

Prelucrarea numerica a semnalelor (PNS)

Prelucrarea numerica a semnalelor (PNS) este un domeniu al științei și tehnicii care s-a dezvoltat foarte rapid în ultimii ani, ca urmare a progresului înregistrat de tehnologia calculatoarelor și fabricarea circuitelor integrate. Au fost elaborate medii de dezvoltare de aplicații software specifice sistemelor de achiziție și prelucrare de date, dintre care cele mai larg utilizate sunt MATLAB, OrCad etc. Aceste medii, utilizate în cercetare și în învățământ, includ o serie de unele specifice pe domenii, care permit soluționarea eficientă a următoarelor categorii de probleme: procesare date, simulare, vizualizare grafică a rezultatelor obținute și.a. Prelucrarea numerica a semnalelor are aplicații în orice domeniu în care informația poate fi prezentată sub forma numerică. Dintre cele mai cunoscute putem menționa:

1. Procesarea de imagini, care este aplicația tehniciilor procesării semnalelor în domeniul imaginilor - semnale bidimensionale precum fotografiile sau imagini video: facsimil, harta vremii prin satelit, animație imagini satelit (meteorologice, topografice, militare) etc.
2. Instrumentație/control: analiza spectrală, controlul poziției și a vitezei, compresie de date etc.
3. Vorbire/audio: recunoașterea vocii, sinteza vorbirii, egalizare etc. În zilele de astăzi există programe gratuite, portabile, ce utilizează caracteristica ASR (Automatic Speech Recognition) pentru a controla sistemele inteligeante cu vocea umană.
4. Militar: securitatea comunicațiilor, procesare radar, procesare sonar, ghidarea proiectilelor etc. Sistemele sonare sunt utilizate în general sub apă pentru identificarea și detectarea distanței.
5. Telecomunicații: anulare ecou, egalizare adaptivă, conferințe video, comunicații de date etc.

6. Biomedical: scanare computer-tomografie, electroencefalografie, electrocardiografie, electromiografie etc.
7. GSM, CDMA.

Aceasta enumerare ilustrează importanța prelucrării numerice a semnalelor în diverse domenii de activitate.

Câteva dintre avantajele acestui mod de prelucrare a semnalelor sunt:

1. Precizie garantată – determinată de numărul de biți folosiți în reprezentarea semnalului;
2. Reproductibilitate perfectă – se obțin performanțe identice de la unitate la unitate, dacă nu variază toleranțele componentelor, de exemplu o înregistrare numerică poate fi copiată sau reproducă fără vreo degradare a calității semnalului;
3. Nu are abateri cu temperatura sau vechimea;
4. Sistemele de PNS pot fi realizate sub forma de circuite integrate care prezintă siguranță crescută, gabarit redus, putere mică, cost mic;
5. Flexibilitate crescută – sistemele de PNS pot fi programate și reprogramate pentru a realiza o varietate de funcții, fără modificarea hardului;
6. Performanțe superioare – sistemele de PNS pot realiza funcții inaccesibile prelucrării analogice, de exemplu obținerea unui răspuns de fază liniară, implementarea de algoritmi pentru filtrarea adaptivă.

Evident, există și dezavantaje ale PNS:

1. Viteza și cost – sistemele de PNS pot fi scumpe când sunt implicate semnale de bandă largă. În prezent, convertoarele analog/numerice și numeric/analogice

- sunt costisitoare sau nu au suficientă rezoluție pentru aplicații PNS de bandă largă. Timpul necesar conversiei limitează viteza de lucru. Obișnuit, numai circuitele integrate specializate pot procesa semnale în domeniul MHz și sunt relativ scumpe. Semnale de bandă mai mare de 100 MHz se prelucrează numai analogic;
2. Timpul de proiectare – uneori proiectarea unui circuit poate consuma nejustificat de mult timp; instrumente de proiectare 3D(CAD), instrumente inteligeante de calcul (CAE)
 3. Problema lungimii finite a cuvintelor – în situațiile de prelucrare în timp real, considerații economice impun ca algoritmii PNS să fie implementați pe un număr limitat de biți. Dacă acesta nu este suficient pentru a reprezenta variabilele, apar degradări serioase ale performanțelor circuitului. Sistemele numerice sunt afectate de zgomotul de cuantizare al convertoarelor analog/numerice, care este cu atât mai mare cu cât numărul de biți folosit în reprezentarea eșantioanelor semnalului de intrare este mai mic. Mai mult, în timpul prelucrării, datorită operației de rotunjire, apare un zgomot care, prin acumulare, poate duce la instabilitate pentru sistemele de ordin superior.

Prelucrarea numerică a semnalelor implica reprezentarea, transmisia și prelucrarea semnalelor folosind tehnici numerice și procesoare numerice, deci, se poate spune că PNS se ocupă cu reprezentarea numerică a semnalelor și utilizarea procesoarelor numerice pentru a analiza, modifica sau extrage informații din semnale.

Terminologia în domeniul prelucrării digitală a semnalelor

1. Bitrate (BR, Bit Rate) - viteza la care datele sunt codificate și transmise. Măsurată în biți pe secundă.
2. Termenul "timp discret" înseamnă că timpul (variabila independentă) este cuantificat. Semnale discrete de timp sunt definite numai pentru valori discrete ale variabilei independente.
3. Sistem digital este un sistem în care semnalele sunt reprezentate ca secvențe de numere, luând numai un număr finit de valori.
4. **CAN** sau **Convertor Analogic Numeric** reprezintă un bloc sau un circuit care poate accepta o mărime analogică (current, tensiune) la intrare, furnizând la ieșire un număr care constituie o aproximare (mai mult sau mai puțin exactă) a valorii analogice a semnalului de la intrare.
5. **Cuantificare.** Divizarea intervalului de variație (tensiune, current) al unei mărimi analogice într-un număr determinat de trepte („cuante”) de amplitudine egală, în scopul exprimării valorii analogice sub formă de număr, constituie procesul de **cuantificare** al unui semnal analogic. Mărimea treptelor rezultate în urma cuantificării este egală cu raportul dintre valoarea intervalului maxim de variație și numărul lor, fiecare astfel de „cuantă” fiind delimitată de două nivele de cuantificare succesive.
6. **Intermodulație.** Proces prin care neliniaritatea rețelei provoacă la ieșire semnale parazite (numite produse în intermodulație) pe frecvențe care sunt combinații lineare ale frecvențelor semnalelor de intrare.

Se numește **semnal** o mărime fizică măsurabilă, purtătoare de informație, care poate fi transmisă la distanță, recepționată și/sau prelucrată.

Prelucrarea numerică a semnalelor se ocupă cu reprezentarea numerică a semnalelor originale în domeniul variabilei sau al variabilelor sau într-un domeniu transformat și cu modificarea algoritmică a acestora cu ajutorul procesoarelor numerice pentru a analiza, modifica sau extrage informații din semnale.

Un semnal **unidimensional**, numit și semnal 1D, este o funcție de timp, notată generic prin $x(t)$, $t \in \mathbb{R}$. De regulă, mărimea fizică variabilă reprezentând semnalul este o tensiune electrică. Totuși, în echipamentele de automatizări se utilizează și semnale de altă natură fizică, aşa cum sunt, de exemplu: curentul electric, presiunea aerului instrumental, deplasarea unui corp solid.

Fie $\mathfrak{I}t = [t_1, t_2]$ suportul semnalului $x(t)$, adică intervalul de timp finit în care se observă (măsoară) semnalul.

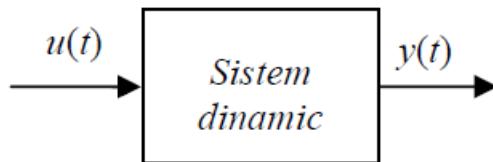


Fig. 1.1 Sistem dinamic

Semnalele se pot aplica unor circuite sau, mai general, unor sisteme dinamice. Fie $u(t)$ semnalul aplicat la intrarea unui sistem și $y(t)$ semnalul obținut la ieșirea acestuia, numit și *răspuns* al sistemului la semnalul de intrare (figura 1.1). Sistemele dinamice realizează prelucrarea semnalelor, conform funcțiilor realizate de echipamentele electronice în care sunt înglobate. Exemplificăm câteva operații uzuale de prelucrare a semnalelor: integrarea unui semnal, derivarea acestuia, filtrarea (extragerea unor componente spectrale ale semnalului sau, după caz, eliminarea componentelor parazite), modulația semnalelor, etc. De fapt, cele

mai multe echipamente electronice sunt formate din lanțuri de sisteme dinamice, care realizează prelucrări consecutive ale semnalelor, conform unei „tehnologii” care determină funcțiunile realizate de echipamentul respectiv.

Din clasa semnalelor unidimensionale menționăm: semnalul vocal, semnalul radio (modulat în amplitudine sau în frecvență), semnalele furnizate de traductoare ale mărimilor fizice uzuale (temperatură, viteză și.a.) etc.

Semnalele bidimensionale, numite și semnale 2D, sunt – de regulă – imagini. Fie $u(x_1, x_2)$ un semnal bidimensional, în raport cu coordonatele spațiale x_1 și x_2 .

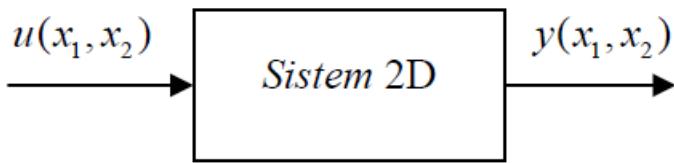


Figura 1.2 Sistem 2D

Mărimea u reflectă valoarea nivelului de gri în punctul de coordonate x_1 și x_2 . Ca și în cazul semnalelor unidimensionale, modelarea matematică a semnalelor 2D vizează facilitarea descrierii operațiilor de prelucrare. Aceste operații de prelucrare se realizează cu ajutorul sistemelor 2D (fig. 1.2). Semnalul de ieșire din sistem, $y(x_1, x_2)$, se obține prin aplicarea unor operații specifice (filtrare, extragere contur, etc.) aplicate semnalului de intrare $u(x_1, x_2)$.

Un semnal se numește M-dimensional dacă valoarea sa este o funcție de M variabile independente.

Semnalele electrice cu care se lucrează în telecomunicații și TI se împart în două mari categorii: semnale analogice și semnale digitale (numerice).

Semnalul analogic este un semnal continuu, atât pe axa timpului cât și pe axa amplitudinilor. Un exemplu tipic de astfel de semnal este tensiunea de ieșire a unui microfon, care este continuu variabilă în funcție de valoarea semnalului sonor.

Semnalul numeric este discontinuu atât în timp cât și în amplitudine.

Prin urmare, un semnal analogic poate fi transformat în semnal numeric prin procedee de “întrerupere” a continuității în timp și simultan de “întrerupere” a continuității în amplitudine. Este necesar ca aceste “întreruperi” să nu determine pierderi semnificative din ceea ce reprezintă informația înmagazinată în forma continuă a semnalului analogic.

Eșantionare - operația de rupere în timp;

Cuantizare - operația de rupere în amplitudine.

Sau mai științific

- eșantionarea semnalului, adică discretizarea timpului t cu un pas T_e , numit perioadă de eșantionare. Semnalul cu timp discret, $x(kT_e)$, este notat adesea cu $x(k)$, unde k reprezintă timpul discret, adică pasul curent de eșantionare;
- cuantizarea semnalului, adică discretizarea amplitudinii eșantioanelor $x(k)$. Se alege un pas de cuantizare, Δ , iar rezultatul operației de cuantizare este un număr întreg, q , astfel încât produsul $q \cdot \Delta$ să fie cât mai apropiat de amplitudinea eșantionului cuantizat.

În telecomunicații și TI semnalele analogice și cele numerice au avut multă vreme o existență separată și independentă. Transmisiunile telefonice, radio și de televiziune funcționau exclusiv cu semnale analogice, iar în telegrafie și în transmisiunile de date se foloseau numai semnalele numerice. Semnalul digital, caracteristic inițial telegrafiei și transmisiunilor de date, are avantajul simplității, este mult mai rezistent la zgomot în comparație cu cel analogic, iar echipamentul de transmisie utilizat este fiabil și nepretențios din punctul de vedere al reglajelor necesare. La început, dispozitivele digitale au avut un grad de complexitate ridicat,

însă o dată cu apariția circuitelor digitale integrate, proiectarea unui dispozitiv nu a mai indicat probleme deosebite.

Forma principală de exprimare analitică a semnalului este reprezentarea lui prin oscilațiile sau prin spectrul lui.

Oscilațiile descriu semnalul ca o funcție de timp $S(t)$. O altă formă de exprimare a semnalului este reprezentarea lor cu ajutorul spectrului. Orice semnal poate fi cercetat ca o uniune de oscilații $h_k(t)$ înmulțite cu coeficientul C_k și care prezintă un sistem al funcției de timp $\{h_k(t)\}$ de un anumit tip.

Semnalele reale trebuie să le idealizăm. Se folosesc următoarele permisiuni:

1. Semnalele reale sunt limitate în timp: în teorie deseori se cercetează semnalele care sunt expuse în timp la semiinfinit $0 \leq t < \infty$ sau la infinit $-\infty < t \leq \infty$. Pentru limitare începutul cronometrării îl vom considera odată cu începutul semnalului.

2. Semnalele reale sunt aleatoare, dar în teorie deseori sunt cercetate semnalele care sunt total (integral) cunoscute în timp. Astfel de semnale sunt numite determinante.

Să definim unele tipuri de oscilații:

cauzale – se numesc oscilațiile care au un început în timp (o cauză);

periodice – se numesc oscilațiile orice valoare a căror se repetă peste intervale de timp egale cu perioada T .

$$S(t) = S(t+kT)$$

finite – se numesc oscilațiile localizate în timp, adică oscilațiile sunt perfect egale cu zero în afara unui interval de timp $t_a \leq t \leq t_b$. Toate semnalele reale pot fi cercetate ca finite.

continue – se numesc oscilațiile care sunt cercetate în fiecare punct al treptei de timp. Așa oscilație e redată prin o mulțime infinită de puncte. O succesiune de impulsuri la fel e un semnal continuu. Aici se cercetează valoarea semnalului nu numai în timpul existenței impulsurilor, dar și între ele.

discrete – se numesc oscilațiile care sunt cercetate numai în momente fixate de timp t_i , adică cele fixate în mulțimea de puncte ale treptei de timp.

Semnalele definite în timp continuu sunt definite pentru orice valoare a variabilei independente dintr-un interval finit sau infinit. Acestea mai sunt cunoscute aşa după cum am menționat sub numele de semnale analogice.

Un exemplu de semnal definit în timp continuu este reprezentat de semnalul de forma:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \cdot \sin[2\pi F_i(t) + \theta_i(t)]$$

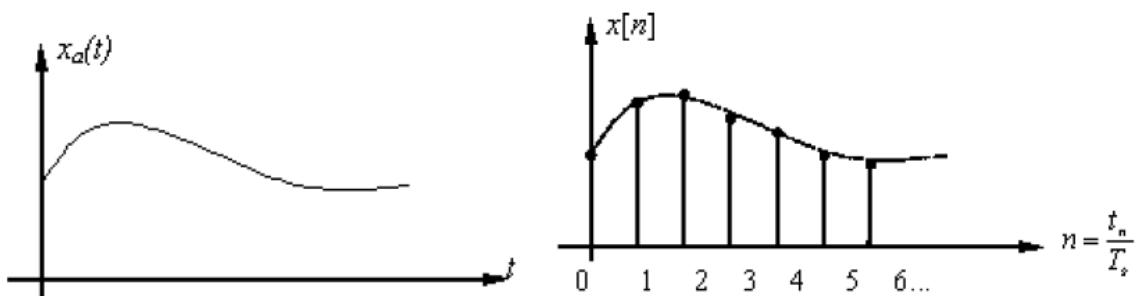


Fig.1.3 Semnal definit în timp discret (b) obținut prin eșantionarea unui semnal analogic (a)

Spre deosebire de semnalele definite în timp continuu, există o altă mare categorie de semnale definite în timp discret, care sunt definite numai pentru valori discrete de timp. Acestea nu trebuie neapărat să fie echidistante, dar în practică din considerente de comoditate a tratării matematice, de cele mai multe ori, se iau uniform distanțate. Un semnal definit în timp discret poate fi reprezentat matematic de o secvență de numere reale sau complexe.

Există o mare varietate de semnale:

- semnalele luminoase emanate de diverse surse de lumină (corpuri cerești, materiale incandescente sau fosforescente);
- semnalele acustice eliberate de aproape orice proces fizic;
- semnalele nervoase emise de creierul uman către organele corpului în vederea efectuării diverselor acțiuni;
- semnalele radio emise de posturile de radio și televiziune, sateliți de comunicație, sonare, radare;
- semnale electrice emise pe cablu, cum ar fi semnalul telefonic;
- semnalele optice emise pe fibrele optice;
- semnale analogice (continuu în timp și în valori);
- semnale digitale (discontinuu în timp și în valori, se mai numește semnal în timp discret și cu valori discrete. Semnalul în timp discret se mai numește semnal eșantionat), etc.

Clasificarea sistemelor

Sistemul reprezintă un mediu fizic, prevăzut cu posibilitatea de a prelua informații din mediul exterior (semnal de intrare) și de a furniza la rândul lui informații mediului exterior prin intermediul semnalului de ieșire. Semnalul de ieșire depinde evident de semnalul de intrare dar depinde esențial și de structura sistemului. Majoritatea sistemelor pot fi modelate matematic și astfel se poate estima răspunsul sistemului (semnalul de ieșire), atunci când se cunoaște semnalul de intrare și structura sistemului.

Similar în parte cu criteriile amintite la clasificarea semnalelor, există mai multe criterii de clasificare a sistemelor. Iată câteva dintre ele:

Sisteme analogice / sisteme digitale

Un prim criteriu de clasificare îl constituie natura semnalelor pe care sistemul le procesează. În acest sens există:

- Sisteme analogice. Sunt sistemele care prelucrează semnale analogice (semnale continue în timp continuu). Un exemplu de astfel de sistem este amplificatorul de semnale audio, construit cu rezistoare, condensatoare, tranzistoare.

La ce sunt necesare sistemele analogice?

În figura 1 este indicat că:

- interfațarea cu lumea reală este analogică → importanță vitală.
- domeniul digital domină în aplicații, dar semnalele trebuie convertite → operații analogice de condiționare a semnalului.

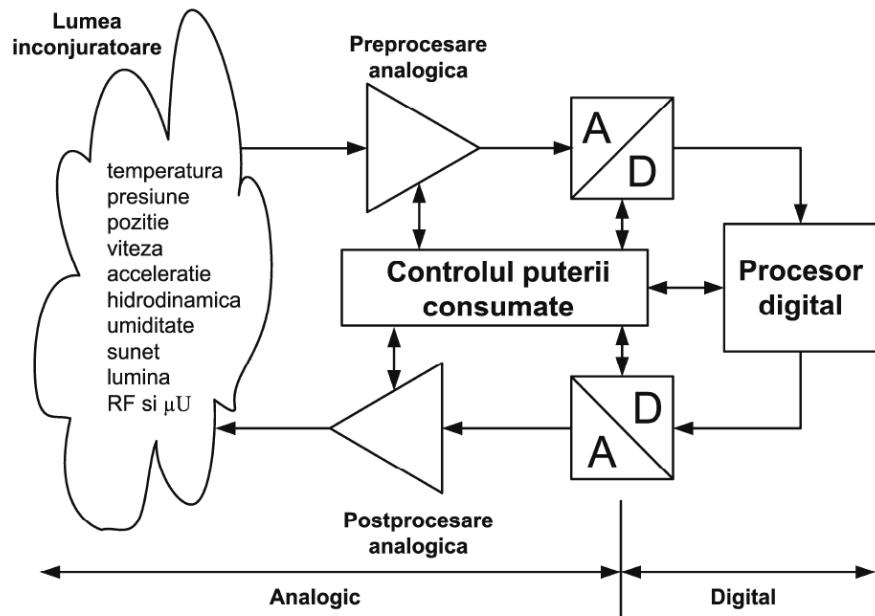


Fig.1 Necesitatea sistemelor analogice

- Sisteme digitale. Sunt sistemele care prelucrează semnale în timp discret, ca de exemplu cele care redau semnale audio înregistrate numeric. Un sistem digital poate fi un PC „obișnuit”, sau poate fi un sistem de calcul dedicat de exemplu DSP procesor.

Sisteme liniare / neliniare

Un sistem este liniar dacă îndeplinește următoarele două criterii:

1. Dacă semnalul de intrare x va determina semnalul de ieșire X , atunci un semnal de intrare $2x$ va produce un semnal de ieșire $2X$. Cu alte cuvinte, la un sistem liniar amplitudinea semnalului de ieșire este direct proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare.
2. Dacă un semnal de intrare x produce un semnal de ieșire X , și un semnal de intrare y produce un semnal de ieșire Y , atunci semnalul rezultant de intrare $x + y$ va produce o ieșire $X + Y$. Cu alte cuvinte, la

sistemul liniar semnalele de intrare sunt independente, deci nu interacționează în cadrul sistemului.

