

Capitolul 2

Modele și parametri de zgomot

Abordarea modelării comportării circuitelor din punct de vedere al zgomotului intrinsec este facilitată de nivelul scăzut al acestui tip de semnal, ceea ce face ca prezumția de liniaritate să fie, de regulă, conformă cu realitatea.

2.1 Modelarea dipolilor

Circuitele echivalente de semnal mic ale diverselor componente sau dispozitive “diport” (având parte rezistivă și reactivă) vor fi completate cu generatori suplimentari de tensiune sau curent de zgomot.

Astfel, unui element pur rezistiv i se poate atașa un generator de tensiune de zgomot (tip serie - Thévenin) sau un generator de curent de zgomot (tip paralel - Norton), conform figurii 2.1.

Dacă banda de frecvențe de interes are lățimea Δf , valoarea medie pătratică a tensiunii de zgomot termic se calculează cu relația (2.1):

$$\overline{u^2} = \int_f^{f+\Delta f} 4kT \cdot R \cdot df = 4k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f \quad (2.1)$$

Corespunzător, valoarea medie pătratică a curentului de zgomot termic va fi:

$$\overline{i^2} = \frac{\overline{u^2}}{R^2} = \frac{4kT\Delta f}{R} = 4kTG \cdot \Delta f \quad (2.2)$$

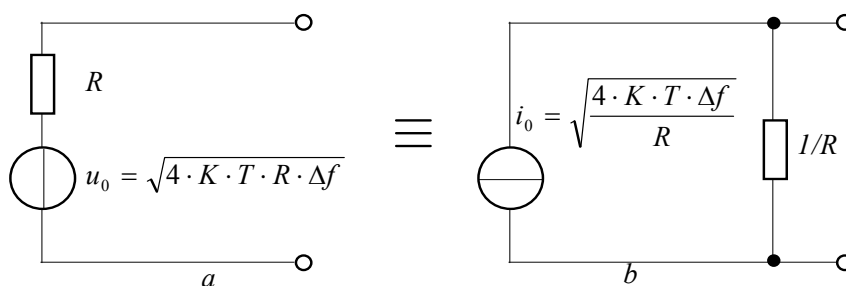


Fig. 2.1 Generator de zgomot termic, tip serie (a), respectiv paralel (b)

Legătura dintre (2.1) și (2.2) se poate stabili pe baza unei transformări

Norton- Thévenin.

Circuitele echivalente conținând surse stochastice sunt aplicabile și pentru sursele deterministe.

Considerând densitatea spectrală a puterii de zgomot constantă într-o bandă îngustă (Δf), relațiile (2.1) și (2.2) pot fi rescrise:

$$\begin{aligned} u_0 &= \sqrt{4kTR} \cdot \sqrt{\Delta f} \\ i_0 &= \sqrt{4kTG} \cdot \sqrt{\Delta f} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Relațiile (2.3) justifică utilizarea unităților V/\sqrt{Hz} și A/\sqrt{Hz} pentru densitatea spectrală a tensiunii, respectiv curentului de zgomot.

În ceea ce privește elementele reactive ideale, ele nu introduc zgomote suplimentare. De exemplu, dacă în paralel cu conductanța $1/R$ din figura 2.1.b există un condensator ideal, generatorul de curent nu va suferi nici o influență. Totuși, tensiunea corespunzătoare va fi dependentă de frecvență (figura 2.2 și

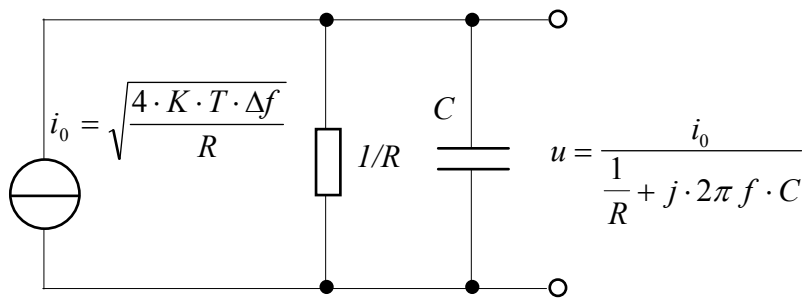


Fig. 2.2 Influența condensatorului asupra tensiunii de ieșire

relația (2.4)).

$$|u(f)| = \frac{i_0 R}{\sqrt{1 + (2\pi f)^2 R^2 C^2}} \quad (2.4)$$

Dacă este necesară calcularea efectului suprapus a două sau mai multe surse de zgomot, este esențial de stabilit gradul lor de corelare (de interdependență).

În cazul surselor de zgomot independente (configurația din figura 2.3), sumarea tensiunilor de zgomot se face cu formula:

$$u_{Ztot} = \sqrt{|u_1|^2 + |u_2|^2 + |i|^2 \cdot R^2} \quad (2.5)$$

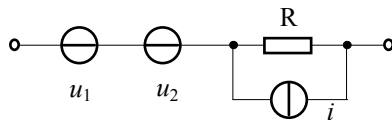


Fig. 2.3 Sumarea tensiunilor și curenților de zgomot (surse necorelate)

Ca procedeu general, tensiunea totală de zgomot conținută într-o bandă îngustă este calculată extrăgând rădăcina pătrată din produsul dintre suma valorilor complexe și suma conjugatelor respective (2.6):

$$u_{Ztot} = \sqrt{(|u_1| \cdot e^{j\varphi_1} + |u_2| \cdot e^{j\varphi_2} + |I| \cdot e^{j\varphi} \cdot R)(|u_1| \cdot e^{-j\varphi_1} + |u_2| \cdot e^{-j\varphi_2} + |I| \cdot e^{-j\varphi} \cdot R)} \quad (2.6)$$

2.2 Modelarea cuadripolilor

Fie un cuadripol liniar, cu parametri concentrați. Dacă considerăm vectorul tensiunilor (de intrare și ieșire) drept variabilă independentă iar vectorul curenților (de intrare și ieșire) drept variabilă dependentă, ecuația matricială a impedanțelor se scrie:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1^{(n)} \\ u_2^{(n)} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

S-au notat cu $u_1^{(n)}$ și respectiv $u_2^{(n)}$ elementele caracteristice pentru neomogenitatea cuadripolului. În figura 2.4 este prezentat cuadripolul care satisface relația (2.7), în ipoteza neglijării surselor de zgomot.

