

Capitolul 3

Măsurări asupra zgomotelor

3.1 Măsurarea nivelului de zgomot

Deoarece costul și complexitatea aparatelor de măsură sunt cu atât mai mari cu cât eroarea cerută este mai mică, este util de stabilit eroarea recomandată în determinarea rezultatului măsurătorii (condiționată în special de raportul semnal / zgomot necesar în circuitul de interes).

Puterea de zgomot este proporțională cu pătratul tensiunii sau curentului de zgomot. Aplicând metoda diferențialei logaritmice putem deduce relațiile 3.1 (valabile mai ales pentru erori relative mici):

$$\begin{aligned}\frac{\Delta P}{P} &= 2 \cdot \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta R}{R} \cong 2 \cdot \frac{\Delta U}{U} \\ \frac{\Delta P}{P} &= 2 \cdot \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta R}{R} \cong 2 \cdot \frac{\Delta I}{I}\end{aligned}\tag{3.1}$$

3.1.1 Măsurări cu osciloscopul

Zgomotul alb, având distribuție gaussiană, vizualizat pe osciloscop arată ca în figura 3.1.

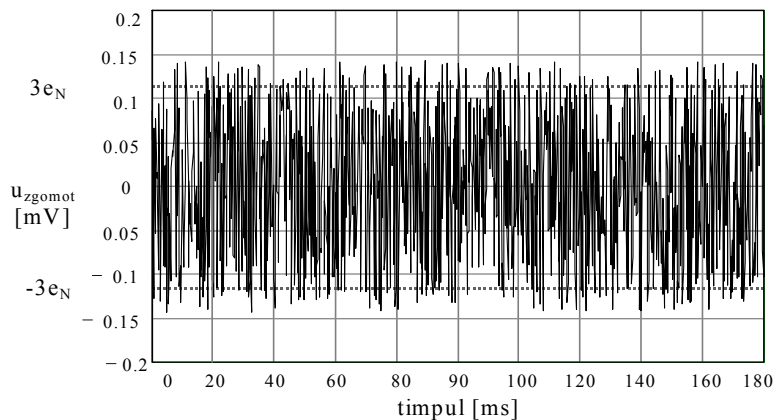


Fig. 3.1. Zgomot gaussian; $RMS(\text{valoarea efectivă})=e_N$

Abaterea standard σ are forma matematică a unei valori efective:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (u_i - \bar{u})^2}{n-1}} \quad (3.2)$$

Dacă un semnal $u(t)$ respectă distribuția Gauss, atunci probabilitatea ca valoarea sa instantanee să se găsească în intervalul $(\bar{u} - 3\sigma, \bar{u} + 3\sigma)$ este mai mare de 99%. Cu alte cuvinte, zgomotul gaussian trebuie să fie egal distribuit deasupra și dedesubtul semnalului de referință (sau semnalului util).

După vizualizarea pe ecranul osciloscopului a unui astfel de zgomot, se măsoară tensiunea vârf la vârf (cazul maxim) și se împarte rezultatul la șase, obținându-se astfel valoarea efectivă. Această metodă simplă, ieftină și rapidă nu garantează o precizie mai bună de 10-15%. Măsurările cu osciloscopul prezintă și avantajul identificării mai ușoare a surselor (naturii) zgomotelor implicate.

În figura 3.2.a este prezentată forma de zgomot alb care se suprapune peste un zgomot în salve iar în figura 3.2.b rezultatul interferenței periodice dintre semnalul de rețea (de 50 Hz) și un zgomot alb.

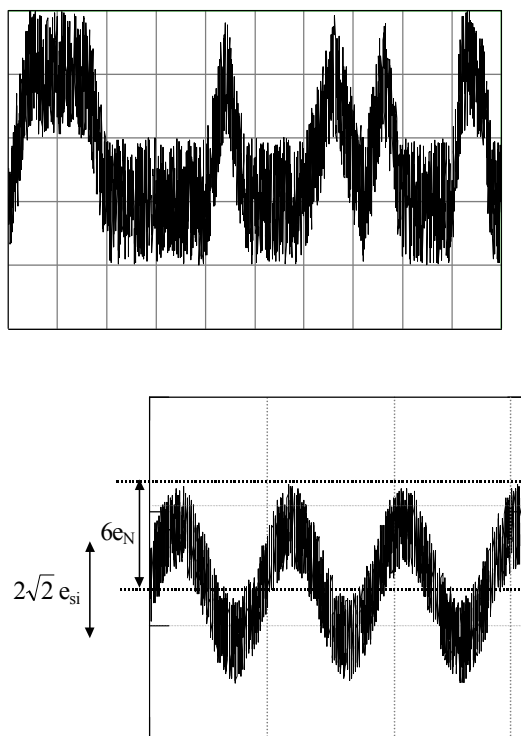


Fig.3.2 Zgomot cu distribuție gaussiană suprapus peste:
(a) zgomot în salve (b) sinusoidă de 50 Hz

În figura 3.2.b este sugerată modalitatea de estimare a valorii efective a semnalului de zgomot alb (valoarea vârf la vârf maximă măsurată la vârful sinusoidei împărțite la 6) și modalitatea de calcul a valorii efective a sinusoidei "purtătoare" (se împarte la $2\sqrt{2}$ valoarea vârf la vârf a sinusoidei obținute prin considerarea "mijlocului" semnalului periodic "zimțat").

Desigur, imaginea din figura 3.2.b este obținută prin sincronizarea bazei de timp a osciloscopului cu semnalul de 50 Hz. În cazul în care semnalul periodic are o amplitudine suficient de mare, el poate fi folosit direct (eventual după o filtrare) la declanșarea bazei de timp. Pentru semnalele de nivel mic ("îngropate" în zgomot), se recomandă triggerarea bazei de timp cu un semnal exterior, provenind de la sursa de interferențe.

Principiile de calcul sugerate prin intermediul figurii 3.2.b pot fi aplicate și la măsurarea raportului semnal / zgomot ("purtătoarea" nu va mai fi tensiunea de rețea ci chiar semnalul util care suferă o "modulare în amplitudine" datorită zgomotului suprapus).

O metodă mai precisă de determinare a valorii efective a zgomotului alb

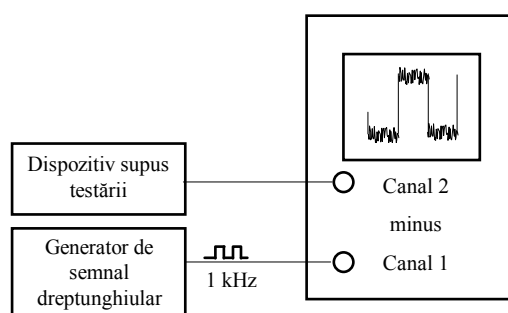


Fig.3.3 Măsurarea zgomotului alb cu un osciloscop cu două spoturi

poate fi implementată cu un osciloscop având două spoturi, conform figurii 3.3.

