

FILTRELE NUMERICE ȘI ZGOMOTUL ELECTRONIC PROPRIU (PARTEA I)

*Dr ing. conf.univ. V. Guțu,
Universitatea Tehnică a Moldovei*

INTRODUCERE

În procesarea datelor și prelucrarea informației un rol important aparține *filtrației semnalelor* prin frecvență – operație, realizată cu dispozitive și circuite analogice (filtre pasive sau active) sau cu dispozitive și circuite logice și în acest caz numindu-se *filtrație numerică* a semnalelor. Se poate constata faptul că la ora actuală, atât filtrării analogice cât și filtrării numerice le sunt dedicate o mulțime enormă de lucrări și publicații, cu caracter general-cognitiv și de profil. Din punct de vedere cronologic însă, filtrarea numerică este ceva „mai tânără”, dar nu atât de categoric: printre primele publicații dedicate filtrării numerice pot fi considerate lucrările, apărute în anii 1968 – 1973 în IEEE ale autorilor A. Oppenheim, R. Schafer etc. Spre deosebire de filtrele analogice (pasive sau active) în care semnalul este prelucrat în forma sa reală și netransformată, filtrele numerice prezintă sisteme de prelucrare a spectrului semnalelor, reprezentate prin *secvențe de numere*, luate la intervale *discrete* de timp. Aceste filtre utilizează circuite logice, iar prelucrarea semnalelor se face *liniar* având ca rezultat schimbarea *formeii semnalului* de intrare al filtrului digital, de altfel – ca și al celui analogic. Ușor de observat că la ora actuală are loc o intersectare și influență tot mai profundă și efectivă a teoriei clasice a filtrelor (active, în primul rând) și a „*computer science*”-ului. Să vedem însă, cât de performante sunt filtrele numerice, din punct de vedere al *zgomotului electronic propriu*.

1. COMPARAȚIE FUNCȚIONALĂ: FILTRE ANALOGICE - FILTRE NUMERICE

Apariția filtrelor numerice poate fi explicată prin tendința de a *simula* filtrele analogice cu ajutorul unui calculator digital. Drept exemplu poate servi crearea unor sisteme de prelucrare a vorbirii (în ex-urss aceste sisteme se numeau **sintezatoare ale vorbirii**, anii 1965 - 1968), care, în mod semnificativ au contribuit la perceperea tehnică a filtrării numerice. Caracteristicile filtrelor acestor sisteme, în general pot afecta în mod

neprevăzut prelucrarea semnalelor. În cazul simulării pe calculator caracteristicile filtrelor pot fi ajustate și calitatea sistemului în ansamblu poate fi evaluată înaintea realizării filtrului analogic. Astfel, calculatorul numeric oferă avantaje considerabile în flexibilitatea sintezei sistemului final. De menționat însă că prelucrarea semnalelor nu se petrece în timp real, de aceea calculatorul numeric se va utiliza pentru a *aproxima* sau pentru a *simula* un filtru analogic. Ca rezultat al acestei idei – de simulare a filtrelor analogice au început să fie utilizate **filtrele numerice** – o modalitate de realizare a filtrelor analogice programate pe calculator. Sistemul este alcătuit în acest caz dintr-un *convertor analog-numeric* (CAN), un filtru digital și un *convertor numeric-analog* (CNA) și, de fapt aproximează un **filtru analogic**.

Ultimul deceniu al secolului XX este remarcabil prin faptul că în domeniul sistemelor numerice s-au obținut progrese tehnologice impresionante, ceea ce a condus la evidențierea aplicațiilor, în care tehnicile filtrării numerice se utilizează pe larg: circuitele integrate cu nivel înalt și foarte înalt de integrare (LSI & VLSI - ULSI); dispozitivele cu cuplaj prin sarcină (CCD) etc. În baza acestor circuite a fost implementată o varietate mare de structuri și parametri ale filtrelor numerice. Există o gamă largă de posibilități și în privința utilizării în tehnica filtrării numerice a calculatoarelor: – destinate prelucrării volumelor enorme de informații - calculatoarele de uz general; – destinate rezolvării eficiente și rapide a problemelor specifice - calculatoarele mici (microprocesoarele), strict specializate pe direcții concrete, sub controlul unor programe memorate (așa-zis „cusute” sau cablate). Mai multe rațiuni stau la baza tendinței utilizării microprocesoarelor în realizarea filtrelor numerice, în special a celor care funcționează în timp real:

- dimensiuni mici și un grad înalt de fiabilitate;
- flexibilitate și eficacitate ridicată a filtrelor numerice realizate;
- contribuție la utilizarea tot mai largă a sistemelor numerice de comunicație și transfer de date.

