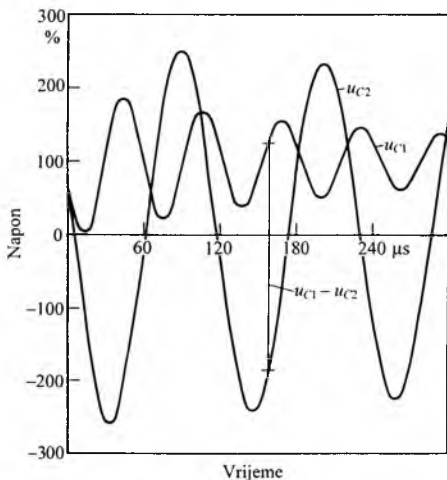


Slika 64 pokazuje napon na sekundarnoj strani transformatora, napon na prigušnici i njihovu razliku koja se pojavljuje na kontaktima prekidača, pri prekidu struje prije prolaska kroz nulu. Za razliku od atmosferskog prenapona koji dolazi izvana, sklopni prenapon nastaje u transformatoru, prigušnici i ostalim dijelovima mreže, ponajviše zbog viška magnetske energije u strujnom krugu. Zbog toga sklopni napon manje ugrožava unutrašnju izolaciju transformatora i prigušnice, a češće uzrokuje preskoke prema masi i uzemljenim dijelovima. Frekvencija sklopnog prenapona ovisi o parametrima strujnih krugova u kojima prenapon nastaje. Najčešće se susreću vrijednosti od nekoliko desetaka kiloherca.



Sl. 64. Sklopni prenaponi na sekundarnoj strani transformatora ( $u_{C2}$ ), na prigušnici ( $u_{C1}$ ) i na prekidaču nakon isključenja prigušnice ( $u_{C1} - u_{C2}$ )

Provjera otpornosti na sklopne prenapone predviđa se, u skladu s normom IEC (76-3), samo za transformatore najvišeg napona opreme  $U_{\max} \geq 300$  kV, ako se to ugovori prilikom naručivanja transformatora. Oblik je ispitnog vala normiran kao i atmosferski ispitni val s trajanjem čela vala  $\tau_1$  od 250  $\mu$ s i hrpta vala  $\tau_2$  od 2 000  $\mu$ s. Iznos podnosive vrijednosti sklopnog napona odabire se u skladu s najvišim naponom opreme prema normama IEC. Tako se, npr., transformator građen za najviši napon opreme  $U_{\max} = 420$  kV ispituje podnosivim sklopnim naponom od 950 kV ili 1 050 kV, već prema dogovoru između kupca i proizvođača. Niža se razina može izabrati samo ako je transformator djelotvorno zaštićen odvodnicima prenapona.

Ispitivanje podnosivim udarnim naponima (atmosferskim i sklopnim) provodi se u visokonaponskim ispitnim stanicama pomoću udarnoga generatora.

LIT.: L. F. Blum, Transformer Engineering. John Wiley and Sons, New York 1951. – M. Vidmar, Die Transformatoren. Verlag Birkhauser, Basel 1956. – M. I. T. Staff, Magnetic Circuits and Transformers. Cambridge, Massachusetts 1965. – E. Slamecka, Schaltvorgänge in Hoch- und Niederspannungsnetzen. Siemens AG, Berlin 1972. – T. Bosanac, Teoretska elektrotehnika. Tehnička knjiga, Zagreb 1973. – E. Jezierski, Transformatory. WNT, Warszawa 1975. – A. Dynkov, Transformer Design. Mir Publishers, Moscow 1975. – B. Hochart, Power Transformer Handbook. Butterworths, London 1987. – A. Dolenc, Transformatori. Sveučilište u Zagrebu, Zagreb 1991.

T. Kelemen

**TRANSFORMATOR IMPEDANCIJE** ili mreža za transformaciju impedancije, četveropolni sklop za pretvorbu impedancije trošila u impedanciju koja će biti najpovoljnija za određenu vrstu primjene (v. *Elektrotehnika*, TE 5, str. 135). Transformatori impedancije služe za međusobno prilagođavanje električnih izvora, vodova, sklopova i trošila, pa se često upotrebljavaju u visokofrekvencijskoj tehnici. Oni se većinom bitno razlikuju od energetske transformatora (v. *Transformator*). Pri pri-

jenosu signala u pojedinim se primjenama osobita pozornost daje kojem od sljedećih uvjeta: prijenosu snage, smanjenju refleksije, smanjenju šuma, širini frekvencijskog pojasa i dr.

Neki transformatori impedancije uz osnovnu funkciju obavljaju i tzv. simetriranje, tj. prilagođuju nesimetrične izvore, vodove, sklopove i trošila na simetrične, ili obratno, simetrične na nesimetrične.

Kao transformatori impedancije upotrebljavaju se sklopovi zavojnica, kondenzatora i otpornika, vodovi određenih impedancija i duljina te posebni spojni elementi valovoda.

**Temeljna svojstva transformatora impedancije.** Za najveći prijenos snage impedanciju trošila valja pretvoriti u impedanciju koja je s obzirom na impedanciju generatora konjugirano kompleksna. Snaga koja se pritom predaje trošilu jest *raspoloživa snaga* generatora. Za prijenos bez refleksije impedancije trošila i generatora moraju biti jednake, a za prijenos s minimalnim šumom u pojačalima impedancija generatora treba biti jednaka najboljoj impedanciji za šum s kojom treba zaključiti ulaz pojačala. Ta je impedancija svojstvena svakom pojačalu. Osim pretvorbe impedancije, važno su svojstvo mreža za transformaciju maleni gubitci pri prijenosu i frekvencijski opseg. Frekvencijski se opseg definira prema vrsti primjene. Širina pojasa za snagu određena je donjom i gornjom graničnom frekvencijom pri kojoj se transformirana impedancija toliko promijeni da je snaga koju ona troši jednaka polovici raspoložive snage. Širina pojasa s obzirom na refleksiju ograničava se najvećim dopuštenim omjerom stojnog vala ili najvećim dopuštenim koeficijentom refleksije (v. *Elektronika, Sklopovi i sastavni dijelovi za mikrovalnu tehniku*, TE 4, str. 569). Najveći dopušteni omjer stojnog vala ovisi o primjeni te iznosi 1,05 za precizna mjerenja, 1,25 za obične sklopove, do najviše 2 za antene. Širina pojasa za šum određena je donjom i gornjom graničnom frekvencijom pri kojoj se, zbog promjene impedancije priključene na ulaz pojačala, faktor šuma udvostruči.

## PRAVILA I OGRANIČENJA PRI TRANSFORMACIJI IMPEDANCIJE

Da bi se utvrdili elementi četveropola za transformaciju impedancije u zadanom frekvencijskom opsegu, potrebno je prvo provjeriti je li uopće moguće s pasivnim elementima (zavojnicom, kondenzatorom, odsječkom linije i eventualno otpornikom) ostvariti takav četveropol. Naime, na ulazu četveropola nije moguće ostvariti bilo kakvu impedanciju u ovisnosti o frekvenciji, već je ona podvrgnuta određenim ograničenjima koja jamče ostvarivost zahtjevanog četveropola.

Četveropol za transformaciju impedancije pasivna je mreža i za nju vrijede određena pravila. Ako se ulazna impedancija četveropola shvati kao racionalna funkcija kompleksne frekvencije s realnim koeficijentima (v. *Električni krugovi*, TE 4, str. 60), onda se za impedanciju u ravnini kompleksne frekvencije postavljaju sljedeći zahtjevi: 1) polovi i nule su ili realni ili se pojavljuju u konjugirano kompleksnim parovima, 2) polovi i nule ne mogu se pojaviti u desnoj poluravnini, 3) ako na imaginarnoj osi kompleksne frekvencije (odgovara stvarnim frekvencijama) postoje nule i polovi, oni moraju biti jednostruki, 4) realna, odnosno imaginarna komponenta impedancije za stvarne je frekvencije parna, odnosno neparna funkcija, 5) realna komponenta impedancije ne može biti negativna za stvarne frekvencije.

Osim toga, za prijenosnu funkciju četveropola (v. *Telekomunikacije, radiokomunikacije*, TE 12, str. 581), koji je za mrežu za transformaciju impedancije linearan i pasivan, vrijede također određena pravila. Budući da je pasivna mreža uvijek stabilna, odziv na izlazu pojaviti će se tek pošto se pojavila uzbuda na ulazu, odnosno odziv na izlazu težit će nuli ako je prošlo dovoljno vremena pošto je uzbuda nestala. Prema tome, može se za područje stvarnih frekvencija (imaginarna komponenta kompleksne frekvencije) matematički dokazati da je za zadanu realnu komponentu prijenosne funkcije jednosmisleno određena imaginarna komponenta, a vrijedi i obratno. Prema tome, ako se želi odrediti prijenosna funkcija, dovoljno je zadati samo realnu ili samo imaginarnu komponentu za sve frekvencije od minus do plus beskonačno. Prijenosna je funkcija jednosmisleno određena i onda kada je za određeni frekvencijski opseg zadan realna komponenta, a za ostatak spektra imaginarna. Moguće je postaviti i

pojedinačne zahtjeve za prijenosnu funkciju, kao npr. da se njezina impedancija kod vrlo visokih frekvencija ponaša kao kondenzator određenog kapaciteta.

Spomenuti se zahtjevi mogu izraziti integralnim jednadžbama izvedenim iz Cauchyjeva teorema, koji kazuje da je integral funkcije kompleksne varijable po zatvorenoj krivulji jednak nuli ako je funkcija analitička u svakoj točki na krivulji i na površini koju omeđuje ta krivulja. Ako postoje polovi unutar površine koju omeđuje zatvorena krivulja, integral će biti

$$\oint f(s)ds = -2\pi j \sum_i s_{pi}, \quad (1)$$

gdje je  $f(s)$  funkcija kompleksne varijable  $s = \sigma + j\omega$ , a  $s_{pi}$  je reziduum  $i$ -tog pola kompleksne funkcije unutar zatvorene krivulje. Smjer integracije uzduž krivulje odabran je u smjeru kazaljke na satu, da bi se ista jednadžba iskoristila za zatvorene krivulje kojima se dio poklapa s imaginarnom osi kompleksne frekvencije. Ako se razmotre sve moguće ulazne impedancije četveropola za transformaciju, onda će neka od njih imati otpornu komponentu jednaku nuli barem na jednoj frekvenciji. Takva se impedancija naziva *impedancija s minimalnom otpornom komponentom*. Analogno tome postoji *impedancija s minimalnom reaktivnom komponentom*. Ako impedancija ima i minimalnu otpornu i minimalnu reaktivnu komponentu, onda su te komponente međusobno čvrsto povezane i mogu se jedna iz druge jednosmisleno odrediti. Kao što je spomenuto, takvi odnosi postoje i u prijenosnoj funkciji  $H(s)$  koja povezuje izlazni napon četveropola s ulaznim ili izlaznu struju s ulaznom. Za prijenosnu funkciju

$$H(j\omega) = H_r(j\omega) + jH_i(j\omega) \quad (2)$$

može se imaginarna komponenta  $H_i(j\omega)$  jednosmisleno odrediti kao Hilbertova transformacija realne komponente  $H_r(j\omega)$ , dakle

$$H_i(j\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{H_r(j\Omega)}{\omega - \Omega} d\Omega, \quad (3)$$

odnosno realna komponenta jest inverzna Hilbertova transformacija imaginarne komponente. Prijenosna se funkcija gotovo redovito daje u polarnom koordinatnom sustavu:

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp(j\varphi(\omega)) \quad (4)$$

ili u logaritamskom obliku:

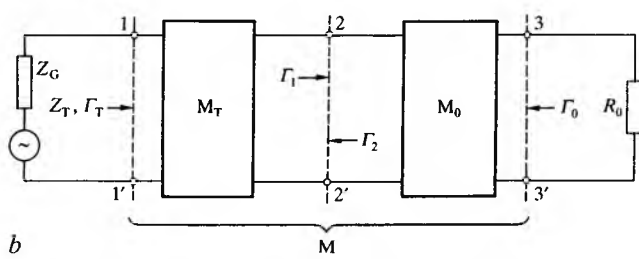
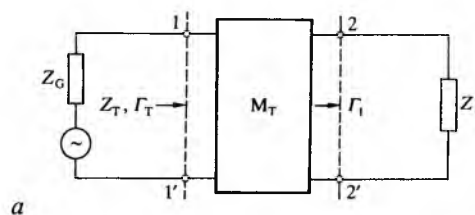
$$G(\omega) = g(\omega) + j\varphi(\omega), \quad (5)$$

uz

$$G(\omega) = \ln[H(j\omega)], \text{ odnosno } g(\omega) = \ln|H(j\omega)|. \quad (6)$$

Posljednji je prikaz vrlo pogodan kada se više četveropola povezuje u lanac. Tada su slabljenje  $g(\omega)$ , odnosno faza  $\varphi(\omega)$  lanca četveropola jednaki zbroju slabljenja, odnosno zbroju faza pojedinih četveropola. Ako se želi izgraditi pasivni četveropol s unaprijed određenim slabljenjem, onda on može imati faznu karakteristiku jednaku Hilbertovoj transformaciji slabljenja. Tako je određen četveropol s *minimalnom promjenom faze*. Međutim, postoje i drugi četveropoli s istim slabljenjem, ali s većom promjenom faze. Takvi se četveropoli mogu izgraditi kao lanac četveropola s minimalnom promjenom faze i četveropola sa *svepropusnom prijenosnom karakteristikom* (engl. all-pass transfer function). Dakle, ne može se na temelju slabljenja jednosmisleno odrediti faza, već se ona na određeni način može i birati.