Osciloscopul nu trebuie sincronizat (baza de timp să fie reglată la cel mult $50 \mu\text{sec} / \text{div}$, astfel încât pe ecranul osciloscopului să apară două dungi paralele modulate de zgomotul suprapus). Se crește sensibilitatea osciloscopului, (pe ambele canale se fixează aceeași valoare), concomitent cu scăderea amplitudinii semnalului dreptunghiular. În clipa în care cele două linii "zgomotoase" se suprapun, se înlătură sursa de zgomot iar valoarea vârf la vârf a semnalului dreptunghiular vizualizat în acel moment reprezintă dublul valorii efective a tensiunii de zgomot măsurate. Prin acest artificiu, precizia măsurării zgomotelor cu osciloscopul este substanțial îmbunătățită.

Notă: Terminologia din domeniul zgomotelor conține o serie de analogii cu optica (zgomot alb - conține toate frecvențele, asemeni luminii

albe; zgomot roz - dominante sunt frecvențele joase) sau cu acustica (zgomot popcorn - produce în difuzor un zgomot asemănător celui auzit în timpul preparării floricelelor de porumb). Zgomotele electrice din banda de audiofrecvență pot fi calitativ bine sesizate prin audiție la cască (zgomotul alb va fi sesizat ca un sunet lin, difuz, în timp ce zgomotul de scintilație sau în salve se va face auzit sub forma unor "pârâituri").

3.1.2 Sistem de măsură specializat pentru zgomote, utilizând voltmetru "adevărat" de valoare efectivă

Un sistem special destinat măsurării zgomotelor cu precizii sporite are schema bloc simplificată din figura 3.4.

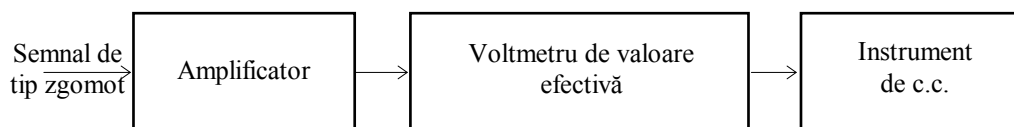


Fig. 3.4 Schemă bloc pentru măsurarea zgomotelor

Zgomotul propriu al tuturor acestor blocuri trebuie să fie mult mai mic decât nivelul măsurandului iar banda lor de trecere trebuie să conțină banda de interes în care se fac măsurările.

3.1.2.1 Amplificatorul

În cazul unui zgomot alb, amplificatorul va prezenta, la limita superioară a benzii de frecvențe, comportarea unui filtru R-C trece jos.

Astfel, spectrul de zgomot la intrarea amplificatorului este:

$$S_z(f) = \frac{S_z(0)}{1 + \left(\frac{f}{f_z}\right)^2} \quad (3.3)$$

S-a notat cu f_z frecvența de tăiere la 3dB (reprezentând reducerea puterii la jumătate) a zgomotului de la intrare și cu $S_z(0)$, densitatea spectrală în domeniul frecvențelor joase.

Notăm cu $A_p(f)$ amplificarea în putere dependentă de frecvență:

$$A_p(f) = \frac{A_p(0)}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2} \quad (3.4)$$

$A_p(0)$ reprezintă amplificarea în domeniul frecvențelor joase iar f_a este frecvența de tăiere la 3 dB a amplificatorului testat.

Se poate exprima densitatea spectrală a zgomotului la ieșirea amplificatorului, ($S_{Ze}(f)$) cu relația:

$$S_{Ze}(f) = S_Z(f) \cdot A_p(f) = \frac{S_Z(0) \cdot A_p(0)}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_Z}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2\right]} \quad (3.5)$$

Puterea de zgomot se poate calcula cu formula:

$$u_Z^2 = \int_0^{\infty} S_Z(f) df = \int_0^{\infty} \frac{S_Z(0) \cdot f_Z}{1 + \left(\frac{f}{f_Z}\right)^2} \cdot d\left(\frac{f}{f_Z}\right) = S_Z(0) \cdot f_Z \cdot [\arctg(\infty) - \arctg(0)] = \quad (3.6)$$

$$= \frac{\pi}{2} \cdot S_Z(0) \cdot f_Z$$

Prin urmare, puterea de zgomot devine:

$$u_{Zn}^2 = \frac{\pi}{2} \cdot S_Z(0) \cdot f_Z \cdot \frac{1}{1 + \frac{f_Z}{f_a}} \quad (3.7)$$

Eroarea fracțională de măsură este:

$$\varepsilon = \frac{u_{Zn}^2 - u_Z^2}{u_Z^2} = \frac{1}{1 + \frac{f_Z}{f_a}} - 1 = -\frac{f_Z}{f_Z + f_a} \quad (3.8)$$

Deci, cu cât f_a este mai mare față de f_Z (amplificator de frecvență ridicată), cu atât eroarea datorată benzii finite de trecere a amplificatorului este mai mică. La măsurarea parametrilor de zgomot într-o bandă îngustă Δf de frecvențe (măsurări punctiforme), amplificatorul din figura 3.4 trebuie să conțină un filtru reglabil, trece bandă, cu rezoluție adecvată. În esență, acesta este principiul de funcționare al analizorului spectral. Aici trebuie precizat că timpul necesar pentru efectuarea unei măsurări (la o precizie dată) este invers proporțional cu lățimea benzii de interes. Această afirmație este simplist justificabilă pe baza relației:

$$T = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.9)$$

3.1.2.2 Voltmetrul de valoare efectivă

Prin definiție, valoarea efectivă a unui semnal periodic (perioada T) este:

$$U_{efectiv} \stackrel{def}{=} \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2(t) \cdot dt} \quad (3.10)$$

unde $u(t)$ reprezintă valoarea instantanee. Voltmetrele care "materializează" formula (3.10) sunt numite voltmetre "adevărate" de valoare efectivă.

Funcționarea lor nu este condiționată de forma semnalului de la intrare, aspect esențial pentru măsurarea zgomotelor (care au caracter aleator).

Operațiile de ridicare la pătrat, integrare (mediere) și extragere a rădăcinii pătrate sunt efectuate de circuite analogice sau digitale, precizia și banda lor de frecvențe fiind determinante pentru întregul sistem de măsură. Citirea valorii efective a tensiunii de zgomot se face direct, recomandabil fiind un instrument indicator analogic, magnetoelectric. Inerția mecanică a mecanismului magnetoelectric îndeplinește rolul de filtrare, de netezire a variațiilor aleatoare ale tensiunii.

