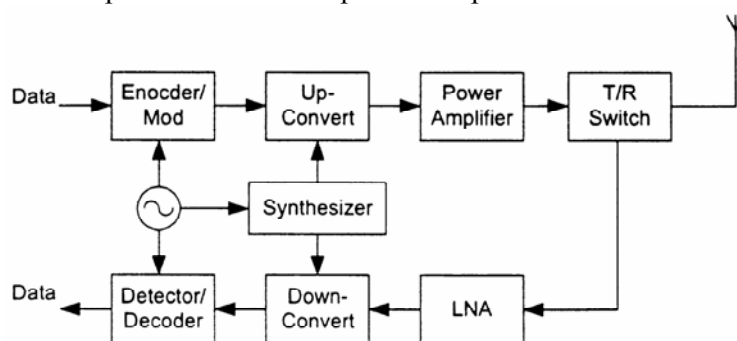


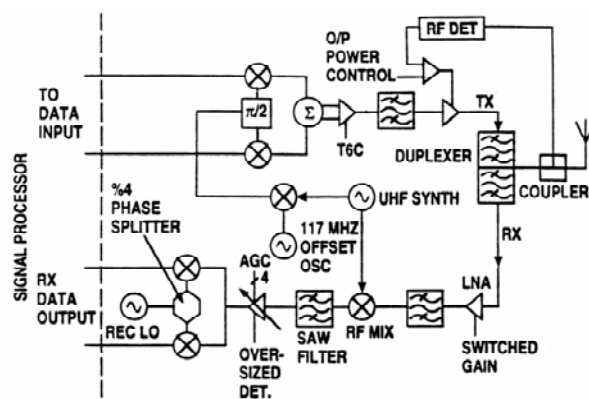
2. Parametrii de sistem ai unui receptor

2.1. Receptoare tipice

În figura 2.1 se prezintă două exemple de receptoare.



(a)



(b)

Fig. 2.1. Scheme bloc de transceivere. (a) wireless, (b) telefon mobil[1]

În figura 2.1a este schema bloc a unui transceiver pentru comunicații wireless. Comutatorul T/R este utilizat pentru a separa semnalul emis de cel recepționat. Un oscilator local cu sinteză de frecvență este folosit atât în upconverter cât și în downconverter. În figura 2.1b avem transceiverul dintr-un telefon mobil [1]. Transceiverul constă dintr-un emițător și un receptor separate printr-un filtru duplexor. Receptorul are un amplificator de RF de zgomot mic, un mixer, un amplificator de FI după mixer, filtre trece-bandă înainte și după mixer și un demodulator. Oscilatorul local este construit pe bază de sinteză de frecvență.

Majoritatea componentelor din fig. 2.1 au fost descrise în capitolul anterior. În acest capitol vom discuta parametrii de sistem ai receptorului.

2.2. Considerații asupra receptorului ca sistem

Performanțele unui receptor depind de proiectarea sistemului, de proiectarea circuitelor și de mediul de lucru. Nivelul acceptabil al distorsiunilor sau zgomotului variază de la aplicație la aplicație. Zgomotul și interferențele, care reprezintă semnale nedorite ce apar la ieșirea unui sistem radio, fixează o limită inferioară a semnalului utilizabil la ieșire. Pentru ca semnalul de ieșire să fie utilizabil, puterea lui trebuie să fie mai mare decât a zgomotului cu o cantitate specificată de raportul minim semnal-zgomot. Raportul minim semnal - zgomot depinde de aplicație, el fiind, de exemplu, 30 dB pentru o legătură telefonică, 40 dB pentru un sistem TV și 60 dB pentru un sistem audio bun.

Pentru a ușura discuția, vom lua ca exemplu un sistem cu dublă conversie, ca în figura 2.2

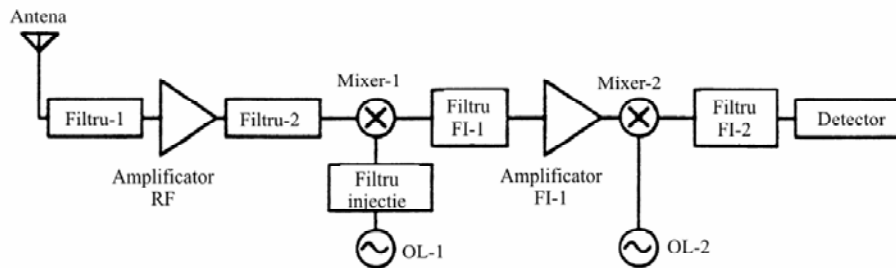


Fig. 2.2 Schema bloc tipică a unui receptor cu dublă conversie

Filtrul 1 limitează banda la intrare pentru a minimiza intermodulațiile și răspunsurile parazite și pentru a rejecta emisia de energie pe frecvența OL. Amplificatorul RF va avea un factor de zgomot mic, câștig mare și un punct de interceptie ridicat. Filtrul 2 este utilizat pentru a rejecta armonicele generate de amplificatorul de RF și frecvența imagine generată de primul mixer. Primul mixer generează primul semnal de FI care va fi amplificat de un amplificator de FI. Acesta trebuie să aibă un câștig mare, și un punct de interceptie ridicat. Sursa de OL trebuie să aibă zgomot de fază mic și suficientă putere pentru a pompa mixerul.