Impedancija se transformira za ograničeni frekvencijski opseg, s time da se za njega propisuje maksimalno odstupanje transformirane impedancije  $Z_T$  od potrebne nazivne vrijednosti. Maksimalno odstupanje transformirane impedancije uvijek se može izraziti najvećim dopuštenim koeficijentom refleksije  $\Gamma_T$ . Problem transformacije proizvoljne impedancije tereta  $Z_1$  shematski prikazuje slika 1a. Impedancija  $Z_1$  proizvoljna je funkcija frekvencije, uz ograničenja koja su ranije postavljena, pa se ona može nadomjestiti slogom otpornika  $R_0$  i čisto reaktivnog četveropola  $M_0$  u ljestvičastom spoju (v. *Električni krugovi*, TE4, str. 73)



Sl. 1. Shematski prikaz transformacije impedancije  $Z_1$  u  $Z_T$  četveropolom za transformaciju  $M_T$  (a) i nizom četveropola  $M_T$  i  $M_0$  (b).  $M_0$  reaktivni četveropol i  $R_0$  otpor koji nadomještaju impedanciju  $Z_1$

prema slici 1b. U toj se shemi mogu četveropol za transformaciju  $M_T$  i reaktivni četveropol  $M_0$  shvatiti kao novi četveropol za transformaciju  $M$ , koji će imati ograničenja nametnuta elementima reaktivnog četveropola tereta  $M_0$ . Ako prijenosna funkcija četveropola  $M_0$  ima nule na određenim realnim frekvencijama, onda će ukupna prijenosna funkcija četveropola  $M$  također imati nule na tim frekvencijama, dok će koeficijenti refleksije  $\Gamma_1$  i  $\Gamma_T$  biti po apsolutnoj vrijednosti jednaki jedinici. Kako je reaktivni četveropol  $M_0$  bez gubitaka, to vrijedi

$$|\Gamma_T| = |\Gamma_1| = |\Gamma_0|. \quad (7)$$

Da bi se uzela u obzir tako nametnuta ograničenja reaktivnog četveropola tereta, mora se utvrditi ponašanje kompleksne funkcije  $\ln(1/|\Gamma_T|)$ , odnosno  $\ln(1/|\Gamma_0|)$ , jer se njihove nule poklapaju s nulama prijenosne funkcije od  $M_0$ . Koeficijent refleksije  $\Gamma_0$  izražen pomoću raspršnih parametara  $S$  četveropola  $M_0$  (ulazne stezaljke 33', izlazne stezaljke 22') jest

$$\Gamma_0 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2}. \quad (8)$$

Kako je četveropol  $M_0$  čisto reaktivan, vrijedi  $|S_{12}| = |S_{21}|$ , pa iz jednadžbe (8) slijedi da će na mjestu  $n$ -struke nule prijenosne funkcije  $S_{21}$  biti  $\Gamma_0 = S_{11}$  i da će prvih  $2n-1$  derivacija od  $\Gamma_0$  biti jednake onima od  $S_{11}$ , dakle neće ovisiti o  $\Gamma_2$ , tj. o četveropolu za transformaciju. Funkcija  $\ln(1/\Gamma_0)$  može se na mjestu bilo koje nule razviti u Taylorov red, s time da će prvih  $2n$  koeficijenata reda ovisiti o reaktivnom četveropolu  $M_0$ , a ne o četveropolu za transformaciju. Razvojem u red oko frekvencije nula slijedi

$$\ln\left(\frac{1}{\Gamma_0}\right) = j\beta + A_1^0 s + A_3^0 s^3 + \dots + A_{2n-3}^0 s^{2n-3} + A_{2n-1}^0 s^{2n-1} + \sum_{k=2n}^{\infty} A_k^0 s^k, \quad (9)$$

gdje je  $\beta$  jednak nula ili  $\pi$ , već prema tome ima li  $\Gamma_0$  predznak plus ili minus. Koeficijenti Taylorova reda svi su realni, jer je za  $s=j\omega$  modul od  $\Gamma_0$  parna, a faza neparna funkcija od  $\omega$ . Uz to su i svi parni koeficijenti, uključivši i  $A_{2n-2}^0$ , jednaki nuli zbog  $n$ -struke nule na mjestu  $\omega=0$ . Analogno prethodnom primjeru, razvoj u red oko frekvencije beskonačno glasi

$$\ln\left(\frac{1}{\Gamma_0}\right) = j\beta + A_1^\infty s^{-1} + A_3^\infty s^{-3} + \dots + A_{2n-3}^\infty s^{-2n+3} + A_{2n-1}^\infty s^{-2n+1} + \sum_{k=2n}^{\infty} A_k^\infty s^{-k}, \quad (10)$$

s time da su i ovdje svi parni koeficijenti, uključivši i  $A_{2n-2}^\infty$ , jednaki nuli. Pri razvoju u red oko bilo koje druge frekvencije razmatranja su složena i ovdje se izostavljaju.

Ograničenja uzrokovana reaktivnim četveropolom tereta mogu se za realne frekvencije izraziti skupom integralnih jednadžbi, i to za  $n$ -struku nulu kod frekvencije nula:

$$\int_0^\infty \omega^{-2(k+1)} \ln \left| \frac{1}{\Gamma_0} \right| d\omega = (-1)^k \frac{\pi}{2} \left[ A_{2k+1}^0 - \frac{2}{2k+1} \sum_i s_{0d,i}^{-(2k+1)} \right], \quad (11)$$

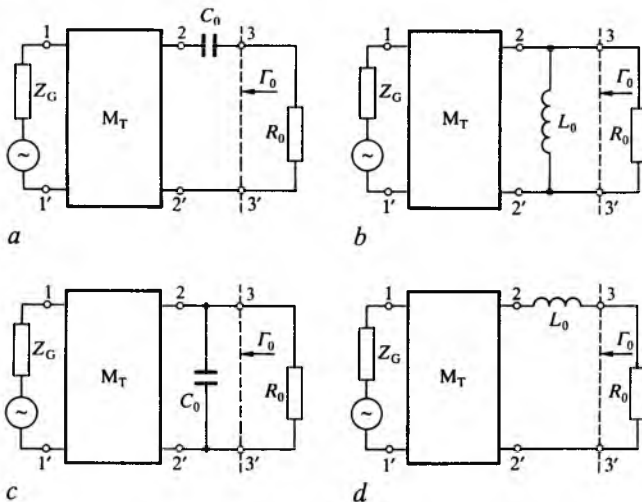
uz  $k=0, 1, \dots, n-1$ , gdje su sa  $s_{0d,i}$  označene sve nule koeficijenta refleksije u desnoj poluravnini. Za  $n$ -struku nulu kod frekvencije beskonačno vrijedi

$$\int_0^\infty \omega^{2k} \ln \left| \frac{1}{\Gamma_0} \right| d\omega = (-1)^k \frac{\pi}{2} \left[ A_{2k+1}^\infty - \frac{2}{2k+1} \sum_i s_{0d,i}^{2k+1} \right], \quad (12)$$

uz  $k=0, 1, \dots, n-1$ .

Spomenute jednadžbe nameću ograničenja apsolutnoj vrijednosti koeficijenta refleksije u cijelom području realnih frekvencija (od nula do beskonačno). Ograničavajući su činioci koeficijenti Taylorovoga reda jednosmisleno određeni reaktivnim elementima u četveropolu  $M_T$ . Da bi se u predviđenom frekvencijskom opsegu nakon transformacije postiglo dopušteno odstupanje transformirane impedancije od nazivne vrijednosti, treba frekvencijsku karakteristiku koeficijenta refleksije odabrati u skladu s navedenim integralnim jednadžbama, kako bi maksimum njegove apsolutne vrijednosti bio što manji u zadanom frekvencijskom opsegu. Taj je zadatak relativno jednostavno rješiv samo kada četveropol  $M_0$  sadrži jednu, dvije ili eventualno tri reaktancije. Inače, jednadžbe (11) i (12) mogu barem poslužiti da se uoče teorijska ograničenja koja se nameću za koeficijent refleksije i frekvencijski opseg.

Najjednostavniji tipovi impedancije tereta koji se susreću prilikom transformacije sadrže jednu reaktanciju (sl. 2). Za frekvenciju nula impedancija je tereta na slici 2a beskonačna, a koeficijent je refleksije jednak 1. Za primjer na slici 2b impedancija je tereta nula, a koeficijent refleksije  $-1$ . U oba primjera imaju prijenosna funkcija četveropola za transformaciju kao i funkcija  $\ln(1/\Gamma_0)$  jednostruke nule kod frekvencije nula. Zato se primjenjuje Taylorov red prema jednadžbi (9) i ograničenje dano jednadžbom (11) uz  $k=0$ . Za beskonačno visoku frekvenciju impedancija je tereta na slici 2c jednaka nuli, a koeficijent refleksije  $-1$ , dok je za primjer na slici 2d impedancija tereta beskonačna, a koeficijent refleksije 1. U ta dva primjera imaju prijenosna funkcija četveropola za transformaciju i funkcija  $\ln(1/\Gamma_0)$  jednostruke nule pri beskonačno visokoj frekvenciji. To znači da će se primjenjivati Taylorov red prema jednadžbi (10) i ograničenje dano jednadžbom (12) uz  $k=0$ .



Sl. 2. Prikaz najjednostavnijih tipova impedancija koje treba transformirati. a serijski RC-spoj, b paralelni RL-spoj, c paralelni RC-spoj i d serijski RL-spoj

Koeficijenti Taylorova reda ispred linearnog člana u jednadžbama (9) i (10) određuju se pomoću jednadžbi

$$A_1^0 = \left[ \frac{d}{ds} \left( \ln \frac{1}{\Gamma_0} \right) \right]_{s=0}, \quad (13)$$

$$A_1^\infty = \left[ \frac{d}{dx} \left( \ln \frac{1}{\Gamma_0} \right) \right]_{x=0}, \quad (14)$$

gdje je  $x=s^{-1}$ . Tako, npr., za primjer prema slici 2a iz jednadžbe (13) slijedi

$$A_1^0 = \left[ \frac{d}{ds} \left( \ln \frac{1}{\Gamma_0} + R_0 \right) \right]_{s=0} = 2R_0 C_0, \quad (15)$$

pa je ograničenje prema jednadžbi (11) jednako

$$\int_0^\infty \omega^{-2} \ln \left| \frac{1}{\Gamma_0} \right| d\omega = \pi \left( R_0 C_0 + \sum_i s_{0d,i}^{-1} \right). \quad (16)$$

Analogno se određuju ograničenja četveropola za transformaciju uz impedancije tereta prema slikama 2b, 2c i 2d koja glase

$$\int_0^\infty \omega^{-2} \ln \left| \frac{1}{\Gamma_0} \right| d\omega = \pi \left( \frac{L_0}{R_0} - \sum_i s_{0d,i}^{-1} \right), \quad (17)$$

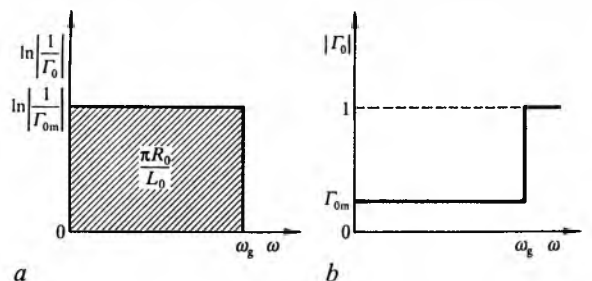
$$\int_0^\infty \ln \left| \frac{1}{\Gamma_0} \right| d\omega = \pi \left( \frac{1}{R_0 C_0} - \sum_i s_{0d,i} \right), \quad (18)$$

$$\int_0^\infty \ln \left| \frac{1}{\Gamma_0} \right| d\omega = \pi \left( \frac{R_0}{L_0} - \sum_i s_{0d,i} \right). \quad (19)$$

Da bi se pokazalo kakva treba biti frekvencijska karakteristika koeficijenta refleksije uz optimalno dimenzionirani četveropol za transformaciju, odabrat će se impedancija tereta kao na slici 2d. Geometrijska interpretacija ograničenja prema jednadžbi (19) kazuje da je površina ispod krivulje opisane funkcijom  $\ln(1/\Gamma_0)$  ograničena i da joj je ploština  $\pi R_0/L_0$ , ako se pretpostavi da ne postoje nule u desnoj poluravnini (najpovoljniji slučaj). Budući da je u željenom frekvencijskom opsegu najveća dopuštena vrijednost koeficijenta refleksije zadata ( $\Gamma_{0max}$ ), najširi će se frekvencijski opseg postići ako je do gornje granične frekvencije  $\omega_g$  funkcija  $\ln(1/\Gamma_0)$  konstantna i jednaka najmanjoj vrijednosti  $\ln(1/\Gamma_{0max})$ , a iznad te frekvencije jednaka je nuli. Takva je optimalna karakteristika prikazana na slici 3, s time da je

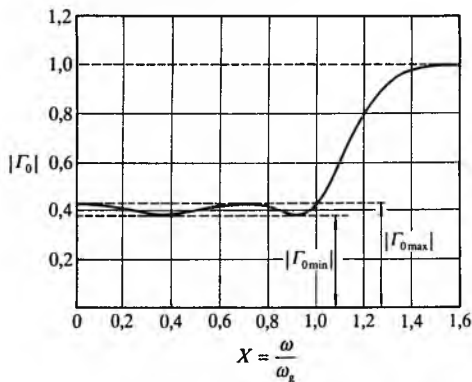
$$\omega_g = \frac{\pi R_0}{L_0 \ln |\Gamma_{0max}|}. \quad (20)$$

Karakteristici prema slici 3b može se manje ili više približiti, što ovisi o broju reaktivnih elemenata četveropola za transformaciju i tipu funkcije s kojom se provodi aproksimacija. Najčešća i go-



Sl. 3. Optimalna frekvencijska karakteristika koeficijenta refleksije u logaritamskom (a) i u linearnom mjerilu (b)

tovo najbolja aproksimacija frekvencijske karakteristike modula koeficijenta refleksije postiže se Čebiševljevim polinomom. Tada do gornje granične frekvencije  $|\Gamma_0|$  oscilira između dviju vrijednosti i asimptotski se približava vrijednosti 1 za vrlo visoke frekvencije. Takva je karakteristika prikazana na slici 4, uz četveropol za transformaciju s tri reaktancije (dva kondenzatora i jedna zavojnica). Postoji i mogućnost aproksimacije eliptičkim funkcijama, pri čemu se osim u transformiranom području javlja valovitost i izvan njega. Ta je aproksimacija bolja, jer ima nešto manju valovitost u području transformacije, ali je postupak veoma složen i rjeđe se primjenjuje.



