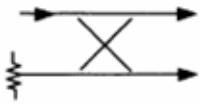
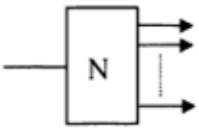
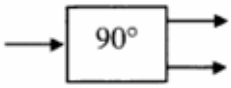
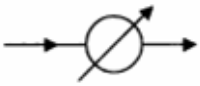
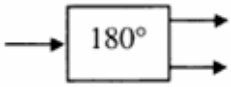
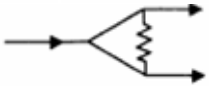
1. Parametrii de sistem ai dispozitivelor de microunde

1.1. Introducere

Un sistem de RF şi microunde este alcătuit din diferite dispozitive conectate prin linii de transmisiune.
În acest capitol vom discuta despre parametrii de sistem a diferite dispozitive. Acestea sunt reprezentate prin simbolurile din Tabelul 1.1

Tabelul 1.1

Numele componentei	Simbolul componentei	Numele componentei	Simbolul componentei
Cuplor Direcțional		1xN Comutator 1xN	
Hubrid de 90°		Defazor	
Hubrid de 180°		Atenuator	
Divizor de putere		Atenuator variabil	
Filtru trece bandă		Varactor	

Numele componentei	**Simbolul componentei**	**Numele componentei**	**Simbolul componentei**
Filtru trece jos		Multiplicator de frecvență	× N
Filtru trece sus		Divizor de frecvență	÷ N
Izolator		Oscilator	
Circulator		Amplificator	
Mixer		Comutator	

1.2. Cuploare direcționale, cuploare hibride, divizoare/sumatoare de putere

Cuploarele direcționale şi hibride sunt dispozitive utilizate pentru a suma sau diviza semnalele. Un cuplor direcțional este un dispozitiv cu patru porți cu propietatea că o undă incidentă în poarta 1 este cuplată la poarta 2 şi 3, şi izolată de poarta 4, figura 1.1.

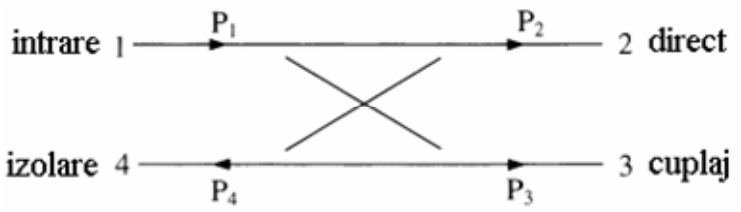


Fig.1.1. Cuplor direcțional

Cele patru porți sunt: de intrare, directă, de cuplaj şi izolată. Dacă P_1 este puterea aplicată în poarta 1, care este adaptată la impedanța generatorului, iar P_2, P_3 şi P_4 sunt puterile disponibile la porțile 2, 3 şi 4, parametrii importanti în descrierea performanțelor unui cuplor sunt:

- factorul de cuplaj (în dB): $C = 10\log\frac{P_1}{P_3}$ (1.1)
- directivitatea (în dB): $D = 10\log\frac{P_3}{P_4}$ (1.2)
- izolarea (în dB):

$$I = 10\log\frac{P_1}{P_4} = 10\log\frac{P_1}{P_3}\frac{P_3}{P_4} = 10\log\frac{P_1}{P_3} + 10\log\frac{P_3}{P_4} = C + D \quad (1.3)$$

În general, performanțele unui cuplor sunt îndicate prin factorul de cuplaj, directivitate şi impedanța de terminație. Poarta izolată este de obicei terminată pe o sarcină adaptată. Pierderi de inserție mici şi directivitate mare sunt alte caracteristici dorite ale cuplorului. Pentru creşterea benzii se utilizează cuploare cu mai multe secțiuni.

Exemplu

Un cuplor direcțional de 10 dB are o directivitate de 40 dB. Dacă puterea de intrare este $P_1 = 10\,\text{mW}$, care este puterea la porțile 2,3 şi 4 ? Presupunem: a) cuplor fără pierderi, b) cuplor cu pierderi de inserție 0.5 dB.

Soluție

a) Pentru cazul fără pierderi:

$$C(\text{dB}) = 10\text{dB} = 10\log(P_1/P_3) = P_1(\text{dBm}) - P_3(\text{dBm})$$
$$P_1 = 10\text{mW} = 10\text{dBm}$$
$$P_3 = P_1 - C = 10\text{dBm} - 10\text{dB} = 0\text{dBm} = 1\text{mW}$$
$$D(\text{dB}) = 40\text{dB} = 10\log\frac{P_3}{P_4} = P_3(\text{dBm}) - P_4(\text{dBm})$$
$$P_4 = P_3(\text{dBm}) - D(\text{dB}) = 0\text{dBm} - 40\text{dB} = -40\text{dBm} = 0.0001\text{mW}$$

$P_2 = P_1 - P_3 - P_4 \approx 9\text{mW}$ sau 9.5 dBm

b) Pentru cazul pierderilor de inserție de 0.5 dB, presupunem că acestea sunt aceleaşi pentru toate cele trei porți:

Pierderi de inserție $= IL = \alpha_L = 0.5\text{dB}$

$P_3 = 0\text{dBm} - 0.5\text{dB} = -0.5\text{dBm} = 0.89\text{mW}$

$P_4 = -40\text{dBm} - 0.5\text{dB} = -40.5\text{dBm} = 0.000089\text{mW}$

$P_2 = 9.5\text{dBm} - 0.5\text{dB} = 9\text{dBm} = 7.9\text{mW}$

Cuploarele hibride se utilizează de obicei cu un factor de cuplaj de 3 dB, dar sunt posibile si alte cuplaje. În figura 1.2 este prezentat un cuplor hibrid de 90°.

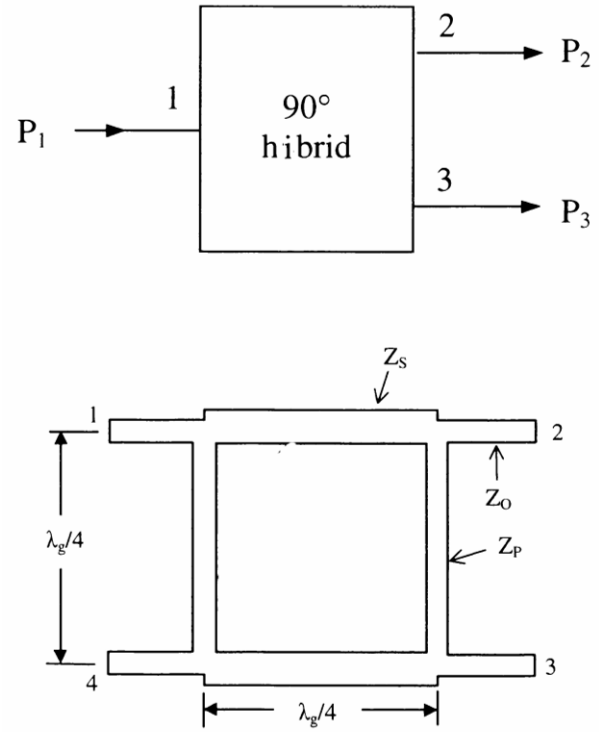


Fig.1.2. Un cuplor hibrid de 90°. Pentru un cuplaj de 3 dB, $Z_S = Z_0 / \sqrt{2}$ *şi* $Z_p = Z_0$

Pentru un cuplaj de 3 dB, semnalul de intrare de la poarta 1 este împărţit egal între porţile 2 şi 3. Porţile 1 şi 4 sunt izolate una de alta. Cele două semnale de iesire sunt defazate cu 90°. Trebuie menţionat că poarta 4 poate fi folosită si ca poartă de intrare; în acest caz, poarta 1 devine poarta izolată, datorita simetriei circuitului. Semnalul de la poarta 4 este egal împărţit între semnalele de ieşire de la portile 2 şi 3.
Cuplorul hibrid de 180° are caracteristici similare cu cel de 90°, doar că cele două semnale de ieşire sunt defazate între ele cu 180°. În figura 1.3 se arată un cuplor în inel utilizat ca un cuplor hibrid de 180°.

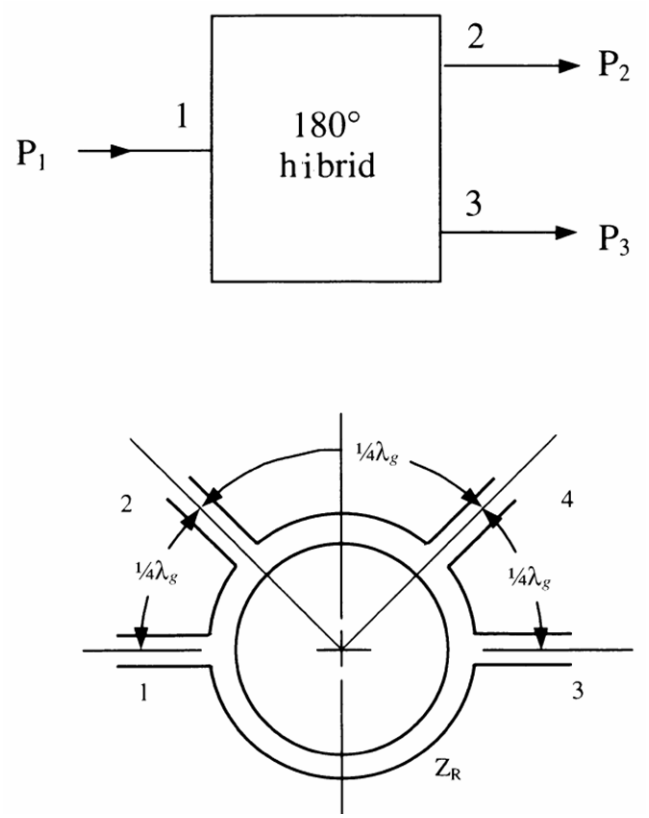


Fig.1.3. Un cuplor hibrid de 180°. Pentru un cuplaj de 3 dB, $Z_R = Z_0\sqrt{2}$

Pentru cuplorul de 3 dB, semnalul de intrare, aplicat la poarta 1 este împărţit egal între porţile 2 şi 3, între care există un defazaj de 180°. Porţile 1 şi 4 sunt izolate. Similar, porţile 2 şi 3 sunt izolate. Dacă semnalul de intrare se aplică la poarta 4, el va fi impărţit egal intre porţile 2 şi 3, ***dar în fază***.
Un divizor Wilkinson este un divizor de putere cu două căi. El oferă o bandă largă şi semnale în fază la portile de ieşire. În figura 1.4 se prezintă un divizor Wilkinson cu o singura secţiune, care constă din două linii de transmisiune.

