

ANALIZA ZGOMOTULUI ÎN CIRCUITELE SELECTIVE CU PARAMETRI DISTRIBUIȚI

I. Avram

Universitatea Tehnică a Moldovei

ÎNTRUDUCERE

Zgomotul circuitelor selective este format din zgomotul elementelor active și zgomotul elementelor pasive (rezistoarelor), iar zgomotul elementelor active este mai mare decât zgomotul rezistoarelor. Numai în cazul, când valoarea elementelor pasive este mare și $R \geq 10^5 \Omega$ zgomotul lor se află la nivelul zgomotului elementelor active și este necesar de luat în considerație [1].

Evaluarea densității spectrale a puterii sau tensiunii zgomotului circuitelor, construite pe baza rezistoarelor și condensatoarelor discrete se poate efectua utilizând modelul de zgomot al circuitului, compus din modelele de zgomot ale elementelor active și modelele de zgomot ale rezistoarelor. Însă în prezent nu sînt cunoscute metode de evaluare a zgomotului în circuitele ce conțin elemente cu parametri distribuiți.

Această lucrare este dedicată analizei nivelului zgomotului circuitelor selective ce conțin elemente cu parametri distribuiți.

1. METODA PRACTICĂ DE CALCUL AL NIVELULUI ZGOMOTULUI ÎN CIRCUITELE CU ELEMENTE DISCRETE

Modelele matematice de zgomot ale elementelor active și impedanțelor elementelor pasive sînt complicate și chiar utilizarea calculatorului pentru analiza nivelului zgomotului necesită timp îndelungat. Aprecierea practică a nivelului zgomotului circuitelor construite pe baza rezistoarelor și condensatoarelor discrete utilizează modele simplificate și, în particular, dacă circuitul conține doar un amplificator, iar semnalul de ieșire este măsurat direct la ieșirea acestui amplificator, atunci densitatea spectrală a puterii zgomotului la ieșire se calculează conform relației:

$$G_{z.ies}(\omega) = |S_k^{T(j\omega)}|^2 k \left[G_e(\omega) + |Z_z|^2 G_i(\omega) \right] \quad (1)$$

unde:

$S_k^{T(j\omega)}$ - sensibilitatea funcției de transfer a circuitului față de factorul de amplificare k al amplificatorului;

$G_e(\omega)$ și $G_i(\omega)$ - densitățile spectrale ale f.e.m. și curentului de zgomot ale modelului de zgomot al amplificatorului;

$|Z_z|^2 = |Z^+|^2 + |Z^-|^2$ - suma pătratelor impedanțelor dintre contactele “întare directă, pământ” și “întare inversă, pământ” ale amplificatorului.

Dacă în calitate de amplificator în circuitele active se utilizează amplificatoare operaționale (AO), atunci dependențele $G_e(\omega)$ și $G_i(\omega)$ pentru majoritatea AO pot fi găsite grafic, după formule speciale sau experimental conform metodei descrise în [3].

Alte componente ale expresiei (1) depind de realizarea concretă a circuitului și pot fi găsite în rezultatul analizei schemei lui.

Știind densitatea spectrală a zgomotului se poate calcula puterea zgomotului $P_{z.ies}$ în banda de frecvențe dată de la f_1 până la f_2 după expresia

$$P_{z.ies} = \int_{f_1}^{f_2} G_{z.ies}(\omega) df \quad (2)$$

și tensiunea de ieșire a zgomotului $U_{z.ies}$ în aceeași bandă de frecvențe conform expresiei

$$U_{z.ies} = \sqrt{P_{z.ies}} \quad (3)$$

2. ANALIZA ZGOMOTULUI ÎN CIRCUITELE SELECTIVE CU PARAMETRI DISTRIBUIȚI

Procedura de calcul al zgomotului circuitelor selective pe baza elementelor RC cu parametri distribuiți (\overline{RC} - elementelor) va fi explicată pe exemplul filtrului trece-jos (FTJ) din fig. 1.