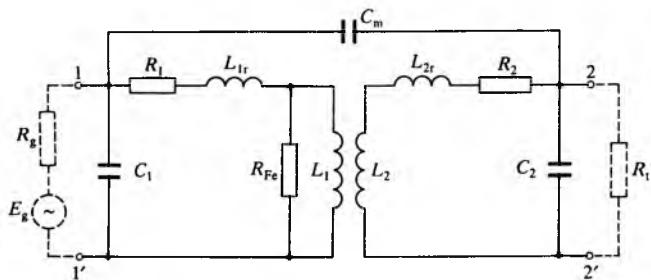
Sl. 4. Optimalna frekvencijska karakteristika koeficijenta refleksije aproksimirana Čebiševljevim polinomom

MREŽE ZA TRANSFORMACIJU

Pri nižim frekvencijama za transformiranje impedancije upotrebljavaju se električne mreže sastavljene od koncentriranih pasivnih elemenata (otpornika, zavojnica i kondenzatora), a pri višim i od vodova koji imaju raspodijeljene parametre (otpor, induktivnost ili kapacitet). Te se mreže svojom izvedbom, matematičkom obradom i primjenom bitno razlikuju od energetskih mreža (v. *Električne mreže, jakostrojne*, TE 4, str. 20). Osim za transformiranje impedancije, one služe i za prilagođavanje simetričnih i nesimetričnih elemenata te za međusobno spajanje različitih prijenosnih medija.

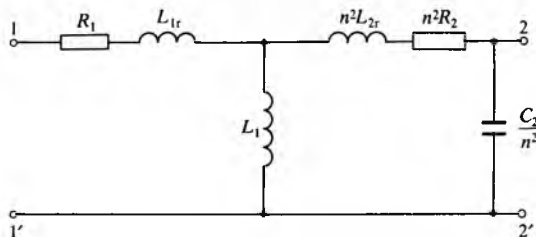
Mreže s koncentriranim elementima

**Tonfrekvencijski transformatori.** Zadaća je tonfrekvencijskih transformatora da transformiraju impedanciju tereta na potrebnu ulaznu impedanciju u širokom pojasu frekvencija. Da bi se obuhvatile sve pojave koje se zbivaju u transformatoru, upotrebljava se nadomjesna shema (sl. 5). Osim induktivnosti, imaju primarni i sekundarni svitak i otpore žica, koji su jednolično raspodijeljeni uzduž svitaka i mogu se nadomjestiti koncentriranim otporima ( $R_1$  i  $R_2$ ) na jednom mjestu. Dio induktivnosti primarnog i sekundarnog svitka otpada na rasipne induktivnosti ( $L_{1r}$  i  $L_{2r}$ ) koje se mogu zamisliti s preostalim dijelovima induktivnosti ( $L_1$  i  $L_2$ ) i otporima ( $R_1$  i  $R_2$ ) spojenim u seriju. Gubitci u željezu mogu se nadomjestiti gubitcima u odgovarajućem otporu ( $R_{Fe}$ ) spojenom paralelno s primarnim svitkom. Često je potrebno uzeti u obzir djelovanje vlastitih kapaciteta primarnog i sekundarnog svitka ( $C_1$  i  $C_2$ ) i kapaciteta između svitaka ( $C_m$ ). Nadomjesna se shema pojednostavnjuje odbacivanjem elemenata kojih je djelovanje vrlo maleno. Redovito se otpor zbog gubitaka u željezu  $R_{Fe}$  može zanemariti, jer je mnogo veći od paralelno spojene reaktancije primarnog svitka. Vrlo je malen i kapacitet između svitaka  $C_m$  i kapacitet primarnog svitka  $C_1$ , jer su im reaktancije po apsolutnoj



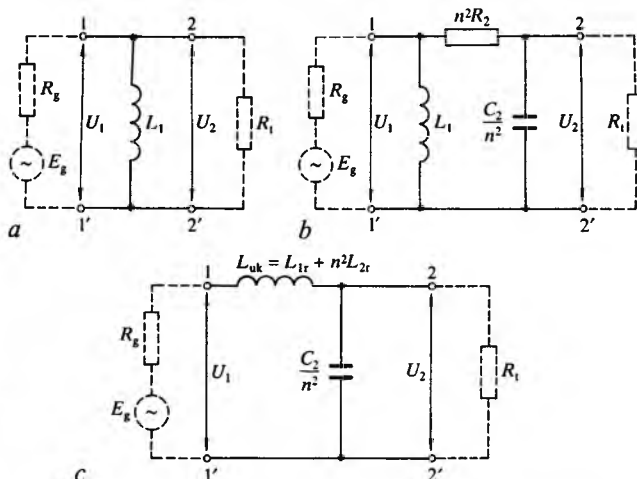
Sl. 5. Nadomjesna shema tonfrekvencijskog transformatora

vrijednosti mnogo veće od impedancija, koje su im spojene paralelno. Ako je  $n$  omjer broja zavoja primarnoga prema sekundarnom svitku, nadomjesna se shema svodi na primarni krug (sl. 6). Ona se može dalje pojednostavniti ako se cijelo frekvencijsko područje podijeli na tri dijela. Područje najnižih frekvencija nalazi se ispod nekoliko stotina herca, područje srednjih frekvencija između nekoliko stotina i nekoliko tisuća herca, a područje najviših frekvencija iznad nekoliko tisuća herca, do gornje granične frekvencije, koja se nalazi između deset i dvadeset tisuća herca. Granice pojedinih frekvencijskih područja nisu oštro postavljene.



Sl. 6. Pojednostavnjena nadomjesna shema tonfrekvencijskog transformatora svedena na primarni krug

Kada se transformator upotrebljava na ulazu nekog pojačala, mora se znati unutrašnja impedancija izvora i ulazna impedancija pojačala. Izvor može biti mikrofon, zvučnica ili prethodno pojačalo. Ako se shema želi pojednostavniti, treba uzeti u obzir da su kod niskih frekvencija impedancije zbog rasipnih induktivnosti i otpori svitaka maleni, a impedancije zbog kapaciteta vrlo velike, pa se ti elementi mogu odbaciti. Za niske se frekvencije dobiva tada jednostavna shema (sl. 7a) kao serijski spoj unutrašnje impedancije izvora i induktivnosti primarnog svitka. Donja se granična frekvencija u prijenosnoj karakteristici slabljenja nalazi na mjestu gdje je napon  $U_2$  jednak 0,7 vrijednosti  $U_1$  pri srednjim frekvencijama. Uz  $R_1 \gg R_g$  ta je vrijednost 0,7  $E_g$ . Vidi se da je za što nižu donju graničnu frekvenciju potrebna što veća induktivnost svitka, a pogotovo to vrijedi ako unutrašnja impedancija izvora ima kapacitivni karakter. Za srednje se frekvencije mogu rasipne induktivnosti i otpor primarnog svitka zanemariti, pa je pojednostavnjena shema oblika paralelnog titrajnog kruga (sl. 7b). Kako je  $n^2 R_2$  vrlo malen, titrajni je krug slabo prigušen i izlazni je napon praktički jednak  $[R_1/(R_1 + R_g)] E_g$ , a uz  $R_1 \gg R_g$  jednak je naponu izvora  $E_g$ . Pri visokim frekvencijama impedancija je primarnog svitka dovoljno velika, a otpori svitka toliko su maleni da se u nadomjesnoj shemi  $L_1$ ,  $R_1$  i  $R_2$  mogu izostaviti (sl. 7c), tj. nastaje serijski titrajni krug s prigušenjem koje ovisi o otporima generatora i tereta. Kako su induktivnost i kapacitet maleni, rezonantna je frekvencija u području visokih frekvencija i ona određuje gornju graničnu frekvenciju. Frekvencijska karakteristika slabljenja može imati rezonantno izdizanje, već prema prigušenju titrajnog kruga. Da bi se postigla što viša gornja granična frekvencija, trebaju rasipne induktivnosti i kapacitet na sekundarnoj strani biti što manji.



Sl. 7. Pojednostavnjene nadomjesne sheme tonfrekvencijskog transformatora za niske (a), srednje (b) i visoke frekvencije (c)

Najpovoljnija opteretna impedancija suvremenih izlaznih tranzistora je niska, tako da se često zvučnici mogu izravno priključiti na tranzistor bez posredovanja transformatora. Međutim, zbog povećanog stupnja djelovanja, posebno kod većih snaga, upotrebljavaju se protutaktna pojačala u klasi B, odnosno u klasi AB, koja nužno imaju izlazne transformatore s primarnim svitkom u protufaznom spoju. Tranzistori u takvom pojačalu rade naizmjenice: dok jedan daje opteretnom otporu snagu, drugi je zakočen, i obratno. To znači da će broj zavoja primara transformatora biti dvostruko veći od onog potrebnog da se otpor tereta ( $R_T$ ) transformira na najbolji izlazni otpor pojedinog tranzistora ( $R_{io}$ ), dakle

$$n = 2 \sqrt{\frac{R_{io}}{R_T}} \quad (21)$$

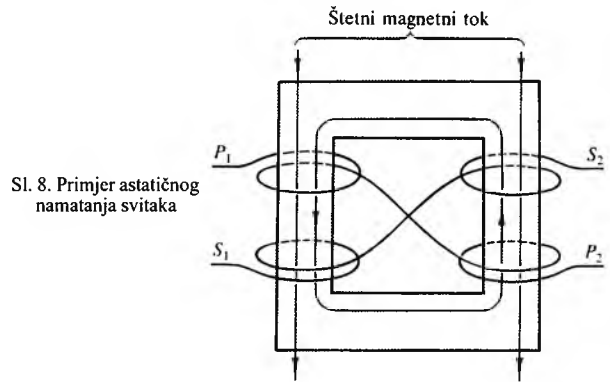
Zbog povećanog broja zavoja primarnog svitka magnetna je veza između pojedinih polovica primara i cijelog sekundara mnogo slabija. To znači da će se povećati rasipna induktivnost jedne polovice primara s obzirom na transformator za pojačalo u klasi A, što ujedno znači da će se smanjiti gornja granična frekvencija. Da bi se rasipna induktivnost između polovica primara smanjila, pri gradnji izlaznih transformatora za protutaktna pojačala svitci se posebno raspoređuju.

U amplitudnom moduliranim odašiljačima veće snage anodna se modulacija obavlja u zadnjem stupnju odašiljača. Pri stopostotnoj modulaciji polovicu izlazne snage odašiljača daje modulijsko pojačalo preko transformatora u anodni krug izlazne elektronske cijevi. Kroz transformator praktički ne teče istosmjerna struja, jer se izlazni stupanj paralelno napaja preko prigušnice da se ne bi pojavila struja predmagnetiziranja, a time i problem magnetnog zasićenja. Tako se uz istu kvalitetu prijenosa uvelike smanjuju izmjere transformatora. Nadomjesna shema za područje niskih frekvencija odgovara visokopropusnom filteru s opteretnim otporom jednakim ulaznom otporu izlaznog stupnja koji se modulira. Pravilnim se dimenzioniranjem filtra postiže jednaka donja granična frekvencija uz mnogo manju induktivnost transformatora (manje izmjere) nego kada nema paralelnog napajanja.

Svojstva tonfrekvencijskih transformatora uvelike ovise o limu od kojeg je sastavljena jezgra. Poželjno je da je lim od željeza što veće permeabilnosti i što manje vodljivosti, a radi suzbijanja vrtložnih struja između limova se stavlja izolacijski sloj. Osim toga, transformatore treba oklapanjem zaštititi od štetnih vanjskih polja nastalih uglavnom od energetskih dijelova uređaja. Oklopi su od magnetičnih materijala ili od materijala s velikom električnom vodljivošću. Oklop od magnetičkog materijala ima znatno manji magnetni otpor od zraka, pa se magnetni tok koncentriraju u oklopu, a mimoilazi transformator. U oklopu od materijala velike električne provodnosti štetno magnetno polje koje prolazi kroz prstenasti oklop inducira u prstenu struju, a ona stvara svoje magnetno polje koje je s obzirom na štetno polje suprotnog smjera. Zbog toga se polje unutar prstena djelomice poništava, pa ono oslabi do te mjere koliko je potrebno da se podržava inducirana struja. Da bi inducirano polje unutar prstena bilo što veće, mora struja u prstenu biti što jača, odnosno otpor prstena što manji. S obzirom na frekvenciju štetnog polja magnetni oklop djeluje u širokom frekvencijskom području gotovo neovisno o frekvenciji, dok oklop od vodljivog materijala slabije djeluje kod nižih frekvencija, a vrlo dobro zaštićuje kod viših frekvencija. Posebno je djelotvorno višestruko oklapanje.

Utjecaj se vanjskih polja može smanjiti posebnim načinom namatanja svitka. Primarni se i sekundarni svitak jednako raspodijele na oba kraka jezgre (tzv. astatično namatanje), tako da štetno vanjsko magnetno polje inducira u svakom svitku dva jednaka ali protufazna napona, koji se u idealnom slučaju poništavaju (sl. 8). Za zaštitu od električnih polja služi oklop od bilo kakva vodiča, pa prema tome magnetno oklapanje praktički uključuje i električno oklapanje. Da bi se spriječile kapacitivne sprege između pojedinih svitaka, oni se omataju izoliranim metalnim folijama. Krajevi folija moraju biti također međusobno izolirani, kako ne bi nastao kratko spojeni prsten koji bi djelovao kao kratko spojeni sekundar transformatora. Kapaciteti između svitaka tako

se pretvaraju u kapacitete svitaka prema metalnoj foliji. Ako se folije jednim krajem spoje na odgovarajući kraj jednog svitka, odnosno na uzemljenje, nestaje kapacitivne sprege između svitaka, dok magnetna sprema ostaje nepromijenjena.



