

ZGOMOTE SI PERTURBATII

Cap.6

Proiectarea circuitelor electronice de zgomot mic

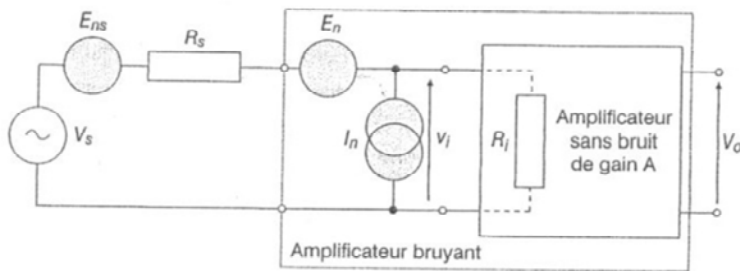
In proiectare putem aborda zgomotul in urmatoarele moduri.

- 1) Privilegiem aspectul semnal optimizind cistigul, banda, stabilitatea, etc., si chiar la sfirsit facem o evaluare a zgomotului solutiei obtinute. Daca zgomotul se dovedeste prea mare, aproape nimic nu se mai poate face pentru al micsora, fara o reproiectare totala.
- 2) De la inceput sunt orientate toate alegerile pentru minimizarea zgomotului primului etaj chiar daca din punct de vedere a semnalului , solutia nu este cea mai buna. De exemplu, daca impedanta traductorului este pur rezistiva, va trebui sa proiectam un pre-amplificatory avind o rezistenta optima de zgomot egala cu rezistenta traductorului pentru cel putin o frecventa. In continuare, zgomotul este integrat in banda ceruta, tinind cont de graficele de variatie a zgomotului produs de traductor si de cele ale primului etaj in functie de frecventa. Daca rezultatul nu este satisfactor, trebuie modificat punctul de polarizare al tranzistorului sau chiar schimbat tranzistorul.

Etapa urmatoare consta in stabilirea punctelor de polarizare si in calculul etajelor care urmeaza, precum si a retelelor de cuplaj dintre etaje. La sfirsit, zgomotul total este din nou evaluat pentru a ne asigura ca el nu depaseste gabaritul impus. Ulterior se va folosi reactia negative pentru a se regla cistigul, banda si impedanta de intrare sau iesire.

Aceasta a doua metoda este de departe cea mai recomandata.

Reducerea zgomotului in proiectarea la joasa frecventa



$$v_1 = 1mV, v_2 = 2mV$$

$$\sqrt{1^2 + 2^2} = \sqrt{5} = 2.23mV$$

$$\sqrt{1^2 + 0.3^2} = 1.044mV$$

Fig.6.1

$$\overline{(v_1 + v_2)^2} = \overline{v_1^2} + 2\overline{v_1 v_2} + \overline{v_2^2} = \overline{v_1^2} + 2p\overline{v_1^2 v_2^2} + \overline{v_2^2} \quad (6.1)$$

Consideram cazul tipic al unui traductor a carui semnal este prelucrat de un pre-amplificator urmat eventual de un circuit de formatare si alte etaje amplificatoare.

Principiile de proiectare

- 1) Daca mai multe surse de zgomot se manifesta simultan in acelasi loc, proiectantul trebuie sa identifice sursa dominant si sa dirijeze tot efortul de proiectare spre reducerea acesteia.

Presupunem ca, intr-un anumit circuit, doua surse de zgomot $v_1 = 1 \text{ mV}$ si $v_2 = 2 \text{ mV}$ sunt prezente. Valoarea totala de zgomot resultant va fi Eq.(6.1) unde am folosit p ca coeficient de corelatie ($0 < p < 1$). In ipoteza in care corelatia este nula, zgomotul total este $\sqrt{5} = 2.23 \text{ mV}$, ceea ce reprezinta cu greu o crestere cu 10% in raport cu sursa dominant. Este evident ca a dirija efortul pentru a reduce sursa v_1 este o strategie gresita.

- 2) Zgomotul pre-amplificatorului este neglijabil fata de cel al traductorului daca el reprezinta cel mult $1/3$ din zgomotul traductorului.

Cum aceste doua surse sunt decorelate, relatia (6.1) arata ca in acest caz zgomotul total ar fi $\sqrt{1^2 + 0.3^2} \cong 1.044$, ceea ce justifica enuntul.

Din punct de vedere practice, este clar ca reducerea zgomotului pre-amplificatorului sub aceasta limita nu ar aduce nici o ameliorare sensibila.