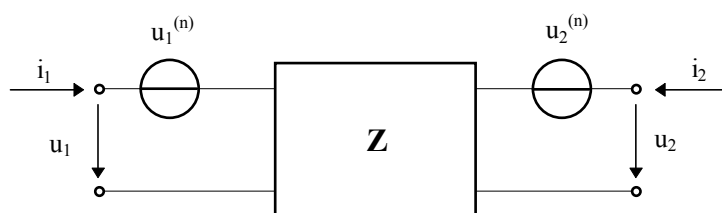


Fig. 2.4 Cuadripol fără surse de zgomot

Dacă pe lângă elemente pasive, cuadripolul conține numai generatoare controlate, atunci $u_1^{(n)} = u_2^{(n)} = 0$. Ultimul termen al membrului doi din ecuația (2.7) este datorat generatoarelor independente (necontrolate).

Circuitul echivalent de semnal mic al unui dispozitiv electronic (în esență, aproximarea liniară a unui element neliniar), fără zgomot, nu conține generatoare independente.

Sursele de zgomot ale circuitelor liniare trebuie să fie dependente numai de punctul de funcționare, nu și de comandă (în caz contrar, condiția de liniaritate nu mai este respectată). Curentul sau tensiunea de zgomot totală pot fi concentrate într-un generator echivalent (independent). Dacă la dipoli este suficient un singur parametru de zgomot pentru caracterizare (transformarea Norton - Thévenin permite obținerea celui alt parametru), la cuadripoli sunt necesari doi generatori de zgomot necontrolați,

$u_1^{(n)}$ (cu referire la intrare) și $u_2^{(n)}$ (cu referire la ieșire). Aceste două generatoare nu sunt (în cazul general) independente iar legătura dintre ele este exprimată prin factorul de corelație complex.

În concluzie, putem afirma că un cuadripol liniar, având parametri concentrați, poate fi caracterizat (din punct de vedere al zgomotului) de 4 valori (cele două generatoare și corelația lor complexă).

Să considerăm un cuadripol format din trei rezistențe, montate în Π , conform figurii 2.5.

Amplitudinea complexă a generatoarelor de zgomot termic asociate (ulterior transformării Norton - Thévenin) conductanțelor g_A , g_B și g_C are valoarea (într-o bandă de frecvențe foarte îngustă Δf):

$$I_{A,B,C} = \sqrt{4KT \cdot \frac{1}{R_{A,B,C}} \cdot \Delta f} \quad (2.8)$$

Generatoarele de curent necorelate, asociate intrării, respectiv ieșirii (reprezentând generatoarele echivalente de zgomot) pot fi evaluate prin conectarea unui ampermetru ideal (rezistență zero) la una din porțile terminale, cealaltă poartă fiind scurtcircuitată.

Notând cu semnul barat valorile complex conjugate ale curenților, avem:

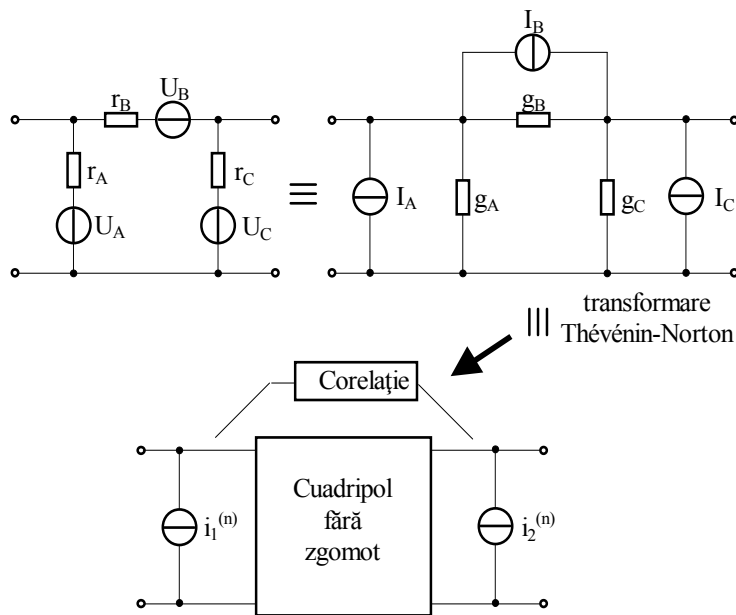


Fig. 2.5 Model de zgomot al cuadripolului rezistiv în Π

$$\begin{aligned} (i_1^{(n)})^2 \cdot (\Delta f) &= (I_A + I_B) \cdot (\overline{I_A} + \overline{I_B}) \\ (i_2^{(n)})^2 \cdot (\Delta f) &= (I_B + I_C) \cdot (\overline{I_B} + \overline{I_C}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Dacă I_A și I_B , respectiv I_B și I_C sunt independente, relațiile (2.9) pot fi scrise într-o formă simplificată:

$$\begin{aligned} (i_1^{(n)})^2 \cdot \Delta f &= I_A \cdot \overline{I_A} + I_B \cdot \overline{I_B} \\ (i_2^{(n)})^2 \cdot \Delta f &= I_B \cdot \overline{I_B} + I_C \cdot \overline{I_C} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Corelația dintre cei doi generatori echivalenți este caracterizată de produsul:

$$i_1^{(n)} \cdot i_2^{(n)} \cdot (\Delta f) = (I_A + I_B) \cdot (\overline{I_A} + \overline{I_C}) = I_B \cdot \overline{I_B} \quad (2.11)$$

Rezultatul din (2.11) este real (partea imaginară nulă).

