



CIRCUITE DE TELECOMUNICAȚII

Tema III

Zgomot și distorsiuni în circuitele RF

Prof. dr. ing. Andrei Câmpeanu

Departamentul Comunicații, A310-311

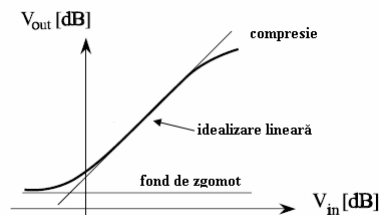
Email: andrei.campeanu@etc.upt.ro

A. Campeanu U.P.T.

1

Efectul zgomotului și distorsiunilor asupra funcționării liniare a circuitelor

- În general, dispozitivelor electronice li se cere să prezinte o cât mai bună liniaritate pentru o gamă cât mai largă de semnale de intrare, dar acest tip de comportare încetează atât pentru nivele reduse cât și pentru nivele ridicate de semnal de intrare.
- Oricât de mult reducem nivelul semnalului la intrare, nivelul la ieșire nu va coborî sub un anumit prag pe care-l putem denumi *fond de zgomot*. Cauza principală a acestuia este dat de mișcările termice și de caracterul cuantic al fenomenelor din componentele de circuit care adaugă *zgomot* semnalului de ieșire. Este datorită proiectantului RF să reducă acest zgomot la un minim acceptabil.
- Performanțele de liniaritate degenerază la limita opusă a caracteristicilor, datorită neliniarităților din circuit, datorate funcționării tranzistoarelor și celorlalte dispozitive electronice la nivele mari de semnal. La limită, ieșirea se va satura, dar în multe aplicații, efectul *distorsiunilor* va fi resimțit cu mult înainte.
- Distorsiunile sunt acompaniate de apariția în spectrul semnalului de ieșire a noi componente ceea ce face necesară introducerea în schemă a unor blocuri suplimentare de filtrare.



- Scopul acestui curs este să ofere o descriere succintă a mecanismelor de apariție atât a zgomotului cât și a distorsiunilor, a metodelor de evaluare precum și a procedurilor de menținere a acestor fenomene în limite rezonabile.

A. Campeanu U.P.T.

2

Valoarea efectivă, valoarea medie pătratică și densitate spectrală de putere a zgomotului

- Fiind aleatoare, tensiunile și curenții de zgomot sunt caracterizate prin mărimi specifice proceselor aleatoare: *valori medii pătratice* și *valori efective*.

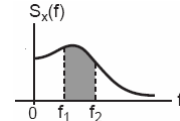
	Tensiune	Curent
Valori efective	\bar{e}_n	\bar{i}_n
Valori medii pătratice	\bar{e}_n^2	\bar{i}_n^2

- Valoarea medie pătratică a unei variabile aleatoare x de valoare medie nulă și densitate de probabilitate $p(x)$ e dată de:

$$\bar{x}^2 = E[x^2] = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx$$

- Pentru o densitatea spectrală de putere a zgomotului $S_x(f)$ și o bandă de frecvențe $[f_1, f_2]$, valoarea sa medie pătratică se calculează prin

$$\bar{x}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S_x(f) df$$



- Se consideră densitatea spectrală de putere constantă în banda $\Delta f = f_2 - f_1$ astfel că aceasta poate fi direct reprezentată prin valoarea medie pătratică sau valoarea efectivă a tensiunii sau curentului de zgomot

$$S_x(f) = \frac{\bar{x}^2}{\Delta f}, \text{ unde } x \text{ este tensiune sau curent de zgomot.}$$

- $S_x(f)$ se măsoară în volți sau amperi la pătrat per Hertz. Conform acestei abordări, tensiunea sau curentul efectiv de zgomot sunt proporționale cu radical din banda Δf .

A. Campeanu U.P.T.

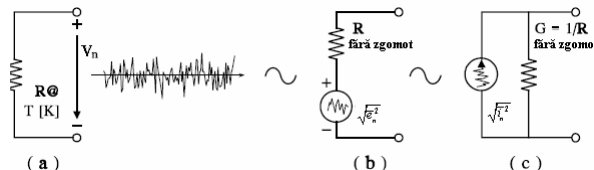
3

Surse de zgomot: 1. Zgomotul termic

Mișcarea termică a electronilor într-o rezistență provoacă o tensiune de zgomot la terminalele acesteia. Tensiunea are o distribuție Gaussiană în jurul unei valori medii nule. Densitatea de putere $S_n(\omega)$ a zgomotului termic este constantă cu frecvența, zgomotul termic fiind un *zgomot alb*. La temperatura T [K], valorile medii pătratice ale tensiunii sau curentului de zgomot se exprimă prin:

$$\bar{e}_n^2 = 4kTR\Delta f \text{ sau } \bar{i}_n^2 = 4kTG\Delta f$$

- unde k este constanta Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K]), T temperatura în grade Kelvin ($T = 300K$), Δf banda de frecvențe de interes iar $G = 1/R$ conductanța.



- Din punct de vedere al zgomotului, rezistența R din (a) se echivalează printr-o rezistență fără zgomot în serie sau paralel cu o sursă de tensiune (b) sau curent (c) de zgomot.
- Puterea de zgomot N_{av} disponibilă în circuitele echivalente din (b) sau (c) este independentă de valoarea rezistenței, fiind dată de

$$N_{av} = \bar{e}_n^2 / (4R) = kT\Delta f$$

A. Campeanu U.P.T.

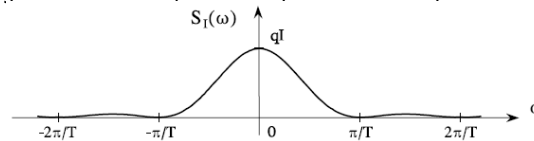
4

Surse de zgomot:

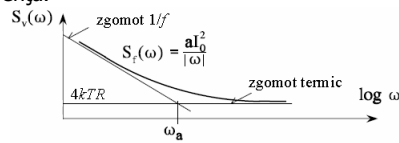
2. Zgomotul de "alice" & 3. Zgomotul $1/f$

- **Zgomotul de alicie** este specific dispozitivelor semiconductoare în care curentul fluctuant reprezintă însumarea unor procese microscopice individuale aleatoare. Este dependent de valoarea curentului prin dispozitiv.

- În spectrul zgomotului de alicie, T este timpul de tranzit al purtătorilor prin dispozitiv:



- **Zgomotul $1/f$** se manifestă în toate componentele electronice la frecvențe foarte joase, cu precădere în tranzistoarele MOS. La frecvențe mai mari este "înecat" în zgomotul termic.
- Depinde de frecvență, cum se relevă în figură, de curentul dispozitivului, fiind invers proporțional cu frecvența.