Sl. 8. Primjer astatičnog namatanja svitaka

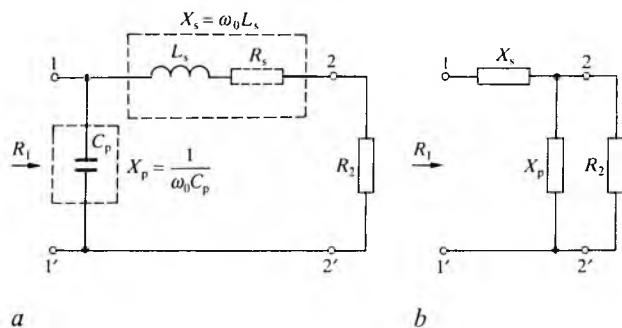
Jezgra transformatora uzrokom je nelinearnih izobličenja zbog nelinearnog odnosa između gustoće magnetnog toka i pobudnog magnetnog polja (petlja histereze i pojava zasićenja). Što je veća gustoća magnetnog toka, veća je i nelinearnost, odnosno izobličenje. Inducirana elektromotorna sila koja drži ravnotežu naponu priključenom na primarni svitak transformatora iznosi

$$E = 4,44 f N \Phi, \quad (22)$$

gdje je  $f$  frekvencija,  $N$  broj zavoja, a  $\Phi$  magnetni tok. Prema jednadžbi (22) sa smanjenjem će frekvencije, uz stalan primarni napon, rasti magnetni tok, a s njime i gustoća magnetnog toka. To znači da će se nelinearnost, odnosno izobličenje povećavati sa smanjenjem frekvencije, pa se kod najniže frekvencije javlja i najveće izobličenje. Prema tome će za transformatore koji prenose veće snage donja granična frekvencija biti određena dopuštenim izobličenjem zbog magnetnog zasićenja, a ne induktivnošću primarnog svitka. Izobličenje se može smanjiti primjenom zračnog raspora koji linearizira krivulju magnetiziranja. Petlja histereze pretvara se gotovo u pravac malene strmine, što je posljedica znatno smanjene induktivnosti. Da bi se tako nastali gubitak induktivnosti nadoknadio, potrebno je povećati broj zavoja, a time i jezgru, odnosno cijeli transformator.

**Visokofrekvencijske mreže za transformaciju.** Impedancija se na visokim frekvencijama transformira četveropolima koji trebaju imati što manji broj elemenata, dobar stupanj djelovanja i potrebnu širinu frekvencijskog pojasa. Dobar stupanj djelovanja posebno je važan pri prijenosu većih snaga, kako bi gubitci bili što manji. Izvan željenog frekvencijskog pojasa redovito se od tih mreža zahtijeva da znatno oslabe signale. Osim za transformaciju, neke od mreža služe istodobno za povezivanje elemenata *simetričnih* i *asimetričnih impedancija* s obzirom na masu (uzemljenje). Postoje i mreže za transformaciju koje imaju jedan ulaz i više izlaza, odnosno više ulaza i jedan izlaz. To su mreže za *dijeljenje snage* na više trošila, odnosno za *povezivanje više izvora* na jedno trošilo. S obzirom na širinu pojasa postoje *širokopojasne* i *uskopojasne mreže* za transformaciju. Uskopojasne mreže trebaju katkad transformirati cijeli niz izlaznih impedancija u različite ulazne impedancije pomoću promjenljivih reaktivnih impedancija u mreži. Postoji i drugi tip uskopojasnih mreža za transformaciju, u kojima se srednja frekvencija pojasa može odabirati, a da ulazna i izlazna impedancija ostanu nepromijenjene.

*Uskopojasne ili rezonantne mreže* sastavljaju se najčešće kao četveropoli s dva reaktivna elementa (tzv. L-četveropoli) te kao četveropoli s tri reaktivna elementa (tzv. T-četveropoli i Π-četveropoli ili Pi-četveropoli). S tim drugim se uz željenu transformaciju impedancije mogu postići i potrebni fazni odnosi između ulaznih i izlaznih napona ili struja. To je posebno zanimljivo ako se na jedan odašiljač spaja više antena, koje čine antenski sustav s točno određenim faznim odnosima između struja pojedinih antena, ili ako se više odašiljača jednake frekvencije veže na zajedničku antenu, pri čemu se također moraju poštivati čvrsti fazni odnosi.



Sl. 9. Shema L-četveropola za transformaciju otpora. a transformacija manjeg otpora \$R\_2\$ u veći \$R\_1\$, b većeg otpora \$R\_2\$ u manji \$R\_1\$

Opći oblici L-četveropola za transformaciju prikazani su na slici 9. Reaktancije \$X\_s\$ i \$X\_p\$ uvijek su različitog karaktera, ako je jedna induktivna, druga je kapacitivna i obratno. Već prema otporima \$R\_1\$ i \$R\_2\$ (gdje je \$R\_1 > R\_2\$), reaktancije uzdužne i poprečne grane četveropola prema slici 9 iznose

$$X_s = \pm \sqrt{R_2(R_1 - R_2)}, \quad (23)$$

$$X_p = \mp R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 - R_2}}. \quad (24)$$

Faktor dobrote \$Q\$, koji služi za određivanje širine pojasa L-četveropola, izračunava se pomoću jednadžbe

$$Q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}. \quad (25)$$

Ako je serijska reaktancija \$X\_s\$ induktivna, a paralelna reaktancija \$X\_p\$ kapacitivna, L-četveropol ima svojstvo niskog propusta za sve transformacijske omjere manje od

$$\frac{R_1}{R_2} = 3 + 2\sqrt{2} \approx 5,83. \quad (26)$$

Ako se rad četveropola predviđa na nazivnoj frekvenciji \$\omega\_0\$, onda su elementi četveropola

$$L_s = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{R_2(R_1 - R_2)}, \quad (27)$$

$$C_p = \frac{1}{\omega_0 R_1} \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}}. \quad (28)$$

Gornja granična frekvencija, pri kojoj snaga na otporu \$R\_2\$ padne na polovicu snage s obzirom na snagu pri nazivnoj frekvenciji, izračunava se pomoću izraza

$$\omega_g \approx \left(0,95 + \frac{1}{Q}\right) \omega_0. \quad (29)$$

Ako je serijska reaktancija \$X\_s\$ kapacitivna, a paralelna reaktancija \$X\_p\$ induktivna, za sve transformacijske odnose manje od 5,83 ima L-četveropol svojstvo visokog propusta. Donja granična frekvencija, pri kojoj snaga na otporu \$R\_2\$ padne na polovicu snage s obzirom na snagu pri nazivnoj frekvenciji, iznosi

$$\omega_d \approx \left(0,95 + \frac{1}{Q}\right)^{-1} \omega_0. \quad (30)$$

Za velike transformacijske omjere, kod kojih je dobrota veća od 10, L-četveropol predstavlja uskopojasnu mrežu za transformaciju (paralelni titrajni krug) sa širinom pojasa

$$B = 2 \frac{f_0}{Q} \quad (31)$$

smještenom približno simetrično oko nazivne frekvencije. Pri prijenosu većih snaga posebno je važno koliko se snage gubi u elementima četveropola za transformaciju. Za L-četveropol prema slici 9a gubitci u titrajnom krugu nastaju uglavnom zbog otpora

zavojnice, pa se redovito nadomještaju otporom vezanim u seriju sa zavojnicom. Taj otpor (\$R\_s\$) apsorbira dio privedene snage, pa se pomoću dobrote neopterećenog titrajnog kruga

$$Q_0 = \frac{X_s}{R_s} \quad (32)$$

i dobrote opterećenog titrajnog kruga

$$Q = \frac{X_s}{R_2 + R_s} \quad (33)$$

dobiva koeficijent djelotvornosti:

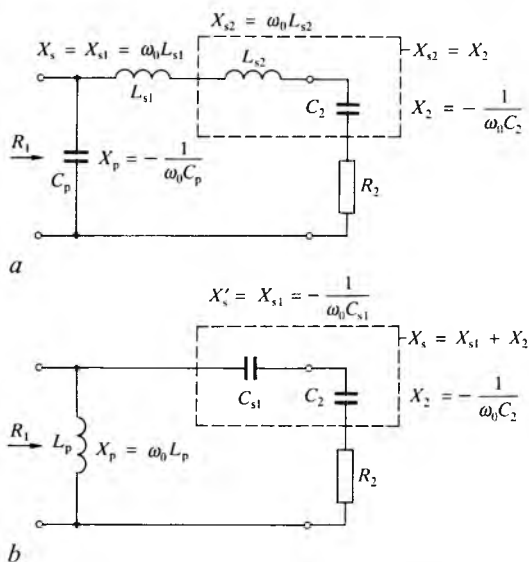
$$\eta = 1 - \frac{Q}{Q_0}. \quad (34)$$

Djelotvornost je to veća što je \$Q\_0\$ veći, pa pri konstrukciji titrajnog kruga treba posebnu pozornost posvetiti gubitcima, tj. treba konstruirati zavojnice sa što većim faktorom dobrote. Osim širine pojasa propuštanja, koja je posebno važna pri prijenosu moduliranih signala, često je posebno važno potiskivanje viših harmonijskih frekvencija, tzv. harmonika. Njihovo se potiskivanje iskazuje omjerom amplitude \$n\$-tog harmonika prema amplitudi na osnovnoj frekvenciji. U pojačalima koja rade u izrazito nelinearnom načinu rada (klasa C, D, E i F) potiskivanje viših harmonika izlaznom mrežom (titrajnim krugom) određuje se omjerom pada napona \$n\$-tog harmonika struje prema padu napona osnovnog harmonika. Ako su \$U\_1, U\_n\$ i \$I\_1, I\_n\$ naponi i struje prvog i \$n\$-tog harmonika, onda se potiskivanje može izraziti jednadžbom

$$\frac{U_n}{U_1} = \frac{I_n}{I_1} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{n}{n^2 - 1}. \quad (35)$$

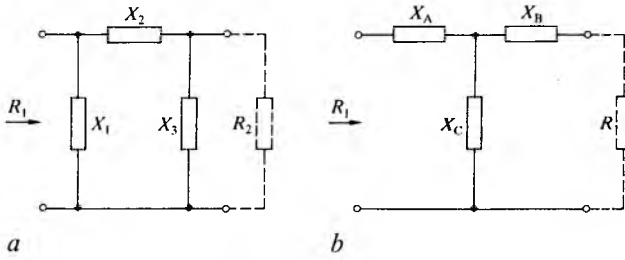
S povećanjem dobrote \$Q\$ titrajnog kruga sve se više potiskuju viši harmonici, no izbor ovisi i o drugim činiteljima. Preveliki \$Q\$ može smanjiti širinu pojasa do te mjere da nastaju izobličenja moduliranih signala. Osim toga, pri velikoj dobroti u reaktivnim elementima teku velike struje pa se povećava zagrijavanje tih elemenata zbog disipacije. Ako je sadržaj viših harmonika na izlazu prevelik, dodatno se potiskivanje provodi posebnim filterima.

L-četveropolom moguća je transformacija ne samo realnog otpora nego i impedancije tereta. Postupak se može objasniti primjerom prema slici 10. Impedanciji \$Z\_2 = R\_2 + jX\_2\$, koju treba transformirati u \$R\_1\$, dodaje se prvo u seriju induktivnost \$L\_{s2}\$. Tako se poništava djelovanje kapaciteta (\$|X\_{s2}| = |X\_2|\$) i za transformaciju preostaje samo otpor \$R\_2\$. Reaktancije \$X\_s\$ i \$X\_p\$ dimenzioniraju se kako je prije objašnjeno, ukupna serijska impedancija L-četveropola iznosi \$X'\_s = X\_s + X\_{s2}\$, a paralelna ostaje ista. Moguća je i transformacija s induktivnošću u paralelnoj grani, a kapacitetom u serijskoj (sl. 10 b), ali samo uz uvjet da je reaktancija \$|X\_2|\$ manja



Sl. 10. Tumačenje transformacije kompleksne impedancije \$Z\_2\$ u otpor \$R\_1\$ L-četveropolom. a induktivnost u serijskoj i kapacitet u paralelnoj grani, b kapacitet u serijskoj i induktivnost u paralelnoj grani

od  $|X_s|$  koja je potrebna za transformaciju otpora  $R_2$  u otpor  $R_1$ . Ukupna serijska impedancija L-četveropola sada je  $X'_s = X_s - X_2$ . Analognim se postupkom može transformirati impedancija tereta koja ima induktivan karakter.



Sl. 11. Shema mreža za transformaciju otpora  $R_2$  u  $R_1$  uz proizvoljno odabrani pomak faza. a) Pi-četverpol, b) T-četverpol

Pi-četverpolom moguća je transformacija otpora  $R_2$  u  $R_1$  uz slobodno odabrani fazni pomak  $\alpha$  napona ili struje na izlazu prema onome na ulazu. Uz oznake prema slici 11a reaktancije četveropola iznose

$$X_1 = \frac{R_1 R_2 \sin \alpha}{\sqrt{R_1 R_2 - R_2 \cos \alpha}}, \quad (36)$$

$$X_2 = -\sqrt{R_1 R_2} \sin \alpha, \quad (37)$$

$$X_3 = \frac{R_1 R_2 \sin \alpha}{\sqrt{R_1 R_2 - R_1 \cos \alpha}}. \quad (38)$$

Slično vrijedi i za T-četverpol prema slici 11b kojemu reaktancije iznose

$$X_A = -\frac{\sqrt{R_1 R_2} - R_1 \cos \alpha}{\sin \alpha}, \quad (39)$$

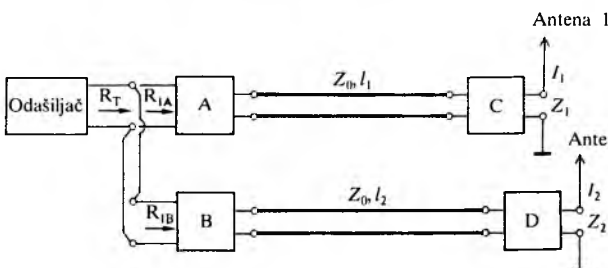
$$X_B = -\frac{\sqrt{R_1 R_2} - R_2 \cos \alpha}{\sin \alpha}, \quad (40)$$

$$X_C = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\sin \alpha}. \quad (41)$$

Zbog mogućnosti biranja faznog pomaka takvi se četverpoli mogu, npr., iskoristiti za transformaciju impedancije pri priključivanju dviju (ili više) antena na jedan odašiljač (sl. 12). U grani prve antene četverpol C transformira impedanciju antene  $Z_1$  na  $Z_0$ , a četverpol A valni otpor linije  $Z_0$  na  $R_{1A}$ . U grani druge antene četverpol D transformira impedanciju antene  $Z_2$  na  $Z_0$ , a četverpol B valni otpor linije  $Z_0$  na otpor  $R_{1B}$ . Omjer otpora  $R_{1A}$  prema  $R_{1B}$  odabire se obrnuto razmjerno snagama koje se troše na prvoj i drugoj anteni, a njihov paralelni slog mora biti jednak nazivnom opterećenju  $R_T$  odašiljača. Za ispravni rad antenskog sustava mora fazni pomak struje  $I_2$  s obzirom na struju  $I_1$  biti jednak razlici ukupnog faznog pomaka grane 2 prema grani 1, koji iznosi

$$\alpha_0 = (\alpha_B - \beta l_2 + \alpha_D) - (\alpha_A - \beta l_1 + \alpha_C), \quad (42)$$

gdje je  $\beta$  fazna konstanta linija duljina  $l_1$  i  $l_2$ , a  $\alpha_A, \alpha_B, \alpha_C, \alpha_D$  su fazni pomaci koje unose pojedini četverpoli.



