklopovi i sastavni dijelovi za mikrovalnu tehniku*, TE 4, str. 569). U mikrovalnim sklopovima danas se najčešće upotrebljavaju bipolarni i unipolarni tranzistori te različiti tipovi dioda (v. *Poluvodiči*, TE 10, str. 638). Upotrebljavaju se sljedeći mikrovalni poluvodički sklopovi: *a*) pojačalo s bipolarnim ili unipolarnim tranzistorom, lavinskom diodom, Esakijevom (tunelnom) diodom ili varaktorskom diodom, *b*) generator s bipolarnim ili unipolarnim tranzistorom, lavinskom diodom u IMPATT ili TRAPATT modu, te Gunnovom ili Esakijevom diodom, *c*) množilo frekvencije s varaktorskom diodom ili posebnim tipom kapacitivne diode (engl. step recovery diode), *d*) mješalo s točkastom ili Schottkyjevom diodom, bipolarnim ili unipolarnim tranzistorom ili Esakijevom diodom, *e*) detektor s točkastom, Schottkyjevom ili

protusmjernom diodom ili tranzistorom, *f*) upravljiva impedancija koja je najčešće strujno upravljani djelatni otpor s PIN-diodom ili naponski upravljani kapacitet s varaktorskom diodom. Takvi se sklopovi mogu upotrijebiti kao modulatori, sklopke, atenuatori i zakretni faze.

Lavinska dioda u IMPATT modu (engl. IMPact Avalanche and Transit Time diode, dioda s lavinskim djelovanjem i vremenom proleta) temelji se na lavinskom efektu koji se pojavljuje zbog sudara čestica ubrzanih jakim električnim poljem i na trajanju njihova proleta kroz poluvodič. Lavinska struja kasni u fazi 90° za naponom, a zbog trajanja proleta nastaje dodatni fazni pomak, tako da ukupni fazni pomak struje prema naponu iznosi gotovo 180° , što znači da se postiže negativna djelatna komponenta impedancije diode.

Lavinska dioda u TRAPATT modu (engl. TRAPed Plasma Avalanche Triggered Transit diode, dioda s uhvaćenom plazmom, okidana prolazom lavine) temelji se na stvaranju plazme koja se na početku svake periode izmjeničnog signala okida brzim proletom lavinskog procesa kroz diodu. U prvoj poluperiodi za vrijeme plazmenog stanja kroz diodu teče jaka struja, a napon je na diodi nizak. U drugoj je poluperiodi napon visok, a struja slaba, jer tada nema plazme zbog toga što je većina naboja djelovanjem električnog polja izvučena iz diode. Izmjenjuje se, dakle, stanje niskog napona i jake struje sa stanjem visokog napona i slabe struje, što znači da između izmjeničnih komponenata struje i napona postoji fazni pomak od 180° , odnosno da je djelatna komponenta impedancije diode negativna.

Zajednička su svojstva svih mikrovalnih poluvodičkih elemenata male dimenzije zbog rada na vrlo visokim frekvencijama (danas i do stotine gigaherca). Parazitarne reaktancije moraju biti ekstremno malene, što se posebno odnosi na kućište u koje je ugrađen čip (poluvodička struktura s različitim poluvodičkim slojevima). Posebna se pažnja posvećuje sastavljanju i spajanju čipa s kućištem kako bi parazitna induktivnost voda između čipa i kućišta bila što manja. Jedan kraj čipa izravno je vezan na kućište, a drugi je vrlo često spojen s metalnom pozlaćenom trakom koja uz malu induktivnost mora imati i dobru toplinsku vodljivost radi što bržeg odvođenja topline. Poluvodički materijal čipa na strani koja izravno naliježe na kućište mora imati također dobru toplinsku vodljivost, jer gustoća snage zbog disipacije u poluvodiču može biti i 20000 W/cm^2 . Parazitni kapacitet između gornje i donje kontaktne površine kućišta mora biti što manji, jer je on paralelan s čipom i kviri njegovu karakteristiku. Danas se već velik dio poluvodičkih elemenata proizvodi bez kućišta, pa se čipovi izravno vežu na pasivne komponente u sklopovima.

Prikaz sklopova raspršnim parametrima. Pri analizi sklopova pretpostavlja se stacionarno stanje, tj. da su svi signali (struje i naponi) funkcije vremena i da imaju sinusni oblik. Zbog toga što u mikrovalnom području sklopovi nemaju dimenzije zanemarivo malene s obzirom na valnu duljinu elektromagnetskog vala koji se njima širi, konvencionalni se postupci analize sklopova moraju proširiti i prilagoditi toj činjenici.

Napon U i struja I na ulaznim stezaljkama nekog sklopa nadomještaju se upadnim U_U i reflektiranim valom napona U_R ili struja I_U , odnosno I_R , pa ukupni napon i struja iznose

$$U = U_U + U_R, \quad (143a)$$

$$I = I_U + I_R, \quad (143b)$$

uz uvjet da vrijedi

$$\frac{U_U}{I_U} = \frac{U_R}{I_R} = Z_0, \quad (144)$$

gdje je Z_0 valni otpor linije na kraju koje se nalaze ulazne stezaljke sklopa. Uvode se, dalje, normalizirane veličine, koje će se radi jednostavnosti zvati upadnim a i reflektiranim b valom koji su povezani s naponima i strujama sljedećim jednadžbama:

$$a = \frac{U_U}{\sqrt{Z_0}} = I_U \sqrt{Z_0}, \quad (145a)$$

$$b = \frac{U_R}{\sqrt{Z_0}} = I_R \sqrt{Z_0}. \quad (145b)$$

Normalizirane se veličine uvode jer su kvadrati apsolutnih vrijednosti upadnog, odnosno reflektiranog vala jednaki upadnoj P_U , odnosno reflektiranoj snazi P_R . To se može dokazati pomoću jednadžbi 145, pa je

$$P_U = |a|^2 = \frac{|U_U|^2}{Z_0} = |I_U|^2 Z_0, \quad (146a)$$

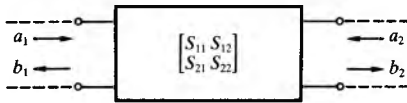
$$P_R = |b|^2 = \frac{|U_R|^2}{Z_0} = |I_R|^2 Z_0. \quad (146b)$$

U mikrovalnom je području praktički nemoguće mjeriti napone i struje, ali se vrlo lako i precizno mogu mjeriti snaga i odnosi između upadnih i reflektiranih valova, što opravdava uvođenje normaliziranih veličina. Osnovni su oblici mikrovalnih sklopova dvopoli i četverpoli. Četverpol se prema sl. 54 može jednoznačno opisati s četiri veličine (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) koje se nazivaju *raspršnim* parametrima, a povezuju upadne (a_1 , a_2) i reflektirane (b_1 , b_2) valove pomoću jednadžbi

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad (147a)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \quad (147b)$$

Raspršni parametri znače: a) $S_{11} = b_1/a_1$ uz $a_2 = 0$, *ulazni koeficijent refleksije*, uz izlaz premošten otporom jednakim valnom otporu linije Z_0 , b) $S_{22} = b_2/a_2$ uz $a_1 = 0$ *izlazni koeficijent refleksije*, uz ulaz premošten otporom jednakim valnom otporu linije Z_0 , c) $S_{21} = b_2/a_1$ uz $a_2 = 0$, *koeficijent prijenosa u smjeru naprijed* (ulaz–izlaz) uz izlaz premošten otporom jednakim otporu linije Z_0 , d) $S_{12} = b_1/a_2$ uz $a_1 = 0$, *koeficijent prijenosa u smjeru natrag* (izlaz–ulaz) uz ulaz premošten otporom jednakim valnom otporu linije Z_0 .



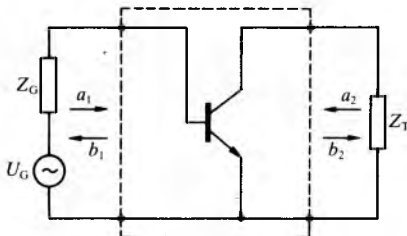
Sl. 54. Shematski prikaz četverpola pomoću raspršnih parametara (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) te upadnih (a_1 , a_2) i reflektiranih (b_1 , b_2) valova

Najjednostavniji aktivni mikrovalni sklop (sl. 55) sastoji se od dva dvopola (generator i opterećenje) i jednog četverpola (tranzistor). Jednadžbe za generator i opterećenje glase:

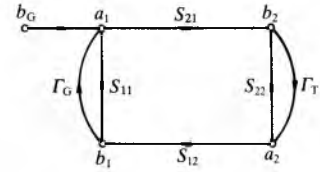
$$a_1 = b_G + \Gamma_G b_1, \quad (148a)$$

$$a_2 = \Gamma_T b_2, \quad (148b)$$

gdje su Γ_G i Γ_T koeficijenti refleksije generatora, odnosno opterećenja. Jednadžbe (147) do (148) čine sustav linearnih jednadžbi koje opisuju promatrani mikrovalni sklop. Radi lakšeg određivanja nepoznatih veličina iz tog sustava jednadžbi, one se mogu grafički prikazati *dijagramom toka* (sl. 56). Takvim se dijagramom može prikazati bilo koji sklop bez obzira koliki je broj varijabli (valova, signala) koje su međusobno povezane linearnim jednadžbama. Kad se utvrdi



Sl. 55. Električna shema sklopa koji se sastoji od generatora, tranzistora i opterećenja