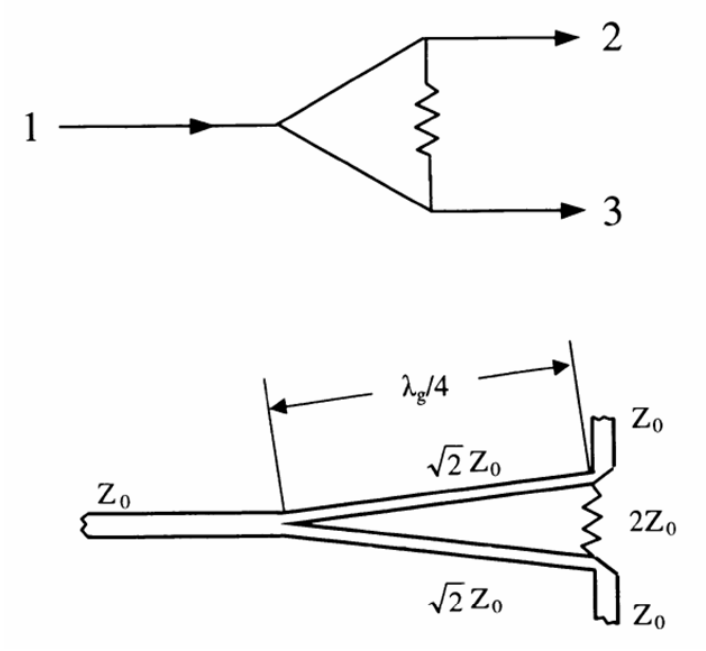


Fig. 1.4. Cuplor Wilkinson de 3-dB

Pentru un divizor de 3 d**B**, semnalul de intrare de la poarta 1 este împărţit egal în două semnale la porţile 2 şi 3. Porţile 2 şi 3 sunt izolate. Un rezistor $2Z_0$ este conectat între porţile de ieşire pentru a asigura izolarea.

Pentru o funcţionare de bandă largă, pot fi utilizate mai multe secţiuni. Împărţirea inegală a puterilor poate fi realizată folosind impedanţe caracteristice diferite pentru liniile in sfert de lungime de undă şi pentru valoarea rezistorului.

Divizoarele pot fi cascadate pentru a creşte numărul porților de ieşire. În figura 1.5 se prezintă un divizor de putere 1/8, realizat pe trei nivele.
În figura 1.6 este prezentată performanța tipică a unui divizor Wilkinson de 3 dB, realizat în tehnică microstrip.

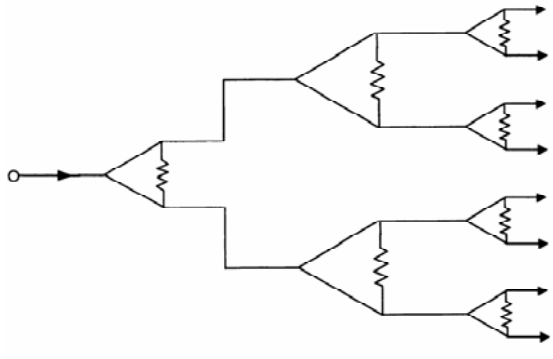


Fig. 1.5. Divizor de putere 1 x 8

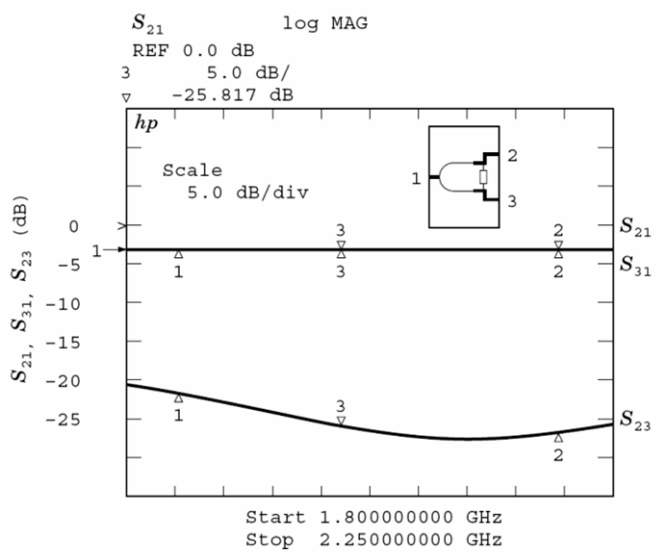


Fig. 1.6. Performaţa unui cuplor Wilkinson de 3 dB, în tehnologie microstrip

În banda 1,8 – 2.25 GHz, cuplajul la portile 2 şi 3 este de cca. 3.4 dB ($S_{21} \approx S_{31} \approx -3.4\text{dB}$ în fig. 1.6). Pentru cazul fără pierderi, $S_{21} = S_{31} = -3\text{dB}$. Prin urmare pierderile de inserție sunt de 0.4 dB. Izolarea între porțile 2 şi 3 este peste 20 dB.

1.3. Rezonatoare, Filtre şi Multiplexoare

Rezonatoarele sunt componente importante în realizarea filtrelor. Ele se utilizează şi pentru controlul şi stabilizarea frecvenței oscilatoarelor, în discriminatoarele de frecvență sau în sistemele de măsură.
În figura 1.7 se prezintă patru tipuri de combinații L-C care modelează un rezonator.

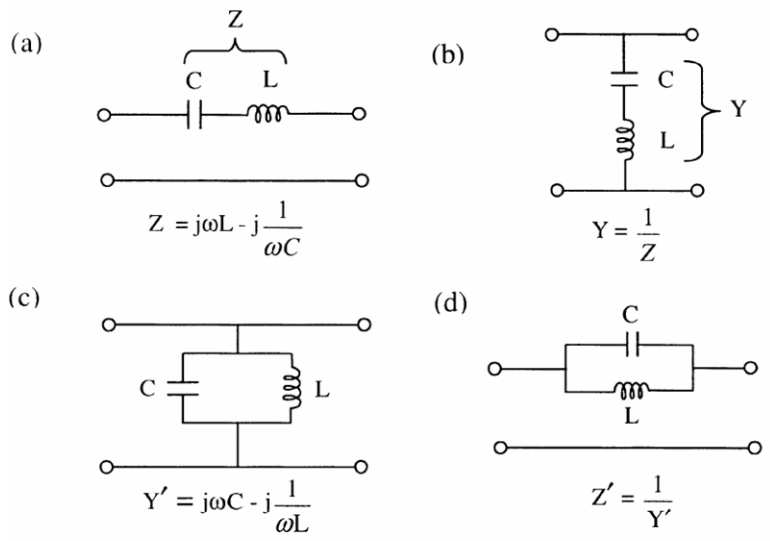


Fig. 1.7. Patru tipuri de circuite Rezonante

Figura 1.8 prezintă circuitele echivalente la rezonanță: $Z = 0$, echivalent cu un scurtcircuit, şi $Y' = 0$, echivalent cu un circuit deschis.

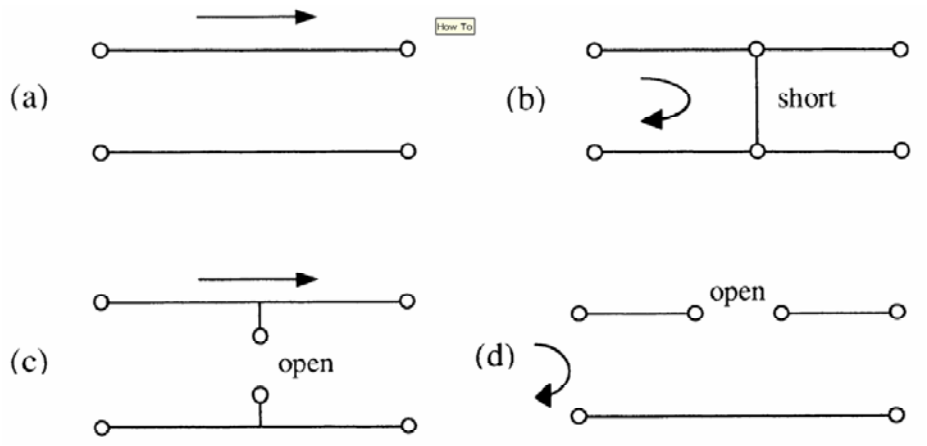


Fig. 1.8. Circuite echivalente la rezonanță pentru cele patru circuite rezonante din fig. 1.7

Frecvența de rezonanta este dată de:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \tag{1.4}$$

sau

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1.5}$$

În realitate, exista pierderi (modelate prin R şi G) asociate rezonatoarelor Figurile 1.7a şi c sunt redesenate în figura 1.9 pentru a include şi pierderile. Pentru a specifica selectivitatea în frecvență şi pierderile de energie, se foloseşte factorul de calitate Q.
Factorul de calitate neîncărcat, Q_0, este definit ca:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 (\text{energia medie inmagazinata})}{\text{energia pierduta pe sec unda}} \tag{1.6a}$$

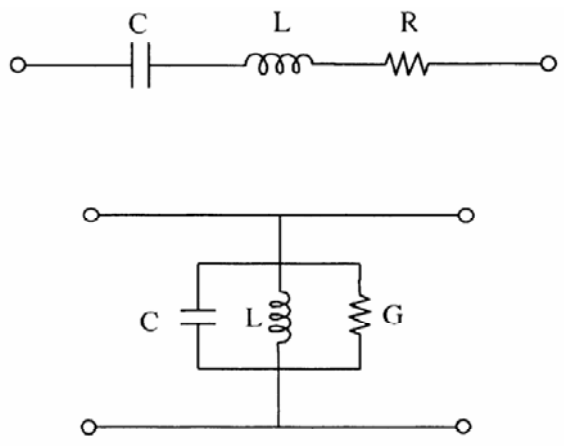


Fig. 1.9. Rezonatoare cu elemente de pierderi R şi G

Pentru un rezonator paralel, avem:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 (1/2) VV^* C}{(1/2) GVV^*} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{\omega_0 L} \tag{1.6b}$$

iar pentru un rezonator serie:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 (1/2) II^* L}{(1/2) RII^*} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \tag{1.6c}$$

În aplicații, rezonatoarele sunt în totdeauna cuplate la sarcini externe. Efectul de încărcare va schimba rezistența netă şi în consecință factorul de calitate.