2.2.1 Rezistența și conductanța echivalentă de zgomot

Dacă considerăm matricea de transfer T a unui cuadripol ideal (nezgomotos) având generatoarele echivalente de zgomot concentrate la intrare $u^{(n)}$ și respectiv $i^{(n)}$, avem situația reprezentată în figura 2.6 și relația (2.12):

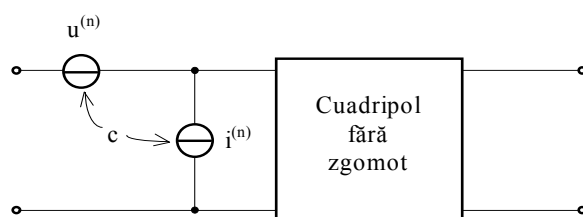


Fig.2.6 Cuadripol real, având generatoarele echivalente de zgomot concentrate la intrare

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u^{(n)} \\ i^{(n)} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Factorul de corelație c între cele două generatoare de zgomot este:

$$c = \frac{\overline{u^{(n)}} \cdot i^{(n)}}{\sqrt{|u^{(n)}|^2 \cdot |i^{(n)}|^2}} \quad (2.13)$$

Pentru a obține un circuit echivalent de zgomot care să nu fie influențat de lățimea de bandă, este util să separăm curentul de zgomot $i^{(n)}$ în două componente (paralele): $i_c^{(n)}$, perfect corelată cu $u^{(n)}$ și respectiv $i_n^{(n)}$, independentă față de $u^{(n)}$.

Datorită corelației perfecte, raportul dintre $i_C^{(n)}$ și $u^{(n)}$ este admitanța de corelație Y_C :

$$Y_C = G_C + jB_C = \frac{i_C^{(n)}}{u^{(n)}} \quad (2.14)$$

În ipoteza transferului unitar, relațiile dintre curenții, respectiv tensiunile cuadripolului devin:

$$i_1 = i_2 + i^{(n)} = i_2 + i_n^{(n)} + i_C^{(n)} = i_2 + i_n^{(n)} + u^{(n)} \cdot Y_C \quad (2.15)$$

$$u_1 = u_2 + u^{(n)} \quad (2.16)$$

Înlocuind (2.16) în (2.15) avem:

$$i_1 = i_2 + i_n^{(n)} + (u_1 - u_2) \cdot Y_C \quad (2.17)$$

Pe baza relațiilor (2.16) și (2.17) poate fi obținut circuitul echivalent "rezistență-conductanță" al cuadripolului, conform figurii 2.7. a și b.

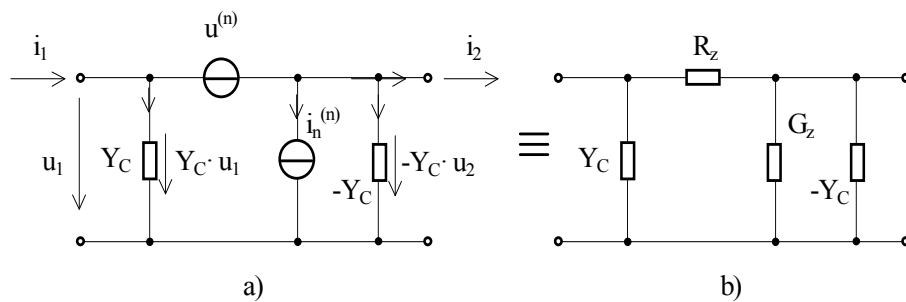


Fig.2.7 Circuitul echivalent "rezistență-conductanță" al cuadripolului

Rezistența echivalentă de zgomot R_z și conductanța de zgomot G_z au valorile:

$$R_z = \frac{(U^{(n)})^2}{4KT \cdot \Delta f} \quad (2.18)$$

$$G_z = \frac{(I^{(n)})^2}{4KT \cdot \Delta f}$$

Prin utilizarea literelor mari, $U^{(n)}$ respectiv $I^{(n)}$, în relația (2.18) sunt desemnate valorile medii ale mărimilor respective.

Circuitul echivalent prezentat în figura 2.7 are avantajul că parametrii R_z, G_z și $Z_c = G_c + jB_c$ nu "conțin" lățimea de bandă (chiar dacă în general ei depind de frecvență). Rezistența de zgomot echivalentă pentru cazul "bandă largă" este calculată prin înlocuirea lui Δf din (2.18) cu lățimea benzii de interes B .

2.3 Modelul generatorului echivalent de tensiune de zgomot plasat la intrare

Este modelul cel mai folosit în cazul amplificatoarelor operaționale. Să considerăm un generator de tensiune (ideal, nezmotos) având rezistența serie R_s , care debitează pe un cuadripol amplificator. Apelând la modelele de zgomot cunoscute, avem circuitul echivalent de zgomot din figura 2.8.