Consecutivitatea calculului nivelului zgomotului circuitului selectiv va consta din următoarele etape:

1. Valorile rezistențelor R_4 și R_5 , care

stabilesc factorul de amplificare al AO se vor alege

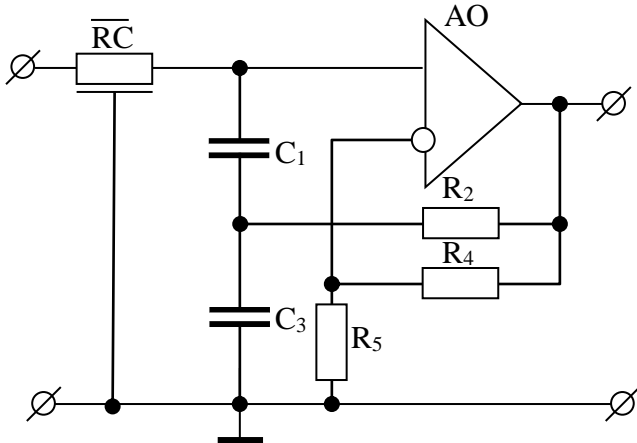


Figura 1. Schema FTJ pe baza unui \overline{RC} -circuit.

de nominale mici (câteva sute de Ω) pentru a putea neglija zgomotele sursei de curent $G_e(\omega)$ la intrarea inversă a AO.

2. Dependențele în frecvență ale componentelor de zgomot ale f.e.m. $G_e(\omega)$ și curentului de intrare $G_i(\omega)$ vor fi exprimate prin expresiile [2]

$$G_e(\omega) = G_{e0} + \frac{G_{e1}\omega_{z4}^2}{\omega^2 + \omega_{z3}\omega + \omega_{z4}^2} \quad (4)$$

$$G_i(\omega) = G_{i0} + \frac{G_{i1}\omega_{z2}^2}{\omega^2 + \omega_{z1}\omega + \omega_{z2}^2} \quad (5)$$

unde G_{e0} , G_{e1} , G_{i0} , G_{i1} , ω_{z1} , ω_{z2} , ω_{z3} , ω_{z4} - valori constante pentru tipul de AO dat [K140UD12]; ω - frecvența curentă.

3. Funcția de transfer a circuitului din fig. 1 este următoarea

$$T(\theta) = \frac{1 + (1+n)\alpha\theta^2}{[1 + (1+n)\alpha\theta^2]cth\theta + \beta\theta(\alpha n\theta^2 - \gamma)sh\theta} \quad (6)$$

unde: $n = \frac{C_3}{C_1}$; $\alpha = \frac{C_1 R_2}{CR}$; $\beta = \frac{C_1}{C}$; $\gamma = \frac{R_4}{R_5}$ și

luând în considerație că $\gamma = k-1$, unde k - este factorul de amplificare al circuitului în curent continuu, atunci expresia (6) poate fi transcrisă în felul următor:

$$T(\theta) = \frac{1 + (1+n)\alpha\theta^2}{[1 + (1+n)\alpha\theta^2]cth\theta + \beta\theta(\alpha n\theta^2 + 1 - k)sh\theta} \quad (7)$$

Efectuând aproximarea rațional fracțională a funcției de transfer transcendentă și irațională (7) prin descompunerea în serii continue ale funcțiilor hiperbolice $ch\theta$ și $sh\theta$ prin limitarea a câte doi termeni ai seriilor, ce duce la apariția unei erori nu mai mare de 8 % [4] se obține:

$$T(p) = \frac{1 + ap}{1 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (8)$$

unde:

$$a = (1+n)\alpha\tau; \quad b_1 = [0,333 + (1+n)\alpha + (1-k)\beta]\tau; \\ b_2 = [0,333\alpha(1+n) + \alpha\beta n]\tau^2; \quad \tau = RC.$$

Sensibilitatea funcției de transfer (8) la variația factorului de amplificare k are forma:

$$S_k^{T(p)} = \frac{\partial T}{\partial k} \times \frac{k}{T} = \frac{k\beta\tau}{1 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (9)$$

Iar pătratul funcției de sensibilitate (9) va fi:

$$|S_k^{T(j\omega)}|^2 = \frac{(k\beta\tau\omega)^2}{(1 - r\alpha\tau^2\omega^2)^2 + (\omega\nu\tau)^2} \quad (10)$$

unde: $r = 0,333(1+n) + \beta n$; $\nu = 0,333 + (1+k)\beta$.

4. Calculul impedenței externe față de AO, dependente de frecvență $Z^+(j\omega)$, conectată la intrarea directă a AO, se efectuează conform fig.2.

