

5. ZGOMOTE ȘI DISTORSIUNI NELINIARE ÎN SISTEMELE DE RADIOCOMUNICAȚII

5.1 Introducere

- Parametrii care pun în evidență calitatea semnalului obținut la ieșirea unui radioreceptor sunt:
 - *raportul semnal-zgomot*;
 - *fidelitatea*; în definirea acestui parametru un loc important revine factorului de distorsiuni neliniare.
- Raportul semnal-zgomot, definit la intrare, scoate în evidență faptul că la intrarea radioreceptorului semnalul util este însoțit de o seamă de perturbații:
 - *semnale nedorite*
 - *zgomote*.
- Cea mai mare parte a acestor perturbații sunt eliminate datorită selectivității. Rămâne o mică parte care va influența calitatea semnalului livrat la ieșire.
- În cursul prelucrării semnalului se adaugă alte zgomote provenite din procesul de funcționare al radioreceptorului: *zgomotele interne*.
- Totodată semnalul poate fi prelucrat neliniar astfel încât apar noi componente - *distorsiunile neliniare*.
- Perturbațiile interne reprezintă un factor care constituie o limită în mărirea sensibilității radioreceptorului.
- Ele intervin în definirea sensibilității limitate de zgomot.
- La măsurarea distorsiunilor neliniare nu se poate elimina zgomotul ce însoțește semnalul. Acesta va altera într-o oarecare măsură rezultatele.
- Din acest motiv un coeficient mai potrivit pentru a aprecia fidelitatea este raportul semnal/zgomot plus distorsiunile neliniare: SINAD.
- De precizat că distorsiunile neliniare pot apărea atât la emisie ca și la recepție.
- În radiodifuziune, unde există un număr mic de radioemițătoare (față de numărul de radioreceptoare) se poate acționa în așa fel încât contribuția secțiunii de emisie să fie neglijabilă. În alte cazuri distorsiunile datorate acestui echipament pot avea o pondere mai mare.

- In cele ce urmează se va începe cu o analiză a zgomotului finalizând-o prin evidențierea relației ce există între sensibilitatea limitată de zgomot și factorul de zgomot al radioreceptoarelor. In a doua parte se vor analiza câteva dintre cauzele care duc la apariția distorsiunilor neliniare.

5.2 Zgomotul și recepția semnalelor radio

5.2.1 Aspecte generale

- Așa cum s-a remarcat mai sus, după locul unde sunt generate perturbațiile care afectează semnalul livrat la ieșire, se disting:
 - *perturbații externe.*
 - *perturbații interne.*
- După structură *perturbațiile externe* care însoțesc semnalul util la intrarea unui radioreceptor pot fi:
 - *perturbații de impulsuri;*
 - *zgomote de fluctuații;*
 - *semnale radio.*
- Dacă se are în vedere sursa perturbațiilor externe acestea pot fi:
 - *perturbații industriale (proces);*
 - *perturbații atmosferice (fenomene);*
 - *perturbații cosmice (fenomene);*
 - *perturbații datorate agitației termice a unor particule încărcate;*
 - *perturbații provenite de la alte sisteme de radiocomunicații.*
- Ponderea diverselor perturbații depinde de frecvența de lucru;
- O ultimă clasificare importantă ține seama de domeniul de frecvență în care acționează perturbațiile:
 - *perturbații situate în banda de lucru a radioreceptorului;*
 - *perturbații situate în afara benzii.*
- ***Perturbațiile din afara benzii*** sunt, în cea mai mare măsură, eliminate prin procesul de filtrare. Cum filtrul este, de regulă, distribuit pe mai multe etaje, este posibil ca unele dintre perturbațiile menționate să ajungă la etaje active care lucrează în regim neliniar și să producă efecte nedorite în banda semnalului util (intermodulații, interferențe etc).
- În consecință este important să se evalueze selectivitatea care trebuie realizată de primele etaje pentru a obține performanțele dorite în condiții reale de lucru.

- Trebuie remarcat că efectele menționate deși au origine externă sunt generate în interiorul echipamentului de recepție. Acestea ar putea fi încadrate, mai degrabă, la distorsiuni neliniare.
- În cele ce urmează, se vor aminti câteva aspecte legate de zgomotul intern și efectul pe care acesta îl are asupra sensibilității radioreceptorului și se va încheia subcapitolul cu analiza succintă a zgomotului provenit de la antenă.

5.2.2 Zgomotul intern al radioreceptorului

5.2.2.1 Factorul de zgomot

- Fiecare bloc al unui RR se comportă și ca o sursă de zgomot;
- semnalul și zgomotul aplicat la intrare sunt amplificate în egală măsură; zgomotul propriu se adaugă la zgomotul de intrare; deci zgomotul crește de la intrare spre ieșire: *raportul semnal/zgomot la ieșire va fi mai mic.*
- Pentru a evalua acest efect se definește **factorul de zgomot** pentru un bloc oarecare:

$$F = \frac{RSZ_i}{RSZ_o} = \frac{P_{SI}}{P_{SO}} \cdot \frac{P_{zo}}{P_{zi}} > 1$$

- Evident, pentru orice bloc F este mai mare ca 1. Excepție fac demodulatele când se poate ca $F < 1$. De aceea este convenabil să se definească factorul de zgomot până la demodulator.
- În finalul acestei introduceri se va da o expresie alternativă pentru factorul de zgomot (convenabilă pentru calcule).
- Se pornește de la relația:

$$P_{so} = A_p P_{si}$$

unde A_p = amplificarea de putere.

- Totodată:

$$P_{zo} = P_{zi} \cdot A_p + P_{zp} \Rightarrow F = \frac{P_{zi} + \frac{P_{zp}}{A_p}}{R_{zi}} = \frac{P_{zi} + P_{zpi}}{P_{zi}} = 1 + \frac{P_{zpi}}{P_{zi}}$$

unde $P_{zpi} = P_{zp}/P_{zi}$ reprezintă zgomotul propriu reflectat la intrarea blocului analizat.