Factorul de calitate încărcat, Q_L, este definit ca:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} \tag{1.7}$$

în care Q_{ext} este factorul de calitate extern dat de efectele cuplajului extern. Factorul de calitate încărcat poate fi calculat măsurînd răspunsul în

frecvenţă al rezonatorului. În figura 1.10 se prezintă răspunsul tipic al unui rezonator.

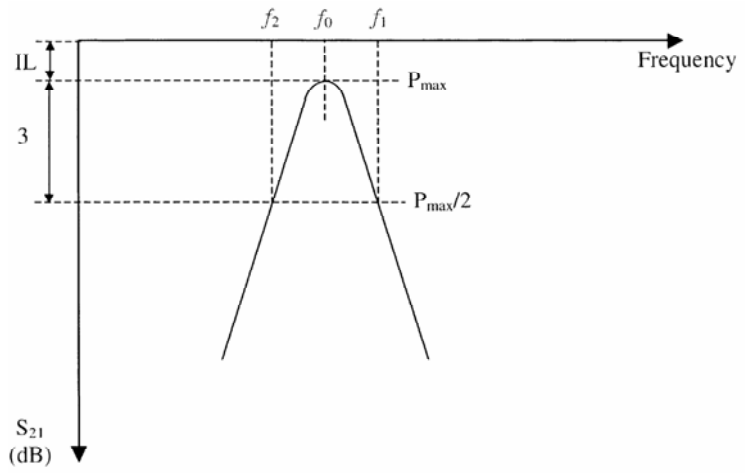


Fig. 1.10. Răspunsul în frecvenţă al rezonatorului

Factorul de calitate încărcat se va calcula cu relaţia:

$$Q_L = \frac{f_0}{f_1 - f_2} \tag{1.8}$$

unde f_0 este frecvenţa de rezonanţă şi $f_1 - f_2$ este banda la 3 dB.

Factorul de calitate neîncărcat poate fi calculat cu ajutorul factorului de calitate încărcat şi a pierderilor de inserţie IL (dB), măsurate la frecvenţa de rezonanţa, cu ajutorul relaţiei:

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - 10^{-IL/10}} \tag{1.9}$$

Cu cît factorul de calitate este mai mare, cu atît este mai selectiv răspunsul in frecvenţă al rezonatorului şi mai mici sunt pierderile de inserţie. Valori tipice pentru Q sunt: < 200 pentru un rezonator microstrip, citeva mii pentru

o cavitate în ghid de undă, cca. 1000 pentru un rezonator dielectric şi >5000 pentru un rezonator cu cristal.
Principala utilizare a rezonatoarelor este în construcția filtrelor. Există patru tipuri de filtre: *trece jos, trece bandă, trece sus şi opreşte bandă*. Răspunsurile în frecvență ale acestora sunt prezentate în figura 1.11.

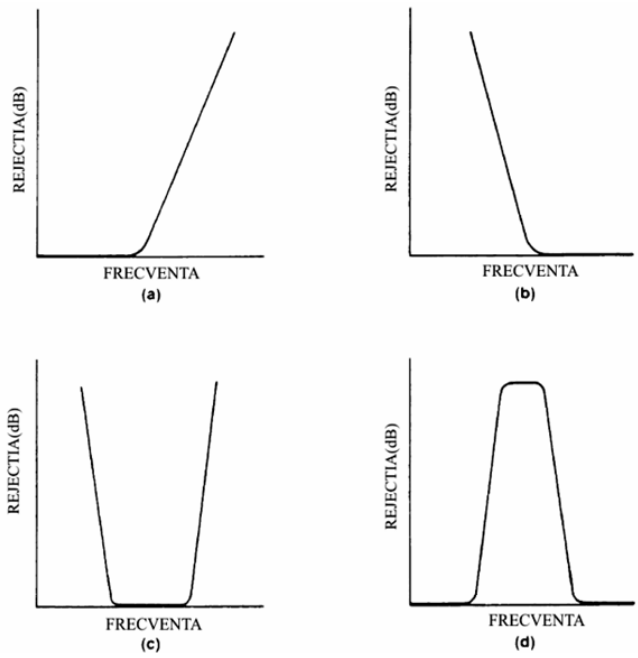


Fig. 1.11. Tipuri de filtre: (a) trece-jos, (b) trece-sus, (c) trece-bandă, (d) opreşte bandă

Un filtru ideal prezintă adaptare perfectă de impedanță, pierderi de inserție zero în banda de trecere şi rejecție (atenuare sau pierderi de inserție) infinită oriunde în altă parte. În realitate, există pierderi de inserție în banda de trecere şi o rejecție finită oriunde în altă parte.
Exista două configurații tipice în ceea ce priveşte aliura caracteristicii în banda de trecere: maxim plat (Butterworth) şi echi-riplu (Chebyshev), aşa cum se arată în figura 1.12, unde A este atenuarea maximă permisă în banda de trecere.

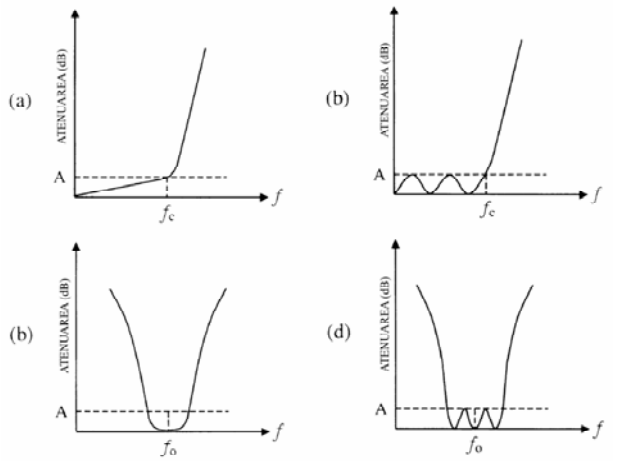


Fig. 1.12. Răspunsul filtrului: (a) trece-jos maxim plat; (b) trece-jos Chebyshev; (c) trece-bandă maxim plat; (d) trece-bandă Chebyshev.

Circuitele prototip pentru filtre sunt prezentate în fig. 1.13. La frecvențe joase aceste circuite pot fi realizate folosind bobine şi condensatoare. La frecvențe de microunde se pot folosi diferite tipuri de rezonatoare.

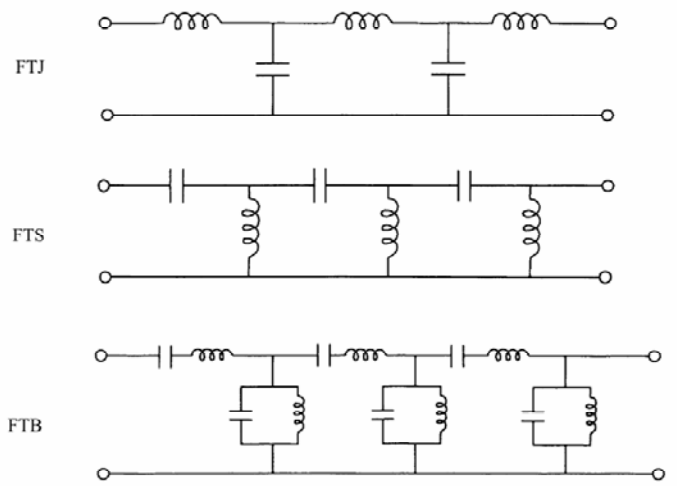


Fig. 1.13. Circuite prototip pentru filtre

În figura 1.14. se prezintă cîteva structuri tipice de filtre microstrip. Filtrul cu "impedanță în trepte" are caracteristică de filtru trece-jos; toate celelalte au caracteristici trece-bandă. În figura 1.15 se prezintă un filtru microstrip cu rezonatoare cuplate inductiv şi performanțele sale. Pierderile de inserție (IL) în banda de trecere, în jurul lui 5 GHz, sunt de cca. 2 dB, iar pierderile de întoarcere (RL) mai mari de 20 dB. Rejecția la 4 GHz este peste 20 dB, iar la 3 GHz peste 35 dB. Simularea a fost făcută în ADS.Filtrul poate fi acordat electronic incorporînd diode varicap. În acest caz, banda de trecere este reglată prin modificarea tensiunii de polarizare a diodelor varicap, ceea ce conduce la modificarea capacității acestora. Pot fi construite şi filtre active, utilizind tranzistoare MESFET pentru domeniul microundelor şi CMOS pentru domeniul RF. Aceste filtre active pot avea amplificare în loc de pierderi.Multiplexorul în frecvență este un dispozitiv care separă sau combină semnalele în diferite benzi de frecvență (fig. 1.16a).