3.1.3 Măsurarea zgomotelor utilizând voltmetre cu redresor

Aceste voltmetre, mult mai ieftine decât cele de valoare efectivă, pot realiza măsurări de precizie acceptabilă numai în cazul semnalelor de zgomot "pure" (nesuprapuse sau mixate), prin introducerea unui coeficient de corecție adecvat distribuției statistice respective. Indicația voltmetrelor de valoare medie, VM, (cu redresare dublă alternanță) depinde de forma de undă a semnalului aplicat:

$$U_{\text{mediu}} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} u(t) \cdot dt \quad (3.11)$$

În majoritatea cazurilor VM sunt calibrate în valori efective sinus. Ele măsoară valoarea medie a semnalului redresat (dublă alternanță) și afișează această valoare multiplicată cu 1,11 (factorul de formă al semnalului sinusoidal,

$$k_f = \frac{u_{\text{ef sin}}}{u_{\text{mediu sin}}} = \frac{u_{\text{max}}}{\sqrt{2}} : \frac{u_{\text{max}} \cdot 2}{\pi} = 1,11$$

În cazul unui semnal gaussian, raportul dintre valoarea efectivă și valoarea medie a semnalului dublu redresat este $\sqrt{\frac{\pi}{2}} \cong 1,25$.

În concluzie, pentru măsurarea unui zgomot gaussian cu un voltmetru de valoare medie cu redresor, etalonat în valori efective sinus, se împarte rezultatul afișat la 1,11 (se obține valoarea medie a semnalului gaussian) iar apoi se înmulțește cu 1,25 (factorul de formă al semnalului gaussian), obținând valoarea efectivă a acestuia.

$$\frac{U_{\text{mediuG}}}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} = U_{\text{mediuG}} \cdot \frac{2}{\sqrt{\pi}} = 1,128 \cdot U_{\text{mediuG}} = U_{\text{efG}}$$

În cazul utilizării unui redresor monoalternanță, valoarea medie a semnalului se înjumătățește (atât pentru semnalul sinusoidal cât și pentru cel gaussian) astfel încât factorul de corecție 1,128 nu-și modifică valoarea.

3.1.4 Analizatorul spectral utilizat în măsurarea zgomotelor

Principiul (simplificat) al analizei spectrale constă în efectuarea unui număr de măsurări în mai multe puncte ale domeniului frecvență (utilizând un filtru de bandă îngustă, având frecvența centrală ajustabilă). Materializarea tehnică a acestui principiu este dificilă în domeniul frecvențelor joase.

Soluția cea mai fezabilă constă în mixarea semnalului testat cu o sinusoidă de frecvență mai mare, furnizată de un oscilator controlat în tensiune. Astfel, spectrul semnalului este reglabil deplasat spre regiunea unor frecvențe mai ridicate iar ca filtru trece bandă se poate utiliza o configurație performantă, cu frecvența centrală fixă, conform figurii 3.5.

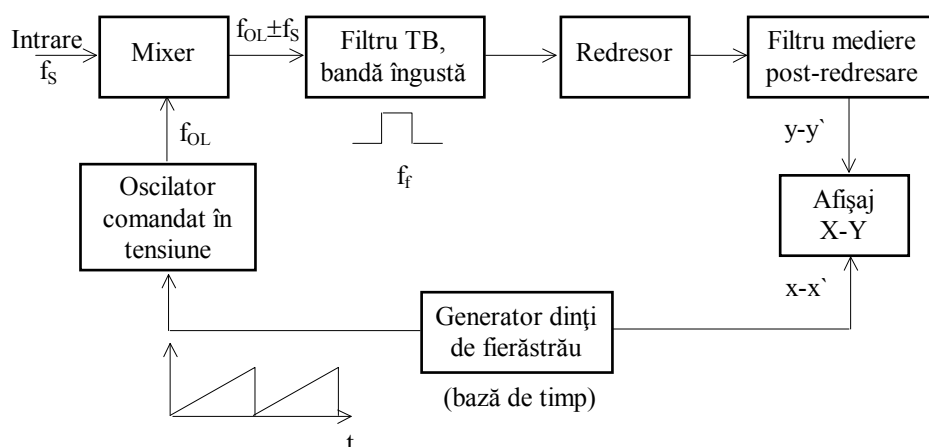


Fig. 3.5 Deplasarea spectrului testat prin metoda heterodinării

Ieșirea filtrului este proporțională cu densitatea spectrală a semnalului de intrare (la o frecvență egală cu diferența dintre frecvența oscilatorului local, fin reglabilă, și frecvența centrală a filtrului, de valoare fixă).

O precauție necesară se referă la frecvența de baleiere a OCT, care trebuie să fie suficient de mică încât să permită filtrului post-redresare să urmărească variațiile densității spectrale. Constanta de stabilire a filtrului, de ordinul de mărime $1/B_S$ (unde B_S reprezintă banda analizorului spectral) trebuie să fie mult mai mică decât timpul τ de răspuns al întregului sistem. Orientativ, valori mai reduse ale produsului $B_S \cdot \tau$ pot fi alese atunci când se analizează semnale deterministe. La prelucrarea semnalelor tip zgomot alb, în zona frecvențelor joase, timpurile de scanare cresc mult și pentru $B_S \cdot \tau$ se impun valori mari. Pentru economie de timp s-ar putea utiliza un set de filtre diferite, ceea ce nu reprezintă o soluție flexibilă. Scurtarea mai eficientă a timpului destinat unei măsurări se realizează prin

estimare spectrală, în special pe baza Transformatei Fourier Rapide (TFR). Există mai multe programe consacrate care rulează pe toată gama de calculatoare existente și care permit calculul TFR.

Desigur, în cazul unui instrument controlat de microprocesor, cu un soft adecvat, se poate realiza calculul TFR, cu ajutorul unui circuit integrat specializat. Din semnalul de intrare se prelevează un număr de segmente de durată τ_e (indicele "e" provine de la cuvântul "eșantion"). Semnalul este convertit numeric, apoi transformata Fourier este aplicată prin intermediul unei funcții fereastră care reduce "vârfulurile" parazite rezultate în urma fronturilor abrupte prin care este "decupat" eșantionul.

Rezoluția spectrală a TFR este aproximativ $1/\tau_s$ (lungimea benzii filtrului B_f) iar timpul efectiv de mediere este τ_s . Prin urmare, eroarea relativă este:

$$\varepsilon_r \cong \frac{1}{(B_f \cdot \tau_s)^{1/2}} \cong 1 \quad (3.12)$$

În concluzie, putem spune că eroarea asupra valorii efective este aproximativ egală cu media, depinzând totuși și de tipul funcției "fereastră" folosite.

3.2 Măsurarea factorului de zgomot

În esență, factorul de zgomot (FZ) al unui cuadripol este un parametru de calitate important, care indică degradarea raportului semnal/zgomot produsă de cuadripol, prin contribuția sa proprie în zgomot, care se suprapune peste zgomotul termic al sursei de semnal prezente la intrare.