Sl. 56. Dijagram toka za određivanje veličina mikrovalnog sklopa na sl. 55

dijagram toka, mogu se odrediti sve veze koje postoje između bilo kojih dviju varijabli. Kad bi se te veze željelo odrediti iz sustava jednadžbi eliminacijom varijabli, bilo bi to mnogo složenije nego pomoću dijagrama toka. Dijagram se toka sastoji od čvorova, grana koje povezuju te čvorove, staza i zamki prvog ili viših redova. Svaka grana ima definiran smjer (strelica na sl. 56). Čvorovi predstavljaju signale (upadni i reflektirani valovi), a grane sa svojim koeficijentom prijenosa (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , Γ_G , Γ_T) vezu između dvaju signala. Za bilo koji čvor može se napisati linearna jednadžba u eksplicitnom obliku koja prikazuje njegovu ovisnost o svim ostalim čvorovima koji su povezani s promatranim čvorom granama sa strelicama u smjeru tog čvora kao što su jednadžbe (147) do (148). Staza je veza između dvaju udaljenih čvorova, uz uvjet da se od početnog do krajnjeg čvora uvijek prolazi granama u smjeru strelica, a da se kroz isti čvor ne prođe dva puta. Koeficijent je prijenosa staze jednak umnošku koeficijenata prijenosa pojedinih grana. Zamka prvog reda svaka je zatvorena staza, koje se početak i kraj nalazi u istom čvoru. Zamka drugog reda sastoji se od dviju zamki prvog reda koje nemaju niti jedan zajednički čvor. Njezin koeficijent prijenosa sastoji se od umnoška koeficijenata prijenosa obiju zamki prvog reda. Zamka trećeg reda sastoji se od triju zamki prvog reda koje se ne dodiruju. Zamke višeg reda definiraju se na sličan način. Čvor je nezavisan ako ima samo grane sa smjerom strelica od čvora i on predstavlja izvor (signal generatora), dok su svi ostali čvorovi zavisni. Ako postoji više nezavisnih čvorova, posebno se razmatra djelovanje svakog čvora, što znači da vrijedi linearna superpozicija. Veza između bilo kojeg zavisnog i nezavisnog čvora određena je prijenosnom funkcijom koja se iz dijagrama toka može odrediti primjenom Masonova pravila. Prijenosna funkcija između nezavisnog čvora (j) i zavisnog čvora (k) može se u skraćenom obliku pisati kao

$$T_{kj} = \frac{\sum_n S_n \Delta_n}{\Delta}, \quad (149)$$

gdje je S_n koeficijent prijenosa n -te staze koja povezuje čvor j sa čvorom k , dok je

$$\Delta = 1 + \sum_m (-1)^m \sum_i P_i^{(m)}, \quad (150)$$

$$\Delta_n = 1 + \sum_m (-1)^m \sum_i P_i(n)^{(m)}, \quad (151)$$

gdje su $P_i^{(m)}$ i -ta petlja m -tog reda, a $P_i(n)^{(m)}$ i -ta petlja m -tog reda koja ne dodiruje n -tu stazu. Određivanje prijenosne funkcije može se pokazati na primjeru čvora b_G i b_1 . Prijenosna funkcija između tih dvaju čvorova određena jednadžbom (149) glasi:

$$T_{1G} = \frac{b_1}{b_G} = \frac{S_{11}(1 - \Gamma_T S_{22}) + S_{21} \Gamma_T S_{12}}{1 - (\Gamma_G S_{11} + \Gamma_T S_{22} + \Gamma_G S_{21} \Gamma_T S_{12}) + \Gamma_G S_{11} \Gamma_T S_{22}}. \quad (152)$$

Kad je više četverpola povezano u niz, potrebno je povezati ulazne s izlaznim veličinama analogno jednadžbama (147) i (148). Tada se upotrebljavaju *prijenosni parametri* (T_{11} , T_{12} , T_{21} , T_{22}), pa jednadžbe glase:

$$a_1 = T_{11}b_2 + T_{12}a_2, \quad (153)$$

$$b_1 = T_{21}b_2 + T_{22}a_2. \quad (154)$$

Veza između prijenosnih i raspršnih parametara može se napisati u obliku matrice:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & -\frac{D}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (155)$$

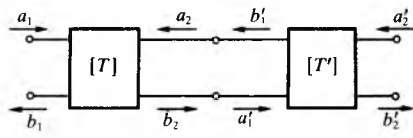
gdje je

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (156)$$

Za dva četveropola vezana u niz prema sl. 57 veza je između ulaznih i izlaznih veličina određena matricnom jednadžbom

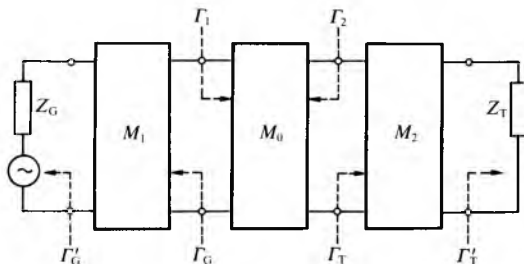
$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 & b'_1 \\ a'_2 & b'_2 \end{bmatrix}. \quad (157)$$

Ta je jednadžba posebno korisna za analizu i projektiranje mikrovalnih sklopova pomoću računala.



Sl. 57. Shematski prikaz dvaju četveropola vezanih u niz

Mikrovalna pojačala s tranzistorima. Svako mikrovalno tranzistorsko pojačalo može se prikazati shemom na sl. 58. Mreža M_1 na ulazu pojačala prikazana je kao četveropol, a služi za prilagodbu ulaza tranzistora M_0 generatoru. Mreža M_2 na izlazu prilagođava izlaz tranzistora opterećenju. Prije nego se dimenzioniraju četveropoli M_1 i M_2 , treba utvrditi da li je tranzistor stabilan, kako bi se spriječilo da pojačalo počne oscilirati. Tranzistor prikazan kao četveropol *bezuvjetno* je stabilan ako za sve impedancije opterećenja Z_T s realnim dijelom većim od nule ima realni dio ulazne impedancije veći od nule i ako za sve impedancije generatora s realnim dijelom većim od nule ima realni dio izlazne impedancije veći od nule.



Sl. 58. Pojednostavnjena shema mikrovalnog tranzistorskog pojačala. M_1 mreža za prilagodbu ulaza, M_2 mreža za prilagodbu izlaza, M_0 tranzistor

Tranzistor je *uvjetno stabilan* ako je realni dio ulazne i izlazne impedancije veći od nule barem za neke impedancije opterećenja, odnosno generatora s realnim dijelovima većim od nule. Umjesto pomoću impedancije, uvjet se stabilnosti može izraziti ulaznim i izlaznim koeficijentom refleksije tranzistora Γ_1 i Γ_2 . Za impedancije s realnim dijelom manjim od nule apsolutna će vrijednost koeficijenta refleksije biti veća od jedan, pa je kriterij stabilnosti određen izrazima

$$|\Gamma_1| = \left| \frac{b_1}{a_1} \right| < 1, \quad (158)$$

$$|\Gamma_2| = \left| \frac{b_2}{a_2} \right| < 1. \quad (159)$$

Granica se stabilnosti dostiže kad je $|\Gamma_1| = 1$ i $|\Gamma_2| = 1$. Impedancije, odnosno faktori refleksije opterećenja za koje će biti zadovoljen kriterij stabilnosti (158) mogu se grafički utvrditi u Smithovu dijagramu (v. *Elektronika, Sklopovi za mikrovalnu tehniku*, TE 4, str. 570) na sljedeći način. Pomoću

dijagrama toka na sl. 56 i Masonova pravila određuje se ulazni koeficijent refleksije pomoću izraza

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_T}{1 - S_{22} \Gamma_T}. \quad (160)$$

Zatim se iz (160) koeficijent refleksije opterećenja izrazi pomoću ulaznog koeficijenta refleksije, pa se dobiva

$$\Gamma_T = \frac{S_{11} - \Gamma_1}{D - S_{22} \Gamma_1}. \quad (161)$$

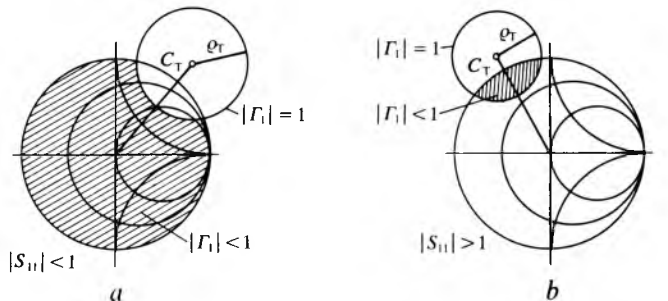
Za granicu stabilnosti $|\Gamma_1| = 1$ utvrđuju se pripadne vrijednosti koeficijenta refleksije tereta Γ_T , koje u Smithovu dijagramu leže na kružnici. Polumjer je kružnice stabilnosti

$$\rho_T = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D|^2} \right|, \quad (162)$$

a koordinate središta u kompleksnom obliku

$$C_T = \frac{(S_{22} - DS_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |D|^2}, \quad (163)$$

gdje zvjezdica označuje konjugirano kompleksnu vrijednost. Da bi se utvrdilo je li područje stabilnosti unutar ili izvan te kružnice, dovoljno je odrediti stabilnost samo jedne točke koja ne leži na kružnici. Najjednostavnije je ako se odabere središte Smithova dijagrama za koje je $\Gamma_1 = 0$, odnosno $Z_T = Z_0$, pa iz jednadžbe (160) slijedi da je $\Gamma_1 = S_{11}$. Ako je $|S_{11}| < 1$, onda je i $|\Gamma_1| < 1$, pa središte Smithova dijagrama predstavlja stabilnu točku. Cijelo je iscrtano područje na sl. 59a također stabilno. Kad je $|S_{11}| > 1$, vrijedi sl. 59b. Da bi se dobio odgovor na pitanje koje bi impedancije generatora zadovoljile kriterij stabilnosti, može se pomoću izraza (159) provesti identično razmatranje. Tada vrijede jednadžbe analogne jednadžbama (160) do (163) i svi navedeni uvjeti, samo treba zamijeniti indekse, i to 1 sa 2, 2 sa 1 i T sa G.



Sl. 59. Prikaz područja (iscrtanog) impedancija opterećenja u Smithovu dijagramu za koje je osiguran stabilan rad tranzistora: a za $|S_{11}| < 1$, b za $|S_{11}| > 1$

Da bi tranzistor bio *bezuvjetno stabilan*, mora uz $|S_{11}| < 1$ cijela kružnica stabilnosti ležati izvan Smithova dijagrama. Analogno razmatranje vrijedi za impedancije generatora. Prema tome, nužni uvjeti stabilnosti jesu:

$$|S_{11}| < 1 \quad \text{i} \quad |S_{22}| < 1, \quad (164)$$

koji, međutim nisu dovoljni. Da bi kružnica stabilnosti ležala izvan Smithova dijagrama (sl. 59a), mora biti zadovoljen uvjet

$$\left| |C_T| - \rho_T \right| > 1, \quad (165)$$

odnosno

$$\left| |C_G| - \rho_G \right| > 1. \quad (166)$$

Taj se uvjet pomoću raspršnih parametara može napisati u obliku

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}| |S_{21}|} > 1, \quad (167)$$

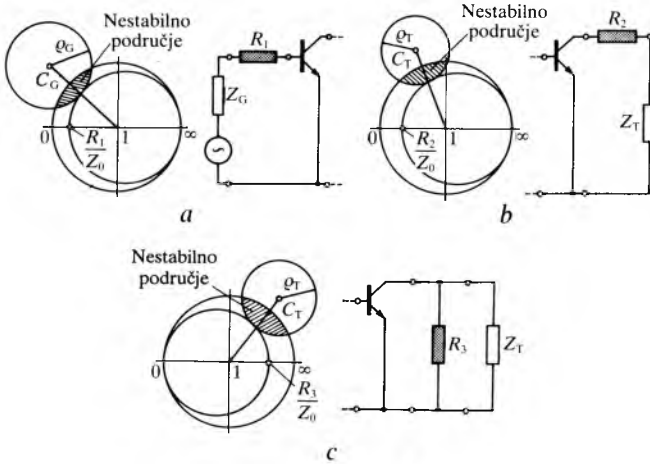
uz uvjet da je još

$$|D| > 1, \quad (168)$$

što je najčešće i zadovoljeno.