Nici un sistem real nu este absolut perfect liniar. Se poate vorbi despre mai multe tipuri de neliniarități existente în grade diferite în toate sistemele mecanice, deși comportamentul mai multor sisteme reale poate fi abordat ca unul liniar, în special la semnale mici de intrare. Dacă un sistem nu este perfect liniar, va produce frecvențe de ieșire care nu se regăsesc în semnalul de intrare. Un exemplu în acest sens poate fi considerat un amplificator stereo (sau un magnetofon) care produce armonici ale semnalului său de intrare. Acest fenomen se numește „distorsiune armonică” și degradează calitatea sunetului de reproducere. Distorsiunea armonică aproape întotdeauna devine mult mai severă la un nivel ridicat de semnal. Un exemplu în acest sens poate fi un aparat mic de radio care redă un sunet relativ „clar” la un volum redus, dar scoate sunete dure și distorsionate la volum ridicat.

Multe sisteme sunt aproape liniare la semnale de mică amplitudine, dar devin neliniare la niveluri mai ridicate de excitație. Uneori, există un prag definit, de la care sistemul își pierde liniaritatea. Un exemplu în acest sens reprezintă întreruperea semnalului de ieșire al unui amplificator, atunci când nivelul semnalului de intrare depășește tensiunea de alimentare prescrisă de producător. Similar este și la sistemele mecanice în cazul în care o piesă componentă se mișcă liber până când se lovește de un obstacol.

Exemple de sisteme liniare:

Propagarea undelor cum sunt undele sonice și electromagnetice

Circuitele electrice compuse din rezistoare, condensatoare și bobine

Circuitele electronice ca amplificatoare și filtre

Sisteme descrise prin ecuații diferențiale ca rețele rezistor-condensator-bobină

Multiplicarea cu o constantă, adică amplificarea și atenuarea semnalului

Modificări ale semnalului, ca ecouri

Perturbații mici în alte sisteme neliniare

Exemple de sisteme neliniare:

Sisteme care nu au fidelitate sinusoidală, ca circuitele electronice pentru: conversia undelor sinusoidale în unde dreptunghiulare, dublarea frecvenței etc.

Multiplicarea unui semnal cu alt semnal, ca modularea în amplitudine.

Sisteme cu prag, de exemplu, porți logice digitale sau vibrații seismice

Sisteme variante / invariante în timp

Sisteme invariante în timp sunt acele sisteme la care răspunsul sistemului va fi același, indiferent de momentul aplicării semnalului de intrare. Aplicând deci același semnal $x(t)$ la momente diferite de timp, la ieșirea sistemului se va produce același semnal.

Dacă $y(t) = S \{x(t)\}$, atunci $y(t-t_0) = S \{x(t-t_0)\}$, unde prin $S \{x(t)\}$ am notat transformarea suferită de semnalul $x(t)$ la trecerea sa prin sistem.

Sisteme cauzale / necauzale

Sistemele cauzale sunt cele la care mărimea de ieșire nu depinde decât de valori ale mărimii de intrare, anterioare momentului curent. Altfel spus, ieșirea nu depinde decât de trecut, nu și de viitor. Spre deosebire de acestea, la sistemele necauzale ieșirea depinde și de valori viitoare ale mărimii de intrare.

Proprietățile generale ale sistemelor analogice

1. Cauzalitatea înseamnă caracterul neanticipativ al sistemului: răspunsul $y(t)$ nu poate preceda excitația $x(t)$, adică pentru $x(t) = 0$, la $t < 0$, $y(t)$ tot este nul – $y(t) = 0$, la $t < 0$. Sistemele reale sunt cauzale.

2. Linearitatea. Un sistem este liniar, dacă satisfac principiul de superpoziție: sumei excitațiilor îi corespunde suma răspunsurilor la fiecare excitație în parte. Dacă au loc relațiile

$$x_1(t) \rightarrow y_1(t); x_2(t) \rightarrow y_2(t),$$

atunci pentru sistemul liniar are loc relația:

$$\begin{aligned} x(t) &= ax_1(t) + bx_2(t) \rightarrow \\ &\rightarrow y(t) = ay_1(t) + by_2(t). \end{aligned}$$

3. Invarianta în timp înseamnă că caracteristicile și parametrii sistemului nu variază în timp. De aceea, translația în timp a excitației, conduce la aceeași translație în timp a răspunsului $x(t-t_0) \rightarrow y(t-t_0)$.
4. Stabilitatea sistemelor implică răspuns mărginit la excitația mărginită:

$$|x(t)| \leq M_1 < \infty \rightarrow |y(t)| \leq M_2 < \infty.$$

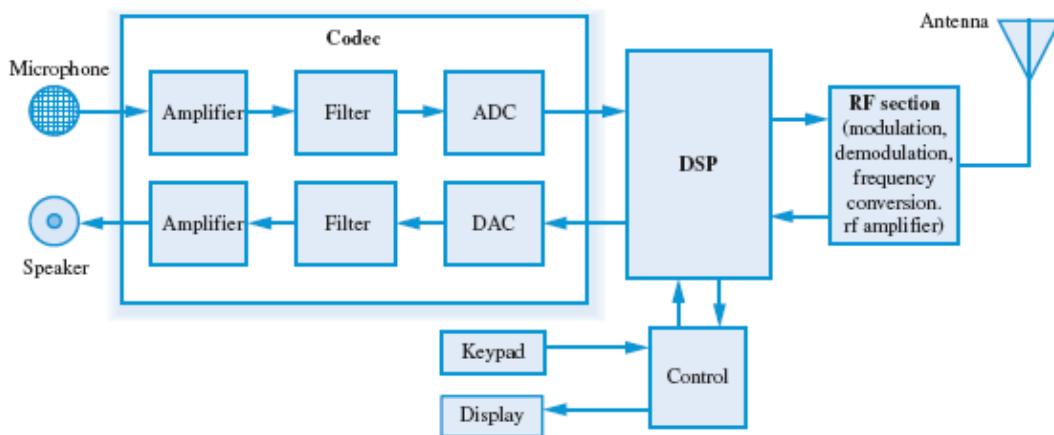


Fig.2 Schema de principiu la prelucrarea semnalelor într-un telefon mobil
Funcții DSP

Comprimarea și decompresia vorbirii, detecția și corecția erorilor, măsurarea calității și puterii semnalului, modulare-demodulare, eliminarea diafoniei, managementul consumului.

La acestea se adaugă diverse alte funcții: internet, jocuri, recunoașterea vorbirii și scrisului, sinteza de voce, GPS, prelucrări de imagine, etc.

Amplificatoare operaționale

Amplificator operațional (AO) este un amplificator de curent continuu cu intrare diferențială. El posedă factor de amplificare foarte mare, Z_{int} foarte mare și Z_{ies} foarte mică. De regulă, etajul de intrare este diferențial, care asigură Z_{int} foarte mare, stabilitate și sensibilitate înaltă. Etajul final este un repetitor pe emitor, care asigură Z_{ies} mică. Etajele intermediare asigură amplificarea la valoarea necesară. În baza AO se realizează: amplificatoare, oscilatoare, filtre active, generatoare de impulsuri, stabilizatoare, limitatoare de amplitudine etc.

Simbolul AO și simbolul simplificat:

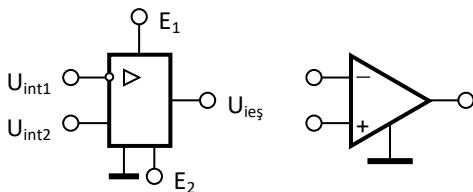


Fig.1. Simbolul AO și simbolul simplificat

U_{int1} - intrare inversoare, se află în antifază cu U_{ies} .

U_{int2} - intrare neinversoare, se află în aceeași fază cu U_{ies} .

E_1, E_2 - surse de alimentare cu polaritate diferită, raportate la masă și egale ca modul.

Parametrii AO:

- Viteza creșterii tensiunii de ieșire - tangenta unghiului de înclinație a U_{ies} . Se măsoară în [V / μ s].
- Timpul stabilirii tensiunii de ieșire - timpul de la $0,1 \cdot U_{ies}$ până la $0,9 \cdot U_{ies}$.
- Factorul dinamic de amplificare $K_U = \Delta U_{ies} / \Delta U_{int}$. Pentru frecvențe aproape de zero $K_U \sim 104 \div 106$.
- Tensiunea de offset (tensiunea de decalaj la intrare) este diferența de tensiune, care trebuie aplicată între cele două intrări pentru a aduce U_{ies} la zero. U_{off} are valori $5 \div 20$ mV.

$$U_{off} = U_{int1} - U_{int2}, \text{ pentru } U_{ies} = 0$$

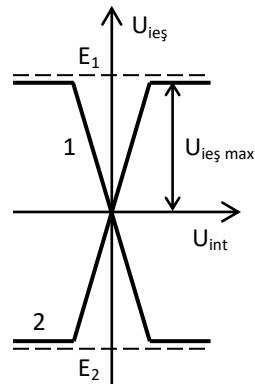
- Impedanța de intrare Z_{int} este foarte mare.

AO cu TB în etajul de intrare $Z_{int} = k\Omega$

AO cu TEC în etajul de intrare $Z_{int} = \text{zeci de } M\Omega$

➤ Impedanță de ieșire $Z_{ieș} = \text{cîțiva } \Omega \div \text{sute de } \Omega$.

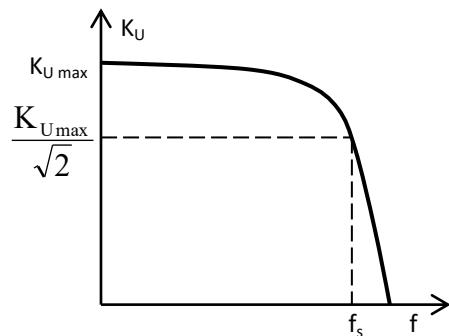
➤ Caracteristica de amplitudine.



1 - domeniul dinamic, în care caracteristica este liniară și panta ei determină factorul de amplificare. Este foarte îngust, deoarece K_U este foarte înalt.

2 - domeniul de saturație. Valorile $U_{ieș \ max}$ sunt foarte aproape de valorile tensiunilor de alimentare. Este foarte larg.

➤ Caracteristica amplitudine-frecvență.



f_s - frecvență limită de sus.

$\Delta f = 0 \div f_s$ - bandă de trecere.

Procesare analogică versus procesare numerică

Conform criteriilor de clasificare a sistemelor, menționate la prelegerile precedente există două mari categorii de sisteme ce se referă la tipul de semnale pe care le prelucrează: sisteme analogice și sisteme digitale (numerice). Marea majoritate a sistemelor din natură precum și din unele procese tehnologice sunt de natură continuă, analogică. Prelucrarea semnalelor analogice, se face de către echipamente analogice, care din punct de vedere teoretic pot fi privite ca sisteme analogice. Iată câteva exemple:

- Emițătoare și receptoare radio și de televiziune;
- Amplificatoare cu tranzistoare, ca de exemplu cele de microfon sau cele existente în receptoarele de radio;

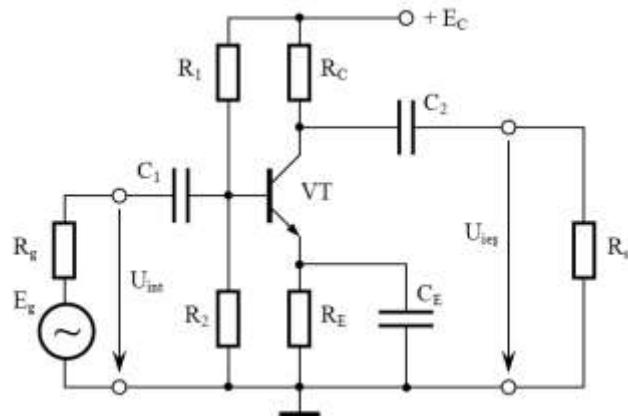


Fig.1 Etaj amplificator cu TB

- Filtre analogice, ca de exemplu cele existente în componența stațiilor de amplificare cu tranzistoare.
- Sisteme implicate în transferul de energie: transformatoare, redresoare oscilatoare etc.
- Regulatoare analogice care, incluse în bucla de reglare automată a unui proces, ce pot controla valoarea unui parametru al acelui proces (viteză, temperatură, presiune etc.).

Toate acestea sunt construite cu rezistoare, condensatoare, diode, tranzistoare etc. și sunt alimentate cu surse de energie electrică. Prin toate aceste echipamente, semnalul analogic se propagă de la intrare la ieșire.

Tehnicile și tehnologiile moderne obligă utilizarea calculatorului în prelucrarea semnalelor. Relația dintre procesarea numerică de semnal și semnalul analogic din care provine semnalul de prelucrat este sintetizată în figura următoare:

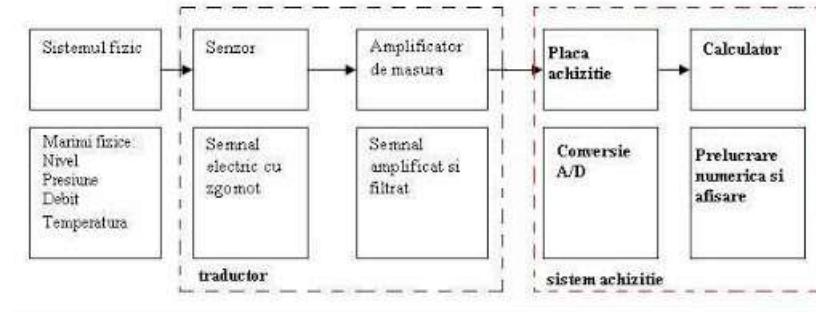


Fig.2 Relația dintre procesarea numerică și analogică

Procesarea Numerică a Semnalelor (Digital Signal Processing) nu reprezintă altceva decât prelucrarea cu ajutorul calculatorului, prin operații matematice (adunări, înmulțiri, operații logice etc.), a semnalelor reprezentate numeric.

Iată câteva din domeniile care au beneficiat esențial de avantajele procesării numerice a semnalelor:

- Comunicații: codarea / decodarea digitală a sunetului în telefonia digitală cu multiplexarea mai multor con vorbiri pe același fir, Faxul, Internet-ul etc;
- Medicină: analiza semnalelor biomedicale (ECG, EEG, computer-tomografia etc.), diagnosticarea automată, monitorizarea diverselor funcții vitale,
- Conducerea automată a proceselor: pilotarea automată a navelor, avioanelor și rachetelor, servomecanisme, roboți, controlul proceselor industriale complexe sau periculoase;
- Radioul și televiziunea digitală;
- Aplicații ce implică semnalul vocal: filtrare, recunoașterea vorbirii, sinteza vorbirii;
- Multimedia: captarea, generarea, procesarea, transmiterea și stocarea sunetului și imaginilor;

Avantajele utilizării sistemelor de procesare numerică de semnal față de sistemele analogice sunt următoarele:

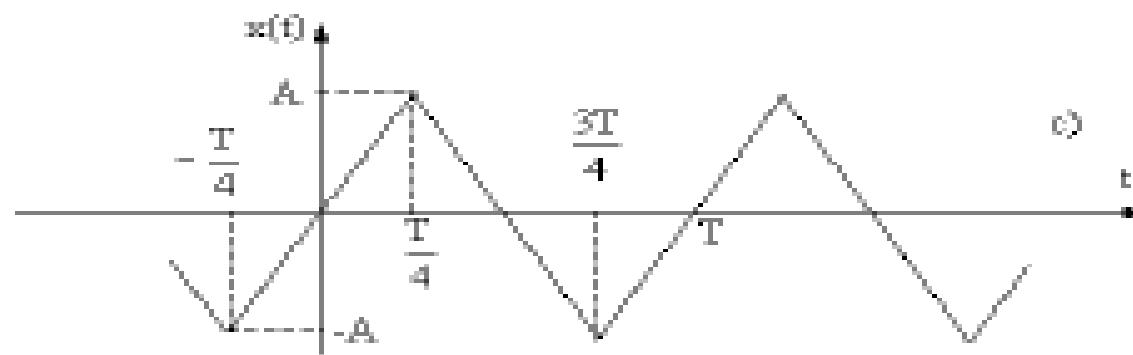
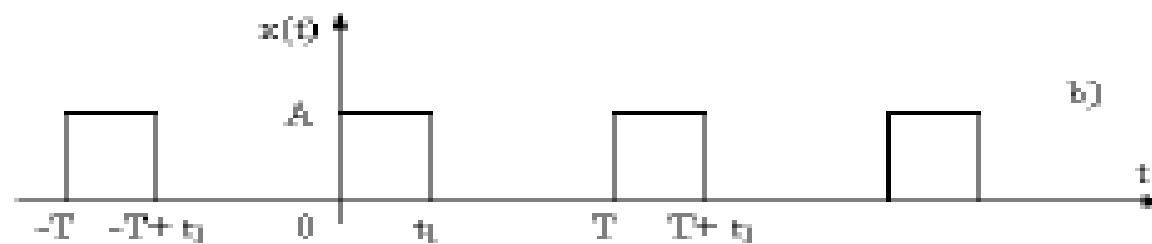
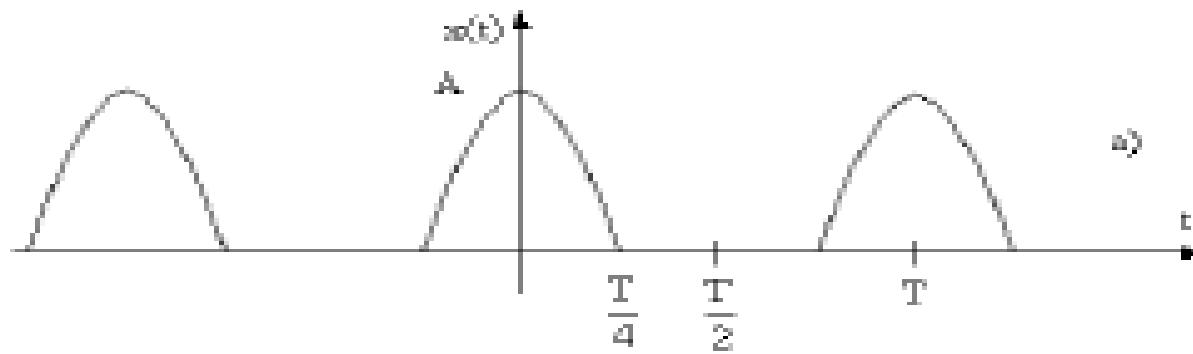
- Flexibilitatea. Un sistem de prelucrare numerică este un algoritm de calcul, algoritm pe care îl efectuează un sistem de calcul (sistem cu microprocesor, calculator specializat, sau chiar un calculator). Algoritmul poate fi ușor schimbat, prin reprogramare, ceea ce face ca sistemul să poată fi schimbat cu eforturi materiale nule(mici). Deci, prin schimbarea algoritmului, sistemul își modifică comportarea, fără nici o modificare fizică a sistemului de calcul.
- Eficiență economică. Procesarea numerică are avantaje economice deosebite. Să presupunem că unui sistem analogic (un amplificator cu tranzistoare, spre exemplu), îi sunt schimbate caracteristicile, a comportării. Pentru aceasta el trebuie modificat fizic, îi trebuie schimbate acestuia anumite componente (rezistoare, condensatoare), ceea ce implică cheltuieli materiale, experimente și noi teste de omologare. În cazul unui amplificator numeric, pentru schimbarea comportării sale, i se va schimba acestuia prin programare doar o mică parte din algoritmul de calcul, fără nici o modificare fizică a sistemului.
- Fiabilitatea. Bineînțeles că problema fiabilității unui sistem digital rămâne de luat în calcul, dar ea depinde de fiabilitatea părții hard a acestuia. Tehnologiile moderne de realizare a circuitelor numerice au ajuns la performanțe atât de înalte încât, și din punct de vedere al fiabilității, partea hard a sistemelor digitale este comparabilă și adesea superioară sistemelor analogice.
- Integrarea. Sistemele digitale pot fi realizate într-o singură capsulă de circuit integrat. Consecință a tehnologiilor moderne, integrarea are implicații pozitive asupra fiabilității și costurilor.
- Adaptabilitatea. Odată realizat un algoritm de procesare numeric destinat unui anume sistem, este simplu ca el să poată fi folosit și în alte aplicații, prin simpla adaptare/ajustarea unor parametri. Mai mult chiar, în cadrul acelaiași proces, algoritmul de calcul poate fi schimbat dinamic, adaptat la schimbările intervenite în proces.
- Stocarea și transmisia performantă a datelor. Pentru datele numerice există soluții de a stoca date mult mai rapid și cu o densitate mult mai mare pe unitatea fizică de volum.
- Performanțe superioare. Nu în ultimul rând, trebuie menționat că performanțele sistemelor numerice sunt cel mai adesea superioare sistemelor analogice. Mai mult chiar, există numeroase tipuri de procesări care nici nu pot fi realizate în sistemele analogice, ca de exemplu filtre de ordin mare sau filtre având impuse anumite caracteristici de frecvență.