Din teoria circuitelor liniare analogice este cunoscut că selecția semnalelor prin frecvență poate fi realizată cu ajutorul circuitelor simple, ce conțin elemente pasive, L – inductanțe și C – condensatoare. Se știe bine de asemenea că teoria și practica

sintezei filtrelor pasive LC este suficient de bine pusă la punct. Dezavantajul major al acestor dispozitive de selecție a semnalelor prin frecvență, care au fost utilizate cu succes multe decenii la rând constă în impasul, în care s-au pomenit în epoca miniaturizării și îndeosebi a microminiaturizării complexe a aparatului electronic de prelucrare a semnalelor: incompatibilitatea fabricării inductanței L cu tehnologiile microelectronicii moderne. Teoretic există posibilitatea înlocuirii inductanței L cu o rezistență, R . Un astfel de circuit pasiv RC poate realiza o funcție de transfer dependentă de frecvență, adică a unui filtru analogic. Doar că caracteristica unui astfel de filtru (figura 1) este insatisfăcătoare: posedă un factor de calitate Q foarte mic ($Q \approx 1$) din cauza pierderilor de semnal [1]. Pentru acest circuit în conformitate cu teorema lui Kirchhoff se poate scrie o ecuație diferențială de ordinul 1, fiind elementele R și C parcurse de curentul i :

$$Ri + u_C = u_1 \quad (1)$$

$$\text{sau} \quad Ri + \frac{1}{C} \int idt = u_1. \quad (2)$$

Efectuând transformările de rigoare și ținând cont că $u_C = u_2$, se poate scrie:

$$\frac{1}{RC} \frac{du_2}{dt} + u_2 = u_1. \quad (3)$$

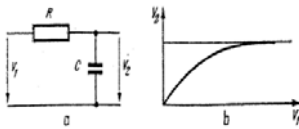


Figura 1. Filtru pasiv RC .

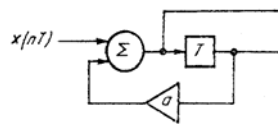


Figura 2. Filtru numeric.

În cazul că semnalul de intrare u_1 este un salt treaptă unitară, semnalul de ieșire u_2 va fi alcătuit din două componente: cea forțată și cea liberă (exponențială), adică

$$u_2 = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (4)$$

Să analizăm acum un circuit numeric simplu, dat în figura 2. În sistemele numerice în general variabilele nu sunt continue, ele sunt determinate la intervale discrete de timp, acestea fiind egale între ele, notându-se cu T . Din figura 2 sunt clare operațiile ce se efectuează: adunarea – cu un element de însumare logică Σ , înmulțirea cu o constantă a , întârzierea cu intervalul de timp T . Mărimea intermediară $y_1(nT)$ este egală cu mărimea de ieșire $y(nT)$, dar întârziată cu un interval de timp T , *id est*

$$y_1(nT) = y[(n-1)T] = y(nT-T). \quad (5)$$

Luând în considerare această relație, pentru circuitul

din figura 2 putem scrie:

$$y(nT) = x(nT) + a y_1(nT), \quad (6)$$

$$\text{sau} \quad y(nT) = x(nT) + a y(nT-T). \quad (7)$$

Ultima ecuație poate fi prezentată și sub altă formă, anume:

$$a [y(nT) - y(nT-T)] + (1-a)y(nT) = x(nT) \quad (8)$$

$$\text{sau} \quad a \Delta y(nT) + (1-a)y(nT) = x(nT), \quad (9)$$

unde Δ prezintă *operatorul diferență*, adică

$$\Delta y(nT) = y(nT) - y(nT-T). \quad (10)$$

Expresia (9) bifată reprezintă *ecuația cu diferențe finite*, de ordinul unu a circuitului din figura 2.

Această ecuație poate fi comparată cu ecuația diferențială (3) a circuitului analogic figura 1, are același rol, ambele ecuații sunt liniare și poate fi aplicat principiul suprapunerii (superpoziției).