5.2.2.2 Surse de zgomot în radioreceptoare

- Ca pentru orice echipament electronic zgomotul intern provine de la:
 - rezistențe
 - circuite selective
 - diode
 - tranzistori.

1. Rezistențele

- Orice rezistență este o sursă de zgomot. Dacă la bornele ei se conectează un voltmetru suficient de sensibil acesta va detecta o tensiune cu toate că prin rezistență nu circulă curent controlat de vreun generator extern.
- Tensiunea ia valori aleatoare atât pozitive ca și negative.
- Originea acestei tensiuni: agitația termică a electronilor în corpul rezistenței.
- Se poate folosi reprezentarea dată în figura 1:

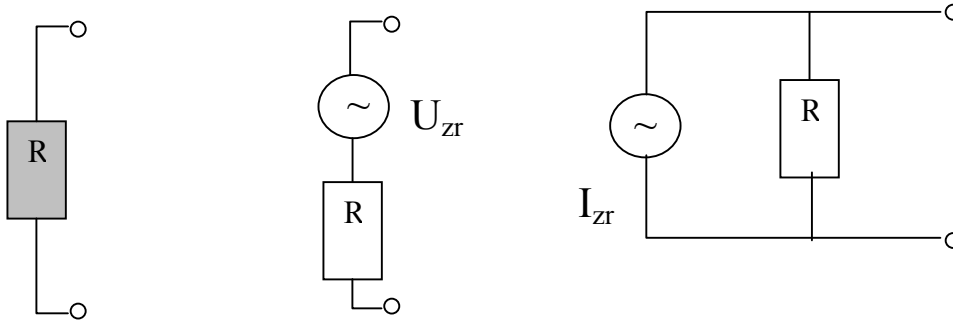


Fig.1

$$U_{zr}^2 = 4kTBR; \quad k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W / Hz} \cdot \text{K}$$

$$I_z^2 = \frac{4kTB}{R}$$

- așadar o rezistență reală este echivalentă cu o sursă de zgomot asociată cu o rezistență de aceeași valoare nezegomotoasă;
- Zgomotul generat este un semnal aleator, deci nu poate fi caracterizat prin expresia în timp sau prin transformata Fourier.
- S-a constatat că în locul acestor funcții se pot folosi: funcția de autocorelație și densitatea spectrală de putere, (repartiția puterii totale pe axa frecvențelor).

- Se disting două situații limită:
 - *zgomote albe* la care densitatea spectrală este constantă cu frecvența și are valoarea să zicem N_0 pentru frecvențe pozitive;
 - *zgomote colorate* la care densitatea spectrală depinde de frecvență.
- Zgomotul termic este zgomot alb cu densitatea spectrală $N_0=4kT$ dacă măsurătoarea face în gol și $N_0=kT$ pe o rezistență adaptată. Aici T este temperatura de lucru în K iar k este constanta lui Boltzman.
- Pentru a determina tensiunea de zgomot (sau curentul) trebuie precizată banda și funcția de transfer pentru echipamentul în care lucrează rezistența: $H(\omega)$ respectiv B_t .
- Conform teoremei Wiener-Hincin pentru un diport cu funcția de transfer $H(\omega)$ densitatea spectrală a semnalului aleator rezultat la ieșire se determină cu ajutorul relației:

$$W_{z2}(\omega) = |H(\omega)|^2 W_{z1}(\omega)$$

- Dacă este cunoscută densitatea spectrală puterea semnalului într-o bandă dată este:

$$P_z = \int_{f_1}^{f_2} W_z(f) df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_2}^{\omega_2} W_z(\omega) d\omega$$

unde f_1, f_2 (ω_1 și ω_2) reprezintă limitele benzii de lucru (se ia în considerare numai domeniul frecvențelor pozitive).

- Se ia ca exemplu un filtru trece bandă ideal cu caracteristica din fig. 2.

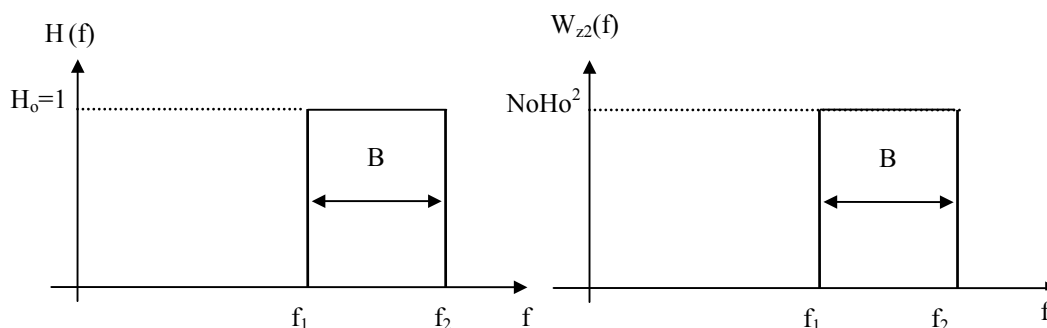


Fig. 2

- Puterea zgomotului la ieșire este:

$$P_z = N_0 B = 4kTBH_0^2 = 4kTB$$

- Ținând cont de relația:

$$P = \frac{U^2}{R} = RI^2$$

rezultă:

$$U_z^2 = 4kTBR; I_z^2 = \frac{4kTB}{R}$$

(relațiile lui Nyquist).

- Dacă filtrul (circuitul) nu este ideal locul benzii B este luat de așa-numita **bandă de zgomot B_z** .
- Aceasta se definește ca banda unui filtru ideal care realizează la ieșire aceeași putere cu filtrul real și care are câștigul egal cu câștigul maxim al filtrului real $H_0=H(f_0)$. Pe baza acestei definiții rezultă relațiile:

$$P_z = H_0^2 N_0 B_z = \int_0^\infty |H(f)|^2 N_0 df \Rightarrow B_z = \frac{1}{H_0} \int_0^\infty |H(f)|^2 df$$

- De exemplu pentru un amplificator cu CRD se obține:

$$B_z = 1,57B_{3dB} > B_{3dB}; \text{ cele două benzi se apropie pe măsură ce}$$

$$k_D = B_{20dB}/B_{3dB} \rightarrow 1.$$

- In finalul acestei scurte prezentări se mai poate preciza:
 - zgomotul mai multor rezistențe conectate într-o structură oarecare este egal cu zgomotul rezistenței echivalente structurii;
 - zgomotul unei rezistențe este cu atât mai important cu cât aceasta este plasată mai aproape de intrare (de altfel aceasta este valabil pentru orice componentă) deoarece se suprapune peste un semnal mai mic.