Montajul principal pe baza căruia se poate măsura FZ este prezentat în

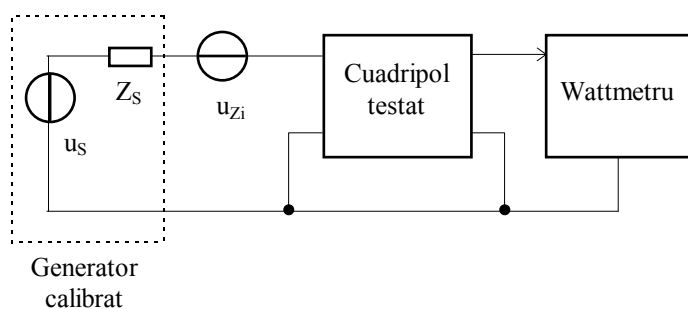


Fig. 3.6 Montaj pentru măsurarea factorului de zgomot al cuadripolilor

figura 3.6.

Montajul lucrează pe baza comparării dintre răspunsul cuadripolului testat la zgomotul echivalent de intrare, respectiv la semnalul produs de generatorul calibrat.

Cu e_{Zi} s-a notat tensiunea de zgomot rezultată prin sumarea (tip $\sqrt{\sum_{i=1}^n x_i^2}$) dintre generatoarele echivalente de zgomot de la intrarea cuadripolului și zgomotul termic al impedanței Z_S a sursei de semnal. Drept generator de semnal calibrat poate fi folosit un oscilator sinusoidal sau o sursă de zgomot alb.

3.2.1 Metoda generatorului sinusoidal

Pentru măsurările în bandă de frecvență îngustă, oscilatorul sinusoidal este acordat pe frecvența centrală a filtrului încorporat în wattmetru.

Etapa1 Se fixează pe zero ieșirea din generatorul de semnal. Se notează indicația u_{Ze}^2 a wattmetrului (puterea normalizată de zgomot la ieșire).

Etapa2 Creșterea progresivă a semnalului de la generator, u_{is}^2 , va determina valoarea u_e^2 citită la wattmetru, care reprezintă puterea normalizată la ieșire datorată atât zgomotului cât și semnalului sinusoidal prezent la intrarea cuadripolului. Deoarece nivelul de zgomot a rămas cel determinat în etapa 1, putem scrie:

$$u_{eS}^2 = u_e^2 - u_{Ze}^2 \quad (3.13)$$

În relația (3.13), u_{eS}^2 reprezintă puterea de zgomot normalizată la ieșire, datorată în exclusivitate semnalului sinusoidal. Câștigul în putere normalizat $A_p(f_0)$ al întregului montaj (în banda îngustă, centrată pe f_0) se calculează cu relația (3.14):

$$A_p(f_0) = \frac{u_{eS}^2}{u_{is}^2} \quad (3.14)$$

unde u_{is} reprezintă nivelul sinusoidei măsurată la ieșirea generatorului (în gol). Dacă notăm cu u_{Zi}^2 puterea normalizată totală de zgomot (echivalentă), corespondența în zgomot a relației (3.14) este:

$$A_p(f_0) = \frac{u_{Ze}^2}{u_{Zi}^2} \quad (3.15)$$

Prin eliminarea lui $A_p(f_0)$ din relațiile (3.14) și (3.15) obținem:

$$u_{Zi}^2 = u_{Ze}^2 \cdot \frac{u_{is}^2}{u_{eS}^2} \quad (3.16)$$

Factorul de zgomot al cuadripolului se definește cu relația:

$$FZ = \frac{u_{zi}^2}{4kTR_s B} \quad (3.17)$$

Înlocuind în relația (3.17) rezultatele din relațiile (3.16) și (3.13) obținem:

$$FZ = \frac{u_{is}^2}{4kTR_s B} \cdot \frac{1}{\frac{u_{es}^2}{u_{ze}^2} - 1} = \frac{u_{is}^2}{4kTR_s B} \cdot \frac{1}{\frac{u_e^2}{u_{ze}^2} - 1} \quad (3.18)$$

Relația (3.18) s-ar putea folosi ca atare în determinarea lui FZ , deoarece u_{is}^2 , u_e^2 și u_{ze}^2 au fost măsurate (notate) în timpul testărilor iar T , R_s și B sunt cunoscute pentru un caz dat.

O simplificare a calculelor se poate obține în două variante:

Etapa 2.a Se crește nivelul semnalului sinusoidal, până când valoarea citită la wattmetru este dublul puterii măsurate în etapa 1. În acest caz:

$$FZ = \frac{u_{is}^2}{4kTR_s B} \cdot \frac{1}{2-1} = \frac{u_{is}^2}{4kTR_s B} \quad (3.19)$$

Prin acest artificiu se obține o reducere substanțială a erorilor introduse de wattmetru.

Etapa 2.b Nivelul semnalului sinusoidal crește foarte mult, astfel încât se pot accepta aproximațiile:

$$\frac{u_e^2}{u_{ze}^2} - 1 \cong \frac{u_e^2}{u_{ze}^2} \quad \text{și} \quad u_e^2 \cong u_{es}^2 \quad (3.20)$$

FZ se poate calcula cu formula:

$$FZ = \frac{u_{is}^2}{4kTR_s B} \cdot \frac{u_{ze}^2}{u_e^2} = \frac{u_{ze}^2}{4kTR_s \cdot \left(\frac{u_e}{u_{is}}\right)^2 \cdot B} = \frac{u_{ze}^2}{4kTR_s B} \cdot \frac{1}{A_p(f_0)} \quad (3.21)$$

Metoda aplicată în etapa 2.a are avantajul simplității. Metoda 2.b necesită doar o singură măsurare de putere de zgomot, prezentând riscul ieșirii cuadripolului din zona de liniaritate, atunci când este îndeplinită condiția:

$$u_e^2 \gg u_{ze}^2$$

În cazul circuitelor de radiofrecvență (utilizate în telecomunicații), condiția de adaptare a impedanțelor între sursă, cuadripol și sarcină permite compararea puterilor disponibile (nu a celor normalizate).

Astfel, în cazul în care impedanța sursei de semnal este egală cu impedanța de intrare în cuadripol, atunci transferul de putere este maxim iar puterea efectiv livrată de la sursă este:

$$P_s = \frac{u_s^2}{4R_s} \quad (3.22)$$

Puterea disponibilă la ieșire pentru semnal, zgomot și semnal cu zgomot se notează cu P_{eS} , P_{eZ} și respectiv P_e , fiind verificată relația de legătură :

$$P_e = P_{eS} + P_{eZ} \quad (3.23)$$

În aceste circumstanțe, relația (3.18) poate fi scrisă:

$$FZ = \frac{P_{iS}}{kTB} \cdot \frac{1}{\frac{P_e}{P_{eZ}} - 1} \quad (3.24)$$

Prin metoda dublării puterii, avem:

$$FZ = \frac{P_{iS}}{kTB} \quad (3.25)$$

Prin metoda semnalului mare la intrare ($P_e \cong P_{eS}$) obținem:

$$FZ = \frac{P_{iS} \cdot P_{eZ}}{KTB \cdot P_e} = \frac{P_{eZ}}{KTB \cdot A_p(f_0)} \quad (3.26)$$

Factorul de zgomot într-o bandă largă se va determina cu aceleași formule, făcându-se precizarea că vom afla valorile medii ale acestuia în banda de interes.