Față de prelucrarea analogică, procesarea numerică a semnalelor oferă o serie de avantaje. Aceste avantaje rezultă chiar din caracteristicile specifice sistemelor de prelucrare numerică (SPN):

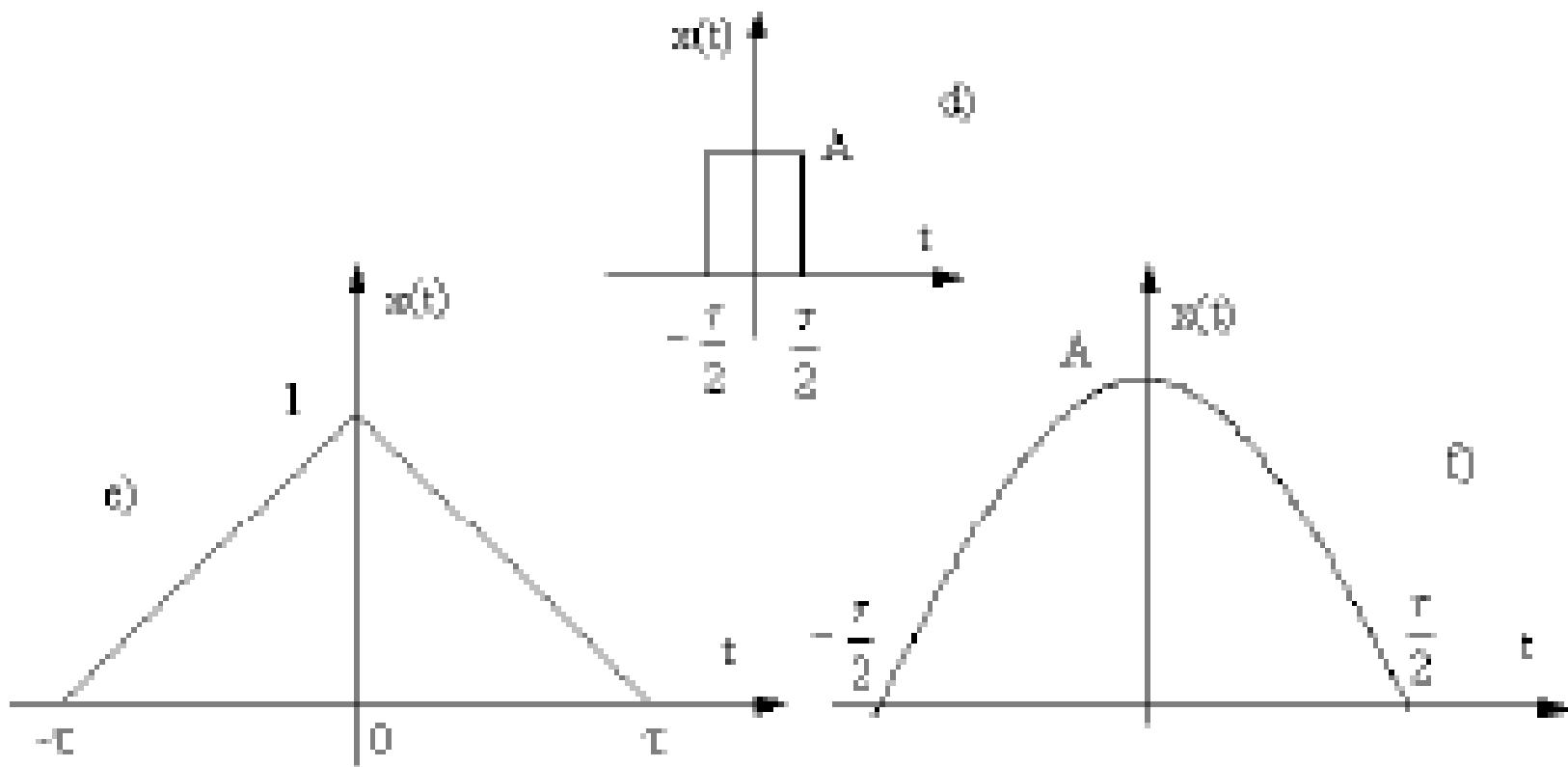
- repetabilitatea, adică proprietatea unui SPN de a conduce la rezultate identice ale prelucrării, dacă semnalele numerice de intrare sunt aceleași și dacă se folosește același algoritm de prelucrare;
- re-programabilitate, reprezintă posibilitatea de modificare a algoritmului de prelucrare numerică doar prin reprogramare, fără vreo altă modificare în structura SPN;
- adaptabilitatea, adică posibilitatea de modificare a funcției de transfer corespunzătoare unui algoritm de prelucrare numerică, în concordanță cu caracteristicile semnalelor de intrare sau cu caracteristicile de mediu;
- stabilitate ridicată la perturbații, caracteristici ce rezultă din însăși structura discretă a semnalelor numerice. Se are în vedere diferența relativ mare a valorilor de tensiune corespunzătoare celor două niveluri logice ale variabilelor binare;
- tehnica numerică de prelucrare se poate utiliza și la compresia de date, adică la reprezentarea informației pe un număr redus de biți, procedeu deosebit de util în comunicații și la memorare.

**Semnale
periodice și
neperiodice**

Semnale periodice



Semnale neperiodice



Reprezentarea semnalelor periodice prin serii Fourier

Seria Fourier Trigonometrica (SFT)

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos_k \omega_1 t + b_k \sin_k \omega_1 t)$$

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_T x(t) dt; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_T x(t) \cos k \omega_1 t dt;$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_T x(t) \sin k \omega_1 t dt$$

Seria Fourier armonică (SFA)

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k) \text{ unde } A_0 = \frac{a_c}{2};$$

$$A_k = \sqrt{a_{k^2} + b_{k^2}} \quad (k = 1, 2, \dots);$$

$$\varphi_k = -\operatorname{arctg}\left(\frac{b_k}{a_k}\right)$$

Seria Fourier exponențială (sau complexă)

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_1 t}$$

$$c_k = |c_k| e^{j\varphi_k} = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-jk\omega_1 t} dt$$

Pentru calcului dezvoltării în serii Fourier sunt utile următoarele proprietăți:

1. Dacă $x(t) = x(-t)$, adică semnalul $x(t)$ este par, atunci $b_k = 0$,

$$a_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos k\omega_1 t dt$$

și

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_1 t .$$

2. Dacă $x(t) = -x(-t)$, atunci

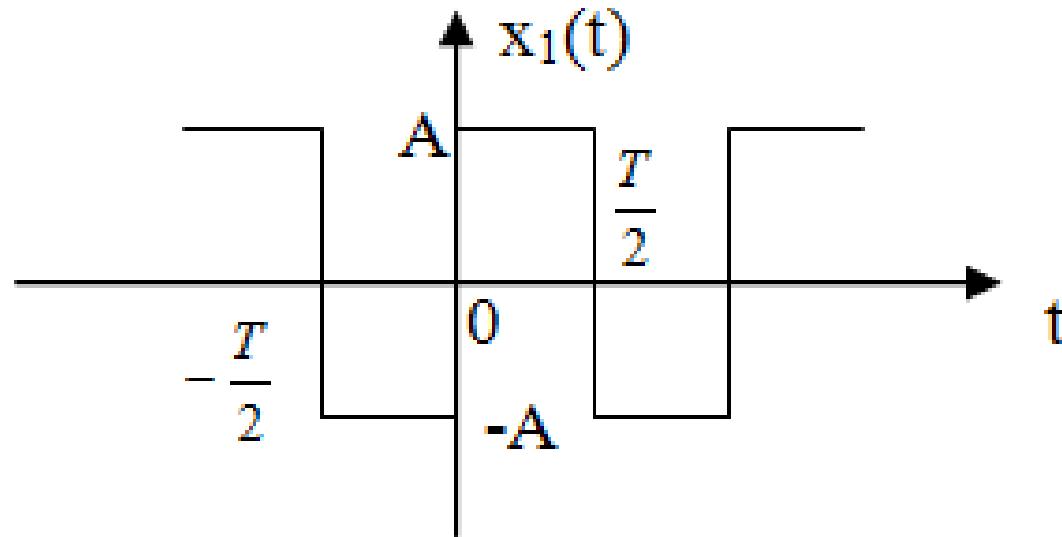
$$a_k = 0, \quad b_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin k\omega_1 t dt$$

și

$$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\omega_1 t .$$

Exemplu

Să se determine dezvoltările în serie Fourier (formele trigonometrică, armonică și complexă) ale semnalului $x_1(t)$ pe perioada T , prezentat în figura



Rezolvare

a) Forma trigonometrică.

Semnalul $x_1(t)$ este o funcție impară $x_1(t) = -x_1(-t)$

De aceea $a_0=0$, $a_k=0$ și dezvoltarea va conține numai componente sinusoidale cu coeficienții:

$$\begin{aligned} b_k &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_1(t) \sin k\omega_1 t dt = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x_1(t) \sin k\omega_1 t dt = \frac{4A}{T} \int_0^{T/2} \sin k\omega_1 t dt = \\ &= -\frac{4A}{T} \left[\frac{\cos k\omega_1 t}{k\omega_1} \right]_0^{T/2} = \frac{4A}{k2\pi} \left(1 - \cos \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{T}{2} \right) = \frac{2A}{k\pi} [1 - (-1)^k]. \end{aligned}$$

Pentru

$$k = 2n - 1 (\text{impar}) \rightarrow b_{2n-1} = \frac{4A}{(2n-1)\pi}, n = 1, 2, 3, \dots$$

$$k = 2n (\text{par}) \rightarrow b_{2n} = 0.$$

Revenind la indicele de sumare K, forma trigonometrică a dezvoltării este

$$x_1(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)} \sin(2k-1)\omega_1 t$$

și conține numai componente impare cu frecvențele ω_1 , $3\omega_1$, $5\omega_1$ etc. Acest rezultat este o consecință a faptului că $x_1(t+T/2) = -x_1(t)$.

b) Forma amonică.

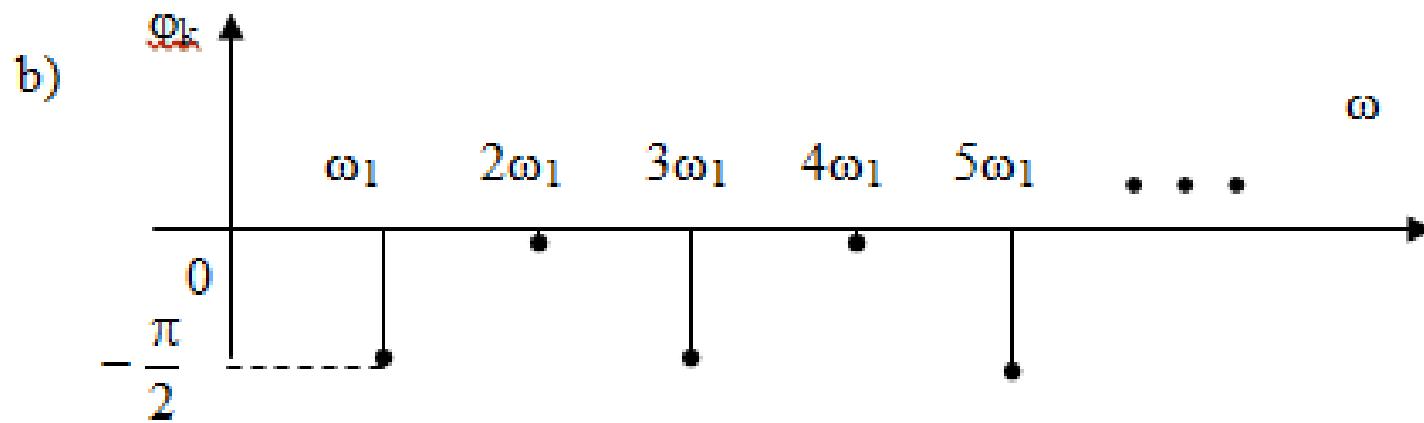
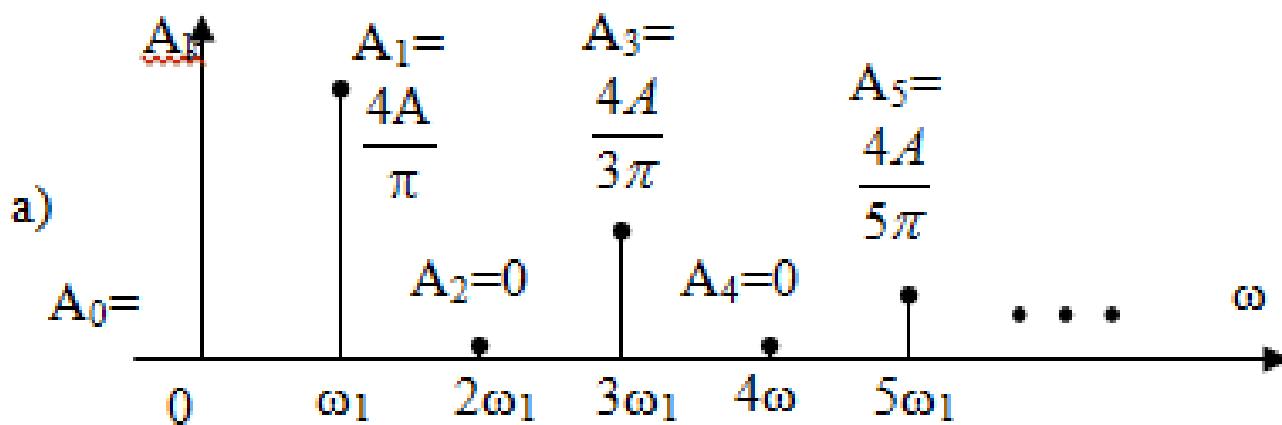
Din coeficienții a_k, b_k se obțin amplitudinile amonicilor

$$A_0 = \frac{a_0}{2} = 0, A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = |b_k| \longrightarrow A_{2k-1} = \frac{4A}{(2k-1)\pi}, A_{2k} = 0$$

și fazele lor $\varphi_k = -\arctg b_k/a_k \rightarrow \varphi_{2k-1} = -\pi/2$, iar dezvoltarea poate fi scrisă sub forma

$$x_1(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cos \left[(2k-1)w_1 t - \frac{\pi}{2} \right].$$

Graificele spectrelor de amplitudine și fază pentru semnalul dat sunt arătate în figurile următoare.



c) Seria exponențială.

Coeficienții C_k pentru forma exponențială

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_1(t) e^{-jk\omega_1 t} dt = \frac{1A}{T} \left(\frac{e^{-jk\omega_1 T}}{jk\omega_1} \Big|_0 - \frac{e^{-jk\omega_1 (-T/2)}}{jk\omega_1} \Big|_{-T/2} \right) =$$
$$= \frac{A}{j2k\pi} (1 - e^{jk\pi} - e^{-jk\pi} + 1) = \frac{A}{jk\pi} (1 - \cos k\pi) = \frac{A}{jk\pi} [1 - (-1)^k].$$

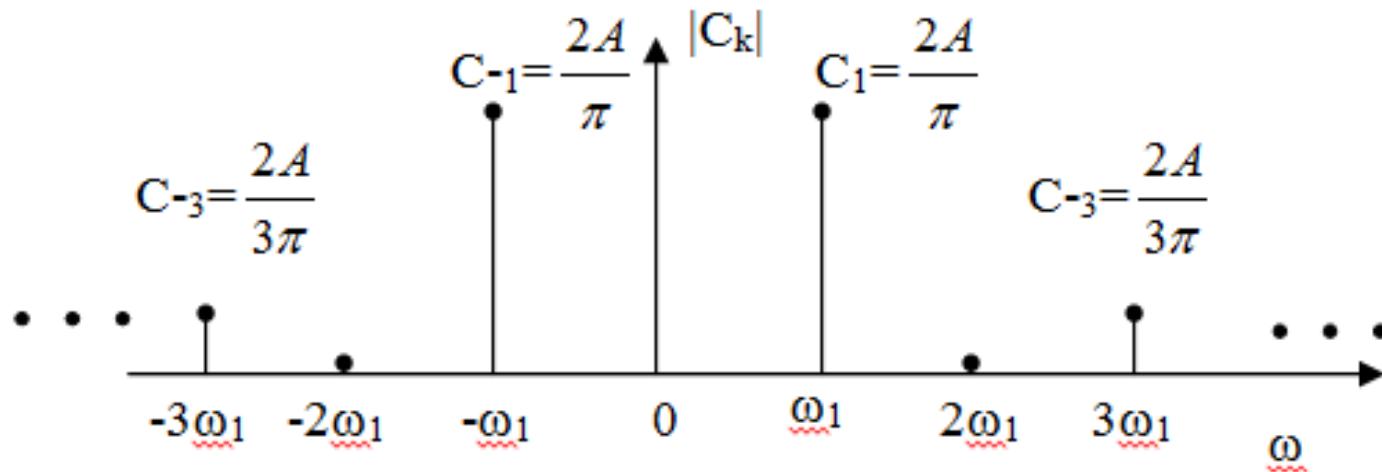
Rezultă că pentru $k = 2n - 1$ (*impar*) $\rightarrow C_{2n-1} = \frac{2A}{j(2n-1)\pi}$

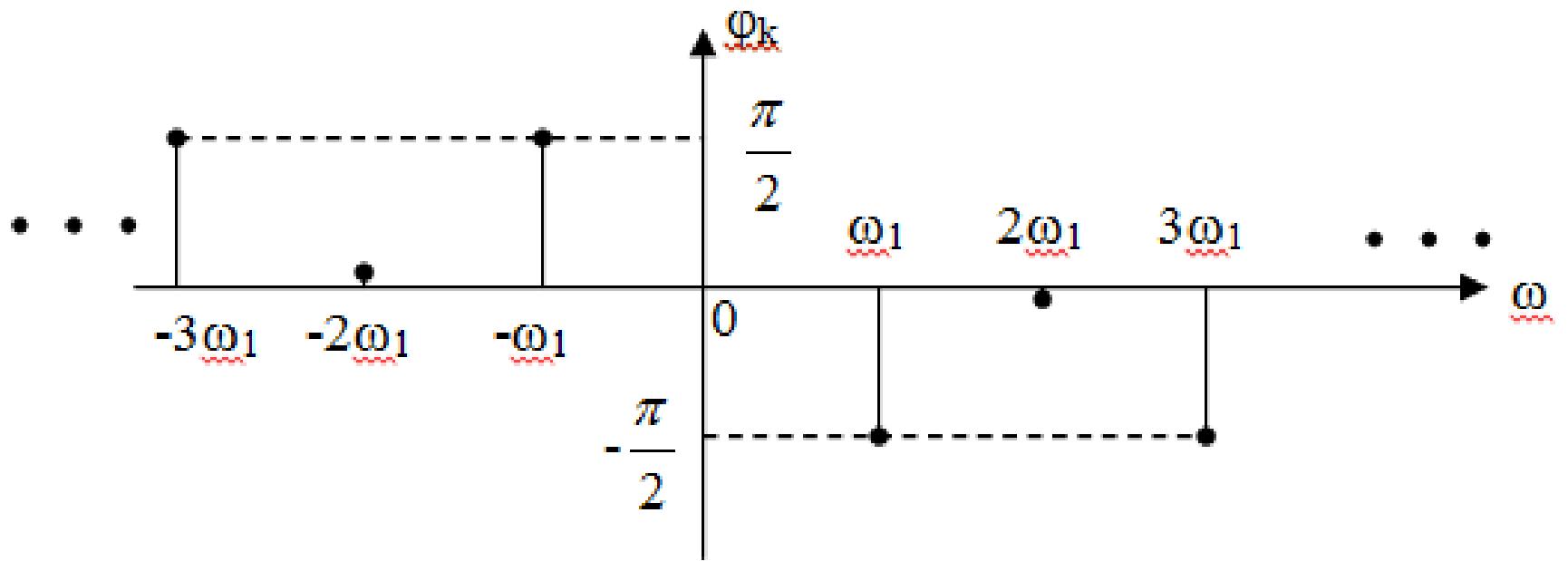
$$k = 2n (\text{par}) \rightarrow C_{2n} = 0.$$

Revenind la indicele de sumare k , descompunerea în serie Fourier, forma exponențială este

$$x_1(t) = \frac{2A}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{j(2k-1)} e^{j(2k-1)\omega_1 t}.$$

Spectrele de amplitudini si faze corespunzătoare





Reprezentarea semnalelor prin transformata Fourier

Transformata Fourier folosită, de obicei, pentru calculul spectrelor semnalelor neperiodice se definește în modul următor.

Dacă un semnal $x(t) \in L_2$ (este pătrat integrabil), atunci:
-transformata Fourier directă

$$X(j\omega) = X(\omega) = F\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt,$$

prin care se determină funcție spectrală $X(\omega)$ a semnalului $x(t)$;
-transformata Fourier inversă

$$x(t) = F^{-1}\{X(\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)e^{j\omega t} d\omega,$$

prin care semnalul $x(t)$ poate fi determinat din spectrul lui $X(\omega)$.