A. Campeanu U.P.T.

5

Caracterizarea surselor de zgomot

Specificațiile de catalog ale dispozitivelor electronice utilizează funcțiile de densitate spectrală de putere pentru a caracteriza zgomotul componentei:

$$E_n(f) = \sqrt{S_v(2\pi f)} \left[V/\sqrt{\text{Hz}} \right] \text{ sau } I_n(f) = \sqrt{S_i(2\pi f)} \left[A/\sqrt{\text{Hz}} \right]$$

- Presupunând spectrul plat, tensiunea sau curentul efectiv de zgomot este dat de produsul funcției $E_n(f)$ sau $I_n(f)$ cu rădăcina pătrată a benzii de zgomot.
- Frecvent, se specifică orice fel de sursă de zgomot prin zgomotul ideal de bandă plată a rezistențelor. Există, în acest sens două abordări:

- T_{eff} – temperatura efectivă. Sursa de zgomot se echivalează prin determinarea T_{eff} astfel încât să genereze tot atâta zgomot ca și o rezistență egală cu partea reală a impedanței sale.

$$T_{\text{eff}} = \frac{\bar{e}^2}{4kT \text{Re}[Z_o(\omega_0)]\Delta f} \text{ sau } T_{\text{eff}} = \frac{\bar{i}^2}{4kT \text{Re}[Y_o(\omega_0)]\Delta f}$$

- R_n sau G_n – rezistența sau conductanța de zgomot care produce la temperatura de lucru același zgomot termic cu sursa de zgomot considerată. Dacă valoarea tensiunii sau curentului mediu pătratic de zgomot sunt cunoscute, rezistența sau conductanța de zgomot echivalente sunt date prin:

$$R_n = \frac{\bar{e}_{\text{med}}^2}{4kT\Delta f} \text{ sau } G_n = \frac{\bar{i}_{\text{med}}^2}{4kT\Delta f}$$

A. Campeanu U.P.T.

6

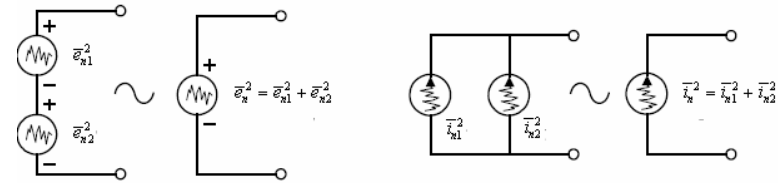
Combinarea surselor de zgomot

- Efectul combinat a două surse de tensiune de zgomot conectate în serie – două surse de curent de zgomot conectate în paralel se comportă similar – se calculează pe baza observației că nu există corelație între cele două procese aleatoare, acestea fiind independente.

- Valoarea medie pătratică a zgomotului total din circuit este:

$$\overline{e_n^2} = \overline{(e_{n1} + e_{n2})^2} = \overline{e_{n1}^2} + \overline{e_{n2}^2} + 2\overline{e_{n1}e_{n2}}$$

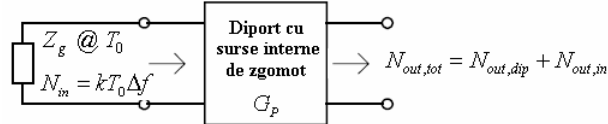
- Ultimul termen reprezintă produsul de corelație a celor două procese aleatoare independente. El este nul, având în vedere afirmația anterioară, ceea ce justifică relațiile prezentate în figura de mai jos.



A. Campeanu U.P.T.

7

Evaluarea performanțelor de zgomot a diporturilor: Factorul de zgomot (1)



* $N_{out,dip}$ este efectul surselor de zgomot interne ale diportului.

*Temperatura de referință a impedanței Z_g este $T_0 = 290K$

* G_p - amplificarea de putere a diportului

- Factorul de zgomot F** este parametrul care exprimă efectul tuturor surselor de zgomot dintr-un diport, în raport cu zgomotul termic prezent la intrarea lui. El se definește conform figurii prin relația

$$F = \frac{N_{out,tot}}{N_{out,in}} = \frac{\text{putere totală de zgomot la ieșire}}{\text{putere de zgomot la ieșire datorată impedanței generatorului}}$$

- Puterea zgomotului la ieșire datorat diportului $N_{out,dip}$ se obține astfel:

$$N_{out,tot} = FN_{out,in} = N_{out,dip} + N_{out,in} \Rightarrow$$

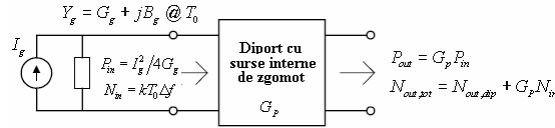
$$N_{out,dip} = (F - 1)N_{out,in} = (F - 1)G_p N_{in} = (F - 1)G_p kT_0 \Delta f$$

- Dacă diportul nu are surse de zgomot intern, valoarea minimă a factorului F este unu. Este ceea ce se întâmplă atunci când diportul este realizat din componente pasive reactive.

A. Campeanu U.P.T.

8

Factorul de zgomot (2)



- Factorul de zgomot se poate exprima și prin intermediul raportului semnal/zgomot (RSZ) de la intrarea și ieșirea diportului.
- RSZ este dat de raportul dintre puterea semnalului și puterea zgomotului, $RSZ = P/N$.
- La configurația de măsură din figură, calculăm factorul de zgomot:

$$F = \frac{N_{out,tot}}{N_{out,in}} = \frac{P_{in} N_{out,tot}}{P_{in} G_p N_{in}} = \frac{P_{in} / N_{in}}{P_{out} / N_{out,tot}} = \frac{RSZ_{in}}{RSZ_{out}}$$

- Putem, în consecință, să definim F ca fiind raportul RSZ de la intrarea și ieșirea diportului.
- Pentru că F nu poate fi mai mic decât unu, el poate fi văzut ca factorul cu care se deteriorează RSZ la trecerea semnalului prin diport.
- O mărime derivată din factorul de zgomot F este *figura de zgomot*, NF . Ea exprimă F în dB :

$$NF = 10 \lg F$$

A. Campeanu U.P.T.

9

Măsurarea factorului de zgomot

- Configurație tipică de măsură.
- Sursa ajustabilă de zgomot este alcătuită dintr-o diodă în paralel cu o conductanță menținută la temperatura T_0 .
- Curentul continuu al diodei controlează direct curentul de zgomot emis de aceasta.
- Indicațiile instrumentului de măsură sunt calibrate direct în unități de putere, fiind proporționale cu P_{out} .
- Factorul de zgomot se măsoară în două etape:
- I-ul pas:** Se anulează complet curentul prin diodă astfel încât doar zgomotul termic generat de conductanță să se aplice la intrarea diportului. Instrumentul indică valoarea $V_{eff,0}$.
- II-lea pas:** Se ajustează curentul generatorului de zgomot astfel încât indicația instrumentului să indice o dublare a puterii la ieșire, ceea ce înseamnă o valoare mai mare cu $3dB$ decât prima, $V_{eff,1}$.

