

11. | MASURARI ASUPRA SI ÎN PREZENTA ZGOMOTELOR

Zgomotul este unul din subiectele cele mai “fierbinti” în electronica. Atunci când sunt preluate semnale foarte mici, zgomotul are efecte dificil de eliminat fata de semnalul util. Zgomotul, ca semnal perturbator aleator, poate avea o multitudine de cauze, însă, privitor la semnalul care trebuie masurat, toate au o trasatura comuna: zgomotul poate “masca” semnalul util, astfel încât acesta nu mai poate fi detectat.

Efectul fenomenului este determinat în principal de raportul semnal/zgomot, dar, în afara de acesta, tehnica de masurare folosita are si ea o influenta importanta asupra valorii minime a semnalului care poate fi detectat. Evident, exista o limita fizica minima care nu poate fi depasita.

Cresterea distantelor care trebuie acoperite în comunicatii (telecomunicatii) au condus la necesitatea obtinerii unui control din ce în ce mai bun asupra raportului semnal/zgomot, stiut fiind ca orice marime a distantei se traduce într-o scadere a raportului semnal/zgomot. În ciuda folosirii tot mai accentuate a semnalelor si transmisiei numerice, atunci când sunt implicate distante mari, nivelul zgomotului devine important. Problemele devin mai complicate în cazul masurarii semnalelor foarte mici provenite din surse biologice, care au în general impendante foarte mari.

Un exemplu de astfel de sursa îl reprezinta celulele muschiului inimii umane. Fenomenul care are loc este un curent de ioni de K^+ , Ca^{2+} , Na^+ care parcurg niste canale în membranele celulelor. Aceste membrane se constituie în surse de impendanta foarte mare, de ordinul gigaohmilor. Curentii care parcurg aceste membrane sunt de ordinul picoamperilor, ceea ce face ca puterea semnalului sa fie la nivelul puterii de zgomot. Alte exemple sunt: determinarea electroencefalogramei, care implica si ea semnale foarte mici, de ordinul microvoltilor, sau masurarea activitatii câmpului magnetic generat de creierul uman.

În acest capitol se urmareste prezentarea tehnicilor de determinare teoretica si experimentală a zgomotului, definindu-se conceptele si marimile importante implicate în aceste calcule, fara a se discuta mecanismele fizice de producere a zgomotului (mecanism considerat cunoscut de la cursul “Dispozitive si circuite electronice”).

11.1. TENSIUNEA DE ZGOMOT, CURENTUL DE ZGOMOT, CIFRA DE ZGOMOT

Asa cum s-a precizat, mecanismele fizice ale zgomotului nu sunt luate în discutie, si nici natura zgomotului (zgomot termic, zgomot de banda larga, zgomot alb etc.), aici punându-se accent pe doua aspecte: exista un semnal (util) si exista zgomot.

Ideea centrala este de a avea nivelul zgomotului foarte mic în comparatie cu nivelul semnalului, adica un raport semnal/zgomot (“noise”): S/N cât mai mare. Raportul semnal/zgomot este legat de cifra de zgomot, factorul de zgomot, puterea de zgomot, tensiunea de zgomot si curentul de zgomot. Problema devine mai simpla daca se tine cont de faptul ca orice canal de transmisie sau amplificare poate fi complet definit din punctul de vedere al zgomotului, cu ajutorul a doua generatoare de zgomot echivalente $\bar{e}_n$ si $\bar{i}_n$ (asa ca în figura 11.1).

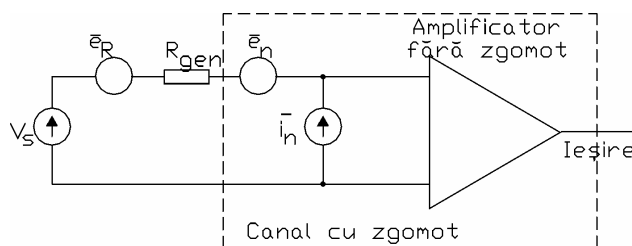


Fig. 11.1

11.1.1. Tensiunea de zgomot $\bar{e}_n$

Tensiunea de zgomot $\bar{e}_n$, adica tensiunea de zgomot efectiv echivalenta cu intrarea în scurtcircuit, este definita ca tensiunea de zgomot ce ar aparea la intrarea unui amplificator fara zgomot, cu bornele de intrare în scurtcircuit.

Tensiunea de zgomot $\bar{e}_n$ se masoara în $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ la o frecventa data, sau în μV într-o banda data.

Tensiunea de zgomot $\bar{e}_n$ se poate determina scurtcircuitând bornele de intrare, măsurând tensiunea de zgomot la iesire, raportând-o la factorul de amplificare si atribuind-o în final intrarii amplificatorului.

Aceasta explica termenul “tensiune de zgomot efectiva echivalenta cu intrarea în scurtcircuit”.

În timpul masurarii se poate conecta la iesire un filtru trece-banda cu caracteristica cunoscuta, iar tensiunea masurata este raportata la $\sqrt{B}$ (B fiind largimea de banda). Astfel, rezultatul se exprima în nV pe unitate de largime de banda (sau $\sqrt{\text{Hz}}$), ceea ce subliniaza ideea ca nivelul $\bar{e}_n$ nu este constant cu frecventa ci,

foarte des, crește la frecvențe mici (asa cum se arata în graficul dependentei $\bar{e}_n$ și $\bar{i}_n$ de frecvența, din figura 11.2). De altfel, aceasta dependenta este deseori pusa la dispozitia utilizatorului de către fabricanții de componente, mai ales în cazul tranzistoarelor și chiar al amplificatoarelor specializate.

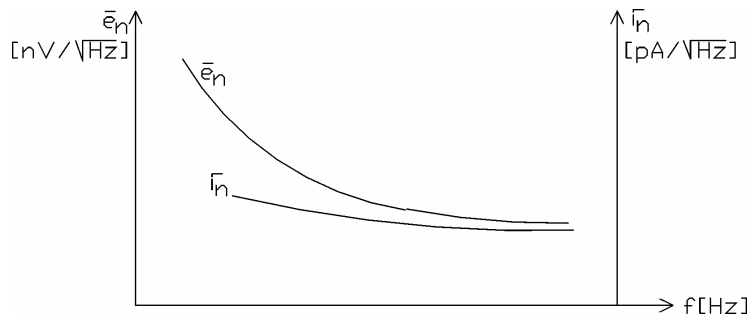


Fig. 11.2

11.1.2. Curentul de zgomot $\bar{i}_n$

Curentul de zgomot $\bar{i}_n$, sau curentul de zgomot efectiv echivalent cu intrarea în gol, este zgomotul care apare la intrarea unui amplificator fara zgomot datorita numai curentilor de zgomot. El se exprima în $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ la o frecvența data, sau în nA într-o bandă de frecvența data.

Curentul de zgomot $\bar{i}_n$ se poate masura conectând un condensator sau un rezistor la bornele de intrare, astfel încât curentul de zgomot va produce o tensiune de zgomot suplimentară $\bar{i}_n X_{Cin}$ sau $\bar{i}_n R_{in}$, în funcție de elementul de circuit conectat. Se măsoară tensiunea la ieșire, se raportează la câștigul G al amplificatorului și apoi se elimină din zgomotul total măsurat contribuția cunoscută a tensiunii de zgomot $\bar{e}_n$ și a componentei conectate R_{in} sau C_{in} . Dacă se folosește o rezistență, atunci:

$$\overline{e_{in\ total}^2} = \frac{\overline{e_{iesire}^2}}{G} = \bar{i}_n^2 R_{in}^2 + \overline{e_{Rin}^2} + \overline{e_n^2} . \quad (11.1)$$

Dacă se conectează la intrare un condensator cu reactanță X_{Cin} , atunci:

$$\overline{e_{in\ total}^2} = \frac{\overline{e_{iesire}^2}}{G} = \bar{i}_n^2 X_{Cin}^2 + \overline{e_n^2} , \quad (11.1)$$

pentru că o capacitate nu produce zgomot, deci $\bar{e}_C = 0$.

Și în acest caz $\bar{i}_n$ este măsurat folosind un filtru trece-banda cu caracteristica cunoscută și deci raportat la $\sqrt{B}$, ceea ce conduce la exprimarea sa în $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Curentul de zgomot creste la frecvente joase în cazul amplificatoarelor si al tranzistoarelor bipolare (v. fig. 11.2), în timp ce la tranzistoarele cu efect de câmp creste la frecvente înalte.

11.1.3. Cifra de zgomot NF

Cifra de zgomot NF se defineste ca logaritmul raportului dintre câtul semnal/zgomot la intrare si acelasi cât semnal/zgomot la iesire:

$$NF = 10 \lg \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{iesire}}, \quad (11.3)$$

unde S si N sunt nivele de putere, în V^2 . Acest raport NF (de la "Noise Figure") se masoara determinând întâi S/N la intrare cu amplificatorul deconectat, iar apoi S/N la iesire cu sursa de semnal conectata la amplificator si raportând apoi cele doua rezultate.