Dacă $x(t) \leftrightarrow X(w)$ sunt perechi de transformate Fourier, atunci sunt valabile următoarele teoreme (T):

T1: $X(w)$ este o funcție continuă și $\lim_{|w| \rightarrow \infty} X(w) = 0$;

T2: teorema conjugării

$$x^*(t) \leftrightarrow X^*(-w);$$

T3: teorema simetriei

$$X(t) \leftrightarrow 2\pi x(-w);$$

T4: schimbarea de scară

$$x(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|} X(\frac{w}{a});$$

T5: teorema deplasării în timp

$$x(t-t_0) \leftrightarrow e^{j\omega t_0} X(w);$$

T6: teorema deplasării în frecvență

$$x(t) e^{j\omega t} \leftrightarrow X(w-w_0);$$

T7: teorema derivării în timp

$$\frac{d^{(n)} x(t)}{dt^n} \leftrightarrow (j\omega)^n X(\omega);$$

Impulsul unitar (impulsul lui Dirac) $\delta(t)$ se definește prin relațiile

T8: teorema integrării în timp

$$f(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \Leftrightarrow \frac{1}{jw} X(w) + \pi \delta(\omega) X(0) ;$$

T9. teorema derivării în domeniul frecvență

$$f(t) = (-jt)^n x(t) \Leftrightarrow \frac{d^n X(w)}{dw^n}$$

Impulsul unitar (impulsul lui Dirac) $\delta(t)$ se definește prin relațiile

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t) dt = x(0) ;$$

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, t=0 \\ 0, t \neq 0 \end{cases} ;$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 .$$

Exemplu

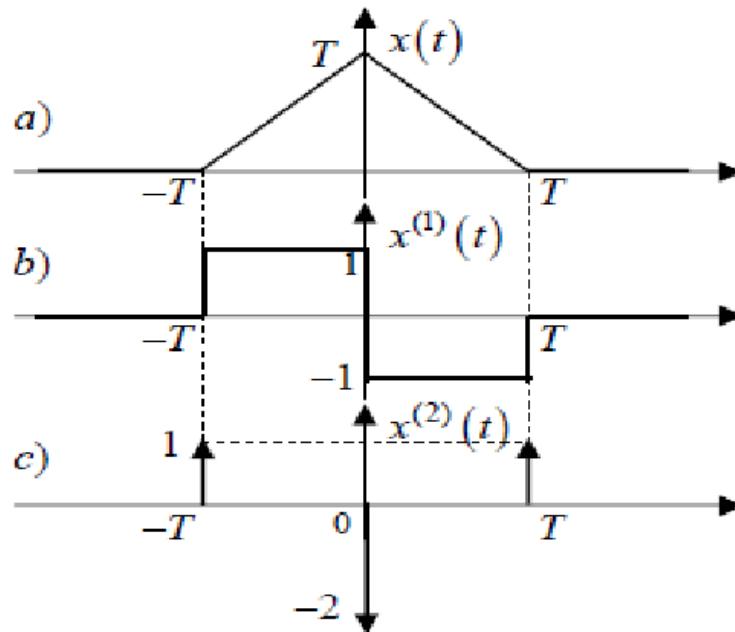
- Fie semnalul $x(t)$ de formă triunghiulară, reprezentat în urmatoarea figura a). Sa se determine transformata Fourier a semnalului $x(t)$
- Conform teoremei derivarii in timp vom deriva semnalul de 2 ori

Prima derivată, $\hat{x}^{(1)}(t)$, este reprezentată în fig. b), iar derivata a două, $\hat{x}^{(2)}(t)$, în fig. c) . Transformata Fourier a semnalului $\hat{x}^{(2)}(t)$ este:

$$\mathcal{F}\{\hat{x}^{(2)}(t)\} = \mathcal{F}\left\{\frac{1}{T}\delta(t+T) - \frac{2}{T}\delta(t) + \frac{1}{T}\delta(t-T)\right\}$$

sau, aplicând teorema întârzierii/anticipării,

$$\mathcal{F}\{x^{(2)}(t)\} = \frac{1}{T} \cdot (e^{j\omega T} - 2 + e^{-j\omega T}) = \frac{1}{T} \cdot \left(e^{j\frac{\omega T}{2}} - e^{-j\frac{\omega T}{2}}\right)^2$$



Utilizând teorema integrării în timp rezultă transformata Fourier a semnalului $x(t)$:

$$X(j\omega) = \left(\frac{1}{j\omega}\right)^2 F\{x^{(2)}(t)\} = \left(\frac{1}{j\omega}\right)^2 \frac{1}{T} \left(e^{j\frac{\omega T}{2}} - e^{-j\frac{\omega T}{2}}\right)^2 = T \frac{\left(e^{j\frac{\omega T}{2}} - e^{-j\frac{\omega T}{2}}\right)^2}{(2j)^2 \cdot \left(\frac{\omega T}{2}\right)^2}$$

Prin urmare:

$$X(\omega) = T \cdot \text{sinc}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

Semnalul vocal

Semnalul vocal reprezintă un proces aleator continuu. Însă caracteristicile statistice ale semnalului vocal se obțin prin stabilirea valorilor medii a rezultatelor măsurărilor parametrilor semnalului vocal, din mulțimile de măsurări au fost obținute unele rezultate importante.

Puterea semnalului pe întreg tractul de transmisie se socotește activă și s-a stabilit că puterea medie a semnalului vocal în intervalul (când abonatul vorbește) este de $88 \mu\text{W}$ în punctul de transmisiuni cu nivelul de măsurare 0.

Dacă luăm în considerație coeficientul activității abonatului $\eta = 0,25 - 0,35$ atunci obținem $P_{\text{med}} = 22 \mu\text{W}$. Deoarece pe unul și același canal se transmit în afară de semnalul inițial al abonatului încă și alte semnale cum ar fi semnalul de control și semnale de dirijare. S-a stabilit că puterea medie a semnalului inițial $C(t)$ să fie luată $P_{\text{med}} = 32 \mu\text{W}$. Puterea minimală $P_{\text{min}} = 0,1 \mu\text{W}$. Puterea maximală $P_{\text{max}} = 2220 \mu\text{W}$.

Gama dinamică

$$D_{\text{voc}} = 10 * \lg \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{min}}} = 43 \text{ dB, factor-vârf } Q_{\text{voc}} \approx 14 \text{ dB}$$

Spectrul energetic al vocei este de la 50 Hz până la 10000 Hz. Însă dacă omul vorbește normal 95% din toată energia vocală este cuprinsă în banda de frecvențe 300-3400 Hz. Vocea transmisă în această bandă asigură claritatea vocii la 99% și o naturalitate satisfăcătoare.

Cantitatea de Informație a semnalelor vocale $I \approx 8000 \text{ bps}$.

În timpul transmisiunii pe parcursul traversării canalului de la stația de emisie până la stația de recepție semnalul este afectat de distorsiuni – lineare și neliniare. Distorsiunile lineare modifică relațiile între faze (distorsiuni de fază-frecvență a diferitor componente caracteristice spectrului de frecvență) și relațiile dintre amplitudine (distorsiuni de amplitudine-frecvență a diferitor componente caracteristice spectrului de frecvență) a

semnalului vocal. Distorsiunile nelineare conduc la ivirea armonicilor și combinațiilor de frecvență.

Auzul reacționează slab la distorsiunile fază-frecvență. Distorsiunile amplitudine-frecvență schimbă timbrul sunetului(vocii), cu alte cuvinte se pierde naturalitatea vocii. Distorsiunile nelineare se recepționează cu schimarea sunetelor prin schimbarea naturalității vocii. Acestea acționează esențial asupra calității vocii.

Mecanismul vorbirii

Tot ce se întâmplă în corpul nostru este pornit sau/și reglat de creier. Așa se întâmplă și în cazul vorbirii. Putem spune că vorbirea pornește din creierul nostru care dă o anumită comandă. Participarea creierului în vorbire o numim segmentul reglator.

Comanda aceasta, cu o viteză foarte mare, se transmite în diferite părți ale corpului. Corpul va reacționa și va pune în mișcare mai multe mecanisme. Unul dintre acestea este respirația. Aerul va pătrunde în organism, prin inspirație și va ieși, prin expirație. Acesta este segmentul respirator.

În drumul său, aerul expirat va întâlni laringele, aici se găsesc coardele vocale. Impulsurile nervoase date prin comanda creierului și presiunea aerului expirat le vor face să se miște. Mișcarea este oscilatorie, coardele vibrează. În felul acesta se produce un sunet incipient, pe care îl numim sunetul inițial. Acest mecanism se numește fonație – segmentul fonator.

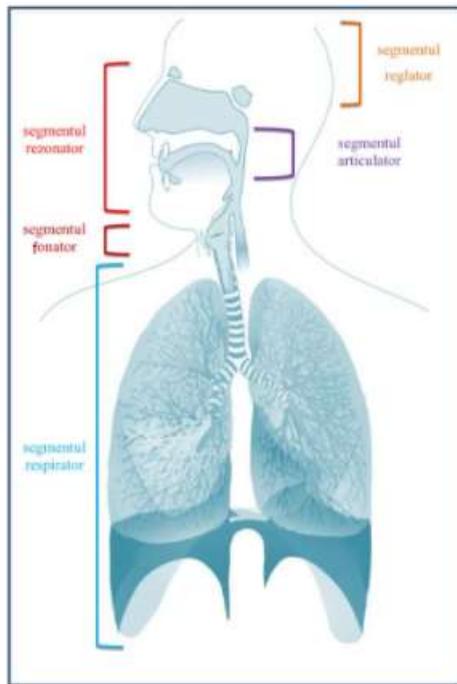


Fig. 2.1. Mecanismul vorbirii

Acustica vorbirii studiază semnele fizice ale vorbirii. Sunetul vorbirii se referă la fluctuațiile aerului cauzate de organele vorbirii. Sunetele sunt împărțite în tonuri (sunete muzicale) și zgomote (sunete non-muzicale).

- tonul – vibrații periodice (ritmice) ale corzilor vocale;
- zgomotul - vibrații neperiodice (neregulate) ale unui corp care sună, de exemplu, buzele.

Sunetele vorbirii variază în înălțime, rezistență și durată.

Înălțimea sunetului: numărul de oscilații pe secundă (hertz). Depinde de lungimea și tensiunea corzilor vocale. Sunetele mai înalte au o undă mai scurtă. O persoană poate percepe frecvența vibrațiilor în intervalul 16 – 20.000 hertz. Pisicile și câinii percep până la 40.000 Hz, iar peștii și liliecii chiar până la 90.000 Hz.

Frecvențele principale de comunicare ale persoanelor sunt de obicei între 500-4000 Hz. Corzile vocale produc sunete de la 40 la 1700 Hz. De exemplu, basul începe de obicei la 80 Hz, iar soprana este definită la 1300 Hz. Frecvența naturală a vibrațiilor timpanului este de 1000 Hz. Prin urmare, cele mai plăcute sunete pentru oameni – sunetul mării, pădurile – au o frecvență de aproximativ 1000 Hz.

Intervalul de oscilație al sunetelor de vorbire masculină este de 100 – 200 Hz, spre deosebire de femeile care vorbesc cu o frecvență de 150 – 300 Hz (deoarece bărbații au corzi vocale în medie 23 mm, iar femeile de 18 mm, iar cu cât ligamentele sunt mai lungi, cu atât tonul este mai mic).

Puterea sunetului (volumul) depinde de lungimea de undă, adică din amplitudinea oscilațiilor (amploarea abaterii de la poziția inițială). Amplitudinea vibrațiilor este creată de presiunea fluxului de aer și de suprafața corpului care sună. Puterea sunetului:

- Șoapta este definită în 20 – 30 dB;
- vorbire obișnuită – de la 40 la 60 dB;
- volumul țipătului ajunge la 80 – 90 dB.

Cântăreții pot cânta cu o putere de până la 110-130 dB.

Sunete de vorbire diferite au puncte forte. Puterea sunetului depinde de rezonator (cavitate). Cu cât volumul său este mai mic, cu atât este mai mare puterea. Sunete de aceeași putere, dar de înălțimi diferite sunt percepute ca sunete de volume diferite. Trebuie remarcat faptul că puterea sunetului și sunetul nu sunt echivalente, deoarece sunetul este percepția intensității sunetului de către aparatul auditiv al unei persoane.

Durata sunetului(timpul de oscilare) se măsoară în milisecunde. Sunetul are o compoziție complexă. Se compune din tonul și tonurile fundamentale (tonuri de rezonanță).

Ton de bază – ton generat de vibrațiile întregului corp fizic.

Subtext – un ton parțial generat de vibrațiile părților (jumătate, sfert, opt, etc.) ale acestui corp.

Tonul („ton superior”) este întotdeauna de câteva ori mai mare decât tonul fundamental, de unde și numele acestuia. De exemplu, dacă tonul principal este de 30 Hz, atunci primul avertisment va fi 60, al doilea 90, al treilea 120 Hz etc. Este cauzată de rezonanță, adică sunetul corpului în timpul percepției undei sonore având o frecvență egală cu cea a corpului.

Timbru – colorare deosebită a sunetului creat de capete. Depinde de raportul dintre ton și tonurile fundamentale. Timbrul vă permite să distingi un sunet de altul, să distingi sunetele diferitelor persoane, vorbirea masculină sau feminină. Timbrul fiecărei persoane este strict individual și unic, ca o amprentă. Uneori, acest fapt este utilizat în criminalistică.

Formant – spre deosebire de tonul vocal, formantul nu se formează în laringe, ci în cavitatea rezonantă. Prin urmare, persistă chiar și în șoaptă. Cu alte cuvinte, aceasta este banda de frecvență a sunetului care primește cel mai mare câștig datorită influenței rezonatorilor. Folosind formanți, putem distinge cantitativ un sunet de altul. Acest rol este jucat de formanții de vorbire – primii doi formanți cei mai importanți în spectrul sunetului vocal, cel mai apropiat în frecvență de tonul fundamental. Mai mult decât atât,

vocea fiecăruia este caracterizată de propriile sale formante vocale. Ele sunt întotdeauna deasupra primelor două formante.

Eşantionarea vorbirii

Semnalele vocale, adică semnalele intenționate să poarte numai vorbirea umană, pot fi de obicei eşantionate la o rată mult mai scăzută. Pentru cele mai multe foneme, aproape toată energia este conținută în gama 5 Hz - 4 kHz, permitând o rată de eşantionare de 8 kHz. Aceasta este rata de eşantionare folosită de aproape toate sistemele de telefonie, care folosesc specificațiile de eşantionare și cuantizare G.711. Acest codec este pe larg utilizat în comunicații și se poate utiliza la telefonia IP.

Un **codec** este un produs software utilizat pentru comprimarea sau decompresia unui fișier media digital, cum ar fi un cântec sau un fișier video, eventual chiar și un aparat hardware corespunzător, care asigură codarea și decodarea unei informații. Cuvântul este un acronim care provine de la codificare/decodificare. Windows Media Player și alte programe utilizează codec-uri pentru redarea și crearea fișierelor media digitale.

Canalele de voce ocupă 64 Kbps folosind codarea PCM (Pulse Code Modulation) atunci când se transportă prin liniile E1. De-a lungul anilor, tehnici de compresie s-au dezvoltat permitând o reducere a lărgimii de bandă în același timp cu păstrarea calității vocii. Aceste tehnici sunt implementate în codec-uri. Deși există mai mulți algoritmi de compresie, cele mai multe echipamente H.323 de astăzi utilizează codec-uri ce au fost standardizate pentru o bună interoperabilitate între producătorii de echipamente. Aplicații ca NetMeeting utilizează protocolul H.245 pentru negocierea folosirii unui codec în concordanță cu preferințele utilizatorului și cu codec-urile instalate. Diferiți algoritmi de compresie pot fi comparați folosind patru parametri :

- Rata de compresie a vocii – codec-urile compreseză vocea de la 64 Kbps până la o valoare mai scăzută. Unele proiecte de rețea au o mare preferință pentru codec-urile cu rată scăzută(low-bit-rate codec). Cele mai multe codec-uri pot folosi mai multe rate de compresie cum ar fi 8, 6.4 și chiar 5,3 Kbps. De notat că această rată este doar pentru audio. Când se transmite vocea în pachete peste rețea, overhead-ul protoocoalelor (ca de ex RTP/UDP/IP/ Ethernet) se adaugă la vârful acestei rate rezultând de fapt o rată mai mare.
 - Complexitatea – cu cât complexitatea implementării în codec crește, cu atât mai multe resurse pentru CPU sunt necesare.
 - Calitatea vocii – compresia vocii în unele codec-uri se face cu bună calitate, în timp ce în altele calitatea vocii suferă.
 - Întârzierea la digitalizare – fiecărui algoritm îi sunt necesare o sumă de sunete ce trebuie memorate înainte de compresie. Această întârziere se adaugă întârzierii cap-la-cap. O rețea cu o întârziere cap-la-cap excesivă adesea face utilizatorii să revină la o conversație half-duplex în loc de o convorbire telefonică full-duplex.



Eşantionarea este procedeul prin care un semnal continuu în timp este înlocuit cu o succesiune de impulsuri situate la intervale egale de timp, ale căror amplitudini sunt determinate de valoarea semnalului continuu în momentele respective. În Fig. 1.1 este reprezentat procedeul de eşantionare aplicat semnalului $s(t)$.

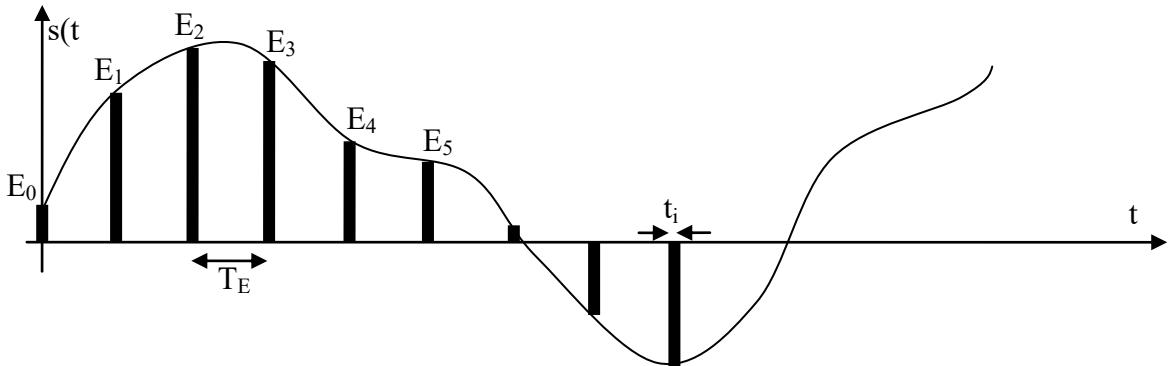


Fig. 1.1 Eşantionarea semnalului $s(t)$

Impulsurile vor fi denumite în continuare **eşantioane**: E_0 , E_1 , E_2 , etc. Durata unui eşantion este notată cu t_i . Intervalul dintre două eşantioane successive notat cu T_E reprezintă perioada de eşantionare. Frecvența de eşantionare egală cu inversul perioadei de eşantionare ($f_E=1/T_E$), specifică în același timp numărul de eşantioane transmise într-o secundă.



Teorema eşantionării precizează că un semnal continuu în timp, cu spectrul limitat la o frecvență maximă f_{Max} , este complet definit de eşantioanele sale, dacă se alege frecvența de eşantionare astfel ca să respecte relația: $f_E \geq 2f_{Max}$. Prin urmare, rezultă că dacă sunt transmise în fiecare secundă un număr $n \geq 2f_{Max}$ eşantioane egal distanțate, acestea vor fi suficiente pentru refacerea semnalului analogic la recepție.

Aplicarea raționamentelor anterioare la semnalul vocal telefonic, determină următoarele rezultate acceptate prin norme internaționale:

- deoarece spectrul vocal are $f_{Max}=3,4$ kHz, s-a ales frecvența de eşantionare pentru semnalul telefonic : $f_E = 8$ kHz $> 2f_{Max}$;
- perioada de eşantionare este : $T_E=1/f_E=1/8000$ Hz= $1s/8000=125\mu s$;
- în cazul transmisiei semnalului vocal prin PCM, se transmit în fiecare secundă un număr $n=8000$ eşantioane egal distanțate.

Prin eșantionare se realizează doar o “transformare analog/discretă”, impulsurile semnalului discret putând să aibă orice valoare, în concordanță cu amplitudinile semnalului analogic.



Prin **cuantizare**, din numărul infinit al valorilor posibile pentru amplitudinile impulsurilor, vor fi atribuite numai anumite valori bine stabilite. În acest sens, domeniul amplitudinilor posibile este divizat într-un număr finit de intervale de cuantizare. Toate amplitudinile care aparțin unui anumit interval vor primi aceeași valoare numerică, specifică acelui interval. În Fig. 1.2 este reprezentată în mod sugestiv operația de cuantizare pentru cazul când s-a ales numărul intervalelor de cuantizare egal cu 8 ($\pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4$) .