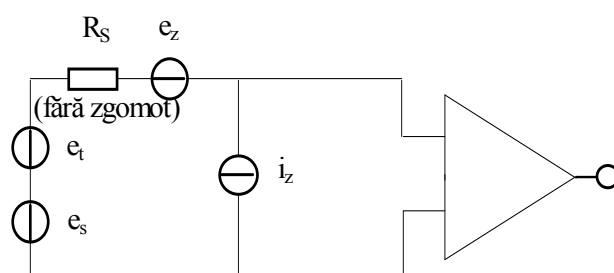


Fig. 2.8 Generatoarele de zgomot echivalente, concentrate la intrarea A.O.

Generatorul de tensiune e_t este datorat zgomotului termic al rezistenței R_s . Generatorul de curent i_z poate fi convertit în generatorul de tensiune echivalent:

$$e_{z(i)} = R_s \cdot i_z \quad (2.19)$$

Generatorul de curent i_z debitează pe rezistența echivalentă $R_s \parallel R_{ia}$ (s-a notat cu R_{ia} rezistența de intrare în amplificatorul operațional). Deoarece, de regulă, $R_{ia} \gg R_s$, se poate accepta $R_s \parallel R_{ia} \cong R_s$, aproximație deja utilizată în relația (2.19).

Sursele de zgomot din figura 2.8 sunt necorelate, deci se vor suma pătratic.

Notând cu e_{Zechiv} generatorul de tensiune de zgomot echivalent (plasat la intrare), avem:

$$e_{Zechiv}^2 = e_t^2 + e_z^2 + i_z^2 \cdot R_s^2 \quad (2.20)$$

Pentru valori mici ale lui R_s , dominantă este contribuția lui e_z . Curentul i_z devine preponderent în stabilirea lui e_{Zechiv} doar în cazul unor valori mari pentru R_s . Zgomotul termic injectat de R_s devine majoritar doar în cazul unor valori foarte mici pentru e_z și i_z , rezistența sursei având mărime medie.

Sugestivă este reprezentarea grafică a surselor de zgomot ce intervin în relația (2.20) funcție de rezistența R_s (pentru valori mici ale lui e_z și i_z).

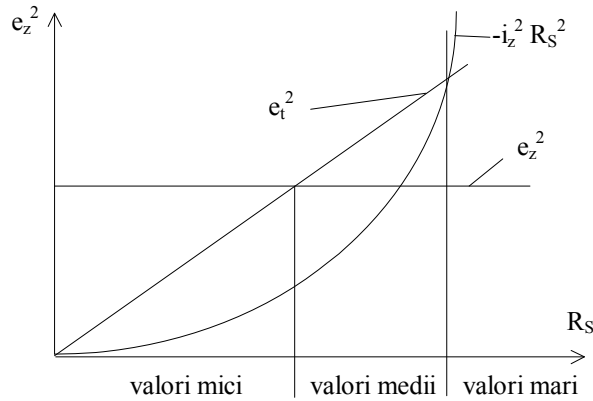


Fig. 2. 9 Ponderea generatoarelor de zgomot prezente la intrarea amplificatorului în funcție de rezistența sursei de semnal

2.4 Temperatura de zgomot

Se definește temperatura de zgomot T_Z a unui cuadripol (la intrarea căruia debitează un generator de tensiune având rezistența proprie R_s), drept acea temperatură la care R_s produce un zgomot termic egal cu cel produs de cuadripol. Considerând modelul generatorului echivalent de zgomot plasat la intrare, avem relația de definiție a temperaturii de zgomot:

$$e_z^2 + i_z^2 \cdot R_s^2 = 4kT_Z \cdot R_s \cdot \Delta f \quad (2.21)$$

Din (2.21) rezultă:

$$T_Z = \frac{e_z^2 + i_z^2 \cdot R_s^2}{4 \cdot k \cdot R_s \cdot \Delta f} = \frac{e_z^2}{\Delta f} + R_s^2 \left(\frac{i_z^2}{\Delta f} \right) \quad (2.22)$$

La numărătorul ultimului membru din relația (2.22) au fost puse în evidență expresiile densităților spectrale ale tensiunii, respectiv curentului de zgomot.

2.5 Factorul de zgomot

De cea mai mare importanță în analiza performanțelor unui cuadripol este stabilirea zgomotului produs de acesta și suprapus zgomotului deja existent.

Cel mai utilizat indice de performanță destinat acestui scop este factorul de zgomot (2.23):

$$FZ = \frac{P_{ze}}{A_p \cdot P_{zi}} \quad (2.23)$$

În relația (2.23) P_{ze} reprezintă puterea totală de zgomot la ieșirea cuadripolului, P_{zi} puterea totală de zgomot prezentă la intrarea cuadripolului iar A_p amplificarea în putere produsă de cuadripol.

P_{ze} este formată din două părți: $A_p P_{zi}$ (zgomotul prezent la intrare, amplificat de cuadripol) și P_{zp} , reprezentând puterea de zgomot produsă (generată) în cuadripol.

Astfel, relația (2.23) mai poate fi scrisă:

$$FZ = \frac{P_{zp} + A_p \cdot P_{zi}}{A_p \cdot P_{zi}} = 1 + \frac{P_{zp}}{A_p \cdot P_{zi}} \quad (2.24)$$

Această definiție este valabilă numai în cazul în care $P_{zi} \neq 0$ (rezistența sursei prezentă la intrarea cuadripolului trebuie să fie diferită de zero și de regulă la temperatura 290^0 - 300^0 K).

Cazul ideal este când $P_{zp} = 0$, deci $FZ = 1$. Factorul de zgomot exprimat în dB este cunoscut sub denumirea de cifră de zgomot (CZ).

$$CZ = 10 \cdot \log_{10} FZ \quad (dB) \quad (2.25)$$

Desigur, un cuadripol nezegomotos va avea $CZ = 0$ (cazul ideal).