3.2.2 Metoda generatorului de zgomot alb

Sursa de semnal este de bandă foarte largă, având densitatea spectrală în banda de interes constantă și cunoscută. În esență, vor fi aplicate aceleași formule ca la metoda generatorului sinusoidal, cu deosebirea că nivelul de zgomot al generatorului este exprimat în funcție de densitatea spectrală proprie.

Formulele de bază (3.24)÷(3.26) sunt valabile și în acest caz, cu precizarea că $\frac{P_{iS}}{B}$ reprezintă densitatea spectrală (atât la măsurările într-o bandă largă cât și în măsurările punctuale). Pentru evitarea confuziilor, vom nota densitățile spectrale cu \mathcal{P} .

Prin metoda dublării semnalului (exprimat în funcție de puterea disponibilă), calculăm factorul de zgomot cu formula:

$$FZ = \frac{\mathcal{P}_{iS}}{kT} \quad (3.27)$$

Aplicând metoda semnalului mare (față de nivelul de zgomot existent), relația (3.26) se poate rescrie:

$$FZ = \frac{\mathcal{P}_{iS}}{kT} \cdot \frac{P_{eZ}}{P_e} \quad (3.28)$$

Aplicarea acestei metode nu necesită cunoașterea (sau determinarea anterioară) a lățimii de bandă.

Modificarea puterii (necesară măsurării FZ) poate fi obținută prin utilizarea unui atenuator calibrat, conform figurii 3.7 sau prin modificarea temperaturii rezistenței, figura 3.8.

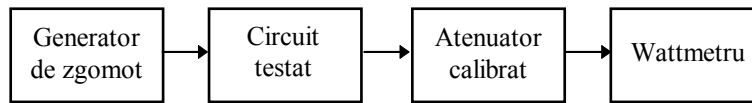


Fig. 3.7 Schema bloc pentru măsurarea FZ prin modificarea puterii

Pentru prima măsurătoare se fixează la zero nivelul puterii generatorului. Atenuatorul calibrat se reglează astfel încât indicația wattmetrului să fie în zona capătului de scală pentru a obține o bună rezoluție.

În etapa următoare atenuarea este majorată cu 3 dB (puterea este înjumătățită), după care este incrementat nivelul generatorului de zgomot până când se obține aceeași indicație la wattmetru ca și în etapa anterioară. În esență, s-a obținut o dublare a puterii de zgomot la ieșirea circuitului testat, fiind aplicabilă relația (3.27). Această soluție experimentală nu necesită un wattmetru de mare precizie (scump), ci doar un atenuator calibrat de bună calitate.

Principiul prezentat în figura 3.8 a fost propus în 1968 de Baxandall. Puterea de zgomot de la ieșire este măsurată în două situații distincte, cu rezistorul R_S la temperatura de interes T și respectiv la o temperatură foarte coborâtă (notată T_N și realizată, de regulă, prin imersie în azot lichid).

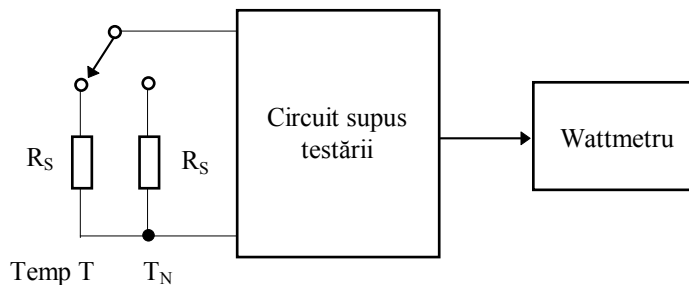


Fig. 3.8 Principiul Baxandall de măsurare a FZ prin varierea temperaturii rezistenței sursei

Este recomandabilă comutarea între două rezistoare identice, având un coeficient de variație cu temperatura extrem de scăzut.

Notând cu u_{Zi} contribuția în zgomot (raportată la intrare) a circuitului testat, avem pentru cele două situații, ecuațiile:

$$u_{ze1}^2 = (4kTR_S B + u_{Zi}^2) \cdot A_p \quad (3.29)$$

$$u_{ze2}^2 = (4kT_N R_S B + u_{Zi}^2) \cdot A_p \quad (3.30)$$

unde cu u_{ze1}^2 și u_{ze2}^2 au fost notate puterile de zgomot normalizate de la ieșire, pentru temperaturile T , respectiv T_N .

Aplicând definiția factorului de zgomot (puterea de zgomot la ieșire în cazul real divizată prin puterea de zgomot la ieșire în cazul ideal) avem:

$$FZ = \frac{u_{ze1}^2}{4kTR_S \cdot B \cdot A_p} \quad (3.31)$$

Făcând diferența dintre (3.29) și (3.30) avem:

$$u_{ze1}^2 - u_{ze2}^2 = 4k(T - T_N) \cdot R_S \cdot B \cdot A_p \quad (3.32)$$

Din (3.32) se obține valoarea lui $4k \cdot R_S \cdot B \cdot A_p$, care se înlocuiește în expresia lui FZ .

$$FZ = \frac{u_{ze1}^2}{\frac{u_{ze1}^2 - u_{ze2}^2}{T - T_N} \cdot T} = \frac{1}{1 - \frac{u_{ze2}^2}{u_{ze1}^2}} \cdot \frac{T - T_N}{T} \quad (3.33)$$

De regulă, este mai ușor d.p.d.v. experimental să se încălzească rezistența până la temperatura T_C decât să se obțină temperaturi în apropierea lui 0^0 K. În acest caz, formula (3.33) se rescrie:

$$FZ = \frac{1}{\frac{u_{ze2}^2}{u_{ze1}^2} - 1} \cdot \frac{T_C - T}{T} \quad (3.34)$$

Obținerea unei surse de zgomot "calde" este posibilă fără creșterea fizică a temperaturii, prin utilizarea unui generator de zgomot cu aceeași impedanță de ieșire și cu temperatura echivalentă T_C .

La frecvențe ridicate, unde banda de interes este largă (și, în consecință, timpul de mediere este scurt), metoda dublării puterii este rapidă și sigură. La frecvențe joase (benzi înguste) datorită timpului lung de integrare, metoda cea mai rapidă este cu generator sinusoidal și semnal mult mai mare decât zgomotul. În domeniul frecvențelor joase, zgomotul în $1/f$ (zgomotul roz) face ca densitatea spectrală să nu mai fie uniformă, preferându-se din acest punct de vedere metoda generatorului sinusoidal.