Considerațiile sistemice asupra unui receptor sunt următoarele:

- *Sensibilitatea.* Sensibilitatea receptorului cuantifică abilitatea de a răspunde la semnale slabe. Parametrul asociat este raportul semnal-zgomot (SNR) pentru receptoare analogice și frecvență biților eronați (BER) pentru receptoarele digitale.
- *Selectivitatea.* Selectivitatea receptorului este abilitatea de a rejecta semnalele nedorite având frecvențe corespunzătoare canalelor adiacente. Această specificație, având valori între 70 și 90 dB, este dificil de obținut. Cele mai multe sisteme nu permit activarea simultană a canalelor adiacente în același cablu sau în aceeași arie geografică.
- *Rejecția răspunsului parazit.* Abilitatea de a rejecta canalele adiacente este importantă pentru reducerea interferențelor. Acest lucru poate fi obținut printr-o alegere corespunzătoare a semnalului de FI și utilizând filtre diverse. Valori tipice ale acestei rejecții sunt cuprinse între 70 și 100 dB
- *Rejectarea intermodulațiilor.* Receptorul are tendința de a genera propriile interferențe în interiorul propriului canal pe baza unuia sau mai multor semnale de RF. Aceste interferențe se numesc produse de intermodulație (IM). Un asemenea factor mai mare de 70 dB este de regulă dorit.
- *Stabilitatea frecvenței.* Stabilitatea OL este importantă pentru a avea zgomot de fază și de MF cât mai redus. Această stabilizare se obține folosind rezonatoare dielectrice, tehnici de calare a fazei sau sinteza de frecvență.
- *Emisia de radiații.* Semnalul de oscilator local poate scapa prin mixer spre antenă, fiind apoi radiat în spațiul liber. Această radiație

determină interferențe, motiv pentru care ea trebuie să fie mai mică decât un anumit nivel specificat de FCC.

2.3. Sursele naturale ale zgomotului unui receptor

În receptor se întâlnesc două tipuri de zgomot: zgomotul captat de antenă și zgomotul generat de receptor. Zgomotul captat de antenă include zgomotul celestu, zgomotul de la pământ, zgomotul atmosferic, zgomotul galactic și zgomotul produs de om. Mărimea zgomotul celestu variază în funcție de frecvență și de direcția în care este orientată antena. Acest zgomot se exprimă prin temperatura de zgomot a antenei (T_A). Pentru o antenă îndreptată spre pământ sau spre orizont $T_A \cong 290^\circ\text{K}$. Pentru o antenă îndreptată spre cer, temperatura de zgomot poate deveni de câțiva kelvini. Puterea de zgomot este dată de:

$$N = kT_A B \quad (2.1)$$

unde B este banda receptorului și k este constanta lui Boltzmann:

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J}/^\circ\text{K}$$

Zgomotul atmosferic se datorește fulgerelor. Fulgerele generează un zgomot în impuls care este maxim pe 10 kHz și neglijabil la frecvențe mai mari de 20 MHz.

Zgomotul galactic este produs de stelele îndepărtate. El are o valoare maximă în jur de 20 MHz și este neglijabil peste 500 MHz.

Zgomotul produs de om are surse foarte diverse. De exemplu, la comutarea curentului electric, se generează pulsuri de tensiune. Acestea se produc în comutatoarele electronice sau mecanice, în sistemele de aprindere ale vehiculelor, motoare, etc.. O altă sursă este orice radar, radioreleu sau liniile de transport a energiei electrice.

În plus față de zgomotul captat prin antenă, în receptor se generează un zgomot propriu în amplificator, filtru, mixer și detector. Calitatea semnalului de la ieșirea receptorului este exprimată în termenii raportului semnal - zgomot (SNR):

$$\text{SNR} = \frac{\text{puterea semnalului}}{\text{puterea zgomotului}} \quad (2.2)$$

Un semnal detectabil tangențial este definit ca $\text{SNR} = 3 \text{ dB}$. Pentru un sistem de telefonie mobilă, la ieșirea receptorului este necesar un $\text{SNR} > 15 \text{ dB}$. Într-un sistem radar, cu cât raportul semnal-zgomot este mai mare cu atât probabilitatea de detecție este mai mare, iar rata de false alarme mai mică. Un SNR egal cu 16 dB înseamnă o probabilitate de detecție de 99.99% și o probabilitate de falsă-alarmă egală cu 10^{-6} [2].

Sursele de zgomot generate de receptor se clasifică în:

- *Zgomotul termic*. Acest zgomot este determinat de fluctuațiile aleatorii produse de agitația termică a sarcinilor legate. Valoarea efectivă a tensiunii de zgomot termic produsă de o rezistență R , în banda B , este:

$$V_n^2 = 4kTBR \quad (2.3a)$$

- *Zgomotul de alicie*. Fluctuația numărului de electroni emiși din sursă constituie zgomotul de alicie. Acest zgomot este specific dispozitivelor semiconductoare.

$$i_n^2 = 2qIB \quad (2.3b)$$

- *Zgomotul în 1/f*. O serie de fenomene cum ar fi fluctuația mobilității, radiația electromagnetică și zgomotul cuantic [4] au o putere care variază cu frecvența. Zgomotul în $1/f$ este important între 1 Hz și 1 MHz . Peste 1 MHz , zgomotul termic este mult mai important.