3) Pentru a reduce zgomotul unui system, trebuie limitata banda sa de frecventa la minimul necesar transmiterii semnalelor utile.

La ora actuala noi suntem confruntati cu ameliorarea continua a performantelor in frecventa a componentelor electronice, acompaniata de diminuarea pretului lor. Din aceasta cauza, nu este dificil de a obtine o banda de trecere superioara celei impuse prin caietul de sarcini, aproape fara cheltuieli superioare.

Trebuie insa sa ne reamintim ca zgomotul termic si zgomotul de alicie au puterea proportional cu banda. Un mijloc eficace de a le combate este deci de a limita banda (de exemplu cu ajutorul unui filtru plasat cit mai la intrarea circuitului). O atentie particulara trebuie acordata filtrajului frecventei de 50 Hz si a armonicelor sale, daca acestea cad in banda transmis

4) Strategia cea mai eficace pentru a reduce zgomotul unui system este de a diminua sursele situate la intrare (daca este posibil, trebuie combatut zgomotul sursei de semnal).

Sursa de semnal este fie un traductor (de presiune, de umiditate, de temperature, etc.), fie o antenna (cazul comunicatiilor spatiale, sistemelor radar sau de telecomunicatii). Cum ele ocupa prima pozitie in raport cu sensul de propagare a semnalului, zgomotul lor este amplificat de toate etajele urmatoare. Astfel, alegind un traductor mai putin zgomotos (sau o antenna mai directive si mai bine acordata) reprezinta Solutia cea mai eficace pentru a reduce zgomotul.

5) Pentru a diminua zgomotul unui system, trebuie redusa temperature sa in mod semnificativ.

Aceasta solutie este cea mai costisitoare. Ea este utilizata in ultima instant, cind toate celelalte mijloace puse in practica pentru a diminua zgomotul au fost epuizate. Atunci ramine Solutia criogenica, adica mentinerea circuitului intr-un thermostat la o temperature de citiva zeci de grade Kelvin. Aceasta tehnica este folosita in sistemele care receptioneaza semnale foarte slabe (radioastronomie, comunicatii spatiale, etc.).

Caracterizarea amplificatoarelor

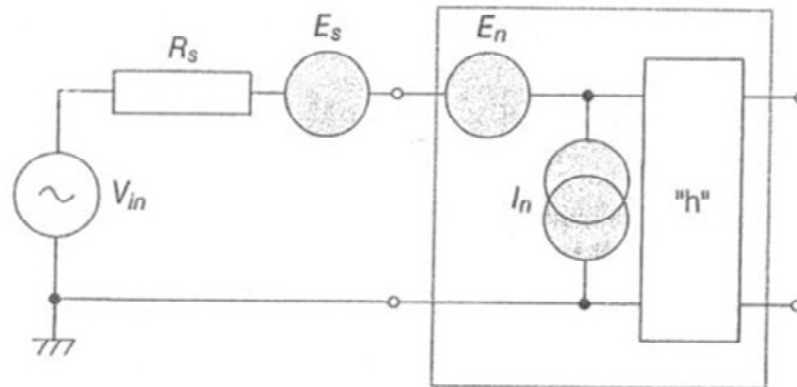


Fig.6.2

$$S(E_{ni}) = \overline{E_{ni}^2} = 4kTR_s + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2 \quad (6.2)$$

Densitatea spectrala a tensiunii totale de zgomot la intrarea amplificatorului este Eq.(6.2). Aceasta valoare este importanta in proiectare deoarece ea decide nivelul de semnal minim pe care il putem amplifica.

Caracterizarea amplificatoarelor

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = 20\log\left(\frac{V_s}{E_{ni}}\right) = 10\log\frac{V_s^2}{\left(4kTR_s + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2\right)\Delta f} \quad (6.3)$$

$$F = 1 + \frac{\overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2}{4kTR_s} \quad (6.4a)$$

$$F(dB) = 10\log\left(1 + \frac{\overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2}{4kTR_s}\right) \quad (6.4b)$$

Raportul semnal-zgomot la intrare, exprimat in dB, este dat de relatia (6.3).
Factorul de zgomot va fi dat de relatia (6.4a), si in dB de relatia (6.4b)