Expresia cifrei de zgomot poate fi data si sub forma (usor diferita de 11.3 si care va fi utilizata ulterior):

$$NF = 10 \lg \frac{\text{puterea totala de zgomot}}{\text{puterea de zgomot a sursei}}. \quad (11.4)$$

Cifra de zgomot poate fi calculata daca se cunosc valorile R_{gen} si X_{gen} ale sursei si respectiv frecventei, deoarece curentul de zgomot al amplificatorului da nastere unei surse de tensiune de zgomot echivalenta $\overline{i_n^2} Z_{gen}$, iar R_{gen} produce ea însasi o asa numita tensiune de zgomot termica. Desi sursa din figura 11.1 produce zgomot, totusi, V_s (adica sursa de semnal) este în general considerata fara zgomot. Zgomotul sursei de la intrare este identificat ca fiind zgomotul termic al componentei R_{gen} a impedantei sursei si considerat zgomot alb, deoarece prezinta o densitate a puterii de zgomot pe unitatea de frecventa constanta.

11.2. RELATIA ÎNTRE TENSIUNEA DE ZGOMOT, CURENTUL DE ZGOMOT SI CIFRA DE ZGOMOT

Se va studia relatia între $\overline{e_n}$ si $\overline{i_n}$ la intrarea amplificatorului. Daca sursa de semnal este conectata la intrare, $\overline{e_n}$ apare în serie cu tensiunea sursei V_s si cu $\overline{e_R}$ (tensiunea de zgomot termic produsa de R_{gen}). Curentul de zgomot $\overline{i_n}$ parcurge R_{gen} , producând o alta tensiune de zgomot $\overline{i_n} R_{gen}$. Rezulta deci ca aceasta tensiune de zgomot depinde de valoarea R_{gen} . Toate aceste tensiuni se aduna patratice la intrarea amplificatorului, ceea ce impune apoi extragerea radacinii patrata din suma obtinuta.

Daca se considera $\overline{e_n}$ si $\overline{i_n}$ independente, atunci efectul tuturor acestor tensiuni de zgomot prezente simultan poate fi exprimat prin densitatea de zgomot totala la intrare $\overline{e_N}$:

$$\overline{e_N^2} = \overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2, \quad (11.5)$$

relatie ce rezulta din principiul conservarii puterilor.

În concluzie se evidentiaza trei surse de zgomot distincte: una reprezentata de însusi amplificatorul considerat ($\overline{e_n}$), a doua determinata de sursa de semnal ($\overline{e_R}$), iar a treia de produsul dintre curentul de zgomot al amplificatorului si rezistenta interna a sursei ($\overline{i_n} R_{gen}$).

Relatia dintre cele trei componente se poate cerceta cu ajutorul ecuatiei (11.3) rescrisa sub forma:

$$NF = 10 \lg \frac{S_{in} N_{iesire}}{S_{iesire} N_{in}}. \quad (11.6)$$

Daca G_p este câstigul în putere al amplificatorului, atunci:

$$N_{iesire} = G_p \overline{e_N^2}. \quad (11.7)$$

Înlocuind (11.7) în (11.6) se obtine:

$$NF = 10 \lg \frac{S_{in} G_p \overline{e_N^2}}{S_{in} G_p \overline{e_R^2}} \quad (11.8)$$

sau:

$$NF = 10 \lg \frac{\overline{e_N^2}}{\overline{e_R^2}}, \quad (11.9)$$

ceea ce justifica relatia (11.4).

Înlocuind (11.5) în (11.9) se obtine:

$$NF = 10 \lg \frac{\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2}{\overline{e_R^2}}. \quad (11.10)$$

În concluzie:

$$NF = 10 \lg \left(1 + \frac{\overline{e_n^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2}{\overline{e_R^2}} \right). \quad (11.11)$$

Din (11.11) se observa ca daca R_{gen} este mica, tensiunile de zgomot vor avea ponderea cea mai semnificativa, în timp ce, pentru valori mari ale R_{gen} , curentul de zgomot devine important.

Având în vedere ca tranzistoarele cu efect de câmp (*TEC*) au curenti foarte mici, apare ideea preferarii amplificatoarelor cu etaje de intrare cu *TEC*-uri, mai ales în cazul surselor cu R_{gen} mari.

De asemenea, nu trebuie pierdut din vedere faptul ca valoarea cifrei de zgomot data de (11.11) este valabila pentru o anumita sursa, cu o anumita R_{gen} data si la o anumita frecventa sau într-o anumita banda de frecventa.

11.3. CALCULUL TENSIUNII TOTALE DE ZGOMOT

Asa cum se observa din ecuatiile anterioare, tensiunea de zgomot totala se determina însumând patratic termenii care reprezinta sursele de zgomot implicate si apoi extragând radacina patrata din aceasta suma. În concluzie se va opera în general cu puteri de zgomot.

Pentru amplificator si o sursa de semnal date, calculul tensiunii de zgomot totale impune cunoasterea fiecarui termen al ecuatiei (11.5). De multe ori fabricantii pun la dispozitie reprezentari grafice privind zgomotul produs în amplificatoarele oferite utilizatorilor; tensiunea de zgomot totala la intrare $\bar{e}_N$ este reprezentata în raport cu frecventa, pentru diferite valori ale rezistentei sursei R_{gen} (fig. 11.3).

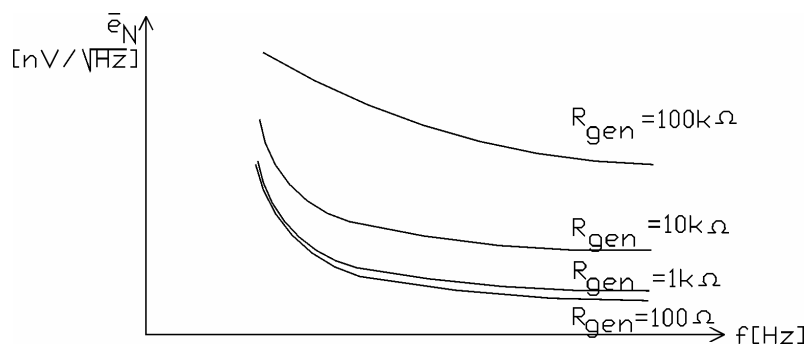


Fig. 11.3

Alteori fabricantii pun la dispozitie doua grafice distincte reprezentând dependenta tensiunii de zgomot, respectiv a curentului de zgomot, în functie de frecventa (v. fig. 11.2).

În aceasta situatie valorile tensiunii sau curentului de zgomot la o anumita frecventa pot fi determinate cu usurinta, considerând curba corespunzatoare valorii curente a rezistentei sursei, sau, prin interpolare, atunci când R_{gen} au valoare intermediara.

Daca graficele mentionate nu sunt cunoscute, determinarea zgomotului devine mai laborioasa.

Sa presupunem ca se cere determinarea tensiunii de zgomot echivalente totale la intrare, pe unitate de frecventa, pentru un amplificator care opereaza la temperatura camerei (300 K), la frecventa data f_0 si este atacat cu o sursa de rezistenta R_{gen} data.

În primul rând trebuie aflata valoarea tensiunii de zgomot echivalente produsa de R_{gen} ($\overline{e_R}$). Asa cum s-a mentionat, zgomotul produs de R_{gen} este un zgomot termic (alb). Aceasta se poate determina cu ecuatia:

$$P = 4kTB \quad [\text{W}], \quad (11.12)$$

în care P reprezinta puterea de zgomot termic produsa la o temperatura data T [K], într-o anumita banda de frecventa B [Hz] de rezistenta în discutie (k este constanta lui Boltzmann, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [JK⁻¹]). Puterea de zgomot termic (P) a sursei se poate reprezenta în doua moduri:

$$P = \frac{\overline{e_R^2}}{R_{gen}} = 4kTB \quad \text{sau} \quad P = \overline{i_R^2} R_{gen} = 4kTB \quad (11.13)$$

Din aceste ecuatii se obtin puterea tensiunii de zgomot echivalent $\overline{e_R^2}$, respectiv puterea curentului de zgomot echivalent $\overline{i_R^2}$:

$$\overline{e_R^2} = 4kTB R_{gen} \quad [\text{V}^2], \quad (11.14)$$

$$\overline{i_R^2} = \frac{4kTB}{R_{gen}} \quad [\text{A}^2], \quad (11.15)$$

de unde obtinem:

$$\overline{e_R} = \sqrt{4kTB R_{gen}} \quad [\text{V}], \quad (11.16)$$

$$\overline{i_R} = \sqrt{\frac{4kTB}{R_{gen}}} \quad [\text{A}], \quad (11.17)$$

adica tensiunea de zgomot efectiva echivalenta a sursei, respectiv curentul de zgomot efectiv echivalent al sursei.

Daca acest calcul al marimilor $\overline{e_R}$, $\overline{i_R}$ se face pentru o largime de banda de 1 Hz si o temperatura ambianta de 300 K, atunci rezultatele se pot reprezenta grafic asa ca în figura 11.4, unde indicele s (adaugat în plus, dupa R) indica faptul ca $\overline{e_{Rs}}$ si $\overline{i_{Rs}}$ sunt marimile $\overline{e_R}$ si $\overline{i_R}$ calculate specific (pe unitatea de banda).