$$\text{Pas 1: } V_{eff,0} \sim N_{out,0} = G_p F k T_0 \Delta f$$

$$\text{Pas 2: } V_{eff,1} = \sqrt{2} V_{eff,0} \sim 2 N_{out,0} = G_p F k T_0 \Delta f + G_p \frac{T_d^2}{4 g_s}$$

- Prin această procedură, cei doi termeni ai celei de-a doua citiri sunt egali, ceea ce permite calculul factorului de zgomot a diportului.

$$F = \frac{T_d^2}{4 k T_0 g_s \Delta f} \approx \frac{i_d}{2 g_s V_T}, \text{ unde } V_T = \frac{k T_0}{q} = 25 mV$$

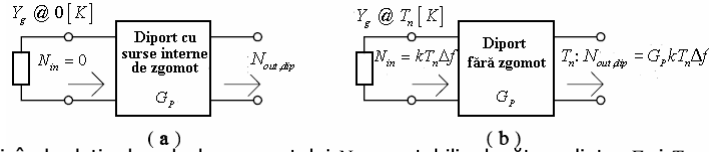
- Această ultimă relație dovedește că un instrument de cc care măsoară curentul continuu al diodei i_d poate fi calibrat direct în factori de zgomot.

A. Campeanu U.P.T.

10

Temperatura de zgomot a diporturilor

Temperatura de zgomot $T_{n,off}$ a fost introdusă anterior pentru a echivala zgomotul generat de un uniport prin zgomot termic. Prin extensie, **temperatura de zgomot a unui diport**, T_n , comandat de un generator, se definește ca fiind temperatura generatorului dacă întreaga contribuție de zgomot a diportului este transferată zgomotului termic generat de impedanța sau admitanța generatorului de la intrarea sa (vezi figura b).



- Utilizând relația de calcul a zgomotului $N_{out,dip}$, stabilim legătura dintre F și T_n :

$$N_{out,dip} = G_p (F - 1) k T_0 \Delta f = G_p k T_n \Delta f \Rightarrow \begin{cases} T_n = (F - 1) T_0, & (a) \\ F = 1 + T_n / T_0. & (b) \end{cases}$$

- T_0 este, în continuare temperatura de referință ($T_0 = 290K$).
- Dacă temperatura de zgomot efectivă a admitanței generatorului este T_g și nu nulă ca în figură, și zgomotul generatorului va contribui la $N_{out,dip}$:

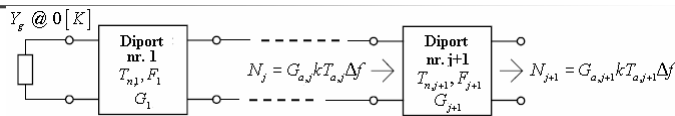
$$N_{out,tot} = N_{out,dip} + N_{out,g} = G_p k T_n \Delta f + G_p k T_g \Delta f = G_p k (T_n + T_g) \Delta f$$

- Aici, zgomotul total se obține prin însumarea a două temperaturi de zgomot. Este o proprietate ce va fi utilizată în continuare.

A. Campeanu U.P.T.

11

Factorul de zgomot pentru un lanț de diporturi conectați în cascadă



- Ne propunem să stabilim expresia puterii de zgomot la ieșirea unui lanț de diporturi conectați în cascadă. În acest scop calculăm contribuția pe care o aduce în expresie cel de-al diport din lanț.
- La intrarea diportului $j+1$, puterea totală de zgomot este N_j , temperatura de zgomot acumulată pe etajele precedente este $T_{a,j}$ iar amplificarea totală de putere pe aceste etaje este $G_{a,j} = G_1 G_2 \dots G_j$.
- Produsul $G_{a,j} T_{a,j}$ este văzut de diportul $j+1$ ca temperatură efectivă de zgomot la intrare la care va adăuga și el temperatura sa proprie de zgomot $T_{n,j+1}$:

$$N_{j+1} = G_{j+1} k (G_{a,j} T_{a,j} + T_{n,j+1}) \Delta f = G_{j+1} k G_{a,j} (T_{a,j} + \Delta T_{n,j+1}) \Delta f$$

- $\Delta T_{n,j}$ reprezintă contribuția pe care blocul $j+1$ o aduce la temperatura de zgomot acumulată: $\Delta T_{n,j} = T_{n,j+1} / G_{a,j}$.
- Concluzie:** Contribuția la temperatura de zgomot a unui diport din lanț este cu atât mai importantă cu cât numărul de ordine a diportului este mai mic.

A. Campeanu U.P.T.

12

Diporți conectați în cascadă – Calculul

$T_{n,tot}$ și F_{tot}

- Temperatura de zgomot a lanțului de diporți conectați în cascadă se obține prin însumarea contribuțiilor fiecărui diport la temperatura de zgomot finală:

$$T_{n,tot} = T_{n,1} + \frac{T_{n,2}}{G_1} + \frac{T_{n,3}}{G_1 G_2} + \frac{T_{n,4}}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{T_{n,j+1}}{G_1 G_2 \dots G_{j+1}} + \dots$$

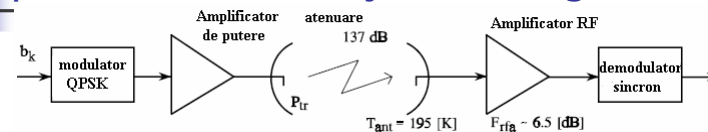
- Convertim ultima expresie în factori de zgomot, utilizând relația de legătură dintre F și T_n

$$T_{n,tot} = (F_{tot} - 1)T_0, \quad T_{n,j} = (F_j - 1)T_0 \quad \Rightarrow$$

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_{j+1} - 1}{G_1 G_2 \dots G_j} + \dots$$

- Ultima relație poartă numele de formula *Friis* pentru diporți în cascadă.
- Ecuatiile de calcul a $T_{n,tot}$ și F_{tot} demonstrează că dacă primul diport dintr-un lanț are amplificarea suficient de mare, atunci temperatura de zgomot sau factorul de zgomot a primului etaj domină întregul lanț.

Exemplu – Calculul bilanțului de puteri pentru o comunicație radio digitală -I-



- Sistemul de radio-comunicații din figură funcționează în modulație QPSK și transmite secvența binară b_k cu o rată $R_b = 8,2 Mbps$.
- Atenuarea totală de la ieșirea emițătorului la intrarea amplificatorului RF este de $137 dB$.
- Toate blocurile se presupun a fi adaptate.
- Temperatura de zgomot a antenei este $T_{ant} = 195 K$ iar amplificatorul RF are factorul de zgomot $F_{RF} = 6,5 dB$.
- Determinați puterea P_{tr} pe care trebuie să o aibă emițătorul la ieșire pentru ca la ieșire, după demodulare, să se obțină o rată de eroare de bit $BER = 10^{-6}$.