3.2.3 Corecția de temperatură

Dependența zgomotului termic al rezistenței R_S de temperatură influențează, într-o măsură mai mică și valoarea lui FZ . Pentru a putea compara cât mai corect performanțele de zgomot ale unui etaj, s-a impus acceptarea unei temperaturi standard, $T=290^0$ K (17^0 C).

În aceste condiții, avem:

$$FZ(T_{ST}) = \frac{4kT_{ST} \cdot R_S \cdot B + u_{Zi}^2}{4kT_{TS} \cdot R_S \cdot B} \quad (3.35)$$

$$FZ(T) = \frac{4kT \cdot R_S \cdot B + u_{Zi}^2}{4kT \cdot R_S \cdot B} \quad (3.36)$$

Din (3.35) și (3.36) se elimină u_{Zi}^2 (generatorul echivalent de zgomot de la intrare) și se obține:

$$4kT_{ST} \cdot R_S \cdot B \cdot (FZ_{ST} - 1) = 4kT \cdot R_S \cdot B \cdot (FZ - 1) \quad (3.37)$$

După simplificarea și gruparea termenilor, se obține relația de corecție a factorului de zgomot:

$$FZ(T) = 1 + (FZ_{ST} - 1) \cdot \frac{T_{ST}}{T} \quad (3.38)$$

Corecția nu este substanțială. De exemplu, dacă FZ_{ST} este 2,5 iar $T = 47^\circ\text{C} = 320^\circ\text{K}$, avem $FZ(320^\circ) = 1 + (2,5 - 1) \cdot \frac{290}{320} \cong 2,36$

3.3 Măsurarea zgomotelor de înaltă frecvență

În cazul prelucrării semnalelor de radio-frecvență, o metodă des folosită este heterodinarea, constând în translarea spectrului către frecvențe mai joase, în urma unui proces de mixaj, conform figurii 3.9.

La ieșirea din mixer, avem semnalul $|f_z - f_{OL}|$, care va fi prelucrabil de amplificatorul de frecvență intermediară numai în cazul respectării condiției:

$$|f_z - f_{OL}| = f_i \quad (3.39)$$

Din relația (3.39) rezultă două benzi laterale de trecere, așezate simetric

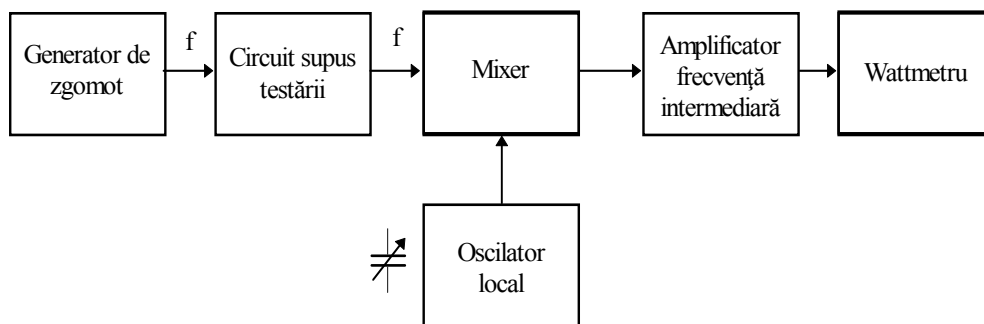


Fig. 3.9 Schema bloc pentru măsurarea zgomotelor de radio-frecvență

față de frecvența oscilatorului local, având lățimea de bandă B_{FI} și centrate pe frecvențele $f_{OL} - f_i$, respectiv $f_{OL} + f_i$, conform figurii 3.10.

Densitatea spectrală de zgomot în jurul frecvenței oscilatorului local se interpolează prin medierea valorilor măsurate în cele două benzi laterale. Este preferabil (pentru diminuarea erorilor), ca cele două benzi laterale să fie destul de apropiate, astfel încât să nu fie diferențe semnificative în privința densității spectrale.

O altă sursă de erori o constituie armonicile oscilatorului local, $n f_{OL}$. Acestea vor permite trecerea zgomotului situat în benzile centrate în jurul frecvențelor $n f_{OL} \pm f_i$. Pentru evitarea acestor surse de erori se utilizează un filtru suplimentar, plasat înaintea mixerului, cu o frecvență centrată pe $f_{OL} + f_i$ sau $f_{OL} - f_i$, cu banda de trecere B_{pm} mai mare decât B_{FI} , dar suficient de îngustă pentru a limita ponderea benzilor laterale nedorite și a reduce distorsiunile armonice la nivele neglijabile. Acordul acestui filtru trebuie corelat cu cel al oscilatorului local.

3.4 Măsurarea temperaturii de zgomot

Cunoscând expresia temperaturii echivalente de zgomot a unui circuit:

$$T_{Ze} = \frac{u_Z^2 + R_S^2 \cdot i_Z^2}{4kR_S B} \quad (3.40)$$

putem deduce, prin amplificarea fracției cu T_{st} :

$$T_{Ze} = T_{st} \cdot \left(\frac{u_Z^2 + R_S^2 \cdot i_Z^2 + 4kT_{st}R_S B}{4kT_{st}R_S B} - 1 \right) = T_{st} \cdot (FZ_{st} - 1) \quad (3.41)$$

Din motive de comparație (și standardizare), FZ_{st} reprezintă factorul de zgomot al circuitului la temperatura standard, $T_{st}=290^0\text{K}$.

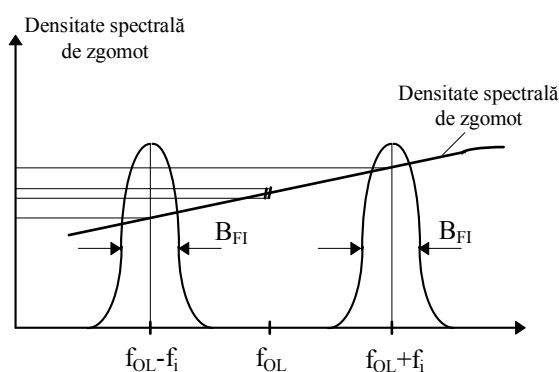


Fig. 3.10 *Dispunerea simetrică a benzilor laterale de trecere față de frecvența OL*

3.5 Măsurarea parametrilor generatorului echivalent de zgomot de la intrare

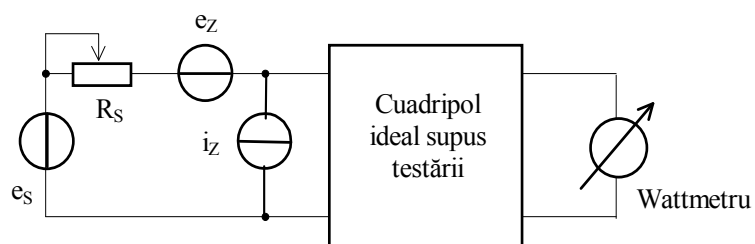


Fig.3.11 Generatoarele echivalente de zgomot concentrate la intrarea cuadripolului

Se realizează montajul din figura 3.11. În condițiile în care cuadripolul testat are amplificarea suficient de mare, se pot neglija zgomotele introduse de wattmetru, neimpunându-se corecții suplimentare.