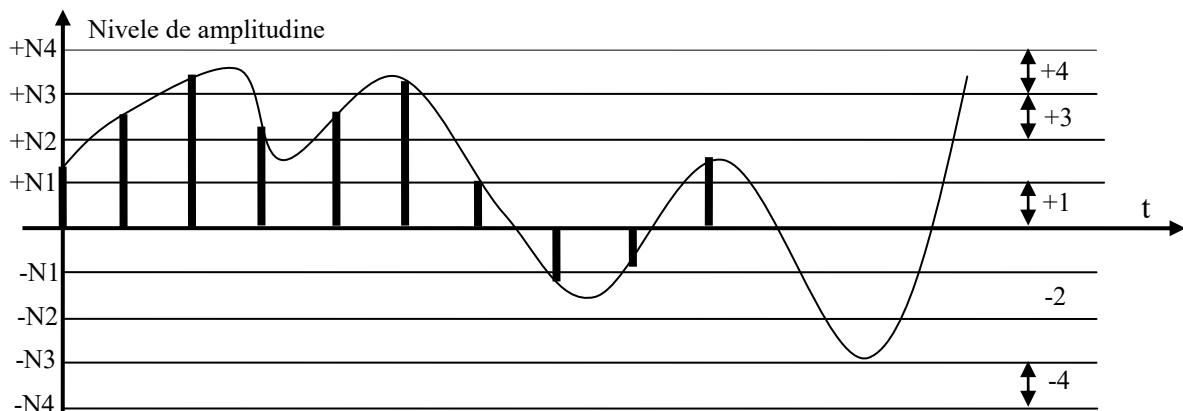


Fig. 1.2 Intervale de cuantizare

În acest exemplu, eșantioanele care au amplitudini mai mari decât nivelul N3 și mai mici decât nivelul N4 primesc valoarea +4. Prin urmare se vor transmite valorile: +2 pentru E_0 , +3 pentru E_1 , +4 pentru E_2 , etc.. Este evident că operația de cuantizare determină la recepție erori la refacerea semnalului. Zgomotul de cuantizare este micșorat prin mărirea numărului intervalelor, ceea ce implică o complexitate mai ridicată a echipamentelor de telecomunicații. În cazul semnalului vocal utilizat în telefonie, cuantizarea acestuia se realizează cu un număr de 256 intervale, rezultând 256 valori posibile (128 nivele pozitive și alte 128 nivele negative).

După operațiile de eșantionare și cuantizare se obține o transformare “analog/numericală”, impulsurile semnalului discret putând să aibă o mulțime de valori. La recepție, determinarea acestor valori cu precizie ar fi destul de dificilă, deoarece cu cât numărul valorilor transmise este mai mare, prin micșorarea diferențelor dintre ele crește posibilitatea unei interpretări eronate.



Codificarea este operația care ușurează interpretarea necesară la recepție.

Fiecare dintre cele 256 valori posibile vor fi codificate binar, un eșantion putând să fie reprezentat cu 8 biți. Bitul cel mai din stânga va specifica semnul, iar următorii 7 biți vor desemna amplitudinea eșantionului, care va fi cuprinsă între 0 și 127. După operațiile de eșantionare, cuantizare și codificare se obține o transformare "analog/numeric-binară", cu alte cuvinte semnalul analogic a fost transformat în semnal digital. Transmisia binară simplifică interpretarea la recepție, numărul nivelelor de decizie reducându-se de la 256 la două valori. În Fig. 1.3 este reprezentat într-un mod simplificat, procedeul de obținere a semnalului PCM.

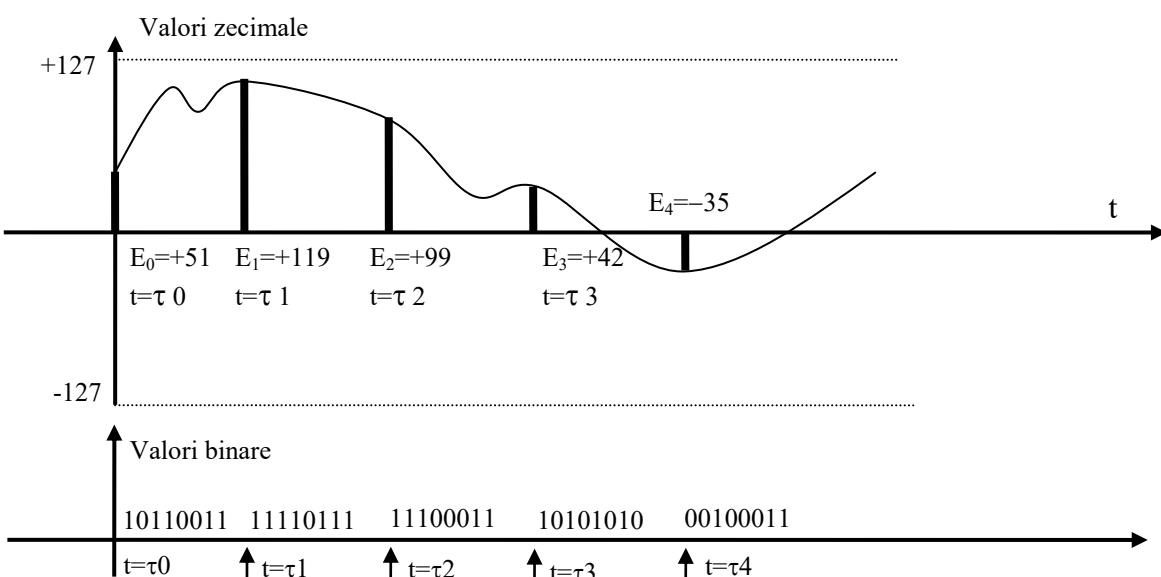


Fig.1. 3 Obținerea semnalului PCM

În momentul "τ0" se transmite valoarea binară a eșantionului E_0 , apoi la momentul "τ1" se transmite valoarea binară a eșantionului E_1 și aşa mai departe. În canalul de comunicație se va forma un flux de valori binare. În cazul semnalului telefonic PCM, semnalul digital transmis va avea un debit pe secundă:

$$(8000 \text{ eșantioane}) \times 8 \text{ biți} = 64 \text{ kb/s.}$$

Valorile binare ale semnalului digital sunt transmise pe canalul de comunicație fie în banda de bază (fără prelucrare), fie printr-o codificare de linie, fie prin modulare digitală.

3.1. Eşantionare (conversie analogic-numeric)

Definiția 3.1. *Un semnal în timp continuu este o funcție $x_a: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$. Notăm prin $x_a(t)$ valoarea semnalului în momentul $t \in \mathbb{R}$ (Aceeași notație poate fi folosită pentru întreg semnalul.)*

Mai departe, vom numi x_a *semnal analogic*, sau *semnal continuu* (chiar dacă funcția x_a nu este continuă), cu scopul de a-l diferenția de semnalele discrete. (O alta denumire utilizată este cea de *semnal continuu*). Vom studia în continuare eșantionarea, adică transformarea unui semnal analogic într-unul discret prin reducerea suportului semnalului de la \mathbb{R} la \mathbb{Z} .

Definiția 3.2. *Fie $x_a(t)$ un semnal analogic și $\{t_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ o mulțime numărabilă de valori reale distincte ordonate, i.e. $t_n < t_m$ dacă $n < m$. Eșantionarea este transformarea semnalului $x_a(t)$ în semnalul discret $x[n]$ definit prin*

$$x[n] = x_a(t_n) . \quad (3.1)$$

Eșantionarea uniformă este definită de relația

$$x[n] = x_a(nT) , \quad (3.2)$$

unde $T > 0$ este perioada de eșantionare. (Deci, se ia $t_n = nT$ în (3.1) pentru a obține (3.2).

Un exemplu de semnal analogic eșantionat uniform și neuniform este prezentat în fig.3.1. Din punct de vedere practic, eșantionarea uniformă este mult mai importantă, de aceea ne vom ocupa doar de ea în continuare. Deoarece efectul temporal al eșantionării este evident, vom studia mai departe efectul ei asupra spectrului semnalului.

Spectrul unui semnal analogic $x_a(t)$ este transformata Fourier a semnalului, adică

$$X_a(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) e^{-j\Omega t} dt . \quad (3.3)$$

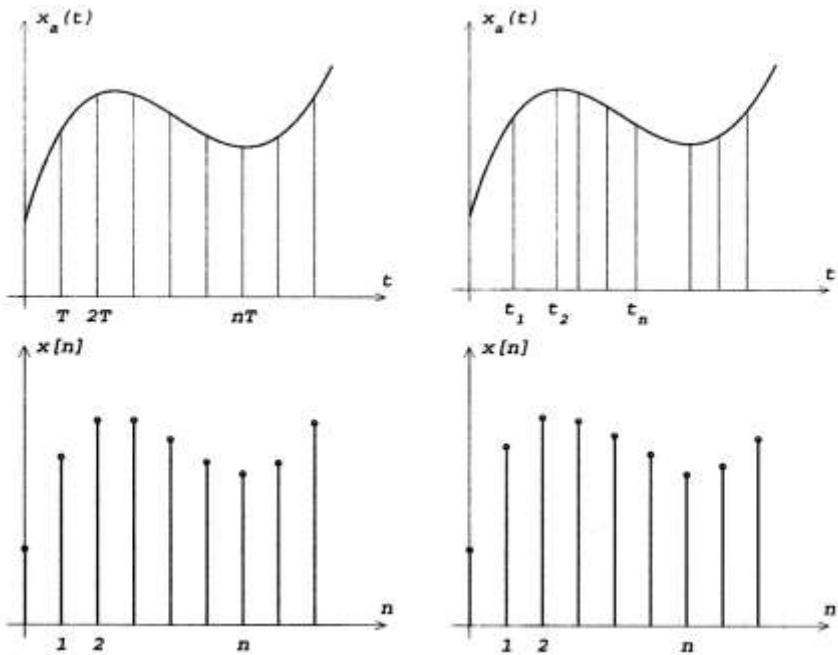


Fig.3.1.Sus: un semnal analogic eşantionat uniform (stânga) şi neuniform (dreapta). Jos: semnalele discrete obţinute.

Presupunem ca semnalul $x_a(t)$ are energie finită, astfel ca transformata sa Fourier există. Convenim să notăm $\Omega \in \mathbb{R}$ frecvența în domeniul analogic și $\omega \in [-\pi, \pi]$ frecvența în domeniul discret. Spectrul semnalului eşantionat este transformata Fourier

$$X(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\omega n}.$$

In continuare, căutăm răspunsul unor întrebări foarte naturale:

- Care este relația între $X_a(\Omega)$ și $X(\omega)$?
- Ce (din spectrul semnalului analogic) se pierde prin eşantionare ?
- Când nu se pierde nimic ? (Este posibil acest caz ?)

Teorema 3.3. Fie $x_a(t)$ un semnal analogic cu energie finită și $x[n]$ semnalul discret obținut din x_a prin eșantionare cu perioada T . Între spectrele celor două semnale are loc relația

$$X(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_a\left(\frac{\omega + 2l\pi}{T}\right), \quad \omega \in [-\pi, \pi]. \quad (3.4)$$

Demonstrație. Folosind (3.2) și expresia transformatei Fourier inverse pentru un semnal analogic, putem scrie

$$x[n] = x_a(nT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X_a(\Omega) e^{j\Omega nT} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{(2l-1)\pi/T}^{(2l+1)\pi/T} X_a(\Omega) e^{j\Omega nT} d\Omega.$$

Mai departe, cu substituțiile succesive $\Omega \leftarrow \Omega + 2l\pi / T$ și

$$\Omega = \frac{\omega}{T} \quad (3.5)$$

obținem

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} X_a(\Omega + 2l\pi) e^{j\Omega nT} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{T} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_a\left(\frac{\omega + 2l\pi}{T}\right) e^{j\omega n} d\omega.$$

Comparăm ultima relație de mai sus cu transformata Fourier inversă a spectrului semnalului discret $x[n]$, anume

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\omega) e^{j\omega n} d\omega$$

și egalitatea (3.4) rezultă prin identificare.

Observația 3.4. Din egalitatea (3.4) se observă, că pentru o frecvență ω fixată, spectrul $X(\omega)$ al semnalului eșantionat este o sumă infinită de valori $X_a(\Omega_l)$, cu $\Omega_l \in [(2l-1)\pi/T, (2l+1)\pi/T]$, $l \in \mathbb{Z}$. Distingem două situații importante.

1. Fie $\Omega_N = \pi/T$. Presupunem că *semnalul analogic are spectrul limitat la banda $[-\Omega_N, \Omega_N]$* , deci $X_a(\Omega) = 0$, pentru $|\Omega| > \Omega_N$ în acest caz, egalitatea (3.4) se reduce la

$$X(\omega) = \frac{1}{T} X_a(\omega/T), \quad \omega \in [-\pi, \pi] \quad (3.6)$$

deci spectrul semnalului eşantionat este esențialmente egal cu cel al semnalului analogic. Frecvența Ω_N , egală cu jumătatea frecvenței de eşantionare $\Omega = \frac{2\pi}{T}$, se numește frecvență Nyquist.

Prezentăm în fig.3.2 spectrul unui semnal analogic cu bandă de frecvență limitată la frecvența Nyquist, precum și spectrul (periodic) al semnalului eşantionat.

2. Dacă spectrul semnalului analogic se întinde dincolo de

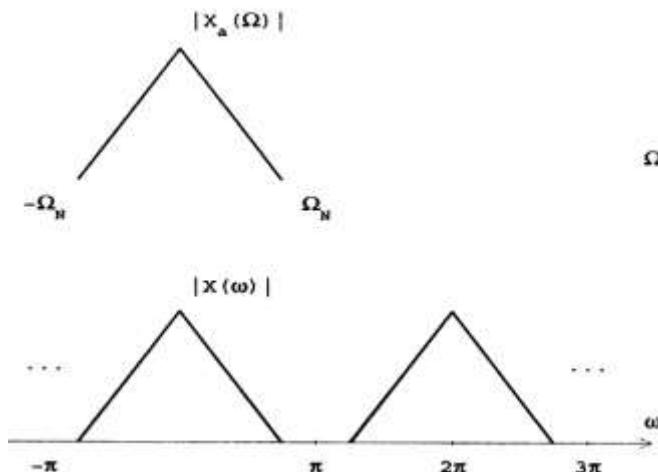


Fig.3.2. Spectrul unui semnal analogic de bandă limitată (sus) și spectrul semnalului eşantionat (jos).

frecvența Nyquist, atunci spectrul semnalului eşantionat nu mai este, în general, egal cu cel al semnalului analogic. Spre deosebire de cazul anterior, suma din (3.4) conține mai mult de un termen. Apare fenomenul de *aliere* (engl. aliasing), ilustrat în fig.3.3. *Conversia analog-numeric*. Schema practică de eşantionare, ilustrată în fig.3.4, conține două blocuri. Filtrul anti-aliere este un filtru analogic trece-jos, cu frecvența de tăiere egală cu frecvența Nyquist $\Omega_N = \Omega_e / 2$. În mod normal, frecvența de

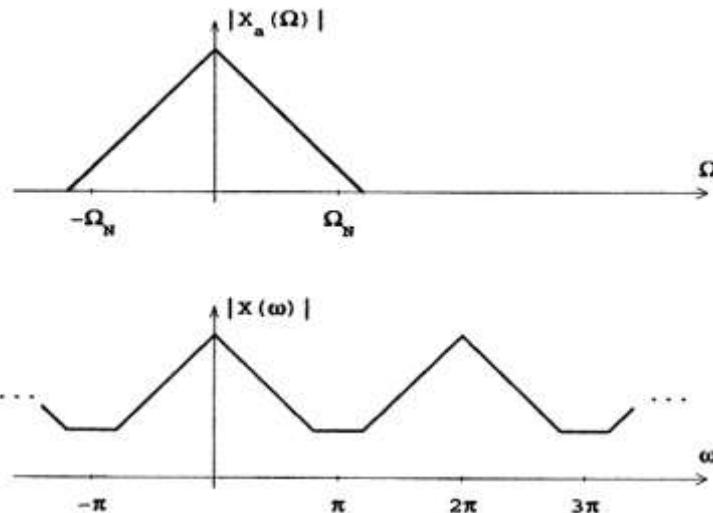


Fig.3.3. Spectrul unui semnal analogic a cărui bandă depășește frecvența Nyquist (sus) și spectrul semnalului eșantionat, în care este vizibil fenomenul de aliere (jos).

eșantionare este aleasă astfel încât spectrul semnalului analogic util $x_a(t)$ să fie practic nul deasupra frecvenței Nyquist; filtrul anti-aliere este folosit pentru a preveni alierea în cazul alterării semnalului util cu zgomot de înaltă frecvență, care, prin aliere, ar modifica spectrul semnalului eșantionat la frecvențe joase.

Al doilea bloc din fig.3.4 efectuează eșantionarea propriu-zisă, adică operația (3.2). Un convertor analog-numeric (CAN) mai face în plus cuantizarea semnalului eșantionat; conform cu (3.2),



Fig.3.4. Schema practică de eșantionare.

semnalul $x[n]$ are valori reale; în sistemele numerice de prelucrare a semnalelor se utilizează însă numere reprezentate într-un format

precizat, care permite utilizarea unei mulțimi finite de valori; operațiunea de transformare a valorilor reale în valori din această mulțime finita se numește *cuantizare* și va fi discutată mai apoi.

Înănd cont că filtrul trece-jos anti-aliere nu este ideal ci are o bandă de tranziție cu lărgimea nu mai puțin de obicei de 10-20 % din banda de trecere frecvența de eșantionare se va alege deseori nu din condiția Nyquist

$$f_e \geq 2f_m$$

ci cu o rezervă de 10-20 %, adică

$$f_e \geq 2.2f_m , \quad (3.6,a)$$

unde f_m este frecvența maximă semnificativă a spectrului semnalului analogic.

Semnalul discret $x[n]$ obținut prin eșantionarea uniformă a unui semnal continuu $x(t)$ cu pasul de eșantionare T se reprezintă ca o secvență a amplitudinilor eșantioanelor $x(nT)$ conform convenției

$$x[n] = x(nT), \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3.6,b)$$

În domeniul timp relația de atribuire (3.6 a) este echivalentă cu normarea axei timpului în raport cu perioada T , în consecință momentele $t_n = nT$ de localizare a eșantioanelor $x(nT)$, trec în momentele $t_n/T = n \in \mathbb{Z}$ pentru eșantioanele semnalului discret $x[n]$.

În domeniul frecvență relația (3.6 b) implică normarea axei frecvențelor în raport cu frecvența de eșantionare $f_e = 1/T$.

Pentru exemplificare se consideră semnalul continuu $x(t) = \sin(\omega_0 t)$

Semnalul discret va fi

$$x[n] = x(nT) = \sin(\omega_0 nT) = \sin(\underline{\omega}_0 n) \quad cu \quad \underline{\omega}_0 = \omega_0 T = 2\pi \frac{f_0}{f_e}. \quad (3.6,c)$$

De exemplu, pentru $f_0 = 2$ kHz și $f_e = 6$ kHz, se obține $\underline{\omega}_0 = \omega_0 T = 2\pi \frac{2}{6} = \frac{\pi}{3}$ și $x[n] = \sin\left(\frac{\pi}{3} n\right)$.

Ca efect al operației de normare frecvența unghiulară ω (rad/s) și frecvența f (Hz) se transformă în frecvențele normate notate prin $\underline{\omega}$ și \underline{f} .

Spectrele semnalelor eșantionate sunt periodice, de perioada f_e , de aceea este suficientă analiza lor numai pe intervalul $\underline{f} \in (0, f_e)$ sau $(-\underline{f}_e / 2, \underline{f}_e / 2)$. Aceasta înseamnă că pentru semnalul discret $x[n]$ va fi suficientă analiza la scara frecvențelor normate $\underline{\omega}$ și \underline{f} pe intervalul

$$\underline{\omega} \in [-\pi, \pi], \quad \underline{f} \in [-1/2, 1/2].$$

Așadar ω și f sunt așa numitele frecvențe analogice, $\underline{\omega}$ și \underline{f} - frecvențele discrete (digitale). Uneori dacă în context este clar că este vorba numai despre frecvențele discrete ele se notează ca de obicei prin ω și f . Pentru a satisface condiția Nyquist frecvența de eșantionare se alege astfel încât frecvența discretă corespunzătoare să nu depășească $\underline{\omega} = \pi$, $\underline{f} = 0.5$, adică

$$\underline{\omega}_0 = 2\pi\underline{f}T = 2\pi \frac{\underline{f}}{\underline{f}_e} \leq \pi, \quad \underline{f}_0 = \frac{\underline{f}_0}{\underline{f}_e} \leq 0.5.$$

În caz contrar va apărea efect de aliere.

De exemplu, pentru semnalul continuu $x(t) = \cos(4000\pi t)$ la alegerea $f_e = 6000$ (Hz) obținem

$$x[n] = \cos(4000\pi Tn) = \cos\left(\frac{4000\pi}{6000}n\right) = \cos\left(\frac{2}{3}\pi n\right)$$

cu frecvența $\underline{\omega}_0 = 2\pi/3$ care satisface condiția Nyquist $\underline{\omega}_0 < \pi$.

Vom ilustra acum efectul de aliere a frecvențelor. Fie semnalul continuu $x(t)\cos(16000\pi t)$ se discretizează cu frecvența $f_e = 6000$ Hz sau $\omega_e = 2\pi f_e = 1200\pi$ (rad/s) $< 2\omega_0 = 16000\pi$, adică cu încălcarea condiției lui Nyquist. După discretizare obținem semnalul discret

$$x[n] = \cos(16000\pi n / 6000) = \cos\left(2\pi n + \frac{4000\pi n}{6000}\right) = \cos\left(\frac{2}{3}\pi n\right).$$

Adăugarea unui număr întreg de 2π către argumentul cosinusului nu îl schimbă și obținem aceeași secvență a eșantioanelor discrete $\cos(2\pi n/3)$ la eșantionarea a două diferite semnale continue cu aceleași frecvențe f_e . Bineînțeles că sunt și alte frecvențe care pot da același semnal discret.