Exemplu – Calculul bilanțului de puteri pentru o comunicație radio digitală -II-

- Rata BER în modulația QPSK corespunde modulației PSK-PRK pentru care figura furnizează dependența BER^{P_{error}} de RSZ. Precizăm RSZ la intrarea demodulatorului.

$$BER = 10^{-6} \Rightarrow RSZ = \frac{E_b}{\eta} = \frac{E_b}{kT_{eff}} = 10,5[dB] \sim 11,2$$

- T_{eff} este temperatura efectivă de zgomot la ieșirea amplificatorului RF. Pentru a stabili valoarea acesteia, figura de zgomot a amplificatorului se convertește în temperatura de zgomot T_{RFA} . Se obține

$$T_{eff} = T_{ant} + T_{rfa}, \quad T_{RFA} = (F_{RFA} - 1)T_0, \quad F_{RFA} \sim 6,5[dB] \sim 4,47$$

$$T_{RFA} = (4,47 - 1)290 = 1006[K], \quad T_{eff} = 195 + 1006 = 1201[K]$$

- Prima relație ne permite acum să determinăm energia pe bit recepționat la intrarea amplificatorului:

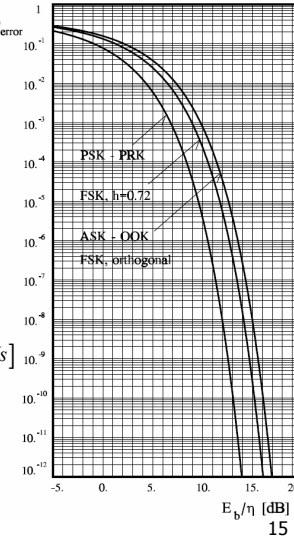
$$E_b = 11,2 \cdot kT_{eff} = 11,2 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} [Ws/K] \cdot 1201[K] = 1,858 \cdot 10^{-19} [Ws]$$

- La QPSK, durata de simbol este dublul perioadei de bit. Totuși, doi biți se transmit simultan în cuadratură, astfel că puterea de ieșire necesară se calculează cu:

$$P_{in} = E_b R_b = 1,858 \cdot 10^{-19} \cdot 8,2 \cdot 10^6 = 1,523 \cdot 10^{-12} [W]$$

$$D \sim 137[dB] \sim 5,01 \cdot 10^{13} \Rightarrow P_{tr} = P_{in} \cdot D = 76,30 [W]$$

A. Campeanu U.P.T.



Calculul sensibilității receptoarelor radio (1)

- Sensibilitatea este una dintre caracteristicile esențiale ale oricărui receptor radio și permite stabilirea performanțelor unui sistem de comunicații.
- Denumirea exactă a parametrului este *Sensibilitate limitată de zgomot* (S_{min}), fiind definit drept puterea minimă de semnal aplicat la intrarea receptorului care asigură o valoare impusă pentru raportul semnal/zgomot la ieșire.

- Relația de calcul a sensibilității este:

$$(S_{min})_{dBm} = (N_{in})_{dBm} + (NF)_{dB} + (10 \lg \Delta f)_{dB} + (RSZ)_{dB}$$

- Vom detalia în continuare mărimile care intervin în relație.

- $(N_{in})_{dBm}$ este densitatea spectrală de putere a zgomotului la intrarea receptorului produs de rezistența sursei conectate la intrare. Acest zgomot este generat de rezistența de ieșire a generatorului utilizat la testare sau de rezistența echivalentă a antenei.

- N_{in} se măsoară în W/Hz , fiind exprimat la temperatura camerei (290K) și pentru o bandă de frecvență $\Delta f = 1Hz$:

$$(N_{in})_{dB} = 10 \lg(kT_0) = 10 \lg(1,38 \times 10^{-23} \times 290) = -203,4dB$$

$$\Rightarrow (N_{in})_{dBm} = (N_{in})_{dB} + 30 \approx -174dBm$$

A. Campeanu U.P.T.

16

Calculul sensibilității receptoarelor radio (2)

1. $(N_{in})_{dBm}$ densitatea spectrală de putere a zgomotului la intrarea receptorului
 - Dacă nu există alte cerințe specifice pentru sistemul RF, N_{in} reprezintă puterea minimă de semnal care poate fi detectat corect de un receptor pentru că are aceeași putere cu zgomotul de la intrare. În aceste condiții, mărimea mai poartă numele de *putere de semnal minim discernibilă*, P_{md} . La ieșirea receptorului cu factorul de zgomot F această putere minimă este:

$$P_{o,md} = kT_0 F \Delta f$$
2. Figura de zgomot $(NF)_{dB}$ este figura de zgomot globală a receptorului:

$$(NF)_{dB} = (RSZ)_{dB,in} - (RSZ)_{dB,out}$$
3. Banda de frecvență Δf este în principal determinată de filtrul de frecvență intermediară și de celelalte filtre din componența receptorului.
 - Sensibilitatea maximă care poate fi realizată depinde de banda de frecvență a semnalului modulat întrucât un receptor cu o bandă mai îngustă va distorsiona semnalul demodulat provocând interferență intersimbol și măbind rata de eroare pe bit (BER) în comunicațiile digitale și degradând fidelitatea și inteligibilitatea semnalelor analogice.
4. Raportul semnal/zgomot la detecție $(RSZ_{det})_{dB}$ este raportul semnal/zgomot necesar pentru realizarea ratei BER specificate pentru funcționarea corectă a detectorului.

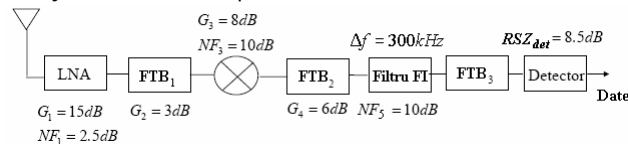
A. Campeanu U.P.T.

17

Exemplu de calcul a sensibilității unui receptor radio

Considerați arhitectura receptorului prezentat în figura de mai jos. Sunt evidențiate performanțele fiecărui bloc component atât ca amplificare de putere, G_i cât și ca figură de zgomot, NF_i .

- Determinați sensibilitatea receptorului.