Sl. 12. Primjer upotrebe četveropola za transformaciju pri priključivanju dviju antena na jedan odašiljač kada je potrebno unaprijed osigurati određeni fazni pomak struja između antena

Zbog uštede na elementima tri četveropola mogu biti L-tipa (fazni se pomak ne može slobodno birati), dok četvrti mora biti Pi-četverpol ili T-četverpol s faznim pomakom, koji se odabire u skladu s jednadžbom (42).

Da bi se olakšao postupak rješavanja mreža za transformaciju, posebno onih s promjenljivim elementima, primjenjuju se grafički postupci. Osnova je svih postupaka pretvorba serijskog spoja otpora  $R_s$  i reaktancije  $X_s$  u paralelni spoj  $R_p$  i  $X_p$  i obratno pomoću jednostavne grafičke konstrukcije u kompleksnoj ravni impedancija. Admitancije serijske, odnosno paralelne kombinacije otpora i induktivnosti (sl. 13a) dane su jednadžbama

$$Y = \frac{1}{R_s + jX_s} = \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} - j \frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2}, \quad (43)$$

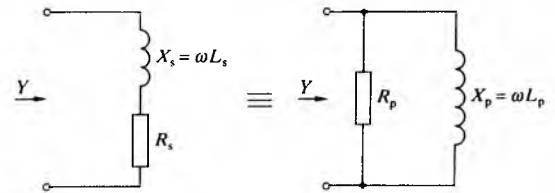
$$Y = \frac{1}{R_p} - j \frac{1}{X_p}, \quad (44)$$

iz čega slijedi

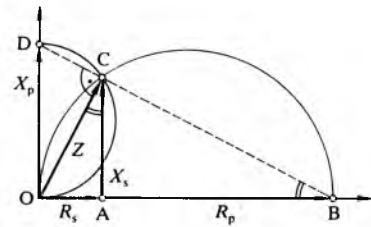
$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}, \quad (45)$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}. \quad (46)$$

Pri pretvorbi serijske u paralelnu kombinaciju otpora i kapaciteta ili obratno vrijedi konstrukcija identična onoj na slici 13b



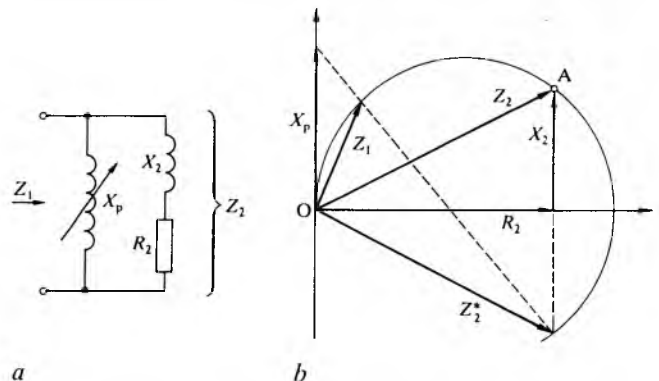
a



b

Sl. 13. Prikaz grafičkog postupka pretvorbe serijskog spoja otpora i reaktancije u paralelni spoj ili obratno. a) shema mreže, b) grafička konstrukcija

samo zrcaljena oko realne osi. Druga, jednako važna konstrukcija jest grafičko određivanje impedancije paralelnog spoja kompleksne impedancije  $Z_2$  i reaktancije  $X_p$  (sl. 14), s time da reaktivna komponenta impedancije  $Z_2$  ima isti karakter kao  $X_p$ . Iz konstrukcije na slici 14b vidi se da već prema vrijednosti reaktancije  $X_p$  vrh vektora impedancije  $Z_2$  leži uvijek negdje na luku kružnice OA, kojoj je središte na apscisi, a prolazi točkama O i A. Vrh im-

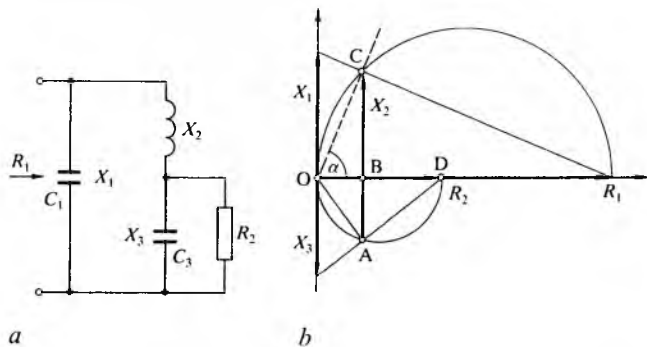


a

b

Sl. 14. Prikaz grafičkog postupka za određivanje impedancije paralelnog spoja kompleksne impedancije i reaktancije

pedancije  $Z_1$  dobiva se kao sjecište kružnice i dužine koja spaja vrh vektora reaktancije  $X_3$  s vrhom impedancije  $Z_2^*$ , koja je konjugirano kompleksna s obzirom na vrijednost  $Z_2$ .



Sl. 15. Prikaz transformacije otpora paralelnim titrajnim krugom u potenciometarskom spoju (tzv. Collinsovim filtrom)

Vrlo se često za transformaciju upotrebljava paralelni titrajni krug u potenciometarskom spoju (sl. 15) nazvan *Collinsovim filtrom*. To je zapravo Pi-četveropol s dva stupnja slobode, dakle mogu se neovisno birati *transformacijski omjer* i *dobrota Q*. Za razliku od toga, u običnom titrajnom krugu ( $X_3 = \infty$ ) može se slobodno birati samo transformacijski omjer, a dobrota se izračunava iz jednadžbe (25). Potenciometarski titrajni krug ima još i to dobro svojstvo da jače potiskuje više harmonike, jer je paralelno s teretom spojen kondenzator, a serijski s teretom zavojnica. Pri grafičkom postupku transformacije (sl. 15 b) prvo se paralelni slog otpora  $R_2$  i kondenzatora  $C_3$  pretvara u serijski i tako dobiva vektor impedancije OA. Zatim se u seriju dodaje induktivna reaktancija  $X_2$  (AC). Jedan dio te reaktancije (AB) kompenzira serijski kapacitet, a drugi dio (BC) daje impedanciju induktivnog karaktera. Pretvorbom te impedancije u paralelni slog otpora  $R_1$  i induktivne reaktancije  $|X_1|$ , koja se zatim poništava kapacitetom  $C_1 = -1/(\omega X_1)$ , dobiva se realni otpor  $R_1$ . Vrijednosti reaktancija četveropola dobivaju se iz jednadžbi:

$$|X_1| = QR_1, \tag{47}$$

$$X_2 = \frac{R_1}{1+Q^2} \left( Q + \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1+Q^2)} - 1 \right), \tag{48}$$

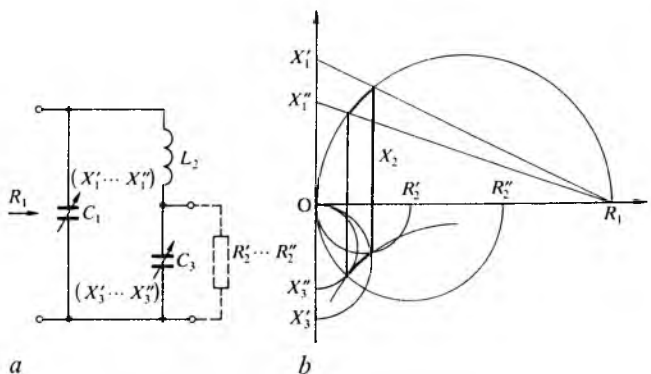
$$X_3 = -R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2(1+Q^2)} - R_1}. \tag{49}$$

Budući da u jednadžbama (48) i (49) rezultat mora biti realan, izrazi pod korijenima moraju biti veći od nule, pa slijedi ograničenje:

$$Q > \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}. \tag{50}$$

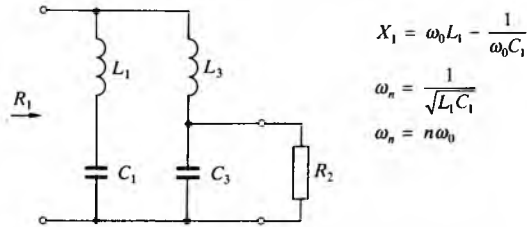
To znači da se sa smanjenjem dobrote  $Q$  točka B (sl. 15 b) može pomaknuti udesno dok ne padne u točku D, jer je dobrota jednaka

$$Q = \tan \alpha. \tag{51}$$



Sl. 16. Ostvarenje promjenljivog transformacijskog omjera ugradnjom promjenljivih kondenzatora u mrežu prema slici 15

Ako se u Collinsov filter ugrade promjenljivi kondenzatori, moguće je ostvariti i promjenljivi transformacijski omjer (sl. 16). Svi otpori između  $R_2'$  i  $R_2''$  mogu se transformirati na  $R_1$ .



Sl. 17. Promijenjena mreža prema slici 15 za jače potiskivanje viših harmonika

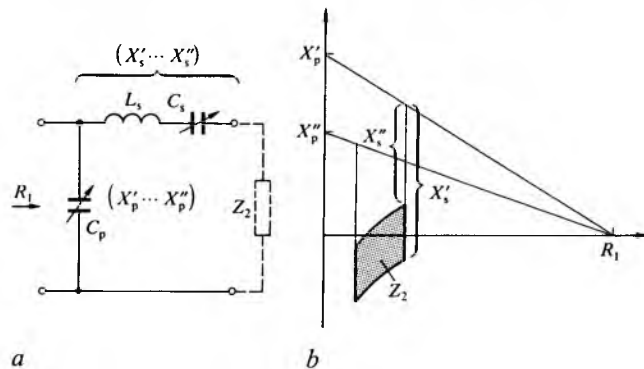
Ako se želi jače potisnuti neki od harmonika, može se primijeniti modifikacija Collinsova filtra (sl. 17). Kod tog se četveropola u prvu poprečnu granu stavlja serijski titrajni krug, koji kratko spaja željeni harmonik. Za radnu frekvenciju ta grana ima kapacitivan karakter (radna je frekvencija manja od rezonantne frekvencije titrajnog kruga) i četveropol ima oblik Collinsova filtra. Ako je na radnoj frekvenciji za transformaciju potrebna reaktancija poprečne grane četveropola  $X_1$ , onda će za potiskivanje  $n$ -tog harmonika elementi serijskog titrajnog kruga biti

$$L_1 = \left| \frac{X_1}{1-n^2} \right| \frac{1}{\omega_0}, \tag{52}$$

$$C_1 = \left| \frac{1-n^2}{n^2} \right| \frac{1}{|X_1| \omega_0}, \tag{53}$$

s time da je  $\omega_0$  radna frekvencija.

Kada se zahtijeva da opteretna impedancija (npr. impedancija antene) izlaznog stupnja odašiljača treba varirati u dosta širokim granicama, neki ili svi elementi četveropola za transformaciju moraju biti promjenljivi. Područje impedancija  $Z_2$  koje se mogu transformirati na ulazni otpor  $R_1$  naziva se *područjem prilagodljivosti*. Budući da je daleko lakše izvesti promjenljive kondenzatore nego zavojnice, kao primjer se uzima četveropol prema slici 18 (osjenčano je prikazano područje prilagodljivosti). Reaktancija serijske grane L-četveropola mora imati induktivan karakter, a serijski kondenzator  $C_s$  služi samo zato da se mijenja vrijednost te reaktancije. Za prikazano područje prilagodljivosti serijska reaktancija mora biti u granicama od  $X_s'$  do  $X_s''$ , a paralelna od  $X_p'$  do  $X_p''$ .



Sl. 18. Ostvarenje transformacije određenog područja impedancija  $Z_2$  (područje prilagodljivosti) L-četveropolom s promjenljivim elementima

**Simetriranje.** Katkad se mrežom za transformaciju mora, osim transformacije impedancije, prijeći sa simetričnog tereta na asimetričnu liniju za napajanje. Za taj se postupak tzv. *simetriranja* primjenjuju dva četveropola koji su na ulaznoj strani spojeni paralelno, a na izlaznoj u seriju (sl. 19). Jedan od njih zakreće fazu za  $90^\circ$ , a drugi za  $-90^\circ$ , s time da oba imaju isti omjer transformacije. Prema jednadžbama (36), (37) i (38) elementi oba Pi-četveropola su: za gornji Pi-četveropol ( $\alpha = -90^\circ$ )

$$X_1 = X_3 = -\sqrt{R_1 R_2}, \tag{54}$$

$$X_2 = \sqrt{R_1 R_2}, \tag{55}$$

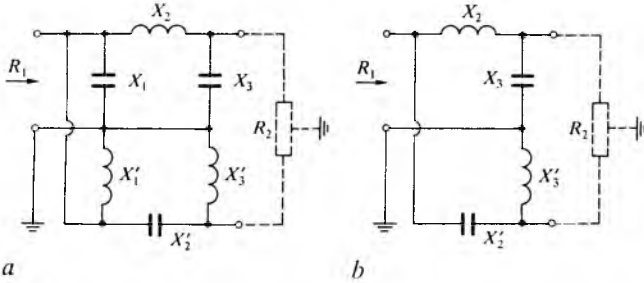


a za donji ( $\alpha=90^\circ$ )

$$X'_1 = X'_3 = \sqrt{R_1 R_2}, \quad (56)$$

$$X'_2 = -\sqrt{R_1 R_2}. \quad (57)$$

Reaktancije  $X_1$  (kapacitivna) i  $X'_1$  (induktivna) mogu se u konačnoj shemi zanemariti (sl. 19 b), jer su međusobno jednake i spojene paralelno (paralelni titrajni krug).