Vom nota cu P_S puterea de semnal util, prezentă la intrarea cuadripolului care, în urma amplificării cu același A_p , ajunge la ieșire $A_p \cdot P_S$.

Cu aceste notații, expresia (2.24), după amplificare cu P_S devine:

$$FZ = \frac{P_S \cdot (P_{zp} + A_p \cdot P_{zi})}{P_S \cdot A_p \cdot P_{zi}} = 1 + \frac{\frac{P_S}{P_{zi}}}{\frac{A_p \cdot P_S}{P_{zp} + A_p \cdot P_{zi}}} = \frac{\left(\frac{S}{Z}\right)_{intrare}}{\left(\frac{S}{Z}\right)_{iesire}} \quad (2.26)$$

Deci, se poate afirma că FZ reprezintă o măsură a degradării raportului $\left(\frac{S}{Z}\right)$, între intrarea și ieșirea cuadripolului.

Dacă acceptăm aceeași valoare pentru rezistența de sarcină, raportul puterilor este egal cu raportul pătratelor tensiunilor.

Pe baza modelului de zgomot al generatorului echivalent de zgomot de la intrare, FZ poate fi scris și ca un raport de tensiuni la pătrat.

$$FZ = \frac{A_p \cdot \frac{4kTR_S \cdot \Delta f + u_Z^2 + R_S \cdot i_Z^2}{R}}{A_p \cdot \frac{4kTR_S \cdot \Delta f}{R}} = 1 + \frac{u_Z^2 + R_S \cdot i_Z^2}{4kTR_S \cdot \Delta f} = 1 + \frac{\frac{u_Z^2}{\Delta f} + R_S^2 \cdot \frac{i_Z^2}{\Delta f}}{4kTR_S} \quad (2.27)$$

În ultimul membru al relației (2.27) au fost puse în evidență densitățile spectrale ale tensiunilor, respectiv curenților de zgomot.

Prin înlocuirea lui Δf cu B în (2.27), obținem expresia corespunzătoare a factorului de zgomot FZ în banda de frecvențe B ; tensiunea și curentul de zgomot implicate în calcul trebuie măsurate în aceeași bandă B .

Ținând cont de definiția temperaturii echivalente de zgomot a cuadripolului, FZ poate fi exprimat și sub forma:

$$FZ = 1 + \frac{U_Z^2 + R_S \cdot i_Z^2}{4KTR_S \cdot \Delta f} = 1 + \frac{4KT_Z R_S \cdot \Delta f}{4KTR_S \cdot \Delta f} = 1 + \frac{T_Z}{T} \quad (2.28)$$

Trebuie remarcat că FZ definit astfel prezintă un inconvenient: dacă rezistența sursei de la intrare R_S este nulă (un eventual scurtcircuit), din punct de vedere matematic factorul de zgomot tinde la infinit (ceea ce nu corespunde realității fizice).

Rezistența generatorului de intrare pentru care FZ este minim, se calculează prin diferențierea față de R_S a relației (2.27) sau a celorlalte relații de definiție.

$$\frac{dFZ}{dR_S} = \frac{d}{dR_S} \left(1 + \frac{u_Z^2}{4kTB} \cdot \frac{1}{R_S} + R_S \cdot \frac{i_Z^2}{4kTB} \right) = -\frac{1}{R_S^2} \cdot \frac{u_Z^2}{4kTB} + \frac{i_Z^2}{4kTB} \quad (2.29)$$

Impunând condiția anulării derivatei, obținem R_S optimă, notată cu R_{SO} .

$$R_{SO} = \sqrt{\frac{u_Z^2}{i_Z^2}} = \frac{u_Z}{i_Z} \quad (2.30)$$

În relația (2.30), u_Z și i_Z reprezintă valorile de bandă largă, factorul de zgomot corespunzător fiind obținut din (2.27), prin înlocuirea lui R_S cu valoarea optimă R_{SO} .

$$FZ_{\min} = 1 + \frac{u_Z^2 + \frac{u_Z^2}{i_Z^2} \cdot i_Z^2}{4kT \frac{u_Z}{i_Z} \cdot B} = 1 + \frac{u_Z \cdot i_Z}{2kTB} \quad (2.31)$$

Se poate stabili o relație utilă între FZ al unui cuadripol și rezistența R_S a generatorului de la intrare, având drept parametri FZ_{\min} și R_S optimă corespunzătoare.

$$FZ = 1 + \frac{u_Z^2 + R_S^2 \cdot i_Z^2}{4kTR_S \cdot B} = 1 + \frac{u_Z i_Z}{4kTB} \left(\frac{u_Z}{R_S i_Z} + \frac{R_S i_Z}{u_Z} \right) = 1 + \frac{FZ_{\min} - 1}{2} \cdot \left(\frac{R_{SO}}{R_S} + \frac{R_S}{R_{SO}} \right) \quad (2.32)$$

În limbaj curent, se spune despre valoarea R_{SO} definită prin (2.30) că asigură adaptarea de zgomot (prin analogie cu adaptarea impedanțelor în vederea transferului optim de putere).

Îndeplinirea condiției de adaptare în zgomot nu implică în mod automat și adaptarea în putere.

În general, tensiunile și curenții de zgomot definiți într-un interval Δf , depind de frecvență, deci și valorile FZ_{\min} și R_{SO} . Astfel, factorul de zgomot depinde atât de frecvență cât și de R_S . În figura 2.10 este prezentat un exemplu de curbe "izo - factor de zgomot" (aceiași FZ) pentru un anumit cuadripol.

Pe axa absciselor sunt reprezentate logaritmic frecvențele de interes iar pe axa ordonatelor rezistențele sursei (tot logaritmic).