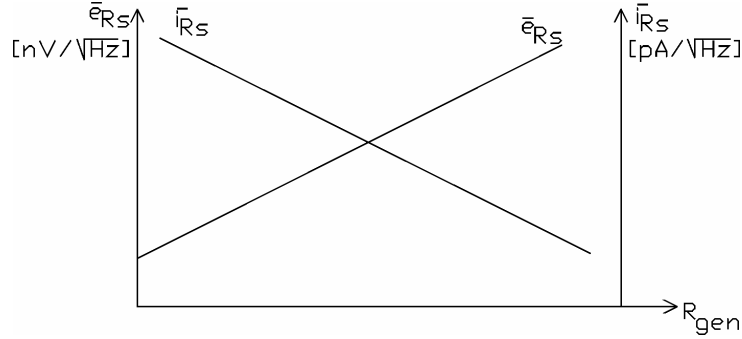


Fig. 11.4

În concluzie, pentru determinarea tensiunii de zgomot $\overline{e_R}$ se poate folosi ecuația (11.12), sau se poate face apel la reprezentările grafice din figura 11.4.

Calcularea zgomotului total de intrare se poate face, deci, parcurgând următoarele etape :

- se determina $\overline{e_R}$ folosind ecuația (11.4) sau reprezentarea grafică din figura 11.4;
- se citește $\overline{e_n}$ corespunzătoare frecvenței f_0 , folosind reprezentarea grafică din figura 11.2;
- se citește $\overline{i_n}$ corespunzător frecvenței f_0 , folosind reprezentarea grafică din figura 11.2 și se înmulțește valoarea citită cu rezistența R_{gen} a sursei;
- se determina $\overline{e_N^2}$ folosind ecuația (11.5), iar apoi se extrage rădăcina patrata:

$$\overline{e_N} = \sqrt{\overline{e_R^2} + \overline{e_N^2} + \overline{i_n^2 R_{gen}^2}} \quad [\text{nV/Hz}^{1/2}] ,$$

ceea ce reprezintă tensiunea de zgomot efectivă echivalentă totală la intrare, corespunzătoare unei lărgimi de bandă de 1Hz și unei frecvențe de lucru f_0 . Acest rezultat poate să difere ușor față de rezultatul care s-a obținut direct, folosind reprezentările grafice din figura 11.3, datorită erorilor inerente care se fac la “citirea” unui grafic.

Dacă se dorește calcularea tensiunii de zgomot totale într-o bandă dată de frecvență, atunci se poate proceda la integrarea zgomotului calculat anterior pe intervalul de frecvențe impus. Se disting următoarele situații :

- a) dacă domeniul de frecvențe urmărit $[f_1, f_2]$ se încadrează în banda corespunzătoare reprezentării grafice din figura 11.2, atunci se înmulțește $\overline{e_N}$ calculat anterior cu $\sqrt{B}$, unde B este lungimea intervalului de frecvențe, $B = f_2 - f_1$, adică :

$$\overline{e_N^*} = \overline{e_N} \sqrt{B} \quad [\mu\text{V}]$$

b) dacă domeniul de frecvențe urmărit $[f_1, f_2]$ nu se încadrează în banda corespunzătoare reprezentării grafice din figura 11.2, atunci domeniul $[f_1, f_2]$ va fi împărțit în mai multe subintervale și se va face calculul puterilor de zgomot pe fiecare din acestea.

Se multiplică rezultatele obținute cu lungimile celor n ($i = 1, 2, \dots, n$) subintervale corespunzătoare, se face suma și apoi se extrage rădăcina pătrată :

$$\overline{e_N^*} = \sqrt{\overline{e_R^2} B + \sum_{i=1}^n (\overline{e_n^2} + \overline{i_n^2} + R_{gen}^2) B_i}. \quad (11.18)$$

Subintervalele pot avea, în general, lungimi de 1-3 octave.

Aplicatie numerica. Se cere determinarea tensiunii de zgomot efectivă echivalentă pentru un amplificator care lucrează în banda 50 Hz ÷ 10 kHz, fiind atacat de o sursă cu $R_{gen} = 2 \text{ k}\Omega$. Temperatura de lucru este 300 K.

Etapile rezolvării sunt următoarele :

– se citește $\overline{e_R}$ din figura 11.4 corespunzător unei $R_{gen} = 2 \text{ k}\Omega$. Se determină $\overline{e_R^2}$ prin ridicare la pătrat și se multiplică cu lungimea intervalului de frecvențe :

$$\overline{e_R} = 6 \text{ nV/Hz}^{1/2},$$

$$\overline{e_R^2} = 36 \text{ nV}^2/\text{Hz},$$

$$\overline{e_R^2} B = 36 \cdot 9950 = 358\,200 \text{ nV}^2;$$

– se împarte domeniul de frecvențe [50 Hz, 10 kHz] în subintervale, de exemplu: [50 Hz], [100 Hz, 300 Hz], [300 Hz, 1000 Hz] și [1000 Hz, 10 000 Hz];

– pentru fiecare subinterval menționat, se parcurg următorii pași :

a) se citește din figura 11.2 o valoare medie pentru $\overline{e_N}$, se ridică la pătrat și se determină $\overline{e_n^2}$;

b) se citește din figura 11.2 o valoare medie pentru $\overline{i_n}$, se multiplică cu R_{gen} și se ridică la pătrat. Se obține astfel termenul $\overline{i_n^2} R_{gen}^2$;

c) se adună termenii $\overline{e_n^2}$ și $\overline{i_n^2} R_{gen}^2$ și se multiplică cu lungimea subintervalului B_i . Se obține apoi $(\overline{e_n^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2) B_i$.

Astfel, pentru primul subinterval [50 Hz, 100 Hz]:

$$\overline{e_n} = 17,5 \text{ nV/Hz}^{1/2} \text{ (citită la mijlocul subintervalului, } f = 75 \text{ Hz)}$$

$$\overline{e_n^2} = 306 \text{ nV}^2/\text{Hz},$$

$$\overline{i_n} = 0,85 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}},$$

$$\overline{i_n^2 R_{gen}^2} \cong 3 \text{ nV}^2/\text{Hz},$$

$$(e_N^2 + \overline{i_n^2 R_{gen}^2})(100 \text{ Hz} - 50 \text{ Hz}) = 15\,450 \text{ nV}^2;$$

– se aduna rezultatele corespunzatoare fiecarui subinterval si de asemenea, termenul $\overline{e_R^2} B$. Se determina astfel :

$$\overline{e_N^2} = 1\,214\,650 \text{ nV}^2;$$

– se determina $\overline{e_N}$:

$$\overline{e_N} = \sqrt{1\,214\,650} \text{ nV} \cong 1100 \text{ nV} = 1,1 \mu\text{V}.$$

11.4. CALCULUL CIFREI DE ZGOMOT SI AL RAPORTULUI SEMNAL/ZGOMOT

Cifra de zgomot si raportul semnal/zgomot se pot determina usor daca se cunoaste tensiunea de zgomot efectiva echivalenta totala în domeniul de frecvente urmarit.

De exemplu, în cazul aplicatiei numerice anterioare, cifra de zgomot se determina cu ajutorul ecuatiei (11.9) :

$$NF = 10 \lg \frac{\overline{e_N^2}}{e_{Rgen}^2} = 10 \lg \frac{1\,214\,650}{358\,200} = 5,3 \text{ dB}.$$

Pentru a determina raportul semnal/zgomot trebuie cunoscuta valoarea efectiva a tensiunii sursei V_S . În acest caz raportul semnal/zgomot se defineste ca fiind logarithmul raportului dintre puterea sursei de semnal si puterea de zgomot totala obtinute pe aceeasi rezistenta :

$$\frac{S}{N} = 10 \lg \frac{V_S^2}{e_N^2} \quad (11.19)$$

sau

$$\frac{S}{N} = 20 \lg \frac{V_S}{e_N}. \quad (11.20)$$

Pentru aplicatia numerica de mai înainte, în cazul unei surse de semnal care genereaza $V_S = 4 \text{ mV}$, se obtine :

$$\frac{S}{N} = 20 \lg \frac{4 \cdot 10^{-3}}{1,1 \cdot 10^{-6}} = 71,2 \text{ dB}.$$

Se observa ca se pot obtine reprezentari grafice ale cifrei de zgomot NF în functie de frecventa, pentru diferite valori ale rezistentei sursei R_{gen} si pentru orice dependenta $\bar{e}_n(f)$ sau $\bar{i}_n(f)$ cunoscuta. Realizarea unei reprezentari grafice unice din care sa reiasa dependenta dintre variatiile NF , $\bar{e}_n$, $\bar{i}_n$, R_{gen} si f este imposibila. Totusi, neglijând fie $\bar{e}_n$, fie $\bar{i}_n$, se pot obtine reprezentari ca cea din figura 11.5, unde este descrisa variatia $\bar{e}_n$ în functie de R_{gen} , având NF ca parametru, în conditiile neglijarii marimilor $\bar{e}_R$ si $\bar{i}_n$.

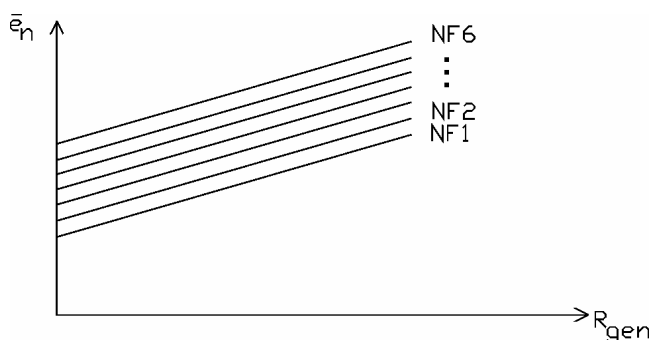


Fig. 11.5

Aceasta reprezentare este utila în cazul amplificatoarelor operationale, daca $R_{gen} < 2000$ si mai ales în cazul tranzistoarelor cu efect de câmp, pentru care la orice valoare a R_{gen} , $\bar{i}_n$ are o influenta nesemnificativa.