Uvjetno stabilan tranzistor može se načiniti potpuno stabilnim ako se optereti prikladno odabranim otporom ili negativnom povratnom spregom. Za uskopojasna pojačala takvi se postupci najčešće ne primjenjuju jer smanjuju pojačanje ili povećavaju šum. Uskopojasna pojačala obično se dimenzioniraju tako da se odaberu faktori refleksije generatora Γ_G i opterećenja Γ_T koji garantiraju stabilan rad.

Stabilizacija djelatnim otporom na ulaznoj, odnosno izlaznoj strani tranzistora uz $|S_{11}| < 1$ i $|S_{22}| < 1$ prikazana je na sl. 60. Na sl. 60a spojen je u seriju s bazom tranzistora otpor R_1 koji treba osigurati da impedancija gledana sa stezaljki tranzistora prema generatoru ne može poprimiti vrijednosti koje bi pale u iscrtani dio površine Smithova dijagrama. Minimalnu vrijednost otpora R_1 određuje kružnica normalizirane impedancije s konstantnim realnim dijelom koja tangira kružnicu stabilnosti. Analogno je na sl. 60b prikazana stabilizacija serijskim otporom R_2 u krugu kolektora tranzistora. Stabilizacija se u krugu kolektora može ostvariti i paralelnim otporom R_3 prema sl. 60c, uz uvjet da se dobije kružnica koja dira kružnicu stabilnosti, da prolazi točkom 0 Smithova dijagrama i da joj je središte na realnoj osi.



Sl. 60. Stabilizacija tranzistora otporom. a otpor R_1 u seriji s bazom tranzistora, b otpor R_2 u seriji s kolektorom tranzistora, c otpor R_3 paralelan s impedancijom opterećenja Z_T

U literaturi se susreću tri definicije pojačanja: prijenosno pojačanje (engl. transducer power gain), raspoloživo pojačanje (engl. available power gain) i pogonsko pojačanje (engl. operating power gain ili power gain). Prijenosno pojačanje G_T omjer je snage na realnom dijelu impedancije opterećenja i raspoložive snage izvora. Raspoloživa snaga izvora maksimalno je moguća snaga koja se može dobiti iz izvora, a to je moguće ako se na izvor priključi impedancija koja je konjugirano kompleksna s obzirom na unutrašnju impedanciju izvora. Raspoloživo pojačanje G_A omjer je raspoložive snage na izlazu pojačala i raspoložive snage izvora. Pogonsko pojačanje ili samo pojačanje G omjer je snage na realnom dijelu impedancije opterećenja i snage na ulazu pojačala. Prijenosno pojačanje ovisi o faktoru refleksije generatora Γ_G , faktoru refleksije opterećenja Γ_T i raspršnim parametrima $[S]$. Raspoloživo pojačanje ne ovisi o Γ_T , dok pogonsko pojačanje ne ovisi o Γ_G . Veze su između pojačanja

$$G_T \leq G_A, \quad (169)$$

gdje znak jednakosti vrijedi za konjugirano kompleksnu prilagodbu na strani opterećenja, i

$$G_T \leq G, \quad (170)$$

gdje znak jednakosti vrijedi za konjugirano kompleksnu prilagodbu na strani generatora.

Ako se istodobno izvrši konjugirano kompleksna prilagodba na strani generatora i opterećenja, dobiva se maksimalno raspoloživo pojačanje G_{\max} , što je moguće postići samo za potpuno stabilne tranzistore ($k > 1$). Iz dijagrama toka na sl. 56 i Masonova pravila može se izračunati prijenosno pojačanje:

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_T|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_G) (1 - S_{22} \Gamma_T) - S_{12} S_{21} \Gamma_G \Gamma_T|^2}, \quad (171)$$

raspoloživo pojačanje:

$$G_A = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |S_{21}|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_G|^2 (1 - |\Gamma_T|^2)}, \quad (172)$$

i pogonsko pojačanje:

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_T|^2)}{(1 - |\Gamma_G|^2) |1 - S_{22} \Gamma_T|^2}. \quad (173)$$

Vrlo se često u približnom proračunu zanemaruje koeficijent prijenosa u povratnom smjeru ($S_{12} = 0$), pa se dobiva jedno-smjerno prijenosno pojačanje (engl. unilateral transducer power gain):

$$G_{TU} = G_1 G_0 G_2, \quad (174)$$

gdje su

$$G_1 = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_G|^2}, \quad (175)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2, \quad (176)$$

$$G_2 = \frac{1 - |\Gamma_T|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_T|^2}. \quad (177)$$

Faktori G_1 i G_2 doprinose su ulazne, odnosno izlazne neprilagodbe ukupnom pojačanju. Za bezuvjetno stabilan tranzistor ($|S_{11}| < 1$, $|S_{22}| < 1$) uz $\Gamma_G = S_{11}^*$ faktor G_1 postiže maksimum:

$$G_{1\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}. \quad (178)$$

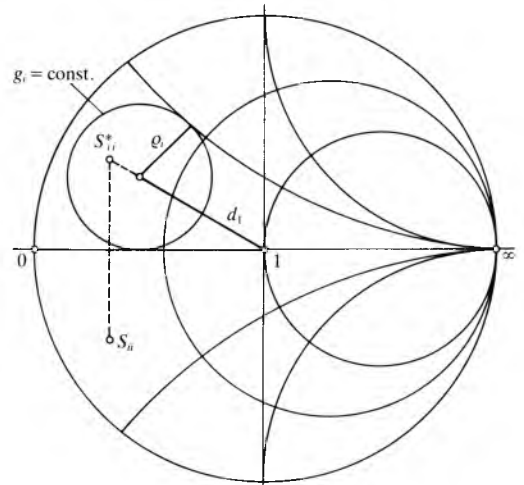
Analogno uz $\Gamma_T = S_{22}^*$ faktor G_2 ima maksimum:

$$G_{2\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}. \quad (179)$$

Prema tome je maksimalno jednosmjerno prijenosno pojačanje

$$G_{TU\max} = G_{1\max} G_0 G_{2\max}. \quad (180)$$

Iz jednadžbi (175) te (177) do (179) slijedi da zbog neprilagodbe faktori G_1 i G_2 (općenito G_i) mogu imati vrijednosti $0 \dots G_{i\max}$ ili u normiranom obliku $g_i = G_i / G_{i\max}$ vrijednosti



Sl. 61. Kružnica impedancija opterećenja u Smithovu dijagramu za koje se postiže stalno pojačanje

0...1. Impedancije generatora, odnosno opterećenja za koja se postiže konstantno pojačanje ($g_i = \text{const.}$) nalaze se u Smithovu dijagramu na kružnicama konstantnog pojačanja (sl. 61). Središta kružnica leže u točki

$$d_i = \frac{g_i}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)} \cdot S_{ii}^* \quad (181)$$

a njihovi su polumjeri:

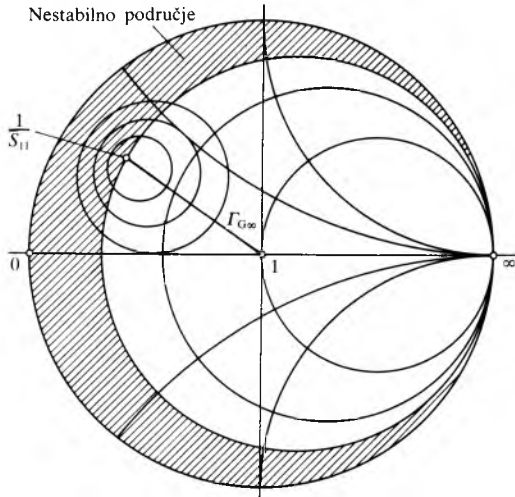
$$\rho_i = \frac{\sqrt{1 - g_i(1 - |S_{ii}|^2)}}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)} \quad (182)$$

Iz tih jednadžbi proizlazi da se središta svih kružnica nalaze na dužini koja spaja središte Smithova dijagrama (u kojem je $g_i = 0$) s točkom S_{11}^* (u kojoj je $g_i = 1$), a polumjeri im se smanjuju s povećanjem g_i . Impedancije generatora, odnosno opterećenja koje se nalaze unutar kružnice konstantnog pojačanja garantiraju pojačanje koje je jednako ili veće od pojačanja koje je određeno pripadnom kružnicom konstantnog pojačanja. Tako se mogu utvrditi potrebne vrijednosti impedancija generatora Γ_G , odnosno opterećenja Γ_T , kojima se postiže određeno pojačanje. To znači da sklopovi za prilagodbu M_1 i M_2 na sl. 58 moraju biti tako dimenzionirani da stvarne impedancije generatora Γ_G , odnosno opterećenja Γ_T transformiraju na potrebne veličine Γ_G i Γ_T . Za potencijalno nestabilan tranzistor ($|S_{11}| > 1$ ili $|S_{22}| > 1$, ili jedno i drugo), faktori G_i u jednadžbi (175), odnosno (177) mogu poprimiti beskonačno veliku vrijednost (oscilacije) za kritične vrijednosti faktora refleksije generatora $\Gamma_{G\infty}$, odnosno opterećenja $\Gamma_{T\infty}$. Te su kritične vrijednosti:

$$\Gamma_{G\infty} = \frac{1}{S_{11}} \quad (183)$$

$$\Gamma_{T\infty} = \frac{1}{S_{22}} \quad (184)$$

Realna komponenta impedancije generatora, odnosno opterećenja mora biti veća od one koja odgovara tim jednadžbama da bi se otklonila nestabilnost, dakle mora biti izvan iscrtanog područja na sl. 62.



Sl. 62. Kritična vrijednost faktora refleksije generatora $\Gamma_{G\infty}$ i pripadno nestabilno područje

Kad se ne može zanemariti djelovanje izlaza na ulaz tranzistora, dakle kad je $S_{12} \neq 0$, a tranzistor je potpuno stabilan, može se malo složenijim računom odrediti maksimalno pojačanje uz istodobno konjugirano kompleksnu prilagodbu na ulazu i izlazu. To pojačanje iznosi

$$G_{T\max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k - \sqrt{k^2 - 1}), \quad (185)$$

gdje je k faktor stabilnosti iz jednadžbe (167). Faktori

refleksije generatora $\Gamma_{G\max}$, i opterećenja $\Gamma_{T\max}$ moraju tada iznositi

$$\Gamma_{G\max} = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (186)$$

$$\Gamma_{T\max} = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (187)$$

gdje su

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D|^2, \quad (188)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D|^2, \quad (189)$$

$$C_1 = S_{11} - DS_{22}^*, \quad (190)$$

$$C_2 = S_{22} - DS_{11}^*. \quad (191)$$

Za sva pojačanja koja se razlikuju od $G_{T\max}$ i za uvjetno stabilne tranzistore proračuni se provode na temelju pogonskog pojačanja i kružnica konstantnog pojačanja.