- Calculăm factorul de zgomot total pentru receptor:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4},$$

$$\text{cu: } F_i = 10^{NF_i/10} \text{ și } G_i = 10^{G_i/10}$$

- Se obține în acest fel factorul de zgomot global: $F = 2,42$ și $NF = 3,8 dB$.
- Putem acum calcula sensibilitatea totală a receptorului:

$$10 \lg(\Delta f) = 10 \lg(3 \times 10^5) = 54,8 dB$$

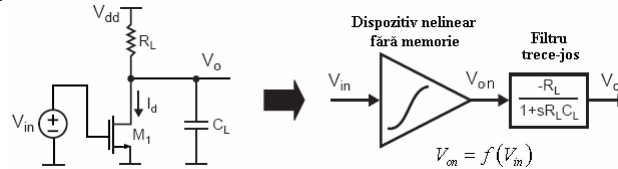
$$(S_{min})_{dBm} = -174 + 3,8 + 54,8 + 8,5 = -106,9 dB$$

A. Campeanu U.P.T.

18

Distorsiuni de neliniaritate la amplificatoare RF

- Distorsiunile unui amplificator se manifestă prin devierea de la relația lineară intrare-ieșire care reprezintă modelul ideal.
- Distorsiunea nelineară se datorează nivelelor mari de semnal la intrare, impunând stabilirea unor limite pentru acest semnal care să asigure funcționarea lineară a amplificatorului.
- Pentru analiza de distorsiuni a unui amplificator, se folosește modelul format dintr-un diport nelinear fără memorie conectat în cascadă cu o funcție de transfer lineară, ca în figură.



- Dacă facem abstracție de filtrul linear din model, atribuindu-i o funcție de transfer unitară, funcția de transfer $f(V_{in})$ se poate exprima, ca urmare a dezvoltării în serie Taylor printr-o expresie polinomială ce depinde atât de componenta $V_{in,0}$ cât și de cea variabilă v_{in} a semnalului de intrare:

$$V_o = V_{o,0} + v_o = f(V_{in,0} + v_{in}) = f(V_{in,0}) + av_{in} + bv_{in}^2 + cv_{in}^3 + \dots$$

- Termenul de semnal mic din semnalul de ieșire este:

$$v_o = av_{in} + bv_{in}^2 + cv_{in}^3 + \dots$$

- Într-un amplificator, coeficientul a reprezintă amplificarea de semnal mic, coeficienții de ordin mai mare b , c ș.a.m.d. reprezintă distorsiunile.

A. Campeanu U.P.T.

19

Distorsiuni de neliniaritate la amplificatoare RF - continuare

Coeficienții polinomiali a , b și c se referă la valori instantanee de tensiuni și curenți. Pentru a da expresia polinomială direct în valori efective ca mai jos, vom face corecțiile:

$$v_{o,ef} = v_o / \sqrt{2} = a_{ef} v_{in,ef} + b_{ef} v_{in,ef}^2 + c_{ef} v_{in,ef}^3 + \dots$$

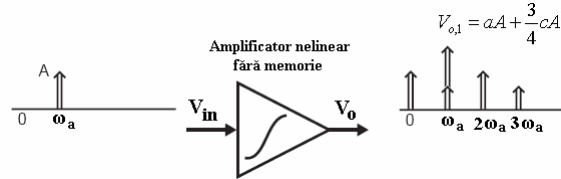
$$\text{unde: } a_{ef} = a, \quad b_{ef} = \sqrt{2}b, \quad c_{ef} = 2c.$$

- Trebuie spus că presupunerea inițială referitoare la separarea amplificatorului în două blocuri distincte dintre care unul nelinear și fără memorie nu reprezintă decât un model foarte limitat dar, cu toate acestea, foarte sugestiv. În realitate, fenomenele neliniare sunt mult mai complexe și analize avansate sunt efectuate de programe de calcul specializate.
- Consecințele neliniarității asupra performanțelor unui amplificator RF sunt:
 - Distorsiuni armonice:** apar componente de semnal la frecvențe care nu sunt prezente în semnalul de intrare.
 - Compresia amplificării:** amplificarea se reduce pentru amplitudini mari la intrare.
 - Desensibilizare:** amplitudinea unui semnal util este afectată de un semnal de frecvență apropiată.
 - Intermodulație:** modulația unui semnal aflat în afara benzii de trecere a amplificatorului este transferată asupra unei purtătoare nemodulate situate în banda de trecere.

A. Campeanu U.P.T.

20

Distorsiuni armonice de nelinearitate - I -



- Dacă la intrare se aplică o sinusoidă de frecvență ω_a , ieșirea furnizează atât componenta pe frecvența fundamentală cât și componente pe armonicile acesteia.
- La intrare: $v_{in} = A \cos \omega_a t$ cu $v_o = av_{in} + bv_{in}^2 + cv_{in}^3$
- Atunci: $v_o(t) = aA \cos \omega_a t + bA \cos^2 \omega_a t + cA \cos^3 \omega_a t$

$$= aA \cos \omega_a t + \frac{1}{2}bA^2(1 + \cos 2\omega_a t) + \frac{1}{4}cA^3(3 \cos \omega_a t + \cos 3\omega_a t)$$

$$= \frac{1}{2}bA^2 + (aA + \frac{3}{4}cA^3) \cos \omega_a t + \frac{1}{2}bA^2 \cos 2\omega_a t + \frac{1}{4}cA^3 \cos 3\omega_a t$$

- Al doilea termen polinomial dă o componentă de cc și una pe armonica a doua.
- Al treilea termen dă atât o componentă pe frecvența de intrare cât și una pe armonica a treia.
- Dacă armonicile superioare pot fi eliminate prin filtrare, e imposibil de înlăturat distorsiunea pe frecvența fundamentală provocată de al treilea termen. Prin urmare, trebuie acordată o atenție specială termenului de ordinul trei.

A. Campeanu U.P.T.

21

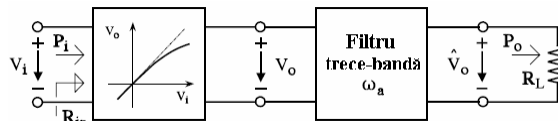
Distorsiuni armonice de nelinearitate - II -

O măsură a distorsiunilor care include amplitudinile tuturor componentelor armonice este gradul de distorsiune totală a amplificatorului, D_t . Notând prin $V_{o,i}$ amplitudinea armonice i la ieșire, se scrie:

$$D_t = \sqrt{\frac{V_{o,2}^2 + V_{o,3}^2 + \dots}{V_{o,1}^2}} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots}, \text{ unde}$$

$$D_2 = \frac{V_{o,2}}{V_{o,1}} \approx \frac{1}{2} \left| \frac{b}{a} \right| A, \quad D_3 = \frac{V_{o,3}}{V_{o,1}} \approx \frac{1}{4} \left| \frac{c}{a} \right| A^3, \quad \dots$$

- Cu montajul din figura de jos pot fi îndepărtate toate componentele armonice de la ieșire, lăsând doar fundamentală.
- Fundamentală, pe lângă contribuția datorată primului termen, înglobează efectul disturbator al contribuției termenului al treilea. Distorsiunea se caracterizează prin aceea că amplitudinea semnalului de ieșire coboară sub nivelul dat de coeficientul a , determinând compresia caracteristicii de transfer a amplificatorului pentru nivele mari de semnal la intrare.