Reprezentarea din figura 11.5 se poate folosi pentru determinarea NF daca $\bar{e}_n$ si R_{gen} sunt cunoscute, sau pentru determinarea lui $\bar{e}_n$ daca NF si R_{gen} sunt date si înca pentru gasirea valorii maxime a rezistentei R_{gen} pentru o anumita valoare maxima admisibila a NF în conditiile unei $\bar{e}_n$ date. Nu trebuie însa uitat faptul ca aceste determinari sunt corecte cu conditia ca $\bar{i}_n$ sa fie neglijabil la frecventa de lucru la care se doreste cunoasterea lui NF si $\bar{e}_n$ si pentru o lungime de banda de 1 Hz. Daca se are în vedere o anumita banda B , atunci $\bar{e}_n$ trebuie multiplicata cu $\sqrt{B}$.

11.5. IMPORTANTA CIFREI DE ZGOMOT

Cifra de zgomot este usor de calculat deoarece cunoasterea tensiunii sursei V_s nu este necesara (v. ecuatiile 11.8 si 11.9). Din acest motiv, s-ar putea crede ca NF este singurul parametru important, lucru extrem de riscant, având în vedere ca, în realitate, în orice sistem audio, video sau de transmisie numerica a datelor, ceea ce se doreste este un raport semnal/zgomot la iesire (S/N_{iesire}) cât mai bun, acesta

fiind scopul final al analizei. De exemplu, în cazul unui $\overline{i_n}$ de valori foarte mici, pentru a obține o cifra de zgomot NF mica, s-ar putea alege o sursă cu R_{gen} mare (v. ecuația 11.11), unde termenul $\overline{i_n^2 R_{gen}}$ dispare datorită lui $\overline{i_n}$, în timp ce numitorul $\overline{e_R^2}$ crește cu creșterea lui R_{gen} . În același timp însă, $\overline{e_R}$ capătă valori semnificative, devenind mai importantă chiar decât $\overline{e_n}$, rezultatul fiind un raport semnal/zgomot la ieșire (S/N_{iesire}) nesatisfăcător (v. ecuațiile 11.19 și 11.20), deși cifra de zgomot NF este acceptabilă.

În concluzie, ideea ca o cifra de zgomot NF cât mai mică asigură un zgomot redus la ieșire este gresită și ca atare trebuie respinsă.

Un raport S/N maxim se obține dacă $R_{gen} = 0$. Așa cum s-a văzut (ecuația 11.16), $\overline{e_R}$ este puternic dependentă de temperatură, așa încât o cale de reducere a tensiunii $\overline{e_R}$ este asigurarea unei temperaturi reduse a mediului la sursa de semnal, de exemplu prin răcire cu heliu lichid, care are o temperatură de 4 K. Aceasta metodă este extrem de costisitoare, dar acceptabilă, de exemplu în cazul comunicațiilor între sateliți și stațiile terestre și, în general, în aplicațiile legate de cercetarea spațiului cosmic, unde distanțele imense care trebuie străbatute de semnale, deși cu viteza luminii, determină timpi de transmisie foarte mari, ceea ce conduce la reducerea drastică a raportului semnal/zgomot.

11.5.1. Rezistența optimă a sursei de semnal

Un termen important în analiza este rezistența sursei de semnal. Rezistența optimă a sursei de semnal, R_{opt} , este valoarea rezistenței R_{gen} , pentru care, într-un sistem dat și la o frecvență dată, cifra de zgomot NF este minimă.

Pentru a determina valoarea R_{opt} , se derivează expresia (11.10) în raport cu R_{gen} și se egalează aceasta derivată cu zero. Astfel se obține :

$$\frac{d(NF)}{dR_{gen}} = \frac{10}{\ln 10} \left(\ln \frac{\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2 R_{gen}^2}}{\overline{e_R^2}} \right). \quad (11.21)$$

Tinând cont că $\overline{e_R^2} = 4 \cdot kTB R_{gen}$, se obține:

$$\frac{d(NF)}{dR_{gen}} = 4,34 \frac{(4kTB + 2\overline{i_n^2} \cdot R_{gen}) \cdot \overline{e_R^2} - (\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2 R_{gen}^2}) 4kTB}{(\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2 R_{gen}^2}) \cdot \overline{e_R^2}}.$$

Rezolvând ecuatia $\frac{d(NF)}{dR_{gen}} = 0$, se obtine:

$$(4kTB + 2\overline{i_n^2}R_{gen}) \cdot 4kTBR_{gen} = (\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2}R_{gen}^2) \cdot 4kTB,$$

sau

$$2\overline{i_n^2}R_{gen}^2 = \overline{e_n^2} + \overline{i_n^2}R_{gen}^2,$$

adica :

$$R_{opt} = \frac{\overline{e_n}}{\overline{i_n}}. \quad (11.22)$$

Daca se înlocuieste R_{gen} cu valoarea R_{opt} în ecuatia (11.11), se obtine expresia cifrei de zgomot optime. În general cifra de zgomot NF este o functie dependenta de rezistenta sursei de semnal si de frecventa de lucru si, în acest sens, se pot trasa curbe de $NF = \text{const.}$ într-un sistem de referinta având pe axe R_{gen} si f . În figura 11.6 sunt prezentate aceste curbe.

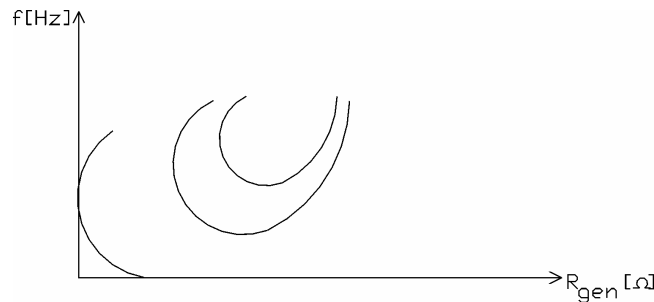


Fig. 11.6

Comparativ pentru un tranzistor bipolar si un *TECJ*, se observa ca pentru aceeasi valoare a cifrei de zgomot NF , tranzistorul cu efect de câmp necesita o rezistenta a sursei R_{gen} mai mare.

Aplicatie numerica. Se cere sa se determine R_{opt} pentru o cifra de zgomot minima la frecventa de lucru 600 Hz pentru un amplificator operational caracterizat de curbele din figura 11.2.

Pentru rezolvare, se citesc valorile tensiunii de zgomot $\overline{e_n}$ si curentului de zgomot $\overline{i_n}$ corespunzatoare frecventei de 600 Hz. Se obtin $\overline{e_n} = 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ si $\overline{i_n} = 0,66 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, si, înlocuind în (11.22), rezulta $R_{opt} = 15,15 \text{ k}\Omega$. Folosind reprezentarea grafica din figura 11.3, se observa ca unei rezistente $R_{gen} = R_{opt}$ îi corespunde o tensiune de zgomot totala la intrare $e_N = 20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, în timp ce, de

exemplu, pentru o rezistentă a sursei R_{gen} în intervalul $(0 \div 100) \Omega$ valoarea aceleiași tensiuni de zgomot este de numai $10 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$.

Concluzia evidentă este că folosirea unei surse de semnal cu $R_{gen} = R_{opt}$ conduce doar la obținerea unei cifre de zgomot NF minime, nu și a unui zgomot redus. Pentru a realiza și acest lucru în situația $R_{gen} = R_{opt}$, trebuie îndeplinită încă o condiție și anume $\overline{e_R^2} = mR_{gen}$, ceea ce se obține dacă se folosește un anumit tip de cuplaj prin transformator (semnificația coeficientului m se arată în subcapitolul următor).

11.5.2. Raportul optim semnal/zgomot

Raportul semnal/zgomot dat de ecuația (11.19) poate fi rescris sub forma :

$$S/N = 10 \lg \frac{V_S^2}{(e_n^2 + e_R^2 + i_n^2 R_{gen}^2) B} . \quad (11.23)$$

Se aplică același procedeu ca în cazul obținerii R_{opt} pentru (NF) minimă și rezultă:

$$\frac{d(S/N)}{dR_{gen}} = 4,34 \frac{2 \frac{dV_S}{dR_{gen}} (\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2) - V_S (4kTB + 2\overline{i_n^2} R_{gen})}{V_S (\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2)} . \quad (11.24)$$

Din ecuația (11.24) reiese că valoarea căutată pentru R_{gen} , la care S/N atinge un extrem, se poate determina dacă se cunoaște dependența $V_S(R_{gen})$. Totodată se observă că $\frac{d(S/N)}{dR_{gen}} > 0$, adică S/N crește cu creșterea rezistenței R_{gen} , atunci când

numărătorul expresiei din (11.24) este pozitiv.