Caracterizarea amplificatoarelor

$$F_o = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT} \quad (6.5a) \quad R_o = \frac{E_n}{I_n} \quad (6.5b)$$

$$F = 1 + \frac{F_o - 1}{2} \left(\frac{R_s}{R_o} + \frac{R_o}{R_s} \right) \quad (6.6)$$

Derivind expresia (6.4a) in raport cu R_s , gasim factorul de zgomot minim, Eq.(6.5a) are este atins atunci cind rezistenta optima a sursei este data de relatia (6.5b). Cu ajutorul relatiilor (6.4a) si (6.5), deduce expresia finala a factorului de zgomot, (6.6)

Caz practic 1

Disponem de un traductor care furnizeaza un semnal de $0.18 \mu\text{V}$ (valoare eficace) intr-o banda de 10 Hz in jurul frecventei De 3 kHz . Rezistenta sa interna este de $R_s = 1 \text{ k}\Omega$. Pentru a amplifica semnalele provenite de la acst traductor, ne propunem sa proiectam un pre-amplificator utilizind tranzistorul 2N930, in conexiune EC. Cu ajutorul masuratorilor am gasit ca la un current De collector de 1 mA si la frecventa de 3 kHz , generatoarele echivalente de zgomot sunt:

$$E_n = 3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \text{ si } I_n = 5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

1) Care este cel mai bun raport semnal-zgomot pe care il putem obtine la intrare, utilizind acest transistor, polarizat la 1 mA ?

Raspuns

$$\overline{E_{ni}^2} = \underbrace{\left(4kTR_s + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2 R_s^2}\right)}_{[V^2/Hz]} \Delta f =$$

$$= \left(16 \times 10^{-21} (10^3) + (3 \times 10^{-9})^2 + (10^3 \times 5 \times 10^{-12})^2\right) 10 = 5 \times 10^{-16} V^2 \quad (6.7)$$

$$\frac{S_i}{N_i} = 20 \log \left(\frac{V_m}{E_{ni}} \right) = 20 \log \left(\frac{180}{22.36} \right) \cong 18.12 \text{ dB} \quad (6.8)$$

Caz practic 2

Zgomotul unui transistor cu effect de cimp este descries in catalog sub forma :

$E_n = 0.03 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ si $I_n = 0.15 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, la o frecventa de 1 kHz , generatoarele fiind presupuse decorelate.

1) Care este rezistenta optima a sursei si factorul de zgomot minim care-i corespunde?

2) Daca sursa de semnal este un traductor avind rezistenta interna de 100 k Ω , care este factorul de zgomot minim al unui preamplificator care utilizeaza acest transistor ?

Raspuns

$$R_o = \frac{E_n}{I_n} = \frac{0.03 \times 10^{-6}}{0.15 \times 10^{-12}} = 200 \text{ k}\Omega \quad (6.9)$$

$$F_o = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT} = 1 + \frac{(0.03 \times 10^{-6})(0.15 \times 10^{-12})}{2 \left(1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \right) (290)} = 1.56 = 1.94 \text{ dB} \quad (6.10)$$

$$F = 1 + \frac{F_o - 1}{2} \left(\frac{R_s}{R_o} + \frac{R_o}{R_s} \right) = 1 + \frac{0.56}{2} \left(\frac{100}{200} + \frac{200}{100} \right) = 1.7 \quad (6.11)$$

1) Rezistenta optima se calculeaza cu relatia (6.9). Presupunem aici ca acest transistor echeaza primul etaj din preamplificator. Factorul de zgomot minim este data de relatia (6.10).

2) Pentru o rezistenta a sursei de 100 k Ω , utilizam relatia (6.11).

Cum aceasta valoare este sufficient de diferita de factorul de zgomot optimal, putem sa ne gindim ca tranzistorul este gresit folosit. O modificare a valorii curentului sau de polarizare ar antrena modificarea valorilor generatoarelor echivalente de zgomot la intrare si , pe cale de consecinta, o apropiere intre R_o si rezistenta traductorului (care este de obicei fixate dinainte). Daca nu, tranzistorul trebuie schimbat.