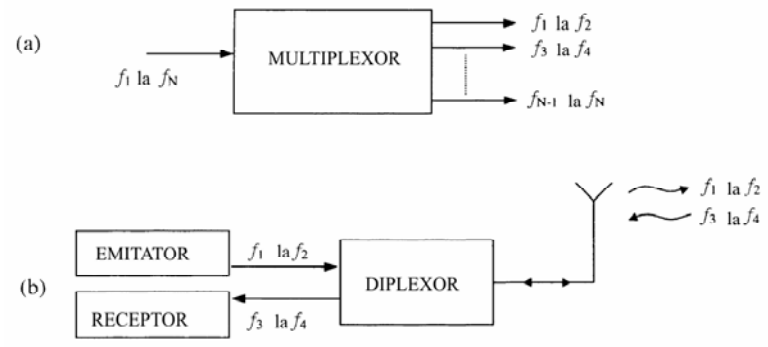


Fig. 1.16. Multiplexor şi diplexor: (a) multiplexor utilizat pentru a separa diferite benzi de frecvență; (b) diplexor utilizat pentru a separa semnalul de emisie de cel de recptie.

El este utilizat în sistemele FDMA pentru a împărți o bandă de frecvențe în mai multe canale/utilizatori. Pentru evitarea interferențelor, se folosesc benzi de gardă introduse între canale adiacente.

Un astfel de multiplexor se construieşte pe baza unei bănci de filtre, legate în paralel.

Un diplexor este un dispozitiv utilizat pentru a separa două benzi de frecvență. El este folosit, de obicei, în transceivere pentru a separa banda de emisie de banda de recepție (fig. 1.16b).

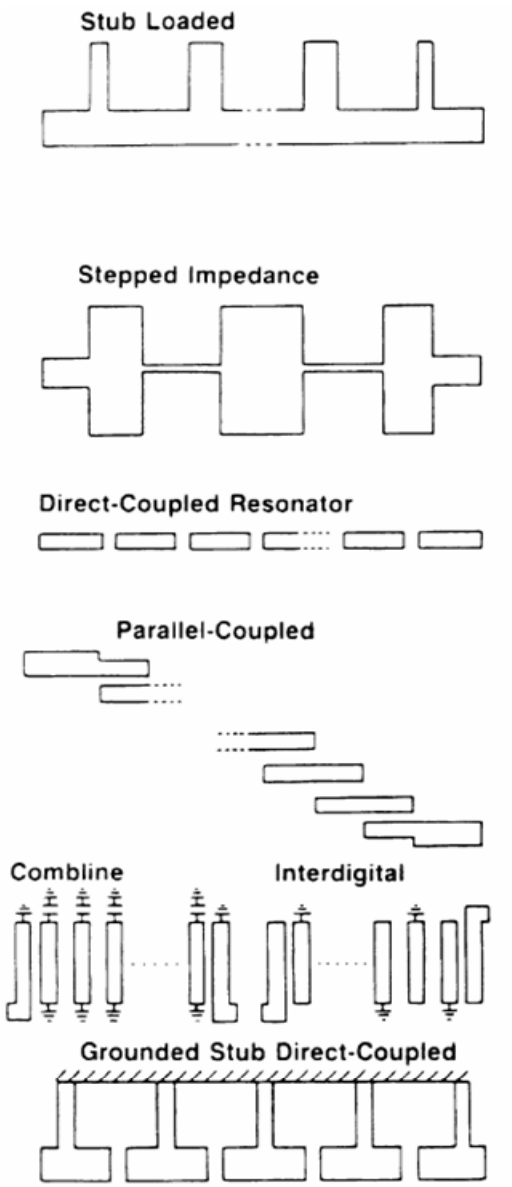
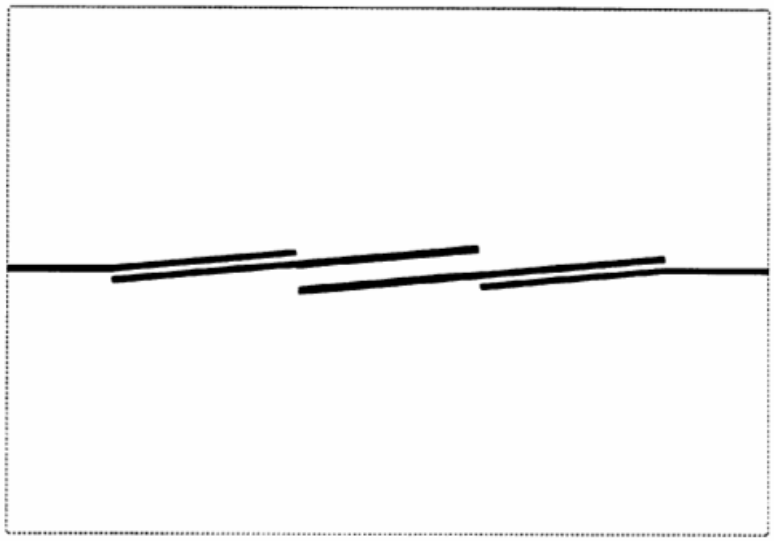
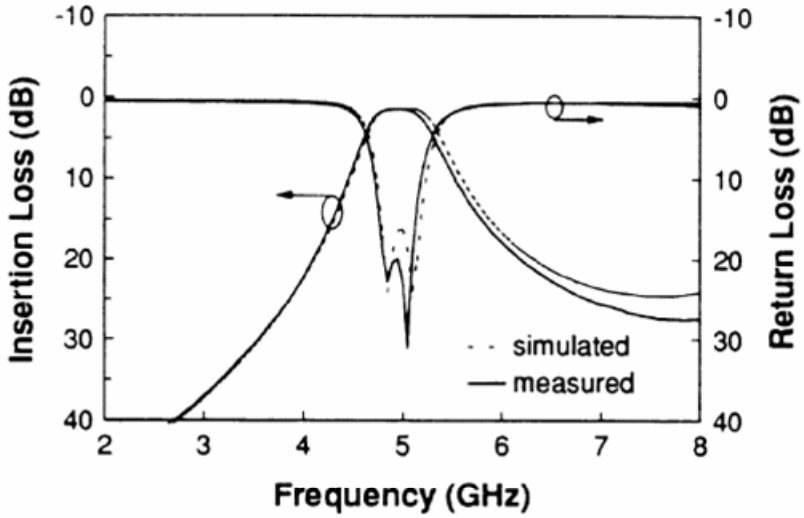


Fig. 1.14. Structuri tipice de filtre de microunde în tehnologie microstrip[1]



(a)



(b)

Fg. 1.15. Filtru microstrip trece-bandă: (a) circuitul layout; (b) simularea în ADS împreună cu măsurători [ENSEA]

1.4. Izolatoare şi Circulatoare

Izolatoarele şi circulatoarele sunt dispozitive nereciproce. În multe cazuri, ele sunt făcute cu ferite. Propietățile electrice nereciproce fac ca coeficienții de transmisie să nu fie aceeaşi pentru diferite direcții de propagare. Într-un isolator, este permisă transmisia aproape neatenuată de la o poartă, să zicem 1, la cealaltă poartă, notată cu 2, însă există o atenuare foarte mare în sens invers, de la poarta 2 la poarta 1, aşa cum se arată în figura 1.17.

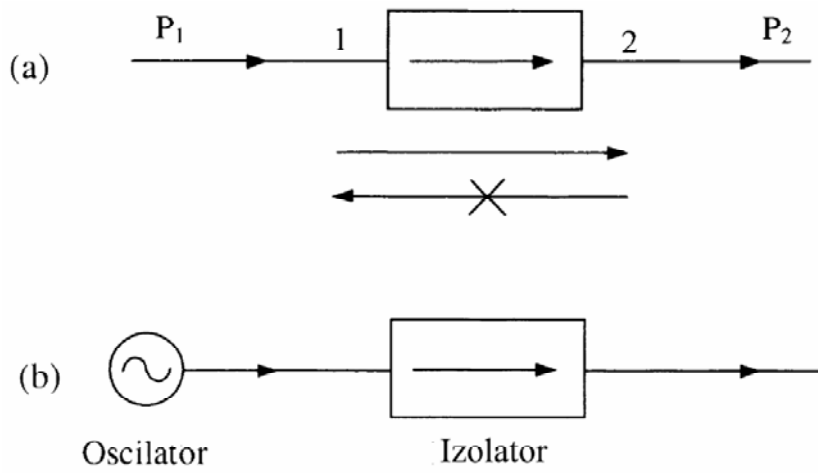


Fig.1.17. Izolator şi aplicații ale sale: (a) izolatorul permite trecerea puterii doar într-un singur sens; (b) isolator utilizat pentru a proteja un oscillator.

Izolatorul este de obicei utilizat pentru a cupla un semnal de microunde al unei surse (oscilator) la o sarcină externă. El permite ca puterea disponibilă a oscilatorului să fie furnizată sarcinii, dar împiedică ca reflexiile de la sarcină să ajungă la sursă. Prin urmare, sursa va vedea întotdeauna o sarcină adaptată, iar efectele sarcinii asupra sursei (cum ar fi variații ale puterii de ieşire sau deplasări de frecvență) sunt minimizate. Un izolator real va prezenta pierderi de inserție pentru puterea transmisă de la poarta 1 spre poarta 2, şi o izolare finită pentru puterea transmisă de la poarta 2 spre poarta 1. Izolarea poate fi crescută cascadînd două izolatoare, cu creşterea corespunzătoare a pierderilor de inserție.

Exemplu

Izolatorul prezentat în figura 1.17a are pierderile de inserție α_L de 1 dB şi o izolare α_I de 30 dB în banda de funcționare. (a) Care este puterea de ieşire P_2 la poarta 2, dacă puterea de intrare la poarta 1 este $P_1 = 10\,\text{mW}$? (b) Care este puterea de ieşire P_1 la poarta 1, dacă puterea de intrare la poarta 2 este $P_2 = 10\,\text{mW}$?

Soluție

(a) $P_2 = P_1 - \alpha_L = 10\text{dBm} - 1\text{dB} = 9\text{dBm} = 7.94\text{mW}$

(b) $P_1 = P_2 - \alpha_I = 10\text{dBm} - 30\text{dB} = -20\text{dBm} = 0.01\text{mW}$

Un circulator este un dispozitiv multiport pentru direcționarea semnalului. În figura 1.18 este prezentat un circulator cu trei porți. Un semnal incident la poarta 1 este cuplat doar la poarta 2, un semnal incident la poarta 2 este cuplat doar la poarta 3, iar un semnal incident la poarta 3 este cuplat doar la poarta 1. Semnalul care circulă în sens invers este un semnal nedorit, determinat de izolarea circulatorului.