Reacția (sau răspunsul) circuitului din figura 2 la o mărime de intrare treaptă unitară poate fi calculată pentru $n = 0; 1; 2; 3; \dots$. Așa, dacă $n = 0$, atunci din (7) rezultă

$$y(0) = x(0) + a y(-T); \quad (11)$$

la $n = 1$

$$y(T) = x(T) + a y(0) = x(T) + a [x(0) + a y(-T)] = x(T) + a x(0) + a^2 y(-T); \quad (12)$$

etc.

Rezultă că

$$y(nT) = \sum_{i=0}^n a^i x(nT-iT) + a^{n+1} y(-T). \quad (13)$$

Expresia (13) este *soluția* ecuației (7). În cazul treptei unitare mărimea de intrare are valoarea 1, de aceea pentru $n \geq 0$ $y(-T) = 0$ și mărimea de ieșire devine egală cu:

$$y(nT) = \sum_{i=0}^n a^i x(nT-iT), \quad (14)$$

$$\text{sau} \quad y(nT) = \frac{1 - a^{n+1}}{1 - a}. \quad (15)$$

Este evident că relația (15) e valabilă pentru valori $|a| < 1$. La valori mari ale lui n mărimea de ieșire **$y(nT)$ poate fi aproximată prin expresia**

$$y(nT) = \frac{1}{1 - a}. \quad (16)$$

Din reprezentarea grafică a relației (15) se observă (figura 3) că aceasta este asemănătoare graficului din figura 2 - răspunsul unui circuit RC la o treaptă unitate. Este simplu de demonstrat că circuitul numeric din figura 2 cu mărimile $x(nT)$ și $y(nT)$ inversate, răspunde asemănător unui circuit RL , la intrarea căruia este aplicat un salt treaptă unitate.

Filtrele numerice devin tot mai practice fiind utilizate actualmente la scară foarte largă. Aceasta

se datorează avantajelor pe care le oferă prelucrarea numerică a semnalelor față de prelucrarea analogică, ceea ce este îndeosebi important când datele de prelucrat sunt în formă numerică.

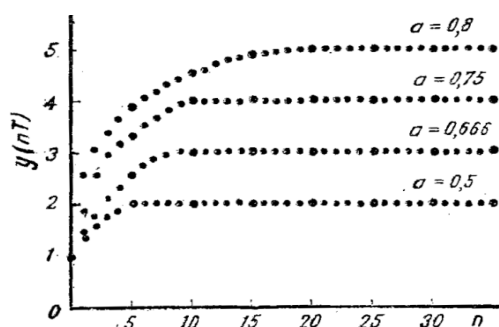


Figura 3. Răspuns filtrului numeric la o treaptă unitate.

Printre avantajele filtrelor numerice față de cele analogice pot fi menționate următoarele:

- performanțe foarte ridicate, precise și stabile;
- flexibilitate deosebită, deoarece răspunsul filtrului poate fi strict controlat și modificat prin schimbarea unor coeficienți proprii;
- absența problemelor de adaptare a impedanțelor;
- implementarea în sisteme care funcționează cu divizare în timp;
- dimensiuni foarte mici ceea ce corespunde exigențelor tehnologiilor submicronice.

Tehnica filtrării numerice răspunde exact cerințelor comunicațiilor moderne, bazate pe facilitățile oferite de calculatoare și performanțele realizate. Avantajele filtrelor numerice devin dominante, când se impun performanțe foarte ridicate filtrelor; de exemplu, dacă este necesară realizarea unui filtru *trece-jos* cu frecvența de tăiere $3 \cdot 10^3$ Hz și o pantă de 90 dB la frecvența de 3005 Hz, foarte probabil că doar un filtru numeric poate realiza aceste performanțe, mai cu seamă când factorii exteriori filtrului nu pot fi controlați strict. Aceste avantaje se impun și în cazul când un sistem necesită un număr mare de filtre. Dacă sunt utilizate filtrele numerice, o structură comună realizează toate filtrele necesare și, deci costul realizării este un factor constant. În cazul utilizării filtrelor analogice, acestea trebuie realizate separat fiecare, cu structuri diferite, costul crescând proporțional cu numărul de filtre. Încă un avantaj important al filtrelor numerice apare atunci când se cere un filtru cu o deosebită complexitate; de exemplu un filtru analogic cu mai mult de 20 de poli este aproape imposibil de realizat practic. Pentru un filtru numeric această condiție nu reprezintă o problemă, chiar și în cazul unui număr mai mare de poli. Utilizarea filtrelor numerice este de preferat și în cazul când structura sistemului, pe lângă filtrare trebuie să realizeze și alte operațiuni, prin funcționarea cu

divizare în timp. Introducerea într-un sistem a unui filtru numeric nou duce, spre deosebire de sistemele analogice, la apariția unor posibilități noi de funcționare sau chiar la apariția sistemelor complet noi. Din cele expuse mai sus devine evident, de ce în prezent domeniul de utilizare a filtrelor numerice are o extindere tot mai largă – performanțele lor.