Sistem traductor-retea de cuplaj-amplificator

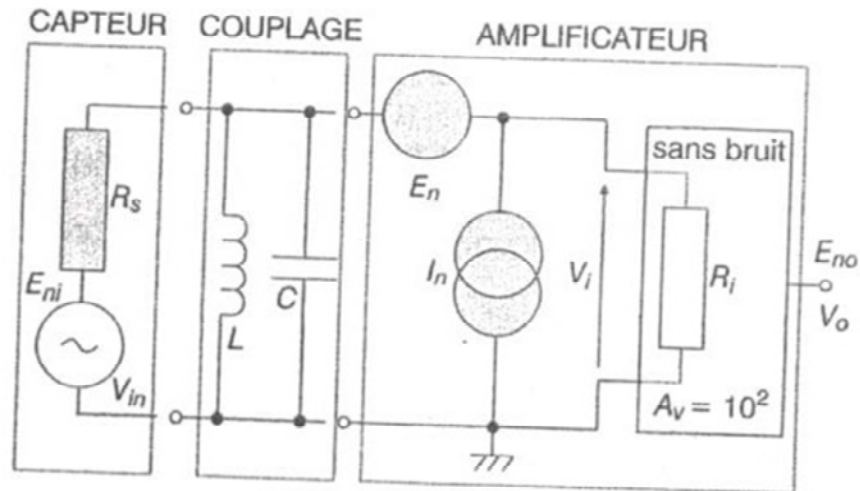
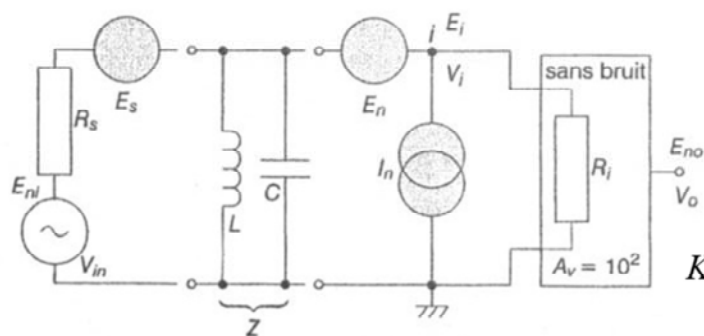


Fig.6.3

Consideram sistemul din Fig.6.3, unde $L = 1 \text{ mH}$, $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$. Traductorul are o rezistență internă $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ și furnizează un semnal de valoare eficace $V_{in} = 10 \text{ }\mu\text{V}$. Presupunem că $T = 300 \text{ K}$. Zgomotul amplificatorului este caracterizat la frecvența de 10 kHz prin sursa $E_n = 20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $I_n = 3 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (presupuse decorelate) și printr-o rezistență de intrare $R_i = 10 \text{ k}\Omega$.

Calculați zgomotul echivalent la intrare și la ieșire (E_{ni} și E_{no}), într-o bandă de 1 Hz situate în jurul frecvenței de 10 kHz .

Sistem traductor-retea de cuplaj-amplificatory Analiza de semnal mic



$$V_o = A_v V_i \quad (6.12a)$$

$$V_o = A_v V_{in} \frac{R_i \parallel Z}{R_s + R_i \parallel Z} \quad (6.12b)$$

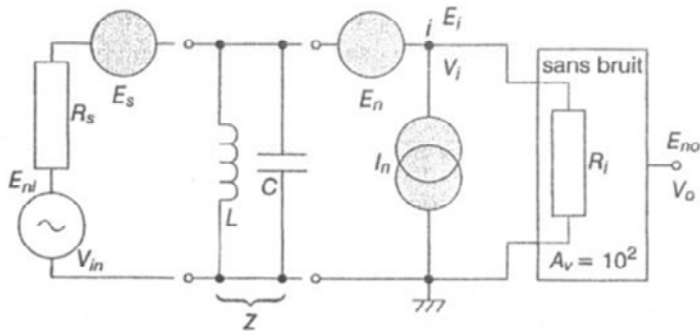
$$K = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{E_{no}}{E_{ni}} = A_v \frac{R_i \parallel Z}{R_s + R_i \parallel Z} \quad (6.12c)$$

Fig.6.4

Toate tensiunile de semnal sunt notate (V_{in} , V_i , V_o). Cele de zgomot sunt notate : E_s (zgomot termic asociat rezistentei sursei), E_n (generator de zgomot echivalent al amplificatorului) si E_i tensiunea de zgomot in punctul i . Notam deasemenea cu E_{no} , E_{ni} tensiunile echivalente de zgomot la iesire, respective la intrare. Schema echivalenta este data in Fig.6.4.

Avem Eq.(6.12a) unde V_i si V_o sunt date de (6.12b). Prin urmare, amplificarea circuitului, din punct de vedere a semnalului, intre generatorul de la intrare si iesirea amplificatorului, este (6.12c).