2 Zgomotul circuitelor selective

- Multe etaje dintr-un RR folosesc ca sarcină circuite selective:

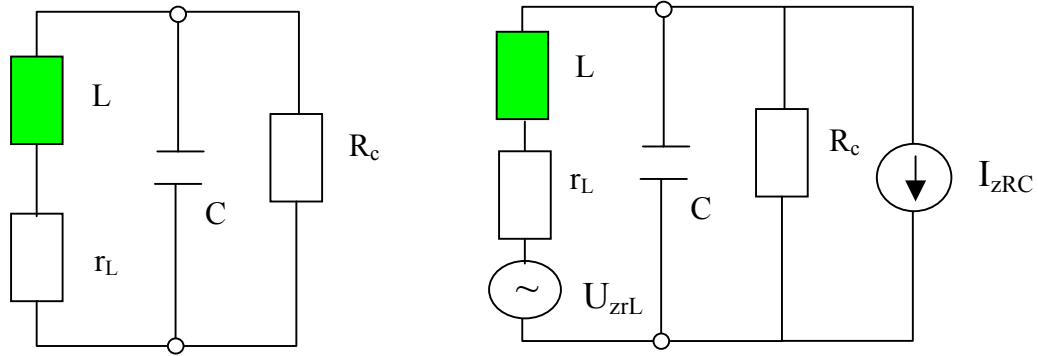


Fig. 3

- zgomotul acestora provine de la rezistențele de pierderi.
- introducând aceste pierderi în schemă (r_L , U_{zrL} - în serie și R_c - I_{zRC} în derivație) și trecând la schema derivație se poate demonstra că zgomotul total este echivalent cu zgomotul generat de rezistența derivație R_d :

$$R_d = Q\omega_0 L; \quad \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_L}; \quad U_z^2(\omega) = 4kTB_z R_d$$

3 Diodele semiconductoare

- pot fi utilizate în diverse blocuri din schema RR.
- din punctul de vedere al zgomotului cele mai importante sunt diodele varicap folosite pentru acordul circuitelor de semnal;
- Schema echivalentă pentru o diodă este dată în figura 4.

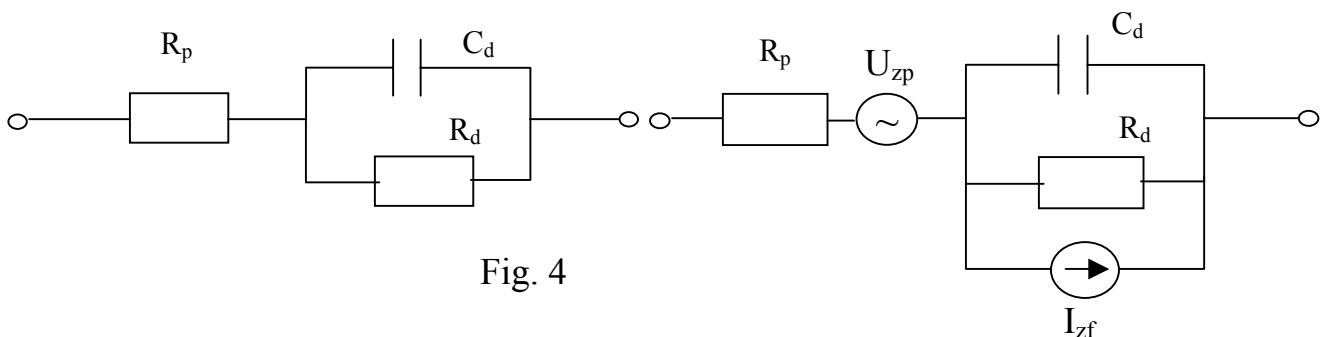


Fig. 4

- Sursele de zgomot date în schema din figura 4 sunt caracterizate prin:

$$U_{zp}^2 = 4kTB_z R_p$$

$$I_{zf} = 2q(i + 2i_s)B_z$$

unde i – reprezintă circuitul prin diodă, i_s - curentul invers, iar q – sarcina electronului.

- este vorba de zgomot alb.

4. Zgomotul tranzistoarelor bipolare

- studiul TB a evidențiat că principalele surse de zgomot sunt:
 - a) agitația termică a electronilor în rezistențele distribuite;
 - b) natura discretă a curentului electric;
 - c) captarea purtătorilor de sarcină la suprafața cristalului.
- a) Dintre **rezistențele distribuite**, cea mai importantă este $R_{bb'}$. Celelalte pot fi neglijate în comparație cu aceasta. Contribuția ei se poate reprezenta ca un generator de tensiune în serie cu baza:

$$U_{z1}^2 = 4kTB_z R_{bb'}$$

- b) zgomotul datorat **naturii discrete a curenților** (zgomotul de alicie) poate fi aproximat ca fiind zgomot alb.
- există două componente care nu pot fi neglijate:
 - natura discretă a curentului de colector;
 - natura discretă a curentului de bază.
- Zgomotul datorat curentului de colector poate fi reprezentat ca un generator de tensiune în serie cu baza:

$$U_{z2}^2 = \frac{2qB_z I_{co}}{g_m^2}$$

- Acest zgomot poate fi echivalat cu cel generat de o rezistență de zgomot echivalentă:

$$U_{z2}^2 = 4kTB_z R_{z1} = \frac{2qB_z I_{co}}{g_m^2} \Rightarrow R_{z1} = \frac{1}{2g_m}$$

- Zgomotul provenit de la **curentul de bază** poate fi reprezentat ca un generator de curent de zgomot în paralel cu intrarea:

$$I_{z3}^2 = 2qI_{bo} B_z$$

- Si în acest caz se poate face echivalarea cu zgomotul generat de o rezistență paralel echivalentă:

$$I_{zp}^2 = \frac{4kTB_z}{R_{zp}} \Rightarrow R_{zp} = \frac{2\beta_F}{g_m}$$

- Se obține schema echivalentă dată în figura 5 în care:

$$U_{zs}^2 = 4kTB_z R_{zs}; \quad R_{zs} = R_{bb'} + \frac{1}{2g_m}$$

iar tranzistorul este nezmotos.