2. EVALUAREA FILTRELOR NUMERICE DIN PUNCT DE VEDERE AL ZGOMOTULUI ELECTRONIC PROPRIU

Se poate constata cu certitudine că la ora actuală teoria și practica realizării sistemelor de prelucrare numerică a semnalelor a atins nivelul optimal. Sunt de netăgăduit și importante multiplele avantaje ale filtrelor numerice în comparație cu filtrele analogice. Rămâne să ne convingem că și din punctul de vedere al zgomotului electronic propriu, aceste dispozitive sunt în avantaj față de filtrele tradiționale analogice, în primul rând față de filtrele active RC. Se pare (deocamdată – se pare!) că tocmai la acest capitol filtrele numerice pierd din teren: ne rămâne să stabilim, dacă este așa și în ce măsură.

Întâi de toate, să ne clarificăm cu noțiunea de *zgomot electronic propriu*. Este vorba nu de un zgomot oarecare, apărut de oriunde și care are la origine cele mai diverse surse – perturbații de tot felul și frumusețea, care împiedică captarea, selecția și prelucrarea semnalelor de natură electromagnetică, ca de exemplu: influența câmpurilor electrostatice și magnetice exterioare, descărcări electrice, fonul radioactiv local și cosmic, prezența surselor puternice de lumină etc. Zgomotul electronic propriu are cu totul altă natură, el este o „patologie” a elementelor și dispozitivelor electronice, iar „rădăcinile” lui pornesc din principiile de funcționare, ale proprietăților fizice și chimice ale materialelor din care sunt construite, a caracterului corpuscular al curentului electric (ca rezultat al deplasării polarizate ale purtătorilor de sarcină). Tocmai aici rezidă diversitatea zgomotului electronic, a condițiilor în care apare și a modului în care se manifestă (v. figurile 4 și 5). Și dacă natura unor tipuri de zgomot electronic, ca de exemplu zgomotul Jonson (sau *termic*, cu spectrul zgomotului „alb”) este relativ clară, nu se poate afirma același lucru despre zgomotul la frecvențe joase – *flicker noise* ($1/f$), zgomotul *de alicie* – *shot noise*, zgomotul *de explozie* (sau *pocnitură*) – *burst noise* [1,2], zgomotul *frecvențelor înalte* natura căruia rămâne în continuare neclară, deși există diverse ipoteze

[3]. Este evident din cele expuse că perturbațiile exterioare dispozitivelor și echipamentelor de selecție a semnalelor prin frecvență pot fi contracarate efectiv, prin ecranare electrostatică și magnetică, prin utilizarea conductorilor de legătură bine ecranati sau folosind „perechi împletite” de conductori iar carcasa echipamentelor și sursele de alimentare – puse la „masă” sigură, pentru a exclude pătrunderea impulsurilor perturbante prin rețeaua de alimentare.

Toate aceste măsuri nu servesc la nimic, dacă este vorba despre zgomotul electronic propriu al dispozitivelor și echipamentelor electronice. Pentru că în acest caz zgomotul vine din interiorul dispozitivului și este, vorbind la figurat – o boală a lui. Această „boală” se tot tratează, timp de vreo 60 - 70 de ani, de când au apărut primele dispozitive electronice – diodele cu vid și alte tuburi electronice. Pe parcursul acestor decenii sau dus „lupte crâncene” împotriva zgomotului propriu, în primul rând în echipamentele destinate selecției semnalelor prin frecvență, captării și prelucrării ulterioare a acestor semnale. Sigur, este vorba de semnale de natură electromagnetică, de intensitate sau putere foarte mică (de ordinul μV sau μW) captate de antenele instalațiilor planetare sau cosmice de radio și telecomunicații, sau antenele telescoapelor radio cosmice sau de legătură cu sateliți și nave ce brăzdează spații cosmice și interplanetare (exemplul telescopului spațial Hubble). De la sistemele de captare semnale se cere o sensibilitate extremă care este, firește determinată de nivelul zgomotului propriu – prag, sub care semnalele nu mai pot fi recepționate și deci prelucrate. Iată aici s-a dat – și mai continuă să se dea – bătălia contra zgomotului, propriu în primul rând. În privința acestui tip de zgomot se poate spune că toată lumea înțelege despre ce este vorba, cum arată și cum se manifestă; arată aproximativ ca în figura 4, iar modul de manifestare – dacă este vorba despre un aparat radio, în lipsa semnalului util (stația transmițătoare concretă) se aude un foșnet monoton în boxele aparatului. Acest zgomot are un spectru uniform și poartă denumirea de **zgomot alb**. Acest spectru este caracteristic zgomotului termic (Jonson) care apare pe bornele unui rezistor dintr-un circuit electric și care în forma analitică poate fi prezentat ca un generator de tensiune electromotoare $E_{Z_i}^2$