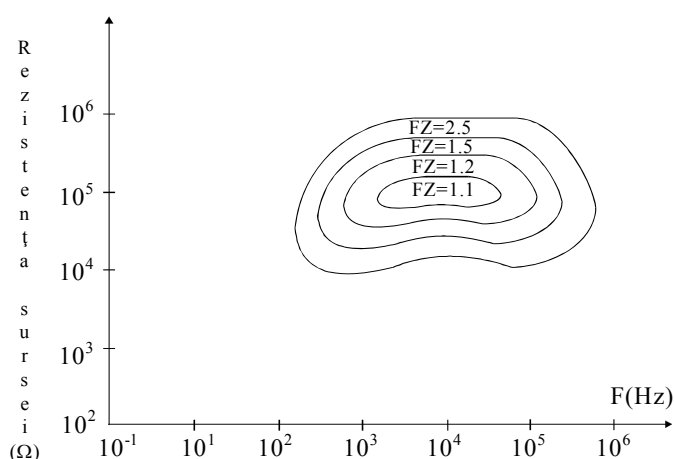


Fig.2.10 Dependența factorului de zgomot al aceluiași cuadripol de frecvență și rezistența sursei

În cazul în care impedanța sursei nu este pur rezistivă, componenta reactivă X_S având valori semnificative, relația (2.27) devine:

$$FZ = 1 + \frac{u_Z^2 + |Z_S|^2 \cdot i_Z^2}{4kTR_S \cdot \Delta f} = 1 + \frac{u_Z^2 + i_Z^2 \cdot (R_S^2 + X_S^2)}{4kTR_S \cdot \Delta f} \quad (2.33)$$

O metodă de compensare (la o anumită frecvență) a creșterii FZ , ca urmare a căderii de tensiune pe reactanța X_S este conectarea în serie cu $R_S + jX_S$ a unei reactanțe $-jX_S$ (în serie cu Z_S inductivă se plasează un condensator).

Desigur, relația $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ este îndeplinită pentru o singură frecvență

(de rezonanță, f_{rez}). Totuși, într-o bandă întregă în jurul lui f_{rez} se asigură o reducere substanțială a factorului de zgomot. Ținând cont că zgomotul (termic) este produs numai de componenta rezistivă a impedanței, soluția de compensare a reactanței generatorului de semnal este prezentată în figura 2.11.

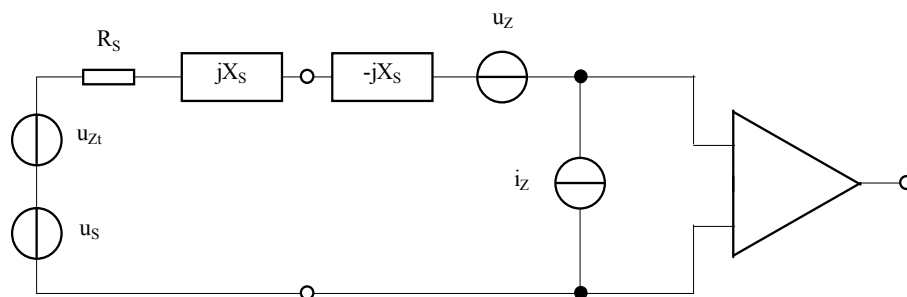


Fig. 2.11 Compensarea părții reactive a impedanței generatorului de semnal

În cazul în care pentru generatorul de semnal se adoptă circuitul echivalent Norton, compensarea unei susceptanțe se va face prin montarea în paralel a unei alte susceptanțe (de tip contrar).

Pentru obținerea adaptării de zgomot, rezistența generatorului de semnal văzută la intrarea cuadripolului poate fi modificată prin utilizarea unor transformatoare de adaptare (asupra parametrilor u_Z și i_Z se poate interveni mult mai greu).

Un transformator ideal, având raportul “*spire primar / spire secundar*” n , va modifica rezistența R_S în $n^2 R_S$ și deci tensiunea de zgomot termic corespunzătoare în $n\sqrt{4kTR_S B}$.

Deci, condiția de adaptare în zgomot devine:

$$R_{Soptim} = \frac{u_Z}{i_Z} = n^2 \cdot R_S \quad (2.34)$$

Transformatorul nu modifică raportul semnal / zgomot de la intrare (atât semnalul generatorului cât și zgomotul termic al lui R_S sunt supuse aceleași transformări proporționale); în schimb, raportul semnal / zgomot de la ieșire este îmbunătățit ca rezultat al adaptării în zgomot. Un transformator real prezintă rezistențe de pierderi (în miez și înfășurări), cărora le corespund tensiuni de zgomot termic. Totuși, dacă rezistența de pierderi raportată la primar este mică față de rezistența sursei, introducerea transformatorului de adaptare este avantajoasă, determinând micșorarea factorului de zgomot corespunzător.

Eventualele adaptări rezistive (rezistențe plasate în paralel sau în serie față de rezistența sursei) nu reprezintă o soluție din punct de vedere al adaptării de zgomot datorită atenuării semnalului util (față de zgomotul propriu al cuadripolului) și introducerea tensiunilor de zgomot termic asociate oricărui rezistor.

2.6 Efectele reacției asupra zgomotelor intrinseci

Reacția aplicată unui amplificator nu poate avea efecte asupra mecanismelor interne de generare a zgomotelor dar poate avea influență asupra generatorului echivalent de zgomot de la intrare. Elementele rezistive ale reacției produc propriul lor zgomot termic, asociat cu căderile de tensiune determinate de curenții de zgomot de la intrare. Avantajele reacției constau în modificarea impedanței de intrare în amplificator, obținându-se pe această cale adaptarea în zgomot și micșorarea încărcării generatorului de la intrare.