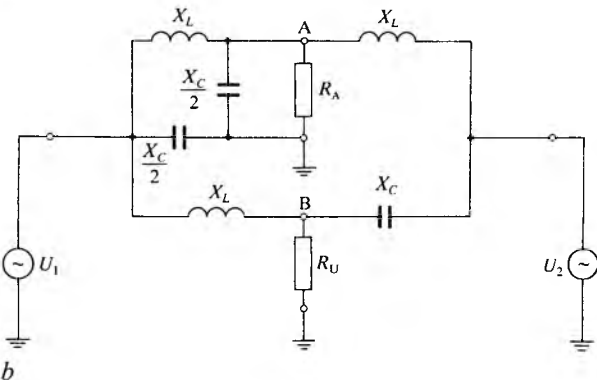
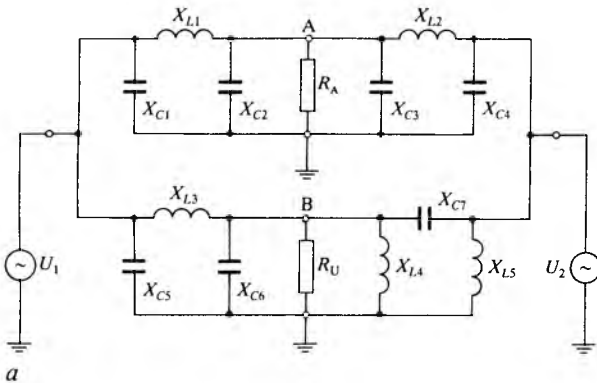


Sl. 19. Mreža za transformaciju simetričnog tereta na asimetrični ulazni otpor. a) potpuna mreža s dva Pi-četveropola. b) shema dobivena odbacivanjem elemenata koji tvore paralelni titrajni krug

**Spajanje više izvora i trošila.** U odašiljačima velikih snaga vrlo se često upotrebljavaju dva izlazna stupnja, spojena paralelno na zajedničku antenu. To se postiže posebnim mrežama za prilagođenje, koje povezuju dva izvora na dva trošila (stvarnu i umjetnu antenu). Uz jednake amplitude i sinkronizaciju obaju (istofaznih) izvora, njihovi će se naponi na stvarnoj anteni zbrojiti, a na umjetnoj anteni poništiti. Ako jedan izlazni stupanj ispadne iz pogona, drugi će nastaviti normalan rad, s time da će se pola njegove snage trošiti na stvarnoj, a pola na umjetnoj anteni. Takva se mreža (sl. 20) sastoji od četiri Pi-četveropola kojima su reaktancije

$$X_{L1} = X_{L2} = \dots = X_{L5} = X_L = R_A, \quad (58)$$

$$X_{C1} = X_{C2} = \dots = X_{C7} = X_C = -R_A, \quad (59)$$



Sl. 20. Mreža pomoću koje se priključuju dva odašiljača iste frekvencije na zajedničku antenu.  $R_A$  otpor antene i  $R_U$  otpor (umjetne antene) na kojem se prilikom ispada iz pogona jednog odašiljača troši pola snage drugog odašiljača. a) potpuna mreža, b) sažeta shema

uz uvjete  $R_U = R_A$  i  $U_2 = U_1$ . Oba četveropola gornjeg para zakreću jednako fazu za  $90^\circ$ , pa su im naponi na anteni (tj. na  $R_A$ ) istofazni. Lijevi četveropol donjeg para zakreće fazu za  $-90^\circ$ , a desni za  $90^\circ$ , pa su im naponi na umjetnoj anteni (tj. na  $R_U$ ) u protufazi i nema prijenosa snage. Shema na slici 20 a može se pojednostavniti. Paralelne kombinacije  $X_{C1}$ ,  $X_{C5}$  i  $X_{C2}$ ,  $X_{C3}$  nadomještaju se svaka s  $X_C/2$ , a paralelne kombinacije  $X_{C4}$ ,  $X_{L5}$  i  $X_{C6}$ ,  $X_{L4}$  su paralelni titrajni krugovi i mogu se izostaviti (sl. 20 b).

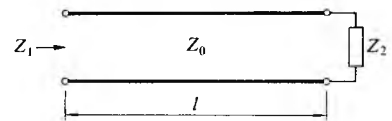
Ispad iz pogona (prekid ili kratki spoj) bilo kojeg izlaznog stupnja ne djeluje na rad onoga drugog, što se može protumačiti ovako: ako je desni generator ( $U_2$ ) kratko spojen, onda  $X_{L2}$  i  $X_{C3}$ , odnosno  $X_{L4}$  i  $X_{C7}$ , čine paralelne titrajne krugove i mogu se zanemariti. To znači da su točke A i B na istom potencijalu, pa se na  $R_A$  i  $R_U$  troše jednake snage. U lijevom se generatoru ne zapaža nikakva promjena u opterećenju i on dalje normalno radi. Potpuno isto vrijedi i ako je lijevi generator ( $U_1$ ) kratko spojen. Ako je desni generator odspojen (prekid),  $X_{C4}$  i  $X_{L5}$  čine paralelni, a  $X_{L2}$  i  $X_{C7}$  serijski titrajni krug i točke A i B opet su na istom potencijalu. Kada je lijevi generator u prekidu, onda su naponi u točkama A i B protufazni, jer desni dio sheme djeluje kao prijelaz s asimetrije na simetriju (sl. 20 a). Točke A i B s lijeve su strane međusobno spojene preko dva četveropola, od kojih svaki ima fazni zakret  $-90^\circ$ , tako da su i s te strane obje točke vezane protufazno.

**Mreže s raspodijeljenim parametrima**

**Linijski transformatori.** Osnovni element koji služi za transformaciju impedancije u tehnici raspodijeljenih parametara jest *odsječak linije*. Budući da se za transformaciju redovito upotrebljavaju linije kraće od pola valne duljine, gubitci se mogu zanemariti. Bilo koja impedancija  $Z_2$  može se povoljno odabranom karakterističnom valnom impedancijom  $Z_0$  i električnom duljinom linije  $\beta l$  (sl. 21) transformirati na traženu impedanciju  $Z_1$ . Veza između impedancija  $Z_1$  i  $Z_2$  dana je jednadžbom

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_2 \tan \beta l}. \quad (60)$$

Razdvajanjem realnih i imaginarnih dijelova te jednadžbe mogu se odrediti potrebne veličine  $Z_0$  i  $\beta l$ .

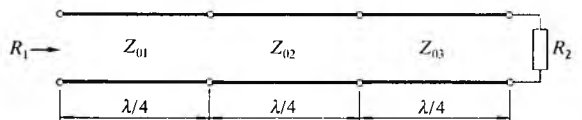


Sl. 21. Odsječak linije kao osnovni element za transformaciju u tehnici raspodijeljenih parametara

Poseban je slučaj transformacija otpora  $R_2$  na otpor  $R_1$  pomoću četvrtvalnog transformatora ( $l = \lambda/4$ ), kojemu se karakteristična valna impedancija izračunava pomoću jednadžbe

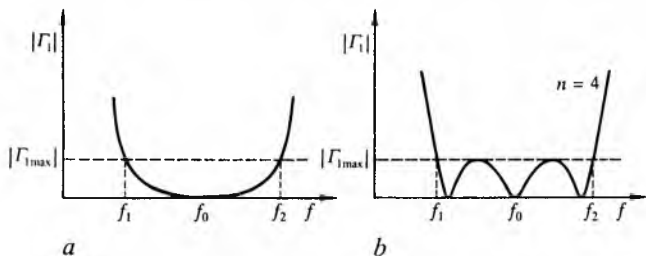
$$Z = \sqrt{R_1 R_2}. \quad (61)$$

Ako je transformacijski omjer  $R_2/R_1$  velik, širina je frekvencijskog pojasa malena. Da bi se i za veće transformacijske omjere postigla veća širina pojasa, upotrebljava se lanac četvrtvalnih transformatora (sl. 22). Tada svaki transformator ima manji transformacijski omjer, dakle veću širinu pojasa, pa će i ukupna širina pojasa biti veća. Biranjem karakteristične valne impedancije jedinog četvrtvalnog transformatora određuje se frekvencijska karakteristika ulaznog koeficijenta refleksije  $\Gamma_1$ . Postoje dvije



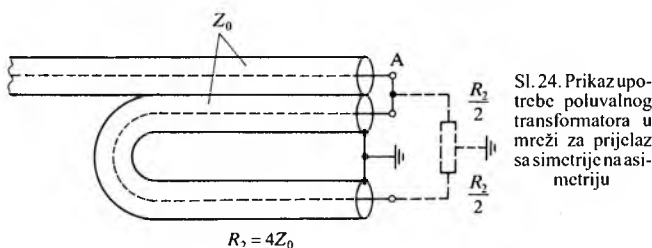
Sl. 22. Prikaz lanca četvrtvalnih transformatora s kojima se postiže veća širina pojasa pri transformaciji otpora

posebne frekvencijske karakteristike, tzv. *maksimalno glatka* i *Čebiševljeva* (sl. 23). Kod maksimalno glatke karakteristike modul koeficijenta refleksije jednolično raste, i to od nule pri središnjoj frekvenciji do najviše dopuštene vrijednosti pri donjoj ( $f_1$ ) i gornjoj ( $f_2$ ) graničnoj frekvenciji potrebnog opsega. Posebnost je Čebiševljeve karakteristike u tome da se u opsegu između  $f_1$  i  $f_2$  dopušta valovitost s najvećom vrijednošću modula koeficijenta refleksije koja je jednaka onoj na granici frekvencijskog opsega.



Sl. 23. Dvije posebne frekvencijske karakteristike ulaznog koeficijenta refleksije  $\Gamma_1$  mreže iz slike 22 dobivene biranjem karakterističnih valnih impedancija pojedinih četvervalnih transformatora. *a* maksimalno glatka i *b* Čebiševljeva karakteristika

Drugi poseban slučaj jest *poluvalni transformator* ( $l = \lambda/2$ ), u kojem su naponi na  $Z_2$  i na ulazu međusobno u protufazi, a transformacijski je omjer 1 : 1. Poluvalni se transformator zbog tih svojstava upotrebljava u četveropolu za prijelaz sa simetrije na asimetriju (sl. 24). Prikazani četveropol istodobno i transformira impedanciju u omjeru 4 : 1, dakle između točke A i uzemljenja impedancija je  $R_2/4$  (paralelna kombinacija oba otpora  $R_2/2$ ).



Sl. 24. Prikaz upotrebe poluvalnog transformatora u mreži za prijelaz sa simetrije na asimetriju

Za širokopojasno prilagođenje otpora  $R_2$  na  $R_1$  može poslužiti i *nehomogena linija*, kojoj se karakteristična valna impedancija kontinuirano mijenja. Najjednostavniji primjer takve linije jest eksponencijalna linija (sl. 25) uz karakterističnu valnu impedanciju:

$$Z_0(x) = \sqrt{R_1 R_2} \exp\left(\frac{2x-L}{2L} \ln \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (62)$$

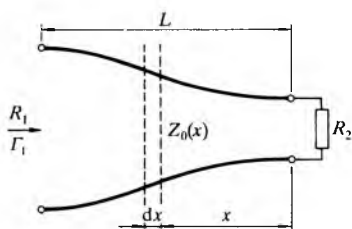
Ulazni koeficijent refleksije nehomogene linije ovisi o njezinoj električnoj duljini:

$$\Gamma_1 = \Gamma(L) = \frac{1}{2} \ln \frac{R_1}{R_2} \frac{\sin \beta L}{\beta L} \quad (63)$$

Za  $\beta L \geq \pi$ , odnosno  $L/\lambda \geq 0,5$  modul ulaznog koeficijenta refleksije iznosi

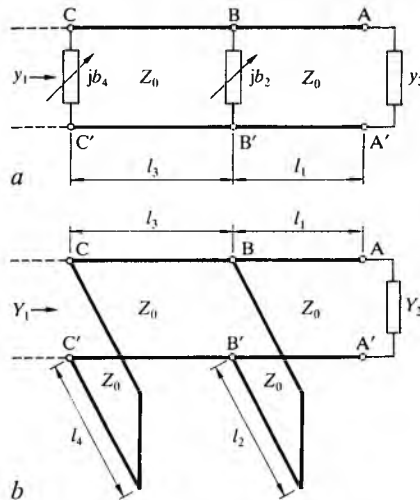
$$\Gamma_1 \approx 0,1 \left| \ln \frac{R_1}{R_2} \right| \quad (64)$$

pa nehomogena linija djeluje kao visoki propust, tj. transformacija otpora s maksimalnim koeficijentom refleksije prema jednadžbi (64) ostvariva je iznad granične frekvencije određene duljinom linije.



Sl. 25. Prikaz dvožične eksponencijalne linije koja služi za širokopojasno prilagođenje otpora

Linijiski transformator koji transformira impedancije prema jednadžbi (60) neprikladan je za praktičnu upotrebu, jer zahtijeva liniju točno određene karakteristične valne impedancije. Budući da su u upotrebi linije normiranih karakterističnih valnih impedancija (50, 75, 300 i 600  $\Omega$ ), trebalo bi za općeniti slučaj transformacije konstruirati liniju posebnih dimenzija. Da bi se to izbjeglo, na linije normalnih izmjera priključe se paralelno, na određenim razmacima, barem dvije reaktancije. Te se reaktancije mogu jednostavno ostvariti odsječcima linija, koje su na jednom kraju kratko spojene. Mreža za transformaciju s dvije reaktancije prikazana je na slici 26. Budući da se paralelno s glavnom linijom priključuju odsječci kratko spojenih linija, pri proračunu se radi s admittancijama. Vrlo se često umjesto jednadžbi, koje se zbog složenosti ovdje izostavljaju, primjenjuje Smithov dijagram (v. *Elektronika, sklopovi i sastavni dijelovi za mikrovalnu tehniku*, TE 4, str. 570). Sve su admittancije u tom dijagramu normirane na karakterističnu valnu admittanciju linije  $Y_0$ , dakle  $y = Y/Y_0$ .