Danas postoji niz programskih paketa pomoću kojih je moguće dimenzionirati pojačala i za širi frekvencijski opseg, jer i raspršni parametri i sklopovi za prilagodbu (M_1 i M_2 na sl. 58) ovise o frekvenciji. U neke se programske pakete unose izmjerene vrijednosti raspršnih parametara na pojedinim frekvencijama, a u druge su za mnoge tranzistore njihove ekvivalentne sheme već ugrađene. Koliko god su takvi programi vrlo korisni, ne mogu se dobro i potpuno iskoristiti ako se ne poznaju osnove mikrovalnih sklopova. Postoje i programski paketi koji ne daju samo dimenzije pojedinih sklopova, nego čak i maske za fotopostupak pomoću kojeg se izrađuju mikrovalni sklopovi u tehnici trakastih linija (slično tiskanim pločicama za niske frekvencije).

Za dimenzioniranje malošumnih pojačala važan je faktor šuma tranzistora. Osim o statičkoj radnoj točki tranzistora, faktor šuma ovisi o impedanciji generatora, odnosno o faktoru refleksije Γ_G . Faktor je šuma

$$F = F_0 + 4r_n \frac{|\Gamma_G - \Gamma_0|^2}{|1 + \Gamma_0|^2(1 - |\Gamma_G|^2)} \quad (192)$$

Postoji optimalna vrijednost faktora refleksije generatora $\Gamma_G = \Gamma_0$ kad je faktor šuma tranzistora minimalan, $F = F_0$. Koeficijent r_n konstanta je svojstvena tipu tranzistora. Parametri Γ_0 , F_0 i r_n mogu se mjerenjem utvrditi za bilo koji tranzistor, pa je jednadžba (192) jednoznačno definirana. Na temelju jednadžbe (192) mogu se u Smithovu dijagramu odrediti točke koje odgovaraju stalnom faktoru šuma, a one leže na kružnici. Prema tome, moguće je nacrtati kružnice konstantnog faktora šuma sa središtem u točkama

$$C_0 = \frac{1}{1 + A} \Gamma_0 \quad (193)$$

i s polumjerima

$$\rho_0 = \frac{\sqrt{A^2 + A(1 - |\Gamma_0|^2)}}{1 + A} \quad (194)$$

gdje veličina A ovisi o faktoru šuma F :

$$A = \frac{F - F_0}{r_n} |1 + \Gamma_0|^2 \quad (195)$$

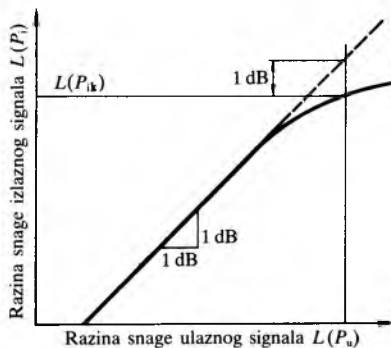
Iz dosad izloženog vidi se da je za određenu impedanciju generatora, tj. točku u Smithovu dijagramu, moguće na temelju obitelji kružnica konstantnog pojačanja i obitelji kružnica konstantnog faktora šuma utvrditi pojačanje i faktor šuma. Nažalost, točke se visokog pojačanja i niskog faktora šuma ne poklapaju, pa se postavlja pitanje kako izgraditi pojačalo sa što manjim šumom. Redovito se pojačalo sastoji od dva, tri ili čak više tranzistora vezanih u lanac (višestupanjsko pojačalo). Faktor šuma prvog tranzistora utječe najviše na ukupni faktor šuma, jer je na ulazu signal malen. Nakon

pojačanja u prvom tranzistoru signal je na ulazu drugog tranzistora veći, pa faktor šuma drugog tranzistora manje utječe na ukupni faktor šuma. Što je pojačanje veće, utjecaj je šuma drugog tranzistora manji. Sljedeći stupanj zbog pojačanja drugog stupnja još manje utječe na ukupni šum itd. Ako se pretpostavi da su svi stupnjevi identični, tj. s jednakim pojačanjem i faktorom šuma, može se za mnogo stupnjeva izvesti ukupni faktor šuma (F_{uk}), koji ovisi o pojačanju (G_1) i faktoru šuma (F_1) jednog od stupnjeva. Ukupni je faktor šuma

$$F_{uk} = 1 + \frac{F_1 - 1}{1 - \frac{1}{G_1}} \quad (196)$$

Prema tome, za parove vrijednosti F_1 i G_1 koji ovise o impedanciji generatora, odnosno izlaznoj impedanciji svakog stupnja, može se naći ukupan faktor šuma. Mijenjanjem te impedancije može se korak po korak odrediti minimalni ukupni faktor šuma.

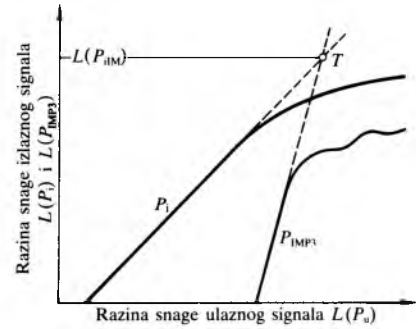
Svako pojačalo s prevelikom ulaznim signalom zalazi sve dublje u nelinearni režim rada, koji se očituje u smanjenju nazivnog pojačanja i izobličenju u obliku intermodulacijskih produkata. Ovisnost razine izlaznog signala o razini ulaznog signala prikazana je u logaritamskom mjerilu (u decibelima) na sl. 63. Vidi se da je za male ulazne signale razina izlaznog signala proporcionalna razini ulaznog signala. Za veće signale razina izlaznog signala sve sporije raste i pojačalo ulazi u područje zasićenja, pa se pojačanje smanjuje. Obično se kao karakteristična točka za pojačalo navodi razina izlaznog signala (P_{ik}) kad se pojavljuje smanjenje pojačanja za 1 dB u odnosu na pojačanje proporcionalno ulaznom signalu.



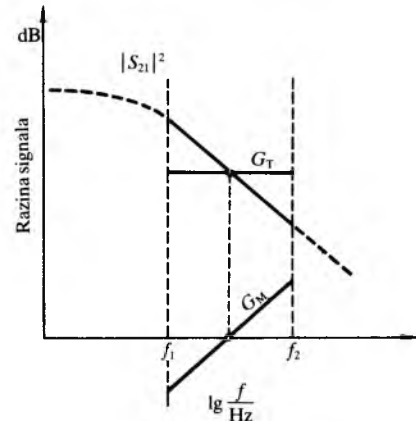
Sl. 63. Ovisnost razine izlaznog signala o razini ulaznog signala, kad se uzme u obzir linearni i nelinearni način rada pojačala

Drugi se oblik nelinearnosti pojavljuje zbog intermodulacijskih produkata koji nastaju kad se na ulazu pojačala pojave dva ili više signala. Zbog nelinearne karakteristike pojačala, posebno na višim razinama, dva sinusna signala bliskih frekvencija f_1 i f_2 daju na izlazu pojačala čitav niz novih komponenata u spektru. Ako se nelinearnost pojačala prikaže redom potencija do kubnog člana (viši članovi su obično zanemarivi), na izlazu se pojavljuju još signali s frekvencijama $2f_1$, $2f_2$, $f_1 \pm f_2$, $3f_1$, $3f_2$, $2f_1 \pm f_2$, $2f_2 \pm f_1$. U uskopojasnim pojačalima (koja se najčešće upotrebljavaju) opasne su komponente $2f_1 - f_2$ i $2f_2 - f_1$, jer su one bliske frekvencijama korisnih signala f_1 i f_2 . Te se komponente nazivaju *intermodulacijskim produktima trećeg reda* (IMP3) i njihova snaga raste brže uz jednaki porast ulaznog signala nego korisni signal. Na sl. 64 prikazana je ovisnost razina snaga izlaznog korisnog signala P_i i intermodulacijskog produkta trećeg reda P_{IMP3} o razini snage ulaznog signala P_u na frekvenciji f_1 , odnosno f_2 , jer se pretpostavljaju jednake snage obaju signala. Karakteristična veličina, koja prikazuje kvalitetu pojačala s obzirom na intermodulacijske produkte trećeg reda, jest presjecište T . To je sječište produljenih linearnih karakteristika (sl. 64), i njemu odgovara izlazna snaga P_{IM} .

U širokopojasnim pojačalima (pojačanje približno konstantno u pojasu frekvencija od f_1 do f_2) glavni je problem

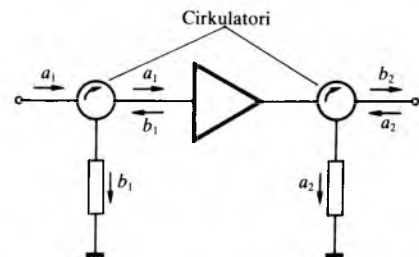


Sl. 64. Ovisnost razine izlaznog signala P_i i intermodulacijskog produkta trećeg reda P_{IMP3} pojačala o razini ulaznog signala