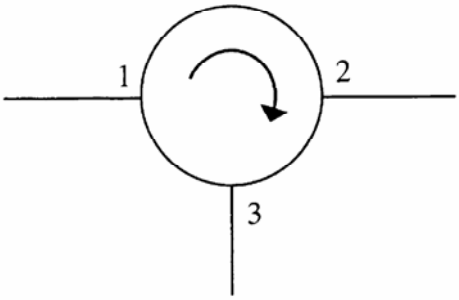


Fig.1.18. Circulator cu trei porți

Circulatorul este o componentă utilă pentru directionarea semnalului sau pentru separarea lui, cîteva dintre aplicații fiind prezentate în figura 1.19.

Un circulator terminat la o poartă poate fi folosit ca izolator (fig.1.19a). Reflexia de la poarta 2 este disipată în terminația de la poarta 3 şi nu va fi cuplată spre poarta 1. Figura 1.19b prezintă un circulator utilizat ca duplexor

într-un transceiver, pentru a separa semnalele de emisie şi recepţie. Aceste semnale pot avea aceeaşi frecvenţă sau frecvenţe diferite. Circuitul din figura 1.19c este un defazor fix sau variabil. Ajustînd lungimea liniei de transmisiune de la poarta 2, putem introduce un defazaj de $2\beta l$ între semnalul de la poarta 1 şi cel de la poarta 3. Lungimea liniei poate fi modificată folosind un scurtcircuit deplasabil. Un circulator poate fi folosit pentru a construi un amplificator, utilizînd un dispozitiv cu două terminale, cum ar fi dioda IMPATT sau dioda GUNN. În acest caz, circulatorul este folosit pentru a separa porţile de intrare şi ieşire (vezi fig.1.19d).

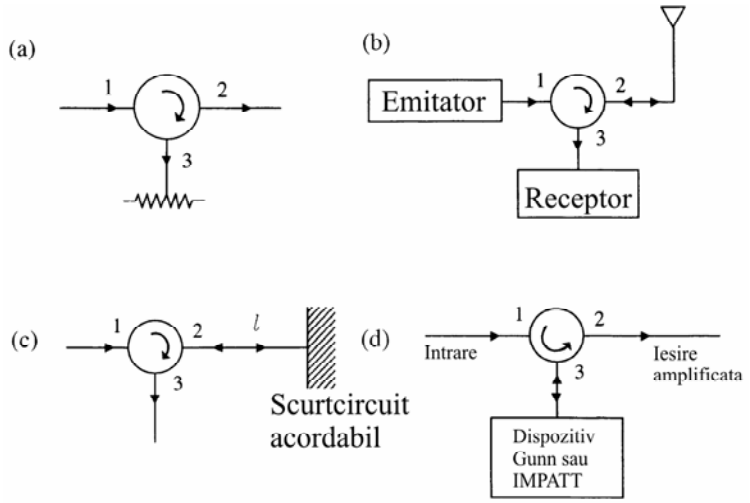


Fig.1.19. Anumite aplicaţii ale circulatorului: (a) ca izolator; (b) ca duplexor; (c) ca defazor; (d) ca circuit de amplificare

1.5. Detectoare şi mixere

Un detector este un dispozitiv care converteşte un semnal de RF sau microunde într-o tensiune de curent continuu, sau care demodulează un semnal de RF sau microunde modulat, pentru a recupera informaţia de joasă frecvenţă.

Detecția este realizată utilizînd un dispozitiv cu caracteristică I-V neliniară. Un asemenea dispozitiv este o joncțiune p-n clasică sau o joncțiune Schottky, a cărei caracteristică neliniară este prezentată în figura 1.20.

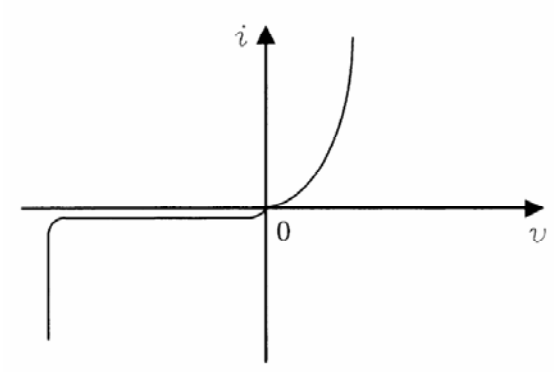


Fig.1.20. Caracteristică I-V neliniară

O asemenea caracteristică neliniară poate fi de forma:

$$i = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \cdots \tag{1.10}$$

Dacă o undă continuă este incidentă la dioada detectoare, aşa cum se arată în figura 1.21a, avem:

$$v = A\cos(\omega_{RF} t), \text{ sau } v = A\sin(\omega_{RF} t) \tag{1.11}$$

Primii doi termeni vor fi:

$$\begin{aligned} i &= a_1 A\cos(\omega_{RF} t) + a_2 A^2 \cos^2(\omega_{RF} t) = \\ &= a_1 A\cos(\omega_{RF} t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega_{RF} t) \end{aligned} \tag{1.12}$$

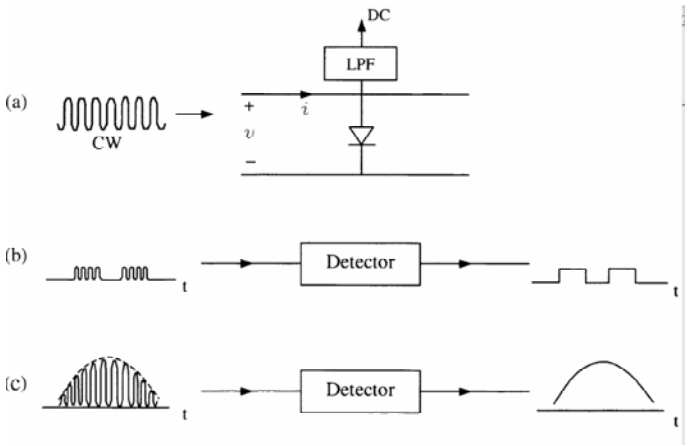


Fig.1.21. Detector utilizat pentru (a) conversia unui semnal RF în curent continuu, (b) demodularea unei purtătoare de RF modulată în impuls, (c) demodularea unei purtătoare de RF modulată cu un semnal analogic.

La ieşirea filtrului trece jos apare o componentă de curent continuu:

$$i_{cc} = \frac{1}{2} a_2 A^2 \propto A^2 \tag{1.13}$$

Detectorul funcționează în mod normal în regiunea pătratică a caracteristicii neliniare, unde componenta de curent continuu este proporțională cu pătratul semnalului de RF incident.
Performanța unui detector este judecată prin sensibilitatea ridicată, un bun VSWR, gamă dinamică largă, pierderi mici şi bandă cît mai mare. Sensibilitate în curent a detectorului este definită prin:

$$\beta_i = \frac{i_{CC}}{P_{in}} \tag{1.14}$$

unde P_{in} este puterea de RF incidentă, iar i_{CC} este intensitatea curentul continuu de la ieşirea detectorului.
Deoarece banda semnalului modulator conține de obicei frecvențe sub 1 MHz, detectorul este afectat de zgomotul în 1/f ("flicker noise").

Sensibilitatea unui receptor de RF/microunde poate fi mult înbunătățită utilizînd principiul heterodinei, pentru a evita zgomotul în 1/f. În sistemele heterodină, banda inițială a semnalului este translatată în jurul unei frecvențe mai mari, iar procesul este inversat la recepție. Conversia de frecvență este realizată într-un dispozitiv numit *mixer*. În cazul unui mixer "downconverter", figura 1.22, semnalul recepționat de RF este mixat cu semnalul unui oscilator local (OL) pentru a genera un semnal diferență, numit semnal de frecvență intermediară (FI). Semnalul de FI poate fi amplificat şi/sau detectat/demodulat. El mai poate suferi şi o altă conversie înainte de a fi detectat sau demodulat. Mixerul "upconverter", fig. 1.22, este utilizat pentru a genera un semnal de RF plecînd de la semnalul de joasă frecvență purtător al informației.

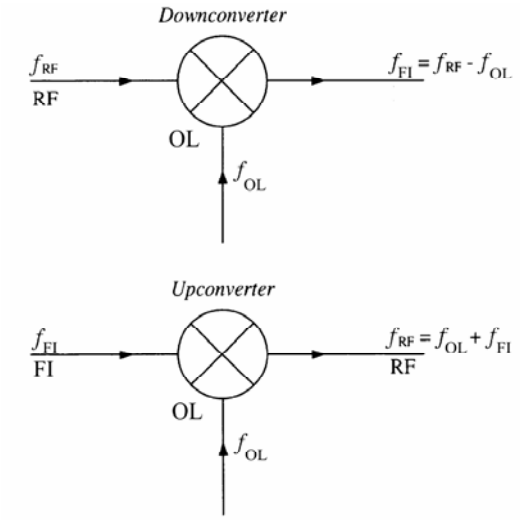


Fig.1.22. Downconverter şi Upconverter

Tensiunea de intrare într-un downconverter este dată de:

$$v = A\sin(\omega_{RF}t) + B\sin(\omega_{OL}t) \tag{1.15}$$

Substituind această relație în (1.10), obținem:

$$i = a_1(A\sin(\omega_{RF}t) + B\sin(\omega_{OL}t)) + \tag{1.16}$$

$$+a_2\left(A^2\sin^2(\omega_{RF}t)+2AB\sin(\omega_{RF}t)\sin(\omega_{OL}t)+B^2\sin^2(\omega_{OL}t)\right)+$$
$$+a_3\left(A^3\sin^3(\omega_{RF}t)+3A^2B\sin^2(\omega_{RF}t)\sin(\omega_{OL}t)+\right.$$
$$\left.+3AB^2\sin(\omega_{RF}t)\sin^2(\omega_{OL}t)+B^3\sin^3(\omega_{Ol}t)\right)+\cdots$$

Deoarece termenul $2AB\sin(\omega_{RF}t)\sin(\omega_{OL}t)$ este chiar produsul celor două semnale de intrare, mixerul este denumit de multe ori circuit de înmulțire a celor două semnale, ca în figura 1.23.