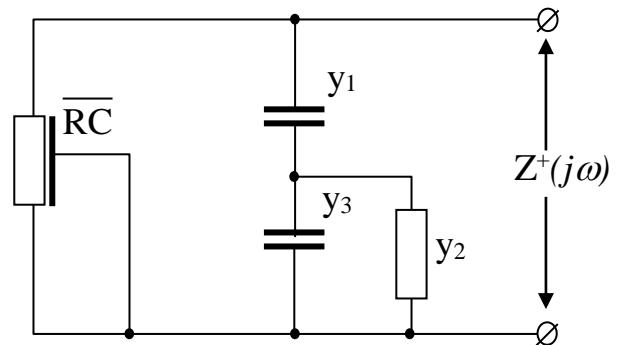


Figura 2. Schema pentru calculul $Z^+(j\omega)$.

În rezultat se obține expresia:

$$Z^+(\theta) = \frac{R[1 + \alpha(1+n)\theta^2]}{\theta[1 + \alpha(1+n)\theta^2]cth\theta + \alpha\theta^2(1+n\alpha\theta^2)} \quad (11)$$

După aproximarea $cth\theta$ cu relația:

$$\operatorname{cth} \theta = \frac{6\theta^2 + 15}{\theta(15 + \theta^2)} \quad (12)$$

ce permite de a obține o eroare nu mai mare de 8 % [4], pentru expresia (11) se obține următoarea dependență

$$Z^+(\theta) = \frac{R\{15 + [1 + 15cd]\theta^2 + cd\theta^4\}}{15 + [6 + 15ac]\theta^2 + 7cd\theta^4 + n\alpha^2\theta^6} \quad (13)$$

unde $l = 1 + n$, $c = 2 + n$, $d = 1 + 3n$. Substituind în această expresie $\theta = \sqrt{pRC} = \sqrt{j\omega\tau} = \sqrt{js}$ pentru (11) se obține următoarea relație:

$$\left| Z^+(j\omega) \right|^2 = \frac{A + B}{X + Y} \quad (14)$$

unde: $A = R^2(15 - cds^2)^2$; $B = (1 + 15cd)^2 s^2$;

$$X = \left[15 - (7cd)^2 s^2 \right]^2$$

$$Y = \left[(6 + 15ac)^2 - (n\alpha^2 s)^2 \right] s^2.$$

Calculul zgomotului circuitului se va efectua pentru trei valori ale factorului de amplificare k și anume $k_1=1$; $k_2=1,11$; $k_3=1,12$. Dacă parametrii elementelor circuitului au următoarele valori: $C_1 = C_3 = 33 \times 10^{-9} F$, $R_2 = 22 k\Omega$, $R = 98,3 k\Omega$, $C = 8,993 \times 10^{-9} F$; $\tau = R \times C = 8,84 \times 10^{-4} s$ atunci pentru valorile indicate ale lui k_i schema realizează o pereche de poli complex - conjugați la frecvența

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_3 R_2 R + 0,333\tau(C_1 + C_3)R_2}} = 1895 \text{ rad} (f_p = 301,6 \text{ Hz}) \quad (15)$$

cu factorul de calitate Q_i dependent de k_i și care poate fi calculat din expresia:

$$Q_i = \frac{\sqrt{3[3C_1 C_3 R_2 R + \tau(C_1 + C_3)R_2]}}{\tau + (C_1 + C_3)R_2 + 3C_1 R(1 - k_i)} \quad (16)$$

În rezultatul calculului se obțin următoarele valori $Q_1 = 1,2$; $Q_2 = 6,35$; $Q_3 = 10,43$.

Graficele dependențelor $G_{zies}(\omega)$ pentru valorile enumerate ale lui k_i sînt indicate în fig. 3.

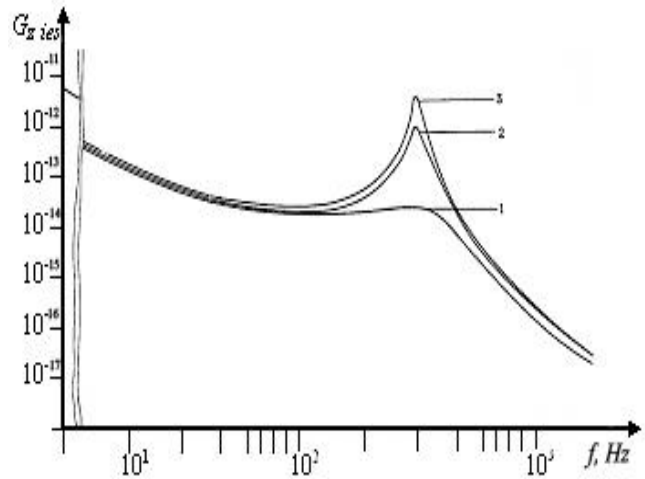


Figura 3. Dependentele $G_{zies}(\omega)$ de valorile k_i .