2.4. Factorul de zgomot și temperatura de zgomot ale receptorului

Factorul de zgomot este un factor de merit care specifică cantitativ cât de zgomotoasă/zgomotos este o componentă sau un sistem. Factorul de zgomot a unui sistem depinde de un număr de factori, cum ar fi: pierderile în circuit,

dispozitivele semiconductoare, polarizarea și amplificarea. Factorul de zgomot a unui diport se definește astfel:

$$F = \frac{SNR \text{ la intrare}}{SNR \text{ la ieșire}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.4)$$

Cifra de zgomot este factorul de zgomot convertit în decibeli. În figura 2.3 avem un diport cu câștigul (sau pierderile) G .

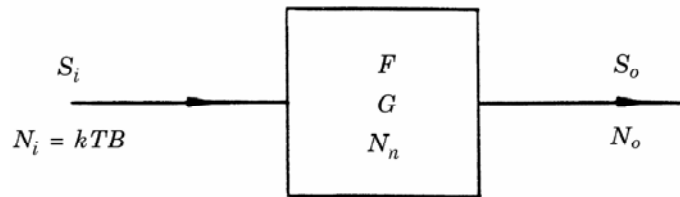


Fig. 2.3. Diport cu câștigul G și puterea de zgomot propriu N_n

Avem:

$$S_o = GS_i \quad (2.5)$$

De notat că $N_o \neq GN_i$; zgomotul la ieșire este GN_i + zgomotul generat de diport. Zgomotul adăgat de diport este:

$$N_n = N_o - GN_i \text{ (W)} \quad (2.6)$$

Substituind (2.5) în (2.4), avem:

$$F = \frac{S_i/N_i}{GS_i/N_o} = \frac{N_o}{GN_i} \quad (2.7)$$

Prin urmare:

$$N_o = FGN_i \text{ (W)} \quad (2.8)$$

Ecuția (2.8) ne arată că zgomotul de intrare N_i (în dBm) crește la trecerea prin diport cu cifra de zgomot și cu câștigul (în dB).

Deoarece cifra de zgomot a unei componente trebuie să fie independentă de zgomotul de la intrare, F se bazează pe un zgomot de intrare standard care este zgomotul termic corespunzător temperaturii camerei și unei benzi B :

$$N_i = kT_0B \quad (\text{W}) \quad (2.9)$$

unde k este constanta lui Boltzmann, iar $T_0 = 290^\circ\text{K}$. Astfel, relația (2.7) devine:

$$F = \frac{N_o}{GkT_0B} \quad (2.10)$$

Pentru o cascada de n elemente, ca în figura 2.4, factorul de zgomot total poate fi calculat cu formula lui Friis [1]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.11)$$

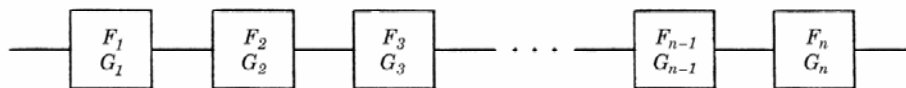


Fig. 2.4. Cascadarea a n diporți

Relatia (2.11) permite calculul factorului de zgomot al unui sistem cascadat. Ea ne arată că zgomotul și câștigul primului etaj sunt critice în obținerea unui factor de zgomot global cât mai mic. Este de dorit ca primul etaj să aibă un factor de zgomot cât mai mic și un câștig cât mai mare. Pentru a utiliza relația (2.11), F și G trebuie să fie exprimate ca rapoarte. Pentru o componentă pasivă având pierderile L (ca raport), vom avea $G = 1/L$ și $F = L$ [3].

Exemplul 1

Pentru cei doi diporți legați în cascadă din figura 2.5, să aratăm ca factorul de zgomot global este:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

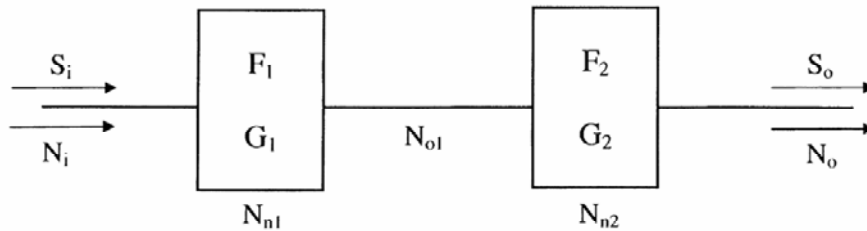


Fig. 2.5. Doi diporți legați în cascadă

Soluție

Din ecuația (2.10)

$$N_o = F_{12}G_{12}kT_0B, \quad N_{o1} = F_1G_1kT_0B$$

Din relația (2.6 și (2.8)

$$N_{n2} = (F_2 - 1)G_2kT_0B$$

Din relația (2.6):

$$N_o = N_{o1}G_2 + N_{n2}$$

Substituind primele trei relații în ultima, avem:

$$N_o = F_1G_1G_2kT_0B + (F_2 - 1)G_2kT_0B = F_{12}G_{12}kT_0B$$

$$F = F_{12} = \frac{F_1G_1G_2kT_0B}{G_1G_2kT_0B} + \frac{(F_2 - 1)G_2kT_0B}{G_1G_2kT_0B} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Exemplul 2

Să se calculeze câștigul și cifra de zgomot pentru sistemul din figura 2.6.