În exemplele următoare se acceptă ipoteza folosirii rezistoarelor cu peliculă metalică, care prezintă un zgomot în $1/f$ neglijabil față de cel termic.

Pentru cazul montajului amplificator inversor (reacție de curent serie) contribuția în zgomot a rezistorului de reacție este ilustrată în figura 2.12.

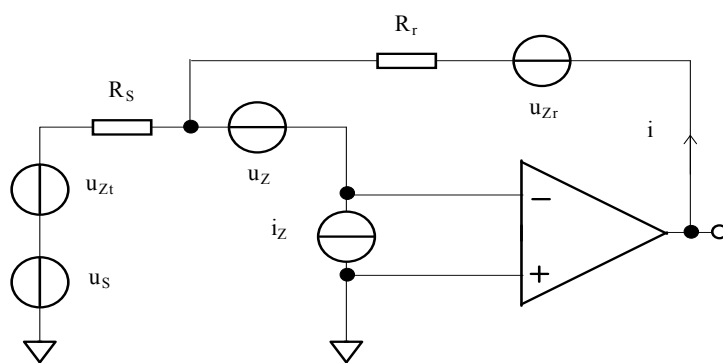


Fig. 2.12 Zgomotul suplimentar introdus de rezistența de reacție în cazul amplificatorului inversor

Rezistorul de reacție R_r injectează la intrarea sumatoare (inversoare) curentul său propriu de zgomot termic:

$$i_{Zr} = \frac{\sqrt{4kTR_r \cdot B}}{R_r} = \sqrt{\frac{4kTB}{R_r}}, \quad (2.35)$$

curent ce vede la intrare rezistența R_S .

Tensiunea echivalentă de zgomot de la intrare se obține prin sumare pătratică, având valoarea:

$$u_{Ztotal}^2 = u_Z^2 + R_S^2 \cdot i_Z^2 + 4kTR_S \cdot B + \frac{4kTB}{R_r} \cdot R_S^2 \quad (2.36)$$

În redactarea din formula (2.36) s-a făcut transformarea Norton - Thévenin pentru generatorul de zgomot termic asociat rezistorului R_r .

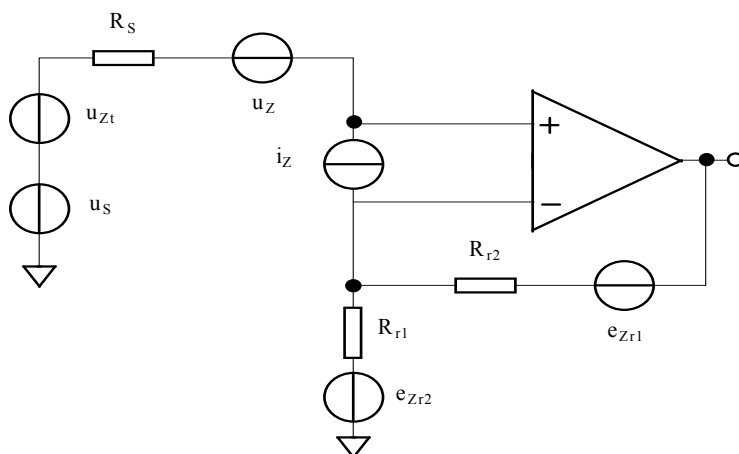


Fig. 2.13 Contribuția suplimentară în zgomot a rezistoarelor de reacție în cazul amplificatorului neinversor

Pentru cazul montajului amplificator neinversor (reacție de tensiune serie), contribuția suplimentară în zgomot a celor două rezistențe de reacție R_{r1} , R_{r2} este ilustrată în figura 2.13.

Din punct de vedere al analizei comportării în zgomot, generatorul de semnal util este considerat scurtcircuit iar rezistoarele R_{r1} și R_{r2} sunt plasate în paralel având valoarea echivalentă $R_{Zechiv} = \frac{R_{r1} \cdot R_{r2}}{R_{r1} + R_{r2}}$. Astfel, tensiunea echivalentă de zgomot văzută la intrare este:

$$u_{Ztotal}^2 = u_Z^2 + 4kT \frac{R_{r1} \cdot R_{r2}}{R_{r1} + R_{r2}} \cdot B + 4kTBR_S + \left(\frac{R_{r1} \cdot R_{r2}}{R_{r1} + R_{r2}} \right)^2 \cdot i_Z^2 + R_S^2 \cdot i_Z^2 \quad (2.37)$$

Relația (2.37) exprimă matematic contribuția suplimentară din punct de vedere al zgomotului, a grupului $R_{r1} \parallel R_{r2}$ (adăugată zgomotului asociat rezistenței generatorului).

2.7 Comportarea în zgomot a circuitelor cascade

În figura 2.14 este prezentat simbolic un amplificator adaptat în putere atât la intrare cât și la ieșire (față de sursă, respectiv față de sarcină).