Sistem traductor-retea de cuplaj-amplificatory Analiza de zgomot



$$E_{no} = A_v E_i \Rightarrow \overline{E_{no}^2} = |A_v|^2 \overline{E_i^2} \quad (6.13a)$$

Fig.6.4

$$E_i = I_n (R_i \parallel Z \parallel R_s) + E_n \frac{R_i}{R_i + Z \parallel R_s} + E_s \frac{R_i \parallel Z}{R_s + R_i \parallel Z} \quad (6.13b)$$

Sursele de zgomot prezente in circuit sunt: E_s si generatoarele echivalente E_n si I_n (rezistenta de intrare este deci considerate nezmomotoasa). Toate aceste surse fiind decorelate, densitatile lor spectrale se aduna la iesire.

Din schema echivalenta, obtinem (6.13a), deoarece considerarea valorii medii a unei cantitati complexe revine la a considera modulul sau.

Tensiunea de zgomot in punctul I este obtinuta superpozind contributiile tuturor surselor, in banda de 1 Hz, Eq.(6.13b).

Sistem traductor-retea de cuplaj-amplificatory Analiza de zgomot

$$S(E_i) = \overline{i_n^2} |R_i \parallel Z \parallel R_s|^2 + \overline{E_n^2} \left| \frac{R_i}{R_i + Z \parallel R_s} \right|^2 + \overline{E_s^2} \left| \frac{R_i \parallel Z}{R_s + R_i \parallel Z} \right|^2 \quad (6.13c)$$

$$S(E_{no}) = \overline{E_{no}^2} = |A_v|^2 \left(\overline{i_n^2} |R_i \parallel Z \parallel R_s|^2 + \overline{E_n^2} \left| \frac{R_i}{R_i + Z \parallel R_s} \right|^2 + \overline{E_s^2} \left| \frac{R_i \parallel Z}{R_s + R_i \parallel Z} \right|^2 \right) \quad (6.13d)$$

$$S(E_{ni}) = \overline{i_n^2} \left| \frac{R_s + R_i \parallel Z}{R_i \parallel Z} \right|^2 |R_i \parallel Z \parallel R_s|^2 + \overline{E_n^2} \left| \frac{R_i}{R_i + Z \parallel R_s} \right|^2 \left| \frac{R_s + R_i \parallel Z}{R_i \parallel Z} \right|^2 + \overline{E_s^2} \quad (6.13e)$$

Prin urmare, densitatea spectrala in punctul I va fi Eq.(6.13c).

Densitatea spectrala la iesire va fi (6.13d).

Pentru a gasi generatorul echivalent la intrare, este necesar sa transpunem la intrare acest zgomot prin divizarea densitatii spectrale prin $|K|^2$, unde K este cistigul amplificatorului. In final , obtinem densitatea spectrala la intrare (6.13e), unde

$$\overline{E_s^2} = 4kTR_s .$$

Sistem traductor-retea de cuplaj-amplificatory Aplicatia numerica

$$Z = \frac{(j\omega L)(1/j\omega C)}{(j\omega L) + (1/j\omega C)} \cong -j21.3$$

$$R_i \parallel Z \cong Z \cong -j21.3 \quad |R_i \parallel Z|^2 \cong 454$$

$$R_s + R_i \parallel Z \cong 1000 - j21.3 \quad |R_s + R_i \parallel Z|^2 \cong 10^6$$

$$|R_i \parallel Z| |R_s|^2 \cong 454 \quad |R_s + R_i|^2 |Z|^2 \cong 10^8 \quad (6.14)$$

$$S(E_{ni}) \cong 9 \times 10^{-12} + 0.88 \times 10^{-12} + 16.54 \times 10^{-18} \cong 9.88 \times 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz} \quad (6.15)$$

$$E_{ni} \cong 3.14 \mu\text{V} / \sqrt{\text{Hz}} \quad (6.16) \quad K = 100 \frac{-j21.3}{1000 - j21.3} \Rightarrow |K|^2 \cong 4.54 \Rightarrow |K| = 2.13 \quad (6.17)$$

$$E_{no} = |K| E_{ni} \cong 6.69 \mu\text{V} / \sqrt{\text{Hz}} \quad (6.18) \quad S_i/N_i = V_{in}/E_{ni} = 20 \log(10/3.14) \cong 10 \text{ dB} \quad (6.19)$$

Pentru a face calculele numerice, mai intii se calculeaza cantitatile (6.14). In acest caz, densitatea de zgomot la intrare va fi (6.15)

Se constata ca zgomotul termic al rezistentei sursei este neglijabil fata de cel datorat generatorului In, care este de acelasi ordin de marime, dar inferior celui introdus de En.