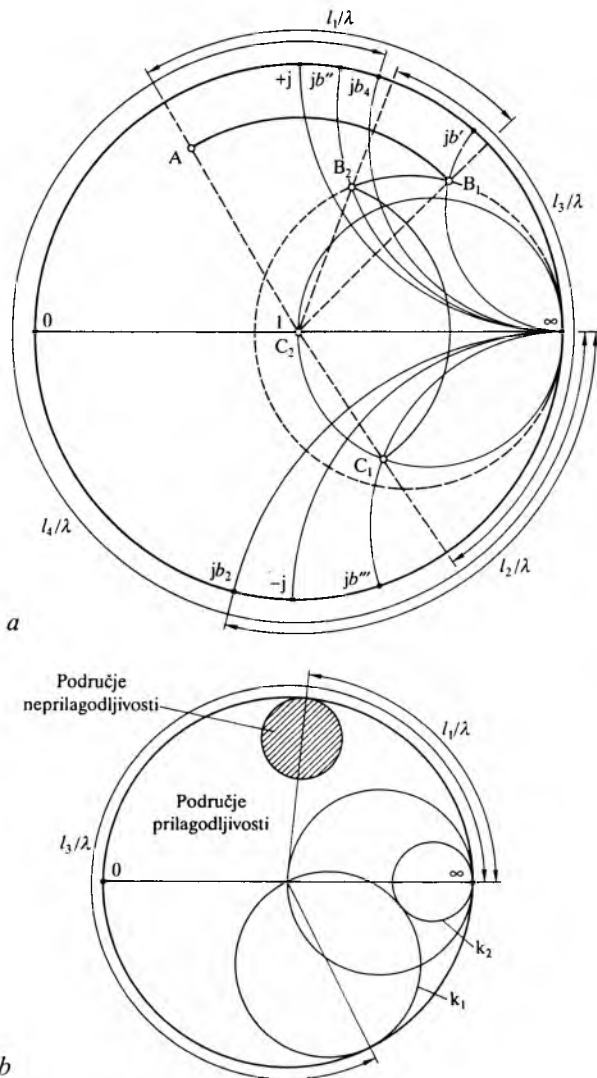


Sl. 26. Mreža za transformaciju u kojoj se paralelno s glavnom granom na određenom razmaku priključe dvije reaktancije. *a* opći prikaz, *b* mreža u kojoj su reaktancije ostvarene odsječcima kratko spojenih linija

Na slici 27a prikazan je postupak određivanja duljina kratko spojenih odsječaka linija kad se želi admittancija  $Y_2$  transformirati u admittanciju  $Y_1 = Y_0$ . Redovito su mikrovalni sklopovi međusobno povezani linijama, pa se tako odabranom ulaznom admittancijom sprečavaju refleksije.

Točka A u Smithovu dijagramu (sl. 27a) predstavlja normiranu admittanciju  $y_2$ . Pomicanjem po luku koncentrične kružnice u smjeru kazaljke na satu dolazi se u točku  $B_1$ , koja odgovara ulaznoj admittanciji odsjeka linije  $l_1$  (stezaljke  $BB'$  na sl. 26). Paralelno dodanom susceptancijom  $b_2$  (kratko spojeni odsječak  $l_2$ ) dolazi se po kružnici stalne konduktancije iz točke  $B_1$  u točku  $B_2$ . Susceptancije točaka  $B_1$  i  $B_2$  su  $b'$  i  $b''$ , a mogu se odčitati na rubu Smithova dijagrama. Razlika  $b_2 = b'' - b'$  jest ulazna susceptancija kratko spojenog odsjeka linije, kojem se duljina  $l_2$ , normirana na valnu duljinu, može odčitati na rubu dijagrama. Pomicanje točke  $B_2$  u točku  $C_1$ , po luku koncentrične kružnice u smjeru kazaljke na satu odgovara gibanju uzduž linije  $l_3$ , tako da točka  $C_1$  odgovara ulaznoj admittanciji cijele mreže, gledano udesno od stezaljki  $CC'$  (bez kratko spojenog odsjeka  $l_4$ ). Paralelnim dodavanjem susceptancije  $b_4$  kratko spojenog odsjeka duljine  $l_4$  dolazi se iz točke  $C_1$  u  $C_2$ . Pomoću susceptancije  $b_4 = -b'''$  može se odrediti duljina odsjeka linije  $l_4$ .

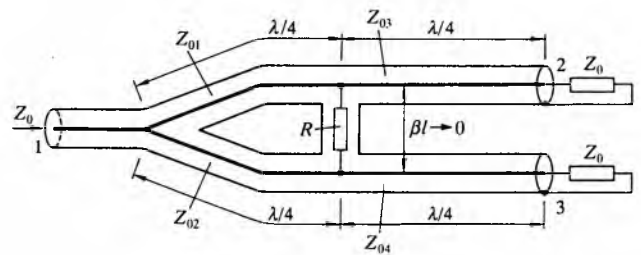
Područje admittancija  $Y_2$  koje se mogu transformirati u admittanciju  $Y_0$  pomoću dviju susceptancija spojenih paralelno s glavnom linijom (sl. 26b) prikazano je na slici 27b. Ako su susceptancije ostvarene kratko spojenim linijama s pomičnim kratkim spojem (moguće su sve susceptancije od  $-\infty$  do  $+\infty$ ), onda područje admittancija  $Y_2$  koje nije moguće prilagoditi ovisi samo o duljinama linija  $l_1$  i  $l_3$ . Na slici 27b to je područje osjenčano. Ako se iskoriste tri susceptancije spojene paralelno s linijom na razmacima od četvrtine valne duljine, onda se njihovim variranjem može bilo koja admittancija transformirati na karakterističnu valnu admittanciju linije.



Sl. 27. Prikaz grafičkog postupka za određivanje elemenata mreže prema slici 26 b u Smithovu dijagramu. a skica admitancija i duljina linija na svim dijelovima mreže, b područje admitancija (osjenčano) koje nije moguće prilagoditi (kružnice  $k_1$  i  $k_2$  se dotiču)

**Višeprolazni sklopovi za grananje snage.** Zbog malene valne duljine na višim se frekvencijama redovito ne mogu definirati stezaljke pojedinih sklopova kao kod nižih frekvencija. Kod nekih struktura, npr. kod valovoda, takve stezaljke ne postoje, već se mogu definirati samo ravnine koje predstavljaju granice između dvaju sklopova. Zbog toga se u tehnici raspodijeljenih parametara ne govori o stezaljkama već o *prolazima* na ulazu ili izlazu sklopova. Tako se dvopoli označuju kao jednoprolazni, četveropoli kao dvoprolazni, odnosno  $n$ -teropoli kao višeprolazni sklopovi. Za grananje snage upotrebljavaju se troprolazni i četveroprolazni sklopovi. Od njih se zahtijeva prilagođenje na svim prolazima, kako se snaga ne bi gubila zbog refleksija ili nepoželjno prenosila između prolaza koji se međusobno trebaju izolirati.

*Troprolazni djelitelj snage* ima jedan ulazni (prolaz 1) i dva izlazna prolaza (prolazi 2 i 3). Ako je prilagođenje potrebno samo na ulazu, mora koeficijent refleksije na ulazu biti jednak nuli, što se pomoću raspodijeljenih parametara (v. *Telekomunikacije, Radiokomunikacije*, TE 12, str. 603) iskazuje jednadžbom  $S_{11} = 0$ . Omjer dijeljenja snage između prolaza 2 i 3 iznosi  $|S_{21}|^2 : |S_{31}|^2$ . Ako se zbog neprilagođenja tereta na prolazu 2 dio snage reflektira, ona će se kod troprolaza bez gubitaka (sastavljenih samo od reaktivnih elemenata) djelomice vratiti na ulaz, a djelomice preneti na prolaz 3. Može se dokazati da je nemoguće izgraditi troprolaz bez gubitaka koji bi se mogao istodobno prilagoditi na sva tri prolaza, tj. da su  $S_{11} = 0$ ,  $S_{22} = 0$  i  $S_{33} = 0$ . Da bi se istodobno postiglo prilagođenje prolaza 2 i 3 i njihovo međusobno odvajanje, u troprolaz se moraju ugraditi elementi s gubitcima. Naj-



Sl. 28. Mreža za grananje snage sastavljena od četvrtvalnih odsječaka koaksijalnih vodova (tzv. Wilkinsonov djelitelj snage)

općenitiji oblik troprolaza toga tipa s proizvoljnim omjerom dijeljenja snage sastavljen od odsječaka koaksijalnih vodova naziva se *Wilkinsonovim djeliteljem snage* (sl. 28). Najčešće se upotrebljava troprolaz koji ulaznu snagu dijeli popola na izlaze 2 i 3. Tada je  $Z_{01} = Z_{02} = Z_{03} = Z_0 \sqrt{2}$ , a  $Z_{03} = Z_{04} = Z_0$ . Raspršna matrica za središnju frekvenciju idealnog djelitelja prema slici 28 jest

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & t & \sqrt{1-t^2} \\ t & 0 & 0 \\ \sqrt{1-t^2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (65)$$

gdje je  $t = |S_{21}|$ , dok su karakteristične valne impedancije pojedinih četvrtvalnih transformatora povezane jednadžbama:

$$\frac{Z_{02}}{Z_{01}} = \frac{t^2}{1-t^2}, \quad (66)$$

$$\frac{Z_{03}}{Z_{01}} = t, \quad (67)$$

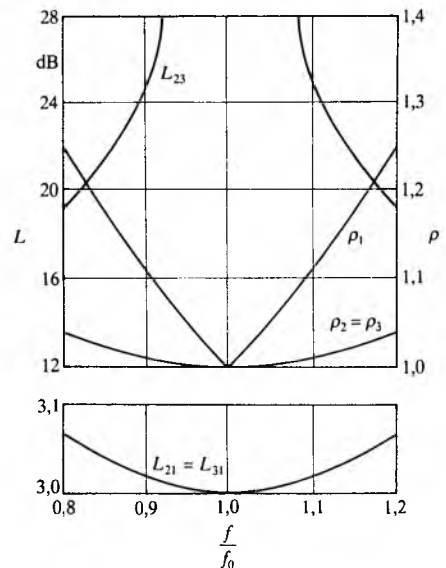
$$\frac{Z_{04}}{Z_{01}} = \frac{t^2}{\sqrt{1-t^2}}, \quad (68)$$

s time da se za središnju frekvenciju može  $Z_{01}$  birati slobodno. Otpor elementa s gubitcima određen je jednadžbom:

$$R = \frac{Z_{01} Z_{02}}{Z_0} = \frac{Z_{03}^2 + Z_{04}^2}{Z_0}. \quad (69)$$

Za opisani troprolazni sklop sva se snaga prenosi s prolaza 1 na prolaze 2 i 3 uz istodobno prilagođenje i raspredanje prolaza 2 i 3. Kvaliteta djelitelja ogleda se u frekvencijskoj ovisnosti omjera stojnih valova svakog od prolaza i slabljenju između njih. Omjer stojnih valova  $n$ -tog prolaza uz jednake snage na prolazu 2 i 3 jest

$$\rho_{nn} = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|}, \quad (70)$$



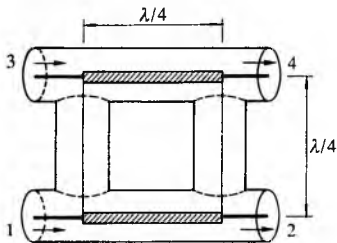
Sl. 29. Frekvencijska karakteristika omjera stojnih valova  $\rho$  svih prolaza i slabljenja  $L$  između njih za Wilkinsonov djelitelj pomoću kojeg se ulazna snaga dijeli popola na izlaze 2 i 3

a slabljenje između  $m$ -tog i  $n$ -tog prolaza iznosi

$$L_{mn} = -20 \lg |S_{mn}| \quad (71)$$

Na slici 29 prikazana je frekvencijska karakteristika slabljenja i omjera stojnih valova pojedinih prolaza Wilkinsonova djelatitelja za dijeljenje ulazne snage popola na izlaze 2 i 3 ( $Z_{03} = Z_{04} = Z_0$ ).

Četveroprolazni sklopovi mogu se s obzirom na osnovne svoga djelovanja svrstati u dvije skupine. Rad se jednih temelji na povezivanju prolaza ograncima, a drugih na elektromagnetnoj sprezi. Četveroprolazni sklopovi mogu, kao i troprolazni, poslužiti za grananje snage, ali i za zbrajanje ili oduzimanje signala dvaju koherentnih izvora. Ti izvori mogu biti sinkronizirani oscilatori, ali isto tako i dvije antene koje se nalaze u polju nekog odašiljača. Združivanjem većeg broja četveroprolaznih sklopova u jedan višeprolazni sklop mogu se postići najrazličitiji slogovi za zbrajanja ili oduzimanja signala iz više izvora na jednom ili više tereta. To je posebno zanimljivo za suvremene antenske sustave, koji se katkad sastoje i od nekoliko tisuća osnovnih antenskih elemenata.