Se i-au în discuție trei situații:

- 1) $V_S^2 = m^2 R_{gen}$,
- 2) $V_S = mR_{gen}$,
- 3) $V_S < m\sqrt{R_{gen}}$.

1) Condiția: $V_S^2 = m^2 R_{gen}$ se poate realiza dacă se folosește un cuplaj prin transformator. În această situație $V_S = m\sqrt{R_{gen}}$ și deci:

$$\frac{dV_S}{dR_{gen}} = \frac{m}{2\sqrt{R_{gen}}} . \quad (11.25)$$

Înlocuind (11.25) în (11.24) si punând conditia $\frac{d(S/N)}{dR_{gen}} > 0$, se ajunge la:

$$\frac{2m}{2\sqrt{R_{gen}}}(\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2) > m\sqrt{R_{gen}}(4kTB + 2\overline{i_n^2} R_{gen})$$

Efectuând calculele, obținem:

$$\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2 > 4kTB R_{gen} + 2\overline{i_n^2} R_{gen}^2 \quad (11.26)$$

Tinând cont de faptul ca $\overline{e_R^2} > 4kTB R_{gen}$, relatia devine:

$$\overline{e_n^2} > \overline{i_n^2} R_{gen},$$

sau

$$R_{gen} < \frac{\overline{e_n^2}}{\overline{i_n^2}} = R_{opt}. \quad (11.27)$$

Concluzia este ca, daca $V_S^2 = m^2 R_{gen}$, atunci raportul S/N va creste cu cresterea lui R_{gen} atâta timp cât $R_{gen} < R_{opt}$.

2) În situatia $V_S = mR_{gen}$, se obtine $\frac{dV_S}{dR_{gen}} = m$. Procedând ca în cazul anterior, se ajunge la:

$$\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} > 0. \quad (11.28)$$

Concluzia care rezulta este ca daca $V_S = m \cdot R_{gen}$, atunci raportul S/N creste cu cresterea lui R_{gen} , oricare ar fi aceasta crestere. Asa stând lucrurile, se deduce ca este logica utilizarea unei surse de semnal cu o rezistenta R_{gen} cât mai mare posibila.

3) În cazul $V_S < m\sqrt{R_{gen}}$, obtinerea unui raport S/N optim este de asemenea posibila. Daca, de exemplu, $V_S = mR_{gen}^{0,4}$, atunci $\frac{dV_S}{dR_{gen}} = \frac{0,4 \cdot m}{R_{gen}^{0,6}}$ si, înlocuind în relatia (11.24) si impunând $\frac{d(S/N)}{dR_{gen}} > 0$, se obtine:

$$0,8 \cdot (\overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2) > 4kTB R_{gen} + 2\overline{i_n^2} R_{gen}^2,$$

sau

$$0,8 \cdot \overline{e_n^2} > 0,2\overline{e_R^2} + 1,2\overline{i_n^2} R_{gen}^2,$$

adica:

$$\overline{e_n^2} > 0,25 \cdot \overline{e_R^2} + 1,5 \cdot \overline{i_n^2} R_{gen}^2. \quad (11.29)$$

Deci raportul S/N creste cu cresterea lui R_{gen} atata timp cat (11.29) se verifica adica, cel putin pentru:

$$\overline{e_n^2} = 0,25 \cdot \overline{e_R^2} + 1,5 \cdot \overline{i_n^2} R_{gen}^2. \quad (11.30)$$

Analizând rezultatele din cele 3 cazuri, se poate concluziona ca modificarea lui R_{gen} , în particular prin înscrierea unei rezistente cu sursa de semnal, în vederea satisfacerii conditiei $R_{gen} = R_{opt}$, nu este recomandabila. Aceasta ajustare are sens daca se foloseste un cuplaj prin transformator si este posibila prin controlul raportului de spire. O alta solutie este proiectarea sursei si deci, revizuirea valorii R_{gen} în cazul în care R_{opt} este cunoscuta. Marimea valorii rezistentei R_{gen} a unei surse de semnal existente în vederea asigurarii conditiei $R_{gen} = R_{opt}$ este acceptata atunci când tensiunea de intrare V_S creste si ea cu R_{gen} .

Aplicatie numerica. Semnalul provenit de la un traductor cu o impedanta proprie $R_{gen} = 10 \text{ k}\Omega$ este aplicat la intrarea unui amplificator cu factorul de amplificare $A_V = 100$, având tensiunea de zgomot si curentul de zgomot $\overline{i_n} = 0,01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ la frecventa de 1 kHz si operând în banda $10 \text{ Hz} \div 10 \text{ kHz}$. Amplificatorul este de tip neinversor, iar caracteristicile de zgomot se considera liniare. Se doreste sa se determine R_{opt} , NF si tensiunea de zgomot totala la intrare e_N , când traductorul este conectat la intrare fara a afecta câstigul amplificatorului, iar zgomotul rezistentelor retelei de reactie se neglijeaza. Se vor considera doua situatii distincte:

- rezistenta R_{opt} este asigurata si
- traductorul este conectat direct la amplificator.

Pentru rezolvare, se determina în primul rând R_{opt} la 1 kHz, folosind ecuatia (11.22):

$$R_{opt} = \frac{\overline{e_n^2}}{\overline{i_n^2}} = \frac{12 \cdot 10^{-9}}{0,01 \cdot 10^{-12}} = 1,2 \text{ M}\Omega$$

În cazul a), circuitul are configuratia din figura 11.7.

Tensiunea de zgomot totala la intrare se calculeaza cu ecuatia (11.5), pentru $R_{gen} = R_{opt}$. În acest scop:

- se citeste $\overline{e_R}$ din figura 11.4: pentru $R = R_{opt} = 1,2 \text{ M}\Omega$ se obtine $\overline{e_R} = 130 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Rezulta $\overline{e_n^2} = 16 \text{ 900 nV}^2/\text{Hz}$;
- se calculeaza $\overline{e_n^2} : \overline{e_n^2} = (12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 = 144 \text{ nV}^2/\text{Hz}$;

– se calculeaza $\overline{i_n^2} \cdot \overline{R_{opt}^2} =$
 $= (0,01 \cdot 1200)^2 = 144 \text{ nV}^2/\text{Hz};$
 – se calculeaza termenul
 $\overline{e_N^2}$ cu ajutorul ecuatiei (11.5):

$$\overline{e_N^2} = \overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_{gen}^2,$$

iar apoi se multiplica cu $B = 9950 \text{ Hz}$
 si rezulta:

$$\overline{e_N^{*2}} = \overline{e_N^2} B = 171\,708\,120 \text{ nV}$$

sau

$$\begin{aligned} \overline{e_{Na}^{*2}} &= \sqrt{\overline{e_N^2} B} = \\ &= \sqrt{171\,708\,120} = 13,1 \mu\text{V}. \end{aligned}$$

Pentru calculul cifrei de zgomot NF se foloseste ecuatie (11.9):

$$NF = 10 \lg \frac{\overline{e_N^{*2}}}{\overline{e_R^2} B} = 10 \lg \frac{171\,708\,120}{168\,831\,000} = 10 \lg 1,017 = 0,06 \text{ dB},$$

valoare într-adevar foarte mica.

În cazul b), configuratia circuitului este ca în figura 11.8.

Urmând acelasi procedeu ca în cazul a), dar pentru $R = R_{gen} = 10 \text{ k}\Omega$, se va obtine:

$$\overline{e_R^2} = 13,5 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

si, în final, $\overline{e_N^{*2}} = 1,8 \mu\text{V}$ considerabil inferioara valorii din situatia a), în timp ce cifra de zgomot :

$$NF_b = 10 \lg \frac{\overline{e_N^{*2}}}{\overline{e_R^2}} = 2,5 \text{ dB}.$$

Evident cifra de zgomot este o masura a zgomotului amplificatorului în raport cu zgomotul sursei de semnal.

În consecinta, asa cum reiese din aplicatia numerica anterioara, este contraindicata înscrierea unei rezistente cu sursa de semnal pentru îmbunatatirea cifrei de zgomot NF ; rezultatul final este o cifra de zgomot superioara, dar, în acelasi timp, o degradare importanta a raportului S/N . În concluzie, este preferabil sa se lucreze

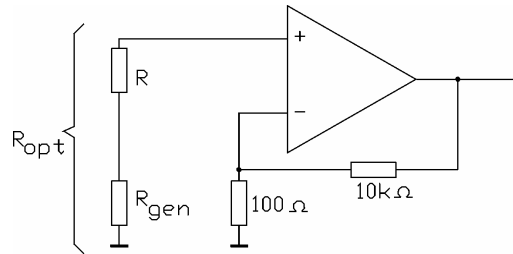


Fig. 11.7

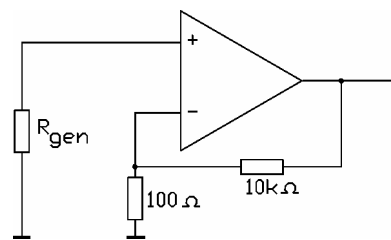


Fig. 11.8

cu R_{gen} existenta sau, în cel mai bun caz, sa se utilizeze un cuplaj prin transformator. Legat de aceasta, se ia în considerare uneori un asa numit “factor de îmbunatatire” (I), calculat pe baza raportului dintre S/N dupa modificare si S/N initial.