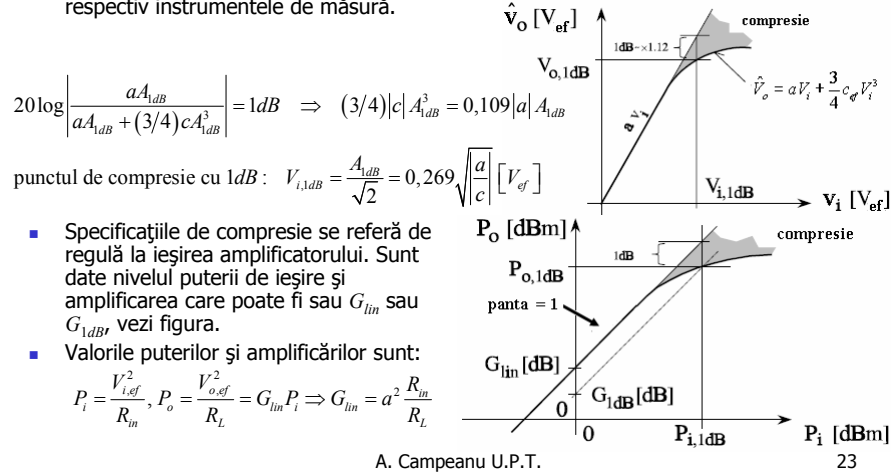


A. Campeanu U.P.T.

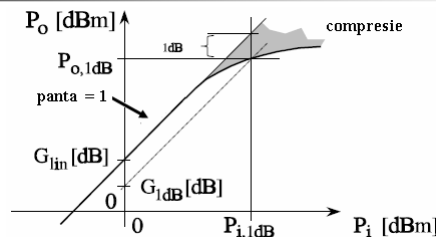
22

Distorsiuni: Punctul de compresie cu 1dB

Distorsiunea de compresie este caracterizată de nivelul tensiunii de intrare, $V_{i,1dB}$ pentru care compresia se traduce printr-o reducere cu 1dB a nivelului semnalului de ieșire. Rezultatul se exprimă în valori eficace, așa cum indică foile de catalog, respectiv instrumentele de măsură.



Calculul puterii de ieșire pentru punctul de compresie cu 1dB



- Indicațiile aparatelor de măsură sunt, de regulă în dBm, adică decibeli relativ la 1mW. Exprimăm în dB, relațiile anterioare:

$$P_i [dBm] = 10 \lg \left[\frac{V_{i,ef}^2}{R_{in} 10^{-3}} \right] = 20 \lg V_{i,ef} - 10 \lg R_{in} + 30$$

$$P_o [dBm] = P_i [dBm] + G_{lin} [dB], \text{ unde } G_{lin} [dB] = 10 \lg \left[a^2 R_{in} / R_L \right]$$

- Inserăm în relațiile de mai sus, valoarea tensiunii de intrare pentru punctul de compresie de 1dB și obținem valorile corespunzătoare ale puterilor de intrare și ieșire.

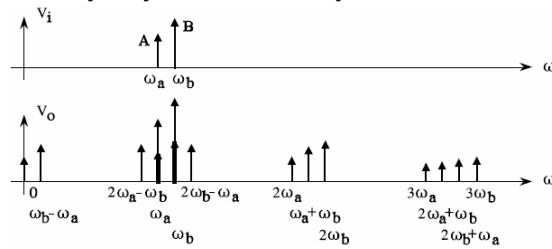
$$P_{i,1dB} [dBm] = 10 \lg \left[\frac{V_{i,1dB}^2}{R_{in} 10^{-3}} \right] = 10 \lg |a/c| - 10 \lg R_{in} + 18,60$$

$$P_{o,1dB} [dBm] = P_{i,1dB} [dBm] + G_{lin} [dB] - 1 = 10 \lg |a/c| + 20 \lg a - 10 \lg R_L + 17,60$$

Distorsiuni de intermodulație

- Dacă două semnale de frecvențe diferite sunt aplicate unui sistem nelinear, ieșirea acestuia conține anumite componente care nu sunt armonice ale semnalelor de intrare. Fenomenul se datorează multiplicării (intermodulație) celor două semnale.
- La intrarea amplificatorului nelinear se aplică două sinusoides de frecvențe distincte. Este ceea ce se numește *two-tones test* (testul cu două tonuri):

$$v_o = av_i + bv_i^2 + cv_i^3 + \dots$$
 unde $v_i = A \cos \omega_a t + B \cos \omega_b t$
- În general, cele două frecvențe ale semnalului de intrare se aleg suficient de apropiate, ceea ce reprezintă un caz întâlnit des în practică.
- Pe lângă termenii generați separat de tonurile ω_a și ω_b se pot remarca termenii datorati intermodulației în jurul fundamentalei și armonice a treia.



A. Campeanu U.P.T.

25

Calculul produselor de intermodulație

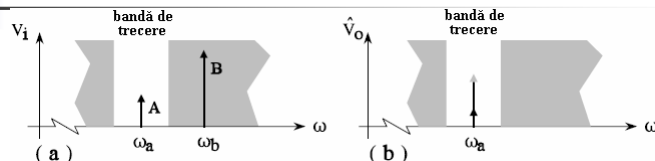
$$\begin{aligned}
 y(t) = & \frac{1}{2}bA^2 + \frac{1}{2}bB^2 & \text{Termeni de cc} \\
 & + \left[aA + \frac{3}{4}cA^3 + \frac{3}{2}cAB^2 \right] \cos \omega_a t & \text{Termeni de ordinul I} \\
 & + \left[aB + \frac{3}{2}cA^2B + \frac{3}{4}cB^3 \right] \cos \omega_b t & \\
 & + \frac{1}{2}bA^2 \cos 2\omega_a t + \frac{1}{2}bB^2 \cos 2\omega_b t & \text{Termeni de ordinul II} \\
 & + bAB \cos(\omega_a - \omega_b)t + bAB \cos(\omega_a + \omega_b)t & \\
 & + \frac{1}{4}cA^3 \cos 3\omega_a t + \frac{1}{4}cB^3 \cos 3\omega_b t & \text{Termeni de ordinul III} \\
 & + \frac{3}{4} \left\{ cA^2B \cos(2\omega_a + \omega_b)t + cAB^2 \cos(\omega_a + 2\omega_b)t \right. \\
 & \left. + cA^2B \cos(2\omega_a - \omega_b)t + cAB^2 \cos(\omega_a - 2\omega_b)t \right\} &
 \end{aligned}$$

- Datorită intermodulației, apare un cuplaj direct între cele două semnale chiar pe frecvențele lor fundamentale prin intermediul termenilor datorati puterii a treia a dezvoltării în serie Taylor.
- Acest fenomen este de importanță practică, întrucât provoacă în receptoare, blocaj și efecte de intermodulație.