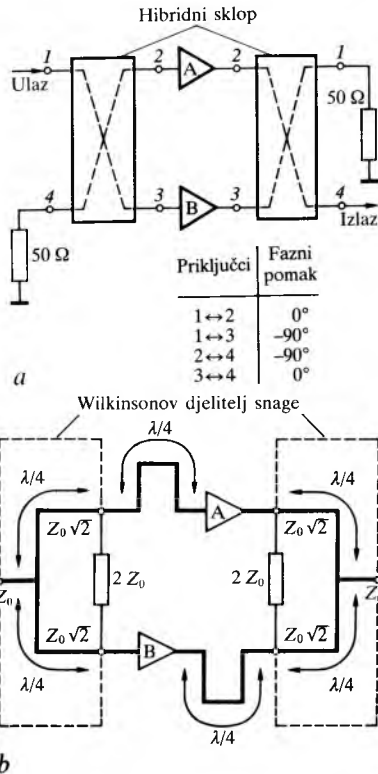
Sl. 65. Frekvencijske karakteristike koeficijenta prijenosa S_{21} , sklopa za prilagodbu G_M i prijenosnog pojačanja G_T za širokopojasno pojačalo

kako s porastom frekvencije kompenzirati pad koeficijenta prijenosa S_{21} (6 dB po oktavi). To se može načiniti tako da ulazni M_1 ili izlazni M_2 sklop za prilagodbu, ili oba, imaju takvu frekvencijsku karakteristiku da im se faktori G_1 ili G_2 , ili oba, sa smanjenjem frekvencije smanjuju (sl. 65). To znači da za niže frekvencije treba namjerno ostvariti veliku neprilagodbu. To bi pobudilo na ulazu ili na izlazu velike stojne valove, što je nedopustivo. Za pojačala s jednim tranzistorom tada se na ulaz i izlaz mora staviti feritni izolator ili cirkulator (sl. 66) da bi se prigušio reflektirani val. Vrlo se često upotrebljavaju balansna pojačala s dva tranzistora gotovo identičnih karakteristika. Ulazni se signal hibridnim spojem (sprežnik od 3 dB ili Langeov sprežnik) ili Wilkinsonovim djeliteljem snage (3 dB) razdijeli u dvije jednake grane, u kojima razlika u fazama signala na ulazu jednog i drugog tranzistora iznosi 90° . Signali reflektirani od jednog i drugog tranzistora na ulazu balansnog pojačala bit će zbog toga profuzni i jednake vrijednosti (uz identične tranzistore), pa se poništavaju. U idealnom slučaju omjer bi stojnih valova bio jedan, dakle bila bi postignuta potpuna prilagodba. Zbog malih odstupanja karakteristika tranzistora prilagodba je još uvijek vrlo dobra. Shema dvaju pojačala toga tipa prikazana je na sl. 67. Prednosti su takvih pojačala mnogostruke. Tranzistori u balansnom pojačalu mogu se projektirati za



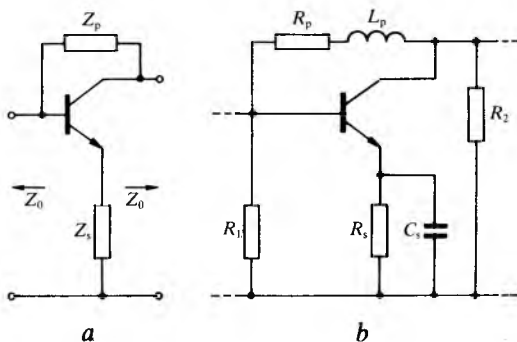
Sl. 66. Pojačalo s jednim tranzistorom i cirkulatorima za prigušenje reflektiranih valova

minimalni šum ili za konstantno pojačanje u širem frekvencijskom opsegu, bez obzira što će to pobuditi veliki faktor refleksije na pojedinom tranzistoru. Cijelo pojačalo ima visok stupanj stabilnosti, snaga mu je dvostruka u odnosu na pojačalo s jednim tranzistorom, a ako ispadne iz pogona jedan od tranzistora, pojačalo radi i dalje sa smanjenim pojačanjem. Dva ili više pojačala lako se vežu u lanac, jer su razdvojeni spreznicima i tako vrlo stabilni. Jedina im je mana što zahtijevaju dva tranzistora, veću istosmjernu snagu i nešto su većih dimenzija.



Sl. 67. Shema dvaju tipova balansnih pojačala s dva tranzistora gotovo identičnih karakteristika. *a* na ulazu i izlazu je hibridni spoj, *b* na ulazu i izlazu je Wilkinsonov djeljitelj snage (u granama tranzistora su četvrtvalni odsječci linije)

Povratna spreaga kod tranzistora služi za mijenjanje raspršnih parametara, što omogućuje širokopoljansko pojačanje i prilagodbu. Istodobno su karakteristike pojačala manje osjetljive na promjene raspršnih parametara koje imaju tranzistori istog tipa. Za širine pojasa veće od jedne dekade vrlo je teško izgraditi pojačalo samo s mrežama za prilagodbu, pa se redovito upotrebljava povratna spreaga koja omogućuje širine pojasa i veće od dvije dekade uz varijacije pojačanja koje nisu veće od 0,1 dB. Obično se upotrebljavaju serijske Z_s ili paralelne Z_p povratne sprege, ili obje, (sl. 68). Kad se



Sl. 68. Shema povratne sprege za mijenjanje raspršnih parametara mikrovalnih tranzistora. *a* serijska spreaga Z_s i paralelna spreaga Z_p , *b* spreaga s dodatnim reaktivnim elementima L_p i C_p radi sprečavanja pozitivne povratne sprege na višim frekvencijama

primijene obje sprege, minimalni se omjer stojnih valova na ulazu i izlazu dobiva uz uvjet da je $R_s R_p \approx Z_0^2$. Važno je uočiti da za niže frekvencije faza parametra S_{21} iznosi približno 180° i da se porastom frekvencije smanjuje. Uz čisti omski otpor na nižim frekvencijama spreaga je negativna, da bi na višim frekvencijama, kad faza od S_{21} postane manja od 90°, postala pozitivna. Da bi se to spriječilo, paralelna se spreaga izvodi sa serijskom induktivnošću L_p , a serijska spreaga s paralelnom kapacitetom C_s (sl. 68b).

Mikrovalni oscilatori služe za izravno generiranje snage u području vrlo visokih frekvencija, tzv. mikrovalova. Svi se oscilatori mogu svrstati u dvije osnovne skupine: oscilatori tipa četveropola i oscilatori tipa dvopola, što ovisi o aktivnom upotrijebljenom poluvodičkom elementu. U oscilatorima tipa četveropola nalaze se tranzistori, a u onima tipa dvopola diode (lavinska, Gunnova, Esakijeva). I jedni i drugi rade na zajedničkom principu, a to je postojanje negativne realne komponente impedancije na stezaljkama aktivnog poluvodičkog elementa, što znači da apsolutna vrijednost faktora refleksije mora biti veća od jedan. Impedancija opterećenja na kojoj se dobiva mikrovalna snaga nalazi se na izlaznim stezaljkama tranzistora, dok se pri upotrebi dioda nalazi upravo na njezinim stezaljkama.

Kao tranzistorske oscilatore poželjno je upotrijebiti tipove tranzistora koji su uvjetno stabilni. Impedancije se opterećenja odabiru tako da se nađu u Smithovu dijagramu u području gdje je apsolutna vrijednost ulaznog faktora refleksije veća od jedan (na sl. 59 neiscrtano područje). Ako je tranzistor potpuno stabilan, potrebno je ugraditi pozitivnu povratnu spreagu da bi se on načinio potencijalno nestabilnim. Budući da oscilatori rade u nelinearnom režimu, ni ulazna impedancija tranzistora Z_1 ni koeficijent refleksije ne ovise samo o frekvenciji, već i o amplitudi signala. S obzirom na stezaljke aktivnog poluvodičkog elementa nacrtana je shema na sl. 69. Uvjet je osciliranja

$$R_1(A_0, \omega_0) + R_T(\omega_0) = 0, \quad (197)$$

$$X_1(A_0, \omega_0) + X_T(\omega_0) = 0, \quad (198)$$

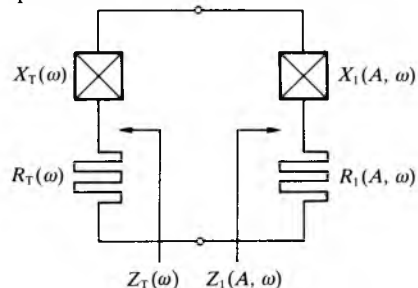
ali tako da u trenutku kad oscilacije započinju mora biti

$$R_1(A = 0, \omega) < -R_T. \quad (199)$$

S povećanjem amplitude može se uz R_1 i X_1 mijenjati i frekvencija dok se ne postigne stacionarno stanje s amplitudom A_0 i frekvencijom ω_0 , što ga određuju jednačbe (197) i (198). K. Kurokawa je pokazao da te dvije jednačbe nisu dovoljne, nego za stabilne oscilacije mora biti zadovoljena nejednačba

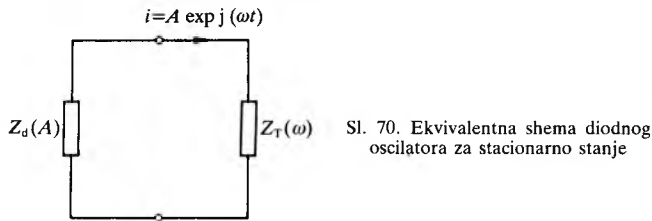
$$\left[\frac{\partial R_1(A, \omega)}{\partial A} \right]_{A=A_0} \cdot \left[\frac{\partial X_T(\omega)}{\partial \omega} \right]_{\omega=\omega_0} - \left[\frac{\partial X_1(A, \omega)}{\partial A} \right]_{A=A_0} \cdot \left[\frac{\partial R_T(\omega)}{\partial \omega} \right]_{\omega=\omega_0} > 0 \quad (200)$$

uz uvjet da se u blizini ω_0 pretpostavljaju zanemarivo male promjene impedancije $Z_1(A, \omega)$ u ovisnosti o frekvenciji. Dimenzioniranje elemenata tranzistorskog pojačala može se provesti konvencionalnim postupcima kao za niže frekvencije ili na principu maksimalne nestabilnosti na ulazu. Za unipo-



Sl. 69. Osnovna shema mikrovalnog oscilatora s diodom

larne tranzistore postoji postupak za dimenzioniranje oscilatora na maksimalnu snagu ako se zna prijenosno pojačanje za mali signal i izlazna snaga tranzistora kada on uđe u zasićeno područje. Postoji i postupak koji se osniva na mjerenju ulazne impedancije u režimu velikog signala uz optimalnu impedanciju opterećenja.