În exemplul urmator se va arata ca pentru un amplificator operational cu reactie ideal, tensiunea de zgomot echivalenta la intrare nu depinde de câștigul amplificatorului.

Aplicatie numerica. Amplificatorul din figura 11.9 lucreaza la frecventa $f = 1$ kHz si este atacat de o sursa de semnal cu $R_{gen} = 1$ k Ω . Valorile rezistentelor rețelei de reactie sunt: $R_1 = 100$ k Ω si $R_2 = 1$ k Ω . Caracteristicile de zgomot sunt

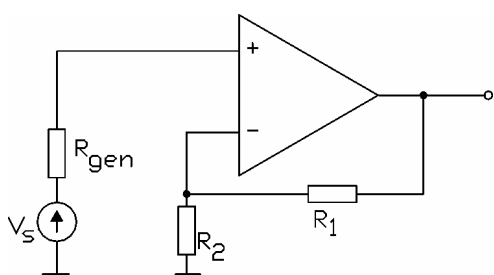


Fig. 11.9

cele din figura 11.2. Se cere sa se determine tensiunea de zgomot echivalenta la intrarea amplificatorului.

În acest caz, zgomotul termic produs de rezistentele rețelei de reactie nu trebuie neglijat. Efectele acestora se traduc printr-un generator de tensiune de zgomot termic echivalent $\bar{e}_{R_1 // R_2}$ care se înseriaza cu $\bar{e}_R$ si printr-o tensiune de zgomot suplimentara $\bar{i}_n(R_1 // R_2)$ datorata parcurgerii de catre $\bar{i}_n$ a rezistentei echivalente $R_1 // R_2$,

plasata în serie cu R_{gen} , având în vedere ca $\bar{i}_n$ o strabate si pe aceasta din urma.

Astfel se stie configuratia echivalenta din figura 11.10.

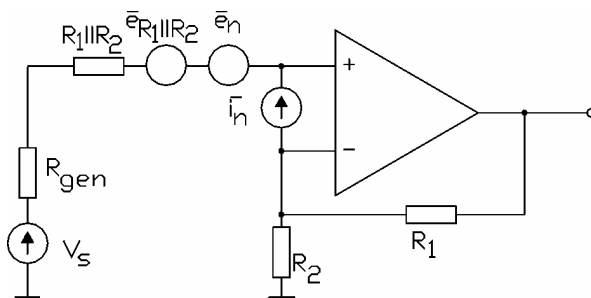


Fig. 11.10

Pentru rezolvarea problemei se parcurg urmatoarele etape:

– se citeste $\bar{e}_R$ din figura 11.4, pentru $R_{gen}=1$ k Ω :

$$\bar{e}_R = 4,55 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

si rezulta $\bar{e}_R^2 = 20,7 \text{ nV}^2/\text{Hz}$;

- se citește $\bar{e}_{R_1 // R_2}$ din figura 11.4, pentru $R_1 // R_2 \cong 1 \text{ k}\Omega$ si va rezulta:

$$\bar{e}_{R_1 // R_2} = 4,55 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}},$$

adica:

$$\bar{e}_{R_1 // R_2}^2 = 20,7 \text{ nV}^2/\text{Hz};$$

- se citește $\bar{e}_n$ din figura 11.2, pentru $f = 1 \text{ kHz}$, rezultând:

$$\bar{e}_n = 9,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}},$$

si deci:

$$\bar{e}_n^2 = 90,25 \text{ nV}^2/\text{Hz},$$

- se citește $\bar{i}_n$ din figura 11.2, pentru $f = 1 \text{ kHz}$ si se obtine:

$$\bar{i}_n = 0,65 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}};$$

- se multiplica $\bar{i}_n$ cu $R_{gen} + R_1 // R_2$ si se ridica la patrat:

$$\bar{i}_n^2 \cdot (R_{gen} + R_1 // R_2)^2 = 1,69 \text{ nV}^2/\text{Hz};$$

- se calculeaza $\bar{e}_N^2$ cu ecuatia (11.5):

$$\bar{e}_N^2 = 133,29 \text{ nV}^2/\text{Hz},$$

de unde rezulta tensiunea de zgomot efectiva echivalenta la intrare:

$$\bar{e}_N = \sqrt{\bar{e}_N^2} = 11,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

Asa cum se vede, câștigul amplificatorului nu este implicat în calculul tensiunii de zgomot.

11.6. TEHNICI PENTRU CALCULUL TENSIUNII DE ZGOMOT

În acest subcapitol sunt prezentate câteva tehnici utile pentru operarea asupra surselor de zgomot din circuite, ținând cont de faptul ca, în general, acestea sunt raportate la intrare.

Aceste tehnici nu sunt altceva decât aplicatii ale teoremelor generale ale retelelor electrice. Fiind usor de utilizat la calculul tensiunii de zgomot pe de o parte si fiind bine cunoscute de la cursurile “Bazele electrotehnicii “ si “Semnale, circuite si sisteme”, pe de alta parte, nu ramâne aici decât sa se prezinte succint, dar concret, aceste tehnici de calcul al tensiunii de zgomot.

Teorema superpozitiei. Într-o retea electrica liniara fiecare tensiune sau curent produse de generatoarele din circuit este egal cu suma contributiilor fiecarui generator daca ar actiona singur în retea (v. fig. 11.11).

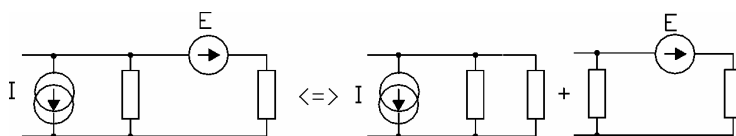


Fig. 11.11

Teoremele lui Vaschy. Se refera la generatoarele de tensiune si la cele de curent:

a. *Teorema lui Vaschy pentru generatoare de tensiune.* Tensiunile si curentii dintr-o retea liniara sau neliniara nu se modifica daca se introduc în fiecare din laturile convergente, într-un nod al retelei, generatoare de tensiuni electromotoare egale si orientate identic fata de nod.

Aceasta teorema permite “transferul” oricarui generator de tensiune dintr-o latura a unui circuit în fiecare din laturile care converg în acelasi nod cu latura data, în vederea pasivizarii unui element de retea (v. fig. 11.12).

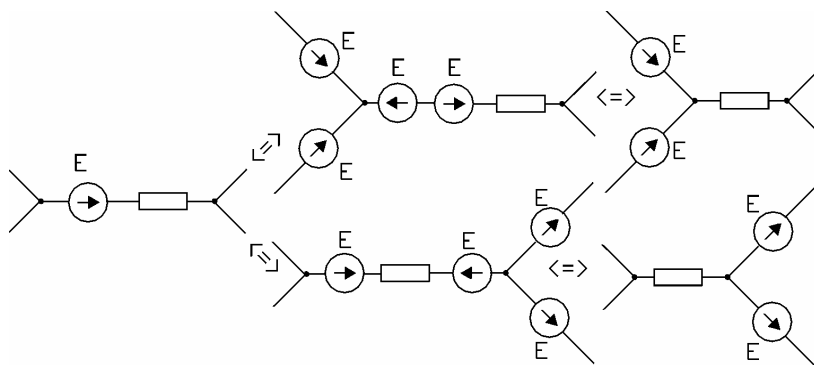


Fig. 11.12

b. *Teorema lui Vaschy pentru generatoare de curent.* Tensiunile si curentii dintr-o retea liniara sau neliniara nu se modifica daca se introduc în paralel cu fiecare din laturile unui ochi de retea generatoare de curent egale si orientate identic fata de sensul de parcurgere a ochiului.

Teorema permite “transferul” oricarui generator de curent dintr-o latura a unui circuit în paralel cu fiecare latura care împreuna cu latura data formeaza un ochi de retea, în vederea pasivizarii unui element de retea (v. fig. 11.13)

Teoremele generatoarelor echivalente Thévenin-Norton. Orice retea electrica liniara este echivalenta, între doua noduri oarecare, fie cu generatorul Thévenin (de tensiune – a)), fie cu generatorul Norton (de curent – b)), conform figurilor 11.14.

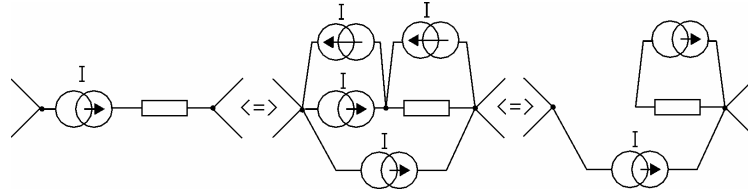


Fig. 11.13

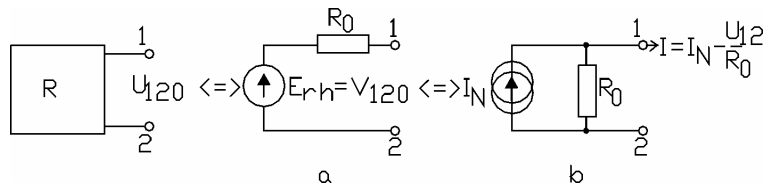


Fig. 11.14

Rezistenta R_0 reprezinta rezistenta echivalenta între nodurile (1) si (2) ale rețelei R pasivizate; E_{rh} reprezinta tensiunea dintre nodurile (1) si (2) la mers în gol, iar I_N reprezinta curentul care se stabileste daca se scurtcircuitueaza nodurile (1)

si (2): $I_N = \frac{U_{120}}{R_0}$.