De aici rezultă că pentru reconstruire univocă a semnalului sinusoidal continuu din cel discret frecvența de eșantionate trebuie aleasă din condiția $\underline{\omega}_0 \geq 2\omega_0$ sau respectiv

$$\underline{\omega}_0 = 2\pi f_0 / f_e \leq \pi \quad (\underline{f}_0 = f / f_e \leq 0.5).$$

Clasificarea CAD

După metoda de conversie utilizată, convertoarele **A/D** se clasifică astfel:

- convertoare A/D directe - conversia mărimii analogice se realizează direct.
- convertoare A/D indirekte - conversia mărimii analogice se realizează printr-o mărime intermediară (timp, frecvență) care este apoi convertită în mărimea numerică.

După succesiunea etapelor de conversie:

- convertoare programate pentru care conversia decurge într-un timp stabilit de frecvența de tact și numărul etapelor de parcurs;
- convertoare neprogramate la care succesiunea etapelor este asincronă, începerea unei etape fiind determinată de terminarea precedentei, timpul de conversie depinzând de valoarea mărimii convertite.

După reacție:

- convertoare A/D fără reacție când nu există comparație între mărimea analogică și mărimea numerică de la ieșire;
- convertoare A/D cu reacție când cele două mărimi analogică de la intrare și numerică de la ieșire se compară între ele.

Convertorul A/D este un circuit care transformă o mărime de intrare analogică (de regulă tensiune, dar poate fi și curent) într-o mărime de ieșire numerică. Conversia poate fi privită ca o clasificare a mărimii de intrare analogică într-un număr de clase distincte, iar rezultatul este numărul clasei în care a fost încadrat semnalul. Astfel, domeniul maxim în care poate varia mărimea de intrare se împarte într-un număr de intervale (funcție de n numărul de biți sunt 2^n intervale) cu limitele (L_k, L_{k+1}). Mărimii de intrare i se atribuie valoarea k dacă:

$$L_k \leq x_i \leq L_{k+1}$$

$$L_{k+1} - L_k = \Delta x$$

constituie lățimea clasei. Toate valorile mărimii de intrare ce îndeplinesc relația de mai sus, vor fi încadrate în aceeași clasă (vor avea aceeași valoare).

Rezoluția unui convertor A/D se definește ca fiind egală cu variația semnalului de intrare necesară pentru a schimba două coduri numerice consecutive la ieșire.

Conversia A/D, aşa după cum am menționat anterior este un proces care implică:

–**Esantionarea**: transformă semnalul analogic $x(t)$ într-un semnal analogic esantionat $x(nT)$, caracterizat prin variații la momente discrete de timp; Circuitul de esantionare poate contine un comutator, care se deschide pt. un timp f. scurt la dif. momente de esantionare; – element de memorare(condensator), care păstrează valoarea înregistrată la un anumit moment până la momentul următor de esantionare.

–**Cuantizarea**: operația prin care semnalul analogic esantionat este cuantizat în amplitudine, alocându-i-se o valoare dintr-un set finit de valori discrete; este un proces ireversibil;

–**Codarea**: atribuirea unui cod binar fiecarui eşantion din semnalul cuantizat.

Convertor analog-digital (CAD)

CAD este acel dispozitiv care recepționează semnale analogice la intrare și emite semnale digitale.

Acest proces se împarte în două operații independente: discretizarea și cuantizarea. Există discretizare adaptivă și liniară. Utilizarea discretizării liniare asupra semnalelor cu un spectru limitat duce la apariția deviațiilor. Există două metode de micșorare a lor:

- mărirea frecvenței de discretizare;
- folosirea înainte de CAD a unor filtre de frecvență joasă sau de o anumită bandă cu scopul de limitare cât mai exactă a spectrului semnalului inițial.

Pentru semnalele cu o bandă destul de îngustă operația de discretizare poate fi îndeplinită cu ajutorul însăși a CAD-ului și să se combine astfel cu operația de cuantizare. Legitatea de bază a unei astfel de discretizări este ceea că din contul timpului nedefinit a terminării lui nu se reușește obținerea unei coincidențe între valorile selectărilor și momentelor de timp la care ele trebuie să fie raportate. Aceasta duce la apariția unor erori specifice a discretizării care sunt dinamice după natura sa, pentru evaluarea căror este introdus parametrul nedefinirii temporare efectul căruia se exprimă ca eroare a valorii momentane a semnalului în momente date de timp sau invers.

Convertoare AD integratoare

Sunt în principiu convertoare indirecte deoarece comparația dintre mărimea de măsurat și cea de referință se face printr-o mărime intermedieră, de regulă timpul sau frecvența. Avantajul acestor convertoare îl reprezintă rejetia care o realizează asupra semnalelor perturbatoare suprapuse peste semnalul util. Dintre această familie fac parte convertoarele cu integrare simplă pantă (sau simplă integrare), convertoarele cu integrare dublă pantă (sau cu dublă integrare), convertoarele cu integrare cu pantă multiplă și convertoarele tensiune – frecvență. Cele mai răspândite sunt cel cu dublă pantă datorită raportului performanțe / complexitate și cel cu pantă multiplă datorită preciziei ridicate.

Convertorul cu integrare dublă pantă(rampă) folosește ca mărime intermedieră timpul și este un convertor A/D fără reacție. Schema bloc a unui astfel de convertor este prezentată în figura următoare. În regim de aşteptare, care intervine între două cicluri de conversie, comutatorul $S = 2$, tensiunea de la ieșirea integratorului – U_1 are valoarea $v_i > 0$, comparatorul – U_2 se află în starea logică 0, deci poarta P este blocată. La apariția comenzii de start conversie, blocul de comandă – BC încarcă numărătorul – N cu un număr N_1 egal sau apropiat cu capacitatea maximă a acestuia și trece comutatorul în poziția $S = 1$. Ca urmare, tensiunea v_i devine liniar descrescătoare cu pantă dependentă de nivelul v_x , iar la trecerea prin zero poarta este validată și numărătorul începe să se deacrementeze.

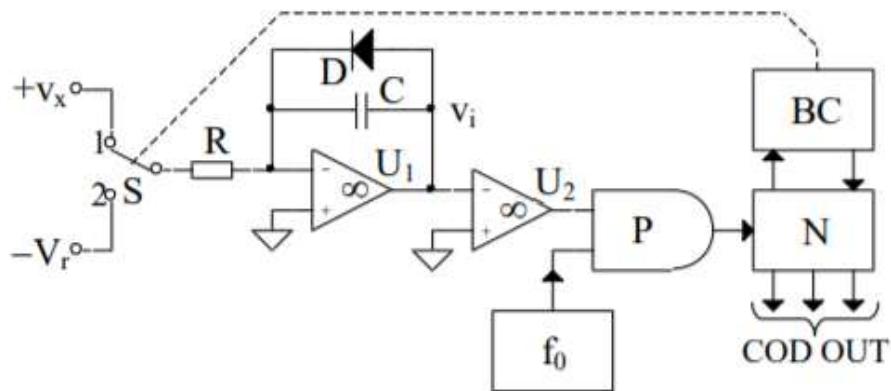


Fig. 1. Schema de principiu al convertorului cu integrare dublă pantă

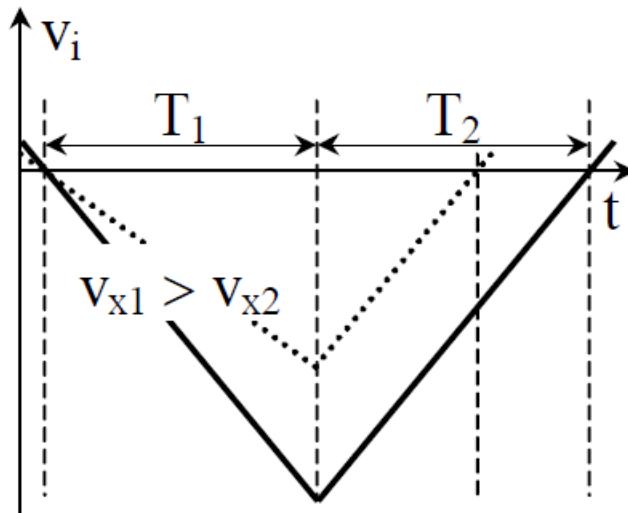


Fig.2 Formele de undă caracteristice al convertorului cu integrare dublă pantă

La trecerea numărătorului prin zero, BC comandă $S = 2$ și inversarea sensului de numărare al numărătorului, ca urmare v_i își schimbă sensul de variație devenind liniar crescătoare cu pantă constantă determinată de V_r . Acest proces continuă până când v_i trece din nou prin zero spre valori pozitive și comparatorul blochează poarta.

Dacă se notează cu $f_0 = 1/T_0$ frecvența impulsurilor de tact, se pot scrie relațiile, valabile pentru prima rampă ($S = 1$):

$$v_i(t) = -\frac{v_x}{RC} t \quad ;$$

$$v_i(T_1) = -\frac{v_x}{RC} T_1 \quad ;$$

iar pentru a doua rampă ($S = 2$):

$$v_i(t) = v_i(T_1) - \frac{V_r}{RC} t \quad ;$$

$$v_i(T_2) = 0$$

De unde se obține relația:

$$v_x = V_r \frac{T_2}{T_1} \quad ;$$

Dacă pe intervalul T_2 numărătorul a înregistrat N_2 impulsuri, având în vedere că $T_1 = N_1 T_0$ și $T_2 = N_2 T_0$, din relația de mai sus rezultă expresia caracteristicii de transfer a ADC:

$$N_2 = \frac{N_1}{V_r} v_x \quad ;$$

Prin urmare, N_2 este proporțional cu v_x , constanta de proporționalitate fiind N_1/V_r . Se observă că în relația de mai sus nu intervin mărurile f_0 , R și C , fapt ce contribuie substanțial la eliminarea unor surse importante de erori.

Din considerente de rejecție a perturbațiilor, durata T_1 de integrare a tensiunii de intrare se alege egală cu un multiplu al perioadei tensiunii de rețea, 20 ms în cazul rețelelor de 50 Hz. Frecvența rețelei, deoarece nu este riguros constantă, afectează negativ rejecția perturbațiilor.

Din considerentul de mai sus, *ADC* cu dublă rampă mai performante pot avea durata de integrare T_1 egală riguros cu un multiplu de perioade ale tensiunii de rețea, prin sincronizarea frecvenței de tact cu frecvența rețelei, cu ajutorul unei *bucle cu calare de fază*, *PLL* (**P**hase-**L**ocked- **L**oop), conform fig. 3. Bucla *PLL* este constituită dintr-un comparator de fază, *COMP.FAZĂ*, care comandă *VCO* (**V**oltage **C**ontrolled **O**scialtor), astfel încât semnalele de intrare să fie în fază.

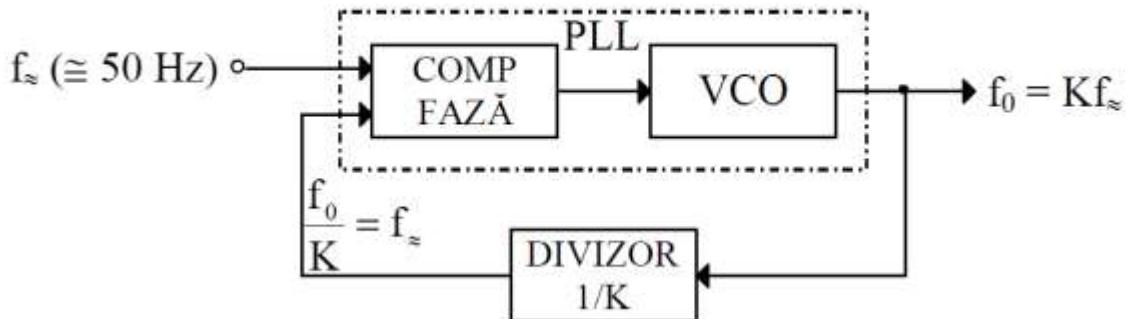


Fig.3 Sincronizarea frecvenței de tact cu frecvența rețelei de c.a.

Plecând de la principiul CAD cu dublă rampă sau dezvoltat o serie de CAD cu integrare și mai multe pante, care urmăresc atingerea a două obiective principale și anume, fie reducerea timpului de conversie, fie creșterea rezoluției de conversie.

ADC CU MAI MULTE PANTE PENTRU CREȘTEREA VITEZEI

Durata T_1 a ciclului de conversie al unui *ADC* cu dublă rampă nu poate fi redusă sub 20 ms, din motive de rejecție. Ca urmare, singura posibilitate de reducere mai departe a timpului de conversie rămâne reducerea duratei T_2 . În acest scop, se cunosc *ADC* cu dublă integrare în trei pante, care pentru aducerea integratorului la zero utilizează inițial o descărcare cu pantă de zece ori mai mare, pentru reducerea duratei T_2 , iar în final se revine la o pantă normală pentru a se asigura rezoluția dorită. Pe durata descărcării cu pantă mare, impulsurile de tact sunt introduse

într-un rang superior al numărătorului, iar pe durata descărcării cu pantă normală impulsurile de tact sunt introduse la intrarea numărătorului (rangul cel mai puțin semnificativ). Schema *ADC* cu mai multe pante este asemănătoare cu a celui cu dublă rampă, cu deosebirea că, comutatorul are mai multe poziții, iar tensiunea de referință (sau rezistența *R*) are mai multe valori pozitive și negative.

ADC CU MAI MULTE PANTE PENTRU CREȘTEREA PRECIZIEI

O soluție utilizată în scopul creșterii preciziei de conversie constă în introducerea unor cicluri suplimentare de integrare, pentru reducerea influenței erorilor statice ale circuitelor componente. Schema de principiu a unui astfel de *ADC* este cunoscută și sub denumirea de *ADC cu integrare în patru pante* sau *ADC cu dublă integrare și corecție în patru pante*.

CONVERTOARE TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Convertoarele tensiune-frecvență, *VFC* (*Voltage to Frequency Converter*) intră în categoria *ADC* cu conversiune intermediară în frecvență. *VFC* pot fi foarte utile acolo unde viteza de conversie nu este critică. Un mare avantaj al *VFC* îl constituie posibilitatea de prelucrare locală a informației și transmiterea rezultatului la distanță, fără sau cu izolare galvanică. Frecvența este o mărime mult mai insensibilă la perturbații, comparativ cu nivelul. Izolarea galvanică, atunci când este necesară, se poate realiza simplu prin transformator de impulsuri sau prin optocupluri.

Există o mare varietate de scheme și posibilități de realizare a *VFC*. Însă toate acestea funcționează în general după următoarele două principii de bază:

- încărcarea și descărcarea unui condensator de integrare, între două nivele de referință, la un curent proporțional cu tensiunea de măsurat;
- compararea tensiunii de măsurat cu valoarea medie a unui șir de impulsuri de arie constantă și perioadă de repetiție variabilă; aceste *VFC* au la bază metodele de compensare sau echilibrare, deci reacție negativă, fiind cunoscute și sub denumire de *VFC cu acumulare* sau *echilibrare de sarcină*.

Conversia analog numerică de tip paralel

Prin conversia analog-numerică tip paralel se determină simultan toți biții reprezentării numerice. Este cea mai rapidă metodă, dar necesită pentru punerea în aplicare un număr mare de circuite electronice. Practic, semnalul de intrare este comparat cu un set de nivele de referință prin intermediul unui ansamblu de circuite comparatoare. Diferența între nivelele de referință

este egală cu treapta de cuantificare (lățimea canalului de conversie) adică cu $BSMin$. În urma comparării se stabilește numărul canalului în care se găsește semnalul de intrare. În figura 4 este reprezentat un exemplu foarte simplu de circuit de conversie analog-numerică de tip paralel.

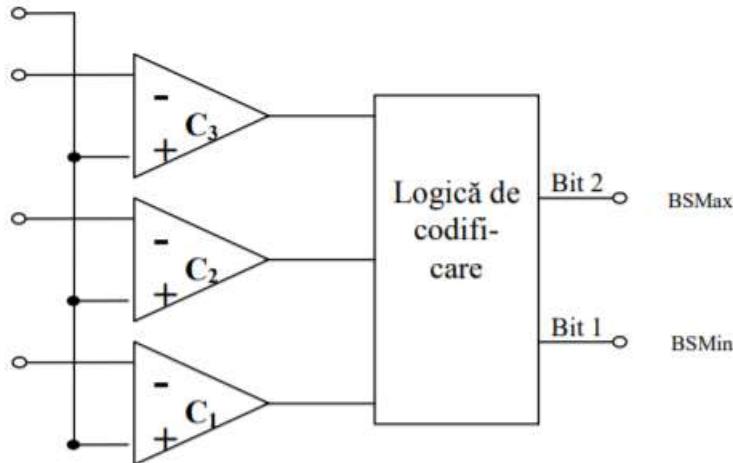


Fig. 4. Circuit de conversie analog-numeric de tip paralel.

Semnalul de intrare se compară simultan cu nivelele de referință fixate la : $\frac{V_{max}}{4}$, $\frac{2V_{max}}{4}$, $\frac{3V_{max}}{4}$ unde V_{max} este limita superioară a diapazonului de intrare, limita inferioară a acestuia fiind zero. Astfel întreg diapazonul a fost divizat în patru „canale” ($0 \div V_{max}/4$; $V_{max}/4 \div 2V_{max}/4$; $2V_{max}/4 \div 3V_{max}/4$; $3V_{max}/4 \div V_{max}$) corespunzătoare unei rezoluții de 2 biți. Circuitele de comparație (C_1 , C_2 , C_3) au intrările neinversoare conectate împreună, pe acestea aplicându-se semnalul analogic supus conversiei. Intrările inversoare ale comparatoarelor sunt conectate la tensiuni de referință scalate corespunzător canalelor. Dacă semnalul supus conversiei este mai mare decât nivelul de referință, ieșirea comparatorului respectiv se află în starea logică „1”, iar în caz contrar ieșirea este în starea logică „0”.

Dacă toate comparatoarele au ieșirea în zero logic înseamnă că semnalul analogic este mai mic decât nivelul de referință minim($V_{max}/4$), respectiv se găsește în canalul zero. Dacă primul comparator (C_1) se află în starea logică „1”, iar celealte două în starea „0” semnalul de intrare se găsește în intervalul $V_{max}/4 \div 2V_{max}/4$. Dacă toate trei comparatoarele se află în starea logică „1” semnalul de intrare este mai mare decât $3V_{max}/4$.

Acest circuit simplu de conversie atribuie semnalului analogic de intrare unul din cele patru numere ale canalelor în care se face conversia (0,1,2,3), numere care se pot codifica sub formă binară, generând doi biți de informație binară. Asemănător, șapte comparatoare pot diviza diapazonul semnalului de intrare în opt intervale (0,1,2,...,7) care se pot reprezenta (codifica) sub formă binară pe trei biți. Pentru obținerea unei rezoluții de N biți, rezoluție ce înseamnă 2^N canale distințe de conversie sunt necesare $2^N - 1$ comparatoare. Nivelele de referință care trebuie aplicate sunt:

$$\frac{V_{max}}{2^N}, \frac{2V_{max}}{2^N}, \dots, 2^{N-1} \frac{V_{max}}{2^N}.$$

Viteza mare de conversie este asigurată prin comparațiile făcute simultan. Durata de conversie este egală cu timpul de stabilire (timpul de răspuns) al unui comparator la care se adună întârzierea datorată logicii de conversie. Circuitele integrate cu structuri ECL sau TTL Schottky permit obținerea unor dure de conversie de ordinul nanosecundelor.

CAN de tip paralel se utilizează în cazul prelucrării semnalelor care provin de la procese rapide. Uneori viteza de achiziție este mai importantă decât rezoluția utilizată. Se face un compromis permanent între aceste două caracteristici definitorii pentru acest tip de CAN. Oricum, în toate cazurile, convertorul este precedat de un circuit de eşantionare și memorare care fixează valoarea supusă conversiei. Acesta introduce un timp suplimentar prin timpul propriu de stabilire. Se observă că există un număr important de componente care crește exponențial cu rezoluția. Chiar în cazul unei rezoluții de 8 biți, numărul de componente necesare este de $2^8 - 1 = 255$. Chiar cu avantajul major în ceea ce privește viteza de conversie, folosirea acestui tip de circuit este limitată la rezoluții mici, în cazul sistemelor ultrarapide.

In figura 5 este prezentată schema unui astfel de convertor, având o rezoluție de 3 biți.