Utilizând valorile normate ale puterilor putem scrie:

$$u_{ze}^2 = (4kTR_s B + e_z^2 + i_z^2 \cdot R_s^2) \cdot A_p$$

În cazul unui scurtcircuit pe intrare, termenii $4kTR_s B$ și $i_z^2 \cdot R_s^2$ devin neglijabili, putându-se calcula valoarea generatorului echivalent de tensiune (u_{ze1}^2 reprezintă puterea normată măsurată la ieșire în această primă situație):

$$e_z^2 = \frac{u_{ze1}^2}{A_p} \quad (3.42)$$

În cazul unei R_s de valoare mare, dominant devine termenul $i_z^2 \cdot R_s^2$.

$$i_z^2 = \frac{u_{ze2}^2}{A_p \cdot R_s^2} - \frac{e_z^2}{R_s^2} - \frac{4kTB}{R_s} \cong \frac{u_{ze2}^2}{A_p \cdot R_s^2} \quad (3.43)$$

Putem considera că o anumită valoare pentru R_s este suficient de mare astfel încât aproximația din relația (3.43) să fie acceptabilă, dacă prin dublarea valorii respective, rezultatul i_z^2 nu suferă o modificare esențială.

Observație: La frecvențe ridicate, dependența factorului de zgomot de reactanța sursei este importantă. Modificarea părții reactive a impedanței sursei (pentru o anumită frecvență) se obține cu ajutorul unui condensator variabil (inductorul fix). Factorul de zgomot minim datorat impedanței optime a sursei se găsește atât prin ajustarea rezistenței cât și a reactanței sursei.

3.6 Generatoare de zgomot

Principalele caracteristici ale unui semnal de zgomot alb (densitatea spectrală de putere constantă, caracterul fiind stochastic) îl fac utilizabil în cele mai diverse domenii. Astfel, un generator de secvență aleatoare (tip zgomot alb) poate folosi la:

- ◇ testarea comportării în frecvență a echipamentului audio;
- ◇ realizarea sintetizoarelor muzicale;
- ◇ testarea benzii și fidelității unui lanț de comunicații;
- ◇ producerea de stimuli întâmplători în verificările psihologice (teste asupra puterii de concentrare pe timp îndelungat și a rapidității și corectitudinii de reacție în cazuri neprevăzute, cu succesiune aleatoare, esențiale pentru profesii ca: pilot, conducător auto, supraveghetor de procese tehnologice);
- ◇ producerea de semnal aleator, utilizabil în jocurile electronice de noroc sau în tragerile la sorți;

- ◇ deparazitarea sistemelor radar (datorită bunelor proprietăți de autocorelație);
- ◇ creșterea rezoluției analizatoarelor spectrale prin tehnici de compensare;
- ◇ administrație și selectarea personalului (persoanele pot fi definite prin codare cu numere zecimale, care să nu conțină informații despre vârstă, sex, naționalitate, etc fiind astfel posibilă o selecție imparțială);
- ◇ codare și criptografie (numerele pseudoaleatoare pot fi utilizate ca simboluri cheie în procesul de cifrare).

Cele mai utilizate surse "analogice" de zgomot alb sunt: rezistențele (pentru zgomot termic), diodele termionice (figura 3.12.a), joncțiunile polarizate direct sau în zona Zener (figura 3.12.b) (pentru zgomot de alicie), joncțiunile polarizate invers, în regim de străpungere limitată în curent (pentru zgomotul în avalanșă, cu spectru în RF - figura 3.12.c).

La frecvențe joase, majoritatea dispozitivelor prezintă așa numitul "zgomot $1/f$ ". Caracteristica "densitate spectrală funcție de frecvență a acestui tip de zgomot prezintă una așa numit "cot $1/f$ " (frecvența la care zgomotul termic este egal cu zgomotul în $1/f$). În cazurile în care este esențială cerința ca densitatea spectrală de putere să fie constantă, limita inferioară a benzii de interes trebuie să fie clar mai mare decât "cotul $1/f$ ". Amplificatoarele operaționale de zgomot mic (care au, datorită soluțiilor tehnologice adoptate un nivel foarte scăzut al zgomotului în salve și de alicie) pot fi, de asemeni, utilizate drept generatoare de zgomot alb.

În figurile 3.12.a÷3.12.c, R_B este o rezistență reglabilă (de balast), care influențează curentul prin diode, astfel încât punctul de funcționare să cores-

pundă nivelului maxim de zgomot alb. Comutatoarele K_1 validează intrarea în funcțiune a generatorului iar rezistențele de adaptare R_a acționează ca tamponane (buffere) de impedanță. Ele sunt necesare deoarece rezistența de ieșire a unui astfel de generator de zgomot alb cu diodă poate fi de ordinul 10-20 Ω (în stare de funcționare) și de ordinul $M\Omega$ (în starea de nefuncționare, comutatorul K_1 deschis). Un recomandabil atenuator rezistiv în Π are rolul micșorării diferențelor dintre valorile impedanțelor de ieșire la numai (aproximativ) 3%.