În cazul unui diport (fig. 11.15) se pot utiliza ecuatiile:

$$\begin{aligned} U_i &= k_{11}U_0 + k_{12}I_0 \\ I_i &= k_{21}U_0 + k_{22}I_0 \end{aligned} \quad (11.31)$$

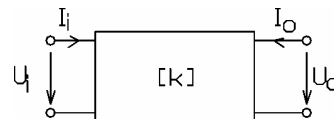


Fig. 11.15

Aceste ecuatii pun în evidenta o matrice $[k] = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$ ale carei elemente

se pot defini si masura usor :

$$k_{11} = \left. \frac{U_i}{U_0} \right|_{I_0=0} \quad [1] \quad (\text{iesirea în gol}),$$

$$k_{12} = \left. \frac{U_i}{I_0} \right|_{U_0=0} \quad [\Omega] \quad (\text{iesirea în scurtcircuit}),$$

$$k_{21} = \left. \frac{I_i}{U_0} \right|_{I_0=0} \quad [\Omega^{-1}] \quad (\text{iesirea în gol}),$$

$$k_{22} = \left. \frac{I_i}{I_0} \right|_{U_0=0} \quad [1] \quad (\text{iesirea în scurtcircuit}).$$

Daca se considera un diport în care sunt identificate mai multe surse de zgomot, atunci acesta se poate echivala cu un diport fara zgomot, având la iesire generatoarele de zgomot echivalente U_{n0} , I_{n0} care însumeaza contributiile tuturor surselor prezente (fig. 11.16).

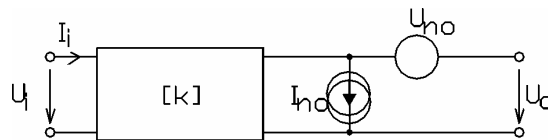


Fig. 11. 16

Asa cum am vazut, în general se urmareste raportarea surselor de zgomot la intrare si pentru aceasta se folosesc ecuatiile (11.30). Rezultatul se constituie în doua surse de tensiune de zgomot si doua surse de curent de zgomot la intrare (fig. 11.17):

$$U_{ni_1} = k_{11}U_{n0},$$

$$U_{ni_2} = k_{12}I_{n0},$$

respectiv :

$$I_{ni_1} = k_{21}U_{n0},$$

$$I_{ni_2} = k_{22}I_{n0}.$$

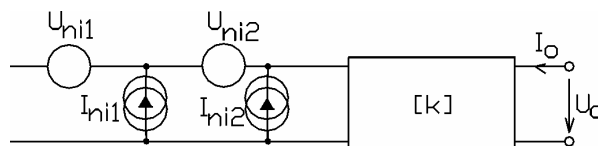


Fig. 11.17

Pentru simplitate ar fi utila reprezentarea diportului cu un singur generator de tensiune de zgomot si un singur generator de curent de zgomot la intrare. Acest lucru poate fi realizat folosind metoda urmatoare.

11.6.1. Surse de zgomot în serie sau paralel

În cazul când doua generatoare de tensiune de zgomot sunt conectate în serie, ele pot fi înlocuite cu un circuit cu un singur generator. Astfel, daca:

$$\overline{U_1^2} = 4kTBR_1$$

si

$$\overline{U_2^2} = 4kTBR_2,$$

atunci, însumând, se obtine :

$$\begin{aligned}\overline{U_e^2} &= \overline{U_1^2} + \overline{U_2^2} = \\ &= 4kTB(R_1 + R_2),\end{aligned}\quad (11.32)$$

sau :

$$\overline{U_e} = \sqrt{\overline{U_1^2} + \overline{U_2^2}}$$

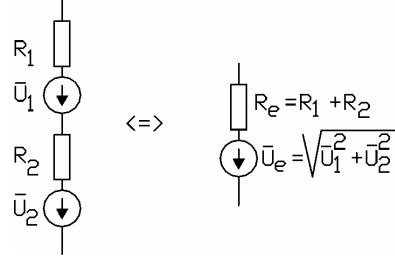


Fig. 11.18

Echivalarea este aratata în fig. 11.18.

În cazul când doua generatoare de curent sunt conectate în paralel, echivalarea cu un singur generator se face într-o maniera similara, folosind ecuatia (11.15) :

$$\overline{i_1^2} = \frac{4kTB}{R_1} = 4kTBG_1$$

si

$$\overline{i_2^2} = \frac{4kTB}{R_2} = 4kTBG_2.$$

Însumând contributiile celor doua generatoare, se obtine

$$\overline{i_e^2} = \overline{i_1^2} + \overline{i_2^2} = 4kTB(G_1 + G_2), \quad (11.33)$$

sau

$$\overline{i_e} = \sqrt{\overline{i_1^2} + \overline{i_2^2}}.$$

Echivalarea este prezentata în fig. 11.19.

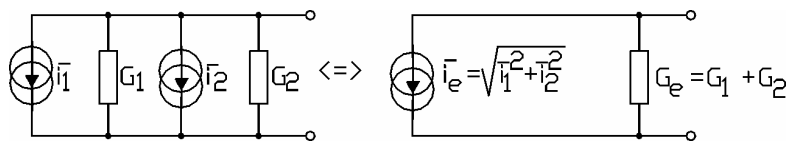


Fig. 11. 19

În cazul unui amplificator operational cu reactie, sursele de zgomot se pot transfera in afara buclei, fara nici o alta modificare si fara afectarea caracteristicilor de zgomot ale circuitului, raportul S/N ramânând aceleasi.

11.6.2. Un generator de tensiune sau de curent conectat la intrarea unui transformator

Se poate face transferul în circuitul înfășurării secundare, ținând cont de raportul de transformare, așa ca în figura 11.20, unde n este raportul de transformare N_1 / N_2 dintre numărul de spire N_1 al primarului transformatorului și numărul de spire N_2 al secundarului.

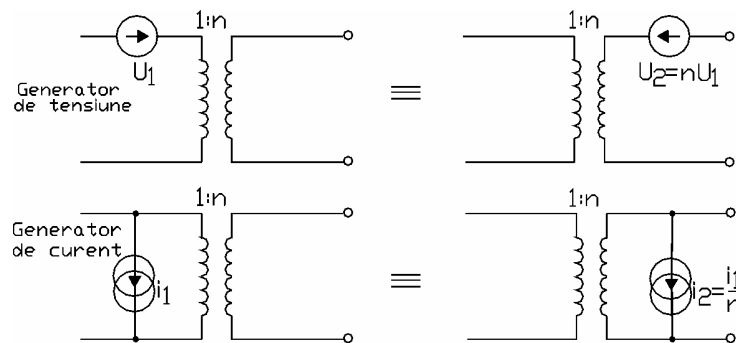


Fig. 11.20

11.6.3. Aplicatii numerice

1. Pentru circuitul din figura 11.21, se cere tensiunea de zgomot echivalentă între punctele A și B.

În circuitul din figura 11.21 se distinge o singură sursă de zgomot, și anume R , deoarece bobina ideală și condensatorul ideal nu produc zgomot. Considerând deci generatorul de tensiune de zgomot $\overline{e_R}$ și aplicând regula divizorului de tensiune, se poate scrie:

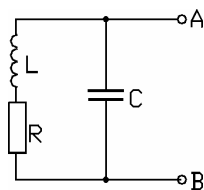


Fig. 11.21

unde :

$$\overline{e_{AB}} = \left| \frac{\underline{Z_1}}{\underline{Z_1} + \underline{Z_2}} \right| \overline{e_R}, \quad (11.34)$$

$$\underline{Z_1} = \frac{1}{j\omega C} \text{ și } \underline{Z_2} = R + j\omega L.$$

Înlocuind $\underline{Z_1}$ și $\underline{Z_2}$ în ecuația (11.34), se obține :

$$\overline{e_{AB}} = \left| \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \right| \overline{e_R}$$

sau :

$$\overline{e_{AB}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}} \overline{e_R}.$$

Stiind ca $\overline{e_R^2} = 4kTR$, rezulta:

$$\overline{e_{AB}^2} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2} \overline{e_R^2} = \frac{4kTR}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}.$$

Deci :

$$\overline{e_{AB}} = \sqrt{\frac{4kTR}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}}$$

2. Se cere determinarea tensiunii de zgomot echivalenta $\overline{e_{N_{12}}}$ pentru circuitul din figura 11.22.

Pentru rezolvarea problemei se considera rezistentele R_1 si R_2 ca unice surse de zgomot în circuit. Zgomotul produs de cele doua rezistente este reprezentat prin generatoarele de tensiune de zgomot echivalente $\overline{e_{R_1}}$ si $\overline{e_{R_2}}$ (fig. 11.23).

Calculul tensiunii de zgomot echivalente se poate face simplu, folosind teorema superpozitiei, având în vedere faptul ca sursele de zgomot sunt independente:

$$\begin{aligned} \overline{e_{R_1}^2} &= 4kTR_1 \\ \overline{e_{R_2}^2} &= 4kTR_2 \end{aligned}, \quad (11.35)$$

si produc la bornele 1-2 efectele $\overline{e_{N_{12a}}}$ respectiv $\overline{e_{N_{12b}}}$ (v. fig. 11. 24).