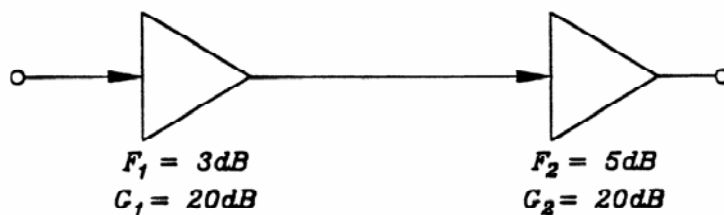


Fig. 2.6. Amplificatoare cascade

Soluție

$$F_1 = 3dB = 2, \quad F_2 = 5dB = 3.162$$

$$G_1 = 20dB = 100, \quad G_2 = 20dB = 100$$

$$G = G_1 G_2 = 10000 = 40dB$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 2 + \frac{3.162 - 1}{100} = 2 + 0.0216 = 2.0216 = 3.06dB$$

De notat că $F \approx F_1$ datorită câștigului mare a primului etaj.

Temperatura echivalentă de zgomot este definită prin:

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (2.12)$$

unde $T_0 = 290^\circ K$, iar F este sub formă de raport. Prin urmare:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.13)$$

De remarcat că T_e nu este temperatura fizică. Din relația (2.12), temperatura T_e care corespunde la diverse valori ale lui F , este:

F(dB)	3	2.28	1.29	0.82	0.29
$T_e(^{\circ}K)$	290	200	100	60	20

Pentru circuitul în cascadă din figura 2.7, relația (2.11) devine:

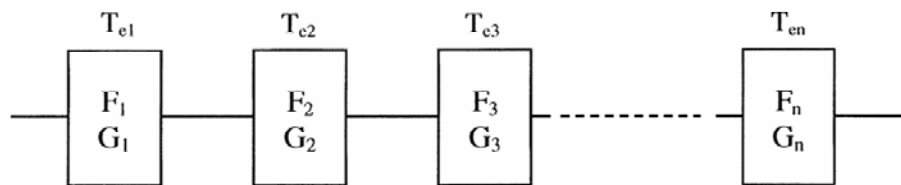


Fig. 2.7. Temperatura de zgomot a circuitului cascadat

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{en}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.14)$$

unde T_e este temperatura echivalentă de zgomot globală, exprimată în grade kelvin.

Temperatura de zgomot este utilă pentru calculul factorului de zgomot al unei antene. De exemplu, dacă o antenă are temperatura de zgomot T_A , temperatura globală de zgomot a sistemului incluzînd antena este:

$$T_S = T_A + T_e \quad (2.15)$$

unde T_e este temperatura de zgomot globală a circuitului cascadat.

2.5. Puncte de compresie, semnalul minim detectabil și gama dinamică

Într-un mixer, un amplificator sau un receptor, funcționarea normală este într-o regiune în care puterea de ieșire este proporțională cu puterea de intrare. Constanta de proportionalitate este câștigul sau pierderile de

conversie. Această regiune se numește *gamă dinamică*, așa cum se arată în figura 2.8.

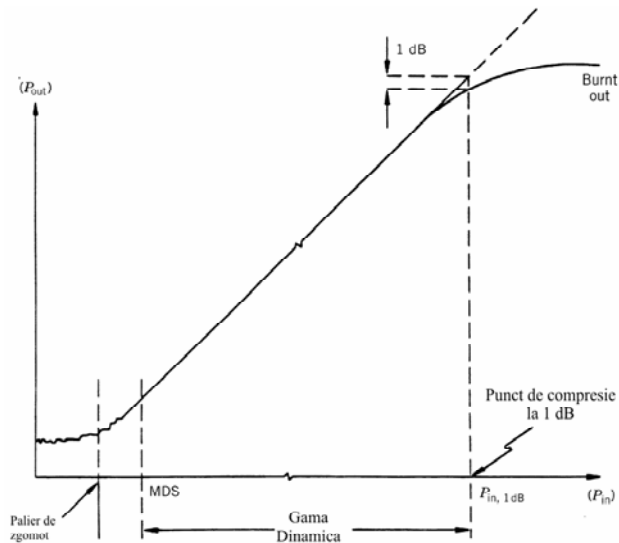


Fig. 2.8. Răspunsul real al unui mixer, amplificator sau receptor

Pentru un amplificator, răspunsul din figura 2.8 este pentru fundamentală. Pentru mixer sau receptor, curba este pentru semnalul de FI. Dacă puterea de intrare este peste acest interval, ieșirea începe să se satureze. Dacă puterea de intrare este sub acest interval, atunci domină zgomotul. Gama dinamică este definită ca intervalul dintre punctul de compresie la 1 dB și semnalul minim detectabil (MDS). Ea poate fi exprimată în termenii puterii de intrare (ca în fig. 2.8) sau ai puterii de ieșire. Pentru un mixer, amplificator sau receptor, dorim să avem o gamă dinamică cât mai largă astfel încât sistemul să funcționeze într-un domeniu foarte larg de valori pentru puterea de intrare.