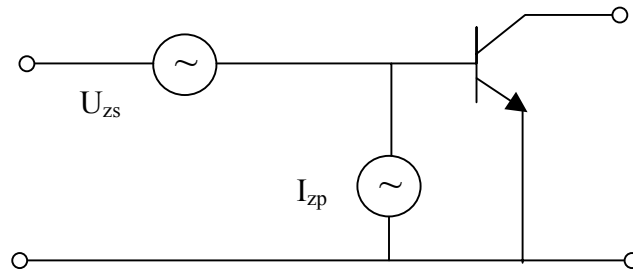


Fig.5

- c) Procesul de **captare a purtătorilor la suprafață** este puternic dependent de calitatea prelucrării cristalului în vecinătatea joncțiunii.
- In urma acestui proces rezultă un zgomot devenit “*zgomot de pâlpare*” sau “*anormal*” (*zgomot 1/f*) care variază invers proporțional cu frecvența.
 - La frecvența înaltă această componentă nu contează.
- *****
- Plecând de la schema echivalentă de mai sus se poate arăta că, din punctul de vedere al comportării în prezența zgomotului, există o *rezistență optimă pentru generator*.
 - Schema pe baza căreia se definește factorul de zgomot al tranzistorului este dată în figura 6.

$$F = \frac{P_{zit}}{P_{zg}} = \frac{U_{zit}^2}{U_{zg}^2}$$

$$U_{zg}^2 = 4kTB_z R_g.$$

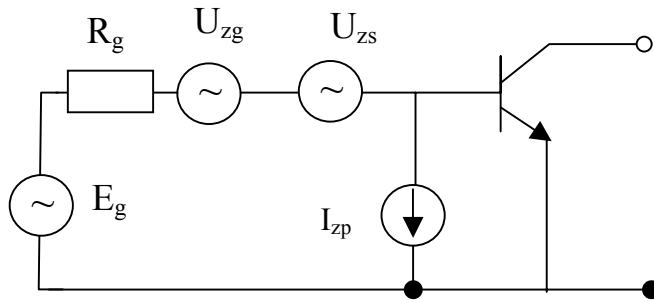


Fig. 6

- Pentru a evalua tensiunea U_{zit}^2 , generatorul de curent se echivalează cu un generator de tensiune pe baza teoremei lui Thevenin:

$$U_{z3}^2 = R_g^2 I_{zp}^2 = \frac{4kTB_z}{R_{zp}} \cdot R_g^2$$

- Se obține:

$$\begin{aligned} U_{zit}^2 &= U_{zg}^2 + U_{zs}^2 + U_{zp}^2 = \\ &= U_{zg}^2 \left[1 + \frac{U_{zs}^2}{U_{zg}^2} + \frac{U_{zp}^2}{U_{zg}^2} \right] = \\ &= U_{zg}^2 \left[1 + \frac{R_{zs}}{R_g} + \frac{R_g}{R_{zg}} \right] \\ F &= 1 + \frac{R_{zs}}{R_g} + \frac{R_g}{R_{zp}} \end{aligned}$$

- Optimizarea propusă conduce la minimul tensiunii totale de zgomot sau a factorului de zgomot.
- Determinând minimul lui F funcție de R_g rezultă:

$$\begin{aligned} R_{zo} &= \sqrt{R_{zs} R_{zp}} \\ F_{\min} &= 1 + \sqrt{\frac{1 + 2g_m r_{bb'}}{\beta_F}} \end{aligned}$$

- Din păcate s-a constatat că valoarea R_{zo} diferă mult de valoarea corespunzătoare transferului maxim de putere.
- De exemplu la o conexiune EC:

$$R_g(\text{transfer maxim})=R_{b'e}$$

$$R_{go} = \sqrt{\frac{1}{g_m^2} (1 + 2R_{bb'}g_m)\beta_F} \approx \sqrt{\frac{\beta_F}{g_m} 2R_{bb'}} \approx \sqrt{2R_{bb'}R_{b'e}} \neq R_{b'e}$$

- Tinând cont că zgomotul depinde și de g_m deci de I_{co} se poate face o optimizare și funcție de I_{co} . Din păcate și aceasta conduce la valori ale curentului de colector de ordinul zecilor de microamperi.

4. Zgomotul tranzistorilor cu efect de câmp

- Studiul tranzistoarelor JFET a evidențiat următoarele surse principale de zgomot:
 - fenomenele termice din canal;
 - agitația termică a electronilor în rezistențele parazite existente în serie cu canalul;
 - natura discretă a curentului de grilă;
 - fenomenul de combinare - recombinare care are loc în regiunea de sarcină spațială adiacentă canalului (zgomot în exces de joasă frecvență).
- Dintre acestea la frecvențe înalte se iau în considerație:
 - *zgomotul de natură termică datorat canalului*; acesta poate fi reprezentat ca un generator de tensiune conectat în serie cu poarta. Rezistența de zgomot echivalentă asociată este:

$$R_{zs} = \frac{2}{3g_m}$$

- *zgomotul de "alice"* caracteristic curentului de grilă; acesta se reprezintă ca un generator de curent paralel. Această componentă contează numai dacă generatorul are o rezistență internă mare (sute de $k\Omega$)
- pentru tranzistoarele MOSFET – este important numai de zgomotul datorat agitației termice a electronilor în canal.