Sl. 70. Ekvivalentna shema diodnog oscilatora za stacionarno stanje

Diodni oscilatori mogu se također prikazati sklopom prema sl. 69 ako se u blizini frekvencije osciliranja frekvencijska zavisnost impedancije diode zanemaruje. Impedancija diode (Z_d), prema tome, samo je funkcija amplitude signala, pa je $Z_1(A, \omega) = Z_d(A)$. Sklop diodnog oscilatora prikazan je na sl. 70. Ako se razmatra samo stacionarno stanje, dakle i ako se ne uzmu u obzir prijelazne pojave kad počnu oscilacije, struja se može prikazati izrazom

$$i = A \exp(j \omega t). \quad (201)$$

Da bi se lakše rastumačio rad oscilatora pomoću grafičkog prikaza u kompleksnoj ravnini impedancija, nadomjestit će se impedancija diode impedancijom $\bar{Z}(A)$ tako da bude

$$\bar{Z}(A) = -Z_d(A). \quad (202)$$

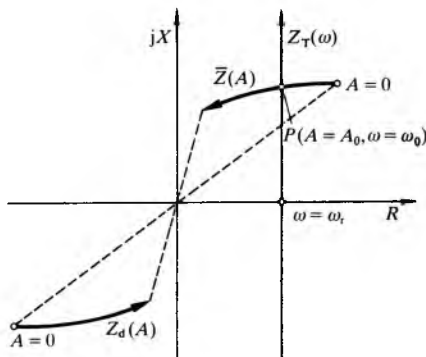
Kad sklop na sl. 70 oscilira, zbroj padova napona u krugu je nula, pa vrijedi

$$A \exp(j \omega t) [Z_T(\omega) - \bar{Z}(A)] = 0. \quad (203)$$

Budući da struja nije nula, rješenje glasi:

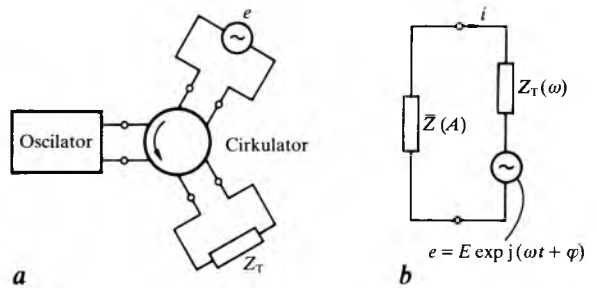
$$Z_T(\omega) = \bar{Z}(A). \quad (204)$$

Na sl. 71 prikazane su prilike u oscilatoru s lavinskom diodom u IMPATT modu, kad je opterećenje serijski titrajni krug. Krivulje $Z_d(A)$, odnosno $\bar{Z}(A)$ pokazuju kako se mijenja impedancija diode s promjenom amplitude struje (strelica označuje porast struje). Analogno tome krivulja $Z_T(\omega)$ pokazuje kako se mijenja impedancija opterećenja (serijski titrajni krug) s promjenom frekvencije (strelica pokazuje smjer porasta frekvencije). Stacionarno stanje prema jednadžbi (204) dobiva se kao sjecište krivulja impedancija. Amplituda A_0 određena je točkom P na krivulji $\bar{Z}(A)$, a frekvencija ω_0 također točkom P , ali na krivulji $Z_T(\omega)$.



Sl. 71. Krivulja impedancija lavinske diode u IMPATT modu $Z_d(A)$ i serijskog titrajnog kruga $Z_T(\omega)$ u kompleksnoj ravnini

Pomoću signala vrlo male snage (npr. za 30 dB manjom od snage oscilatora) i frekvencije vrlo blizu frekvenciji osciliranja moguća je sinkronizacija oscilatora, tj. *povlačenje* oscilatora na frekvenciju vanjskog izvora. To se može načiniti prema sl. 72a uvođenjem vanjskog signala u krug oscilatora



Sl. 72. Sinkronizacija oscilatora povlačenjem na frekvenciju vanjskog izvora. a) uključivanje vanjskog signala u krug oscilatora pomoću cirkulatora, b) ekvivalentna električna shema sinkroniziranog oscilatora

pomoću cirkulatora koji sprečava povratno djelovanje oscilatora na vanjski izvor e . Cirkulator je, naime, sklop koji propušta signal samo u smjeru strelice. Ekvivalentna shema sinkroniziranog oscilatora prikazana je na sl. 72b. Jednadžba analogna jednadžbi (203) glasi:

$$A \exp(j \omega t) [Z_T(\omega) - \bar{Z}(A)] = E \exp[j(\omega t + \varphi)], \quad (205)$$

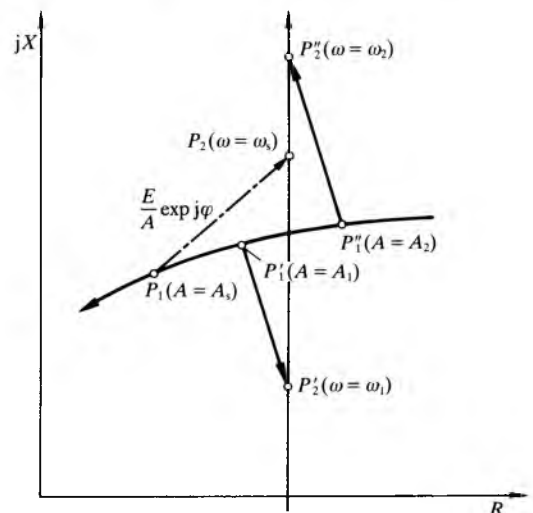
gdje je φ kut između vanjskog izvora i struje u oscilatoru. Rješenje je te jednadžbe

$$Z_T(\omega_s) = \bar{Z}(A_s) + \frac{E}{A_s} \exp(j \varphi), \quad (206)$$

što je grafički prikazano na sl. 73. Točka P_1 na krivulji impedancije $\bar{Z}(A)$ određuje amplitudu A_s , a točka P_2 na krivulji $Z_T(\omega)$ frekvenciju ω_s sinkroniziranog oscilatora. Na sl. 73 sve su promjene nacrtane znatno uvećane, dok su stvarne promjene mnogo manje, te se može uzeti da je $A_s \approx A_0$, pa je dužina P_1P_2 konstantna i ne ovisi o frekvenciji vanjskog izvora. Drugi pribrojnik na desnoj strani jednadžbe (206) kompleksna je veličina kojoj hvatište P_1 mora uvijek ležati na krivulji $\bar{Z}(A)$, a vrh P_2 na krivulji $Z_T(\omega)$. Budući da je njezina apsolutna vrijednost konstantna ($P_1P_2 = P'_1P'_2 = P''_1P''_2$), najniža je frekvencija koja se može još postići ω_1 (točka P'_2), a najviša ω_2 (točka P''_2). Dakle, područje u kojemu je moguće sinkronizirati oscilator nalazi se između frekvencija $\omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega_m$ i $\omega_2 = \omega_0 + \Delta\omega_m$, koje su zbog malena vanjskog signala simetrične s obzirom na ω_0 . Maksimalna frekvencija povlačenja $\Delta\omega_m$ iznosi

$$\Delta\omega_m = \frac{\omega_0}{Q_v} \cdot \frac{1}{\sin \vartheta} \sqrt{\frac{P_s}{P_0}}, \quad (207)$$

gdje su P_0 i ω_0 snaga i frekvencija slobodnog oscilatora, P_s snaga vanjskog signala, Q_v faktor kvalitete vanjskog kruga (u razmatranom slučaju serijski titrajni krug), a ϑ kut između tangenata krivulja $\bar{Z}(A)$ i $Z_T(\omega)$ u njihovu sjecištu.

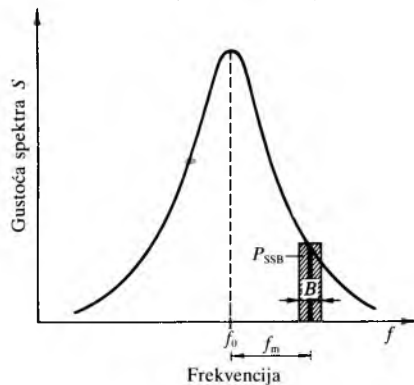


Sl. 73. Tumačenje sinkronizacije oscilatora pomoću krivulja impedancija u području povlačenja između frekvencija ω_1 i ω_2

Signal bilo kojeg oscilatora, bez obzira na aktivni element i pasivni sklop, može se izraziti jednadžbom

$$\vartheta(t) = A(t)\sin[\omega_0 T + \varphi(t)]. \quad (208)$$

Uvijek, naime, postoje makar i neznatne promjene amplitude $A(t)$ i faze $\varphi(t)$ signala s vremenom. Fluktuacije amplitude oko nominalne vrijednosti nazivaju se amplitudnim (AM) šumom, a fluktuacije faze faznim šumom. Budući da derivacija faze po vremenu predstavlja frekvenciju, može se nestabilnost faze oscilatora izraziti i fluktuacijom frekvencije kao frekvencijski (FM) šum. Prema tome, signal oscilatora može se shvatiti kao val nosilac frekvencije f_0 koji je istodobno amplitudno i frekvencijski moduliran. Spektar snaga takva signala ima oblik zvonolike krivulje (sl. 74). Spektralna čistoća oscilatora prikazuje se kao omjer P_{SSB}/P_0 (obično izražen u decibelima) u ovisnosti o f_m . P_{SSB} je snaga u bočnom pojasu širine B (najčešće 1 Hz) na frekvenciji pomaknutoj za f_m od nominalne frekvencije oscilatora f_0 , dok je P_0 ukupna



Sl. 74. Primjer frekvencijske ovisnosti spektralne gustoće snage mikrovalnog oscilatora

snaga oscilatora. Na temelju spektra ne može se zaključiti koliki je udio amplitudnog i frekvencijskog šuma. Iz oblika spektra snaga mogu se izvesti samo kvalitativni zaključci, dok bi trebalo posebno mjeriti amplitudni i frekvencijski šum. Ako je spektar simetričan s obzirom na f_0 , može postojati i amplitudni i frekvencijski šum u bilo kojem omjeru, ali između njih nema korelacije. Ako postoji korelacija između tih šumova, spektralna je krivulja asimetrična. U nekim tipovima oscilatora (npr. lavinska dioda u IMPATT modu) razina je frekvencijskog šuma mnogo veća (30...50 dB) od amplitudnog šuma, tako da se amplitudni šum može zanemariti. Tada se iz spektra snaga može odrediti efektivna devijacija (Δf_{ef}) frekvencijskog šuma, koja iznosi

$$\Delta f_{ef}^2 = 2f_m^2 \frac{P_{SSB}}{P_0}. \quad (209)$$

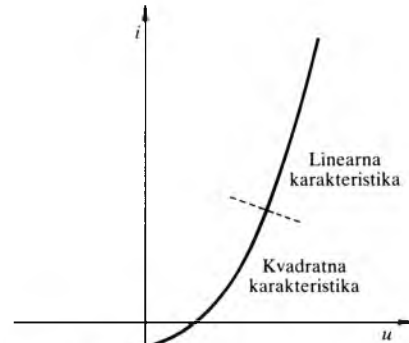
Ako se pogleda spektar sinkroniziranog oscilatora, za malo će povlačenje njegova čistoća biti gotovo identična čistoći vanjskog signala, neovisno o spektru oscilatora dok on slobodno oscilira. Ako npr. dominira frekvencijski šum, efektivna će devijacija (Δf_{ef}) sinkroniziranog oscilatora iznositi

$$\Delta f_{ef}^2 = \frac{\Delta f_{Sef}^2 + \Delta f_{ef}^2 \left(\frac{f_m}{\Delta f_m}\right)^2}{1 + \left(\frac{f_m}{\Delta f_m}\right)^2}, \quad (210)$$

gdje su Δf_{Sef} efektivna devijacija vanjskog signala, a Δf_m maksimalna frekvencija povlačenja.