A. Campeanu U.P.T.

26

Blocare și desensibilizare



- Blocarea este un fenomen care se petrece atunci când semnalul util de frecvență ω_a aflat în banda de trecere este recepționat în prezența unui semnal mult mai puternic a cărei frecvență ω_b se situează în afara acestei benzi.
- Pentru situația de la intrarea amplificatorului prezentată în fig. (a), tensiunea de ieșire în banda de trecere se calculează cu:

$$\hat{V}_o = aA + \frac{3}{4}cA^3 + \frac{3}{2}cAB^2 \approx_{A \text{ mic}} aA \left(1 - \frac{3}{2} \left| \frac{c}{a} \right| B^2 \right)$$

- Pentru nelinearitatea de tip compresie, coeficienții a și c au semne contrare și urmarea este că semnalul nedorit B controlează amplitudinea semnalului recepționat.
- Blocarea este situația în care semnalul util dispare, datorită acțiunii semnalului situat în afara benzii de trecere și a nelinearității amplificatorului.

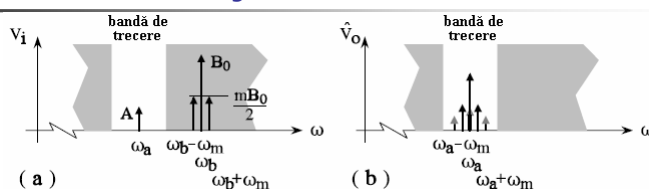
$$\hat{V}_o = 0 \Rightarrow B_{\text{bloc}} = \sqrt{\frac{2}{3} \left| \frac{a}{c} \right|} \Rightarrow V_{\text{bloc}} = \frac{B_{\text{bloc}}}{\sqrt{2}} = 0,577 \sqrt{\left| \frac{a}{c} \right|} [V_{\text{ef}}]$$

- Desensibilizarea se produce în cazul în care semnalul util este încă prezent, dar semnificativ afectat de semnalul învecinat, ca în fig. (b).

A. Campeanu U.P.T.

27

Intermodulația



- Intermodulația este situația în care modulația pe un semnal de amplitudine mare din afara benzii de trecere este transferată asupra semnalului util de amplitudine mai mică. Ultimul semnal este nemodulat și are frecvența ω_a .
- Expresia amplitudinii semnalului modulat MA B este:

$$B = B_0 (1 + m \cos \omega_m t)$$

- Pentru pătratul amplitudinii semnalului disturbator B se face aproximarea:

$$B^2 = B_0^2 \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \omega_m t + \frac{m^2}{2} \cos 2\omega_m t \right) \approx_{m \ll 1} B_0^2 (1 + 2m \cos \omega_m t)$$

- Se presupune că semnalul A are amplitudinea suficient de redusă pentru a putea ignora nelinearitatea care i se datorează. În consecință, calculul semnalului de ieșire a amplificatorului evidențiază transferul modulației de amplitudine de la semnalul B la A .

$$\hat{V}_o \approx aA + \frac{3}{2}cAB^2 \approx aA \left(1 + 3mB_0^2 \frac{c}{a} \cos \omega_m t \right) = aA (1 + \hat{m} \cos \omega_m t)$$

A. Campeanu U.P.T.

28



Indicele de intermodulație 1%

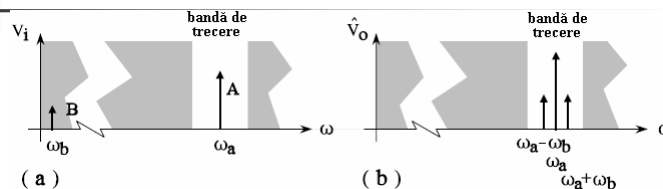
- Intermodulația este de obicei specificată de Indicele de intermodulație 1%.
- Indicele stabilește valoarea amplitudinii semnalului perturbator B , care determină o valoare de 1% din indicele de modulație inițial pentru modulația obținută prin cuplajul dintre semnalele B și A .

$$\frac{\hat{m}}{m} = \frac{1}{100} \Rightarrow B_{1\%im}^2 = \frac{a}{300c},$$

$$\text{Indicele de intermodulație 1\%: } V_{1\%im} = \frac{B_{1\%im}}{\sqrt{2}} = 0,0408 \sqrt{\frac{a}{c}} [V_{ef}]$$



Distorsiunea Hum-modulation



- Hum-modulation este determinată de interacțiunea dintre semnalul RF util A și un semnal perturbator B de joasă frecvență ω_b .
- Traducerea pentru *hum* este bâzâit, distorsiunea fiind caracteristică receptoarelor vechi care nu sunt corect decuplate de la alimentarea de ca.
- Sursa distorsiunii o constituie produsele de intermodulație de ordinul II, după cum evidențiază relațiile de mai jos:

$$v_o|_{\text{bandă}} = aA \cos \omega_a t + bAB [\cos(\omega_a - \omega_b)t + \cos(\omega_a + \omega_b)t]$$

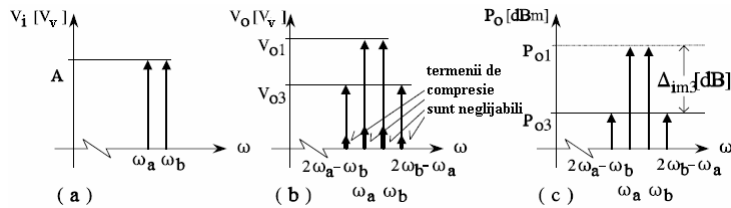
$$= aA \cos \omega_a t + bAB \cos \omega_a t \cos \omega_b t = aA \cos \omega_a t \left(1 + 2 \frac{b}{a} \cos \omega_b t \right)$$

- Ultima expresie demonstrează că un semnal de joasă frecvență modulează semnalul RF cu un indice de modulație MA dat de

$$\hat{m} = 2 \left| \frac{b}{a} \right| B$$

Punctul de interceptie de ordinul 3 (IP3) -I-

- Punctul de interceptie de ordinul 3 (IP3) reprezintă o modalitate simplă și interpretabilă ușor pentru a cuantifica experimental informațiile referitoare la ordinul de mărime al distorsiunilor de nelinearitate, permițând stabilirea raportului dintre termenul de ordinul 3 al dezvoltării în serie Taylor și termenul corespunzător frecvenței fundamentale.
- IP2 și puncte de interceptie de alte ordine sunt utilizate în mai mică măsură, dat fiind că distorsiunile pe care le exprimă, afectează în mult mai mică măsură semnalele din banda de trecere a amplificatorului.
- Punctul IP3 se măsoară prin *two-tones test*, utilizând două sinusoide de amplitudini egale și frecvențe apropiate, ω_a și ω_b . Produsele de intermodulație se obțin la frecvențele apropiate $2\omega_a - \omega_b$ și $2\omega_b - \omega_a$ și ca și tensiunile de intrare și ieșire pe frecvențele fundamentale sunt practic egale în amplitudine.