Palierul de zgomot datorat unei sarcini rezistive adaptate este:

$$N_i = kTB \tag{2.16}$$

unde k este constanta lui Boltzmann. Dacă presupunem temperatura camerei (290°K) și 1 MHz bandă, avem:

$$N_i = 10 \log(kTB) = 10 \log(4 \times 10^{-12}) = -114 \text{ dBm} \quad (2.17)$$

Semnalul minim detectabil (MDS) este definit ca fiind cu 3 dB peste palierul de zgomot:

$$MDS = -114 \text{ dBm} + 3 \text{ dB} = -111 \text{ dBm} \quad (2.18)$$

Prin urmare, MDS este -111 dBm (sau 7.94×10^{-12} mW) într-o bandă de 1 MHz și la temperatura camerei.

Punctul de compresie la 1-dB este aratat in fig. 2.8. Să luăm ca exemplu un mixer. Începînd de la capătul inferior al gamei dinamice, suficientă putere de RF este injectată în mixer pentru ca semnalul de FI să se discearnă din zgomot. Crescînd puterea de intrare în mixer (puterea de RF) facem ca puterea de ieșire de FI să crească cu panta 1.; acest comportament continuă pînă cînd puterea de intrare de RF atinge un nivel la care puterea de iesire de FI începe să se aplatizeze, determinînd creșterea pierderilor de conversie. Puterea de intrare la care pierderile de conversie cresc cu 1 dB, numită punct de compresie la 1 dB, este luată ca limită superioară a gamei dinamice. Peste această valoare, pierderile de conversie sunt tot mai mari, iar puterea de intrare de RF, care nu este convertită în putere de FI, o regăsim sub formă de căldură și produse de intermodulație de ordin superior.

În regiunea liniară :

$$P_{in} = P_{ies} - G \quad (2.19)$$

unde G este cîștigul receptorului sau amplificatorului, sau $G = -L_c$ pentru un mixer cu pierderi la care L_c sunt pierderile de conversie (în dB).

Puterea semnalului de intrare, în dBm, care produce o comprimare cu 1 dB a cîștigului, se calculează, pentru un amplificator sau un receptor, cu relația :

$$P_{in,1dB} = P_{ies,1dB} - G + 1 \text{ dB} \quad (2.20)$$

.Pentru un mixer cu pierderi de conversie :

$$P_{in,1dB} = P_{ies,1dB} + L_c + 1 \text{ dB} \quad (2.21)$$

sau putem folosi relația (2.20) cu un câștig negativ. De notat că, $P_{in,1dB}$ și $P_{ies,1dB}$ sunt exprimate în dBm, iar G și L_c în dB. $P_{ies,1dB}$ este puterea de ieșire la punctul de compresie de 1 dB, iar $P_{in,1dB}$ este puterea de intrare la punctul de compresie la 1 dB.

Folosind punctul de compresie la 1 dB, câștigul, banda și cifra de zgomot, se poate calcula gama dinamică (DR) a unui amplificator, mixer sau receptor. Gama dinamică poate fi definită ca diferența dintre nivelul semnalului de intrare care cauzează 1 dB compresie în câștig și nivelul minim al semnalului la intrare care poate fi detectat peste zgomot:

$$DR = P_{in,1dB} - MDS \quad (2.22)$$

De notat că $P_{in,1dB}$ și MDs sunt exprimate în dBm, iar DR în dB.

Exemplu

Un receptor funcționează la temperatura camerei, are o cifră de zgomot de 5.5 dB și o bandă de 2 GHz. Punctul de compresie de 1 dB la intrare este +10 dBm. Să se calculeze semnalul minim detectabil și gama dinamică.

Soluție

$$F = 5.5dB = 3.6, B = 2 \times 10^9 Hz$$

$$MDS = 10 \log(kTBF) + 3dB = 10 \log(1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 2 \times 10^9 \times 3.6 \times 10^3) + 3 = -72.5dBm$$

$$DR = P_{in,1dB} - MDS = 10dBm - (-72.5dBm) = 82.5dB$$

2.6. Punctul de interceptie de ordinul 3 și intermodulația

Cînd doua sau mai multe semnale la frecvențele f_1 și f_2 sunt aplicate unui dispozitiv neliniar, ele generează produse de intermodulație (IM) cu frecvențe $mf_1 \pm nf_2$ (unde $m, n = 0, 1, 2, \dots$). Acestea pot fi produse de ordinul doi $f_1 \pm f_2$, produse de ordinul trei $2f_1 \pm f_2$, $2f_2 \pm f_1$, și așa mai departe. Produsele de intermodulație de ordinul trei produse de două tonuri sunt cele

mai de interes deoarece ele tind să aibă frecvențe care se situează în banda de trecere a primului etaj de FI.

Să considerăm un mixer sau un receptor, ca în figura 2.9, unde f_{FI1} și f_{FI2} sunt ieșirile dorite de FI.