$$\overline{E_{Z_i}^2} = 4 k T r_i \Delta f, \quad (17)$$

unde k este constanta Boltzman; T - temperatura mediului ambiant, $^\circ\text{K}$; r_i - partea activă a unei rezistențe complexe Z_i , Ω ; Δf - banda de frecvențe în care se calculează (sau măsoară) zgomotul.

Tensiunea efectivă a zgomotului unui rezistor cu valoarea $r = 1 \Omega$, în banda de frecvențe $\Delta f = 1 \text{ Hz}$ la temperatura 20°C este egală cu $0,127 \text{ nV}$. S-ar părea această valoare extrem de mică; să ținem cont însă că valorile reale ale rezistoarelor sunt de mii, zeci de mii de ori mai mari și banda frecvențelor alcătuiește zeci și sute de kHz. De exemplu, în cazul

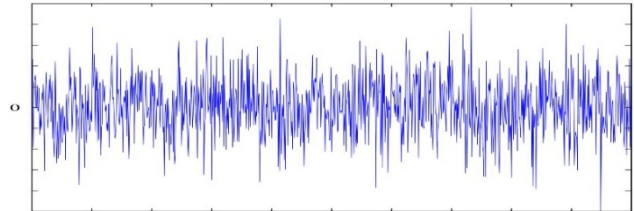


Figura 4. Oscilograma „zgomotului alb”.

unui rezistor de $10 \text{ k}\Omega$ și o bandă de frecvențe de 10 kHz tensiunea efectivă de zgomot este deja $\approx 1,3 \mu\text{V}$. Se știe că semnalele recepționate de la telescopul spațial Hubble aveau valori între $0,01 \div 0,05 \text{ mV}$, adică doar de 10 ori mai puternice decât nivelul zgomotului unui rezistor! Zgomotul propriu al altor elemente pasive – L și C poate fi ignorat în comparație cu zgomotul rezistoarelor, fiind cu 2-3 ordine mai mic. Interesul major îl prezintă, desigur zgomotul propriu al elementelor active ale circuitelor electronice: diode de toate tipurile, tranzistoarele bipolare și cu efect de câmp (FET) în varianta fabricării ca dispozitive discrete și circuitele integrate (ca produs finit) care în prezent alcătuiesc o gamă funcțională impresionantă: amplificatoare operaționale (de tot felul) și generatoare de semnale, porți logice și circuite basculante, surse de alimentare și stabilizatoare de curenți și tensiuni, etc.

A fost menționat puțin mai sus că zgomotul Jonson (termic) este asociat „zgomotului alb” – noțiune mai curând teoretică. În conformitate cu teorema Wiener-Hincin [6], este stabilită legătura între caracteristica temporală, $R_{xx}(\tau)$ și caracteristica de frecvență $S_{xx}(\omega)$ a unui semnal aleator

$$S_{xx}(\omega) = F\{R_{xx}(\tau)\} \quad (18)$$

și

$$R_{xx}(\tau) = F^{-1}\{S_{xx}(\omega)\}. \quad (19)$$

În relațiile (18) și (19) F și F^{-1} prezintă, firește transformata Fourier directă și inversă, respectiv; funcția $R_{xx}(\tau)$ este caracteristica temporală a unui semnal aleator, se numește *funcție de corelație* iar $S_{xx}(\omega)$ - caracteristica în domeniul frecvență a unui semnal aleator și este *funcția densitate spectrală a puterii*. În cazul unui semnal aleator $x(t)$ funcția de corelație $R_{xx}(\tau)$ are forma unui impuls δ , iar densitatea spectrală a puterii $S_{xx}(\omega)$ este constantă, ceea ce înseamnă că conține componente pentru