5.2.3 Evaluarea zgomotului care apare prin intermediul antenei

- Antena de recepție este echivalentă cu un generator de tensiune (E_a) cu impedanța internă $Z_a=R_a+jX_a$.
- Contribuția antenei, din punctul de vedere al zgomotului, are două componente:
 - zgomotul provenit din exterior notat în continuare cu U_{zr} .
 - zgomotul propriu al antenei notat cu U_{zpa}
- Acesta din urmă poate fi considerat ca fiind zgomot de natură termică asociat rezistenței R_a :

$$U_{zpa}^2 = 4kT_o B_z R_a$$

unde parametri implicați au semnificațiile cunoscute.

- Cele două surse de zgomot sunt independente deci se însumează puterile:

$$U_{za}^2 = U_{zr}^2 + U_{zpa}^2$$

Prin U_{za} s-a notat tensiunea totală de zgomot de la intrarea RR care va afecta semnalul util la ieșire.

- Urmărind să se obțină o exprimare compactă pentru această tensiune de zgomot se consideră că ea reprezintă zgomot de fluctuații de natură termică provenind de la rezistența antenei; evident aceasta va lucra la o altă temperatură decât cea reală:

$$T_a = T_o + T_r$$

$$U_{za}^2 = 4k(T_o + T_r)B_z R_a = 4kT_o t_a B_z R_a$$

- Temperatura:

$$T_a = T_o + T_r = t_a T_o$$

este denumită *temperatura de zgomot a antenei* iar $t_a=T_a/T_o$, *temperatura relativă de zgomot a antenei*.

- Temperatura relativă a fost studiată mult având în vedere că ea are un impact direct asupra sensibilității reale a radioreceptorului.
- S-a constatat că ea depinde de frecvența de lucru și de orientarea antenei (dacă aceasta este directivă).

- De exemplu:
 - pentru gama (30...120)MHz ea poate fi determinată cu expresia empirică:

$$t_a = \frac{1,8 \cdot 10^6}{f^3}$$

(unde frecvența se dă în MHz).

- pentru frecvențe mai mici (unde scurte) t_a variază mult ajungând la valori de ordinul zecilor.
 - pentru valori mai mari de 120 MHz $t_a \approx 1$.
- Considerând că valoarea efectivă a t.e.m. a generatorului echivalent antenei este E_a se calculează:

$$RSZ_i = \frac{P_{SI}}{P_{ZI}} = \frac{E_a^2}{U_{za}^2}$$

5.2.4 Influența factorului de zgomot asupra sensibilității limitate de zgomot

- Se pleacă de la definiția factorului de zgomot, pe baza schemei bloc din figura 7.

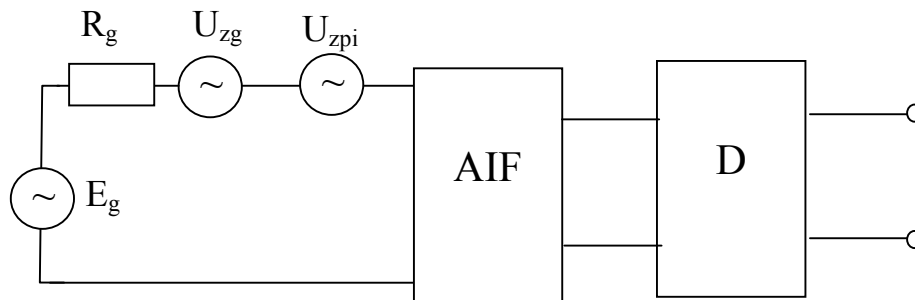


Fig.7

$$F = 1 + \frac{P_{zpi}}{P_{zp}} = 1 + \frac{U_{zpi}^2}{U_{zg}^2} \Rightarrow U_{zpi}^2 = U_{zg}^2 (F - 1)$$

- Cu această valoare se trece la schema dată în figura 8 care va fi utilizată pentru a evalua sensibilitatea limitată de zgomot.
 - Se cunoaște RSZ_0 la sarcină;

- Se presupune că nivelul semnalului după demodulator este suficient de mare pentru a nu a fi afectat sensibil de zgomotul amplificatorului de joasă frecvență care, astfel, poate fi neglijat;

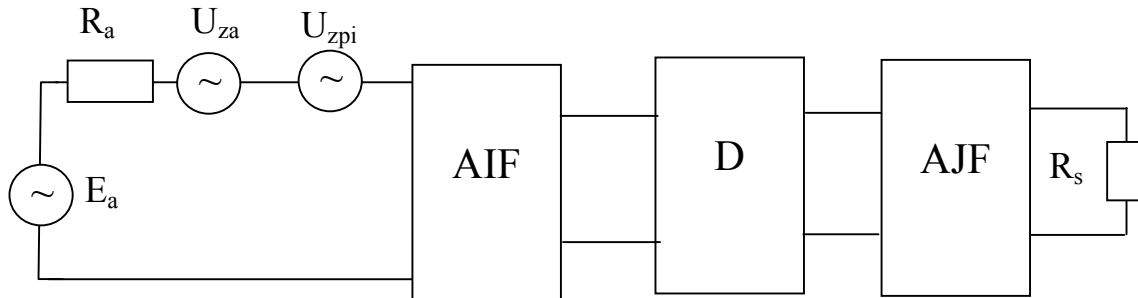


Fig. 8

- Se obține:

$$RSZ_{od} = RSZ_o$$

$$RSZ_{id} = RSZ_o - \alpha \text{ [dB]}$$

unde α reprezintă ameliorarea RSZ de către demodulator.