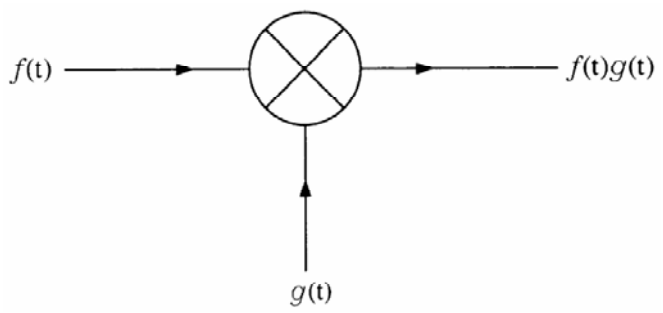


Fig.1.23. Multiplicare celor două semnale de intrare de către mixer

Utilizînd identitățile trigonometrice, rezultă următoarele componente din (1.16):

$$a_1 v \rightarrow \omega_{RF}, \omega_{OL}$$
$$a_2 v^2 \rightarrow 2\omega_{RF}, \omega_{RF} \pm \omega_{OL}, 2\omega_{OL}$$
$$a_3 v^3 \rightarrow 3\omega_{RF}, 2\omega_{RF} \pm \omega_{OL}, 2\omega_{OL} \pm \omega_{RF}, 3\omega_{OL}, \omega_{RF}, \omega_{OL}$$

În downconverter, este utilizat un filtru trece-jos pentru a extrage semnalul de FI ($\omega_{RF} - \omega_{OL}$ sau $\omega_{OL} - \omega_{RF}$). Toate celelalte frecvențe sunt captate. şi eventual convertite în semnal de FI. fie sunt disipate. Pentru upconverter se foloseşte un filtru trece-bandă care lasă să treacă frecvența $\omega_{FI} + \omega_{OL}$. Pierderile de conversie pentru un downconverter sunt definite prin:

$$L_c(dB) = 10\log\frac{P_{RF}}{P_{FI}} \tag{1.17}$$

unde P_{RF} este puterea semnalului de intrare în mixer, iar P_{FI} este puterea semnalului de ieşire din mixer.
Un bun mixer trebuie să aibă pierderi de conversie mici, factor de zgomot mic, VSWR mic la porțile de RF, FI şi OL, o bună izolare între oricare două porți, gama dinamică mare, un punct de compresie la 1-dB cît mai mare, un punct de intercepție de ordinul trei cît mai mare şi intermodulații cît mai mici. Definițiile gamei dinamice, a punctului de compresie la 1-dB, a punctului de intercepție de ordinul trei si a intermodulațiilor vor fi date în capitolele următoare.

Exemplu
Pentru exemplificarea performanțelor unui mixer, un bloc downconverter de la MITEQ, care funcționează între 4-40 GHz, are următoarele caracteristici:

Intervalul de frecvențe de RF	4-40 GHz
Intervalul de frecvențe de OL	4-42 GHz
Intervalul de frecvențe de FI	0.5-20 GHz
VSWR la poarta RF	2.5
VSWR la poarta FI	2.5
VSWR la poarta OL	2.0
Izolarea OL-RF	20 dB
Izolarea OL-FI	25 dB
Izolarea RF-FI	30 dB
Pierderi de conversie	10 dB
Cifra de zgomot în banda laterală (la 25°)	10.5 dB
Puterea de intrare la 1-dB compresie	+5 dBm
Puterea de intrare la punctul de intercepție de ordinul 3	+15 dBm
Puterea de OL necesară	+10 ... +13 dBm

De remarcat că, cifra de zgomot este aproximativ egală cu pierderile de conversie, ca la orice atenuator.
Un mixer se realizează din unul sau mai multe elemente neliniare şi din filtrele asociate. Filtrele se realizează utilizînd tehnologia microstrip sau ghid de undă. Aceleaşi diode p-n sau Schottky utilizate în construcția

detectoarelor pot fi folosite şi în mixere. Utilizarea tranzistoarelor (MESFET sau HEMT) ca elemente neliniare are avantajul că mixerul va avea în loc de pierderi de conversie, un cîştig de conversie.

1.6. Comutatoare, defazoare şi atenuatoare

Comutatoarele, defazoarele şi atenuatoarele sunt dispozitive care permit controlul fazei şi amplitudinii semnalelor de RF/microunde. Aceste dispozitive pot fi construite pe bază de ferită sau de semiconductoare (diode PIN sau TEC-uri). Defazarea sau comutarea cu ferită foloseşte modificarea permiabilităţi magnetice sub acţiunea unui cîmp magnetic polarizator. Dispozitivele pe ferită sunt greoaie, lente şi scumpe. Ele au avantajul că pot manipula puteri mari şi că au pierderi mici. În tabelul 1.2 sunt prezentate comparativ, dispozitivele controlate prin ferită şi prin diode PIN.

Tabelul 1.2

Parametru	**Ferită**	**p-i-n**
Viteză	mică (msec)	mare (μsec)
Pierderi	mici (0.2 dB)	mari (0.5 dB/decadă)
Cost	mare	mic
Greutate	mare	mică
Comandă	complicată	simplă
Dimensiune	mare	mică
Puterea manipulată	mare	mică

Comutatoarele sunt utilizate pe larg în sistemele de comunicaţii pentru multiplexarea în timp, acces multiplu cu divizare în timp, modulaţie în impuls, comutare de canale, comutarea emiţător/receptor într-un transceiver, etc.. În figura 1.24 sunt ilustrate aceste exemple.
Un comutator poate fi clasificat astfel: cu un singur pol şi o singură cale (SPST – single pole sigle throw), cu un singur pol şi două căi (SPDT), cu un singur pol şi trei căi (SP3T), etc., aşa cum se arată în figura 1.25. Ideal, dacă comutatorul este închis, semnalul trece fără atenuare. Cînd comutatorul este deschis, semnalul va fi complet atenuat. În realitate, există anumite pierderi de insertie atunci cînd comutatorul este închis şi anumite scăpări atunci cind comutatorul este deschis.

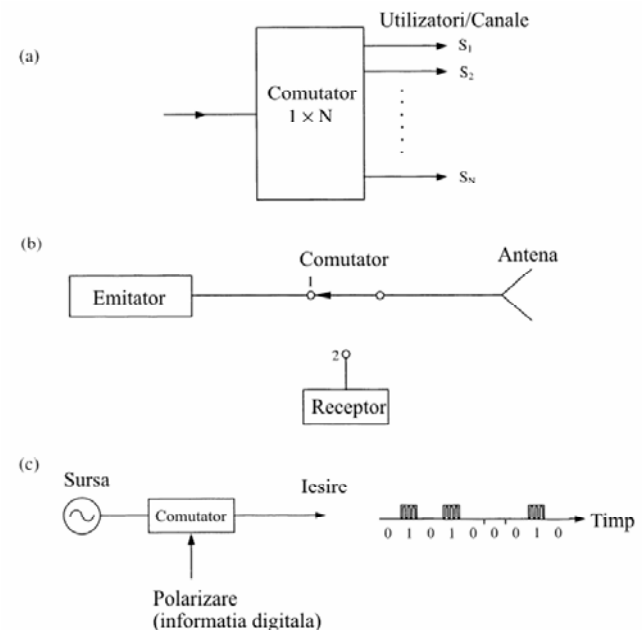


Fig.1.24. Aplicații ale comutatoarelor: (a) comutarea canalelor sau multiplexarea în timp; (b) duplexor; (c) modulator în impuls.

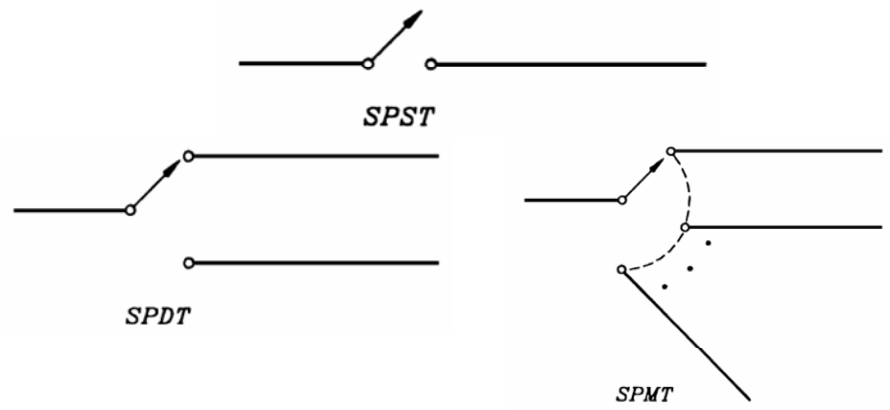


Fig.1.25. Diferite tipuri de comutatoare

Referindu-ne la figura 1.26, pierderile de inserție şi izolarea pot fi definite astfel.
Cînd comutatorul este închis:

$$\text{Pierderi de inserție} = \alpha_L = 10\log\frac{P_{in}}{P_{ies}} \tag{1.18}$$

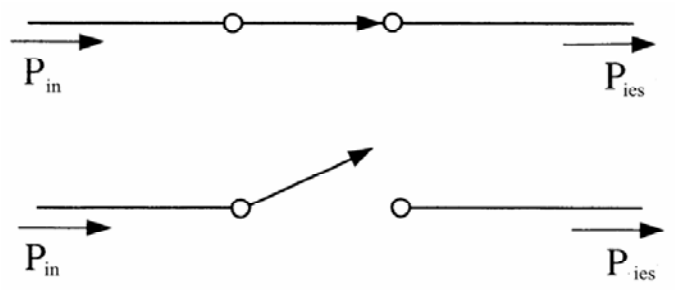


Fig.1.26. Comutator în pozițiile închis (sus) şi deschis (jos)