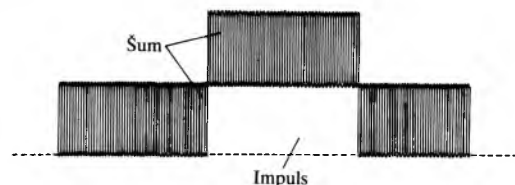
Detektori i mješači. Detektor je sklop koji može registrirati amplitudu mikrovalnog signala i u suštini je izveden kao ispravljač. Ovisnost struje o naponu točkaste diode prikazana je na sl. 75. U području malih napona struja je proporcionalna kvadratu napona, što znači da je izlaz detektora proporcionalan snazi ulaznog signala. Prema tome, za male napone detektor može poslužiti za direktno registriranje ulazne snage

signala. Za veće napone karakteristika je praktički pravac i detekcija je linearna, pa je izlazna struja proporcionalna ulaznom naponu. Osjetljivost je detektora definirana minimalnim signalom koji se još može registrirati. Ona ovisi o snazi šuma. Obično se u mikrovalnom području osjetljivost detektora izražava *tangencijalnom osjetljivošću* koja se dobiva mjerenjem. Subjektivni faktor pri mjerenju vrlo je velik.



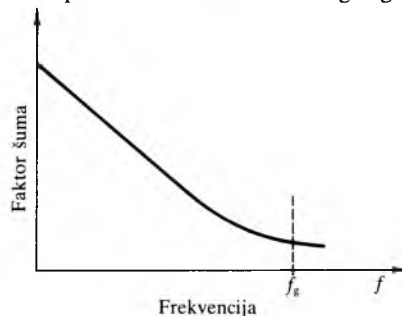
Sl. 75. Kvalitativni prikaz ovisnosti struje točkaste diode o naponu

Dokazano je, međutim, da postoji vrlo velika korelacija između rezultata mjerenja različitih promatrača, pa su ta definicija i mjerenje osjetljivosti općenito prihvaćeni. Mjeri se na detektoru iza kojeg slijedi niskofrekvencijsko pojačalo definirane širine pojasa B , kojemu se izlazni signal priključuje na osciloskop. Na ulaz detektora priključi se impulsno modulirani mikrovalni izvor kojemu se zna snaga za vrijeme trajanja impulsa. Detektirani se signal promatra na osciloskopu (sl. 76), a snaga se mikrovalnog signala smanjuje sve dok se gornji rub signala šuma, kad nema mikrovalnog impulsa, ne poklopi s donjim rubom, kad on postoji. Snaga ulaznog mikrovalnog signala tada se označuje kao tangencijalna osjetljivost i uz $B = 1$ MHz iznosi obično od -55 do -60 dB (re 1 mW), tj. decibel u odnosu na jedan milivat, što se često neispravno označuje sa dBm. S promjenom širine pojasa B niskofrekvencijskog pojačala tangencijalna se osjetljivost mijenja proporcionalno s B , pa se uvijek mora navesti širina pojasa za koju je izvršeno mjerenje.



Sl. 76. Slika detektiranog signala na osciloskopu u trenutku određivanja tangencijalne osjetljivosti detektora u mikrovalnom području

Frekvencijska karakteristika faktora šuma svih dioda kvalitativno izgleda kao na sl. 77, što znači da je faktor šuma na niskim frekvencijama velik i da se smanjuje s porastom frekvencije, da bi iznad granične frekvencije f_g (između 1 i 10 MHz) ostao praktički konstantan. Zbog toga što je faktor

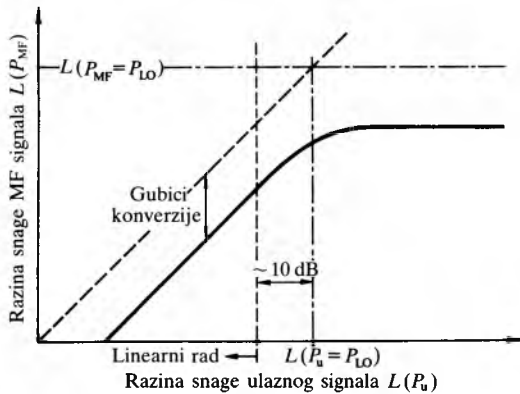


Sl. 77. Kvalitativni prikaz ovisnosti faktora šuma diode o frekvenciji

šuma na niskim frekvencijama nekoliko desetaka decibela veći nego na višim frekvencijama, u mikrovalnim se prijamnicima upotrebljavaju mješači (superheterodinski princip, v. *Elektronika, uređaji. Prijemnici*, TE 4, str. 593) koji znatno povećavaju osjetljivost prijamnika (30 do 40 dB). Naime, mješačima se signali s mikrovalnih frekvencija prebacuju na međufrekvenciju (veću od f_g), zatim pojačavaju i tek tada detektiraju kad im je snaga mnogo veća od šuma detektora. Na diodu mješača dovodi se signal lokalnog oscilatora, pa njegov ritam mijenja vodljivost diode. Kad se pojavi signal na ulaznoj frekvenciji, zbog promjene vodljivosti diode u ritmu lokalnog oscilatora struja će na izlazu sadržavati sve moguće kombinacije frekvencija:

$$\omega = m\omega_0 \pm n\omega_s, \quad (211)$$

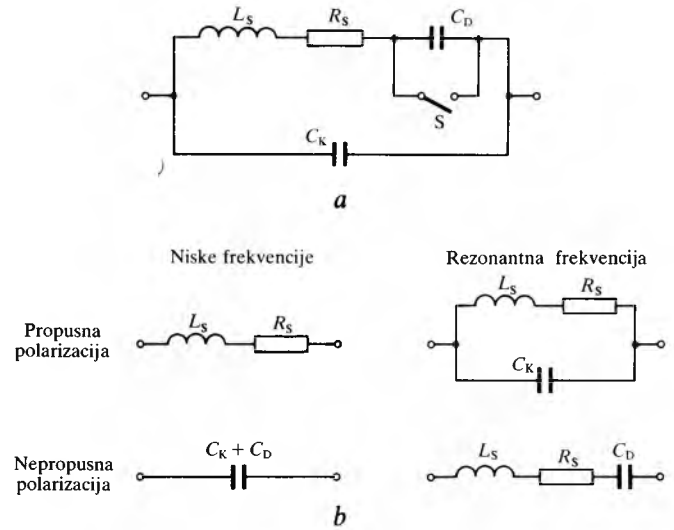
gdje su m i n cijeli brojevi, ω_0 frekvencija lokalnog oscilatora, a ω_s frekvencija ulaznog signala. Izlazni je signal na frekvenciji $\omega_0 - \omega_s$ najveći, pa ta frekvencija služi kao međufrekvencija. Prikladnim uskopojasnim filtrima izdvaja se i dalje pojačava samo signal međufrekvencije. Mješač, dakle, služi za konverziju od frekvencije ulaznog signala na međufrekvenciju. Diodni mješači mogu biti obični (s jednom diodom), jednostruko balansirani (s dvije diode) i dvostruko balansirani (sa četiri diode). U jednostruko balansiranim mješačima krug lokalnog oscilatora ne djeluje na ulazni krug i obratno. U dvostruko balansiranom mješaču ni ulazni krug, ni krug lokalnog oscilatora, ni izlazni krug ne mogu djelovati jedan na drugoga. Razina snage izlaznog signala $L(P_{MF})$, koji se vodi na međufrekvencijsko pojačanje, proporcionalna je razini snage ulaznog signala $L(P_u)$ (sl. 78), ali je krivulja ovisnosti prema idealiziranom pravcu pomaknuta paralelno prema dolje za gubitke konverzije (~ 7 dB). Kad se snaga ulaznog signala približava snazi lokalnog oscilatora $L(P_{LO})$, mješač ulazi u područje zasićenja i postaje nelinearan. Zbog toga je maksimalno dopuštena razina ulazne snage približno za 10 dB manja od $L(P_{LO})$. Kako se rad mješača osniva na nelinearnoj karakteristici diode, nastaje mnogo intermodulacijskih produkata. Najopasniji su, kao i za pojačala, oni trećeg reda i njihova je karakteristika analogna onoj na sl. 64. Umjesto dioda mogu se u mješačima upotrijebiti i tranzistori, a tada se izlazni signali odmah i pojačavaju.



Sl. 78. Prikaz ovisnosti razine izlazne snage $L(P_{MF})$ mješača o razini snage ulaznog mikrovalnog signala $L(P_u)$

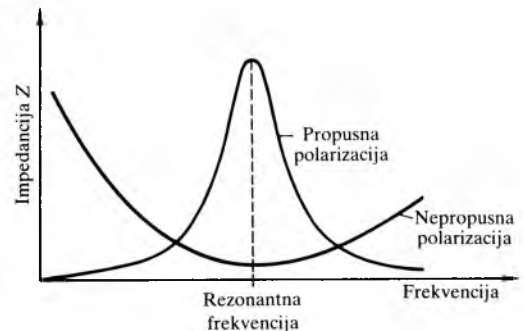
Sklopovi s PIN-diodama. PIN-dioda, za razliku od obične diode s PN-prijelazom, ima između slojeva P i N intrinzični sloj (v. *Poluvodiči*, TE 10, str. 639). Takva dioda može za signale iznad određene granične frekvencije poslužiti kao promjenljivi otpor, koji se može mijenjati od nekoliko oma pa do više kilooma, već prema istosmjernoj komponenti struje kroz diodu. Zbog kućišta i poluvodičkog materijala ekvivalentna je shema diode složena te sadrži i niz reaktivnih komponenata koje treba uzeti u obzir kad se dimenzioniraju neke vrste sklopova.