toate frecvențele. Tocmai acest semnal care **nu există în natură** – ar fi de putere infinită – este denumit „zgomot alb” (figura 5, a). Semnalele aleatoare reale ar putea fi denumite zgomot „colorat” (în publicațiile de profil este răspândită denumirea de „zgomot roz”); au forme diferite pentru funcțiile de corelație și a densității spectrale de putere (figurile 5, b și 5, c). Semnalele cu funcția

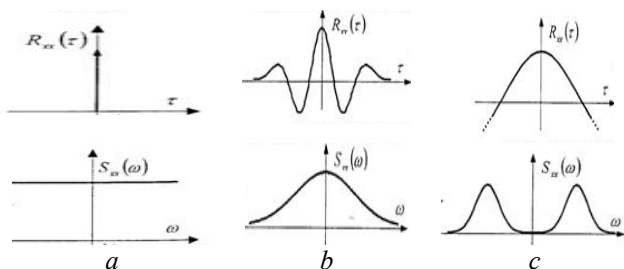


Figura 5. Zgomotul alb (a), de bandă largă (b) și îngustă (c).

de corelație mai îngustă au banda densității spectrale a puterii largă și astfel de semnale sunt mai aproape de zgomotul alb; în cazul funcției de corelație largi banda de densitate spectrală a puterii este îngustă și astfel de semnale sunt mai aproape de un semnal periodic [6].

Să vedem, cum stau lucrurile cu **zgomotul electronic propriu** al dispozitivelor electronice, analogi-ce și digitale. Vom începe analiza cu circuitul extrem de simplu RC din figura 1, a. Dacă la intrarea circuitului se aplică o tensiune de intrare V_1 treaptă unică, răspunsul circuitului, V_2 va fi o curbă exponență care reflectă procesul tranzitoriu de încărcare a condensatorului C. Nu este vorba deocamdată de un circuit de filtrare, pentru că dacă la intrarea acestuia s-ar aplica un semnal sinusoidal de frecvență variabilă, caracteristica amplitudine-frecvență ar fi reprezentată ca imaginea în oglindă a curbei din figura 1, b. A fost menționat că această exponență poate fi **modelată** cu ajutorul unui dispozitiv numeric, dat în figura 2 cu denumirea de **filtru numeric**. Ce este important de subliniat în acest moment: că această caracteristică poate fi obținută cu ajutorul unui circuit RC (analogic) e l e m e n t a r , sau a unui circuit numeric, dar...nu la fel de elementar; acesta din urmă conține un dispozitiv de adunare (Σ – sumator), un dispozitiv de înmulțire cu o constantă a (un amplificator) și unul de întârziere cu un interval de timp T (ar putea fi un trigger – circuit logic basculant bistabil, CBBS). Toate cele trei dispozitive în ansamblu constituie zeci de elemente pasive – rezistențe și condensatoare, diode și tranzistoare, etaje de amplificare sau chiar amplificatoare operaționale! Devine extrem de clar că acest ansamblu va fi o veritabilă „orchestră”, în comparație cu circuitul

analogic RC, din punct de vedere al zgomotului electronic propriu. Măsurat cu ajutorul instalației de măsurare din [3], zgomotul unui circuit RC asemănător a fost egal cu $(1,25 \div 1,3) \times 10^{-6}$ V. Zgomotul propriu al unui filtru numeric trivial (ca în figura 2) măsurat în aceleași condiții experimentale a fost egal cu $97,7 \times 10^{-6}$ V, id est aproape de 100 de ori mai mare! Vom continua analiza comparativă a zgomotului propriu eventual al unor etaje de ordinul 1 și 2, care realizează funcții de transfer ale filtrelor trece – jos (FTJ) și trece – sus (FTS), analogice și digitale respectiv. Schema unui etaj de ordinul 1 FTJ și FTS, la fel ca și funcțiile de transfer ce le corespund sunt reprezentate în figurile 6 și 7. Este clar că din punct de vedere funcțional

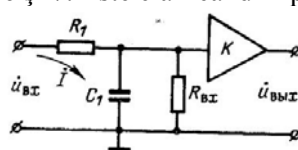


Figura 6. Etaj FTJ de ordinul 1.