Cînd comutatorul este deschis:

$$\text{Izolarea} = \alpha_I = 10\log\frac{P_{in}}{P_{ies}} \tag{1.19}$$

Un bun comutator va avea pierderi de inserție mici şi izolare mare. Alte performanțe ale comutatorului depind de aplicație, cum ar fi: viteză de comutare mare, curent de comandă mic, capabilitate mare în putere, dimensiuni mici, cost mic.
O aplicație majoră a comutatoarelor este construcția defazoarelor. În figura 1.27 se prezintă un defazor cu comutare de linii şi realizarea sa practică folosind diode PIN. Cînd polarizarea este pozitivă, semnalul curge prin linia de sus, care are o lungime l_1. Dacă polarizarea este negativă, semnalul curge prin linia de jos, care are o lungime l_2. Diferența de fază este:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda_g}(l_1 - l_2) \tag{1.20}$$

Acest defazor oferă două stari de fază prin urmare este un defazor de 1 bit. Pentru a obține mai multe stări, putem cascada doua sau mai multe defazoare de 1-bit. În figura 1.28 se prezintă un exemplu de defazor de doi biți. Prin comutarea celor patru comutatoare SPDT, rezultă patru stări de fază. Acestea sunt : 0° (referință), 22.5°, 45° şi 67.5°. Una din aplicațiile majore ale defazoarelor este domeniul antenelor fazate.

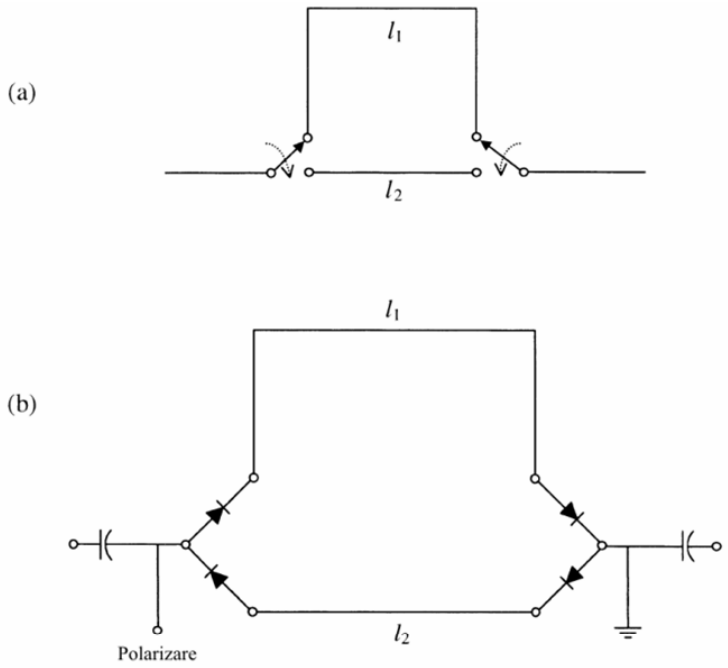


Fig.1.27. Defazor cu linii comutate: (a) schema de principiu; (b) realizarea folosind diode p-i-n.

Dacă în loc să folosim doar două stări, închis şi deschis, vom modifica polarizarea diodelor în mod continuu, atunci impedanța dispozitivelor se va modifica continuu şi, prin urmare, şi pierderile de inserție (atenuarea). Componenta devine un atenuator variabil. Una din aplicațiile atenuatorului variabil este controlul automat al cîştigului, utilizat în multe receptoare.

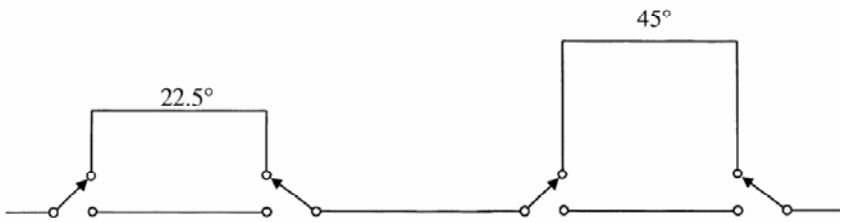


Fig.1.28. Defazor de doi biţi

1.7. Oscilatoare şi amplificatoare

Oscilatoarele şi amplificatoarele sunt dispozitive active. Ele conţin un dispozitiv semiconductor (tranzistor, IMPATT, Gunn) care generează o rezistenţă negativă cînd sunt polarizate corespunzător în curent continuu.
O rezistenţă pozitivă disipă putere de RF şi astfel introduce pierderi. Prin contrast, o rezistenţă negativă generează putere de RF din puterea de curent continuu furnizată de alimentare dispozitivului activ semiconductor. În figura 1.29 se prezintă circuitul general al unui oscilator, în care Z_D este impedanţa dispozitivului activ semiconductor şi Z_C este impedanţa văzută la terminalele dispozitivului.

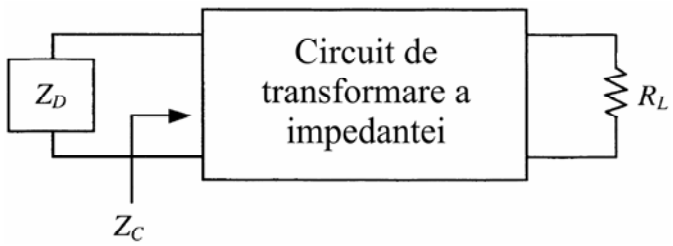


Fig.1.29. Circuitul general al unui oscilator

Circuitul de transformare a impedanţei include capsula dispozitivului şi circuitul din jurul elementului activ. Impedanţa văzută de dispozitiv este:

$$Z_C(f) = R_C(f) + jX_C(f) \tag{1.21}$$

Pentru ca oscilaţiile să aibă loc, trebuie îndeplinite condiţiile:

$$\Im m(Z_D) = -\Im m(Z_C) \tag{1.22}$$

$$|\Re e(Z_D)| \geq \Re e(Z_C) \tag{1.23}$$

Partea reală a lui Z_D este negativă. Impedanța circuitului este o funcție doar de frecvență, în timp ce impedanța dispozitivului este în general o funcție de frecvență, polarizare, curent de RF şi temperatură. Astfel, la frecvența de oscilație f_0, avem:

$$R_C(f_0) \leq |R_D(f_0, I_0, I_{RF}, T)| \tag{1.24}$$

$$X_C(f_0) + X_D(f_0, I_0, I_{RF}, T) = 0 \tag{1.25}$$

Ecauția (1.24) statutează că mărimea rezistenței negative a dispozitivului activ este mai mare decit rezistența circuitului. Prin urmare, există o rezistență netă negativă pe ansamblul circuitului. Ecuația (1.25) arată că frecvența de oscilație este frecvența de rezonanță a circuitului, fiindcă reactanța totală devine zero la rezonanță. Pentru un tranzistor, Z_D este înlocuit cu tranzistorul şi o terminație, ca în figura 1.30.

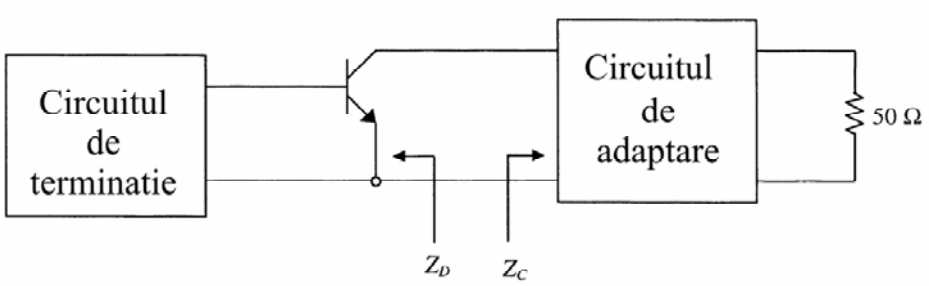


Fig.1.30. Oscilator cu tranzistor

Oscilatoarele sunt utilizate ca surse de semnal în emițătoare şi ca oscilatoare locale în mixere. Parametrii sistemici de interes sunt puterea de ieşire, eficiența conversiei CC-RF, zgomotul, stabilitatea, întervalul de acord a frecvenței, semnalele parazite, “frequency pulling” şi “frequency pushing”. Aceşti parametri vor fi detaliați într-un alt capitol.

Un amplificator este o componentă a sistemului care furnizează cîştig de putere semnalului de la intrare. Aşa cum se arată în figura 1.31, P_{in} este puterea de intrare şi P_{ies} este puterea de ieşire, iar cîştigul în putere este:

$$G = \frac{P_{ies}}{P_{in}} \tag{1.26}$$

sau

$$G(dB) = 10\log\frac{P_{ies}}{P_{in}} \tag{1.27}$$

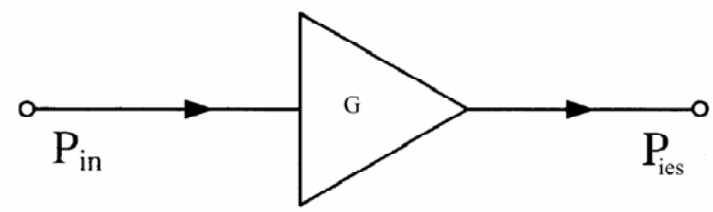


Fig.1.31. Amplificator cu cîştigul de putere G

Amplificatoarele pot fi cascadate pentru a obține cîştiguri mai mari. De exemplu, pentru două amplificatoare în cascadă, cu cîştigul G_1 şi G_2, cîştigul total va fi G_1G_2. Amplificatorul utilizat în ultimul etaj al unui emițător furnizează putere mare la ieşire şi este numit, de regulă, amplificator de putere. Amplificatorul folosit într-un receptor are, de obicei, o cifră de zgomot mică şi, din acest motiv, este numit amplificator de zgomot mic.