Plecind de la valoarea densitatii spectrale, deduce (6.16).

Pentru semnal, cistigul global la 10 kHz este (6.17). Deci Eno va fi dat de (6.18), iar raportul semnal-zgomot de relatia (6.19).

Atenuatorul

$$F = L = \frac{1}{G_a} \quad (6.20)$$

$$T_e = (L - 1)T = \left(\frac{1}{G_a} - 1\right)T \quad (6.20a) \quad T_e = (F - 1)T_0 \quad (6.20b)$$

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} \left(\frac{1}{G_a} - 1\right) \quad (6.20c)$$

$$F = \frac{1}{G_a} = L \quad (6.20d)$$

Teorema

Factorul de zgomot al unui cuadripol pasiv este egal cu atenuarea introdusa de acest cuadripol, Eq.(6.20), unde G_a este cistigul in putere disponibil, iar L este atenuarea.

Demonstratie

Din relatia (4.13) , temperature echivalenta la intrarea cuadripolului este (6.20a), unde T reprezinta temperature cuadripolului.

Pe de alta parte, expresia (3.58) stabileste trecerea intre temperature de zgomot si factorul de zgomot, Eq.(6.20b).

Egalind expresia (6.20a) cu (6.20b) obtinem (6.20c)

In ipoteza ca cuadripolul se afla la temperature de referinta, rezulta (6.20d)

Concluzie

Factorul de zgomot al oricarui cuadripol pasiv este egal cu atenuarea sa, daca si numai daca cuadripolul precum si dipolul generator conectat la intrarea sa se afla la temperature de referinta.

Caz practic 3

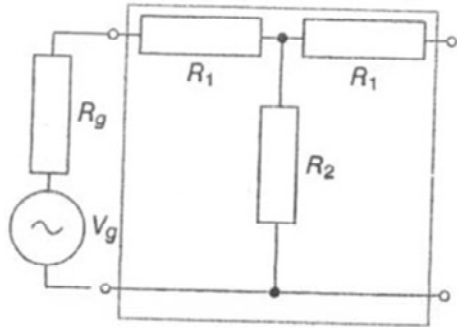


Fig.6.5

$$P_1 = V_g^2 / 4R_g \quad (6.21a)$$

$$V_e = V_g \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_g}, R_e = R_1 + \frac{(R_1 + R_g)R_2}{R_1 + R_g + R_2} \quad (6.21b)$$

$$F = \frac{3(50)(150(50) + 50(100))}{50^2 50} = 15 = 11.76 \text{ dB} \quad (6.21e)$$

$$P_2 = V_g^2 \frac{R_2^2}{(R_1 + R_2 + R_g)^2} \frac{1}{4((R_1 + R_g + R_2)R_1 + R_2(R_1 + R_g))} \quad (6.21c)$$

$$F = \frac{1}{G_a} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{(R_1 + R_2 + R_g)((R_1 + R_g + R_2)R_1 + R_2(R_1 + R_g))}{R_g R_2^2} \quad (6.21d)$$

Consideram atenuatorul rezistiv din Fig.6.5., caracterizat de $R_1 = R_2 = R_g = 50 \Omega$.
Calculati factorul sau de zgomot.

Solutie

Trebuie sa calculam cistigul in putere disponibil al atenuatorului, definit ca raportul dintre puterea disponibila la iesire (P_2) si puterea disponibila de la generator (P_1).

Puterea disponibila de la generator, P_1 , este data de relatia (6.21a).

Pentru a calcula puterea disponibila P_2 la iesirea cuadripolului, trebuie mai intii sa calculam generatorul echivalent Thevenin la iesire. Acest generator este Eq.(6.21b).

Puterea disponibila la iesire, P_2 , va fi (6.21c).

Astfel, ajungem la relatia (6.21d).

Inlocuind cu valorile numerice propuse obtinem (6.21e).