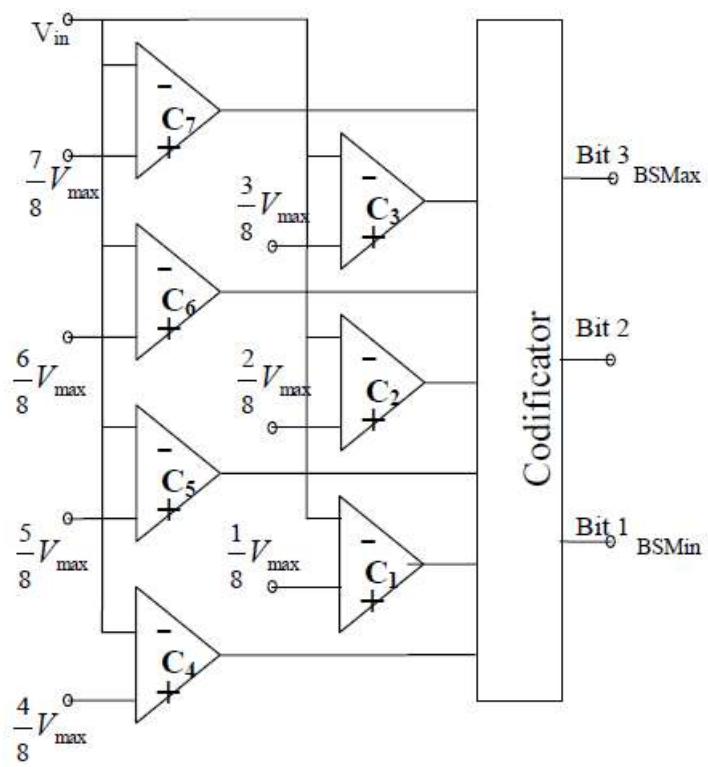


Fig. 5. CAN Paralel de 3 biți cu comparatoare

Conversia numeric-analogică

Conversia numeric analogică are ca principiu sumarea unor trepte de tensiune. Sumarea se face utilizând sumatoare cu amplificatoare operaționale, iar treptele de tensiune care se însumează sunt în număr de n biți, anume câți biți are reprezentarea digitală în format binar aplicată la intrare. Prezența uneia dintre treptele de tensiune în sumă finală este validată sau inhibată de către bitul corespunzător din combinația binară de la intrare, prin intermediul unor chei electronice. Se pot realiza fie trepte de tensiune proporționale cu n (puterile lui 2) și rezistențele de intrare egale ale sumatorului, fie se pot realiza trepte de tensiune și rezistențele de intrare proporționale cu n .

De obicei se folosește a două variantă deoarece la intrare se poate aplica direct combinația binară ce urmează a fi convertită în mărime analogică. La ieșire se obține o tensiune proporțională cu valoarea numerică a combinației binare de la intrare. Deci elementele importante ale unui convertor numeric-analogic (CNA) sunt blocul de chei electronice, rețeaua de rezistențe de intrare în sumator și sumatorul analogic propriu-zis, așa cum se poate observa din figura următoare.

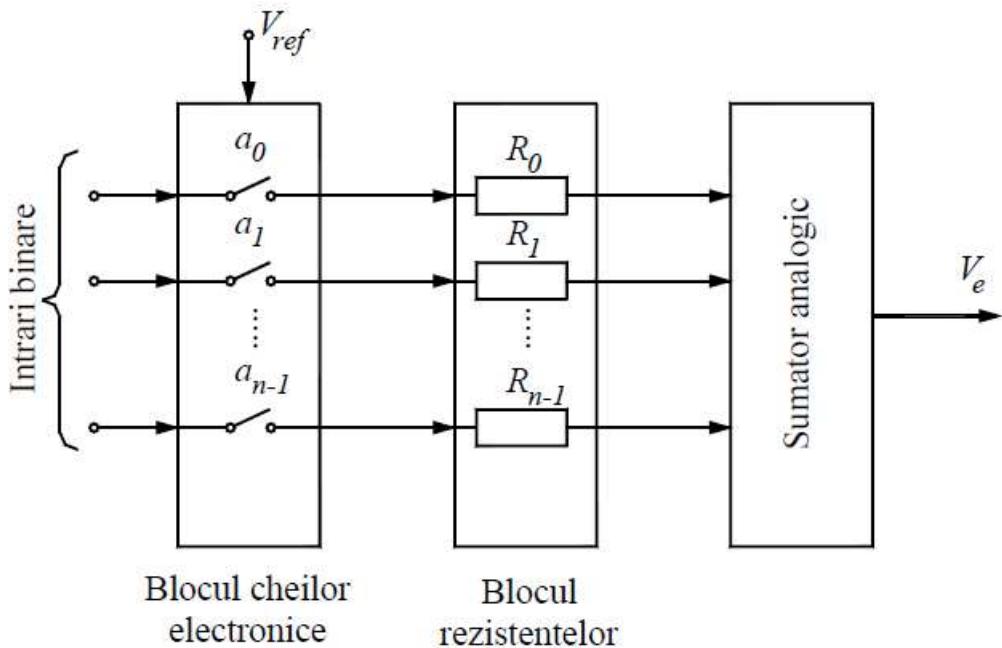


Fig. 1. Schema bloc a unui convertor numeric-analogic

Sumatorul analogic utilizează un amplificator operațional în configurație inversoare. Acesta însumează de fapt curenții de intrare, dar acești curenți se obțin din combinațiile dintre tensiunile de intrare și rezistențele de intrare în amplificatorul operațional. Pe ansamblu poate fi

privit și ca sumator ponderat al tensiunilor de la intrare, ponderile fiind determinate de rezistență de pe reacția amplificatorului operațional și cele de intrare.

Schema unui sumator analogic este prezentată în figura 2.

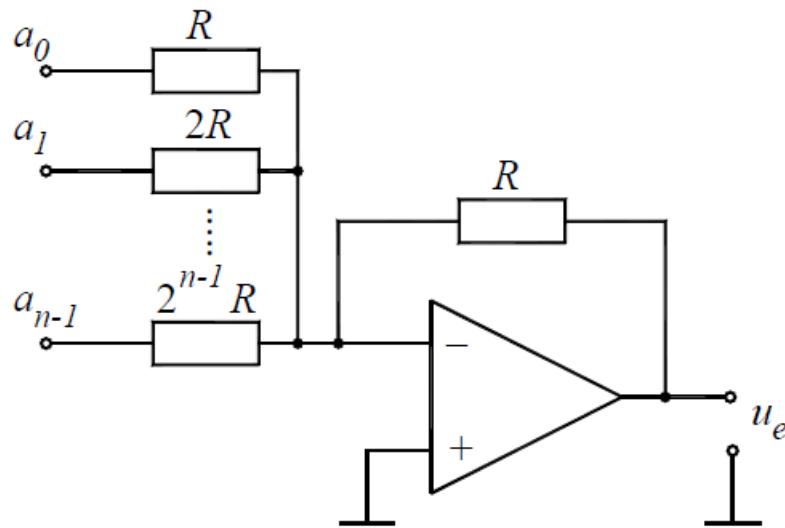


Fig. 2. Sumator analogic cu rezistențe proporționale cu n

CNA-urile sunt de obicei implementate sub forma unor circuite integrate. Schema de mai sus are un inconvenient tehnologic important care o face dificil de implementat. Acesta este legat de faptul că utilizează rezistențe de valori foarte diferite, între R și $2^{n-1}R$. Pentru un CNA pe 12 biți aceasta înseamnă rezistențe între valoarea R și $2048R$. Realizarea unei diversități de valori atât de mari pe un singur circuit integrat ridică dificultăți foarte mari. În plus rezistențe cu valori atât de diferite vor avea coeficienți de temperatură foarte diferiți, care împreună cu întreg CNA-ul să fie influențat foarte puternic de temperatură. În consecință, rețelele de rezistențe ponderate cu puterile lui 2 nu prea sunt utilizate în practică. Pentru a evita aceasta problema au fost puse la punct rețelele de rezistențe de tip $R-2R$, ca în figura 3.

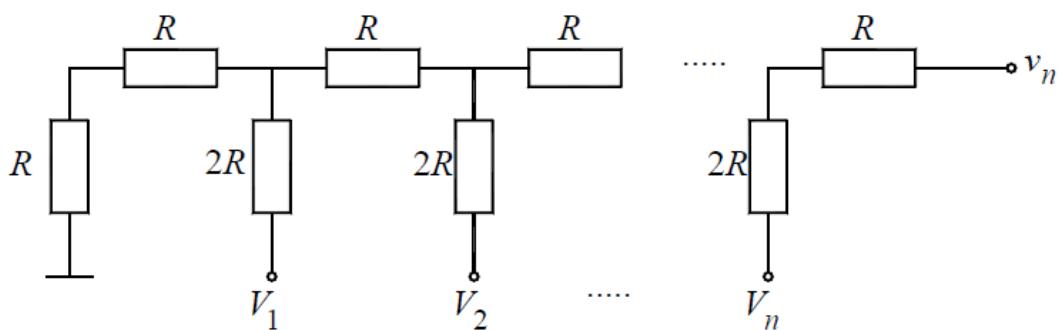


Fig. 3. Rețea de rezistențe $R-2R$

Se poate demonstra faptul ca la ieșire, tensiunea v_n este egală cu:

$$v_n = \frac{1}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i V_{i+1}$$

ceea ce o face utilizabilă în construcția unui sumator analogic pentru CNA, deoarece la ieșire se obține o sumă de tensiuni ponderate cu n .

Obținerea a n tensiuni perfect identice care să fie apoi însumate cu diferite ponderi, este dificilă și se preferă utilizarea unei singure tensiuni de referință, prin inversarea rețelei, ca în figura 4. Acest tip de CNA este cel mai utilizat în practică deoarece elimină dificultățile de realizare a rețelei de rezistențe. Rezistențele având valori apropiate vor avea coeficienți de temperatură apropiati și deci comportare apropiată cu temperatura. În plus, rezistențele sunt parcuse în permanență de același curent, care fie este trimis la masă, fie la intrarea în sumator, ca urmare regimul termic al CNA-ului este practic constant în timp, deci poate fi controlată mai bine compensarea sa în raport cu temperatura. Precizia în funcționare a unui astfel de CNA este bună și îl face utilizabil și în aplicațiile de aviație.

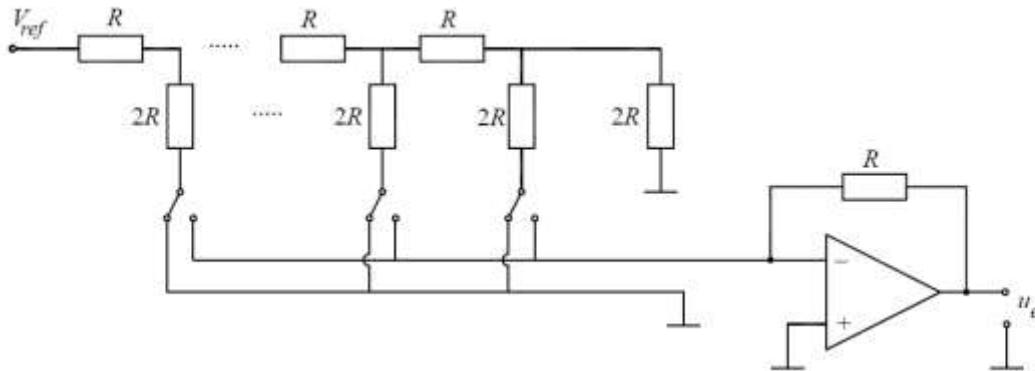


Fig. 4. CNA cu rețea de rezistențe $R-2R$

Aspecte teoretice legate de procesul de conversie numeric-analogică

Conversia numeric-analogica ridică și ea unele probleme care de multe ori sunt neglijate în practică și în unele lucrări teoretice. O prima problemă este comportarea CNA-ului din punctul de vedere al funcției de transfer. De obicei CNA-urile au o comportare de tip “zero-order hold”, ca în figura 5. Valoarea tensiunii de ieșire este păstrată constantă pe durata dintre două conversii succesive, astfel încât semnalul de ieșire apare ca o succesiune de trepte de tensiune.

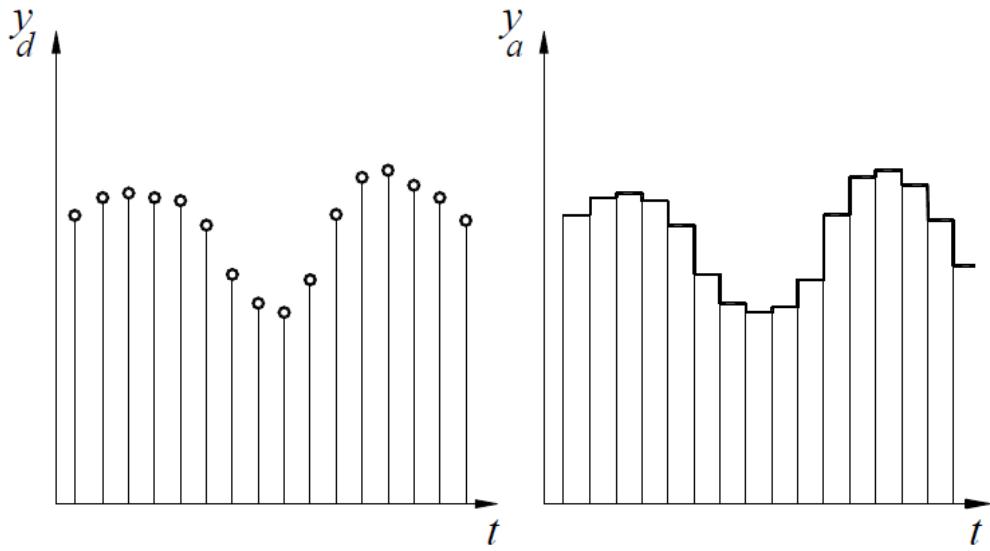


Fig. 5. Conversia numeric-analogica de tip “zero-order hold”

Modulul funcției de transfer a unui bloc de tip „zero-order hold” este:

$$|H_{zoh}(f)| = \left| \frac{\sin(\pi f/f_s)}{\pi f/f_s} \right| = \left| \text{sinc}(\pi f/f_s) \right|,$$

în care \$\text{sinc}(x)\$ poartă numele de sinus comprimat, al cărui grafic este prezentat în figura 6. b.

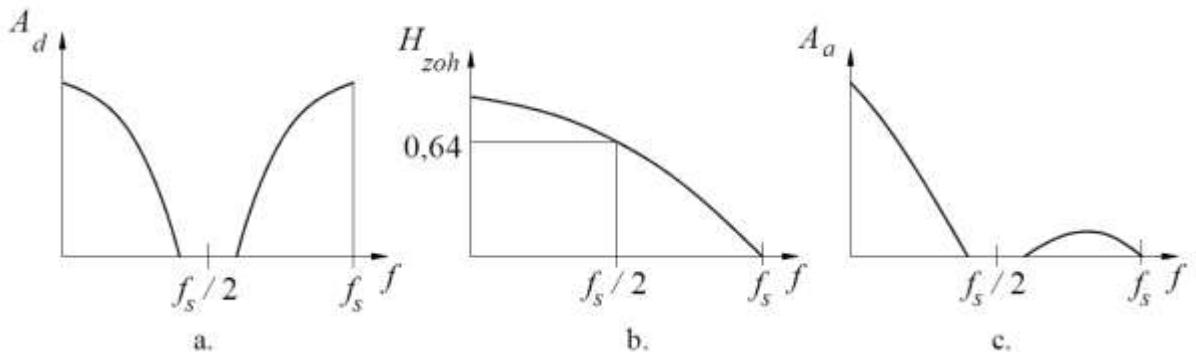


Fig. 6. Distorsionarea spectrului semnalului la trecerea prin blocul “zero-order hold”

a. – spectrul semnalului digital; b. – funcția de transfer a blocului “zero-order hold”;

c. – spectrul semnalului analogic obținut la ieșire

Se observă că amplitudinea să scade monoton, astfel încât la frecvența de eșantionare \$f_s\$ este zero. Chiar dacă se respectă condiția din teorema lui Shannon ca spectrul semnalului digital să se încadreze sub \$f_s/2\$, la valoarea \$f_s/2\$ amplitudinea funcției de transfer ajunge la valoarea 0.64,

deci apare o distorsiune a spectrului semnalului și la conversia numeric-analogică. O idee de corectare ar putea fi utilizarea unui filtru de corecție a amplitudinii, dar este costisitoare și nu se aplică de obicei în practică. Soluția cea mai eficientă este utilizarea unei frecvențe de eșantionare de cel puțin 4-5 ori mai mare decât cea rezultată din teorema lui Shannon. De exemplu dacă se utilizează o frecvență de 4 ori mai mare decât cea din teorema lui Shannon, atunci scăderea de amplitudine la frecvența f_M este doar de 10% fata de 36% cât era în cazul precedent. O altă problemă care poate apărea în cazul conversiei numeric-analogice este auto-oscilația tensiunii de ieșire în jurul treptei de tensiune a eșantionului convertit, așa cum este prezentat în figura 7. Amplitudinea unor astfel de auto-oscilații crește atunci când se realizează salturi mari de tensiune de la un eșantion convertit la altul. Astfel de salturi se obțin atunci când frecvența de eșantionare a semnalului analogic inițial este prea mică, deci un motiv în plus să nu se lucreze cu valoarea minimală a frecvenței de eșantionare oferită de teorema lui Shannon ci la o frecvență de eșantionare de câteva ori mai mare.

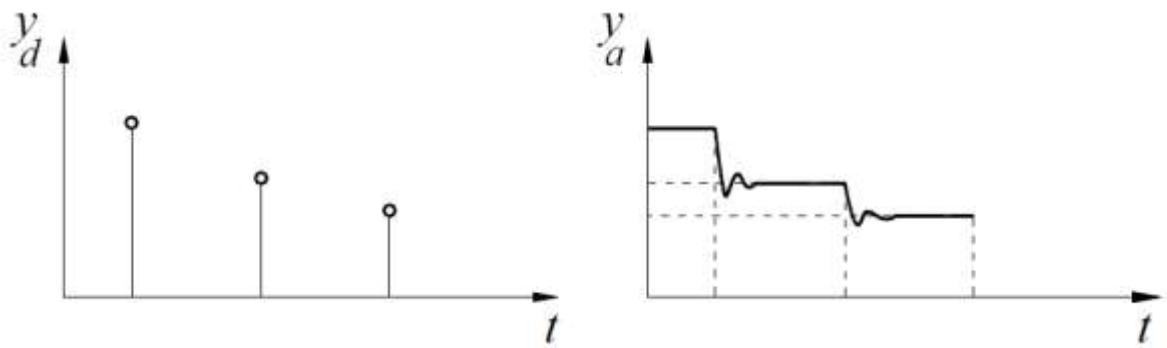


Fig. 7. Auto-oscilații de tensiune la ieșirea unui CNA care pot apărea în cazul unor salturi mari între eșantioane. a. – eșantioanele digitale; b. – tensiunea la ieșirea CNA

Prelucrarea semnalelor utilizând transformarea prin modulație analogică

Deoarece semnalele electrice cu care se lucrează în telecomunicații și tehnologii informaționale se împart în două mari categorii: semnale analogice și semnale digitale (numerice), abordarea modurilor de prelucrare prin modulație se va face separat.

Semnalele analogice se pot transmite în banda de bază (neprelucrate), sau într-o bandă translatată pe axa frecvențelor, prin procedeul de modulație.

Modulația este un procedeu de modificare a caracteristicilor unei oscilații de frecvență mai înaltă în ritmul comandat de un semnal de frecvență mai joasă.

semnalul purtător - Oscilația de frecvență mai înaltă .

semnalul modulator - Oscilația de frecvență mai joasă

semnalul modulat - Oscilația obținută prin procedeul de modulație

Când modulația este realizată de un semnal modulator analogic, se va utiliza expresia: **modulație analogică**.

Modulația analogică este utilizată cu următoarele scopuri:

- pentru obținerea transmisiilor multiplexate în frecvență;
- pentru realizarea unor transmisii de calitate, rezistente la perturbații;
- pentru obținerea unor lungimi de undă a căror radiație este eficientă în radiodifuziune, sau radiolocație.

Modulația analogică folosește ca semnal purtător o oscilație sinusoidală.

În cazul unei purtătoare sinusoidale se pot obține următoarele tipuri mai utilizate de modulație:

- *modulație de amplitudine* (MA) – amplitudinea semnalului purtător urmărește variațiile semnalului modulator;
- *modulație de amplitudine în quadratură* (QAM) – amplitudinea și faza semnalului purtător urmăresc variațiile semnalului modulator;
- *modulație de frecvență* (MF – frecvența semnalului purtător urmărește variațiile semnalului modulator).

Pentru cazul **modulației analogice de amplitudine**, în situația când:

- semnalul purtător are expresia : $s_p(t) = A_p \cdot \sin 2\pi f_p t$;

- semnalul modulator are expresia : $s_m(t) = A_m \cdot \sin 2\pi f_m t$,
 semnalul modulat va avea expresia : $s_{MA}(t) = A_p \cdot (1+m \cdot \sin 2\pi f_m t) \cdot \sin 2\pi f_p t$, iar cele trei forme de semnal vor avea reprezentările (în timp și în frecvență) din Figura 1.