Parametrii sistemici importanți la un amplificator sunt: cîştigul, zgomotul, banda de lucru, stabilitatea şi configurația de polarizare în curent continuu.

Pentru un amplificator de putere, parametrii doriți sunt: putere de ieşire mare, punct de compresie la 1-dB mare, punct de intercepție de ordinul trei mare, intermodulații mici, liniaritate bună. Cei mai mulți din aceşti parametri îi vom discuta în capitolele următoare. Pentru sistemele alimentate de la baterii, eficiența de a adăuga putere (PAE – Power Added Efficiency) este un alt parametru important. El se defineşte prin relația:

$$PAE = \frac{P_{ies} - P_{in}}{P_{CC}} \times 100\% \qquad (1.28)$$

unde P_{CC} este puterea de curent continuu consumată de la surse.

Un PAE >50% este curent în amplificatoarele cu tranzistoare. În tabelul 1.3 se dau parametrii tipici ai unui amplificator MITEQ.

Tabelul 1.3

Frecvența de funcționare	1-2 GHz
Cîştig	minim 27 dB
Constanța cîştigului	maxim ± 1.5 dB
Cifra de zgomot	maxim 1.5 dB
VSWR	maxim 2.0
Puterea la ieşire în punctul de compresie la 1-dB	+28 dBm
Puterea la ieşire în punctul de intercepție de ordinul trei	+40 dBm

Exemplu

În sistemul din figura 1.32, calculați puterea de ieşire în mW, cînd (a) comutatorul este închis şi (b) comutatorul este deschis. Comutatorul are pierderile de inserție de 1 dB şi izolarea de 30 dB.

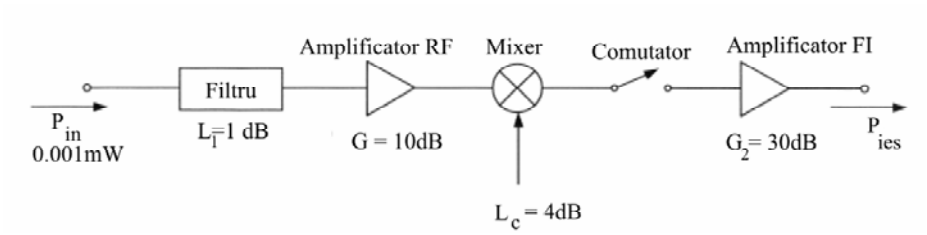


Fig.1.32. Sistem receptor

Soluție

$P_{in} = 0.001\text{mW} = -30\text{dBm}$

Pentru comutator $\alpha_L = 1\text{dB}$, $\alpha_I = 30\text{dB}$:

(a) Cînd comutatorul este închis:

$$P_{ies} = P_{in} - L - L_c - \alpha_L + G_1 + G_2 =$$
$$= -30\text{dBm} - 1\text{dB} - 4\text{dB} - 1\text{dB} + 10\text{dB} + 30\text{dB} = +4\ \text{dBm} = 2.51\ \text{mW}$$

(b) Cînd comutatorul este deschis:

$$P_{ies} = P_{in} - L - L_c - \alpha_I + G_1 + G_2 =$$
$$= -30\text{dBm} - 1\text{dB} - 4\text{dB} - 30\text{dB} + 10\text{dB} + 30\text{dB} = -25\ \text{dBm} = 0.00316\ \text{mW}$$

1.8. Multiplicatoare şi divizoare de frecvenţă

Un multiplicator de frecvenţă este utilizat pentru a genera un semnal cu o frecvenţă care este multiplul frecvenţei unui semnal de intrare, ca în figura 1.33.

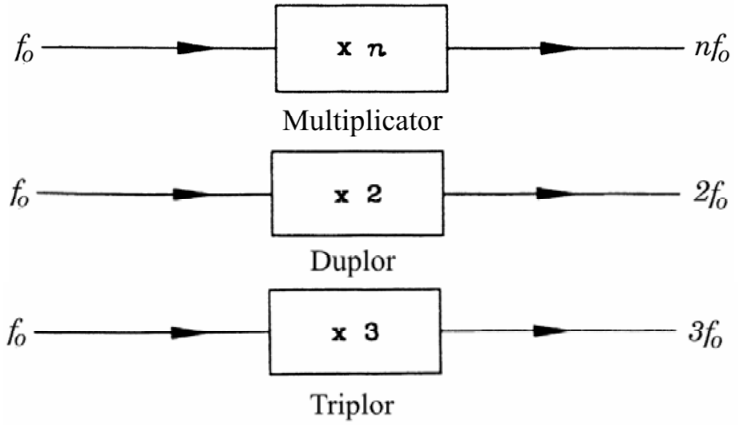


Fig.1.33. Multiplicatoare de frecvenţă

Dacă frecvenţa de intrare este f_0, frecvenţa de ieşire este nf_0, unde n poate fi 2, 3, 4,.... Cînd $n = 2$ avem un multiplicator $\times 2$, sau dublor. Cînd $n = 3$ avem un multiplicator $\times 3$, sau triplor. Multiplicatorul constă dintr-un filtru trece-jos, un dispozitiv neliniar (diodă step recovery sau diodă varactor) şi circuite de adaptare la intrare şi ieşire. În figura 1.34 este prezentată schema bloc a unui multiplicator.

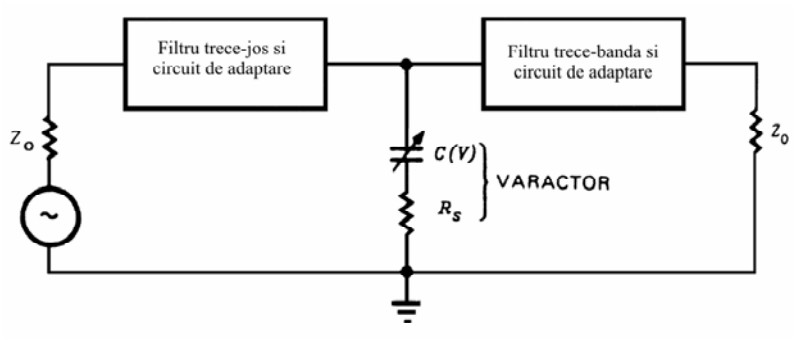


Fig.1.34. Schema bloc a unui multiplicator: Z_0 = impedanța de sarcină sau impedanța caracteristică a liniei; C(V), R_S = capacitatea variabila şi rezistența serie a varactorului.

Filtrul trece-jos, amplasat la intrare, lasă să treacă semnalul fundamental şi rejectează toate armonicele superioare. Varactorul este elementul neliniar care produce armonici. Filtrul trece-bandă sau trece-sus de la ieşire lasă să treacă armonica dorită şi rejectează toate celelalte semnale. Eficiența conversiei (η) şi pierderile de conversie (L_c) sunt definite prin:

$$\eta = \frac{P_{ies}}{P_{in}} \times 100\ \% \tag{1.29}$$

$$L_c(dB) = 10\log\frac{P_{in}}{P_{ies}} \tag{1.30}$$

unde P_{in} este puterea de intrare pe frecvența fundamentală, iar P_{ies} este puterea de ieşire pe armonica dorită. Multiplicatoarele de frecvență se construiesc pîna în domeniul undelor milimetrice si sub-milimetrice.
Divizoarele de frecvență se folosesc, de obicei, în buclele PLL şi sintetizoarele de frecvență. Un divizor de frecvență generează un semnal cu o frecvență egală cu 1/N din frecvența unui semnal de intrare, unde N = 2, 3, 4... În figura 1.35 se arată simbolul unui divizor de frecvență.

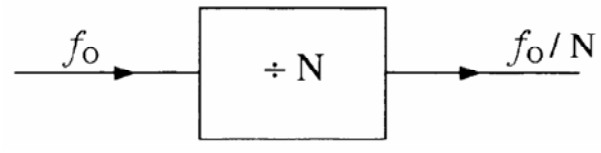


Fig.1.35. Divizor de frecvență

Divizarea de frecvență poate fi obținută prin diverse metode. Un exemplu este utilizarea metodei mixerului cu reacție, prezentata în figura 1.36. Acest divizor se mai numeşte şi divizor regenerativ.

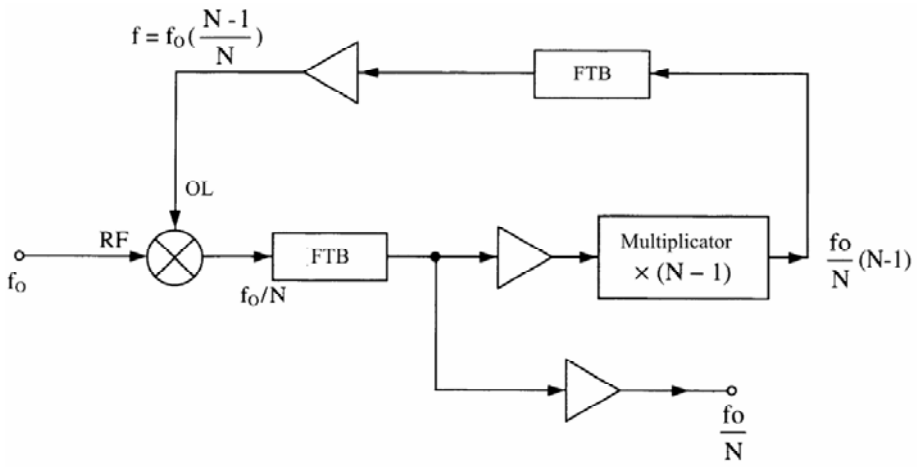


Fig.1.36. Divizor de frecvență regenerativ

Frecvența de ieşire a mixerului este:

$$f_0 - f_0\left(\frac{N-1}{N}\right) = \frac{f_0}{N} \tag{1.31}$$

Valoarea maximă a raportului de divizare depinde de selectivitatea filtrului trece-bandă care urmează după mixer. Amplificatoarele din figura 1.36 au rolul de a aduce semnalul la nivele corespunzătoare.