Caz practic 4

Amplificator	Cistig in putere	Factor de zgomot
A	6 dB	1.7
B	12 dB	2.0
C	20 dB	4.0

$$G_A = 4, G_B = 15.85, G_C = 100 \quad (6.22a)$$

$$F = F_A + \frac{F_B - 1}{G_A} + \frac{F_C - 1}{G_A G_B} = 1.7 + \frac{2 - 1}{4} + \frac{4 - 1}{4 \times 15.85} \approx 1.997 \quad (6.22b)$$

$$F = F_A + \frac{F_C - 1}{G_A} + \frac{F_B - 1}{G_A G_C} = 1.7 + \frac{4 - 1}{4} + \frac{2 - 1}{4 \times 100} \approx 2.45 \quad (6.22c)$$

Trei amplificatoare diferite , toate adaptate la intrare si iesire, au caracteristicile din tabel.

Aceste amplificatoare sunt conectate in cascada.

Indicati in ce ordine trebuie plasate pentru a obtine cel mai mic zgomot si determinati factorul de zgomot minimal in acest caz.

Solutie

Conform principiilor expuse in curs, primul etaj trebuie sa fie ales cel cu zgomotul cel mai mic; in cazul nostrum este amplificatorul A. Atunci vom avea urmatoarele posibilitati:

- 1) A, B, C
- 2) A, C, B.

Inainte de a trece la calcul trebuie sa exprimam cistigurile sub forma de raport, Eq.(6.22a)

Ordinea A,B,C: Eq.(6.22b)

Ordinea A,C,B: Eq.(6.22c)

In concluzie, ordinea optima este A, B, C; aceasta permite obtinerea pe ansamblu a unui factor de zgomot de 1.997.

Caz practic 5

Un amplificator are un cistig in tensiune egal cu 3 la o rezisyenta de intrare $R_i = 5 \text{ k}\Omega$. Si debiteaza pe o sarcina $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. Primul sau etaj are un transistor caracterizat printr-o rezistenta echivalenta de zgomot $R_n = 1.5 \text{ k}\Omega$. Care este rezistenta echivalenta de zgomot definite la intrarea amplificatorului ?

$$\overline{E_{ni}^2} = 4kT_0\Delta f \left(R_i + R_L / A_v^2 + R_n \right) \quad (6.23a)$$

$$\overline{E_{ni}^2} = 4kT_0\Delta f R_{eq} \quad (6.23b)$$

$$R_{eq} = R_i + R_L / A_v^2 + R_n = 5 + 10/9 + 1.5 \approx 7.61 \text{ k}\Omega \quad (6.23c)$$

Solutie

Conform definitiei, rezistenta echivalenta de zgomot la intrare este rezistenta fizica care conectata la intrarea unui amplificatory identic, dar ideal (fara zgomot), ar produce la iesirea lui aceeasi putere de zgomot ca sistemul real.

In cazul problemei noastre, avem trei surse de zgomot: rezistenta de intrare, sarcina si zgomotul primului etaj (modelat prin R_n). Toate aceste surse sunt decorelate si contributiile lor trebuie transpuse la intrare. Astfel, valoarea patratica medie a tensiunii echivalente de zgomot la intrare va fi Eq.(6.23a), unde A_v este cistigul in tensiune.

Rezistenta echivalenta de zgomot trebuie sa produca aceeasi valoare patratica medie, la temperature T_0 , deci Eq.(6.23b). Deducem Eq.(6.23c)

Caz practic 6

Un amplificator cu mai multe etaje prezinta Parametrii de zgomot urmatoari:
Rn = 20 Ω, Gn = 6.4 mS si Ycor = (2+j14) mS. Sursa de semnal are o rezistenta
interna de 50 Ω si livreaza un semnal la frecventa de 8 GHz.
Care este factorul de zgomot al amplificatorului ?

$$F = 1 + \frac{G_n + R_n \left((G_s + G_{cor})^2 + (B_s + B_{cor})^2 \right)}{G_s} =$$
$$= 1 + \frac{6.4 + 0.02 \left((20 + 2)^2 + (0 + 14)^2 \right)}{20} = 2.0 \quad (6.24)$$

Folosind ecuatiile (4.22a) , repetate pe slide, factorul de zgomot va fi cel din relatia (6.24).