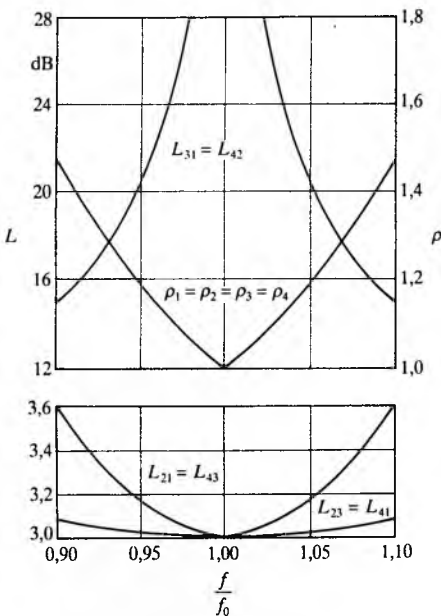


Sl. 30. Četveroprolazni sklop s dva četvrtvalna ogranka izveden u koaksijalnoj tehnici

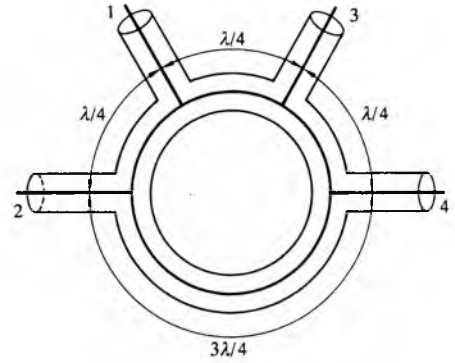
Tipičan četveroprolazni sklop u koaksijalnoj tehnici sa četvrtvalnim ograncima prikazan je na slici 30, s time da se po pola snage prenosi s prolaza 1 na prolaz 2 i 4, dok se na prolaz 3 snaga ne prenosi. Zbog simetrije analogan zaključak vrijedi ako se kao ulaz uzima prolaz 3. Za taj sklop vrijedi sljedeća matrica raspršnih parametara:

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 0 & 1 \\ j & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (72)$$

Vidi se da fazni pomak signala između prolaza 1 i 2 iznosi  $-90^\circ$ , a između prolaza 1 i 4 iznosi  $-180^\circ$ , što treba uzeti u obzir pri slaganju više sklopova u niz. Frekvencijska karakteristika slabljenja i omjera stojnih valova pojedinih prolaza prikazana je na slici 31. Vrlo raširen četveroprolazni sklop je i *hibridni prsten* (sl.



Sl. 31. Frekvencijska karakteristika omjera stojnih valova  $\rho$  svih prolaza i slabljenja  $L$  između njih za četveroprolazni sklop prema slici 30

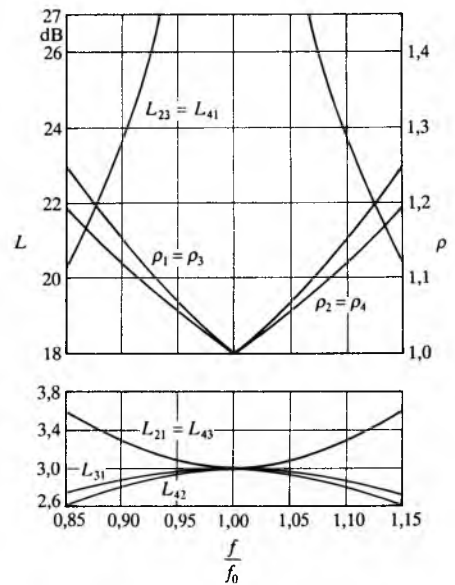


Sl. 32. Skica hibridnog prstena

32), koji također dijeli ulaznu snagu prolaza popola na dva izlaza (prolaz 2 i 3) bez prijenosa snage na prolaz 4. Matrica raspršnih parametara mu iznosi

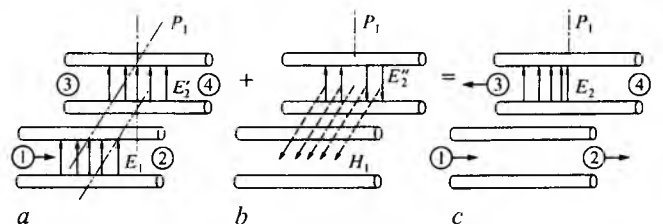
$$[S] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (73)$$

a frekvencijska karakteristika prikazana je na slici 33. Za razliku od prethodnog sklopa, u hibridnom je prstenu fazni pomak signala između prolaza 1 i 2 te 1 i 3 isti ( $-90^\circ$ ), pa su signali na prolazima 2 i 3 istofazni.



Sl. 33. Frekvencijska karakteristika omjera stojnih valova  $\rho$  svih prolaza i slabljenja  $L$  između njih za hibridni prsten

Rad četveroprolaznog sklopa temeljen na elektromagnetnoj sprezi između dviju linija može se objasniti na primjeru dvožičnog voda kojim se širi TEM mod. Na slici 34 prikazano je odvojeno djelovanje električne (a) i magnetne (b) sprege, te njihovo zajedničko djelovanje (c). Odabrat će se trenutak u kojem se maksimum električnog polja  $E_1$  nalazi u ravnini  $P_1$ . Budući da se slijeva nadesno širi TEM mod, i magnetno polje  $H_1$  imat će u tom trenutku maksimum u ravnini  $P_1$ . Pod utjecajem električnog polja  $E_1$  linije 1-2 inducirat će se u liniji 3-4 električno polje koje je istoga smjera kao  $E_1$  (sl. 34 a), a pod utjecajem magnetnog polja



Sl. 34. Četveroprolazni sklop osnovan na elektromagnetnoj sprezi između dviju linija

$H_1$  linije 1–2 u liniji 3–4 inducirat će se električno polje  $E_2''$  u skladu s Maxwellovom jednadžbom:

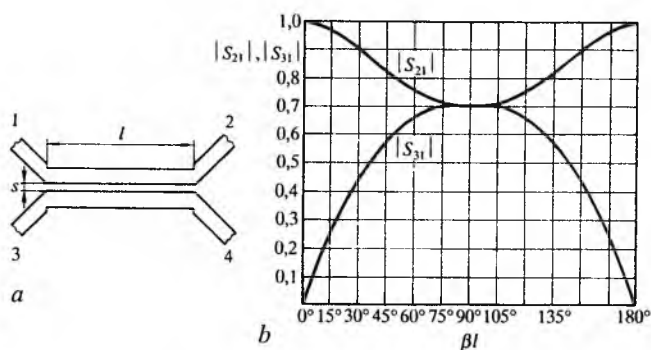
$$\text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (74)$$

Kako u ravnini  $P_1$  magnetno polje ima maksimum ( $\partial H/\partial t=0$ ), to će inducirano električno polje  $E_2''$  u toj ravnini biti nula, dok je lijevo i desno od te ravnine polje suprotnoga smjera (sl. 34 b). Vrijednost tog polja ovisi o razmaku vodiča i frekvenciji, koji se mogu tako odabrati da se polja  $E_2'$  i  $E_2''$  na prolazu 4 ponište, a na prolazu 3 potpomažu. Prema tome, s prolaza 1 snaga se prenosi na prolaze 2 i 3, a na prolaz 4 se u idealnom slučaju ne prenosi (sl. 34 c). Takav tip četveroprolaznog sklopa (tzv. *sprežnik*) vrlo je raširen u tehnici mikrotrakastih linija (sl. 35 a). Raspršni su parametri  $S_{11}=0$ ,  $S_{41}=0$ ,

$$S_{21} = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \cos \beta l + j \sin \beta l} \quad (75)$$

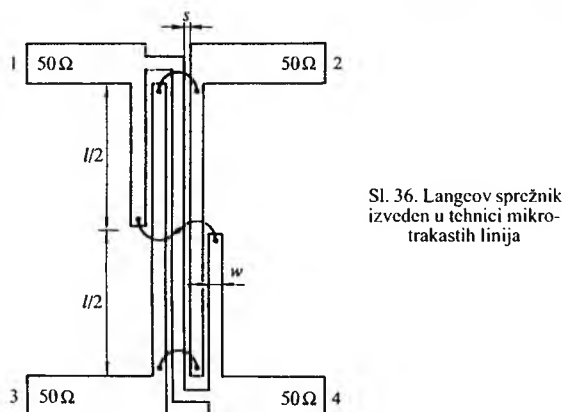
$$S_{31} = \frac{jk \sin \beta l}{\sqrt{1-k^2} \cos \beta l + j \sin \beta l} \quad (76)$$

gdje je  $k$  ovisan o elektromagnetnoj sprezi. Iz jednadžbi (75) i (76) vidi se da će  $|S_{31}|$  imati maksimum, a  $|S_{21}|$  minimum kada su duljine linija neparni višekratnici četvrtine valne duljine. Ovisnost  $|S_{21}|$  i  $|S_{31}|$  o električnoj duljini linija prikazana je na slici 35 b.



Sl. 35. Sprežnik načinjen od dviju spregnutih linija. a izvedba u tehnici mikrotrakastih linija na substratu debljine  $h$ , b ovisnost raspršnih parametara o električnoj duljini spregnutih linija

U mikrovalnoj tehnici, posebno pri izgradnji balansnih pojačala, čest je četveroprolazni sklop i *Langeov sprežnik*. On se sastoji od četiriju paralelnih mikrotrakastih linija, s time da su dvije i dvije (svaka druga) međusobno paralelno spojene (sl. 36). Ulazna se snaga također s prolaza 1 dijeli popola na prolaze 2 i 4, dok na prolazu 3 nema signala. Zbog simetrije analogan zaključak vrijedi i za sve ostale prolaze koji se upotrebljavaju kao ulazni.



Sl. 36. Langeov sprežnik izveden u tehnici mikrotrakastih linija

**Prijelazi između različitih prijenosnih medija.** U tehnici raspodijeljenih parametara, već prema frekvenciji, snazi i vrsti

primjene, upotrebljavaju se razni prijenosni mediji unutar ili između sustava. Najstariji su dvožični vod bez oklopa ili s oklopom, zatim koaksijalni vod te valovod pravokutnog, kružnog ili eliptičnog presjeka. Usavršavanjem tehnologije tiskanih pločica i integriranih sklopova pojavile su se u mikrovalnom području simetrične i asimetrične trakaste linije, a zatim i posebni oblici kao koplana linija, prorezna linija i niz novijih medija prikladnih za prijenos u milimetarskom valnom području. Vrlo često postoji potreba prijelaza s jednog medija na drugi uz što manje gubitke i refleksije. Za to se primjenjuju različiti tipovi prijelaza. Povijesno je najstariji prijelaz koaksijalnog voda na pravokutni valovod. Vrlo je važan i rotacijski valovodni spoj, bez kojeg se ne bi moglo ostvariti okretanje radarske antene. Središnji su dio takva spoja dva segmenta kružnog valovoda koji mogu neovisno rotirati oko zajedničke osi, a dimenzionirani su za prijenos  $TM_{01}$  moda. Gore i dolje su pravokutni valovodi čvrsto vezani sondama na pripadne segmente kružnih valovoda.

Za prijenos u pojedinim frekvencijskim opsezima služe valovodi različita presjeka. Na mjestu preklapanja dvaju susjednih frekvencijskih opsega mogu se upotrebljavati valovodi različitog presjeka, a i unutar jednog opsega se katkad upotrebljavaju pravokutni valovodi s reduciranom visinom. Da bi se moglo prijeći s jednog presjeka na drugi, upotrebljavaju se valovodni prijelazi koji su slični nehomogenim linijama. Najpovoljniji je prijelaz s eksponencijalno promjenljivim presjekom, ali se vrlo složeno izvodi. Zbog toga se redovito upotrebljavaju prijelazi s linearno promjenljivim presjekom uz moguće dodatne kompenzacije refleksija.

Pri povezivanju antena s odašiljačima valovodi često moraju mijenjati smjer. Za to se upotrebljavaju posebno izrađeni odsječci valovoda kojima su izmjere tako odabrane da imaju minimalnu refleksiju i redovito spajaju dva valovoda pod pravim kutom.

LIT.: P. M. Chirlian, Basic Network Theory. McGraw-Hill, New York 1969. – T. R. Cuthbert, Jr., Circuit Design Using Personal Computers. J. Wiley and Sons, New York 1983. – Vlach Jiri, Singhal Kishore, Computer Methods for Circuit Analysis and Design. Von Nostrand Reinhold, New York 1983. – H. Baher, Synthesis of Electrical Networks. J. Wiley and Sons, New York 1984. – Z. Smrkčić, Mikrovalna elektronika. Školska knjiga, Zagreb 1986. – B. Modlić, I. Modlić, Pojačala snage. Školska knjiga, Zagreb 1992. – M. W. Mendley, Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design. Artech House, Boston–London 1993.

E. Zentner

**TRGOVAČKI BROD**, plovni objekt za prijevoz tereta i putnika. Brodovi se općenito razstavaju prema različitim kriterijima, npr. prema namjeni, području plovidbe, veličini, nadgrađu, vrsti propulzije itd. (v. *Brod*, TE 2, str. 157). Uobičajena je podjela trgovačkih brodova na teretne i putničke. U širem se smislu u trgovačke brodove ubrajaju i svi ostali brodovi koji nisu ratni, npr. brodovi za negospodarske svrhe i brodovi specifičnih pomorsko-gospodarskih djelatnosti (v. *Brodovi, specijalni*, TE 2, str. 428). U specijalne se brodove mogu ubrojiti i trajekti ako se smatraju sastavnim dijelom cestovne ili željezničke mreže (v. *Brodovi, specijalni*, TE 2, str. 478).

Spлав je prvi oblik plovila koji je čovjek sagradio, a velik je napredak bio čamac izduben u deblu. U brončano doba grade se veći brodovi, ali ni za brodove mlađeg željeznog doba nisu detaljnije poznati njihovi oblici, dimenzije i oprema. Egipćani su u davnini gradili brodski trup od papirusa, a drvo su počeli upotrebljavati nešto prije početka I. dinastije. Kasnije se pojavljuje i jedro i vesta. Prvi začetak grčke galije poznat je još s početka željeznog doba, a već oko 700. veliki su trgovački brodovi bili dugi 16–20 m. U Rimljana su veliki trgovački brodovi bili iznimka, jer su robu na dugim i opasnim putovanjima prevozili ratni brodovi.

O trgovačkim brodovima ranoga srednjeg vijeka nema mnogo detaljnih podataka. U Sredozemlju su bile vrlo raširene galije, a Atlantskim oceanom plovile su nave, brodovi na jedra, pa karake, karavelc, galijuni itd. U XVII. st. brodovi su čvršći, zatvoreniji i boljih plovidbenih svojstava. Krajem XVIII. st. brzina brodova izbija u prvi plan, grade se brze trgovačke fregate i klipperi. Posve novo doba u gradnji trgovačkih brodova nastupilo je na početku XIX. st., kada se na brod uvodi parni pogon i kada željezni brodovi zamjenjuju drvene brodove.

Hrvati su već oko 600. godine plovili istočnom obalom Jadrana, a početci njihove brodogradnje nastavljaju se na tradicije Liburna. Razdoblje većeg i uspješnijeg