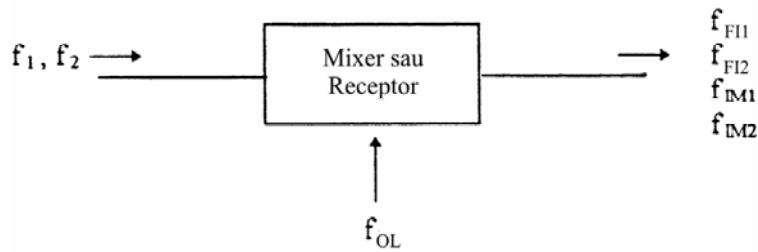


Fig. 2.9. Semnalele generate din două semnale de RF

În plus, la ieșire apar și produsele de intermodulație de ordinul trei (IM3) f_{IM1} și f_{IM2} . Produsele de intermodulație de ordinul 3 sunt generate din f_1 și f_2 mixate între ele și apoi amestecate cu frecvența de oscilator local :

$$(2f_1 - f_2) - f_{OL} = f_{IM1} \quad (2.23a)$$

$$(2f_2 - f_1) - f_{OL} = f_{IM2} \quad (2.23b)$$

unde f_{IM1} și f_{IM2} sunt arătate în figura 2.10. cu produsele de FI f_{FI1} și f_{FI2} generate de mixer:

$$f_{FI1} = f_1 - f_{OL} \quad (2.24)$$

$$f_{FI2} = f_2 - f_{OL} \quad (2.25)$$

De notat că separarea frecvențelor este:

$$\Delta = f_1 - f_2 = f_{IM1} - f_{FI1} = f_{FI1} - f_{FI2} = f_{FI2} - f_{IM2} \quad (2.26)$$

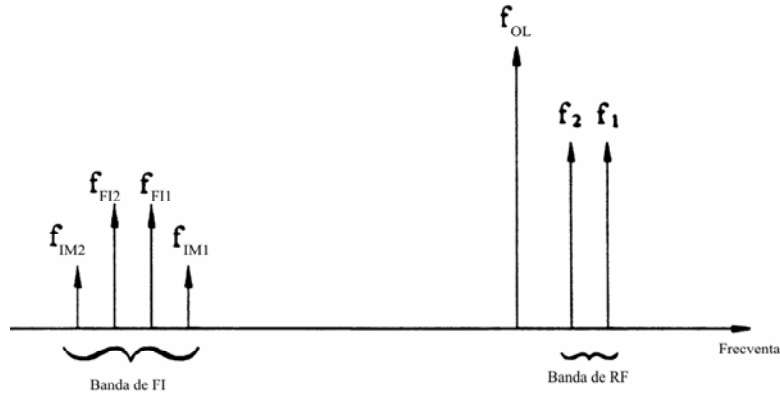


Fig. 2.10. Produse de intermodulație

Aceste produse de intermodulație sunt cele de interes maxim deoarece mărimea lor este relativ importantă și sunt dificil de filtrat de semnalul dorit de la ieșirea mixerului (f_{FI1} și f_{FI2}) dacă Δ este mic.

Punctul de intercepție, măsurat în dBm, este un factor de merit ce caracterizează suprimarea produselor de intermodulație. Un punct de intercepție ridicat indică o rejecție mare a produselor de intermodulație nedorite. Punctul de intercepție de ordinul trei (IP3 sau TOI) este punctul teoretic unde semnalul dorit și distorsiunile de ordinul trei au mărimi egale. IP3 este o măsură importantă a liniarității sistemului. O metodă convenabilă de a determina performanțele de ordinul trei cu două tonuri ale unui mixer este măsurarea IP3. Curbele tipice pentru un mixer sunt prezentate în figura 2.11.

Se poate observa că punctul de compresie la 1 dB are loc la o putere de intrare de +8 dBm, iar IP3 are loc la o putere de intrare de +16 dBm, iar mixerul va rejecta produsele de ordinul 3 cu mai mult de 55 dB dacă ambele tonuri sunt la -10 dBm. Cu ambele semnale la 0 dBm, produsele de intermodulație de ordinul trei sunt suprimate doar cu 35 dB, sau altfel spus, produsele IM3 sunt cu 35 dB sub semnalele de FI. Mixerul funcționează cu o frecvență de OL de 57 GHz și un semnal de RF între 60 și 63 GHz. Pierderile de conversie sunt mai mici de 6.5 dB.

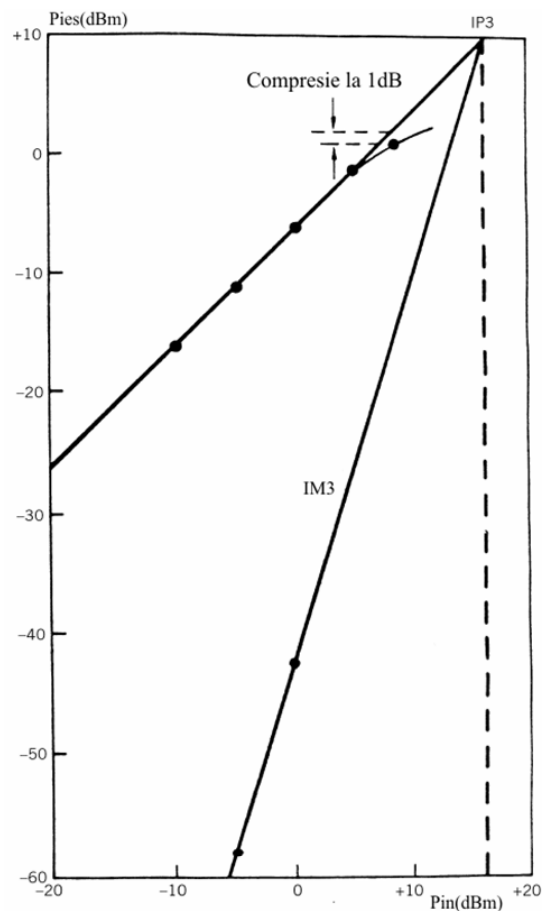


Fig. 2.11. Punctul de intercepție de ordinul 3 și punctul de compresie la 1 dB

În regiunea liniară, puterea de ieșire a semnalelor de FI crește cu 1 dB dacă puterea de intrare a semnalelor de RF crește cu 1 dB. Produsele IM3 cresc cu 3 dB pentru aceeași creștere a semnalelor de RF cu 1 dB. Panta produselor de intermodulație de ordinul 3 este 3:1.