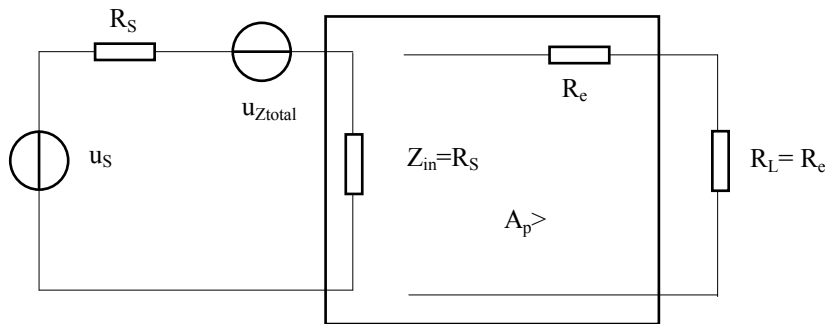


Fig. 2.14 Amplificator adaptat în putere atât la intrare cât și la ieșire

Puterea de zgomot termic prezentă la intrarea amplificatorului (conținută în banda Δf) este:

$$P_t = kT \cdot \Delta f \quad (2.38)$$

Puterea de zgomot la ieșirea amplificatorului, rezultată în urma amplificării lui P_t cu A_p este:

$$P_{et} = A_p \cdot P_t \quad (2.39)$$

Relația (2.39) exprimă puterea de zgomot la ieșire în cazul ideal (amplificator nezmotos). În cazul real, $P_{e totală}$ se obține prin multiplicarea lui P_{et} cu FZ :

$$P_{e total} = (FZ) \cdot A_p \cdot P_t \quad (2.40)$$

Scăzând (2.39) din (2.40) se obține valoarea puterii de zgomot adăugată de amplificatorul în discuție (disponibilă la ieșire).

$$P_{ea} = P_{e_{total}} - P_{et} = (FZ - 1) \cdot A_p \cdot P_t \quad (2.41)$$

Un amplificator real (caracterizat prin factorul de zgomot FZ și amplificarea în putere A_p), poate fi privit ca un amplificator ideal, figura 2.15, având la intrare semnalul util (puterea P_S), semnalul de zgomot atribuit rezistenței R_S a sursei (puterea $kT\Delta f$) și semnalul de zgomot adăugat de amplificatorul propriu-zis (puterea $(FZ - 1) \cdot P_t = (FZ - 1) \cdot kT \cdot \Delta f$).

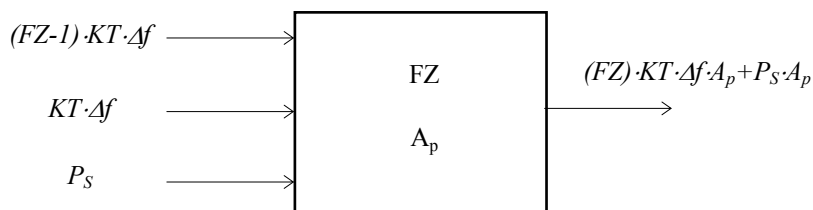


Fig. 2.15 Sumarea puterilor de zgomot la ieșirea cuadripolului real

Fie două amplificatoare înseriate (intrarea amplificatorului din aval adaptată în putere față de ieșirea amplificatorului din amonte), fig.2.16:

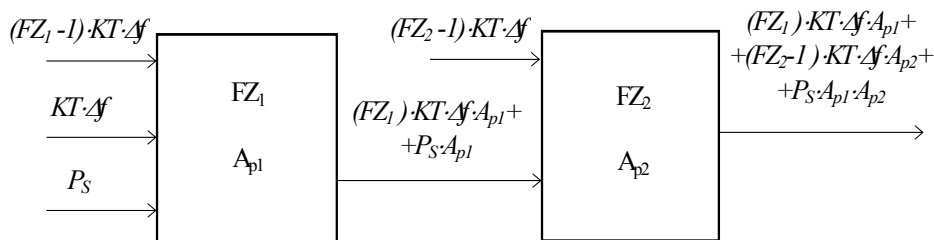


Fig. 2.16 Factorul de zgomot global al amplificatoarelor cascade

Pe baza figurii 2.16, se poate calcula FZ global al celor două amplificatoare înseriate:

$$FZ = \frac{\text{Puterea de zgomot la iesire}}{\text{Puterea de zgomot la iesire datorata lui } R_S} = \frac{FZ_1 \cdot A_{p1} \cdot A_{p2} \cdot kT \cdot \Delta f + (FZ_2 - 1) \cdot A_{p2} \cdot kT \cdot \Delta f}{A_{p1} \cdot A_{p2} \cdot kT \cdot \Delta f} = FZ_1 + \frac{FZ_2 - 1}{A_{p1}} \quad (2.42)$$

Prin generalizare, se ajunge la formula lui Früs:

$$FZ_{global} = FZ_1 + \frac{FZ_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{FZ_3 - 1}{A_{p1} \cdot A_{p2}} + \dots + \frac{FZ_n - 1}{A_{p1} \cdot A_{p2} \cdot \dots \cdot A_{pn-1}} \quad (2.43)$$

Din (2.42) și (2.43) se observă că zgomotul dominant este introdus de primul amplificator. Astfel este susținută matematic necesitatea unor măsuri anti-zgomot deosebite, obligatorii în realizarea tehnologică a pre-

amplificatorului de intrare.

2.8 Factorul de zgomot al atenuatoarelor adaptate

În cazul circuitelor pasive (atenuatoare), putem considera că puterea de zgomot produsă la ieșire este numeric egală cu puterea de zgomot termic asociată rezistenței de ieșire a cuadripolului.

Dacă atenuatorul este adaptat (portul de ieșire are aceeași rezistență ca și portul de intrare și sursa de semnal) putem scrie:

$$P_{ezgomot} = FZ \cdot A_p \cdot P_{tZ} = P_{tZ} \quad (2.44)$$

Deci, factorul de zgomot al circuitului pasiv este egal cu inversul atenuării de putere introduse.

$$FZ = \frac{1}{A_p} \quad (2.45)$$

În analiza circuitelor pasive trebuie ținut cont că atât condensatorul ideal cât și bobina ideală sunt lipsite de zgomot. Rezistențele care apar în schemele lor echivalente (datorate pierderilor în dielectric, respectiv pierderilor prin histerezis și curenți turbionari) produc zgomot termic (și într-o măsură mult mai mică zgomot în $1/f$).