Iar tensiunile de zgomot pentru factorii de calitate indicați mai sus au următoarele valori:

$$\begin{aligned} U_{Z.ies1} &= 4,7063 \times 10^{-6} \text{ V}, \\ U_{Z.ies2} &= 6,1114 \times 10^{-6} \text{ V}, \\ U_{Z.ies3} &= 8,99 \times 10^{-6} \text{ V}. \end{aligned} \quad (18)$$

3. REZULTATE PRACTICE

Pentru controlul autenticității rezultatelor teoretic obținute a fost montat machetul circuitului conform fig. 1. În calitate de element activ a fost utilizat AO de utilizare generală de tipul *K140UD12*. În calitate de sursă de alimentare s-au utilizat două acumulatori pentru a evita influența zgomotului și pulsațiilor tensiunii sursei de alimentare asupra nivelului zgomotului de ieșire al filtrului, iar ca element RC cu parametri distribuți - o structură monolitică pe baza microfirului coaxial cu o stabilitate a constantei de timp τ de aproximativ 10^{-6} 1/grad cu parametrii indicați mai sus.

În timpul efectuării măsurărilor placa machetului filtrului și sursa de alimentare se amplasau într-o carcasă minuțios ecranată și conectată la pământ, în care se afla și echipamentul pentru măsurarea zgomotului. Nivelul măsurat al zgomotului integral în banda de trecere al filtrului la scurtcircuitarea intrării lui la pământ a atins, pentru valorile indicate mai sus ale factorului de calitate Q_{pi} , următoarele valori:

$$\begin{aligned} U_{Z.ies1e} &= 3,9 \times 10^{-6} \text{ V}, \\ U_{Z.ies2e} &= 4,85 \times 10^{-6} \text{ V}, \\ U_{Z.ies3e} &= 7,3 \times 10^{-6} \text{ V}. \end{aligned} \quad (19)$$

4. CONCLUZII

Compararea rezultatelor experimentale și teoretice indică, că analiza teoretică a zgomotului efectuată după metoda indicată mai sus permite de a evalua nivelul zgomotului circuitelor cu parametri distribuiți cu o exactitate satisfăcătoare pentru practică și această metodă poate fi utilizată pentru efectuarea calculelor inginerești a nivelului zgomotului în banda cercetată de frecvențe.

Pentru eliminarea componentei nivelului de zgomot al circuitelor selective, care se obține din cauza mărimii rezistoarelor, ce formează valoarea necesară a factorului de amplificare al amplificatorului se propune de utilizat pentru aceasta doar rezistoare cu nominale mici de doar câteva sute de Ω .

În afară de asta, rezultatele experimentale și teoretice permit de a face concluzia că, pentru parametrii constanți ai circuitului pasiv nivelul zgomotului este direct proporțional cu factorul de calitate al perechii de poli complecși. De aceea pentru construirea circuitelor selective cu parametri distribuiți cu nivel scăzut al zgomotului propriu este necesar de utilizat metode, ce permit de a realiza circuite selective utilizând poli complex - conjugați cu factorul de calitate cât mai mic. Însă în acest caz circuitele selective vor conține un număr mare de elemente active și pasive – deci nu vor fi optime din punct de vedere al consumului de energie, al masei și dimensiunilor de gabarit.

Important este și faptul, că cu cât este mai mare factorul de calitate al perechei de poli complecși, cu atât este mai mică influența zgomotului de tipul $1/f$ asupra nivelului total al zgomotului filtrului, deci în acest caz crește mult ponderea zgomotului din cauza amplificării nivelului lui în regiunea frecvențelor polilor cu factor de calitate mare.

Bibliografie

1. *Suhodoev I. V. Şumy electriceschih țepi. (Rascet). M.:Sviazi, 1977.*
2. *Custov O. V., Lundin V. Z. Operaționnyye usiliteli v lineinyh țepiah. M.: Sviazi, 1978, 144s.*
3. *Spravocinic po rascetu i proectirovaniu ARC-shem/Bucașchin S. A., Vlasov V.P., Zmii B.F. i dr.; Pod red. A. A. Lannă.-M.:Radio i sviazi, 1984, 368 str.*
4. *Chițul I. V., Elchin A. I. Sravnitelinyi analiz pogreșnostei aproximacii raspredelennyh RC-structur.-V cn.: Nadejnosti i diagnostica poluprovodnicovyh priborov. Mejvuz. Sb., Chișinev, : Știința, 1984, s. 70-74.*

Recomandat spre publicare: 11.10.05