Najčešće se PIN-diode upotrebljavaju kao sklopke s dva stanja, kao vrlo niska ili vrlo visoka impedancija. Pojednostavnjena ekvivalentna shema takve diode vidi se na sl. 79a. Kad je dioda polarizirana u propusnom smjeru, sklopka S je



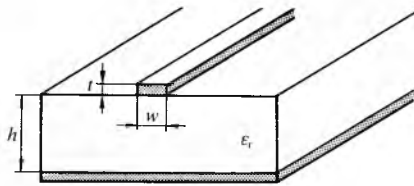
Sl. 79. Ekvivalentne sheme PIN-diode. a) pojednostavnjena ekvivalentna shema, b) nadomjesne sheme za propusnu i nepropusnu polarizaciju za različite frekvencije

zatvorena, dok je za nepropusnu polarizaciju otvorena. Nadomjesne sheme diode za niske frekvencije i prve rezonantne frekvencije vide se na sl. 79b. Kad je $C_D = C_K$, rezonantna je frekvencija jednaka za propusnu i nepropusnu polarizaciju, uz uvjet da se impedancija diode ponaša kao za paralelni, odnosno za serijski titrajni krug, dakle kao vrlo visoka ili kao niska impedancija (sl. 80). Dodavanjem induktivnosti ili kapaciteta u seriju ili paralelno s diodom dobivaju se složenije sheme s drugačijim rasporedom rezonantnih frekvencija. Osnovni je cilj svih shema da se pri istoj frekvenciji promjenom polarizacije postigne skok s niske na visoku impedanciju, ili obratno. PIN-diode se stavljaju u seriju ili paralelno s linijama (koaksijalni ili trakasti vod, valovod) tako da propuštaju (malo gušenje) ili ne propuštaju (veliko gušenje) mikrovalni signal. Ako se struja kroz diodu mijenja kontinuirano, može se postići i kontinuirana promjena gušenja. Dakle, sklopovi s PIN-diodama mogu poslužiti kao kontinuirani ili skokoviti oslabljivači (atenuatori), ali i kao zakretači faze, jer mogu uključivati i isključivati sekcije linija različitih duljina.



Sl. 80. Frekvencijske karakteristike impedancije diode uz propusnu i nepropusnu polarizaciju

Tehnika trakastih linija. U suvremenim mikrovalnim sklopovima upotrebljavaju se trakaste linije koje se mogu jednostavno proizvoditi tehnikom tiskanih sklopova (v. *Poluvodiči*, TE 10, str. 638). Spojevi između elemenata sklopova (otpori, kondenzatori, diode, tranzistori itd.) i odsječaka linija vrlo se lako ostvaruju lemljenjem. Reproducibilnost je mnogih sklopova istih karakteristika velika, jer se mogu proizvoditi automatiziranim postupkom. Postoji nekoliko tipova trakastih linija, ali najširu primjenu imaju nesimetrične trakaste linije (sl. 81). One se sastoje od vodljive trake koja je slojem dielektrika odvojena od vodljive osnove. Tipični su dielektrični materijali: duroid (relativna dielektričnost $\epsilon_r = 2,56$), kremen ($\epsilon_r = 3,78$), aluminij-hidroksid (alumina;



Sl. 81. Nesimetrična trakasta linija; iscrtano su označene vodljiva traka i vodljiva podloga koje su odvojene dielektričnim supstratom dielektričnosti ϵ_r

$\epsilon_r = 9,7$), politetrafluoretilen (teflon) ojačan staklenim vlaknima ($\epsilon_r = 2,17 \dots 2,32$) i silicij ($\epsilon_r = 11,7$). Elektromagnetski se val ne širi samo dielektrikom nego i zrakom. Zbog toga električno i magnetsko polje nisu potpuno okomiti na smjer širenja, pa se takav tip širenja naziva kvazi TEM modom. Fazna je brzina uzduž linije

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (212)$$

gdje je c brzina svjetlosti ($3 \cdot 10^8$ m/s), a ϵ_{ef} efektivna dielektričnost koja se razlikuje od stvarne dielektričnosti materijala, jer ovisi još o debljini dielektrika i širini vodljive trake. Karakteristična je impedancija

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C}, \quad (213)$$

gdje je C kapacitet po duljini linije. Valna je duljina u smjeru širenja uzduž linije

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (214)$$

gdje je λ_0 duljina u slobodnom prostoru. Da bi se odredila karakteristična impedancija i valna duljina, potrebno je odrediti C i ϵ_{ef} . Za izračunavanje tih veličina postoji niz aproksimativnih jednadžbi. Te jednadžbe vrijede za niže frekvencije za koje se može pretpostaviti širenje kvazi TEM modom. Za više frekvencije Z_0 i ϵ_{ef} ovisе o frekvenciji, pa asimetrična trakasta linija postaje disperzivna. Fazna se brzina smanjuje s porastom frekvencije, pa se ϵ_{ef} povećava, a također i karakteristična impedancija. Granična frekvencija ispod koje se može zanemariti disperzija je

$$f_0 = \sqrt{\frac{Z_0}{h \sqrt{\epsilon_r - 1}}}. \quad (215)$$

Granična frekvencija utvrđena je numerički na temelju grafičkog prikaza ovisnosti fazne brzine o frekvenciji u logaritamskom mjerilu. Iz jednadžbe (215) vidi se da linije s većom karakterističnom impedancijom imaju i višu graničnu frekvenciju. Za kraće odsječke linija gušenje se može zanemariti ako ti odsječci ne čine rezonantne sklopove kojima treba odrediti faktor kvalitete. Konstanta gušenja ovisi o dimenzijama linije, električnim svojstvima dielektričnog materijala i vodiča, te o frekvenciji. Jednadžbe kojima se određuje konstanta gušenja su složene i vrijede za određene omjere širine trake w prema visini h dielektričnog sloja. Za asimetričnu trakastu liniju karakteristično je da postoje i gubici zbog zračenja. Prikladnim dimenzijama vodljive trake mogu se ti gubici namjerno povećati, a to znači da takvi odsječci linija djelotvorno zrače, dakle da se mogu iskoristiti i kao antene. U mikrovalnim sklopovima odsječci se linija upotrebljavaju za transformacije impedancija, i to kao serijske i kratkospojene ili otvorene paralelne linije. Zbog ograničenja u izboru dielektričnosti i debljini postojećih dielektričnih materijala te nemogućnosti izradbe dovoljno uske ili dovoljno široke (širina mora biti manja od duljine) vodljive trake, karakteristične su impedancije linija $10 \dots 200 \Omega$.

LIT.: F. Fabri, Microwave Radio Link Design. Telettra S.p.A., Milano 1962. – F. H. Lange, Korelationselektronik. VEB Verlag, Berlin 1962. – M. R. Reed, Ultra High-Frequency Propagation. Boston Technical Publishers, Inc.,

Lexington 1964. – P. F. Panter, Modulation, Noise and Spectral Analysis. McGraw-Hill, New York 1965. – A. B. Carlson, Communication Systems. McGraw-Hill, New York 1968. – J. S. Stojanović, Osnovi telekomunikacije. Građevinska knjiga, Beograd 1973. – G. S. Hobson, The Gunn Effect. Clarendon Press, Oxford 1974. – W. C. Jakes, Microwave Mobil Communications. J. Wiley and Sons, New York 1974. – C. Carson, High-Frequency Amplifiers. Wiley-Interscience, New York 1975. – W. G. Duff, A Handbook on Mobile Communications. Don White Consultants, Germantown 1976. – R. V. Garver, Microwave Diode Control Devices. ARTECH House, Dedham 1976. – K. Heime, Laufzeit-Dioden. R. Oldenburg, München 1976. – G. Mathaei, L. Young, E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures. ARTECH House, Dedham 1980. – E. Zentner, Radiokomunikacije. Školska knjiga, Zagreb 1980. – W. Harth, M. Claassen, Aktive Microwellendioden. Springer, Berlin 1981. – M. C. Y. Lee, Mobile Communications Engineering. McGraw-Hill, New York 1982. – G. D. Vendelin, Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method. J. Wiley and Sons, New York 1982. – G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design. Prentice-Hall, New Jersey 1984. – G. Lukatela, Digitalne telekomunikacije. Građevinska knjiga, Beograd 1984. – Ch. Gentili, Microwave Amplifiers and Oscillators. North Oxford Academic Publishers, London 1986. – Z. Smrčić, Mikrovalna elektronika, Školska knjiga, Zagreb 1986.

E. Zentner

TELEKOMUNIKACIJE, SATELITSKE, I RADIOASTRONOMIJA, radiokomunikacije s objektima dovedenim u prostor izvan Zemljine atmosfere, kao što su umjetni sateliti, svemirski brodovi i sonde, te s objektima u Sunčevu sustavu i izvan njega koji zrače radiovalove. To se drugo područje odnosi na radioastronomiju, pasivno komuniciranje koje se ubraja u radiokomunikacije zbog postupaka i uređaja sličnih onima za satelitske radiokomunikacije. Pasivne su radiokomunikacije i satelitska daljinska istraživanja Zemlje i satelitska meteorologija.

SATELITSKE RADIOKOMUNIKACIJE

Razvoj raketne i mikrovalne tehnike omogućio je dovođenje različitih umjetnih satelita u putanju oko Zemlje. Tako su se oni počeli primjenjivati i u radiokomunikacijama i u stvaranju brojnih satelitskih radiokomunikacijskih službi.

Već su se prvi umjetni sateliti (v. *Sateliti, umjetni Zemljini*) mogli pratiti samo jednosmjernim komuniciranjem radiovalovima. Rješenjem mnogih problema počeli su se graditi veći sateliti koji su mogli preuzeti opremu prilagođenu potrebama za posredovanje u dvosmjernim vezama. Tome su se pridružili i sateliti koji sami sakupljaju informacije i šalju ih radiovalovima na Zemlju. Zračena snaga satelita dovoljno je velika da omogući prijam pomoću jednostavnijih uređaja, s antenama malenih izmjera. To se odnosi u prvom redu na prijam radiodifuzijskog programa (v. *Elektronika, uređaji*, TE 4, str. 690, v. *Sateliti, umjetni Zemljini*) ili na dvosmjerne radioveze s brodovima.

Kao što je to općenito u radiokomunikacijama, i u satelitskim je komunikacijama mjerilo za uspješnost komuniciranja rezultat bilance radiokomunikacijske veze. To je odnos pozitivnih i negativnih činilaca koji označuju dijelove sustava, dakle uređaje i sredstvo u kojem se radiovalovi šire.

Pri vezama s objektima izvan Zemlje radiovalovi se rasprostiru dijelom u Zemljinoj atmosferi, a pretežno u slobodnom prostoru. Niži dio atmosfere uzrokuje gubitke koji se mijenjaju s promjenama prilika u tom dijelu sredstva, s frekvencijom i s kutom pod kojim se s mjesta prijama vidi satelit. Gubici se, po vrijednosti i udjelu vremena, uzimaju u obzir na način dan međunarodnim preporukama, posebnim za pojedine službe (v. *Telekomunikacije, radiokomunikacije*). Za frekvencije niže od $\sim 2,5$ GHz, na rasprostiranje radiovalova utječu i pojave u ionosferi. To su lom, Faradayevo zakretanje ravnine polarizacije, promjene amplitude, faze, polarizacije i upadnog kuta radiosignalâ koji prolaze kroz ionosferu te apsorpcija u ionosferi.

Prostiranje radiovalova u slobodnom prostoru popraćeno je gubitkom ili gušenjem. Gušenje je jednoznačno određeno