Pentru un circuit cascadat, se poate folosi următoarea procedură pentru a calcula punctul de intercepție global al sistemului :

1. Transferăm toate punctele de intercepție la intrarea sistemului, scăzând câștigurile și adunând pierderile decibel cu decibel

2. Convertim punctele de interceptie în puteri (dBm în mW). Avem IP_1 , IP_2 , ... IP_N pentru N elemente.
3. Presupunînd toate punctele de interceptie independente si necorelate, adunam puterile “în paralel”

$$IP3_{in} = \left(\frac{1}{IP_1} + \frac{1}{IP_2} + \dots + \frac{1}{IP_N} \right)^{-1} \quad (\text{mW}) \quad (2.12)$$

4. Convertim $IP3_{in}$ din mW în dBm.

Exemplul 1

Cînd două tonuri cu nivelul de putere de -10 dBm sunt aplicate unui amplificator, nivelul produselor de intermodulație IM3 este -50 dBm. Amplificatorul are un cîștig de 10 dB. Calculați puterea de ieșire la IP3 cînd nivelul de putere al celor două tonuri este -20 dBm. În plus, indicați puterea IM3 ca decibeli sub semnalul dorit.

Soluție

$$P_{in} = -20dBm$$

Conform figurii 2.12, avem:

$$\begin{aligned} \text{Puterea IM3} &= (-50dBm) + 3 \times [-20dBm - (-10dbm)] = \\ &= -50dBm - 30dBm = -80dBm \end{aligned}$$

Astfel, semnalul dorit la ieșire la $P_{in} = -20$ dBm are un nivel de putere egal cu -20 dBm + cîștigul, adică -10 dBm.

Diferența dintre semnalul dorit și IM3 este: -10 dBm - (-80 dBm) = 70 dB mai jos.

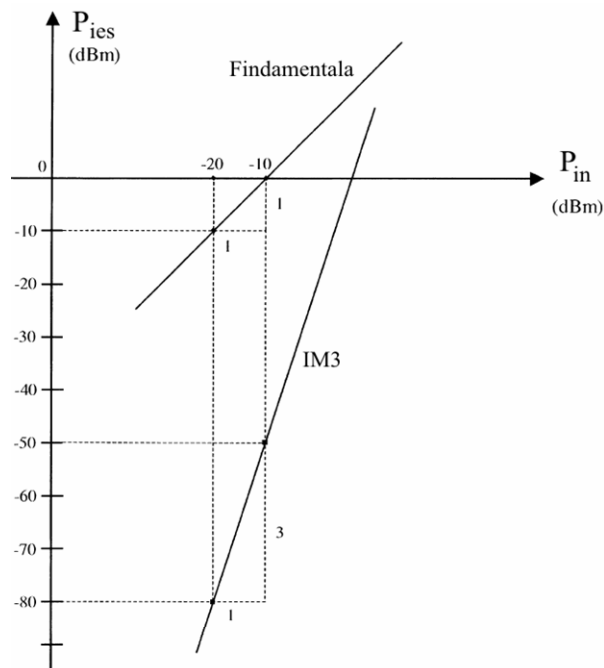


Fig. 2.12. Intermodulații de ordinul trei

Exemplul 2

În figura 2.13 este prezentată o schemă bloc de receptor. Calculați puterea de intrare în dBm, la IP3 global.

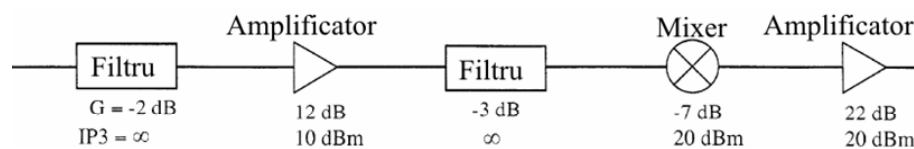


Fig. 2.13. Schema bloc a unui receptor

Soluție

Transferăm toate punctele de intercepție ale sistemului la intrare; rezultatele sunt prezentate în figura 2.14.

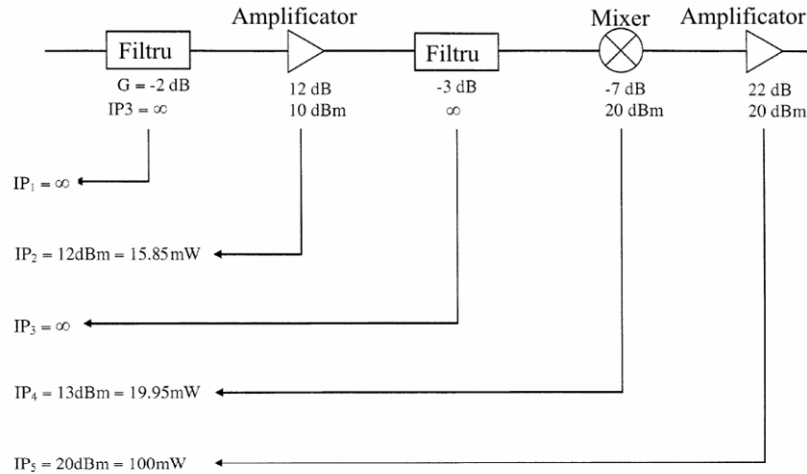


Fig. 2.14. Punctele de interceptie transferate la intrare

IP_3 global la intrare va fi:

$$IP_3 = 10 \log \left(\frac{1}{IP_1} + \frac{1}{IP_2} + \frac{1}{IP_3} + \frac{1}{IP_4} + \frac{1}{IP_5} \right)^{-1} =$$

$$= 10 \log \left(\frac{1}{\infty} + \frac{1}{15.85} + \frac{1}{\infty} + \frac{1}{19.95} + \frac{1}{100} \right)^{-1} = 10 \log(8.12) = 9.10\text{dBm}$$

2.7. Răspunsuri parazite

Orice semnal nedorit este un semnal parazit. Semnalele parazite pot produce semnale demodulate la ieșirea receptorului dacă au un nivel suficient de ridicat. Acest lucru este extrem de deranjant în special în receptoarele de bandă largă. Semnalele parazite include; armonicile, produsele de intermodulație și interferențele.

Mixerul este un dispozitiv neliniar. El generează multe semnale pe frecvențe date de relația $\pm m f_{RF} \pm n f_{OL}$ unde $m = 0, 1, 2, \dots$ și $n = 0, 1, 2, \dots$. Deși se utilizează un filtru la ieșirea mixerului care să permită trecerea doar a

frecvenței de FI, apar totuși și alte semnale, este adevărat de nivel mai mic. Dacă $m = 0$, întreaga familie de semnale nf_{OL} apare la ieșire.

Orice frecvență de RF care satisface următoarea relație:

$$mf_{RF} - nf_{OL} = \pm f_{FI} \quad (2.13)$$

poate genera răspunsuri parazite, f_{FI} fiind frecvența imagine dorită.

Rezolvând ecuația (2.13) în raport cu f_{RF} , fiecare pereche (m,n) va da două frecvențe parazite posibile de RF:

$$f_{RF1} = \frac{nf_{OL} - f_{FI}}{m} \quad (2.15)$$

$$f_{RF2} = \frac{nf_{OL} + f_{FI}}{m} \quad (2.16)$$

Frecvențele f_{RF1} și f_{RF2} vor genera la rândul lor alte frecvențe parazite.

2.8. Gama dinamica liberă de răspunsuri parazite

O altă definiție a gamei dinamice este regiunea liberă de răspunsuri parazite. Ea caracterizează un receptor cu mai mult de un semnal aplicat la intrare. Pentru cazul semnalelor de intrare de nivele egale, gama dinamica liberă de răspunsuri parazite, SFDR, este dată de relația:

$$SFDR = \frac{2}{3}(IP3 - MDS) \quad (2.17)$$

unde $IP3$ este puterea de intrare a două tonuri, corespunzătoare punctului de intercepție de ordinul 3, exprimată în dBm, iar MDS este semnalul de intrare minim detectabil.

Relația (2.17) poate fi demonstrată folosindu-ne de figura 2.15.

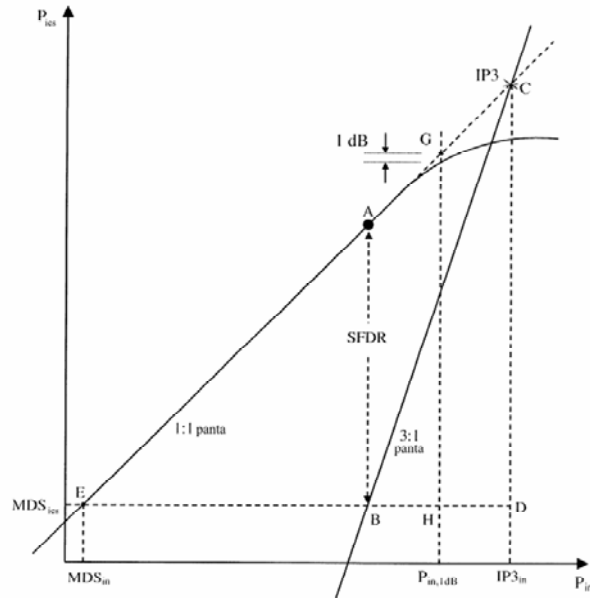


Fig. 2.15. Gama dinamică liberă de semnale parazite

$$BD = \frac{1}{3} CD, \quad EB = AB$$

Din triunghiul CED, avem:

$$CD = ED = EB + BD = AB + \frac{1}{3} CD$$

Prin urmare,

$$AB = \frac{2}{3} CD = \frac{2}{3} ED = \frac{2}{3} (IP3_{ies} - MDS_{ies})$$

sau, deoarece $CD = ED$,

$$SFDR = AB = \frac{2}{3} ED = \frac{2}{3} (IP3_{in} - MDS_{iin})$$

De notat că GH este gama dinamică, definită prin:

$$DR = GH = EH = P_{in,1dB} - MDS_{in}$$

$IP3_{in}$ și $IP3_{ies}$ diferă prin câștigul (sau pierderile) sistemului. Similar, MDS_{in} diferă de MDS_{ies} prin câștigul (sau pierderile) sistemului.