Aplicând regula divizorului de tensiune în fiecare caz, se obtine:

$$\overline{e_{N_{12a}}} = \left| \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} \right| \overline{e_{R_1}}, \quad (11.36)$$

$$\overline{e_{N_{12b}}} = \left| \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} \right| \overline{e_{R_2}}. \quad (11.37)$$

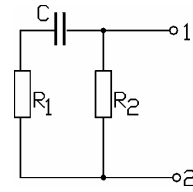


Fig. 11.22

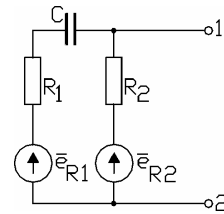


Fig. 11. 23

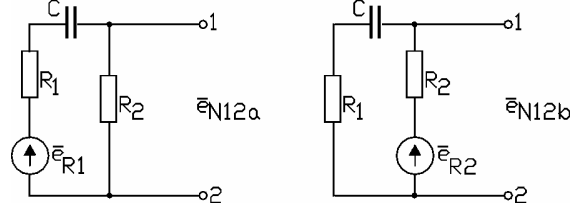


Fig. 11.24

Însumând efectele, rezulta:

$$\overline{e^2_{N12}} = \overline{e^2_{N12a}} + \overline{e^2_{N12b}}. \quad (11.38)$$

Daca în ecuatia (11.38) se înlocuiesc expresiile (11.36) si (11.37), se obtine:

$$\overline{e^2_{N12}} = \frac{(\omega R_2 C)^2}{1 + [\omega C(R_1 + R_2)]^2} \overline{e^2_{R1}} + \frac{1 + (\omega R_1 C)^2}{1 + [\omega C(R_1 + R_2)]^2} \overline{e^2_{R2}}.$$

Expresia finala a tensiunii de zgomot efectiva echivalenta $\overline{e_{N12}}$ rezulta înlocuind $\overline{e^2_{R1}}$ si $\overline{e^2_{R2}}$ cu expresiile lor date de (11.35) si extragând radacina patrata:

$$\overline{e_{N12}} = \sqrt{\frac{4kTR_1(\omega R_2 C)^2}{1 + [\omega C(R_1 + R_2)]^2} + \frac{4kTR_2[1 + (\omega R_1 C)^2]}{1 + [\omega C(R_1 + R_2)]^2}}.$$

În final se reaminteste faptul ca, pentru determinarea teoretica sau experimentală a zgomotului în amplificatoare, nu este necesara cunoasterea mecanismelor de producere a zgomotului, ci este suficienta utilizarea caracteristicilor de zgomot puse la dispozitie de fabricanti si a metodelor de calcul prezentate anterior, dar si a unor masurari, asa cum se arata în subcapitolul 11.7.

11.7. MASURAREA GENERATOARELOR ECHIVALENTE DE ZGOMOT ALE UNUI CUADRIPOLE

Asa cum am aratat în subcapitolele 11.1 si 11.2, un diport având zgomot propriu poate fi echivalat cu un dispozitiv fara zgomot, având caracteristici electrice identice, ce are însa conectat la poarta de intrare doua generatoare de zgomot echivalente: $\overline{E_N}$ si $\overline{I_N}$ (v. fig. 11.1).

Aceste marimi caracteristice, $\overline{E_N}$ si $\overline{I_N}$, se pot determina prin masurare, pentru fiecare cuadripol (diport) analizat. În schema din figura 11.25 este dat exemplul unui cuadripol cu un tranzistor cu efect de câmp (TEC) la intrare, dar – desi cazul este unul cu totul particular – el poate fi extins (aplicat) la orice alt diport.

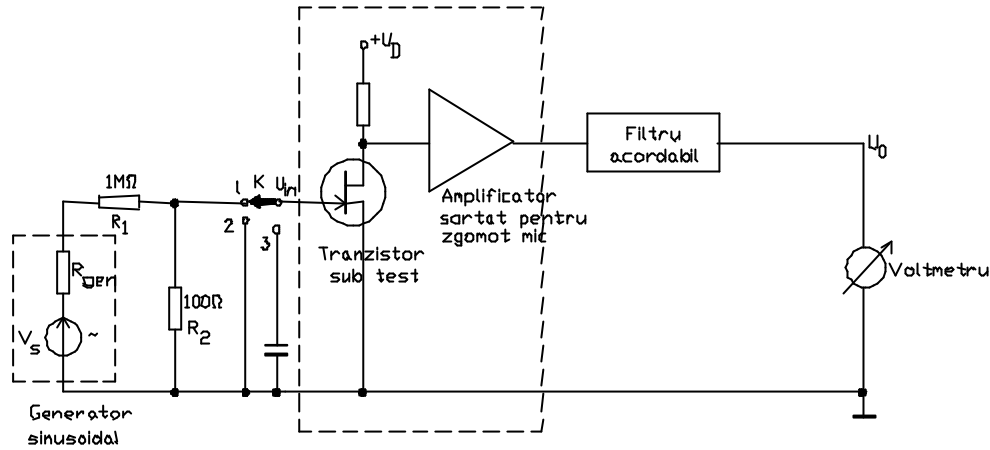


Fig. 11.25

Considerând tensiunea de zgomot echivalentă la intrare, conform relației (11.5), și anume:

$$\overline{E_N^2} = \overline{E_R^2} + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2 R_{gen}^2},$$

metoda din figura 11.25 folosește diverse particularizări ale acestei relații. Astfel, în cazul în care $R_{gen} = 0$ se observă că termenii $\overline{E_R^2}$ și $\overline{I_n^2 R_{gen}^2}$ se anulează, zgomotul măsurat la ieșire fiind determinat numai de $\overline{E_n^2}$. În cazul în care R_{gen} are o valoare foarte mare, termenul $\overline{E_n^2}$ devine neglijabil în comparație cu ceilalți doi, astfel că pentru a separa cei doi termeni necunoscuți, $\overline{E_R^2}$ și $\overline{I_n^2 R_{gen}^2}$, se poate folosi artifițiul de a conecta în locul lui R_{gen} un condensator cu mica, de bună calitate. Deoarece componentele reactive nu generează zgomot termic, termenul $\overline{E_R^2}$ se anulează. În acest caz:

$$\overline{E_N^2} = \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2 X_C^2},$$

de unde rezulta:

$$\overline{I_n} = \sqrt{\frac{\overline{E_N^2} - \overline{E_n^2}}{X_C^2}}.$$

Având în vedere aceste considerații, procedura de măsurare a parametrilor $\overline{E_N}$ și $\overline{I_N}$ este – pe scurt – următoarea :

– se stabilesc frecvențele f_s și f_j ale filtrului acordabil (v. fig. 11.25), corespunzând benzii în care se dorește măsurarea parametrilor $\overline{E_N}$ și $\overline{I_N}$;

– se ajusteaza generatorul sinusoidal la frecventa medie (de centru):

$$f_{med} = \sqrt{f_s f_j} ;$$

– se ajusteaza V_s la valoarea $V_s = 100$ mV atunci când comutatorul K este în pozitia 1 (v. fig. 11.25). În acest fel, tensiunea de intrare în cuadripol (dupa K) este:

$$U_{in} = \frac{V_s}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^6 + 100} 100 \approx 10 \mu V ;$$

– se masoara U_{01} (iesirea U_0 cu comutatorul K pus pe pozitia 1) si se calculeaza câstigul amplificatorului $A_u = U_{01}/10 \mu V$;

– se trece comutatorul K pe pozitia 2 si se masoara U_{02} , putându-se calcula $\overline{E_N}$ cu :

$$\overline{E_N} = \frac{U_{02}}{A_u}, \quad (11.39)$$

A_u fiind determinat prin masurarea anterioara; [Daca se pune K pe 2, intrarea în cuadripol este scurtcircuitata, iesirea lui U_{02} fiind determinata de zgomotul din cuadripol $\overline{E_N}$, astfel ca $A_u = U_{02}/\overline{E_N}$, de unde rezulta formula (11.39).];

– se trece comutatorul K pe pozitia 3 si se masoara U_{03} , putându-se face apoi calculul:

$$\overline{I_n} = \sqrt{\frac{\left(\frac{U_{03}}{A_u}\right)^2 - \overline{E_n}^2}{X_C^2}},$$

deoarece, cu K pe 3, $A_u = U_{03}/\overline{E_N}$ si $X_C = \frac{1}{C\omega_{med}}$ (C fiind etalonat si cunoscut).

Tinând seama ca pentru masurarea lui $\overline{I_N}$ se impune cerinta ca R_{gen} sa fie foarte mare, metoda folosirii unui condensator este aplicabila numai la frecvente joase (de pâna la 200 Hz). În cazul în care se doreste masurarea lui $\overline{I_N}$ la frecvente medii sau înalte, în locul condensatorului C se va conecta un rezistor R foarte mare (MO), care produce o tensiune de zgomot data de: $\overline{E_R}^2 = 4kTRB$, conform relatiei (11.14). În acest caz:

$$\overline{I_n} = \sqrt{\frac{\left(\frac{U_{03}}{A_u}\right)^2 - \overline{E_n}^2 - \overline{E_R}^2}{R^2}}.$$