- cum zgomotul AIF a fost reflectat la intrare $RSZ_i = RSZ_{id} = P_{si}/P_{zi}$.
- calculul se poate face folosind fie tensiunile de intrare fie tensiunile electromotoare (componenta de semnal și cea de zgomot sunt prelucrate similar dacă impedanțele pot fi considerate rezistive):

$$RSZ_i = \frac{E_a^2}{U_{za}^2 + U_{zpi}^2} = RSZ_{id}$$

$$E_a = \sqrt{4kT_o B(F - 1 + t_a) \cdot RSZ_{id}}$$

- Se observă să factorul de zgomot influențează direct sensibilitatea limitată de zgomot.
- *Cum se poate acționa asupra sa?*
- Pentru a evidenția acest aspect se consideră un amplificator cu mai multe etaje (sau un sistem oarecare);
- fiecare etaj este caracterizat de o amplificare în putere și de un factor de zgomot (A_{pk} , F_k).
- se poate demonstra că factorul de zgomot global este:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p1}A_{p2}} + \dots$$

- Justificarea acestei expresii se face plecând de la definiția:

$$F = 1 + \frac{P_{zpi}}{P_{zg}}$$

- etajele 2 și 3 sunt caracterizate prin:

$$P_{z2} = (F_2 - 1)P_{zg}$$

$$P_{z3} = (F_3 - 1)P_{zg}$$

- Pentru a transfera la intrare toate contribuțiile, din punctul de vedere al zgomotului, se evaluează:

$$P_{z1i} = (F_1 - 1)P_{zg}$$

$$P_{z2i} = \frac{P_{z2}}{A_{p1}} = \frac{(F_2 - 1)P_{zg}}{A_{p2}}$$

$$P_{z3i} = \frac{P_{z3}}{A_{p1}A_{p2}} = \frac{(F_3 - 1)P_{zg}}{A_{p1}A_{p2}} \text{ et c.}$$

$$P_{zpi} = \sum_2^n P_{zki} = \frac{(F_2 - 1)P_{zg}}{A_{p2}} + \frac{(F_3 - 1)P_{zg}}{A_{p2}A_{p1}} + \dots$$

$$F = 1 + \frac{(F_1 - 1)P_{zg} + \frac{(F_2 - 1)P_{zg}}{A_{p1}} + \frac{(F_3 - 1)P_{zg}}{A_{p1}A_{p2}} + \dots}{P_{zg}} =$$

$$= F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{A_{p1}} + \frac{(F_3 - 1)}{A_{p1}A_{p2}} + \dots$$

- **Concluzie:** efectul cel mai mare îl are factorul de zgomot al primelor etaje; în cazul radioreceptoarelor acesta este amplificatorul de radiofrecvență. Pentru a conta numai factorul de zgomot al acestui amplificator este necesar să realizeze un câștig suficient de mare (10-20 dB).
- Atunci se poate aproxima: $F \approx F_1$

5.2.5 Concluzii cu privire la acțiunile ce pot fi avute în vedere pentru reducerea efectului zgomotelor

- In determinarea sensibilității limitate de zgomot intervin:
 - *zgomotul propriu al RR;*
 - *zgomotul propriu al antenei;*
 - *zgomotul recepționat.*
- De remarcat că ultima componentă intervine în determinarea sensibilității de lucru reale, pe când primele două intervin și în definirea sensibilității limitate de zgomot de laborator.
- Cum se poate acționa pentru a ameliora sensibilitatea:
 - *zgomotul propriu:* se vor folosi componente de zgomot mic; se vor identifica sursele interne de zgomot și se va acționa asupra lor;
 - *zgomotul propriu al antenei:* în condiții de laborator este zgomotul generatorului echivalent și este fix; în condiții reale se poate acționa, prin reducerea temperaturii de lucru - (măsură aplicabilă în radiocomunicațiile speciale fiind costisitoare); se poate încerca reducerea R_a dar măsura nu este eficientă deoarece scade și tensiunea utilă.
 - *zgomotul captat:*
 - antenă directivă;
 - plasarea adecvată a antenei (zgomotul industrial scade cu înălțimea).
 - folosirea unor antene sensibile la componenta magnetică a undei electromagnetice care este mai puțin perturbată.

5.3. Distorsiunile neliniare în sistemele de radiocomunicații

5.3.1 Aspecte generale

- Vor fi analizate distorsiunile care au următoarele surse:
 1. *caracteristica de amplitudine a circuitelor selective (filtrelor);*
 2. *caracteristica neliniară, intrare-ieșire, a elementelor active;*
 3. *interferența cu un semnal RF;*
 4. *interferența cu un semnal de joasă frecvență.*
- Dacă primele două tipuri pot exista atât în emițătoare ca și în receptoare ultimele două sunt specifice radioreceptoarelor.

5.3.2 Distorsiuni neliniare datorate nesimetriei caracteristicii de selectivitate

- În cele ce urmează se va arăta că dacă semnalul modulat este prelucrat cu o caracteristică de selectivitate:
 - simetrică în raport cu frecvența purtătoare *se introduc numai distorsiuni liniare*;
 - nesimetrică în raport cu frecvența purtătoare *pe lângă distorsiunile liniare se introduc și distorsiuni neliniare*.

- Calculele vor fi efectuate pentru semnale MA dar se poate menționa faptul că efectul este similar pentru semnale MF.
- Se consideră un bloc funcțional având funcția de transfer:

$$\underline{H}(\omega) = H(\omega)e^{j\phi(\omega)}$$

- Într-o primă aproximație se poate neglija efectul caracteristicii de fază:

$$\phi(\omega) = 0 \text{ sau } \phi(\omega) = k(\omega - \omega_o).$$

$$\underline{H}(\omega) = H(\omega)$$

- semnalul aplicat la intrare este:

$$\begin{aligned} s(t) &= U_o [1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_o t = \\ &= R_e \left\{ U_o \left[e^{j\omega_o t} + \frac{m}{2} e^{j(\omega_o + \omega_m)t} + \frac{m}{2} e^{j(\omega_o - \omega_m)t} \right] \right\} \end{aligned}$$