Funcția de transfer

$$W(p) = \frac{\dot{U}_{out}}{\dot{U}_{in}} = \frac{K}{p + \frac{1}{T_{\Sigma}}}$$

unde

$$\dot{U}_{out} = \dot{U}_{\text{bx}}, \dot{U}_{in} = \dot{U}_{\text{ex}};$$

$$T_{\Sigma} = R_1 C_1; R_{\text{ex}} = R_{in}$$

și

$$T_{\Sigma} = \frac{R_1 R_{in}}{R_1 + R_{in}} C_1$$

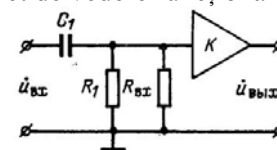


Figura 7. Etaj FTS de ordinul 1.

Funcția de transfer

$$W(p) = \frac{\dot{U}_{out}}{\dot{U}_{in}} = \frac{Kp}{p + \frac{1}{T_{\Sigma}}}$$

unde

$$\dot{U}_{out} = \dot{U}_{\text{bx}}, \dot{U}_{in} = \dot{U}_{\text{ex}};$$

$$R_{\text{ex}} = R_{in}$$

și

$$T_{\Sigma} = \frac{R_1 R_{in}}{R_1 + R_{in}} C_1$$

aceste dispozitive nu pot realiza funcții de transfer de calitate înaltă (factor de calitate mic, ceea ce determină o pantă departe de verticală). Din acest motiv în practică sunt utilizate etaje de ordinul 2, de cele mai multe ori conectate în cascadă, în așa fel

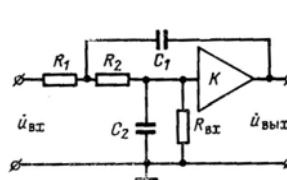


Figura 8. Etaj FTJ de ordinul 2.

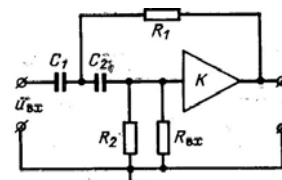


Figura 9. Etaj FTS de ordinul 2.

obținându-se un factor de calitate înalt și pantă satisfăcătoare (prin aproximarea Butterworth, Cebîșev sau a funcțiilor eliptice Jakoby). Apropos, proiectarea filtrelor digitale se bazează pe aceleași principii de aproximare [9]. K – în ambele scheme este un amplificator (discret sau operațional). Ca și în schemele precedente $\dot{U}_{in} = \dot{U}_{\text{ex}}, \dot{U}_{out} = \dot{U}_{\text{bx}}$ și $R_{\text{ex}} = R_{in}$. Cu siguranță, nici cu un etaj de ordinul 2 nu se poate asigura o funcție de transfer și o

caracteristică amplitudine-frecvență satisfăcătoare FTJ sau FTS. În acest scop câteva etaje de ordinul 2 se conectează în cascadă (în practică sunt, de regulă suficiente trei etaje, ceea ce constituie un filtru FTJ de ordinul 6), astfel obținându-se o caracteristică de frecvență ca în figura 10).

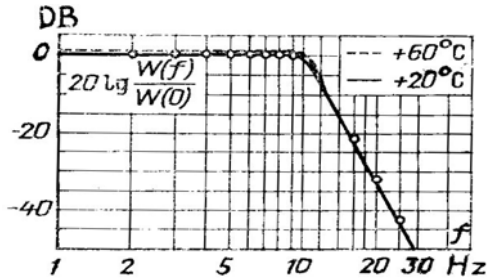


Figura 10. Caracteristica amplitudine-frecvență a unui filtru FTJ Butterworth de ordinul 6.

Așadar pentru a realiza această funcție de transfer sunt necesare 3 etaje FTJ, fiecare constituie un amplificator (operațional), 2 rezistoare și 2 condensatoare (zgomotul cărora poate fi ignorat), în total pe filtru - 3 amplificatoare și 6 rezistențe. Numărul rezistențelor pe filtru poate crește la 9, în cazul realizării unui filtru activ RC trece-bandă. Anterior a fost menționat că un filtru numeric poate simula orice caracteristică, inclusiv și cea reprezentată în figura 10. Să vedem însă, ce va „costa” această modelare.