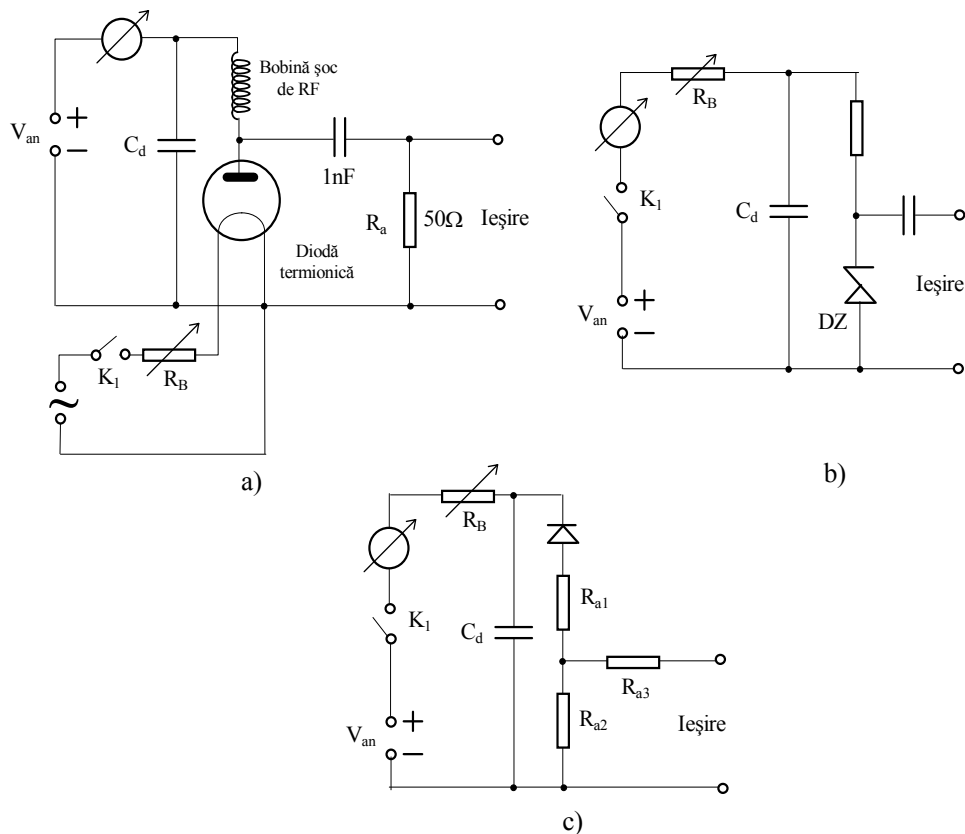


Fig. 3.12 Generatoare analogice de zgomot alb cu diodă termionică (a), cu diodă Zener (b) și cu diodă invers polarizată în regim de străpungere limitată,c

Un generator de zgomot quasi-alb de frecvență relativ joasă, poate fi obținut pe baza unui registru de deplasare în inel, având o reacție convenabil aleasă, conform figurii 3.13. Un semnal pseudoaleator astfel generat este ferm (atât din punct de vedere al nivelului de ieșire garantat cât și al fiabilității soluției de circuit adoptate).

Un registru de acest tip, având "n" celule binare, va stabili o secvență pseudoaleatoare, cu perioada (maxim obținabilă) de $(2^{n-1}-1) \cdot T_{tact}$. De exemplu,

pentru $n=32$ și frecvența tactului de 200 KHz, alegând convenabil celulele care se sumează pentru a furniza reacția, se obține o succesiune de nivele logice repetabilă după:

$$T_{rep} = (2^{31} - 1) \cdot 5 \cdot 10^{-6} : 3600 \cong 3ore,$$

timp suficient de lung pentru a o putea considera drept (pseudo) aleatoare.

Prin apăsarea butonului SET, după "n" impulsuri de ceas, toate celulele registrului de deplasare sunt în starea 1. Reacția trebuie astfel aleasă (SAU-EXCLUSIV) astfel încât să introducă zerouri la intrarea registrului, pentru a evita inhibarea acestuia produsă prin combinația 11...1 eventual existentă la un anumit moment de timp în cele "n" celule.

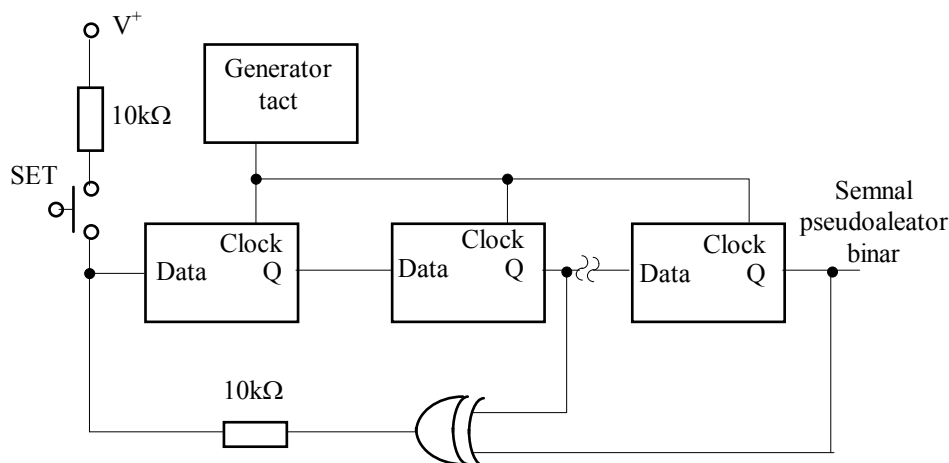


Fig3.13 Generator de secvență pseudo-aleatoare realizat cu registre de deplasare în inel

Semnalul poate fi preluat de pe oricare din ieșirile registrelor deoarece fiecare bit este deplasat succesiv prin fiecare celulă.

În întreg domeniul audio, spectrul de putere al semnalului generat este plat, cu o deviație mai mică de ± 1 dB.

În schema prezentată, caracterul (pseudo)aleator este dat de succesiunea nivelelor de 0 și 1 logic (deci, se lucrează cu semnal numeric). Pentru a se obține un semnal analogic, cu același caracter pseudo-aleator, se conectează (în mod arbitrar) 8 dintre ieșirile registrului de deplasare la intrările numerice ale unui convertor numeric/analog, de exemplu clasicul DAC-08. Deoarece intenția este de a se obține un semnal cât mai aleator (dezordonat, imprevizibil) precizia de numai 0,19% a DAC-ului 08 nu deranjează. Comportarea pseudoaleatorie a semnalului analogic obținut la ieșirea montajului poate fi și mai mult accentuată prin introducerea, așa cum se arată în fig. 3.14, a unui al doilea convertor DAC-08, la care vor fi conectate alte 8 ieșiri ale registrului de

deplasare. Ponderea acestor biți va fi redusă (în cazul din figură cu 1/10) datorită micșorării de 10 ori a curentului de referință (0,2 mA față de 2 mA), crescând astfel "rezoluția" semnalului aleator. Sumarea curenților analogici de ieșire se face la intrarea inversoare a unui A.O. de precizie, montat în clasică schemă de convertor curent-tensiune.

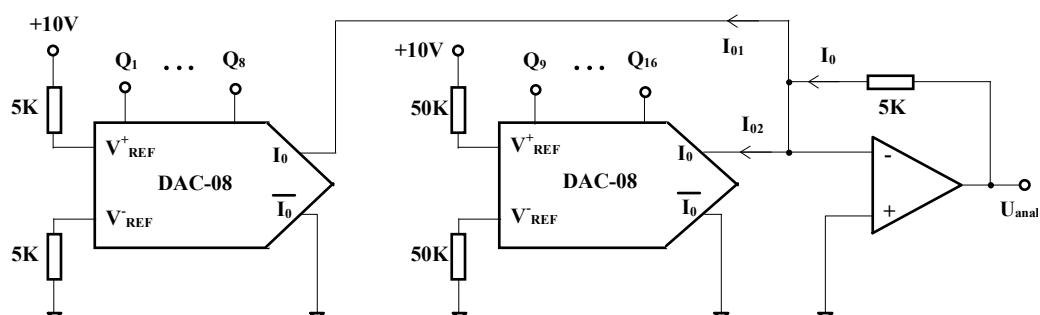


Fig. 3.14 Convertor pentru obținerea unui semnal pseudo-aleator analogic dintr-un semnal pseudo-aleator numeric