- Se va calcula răspunsul filtrului la semnalul complex iar semnalul de ieșire se obține reținând partea reală a acestuia.
- Pentru simplificarea scrierii se introduc notațiile:

$$H_o = H(\omega_o); H_- = H(\omega_o - \omega_m)$$

$$H_+ = H(\omega_o + \omega_m)$$

și

$$h_+ = \frac{H_+}{H_o}; h_- = \frac{H_-}{H_o}$$

- conform metodei armonice de calcul a răspunsului unui circuit la un semnal cu mai multe componente se poate scrie:

$$s_2(t) = R_e \left\{ H_o U_o \left[1 + \frac{m h_+}{2} e^{j(\omega_o + \omega_m)t} + \frac{m h_-}{2} e^{j(\omega_o - \omega_m)t} \right] \right\}$$

- Semnalul analizat este un semnal MA deci suntem interesați în calculul amplitudinii semnalului rezultat:

$$s_2(t) = S_2(t) \cos(\omega_o t)$$

$$S_2(t) = H_o U_o \sqrt{\left[1 + \frac{m}{2}(h_+ + h_-) \cos \omega_m t\right]^2 + \frac{m^2}{4}(h_+ - h_-)^2 \cdot \sin^2 \omega_m t}$$

- Se particularizează rezultatul pentru cele două variante care interesează:

a) *Caracteristică de selectivitate simetrică:*

$$h_+ = h_- = h \Rightarrow S_2(t) = H_o U_o [1 + m h \cos \omega_m t]$$

$$m_2 = m h$$

- gradul de modulație la ieșire depinde de frecvența modulatorie, deci prelucrarea a introdus distorsiuni liniare.

b) *Caracteristică de selectivitate nesimetrică* $h_+ \neq h_-$.

- pentru a evidenția structura semnalului de la ieșire se va apela la o dezvoltare în serie:

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \dots$$

$$\left(f(x) = f(0) + \frac{f'(0)}{1!}x + \frac{f''(0)}{2!}x^2 + \frac{f'''(0)}{3!}x^3 + \dots \right)$$

- Acest procedeu se poate aplica dacă este valabilă ipoteza că termenul variabil este mult mai mic decât 1, deci $m \ll 1$.

- se poate scrie:

$$S_2(t) = H_o U_o \sqrt{1 + m(h_+ + h_-) \cos \omega_m t + \frac{m^2}{4}(h_+ + h_-)^2 \cos^2 \omega_m t + \frac{m^2}{4}(h_+ - h_-)^2 \sin^2 \omega_m t}$$

- se obține:

$$S_2(t) \approx H_o U_o \left[1 + \frac{m}{2}(h_+ + h_-) \cos \omega_m t + \frac{m^2}{8}(h_+ - h_-)^2 \sin^2 \omega_m t \right]$$

- Se rețin din dezvoltare numai termenii care conduc la distorsiuni de ordinul 2 (\sin^2 , \cos^2).
- Particularizând $h_+ = h_- = h$ se revine la cazul anterior.
- pentru noua situație se obține:

$$m_2|_{\omega_m} = \frac{m}{2}(h_+ + h_-)$$

(relație folosită la laboratorul de SCS)

$$m_2|_{2\omega_m} = \frac{m^2}{16} (h_+ - h_-)^2$$

- Semnalele demodulate vor avea amplitudini proporționale cu gradele de modulație; deci coeficientul de distorsiuni neliniare este:

$$d_2 = \frac{m_2|_{2\omega_m}}{m_2|_{\omega_m}} = \frac{m}{8} \frac{(h_+ - h_-)^2}{h_+ + h_-}$$

5.3.3 Distorsiuni datorate caracteristicii neliniare a elementelor active

- In general caracteristica de intrare-ieșire a etajelor de amplificare poate fi scrisă:

$$u_0 = a_0 + a_1 u_i + a_2 u_i^2 + a_3 u_i^3 + \dots$$

- Dacă semnalul de intrare nu depășește anumite limite se poate aproxima:

$$u_0 = a_0 + a_1 u_i$$

- Presupunem că nu suntem în această situație și că semnalul aplicat la intrare este un semnal MA cu purtătoare cu semnal modulator sinusoidal (pentru a putea evidenția distorsiunile neliniare):

$$u_i(t) = U_{io} (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t$$

- Pentru a simplifica expresia semnalului obținut la ieșire se va ține cont că se analizează un amplificator selectiv având caracteristica de selectivitate centrată pe frecvența purtătoare f_0 .
- In acest mod nu trebuie luate în considerație componentele pe frecvențele $2f_0, 3f_0 \dots$ sau componenta continuă.
- Cu aceste observații se poate scrie:

$$u_0' = a_1 U_{io} (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t + a_3 U_{io}^3 (1 + m \cos \omega_m t)^3 \cos^3 \omega_0 t$$

- componenta de ordinul 2 generează numai tensiuni de joasă frecvență sau în jurul lui $2f_0$.

$$\cos^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t$$

- componenta de ordinul 3 va genera tensiuni în jurul frecvențelor $3f_0$ și f_0 :

$$\cos^3 \omega_0 t = \frac{3 \cos \omega_0 t + \cos 3\omega_0 t}{4}$$

- Rezultă:

$$u'_0 = a_1 U_{io} \cos \omega_0 t + a_1 U_{io} m \cos \omega_m t \cos \omega_0 t + \\ + a_3 U_{io}^3 \frac{3}{4} \left(1 + 3m^2 \cos^2 \omega_m t + 3m \cos \omega_m t + m^3 \cos^3 \omega_m t \right) \cos \omega_0 t$$

- Pentru a evalua amplitudinea componentelor semnalului ce va fi demodulat se constată că pentru:

$$u_x(t) = U_x (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t = U_x \cos \omega_0 t + U_x m \cos \omega_m t \cos \omega_0 t$$

$$U_d \approx m U_x$$

deci amplitudinea U_d este proporțională cu amplitudinea produsului $\cos \omega_m t \cos \omega_0 t$ numit **produs de modulație**.