3. SCHEMA BLOC ȘI ECUAȚIILE DE BAZĂ ALE FILTRELOR NUMERICE

Să presupunem că este necesară prelucrarea unui semnal $x_1(t)$ cu ajutorul unui filtru numeric. Schema bloc a unui atare sistem de prelucrare este dată în figura 11, a iar diagramele de timp - în poziția 11, b. Semnalul analogic $x_1(t)$ este aplicat la

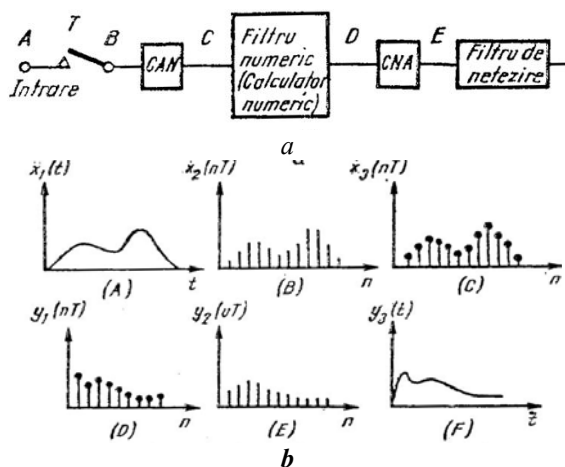


Figura 11. Schema unui sistem numeric de prelucrare a semnalelor (a) și diagramele de timp (b).

intrare (punctul A) și, fiind eșantionat se obține ca $x_2(nT)$ în punctul B, la intrarea unui convertor

analog-numeric. Convertorul analog-numeric (CAN) transformă fiecare eșantion într-un număr (cod) sub forma de *cuvânt numeric* - o secvență codificată ce reprezintă amplitudinea impulsului $x_2(nT)$. Cu cât mai mare este lungimea acestui *cuvânt*, cu atât mai mare este precizia reprezentării. La ieșirea CAN se obține semnalul $x_3(nT)$ care se aplică la intrarea filtrului numeric. De subliniat că de abia acum acesta din urmă „intră în rol”, ceea ce este important din punct de vedere al zgomotului propriu, pentru că aceste dispozitive precedente filtrului numeric nu sunt ideale; și 2: este clar că filtrul numeric prelucrează semnale suficient de puternice, care în principiu pot depăși cu mult zgomotul lui propriu. Aceasta înseamnă că filtrele numerice nu pot fi utilizate ca dispozitive de selecție a semnalelor prin frecvență și incluse în etajele de recepție primară ale instalațiilor de captare și prelucrare a semnalelor slabe, de natură electromagnetică (radio, TV, Telecomunicații, etc).

CONCLUZII

1. De menționat că filtrele numerice reprezintă dispozitive electronice care pot fi utilizate cu succes în diverse echipamente și instalații moderne de prelucrare adecvată a semnalelor de natură electrică.
2. Filtrele numerice pot **modela** orice caracteristică și realiza orice **funcție de transfer**, deci pot servi ca dispozitive pentru selecția semnalelor prin frecvență.
3. Aceste filtre posedă însă un grad avansat de **redondanță** - exces de elemente pasive și active (tranzistoare, amplificatoare operaționale) și, în comparație cu filtrele active RC - un nivel mult mai înalt de zgomot electronic propriu.

Bibliografie

1. **Jawerth, B., Sweldens, W.** An Overview of Wavelet Based Multiresolution, Rep. of Dep. Mat. S.C. 1998.
2. **Van der Ziel A.** Noise Surses, characterization and measurement, Prentice-Hall. Inc. 1970.
3. **Guțu V.** Zgomotul electronic al filtrelor active RC. Monografie, „TEHNICA INFO”, Chișinău 2010.
4. **Guțu V.** The calculation of devices and equipment electronics own noise (Sallen-Kes circuits), SIELMEN 2011 - 8th International Conference on Electromechanical and Power Systems, Craiova, Iași - România, 2011.
5. **Dementiev E.P.** Elementy obshhej teorii lineynyx shumyashhix czepej. Gosenergoizdat, M-L 1968.
6. **Ceangă E. and al.** Sisteme, circuite și semnale. Partea I: Analiza semnalelor. Editura ACADEMICA, Galați 2001.
7. **Macliucov M .I.** Inzhenernyi sintez activnyx filtrov RC nizkix chyastot. Izdatel. ENERGIYA, Moscova 1998.

Recomandat spre publicare: 21.02.2012