A. Campeanu U.P.T.

31

Punctul de interceptie de ordinul 3 (IP3) -II-

- Notății utilizate în relațiile ce urmează: $V_{i1} = V_A = V_B$ amplitudinile egale a celor două sinusoide la intrare, V_{o1} amplitudinea celor două sinusoide la ieșire și V_{o3} amplitudinea produselor de intermodulație la $2\omega_a - \omega_b$ și $2\omega_b - \omega_a$. Relațiile de intermodulație dau:

$$\text{pentru } a \gg \frac{3}{4}cA^2 \Rightarrow V_{o1} = aA \text{ și } V_{o3} = \frac{3}{4}cA^3$$

- Rezistențele de intrare și ieșire fiind R_{in} și R_L , puterile corespunzătoare ale componentelor de intrare și ieșire sunt:

$$P_i = \frac{A^2}{2R_{in}}, \quad P_{o1} = \frac{V_{o1}^2}{2R_L} = a^2 \frac{R_{in}}{R_L} P_i, \quad P_{o3} = \frac{V_{o3}^2}{2R_L} = \left(\frac{3}{2}c\right)^2 \frac{R_{in}^3}{R_L} P_i^3$$

- Termenul de intermodulație P_{o3} , considerat ca funcție de puterea la intrare P_i , crește pe o scară în dB de trei ori mai rapid decât termenul linear P_{o1} . Raportul lor denumit raport de intermodulație este

$$\Delta_{im3}(P_i) = \frac{P_{o1}}{P_{o3}} = \frac{4}{9R_{in}^2} \left(\frac{a}{c}\right)^2 \frac{1}{P_i^2}$$

- Prin definiție, Punctul de interceptie de ordinul 3 (IP3) este dat de punctul de intersecție a puterilor la ieșire P_{o1} și P_{o3} sau punctul în care raportul de intermodulație este unitar:

$$\Delta_{im3}(P_{i,IP3}) = 1 \Rightarrow P_{i,IP3} = \frac{2}{3R_{in}} \left|\frac{a}{c}\right|, \quad P_{o,IP3} = \frac{2a^2}{3R_L} \left|\frac{a}{c}\right|$$

A. Campeanu U.P.T.

32

Punctul de intercepție de ordinul 3 (IP3) -III-

- Rezultatele de dinainte se exprimă în dB ceea ce permite o prezentare grafică simplă și ușor de interpretat ca în figura alăturată, unde

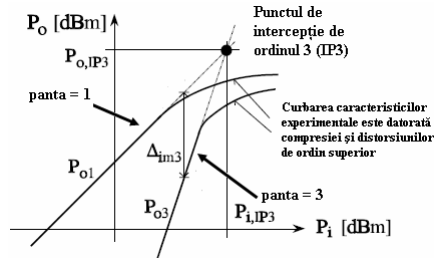
$$P_{o1}[dBm] = P_i[dBm] + 10 \lg(a^2 R_m / R_L)$$

$$P_{o3}[dBm] = 3P_i[dBm] + 10 \lg(9c^2 R_m^3 / 4R_L)$$

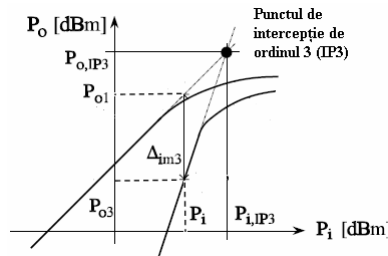
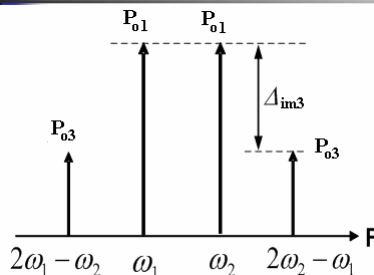
- Relațiile arată că termenul pe frecvența fundamentală $P_{o1}[dBm]$ crește cu o pantă unitară, iar termenul de intermodulație de ordinul 3 $P_{o3}[dBm]$ are panta de creștere egală cu trei, ceea ce duce la intersecție.
- Este evident că, odată cu creșterea nivelului la intrare, ipotezele de linearitate nu mai sunt îndeplinite.
- Coordonatele punctului $IIP3$ se obțin simplu prin interpolare:

$$P_{i,IP3}[dBm] = 10 \lg(|a/c|) - 10 \lg R_m + 28,24$$

$$P_{o,IP3}[dBm] = 10 \lg(|a/c|) + 20 \lg a - 10 \lg R_L + 28,24$$



Măsurarea practică a punctului IP3



- Determinarea practică a punctului $IP3$ se face printr-o singură măsurare pe analizorul spectral a nivelurilor de putere P_{o1} și P_{o3} , la o putere de intrare redusă $P_i[dBm]$. Apoi:

$$P_{i,IP3}[dBm] = P_i[dBm] + \frac{\Delta_{im3}[dB]}{2} \Rightarrow P_{o,IP3}[dBm] = P_{i,IP3}[dBm] + 10 \lg\left(a^2 \frac{R_m}{R_L}\right)$$

- Comparând expresiile puterilor de ieșire ce corespund punctului $IP3$ și punctului de compresie cu 1dB, $P_{o,IP3}$ respectiv $P_{o,1dB}$, rezultă că în condiții similare puterea de ieșire în punctul de intercepție e cu 10,6dB peste nivelul de compresie cu 1dB.

$$P_{o,IP3}[dBm] = P_{o,1dB}[dBm] + 10,6$$

Gama dinamică a unui amplificator

- Nivelul semnalului util ce poate fi recepționat cu o anumită calitate este limitat atât inferior, de către zgomotele ce maschează semnalul, cât și superior, de către efectele neliniare.
- Gama dinamică este reprezentată de distanța în dB dintre aceste limite.
- Cel mai utilizat criteriu de stabilire a limitelor Gamei Dinamice este criteriul SFDR (Spurious Free Dynamic Range).
- Limita inferioară este dată de nivelul minim discernibil a semnalului $P_{o,md}$, adică pragul de zgomot de la ieșire (vezi figura) iar limita superioară de nivelul puterii de intrare atunci când termenul de intermodulație de ordinul 3 P_{o3} depășește pragul de zgomot la ieșirea amplificatorului.
- Aplicarea regulii triunghiului în figură oferă o relație foarte simplă pentru calculul gamei dinamice SFDR, D_{spf} :

$$D_{spf} [dB] = P_{i,spf} [dBm] - P_{i,md} [dBm]$$

$$= \frac{2}{3} \{ P_{i,IP3} [dBm] - P_{i,md} [dBm] \}$$