- În consecință dacă apar mai multe componente se pune în evidență purtătoarea și produsele de modulație; amplitudinea acestora din urmă permite calculul amplitudinilor componentelor semnalului demodulat.
- Pentru cazul analizat, dacă se neglijează termenii mici, se poate scrie:

$$u'_0 = a_1 U_{io} \cos \omega_0 t + a_1 U_{io} m \cos \omega_m t \cos \omega_0 t + \frac{9}{8} a_3 U_{io}^3 m^2 \cos 2\omega_m t \cos \omega_0 t + \\ + \frac{3}{16} a_3 U_{io}^3 m^3 \cos 3\omega_m t \cos \omega_0 t$$

- De aici rezultă:

$$U_o|_{\omega_m} = K_D a_1 U_{io} m$$

$$U_o|_{2\omega_m} = K_D \frac{9}{8} a_3 U_{io}^3 m^2$$

$$U_o|_{3\omega_m} = K_D \frac{3}{16} a_3 U_{io}^3 m^3$$

$$d_2 = \frac{U_o|_{2\omega_m}}{U_o|_{\omega_m}} = \frac{9}{8} \frac{a_3}{a_1} U_{io}^2 m$$

$$d_3 = \frac{U_o|_{3\omega_m}}{U_o|_{\omega_m}} = \frac{3}{16} \frac{a_3}{a_1} U_{io}^2 m^2$$

Se constată că acești coeficienți depind de raportul a_3/a_1 și că pot să se anuleze dacă $a_3=0$.

- Așadar dacă semnalele sunt prea mari și nu s-a realizat $a_3=0$ apar distorsiuni neliniare ale modulației. Procesul poate avea loc atât la emisie cât și la recepție.

3.4 Distorsiuni datorate interferenței cu un semnal de radiofrecvență

- Fie un etaj la amplificarea la care trebuie luați în considerare termenii neliniari până la ordinul 3.

$$u_0(t) = a_0 + a_1 u_i + a_2 u_i^2 + a_3 u_i^3$$

- Semnalul aplicat la intrare este:

$$u_i(t) = U_{io} \cos \omega_0 t + U_p (1 + m_p \cos \omega_{mp} t) \cos \omega_p t$$

- Deci semnalul util este nemodulat iar semnalul perturbator, considerat relativ puternic, este modulat.
- Se va arăta că are loc un proces de transfer al modulației pe frecvența purtătoare a semnalului util.
- Se ține cont de toate observațiile din capitolul precedent: totodată ω_p este mult diferit de ω_0 astfel încât semnalul corespunzător este eliminat de filtrele care urmează.
- Reținând doar termenii din jurul frecvenței f_0 se poate scrie:

$$u_0'(t) = a_1 U_{io} \cos \omega_0 t + \frac{3}{2} a_3 U_{io} U_p^2 (\cos \omega_0 t) (1 + m_p \cos \omega_{mp} t)^2$$

- Așadar au apărut produse de modulație de forma: $(\cos \omega_{mp} t)(\cos \omega_0 t)$ $(\cos 2\omega_{mp} t)(\cos \omega_0 t)$ deci modulația s-a transferat.
- Gradele de modulație sunt:

$$m_{op} \Big|_{\omega_{mp}} = \frac{3a_3 U_p^2 U_{io} m_p^2}{a_1 U_{io}} = 3 \frac{a_3}{a_1} U_p^2 m_p = 3 \frac{a_3}{a_1} U_p^2 m_p$$

Așadar aceste efecte depind de raportul a_3/a_1 și de nivelul perturbației;

$$m_{op}|_{2\omega_p} = \frac{\frac{3}{4}a_3U_p^2U_{io}2m_p}{a_1U_{io}} = \frac{3}{4}\frac{a_3}{a_1}U_p^2m_p = \frac{3}{4}\frac{a_3}{a_1}U_p^2m_p^2$$

- Deoarece raportul a_3/a_1 a fost luat în considerație în cazul anterior aici se poate apela la reducerea nivelului acestei componente.
- Acest nivel poate fi redus de către circuitele selective care preced primul etaj activ (CI).

5.3.5 Distorsiuni datorate interferenței cu un semnal de joasă frecvență

- În aceleași condiții ca în paragraful precedent se consideră că semnalul de intrare este:

$$u_i(t) = U_0 \cos\omega_0 t + U_b \cos\omega_b t \quad \text{cu } f_b < f_{m\max}$$

- Se va arăta că dacă etajul lucrează în zona neliniară la ieșire semnalul va fi modulat în amplitudine cu semnalul de frecvență joasă.
- Reținând termenii din banda de trecere a filtrului de ieșire se poate scrie:
- Au rezultat produse de modulație date de semnalul $U_b \cos\omega_b t$ și de

$$u_0'(t) = a_1 U_0 \cos\omega_0 t + 2a_2 U_0 U_b \cos\omega_b t \cos\omega_0 t + \frac{3}{2} a_3 U_0 U_b^2 \cos 2\omega_b t \cos\omega_0 t$$

armonica a doua a acestuia.

- De data aceasta contribuie și termenul de ordinul 2; Gradele de modulație sunt:

$$m_b|_{\omega_p} = 2 \frac{a_2 U_b}{a_1}$$

$$m_b|_{2\omega_p} = \frac{3a_3 U_b^2}{2a_1}$$

- Se constată că singura soluție pentru a reduce acești termeni este reducerea amplitudinii semnalului de frecvență joasă.
- Care este sursa acestor perturbații? Zgomotul provenit de la sursa de alimentare, mai ales dacă este vorba de un redresor. Ele pot să mai provină prin reacție pe sursa de alimentare de la amplificatorul de joasă frecvență.

- Soluția: o bună filtrare, cu atât mai bună cu cât ne apropiem de etajele de intrare. Eventual surse de alimentare separate pentru secțiunea de radiofrecvență și secțiunea de joasă frecvență.
- Pentru a reduce ultimele tipuri de distorsiuni trebuie studiate dispozitivele active pentru a verifica dacă există soluții prin care să se micșoreze termenii de ordin mai mare ca 1.
- Se poate arăta că la tranzistorii bipolari există un punct de funcționare la care $a_3=0$.
- Se mai poate folosi o reacție negativă etc.