Caz practic 7

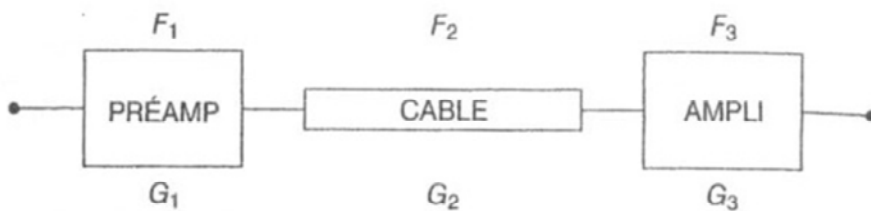


Fig.6.6

$$F_1 = 6 \text{ dB} = 3.98$$

$$F_2 = 8 \text{ dB} = 6.3 \quad (6.25a)$$

$$F_3 = 13 \text{ dB} = 19.95$$

$$F = 9 \text{ dB} = 7.94$$

$$G_2 = 1/L_2 = 1/6.3 \approx 0.158$$

$$G_1 = \frac{1}{F - F_1} \left((F_2 - 1) + \frac{F_3 - 1}{G_2} \right) = \frac{1}{3.98} \left((6.3 - 1) + \frac{19.95 - 1}{1/6.3} \right) \approx 31.5 \quad (6.25c)$$

$$G_1 \geq 15 \text{ dB}$$

Preamplificator	Cablu	Amplificator
6 dB	8 dB	13 dB

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \quad (6.25b)$$

Un receptor dispune de un preamplificator de antena conectat printr-un cablu lung la amplificator. Factorii de zgomot ai acestor componente sunt dati in tabel. Calculati cistigul minim al preamplificatorului, stiind ca factorul de zgomot global al receptorului nu trebuie sa depaseasca 9 dB.

Solutia

Intr-o prima etapa , trebuie sa transformam toate valorile date din dB sub forma de rapoarte, Eq.(6.25a).

Facem apel la relatia (3.59), repetata pentru acest caz in Eq.(6.25b). In final avem relatia (6.25c)

Cazul practic 8

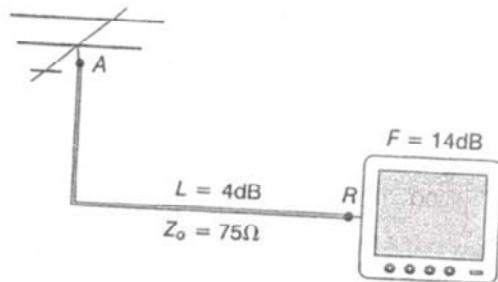


Fig.6.7

$$F = 10 \log \left(\frac{\overline{E_{nR}^2}}{\overline{E_g^2}} \right) [dB] \quad (6.26a)$$

$$\overline{E_{nR}^2} = 4kTZ_0 \Delta f 10^{F/10} = 4(1.38 \times 10^{-23})(290)(75)(4 \times 10^6) \times 10^{1.4} \approx 1.206 \times 10^{-10} V^2 \quad (6.26b)$$

$$S_R^2 = 10^4 \overline{E_{nR}^2} = 1.206 \times 10^{-6} V^2 \Rightarrow S_R = 1.098 \text{ mV} \quad (6.26c)$$

$$E_A = S_R \cdot L = (1.098)(2.511) \text{ mV} \approx 2.758 \text{ mV} \quad (6.26d)$$

Un televizor este conectat la antena printr-un cablu coaxial (Fig.6.7) cu impedanta caracteristica de 75Ω , care introduce o atenuare $L = 4 \text{ dB}$. Televizorul este caracterizat printr-un factor de zgomot de 14 dB si o banda de intrare de 4 MHz . Care este semnalul minim detectat la bornele antenei, daca o buna functionare a televizorului necesita un raport semnal/zgomot de cel putin 40 dB la intrarea sa ?

Solutie

Daca aplicam definitia lui North pentru factorul de zgomot, toate puterile fiind transpuse la intrarea receptorului (punctul R), putem scrie relatia (6.26a), unde $\overline{E_{nR}^2}$ reprezinta valoarea patratica medie a tensiunii totale de zgomot la intrarea televizorului (zgomotul sursei inclus) si $\overline{E_g^2}$ este contributia sursei (in acest caz, $4kTZ_0 \Delta f$, in ipoteza ca in banda de lucru, partea imaginara a impedantei caracteristice a cablului este nula). Urmeaza Eq.(6.26b).

Deoarece raportul semnal/zgomot in punctul R este impus (40 dB sau 10^4), cu definitia sa , putem calcula valoarea necesara a semnalului, Eq.(6.26c).

Semnalul minim de care avem nevoie in punctul A este semnalul obtinut in punctul R, multiplicat cu atenuarea cablului, Eq.(6.26d).