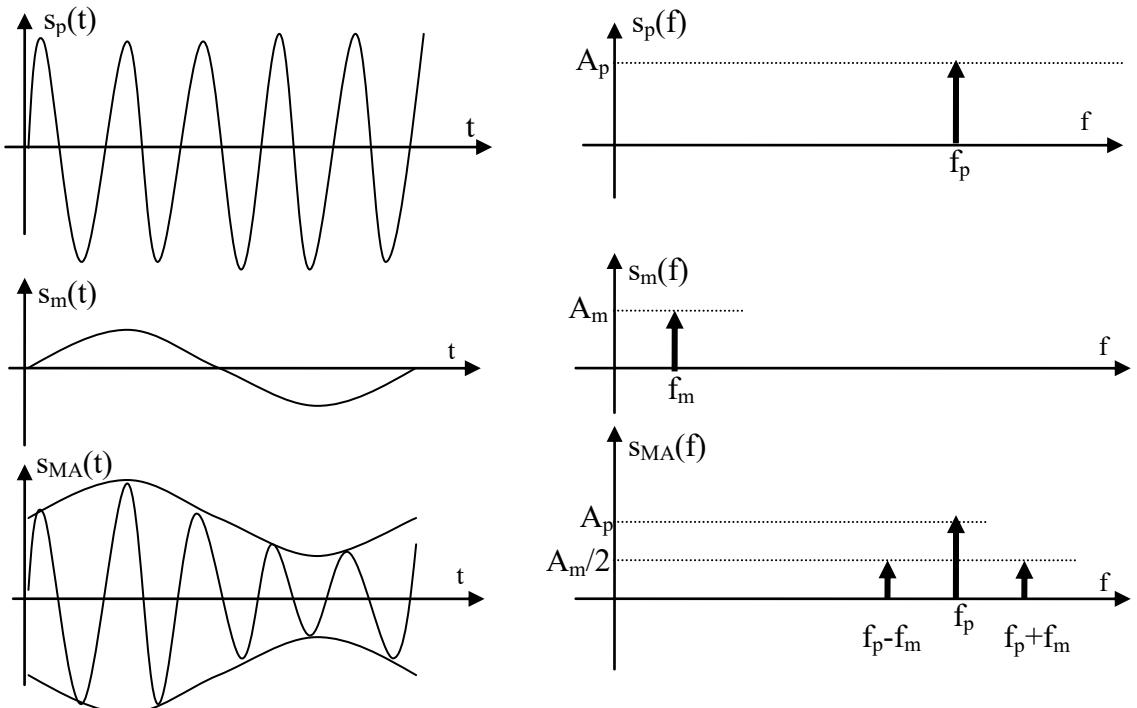


Fig. 1. Reprezentări MA

Dacă semnalul modulator conține un spectru de frecvențe, semnalul MA va fi compus din două benzi laterale, dispuse simetric față de frecvența semnalului purtător. Spectrul unui semnal MA are o lărgime egală cu dublul frecvenței maxime din spectrul semnalului modulator. Într-adevăr, dacă semnalul modulator are banda de frecvențe de la f_{min} la f_{max} , atunci banda laterală inferioară a semnalului MA se va derula de la $f_p - f_{max}$ la $f_p - f_{min}$, iar banda laterală superioară de la $f_p + f_{min}$ la $f_p + f_{max}$. Rezultă:

$$f_p + f_{max} - (f_p - f_{max}) = 2 \cdot f_{max}.$$

Modulația de amplitudine are aplicații tipice în următoarele domenii: multiplexarea în frecvență a convorbirilor telefonice, obținerea semnalelor de radiodifuziune MA, multiplexarea în frecvență a programelor de televiziune difuzate prin cablu, etc..

Modulația în quadratură realizează "însumarea" a două semnale modulate MA. Prin urmare, există două semnale:

- modulatoare $s_{m1}(t) = A_{m1} \cdot \sin 2\pi f_{m1} t$ și $s_{m2}(t) = A_{m2} \cdot \sin 2\pi f_{m2} t$

- purtătoare, care au aceeași frecvență și aceeași amplitudine, dar sunt decalate pe axa timpului pentru ca să reprezinte funcțiile sinus și cosinus:

$$s_{p1}(t) = A_p \cdot \sin 2\pi f_p t, \text{ respectiv } s_{p2}(t) = A_p \cdot \cos 2\pi f_p t.$$

Schema de transmisie în cazul modulației analogice QAM (Quadrature Amplitude Modulation) este reprezentată simplificat în Figura 2.

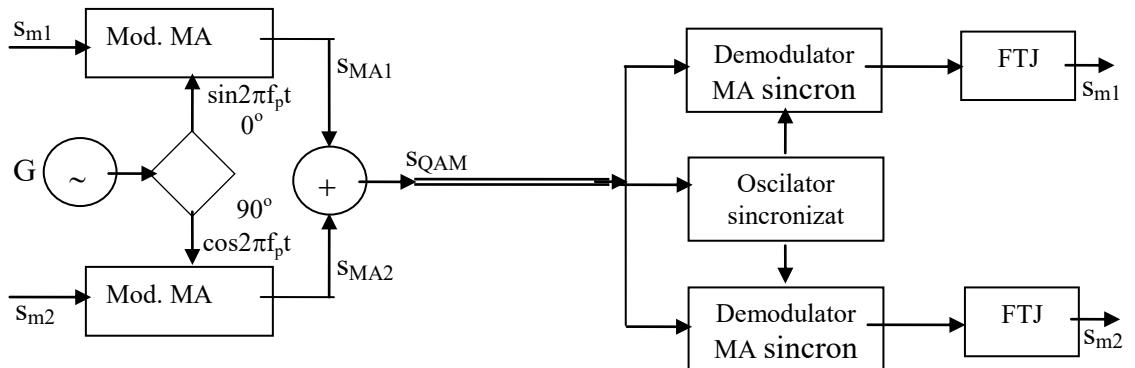


Fig. 2 Transmisia cu modulație QAM analogică

Semnalele purtătoare au expresiile: $s_{p1} = A_p \sin 2\pi f_p t$ pentru s_{m1} , respectiv $s_{p2} = A_p \cos 2\pi f_p t$ pentru s_{m2} . Informația care trebuie transmisă este înmagazinată în semnalele modulatoare s_{m1} și s_{m2} . După însumarea semnalelor modulate rezultă semnalul s_{QAM} , care va avea amplitudinea și fază dependente de cele două semnale modulatoare, cu conținut de informație. La recepție, pentru extragerea conținutului de informație este necesar refacerea oscilației purtătoare furnizate la partea de emisie de către generatorul G. „Oscillatorul sincronizat” de la recepție are sarcina de a reconstituî fază și frecvența respectivului semnal.

Banda de frecvențe a semnalului QAM este egală cu dublul frecvenței maxime care există în spectrele celor două semnale modulatoare.

O aplicație tipică a modulației QAM este cea utilizată la transmisia celor două semnale de crominanță, în cadrul sistemelor de televiziune în culori.

Modulația de frecvență are ca parametri principali:

- deviația maximă de frecvență “ Δf_{max} ”, care este proporțională cu intensitatea maximă a semnalului modulator;
- frecvența maximă a semnalului modulator “ $f_{m max}$ ”;
- indicele de modulație al sistemului de transmisie “ $\beta = \Delta f_{max}/f_{m max}$ ”.

În funcție de acești parametri banda de frecvențe a semnalului MF este mai mare sau mai mică.

Se poate exemplifica ce se întâmplă în cazul unei transmisii de radiodifuziune:

- semnalul modulator are frecvențe cuprinse între 50 Hz și $f_{m\ max} = 15000$ Hz;
- deviația maximă de frecvență, determinată de intensitatea maximă a semnalului sonor și de echipamentele radio de modulație este $\Delta f_{max} = 75\ 000$ Hz;
- rezultă $\beta = 75\ 000$ Hz / 15 000 Hz = 5;
- banda necesară semnalului MF se calculează cu ajutorul unor tabele speciale, determinate prin calcule matematice și verificate experimental, care specifică o constantă "k" : $B = k \cdot \Delta f_{max} = 3,2 \times 75\ 000$ Hz = 240 KHz;
- dacă prin micșorarea în amplitudine a semnalului audio modulator, sau prin reglarea echipamentului de modulație se asigură micșorarea deviației maxime de frecvență la valoarea $\Delta f_{max} = 50$ KHz, atunci banda necesară semnalului MF se reduce la 190 KHz (conform tabelelor : $k = 3,8$; $\beta = 3,33$).

În realitate lărgimea de bandă a semnalului cu modulație MF este infinită. Totuși, admitând ca nesemnificative componentele spectrale cu amplitudini mult mai mici decât semnalul purtător, se poate concluziona:

- pentru indici de modulație mici (β subunitar; $\Delta f_{max} < f_{m\ max}$), banda spectrală a semnalului MF este aproximativ egală cu $2f_{m\ max}$ (la fel ca în cazul MA);
- pentru indici de modulație mari (β supraunitar; $\Delta f_{max} > f_{m\ max}$), banda semnalului MF este aproximativ egală cu $2 \times (\text{bandă laterală}) = 2 \times (\Delta f_{max} + 2 f_{m\ max})$.

Modulația de frecvență are aplicații tipice în următoarele domenii: transmisiile radio MF, transmisiile de televiziune prin sateliți, retransmisiile unor semnale analogice prin sisteme de radiorelee, comunicațiile speciale realizate prin medii zgomotoase precum rețeaua de curent alternativ, etc..

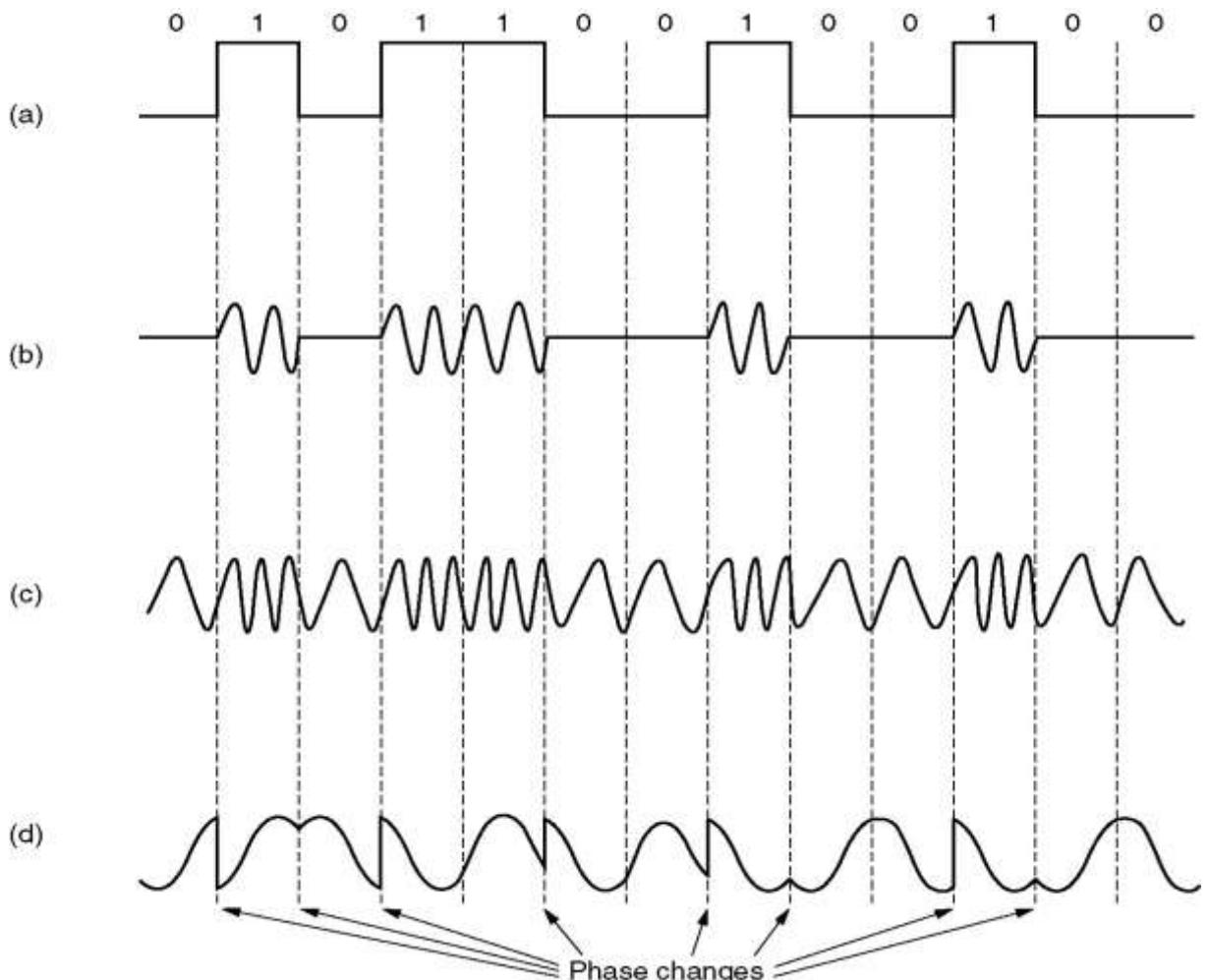
Prelucrarea semnalelor utilizând transformarea prin modulație digitală

Spre deosebire de prelucrarea prin modulație analogică unde semnalul modulator este analogic, în cazul prelucrării prin modulație digitală semnalul modulator are formă digitală.

Semnalele digitale se pot transmite în banda de bază (neprelucrate), sau într-o bandă translatată pe axa frecvențelor, prin procedeul de modulație.

Transformarea prin **modulație digitală** este utilizată în tehnologia modem-urilor digitale, necesare în transmisiile eficiente (viteză, spectru, putere consumată) pe diverse suporturi: cabluri cu perechi simetrice, cabluri coaxiale, legături în microunde. Alegerea unei tehnici adecvate de modulație permite obținerea performanțelor maxime. Au fost imaginate și realizate foarte multe tehnici de modem, o parte dintre ele fiind prezentate succint în continuare:

- 1. Tehnici de modulație în amplitudine**
 - a. SC-AM (Modulație digitală de amplitudine cu purtătoare suprimată);
 - b. DSB-SC-AM (Modulație digitală de amplitudine cu purtătoare suprimată și bandă laterală dublă);
- 2. Tehnici de modulație în frecvență**
 - a. FSK (Modulație digitală cu deplasare de frecvență);
 - b. MSK (Modulație digitală cu deplasare minimă de frecvență);
 - c. DMSK (Modulație MSK diferențială);
 - d. GMSK (Modulație MSK generalizată sau gaussiană);
- 3. Tehnici de modulație în fază**
 - a. PSK (Modulație digitală cu deplasare de fază);
 - b. DPSK (Modulație PSK diferențială);
- 4. Tehnici combinate de modulație**
 - a. QAM (Modulație de amplitudine în quadratură);
 - b. QPSK (Modulație PSK în quadratură);
 - c. APK (Modulație de amplitudine și fază);
 - d. ADSL (Modulație multi-tonală discretă).



a-semnal binar; **b**-semnal digital cu MA; **c**- semnal digital cu MF (FSK); **d**-semnal digital MP (PSK)

Fig.1. 9 SEMNALE MODULATE DIGITAL

În Fig. 1.9 sunt desenate reprezentările semnalelor care rezultă după modulații digitale binare în amplitudine, în frecvență și în fază.

Modulația digitală de amplitudine se obține prin transmiterea unei anumite frecvențe (F) pentru valoarea binară "unu", iar pentru valoarea binară "zero" linia de transmisie este în aşteptare (repaus). Acest tip de modulație este rar utilizată fără alte prelucrări, deoarece are rezistență mică la zgomote.

Modulația digitală de frecvență constă în asocierea unei frecvențe "F1" pentru valoarea binară "unu" și asocierea altrei frecvențe "F2" pentru valoarea binară "zero". Semnalul cu modulație binară de frecvență este cunoscut sub denumirea de semnal FSK (Frequency Shift Keying) și a fost frecvent utilizat la realizarea primelor modem-uri de bandă vocală. Prin varianta GMSK acest tip de modulație digitală este prezentă în transmisiile sistemelor de comunicație mobilă.

Modulația digitală de fază constă în asocierea unui semnal sinusoidal cu faza zero pentru valoarea binară “unu” și cu fază deplasată (între 0^0 și 180^0) pentru valoarea binară “zero”. Semnalul cu modulație binară de fază se numește semnal PSK (Phase Shift Keying). Acest tip de modulație prin varianta DPSK a contribuit substanțial la creșterea vitezelor de transmisie ale modem-urilor.

Pentru cazul când frecvențele purtătoare sunt situate în banda vocală (transmisii pe linia de abonat), evoluția modem-urilor s-a desfășurat astfel:

- primele modem-uri care au funcționat cu viteze mici de transmisie au folosit tehnica de modulație FSK;
- următoarele modem-uri care au funcționat cu viteze medii au folosit tehnica de modulație DPSK;
- vitezele mari și foarte mari au putut fi realizate cu tehnici combinate de modulație (QAM, QPSK, APK, ADSL).

La începutul prelucrărilor prin modulație, fiecare bit era semnalizat printr-o **singură modificare** făcută semnalului purtător (în amplitudine, în frecvență, sau în fază). Viteze mărite au putut fi însă obținute când o semnalizare s-a asociat unui grup de biți. În cazul modulației digitale DPSK, dacă se face o semnalizare pentru un grup de 2 biți vor fi necesare 4 modificări de fază, iar dacă se face o semnalizare pentru un grup de 3 biți vor fi necesare 8 modificări de fază (o “deplasare” de fază pentru fiecare combinație diferită a grupului de trei biți). În cazul modulației QAM, dacă se face o semnalizare pentru fiecare grup de câte 8 biți, va fi necesar ca fiecare semnalizare să poată avea 256 de “variante distințe” (256 de semnalizări, care să se asocieze cu cele 256 combinații posibile cu 8 biți).

Tema: Sistemul de comunicații mobile GSM-Global System Mobile Communication

§ Notiuni de bază. Caracteristicile tehnice de bază.

Sistemul GSM a fost elaborat ca un sistem pan-european, dar în ziua de azi se utilizează larg în toată lumea. Reprezintă un sistem de generația a 2-a digital, a fost implementat în 1991.

Prin modernizarea telefoanelor mobile și utilizarea microprocesoarelor de mare performanță este posibilă implementarea unui număr mare de servicii de divertisment, multimedia și internet. Enumerăm: e-mail, baze de date configurabile, cronometre, flux video live, jocuri mobile prin internet, mesagerie, descărcare, rulare de muzică și filme, video-conferințe, navigare prin GPS, recepție TV și radio, raportare automată la poliție în cazul furtului telefonului, editor de texte, aparat foto și de filmat, sisteme de protecție de date prin identificare a amprentei sau a feței, WLAN etc.

Datorită interesului mare, a numărului mare de utilizatori, prețurile de achiziție și întreținere au scăzut foarte mult lărgind categoriile de utilizatori și devenind practic un fenomen social.

Lista standardelor folosite în generațiile de telefonie mobilă digitală este prezentată în tabelul 1:

Tabelul 1 Lista standardelor folosite în generațiile de telefonie mobilă digitală:

Familia 3GPP: GSM / UMTS		
2G	3G	Pre-4G
GSM	UMTS	UMTS Rev. 8
GPRS	HSPA	LTE
EDGE EDGE Evolution	HSDPA HSUPA HSPA+	HSOPA(Super 3G)
HSCSD	UMTS-TDD TD-CDMA TD-SCDMA	
	FOMA	

Familia 3GPP2: cdmaOne / CDMA2000		
2G	3G	Pre-4G
cdmaOne	CDMA2000	UMB
	EV-DO	

Alte tehnologii	
2G	4G
iDEN	iBURST
D-AMPS	HIPERMAN
PDC	WiMAX
CSD	WiBro
PHS	GAN (UMA)
WiDEN	

Comunicațiile mobile conferă calitate superioară față de rețelele clasice pe suport fizic, acoperirea fiind spre cvasi-universală, cost redus al echipamentelor, instalare ușoară, generalizarea conexiunilor prin satelit și flexibilitate mărită. Microprocesorul permite implementarea unor protocoale sofisticate ale mesajelor vocale și de date. Structura celulară permite deplasarea receptoarelor între celule fără întreruperea legăturii, transferul făcându-se automat prin procedeul denumit "handover".

Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) este unul din standardele generației a treia de comunicație radio mobilă 3G. În momentul de față cea mai folosită formă de comunicare folosește W-CDMA, care este standardizată de 3GPP și este răspunsul european la cerințele ITU IMT-2000 pentru sistemul radio celular 3G.

Conform standardelor, viteza de transmisie a datelor poate atinge la UMTS maximum 384 kbit/s, iar în varianta cu High Speed Downlink Packet Access, HSDPA, chiar 7,2 Mbit/s. (Pentru comparație, sistemele 2G de tip GSM ating maximum 55 kbit/s, iar în varianta cu "Enhanced Data Rates for GSM Evolution", prescurtat EDGE, cel mult 220 kbit/s.)

Pentru a diferenția UMTS din celelalte tehnologii de rețea, UMTS mai este numit și 3GSM, subliniind combinația dintre o natură 3G a tehnologiei și standardele GSM, care sunt proiectate să fie folosite și în următoarea generație de standarde de telefonie mobilă.

GSM are o capacitate de până la 10 ori mai mare decât sistemele de comunicații mobile analogice din următoarele cauze:

1) Înlăturarea transmisiunii semnalului vocal, ce efectuează o modulație analogică purtătoare cu modulația digitală a purtătoarei canalului, aceasta permitând de a micșora raportul semnal/zgomot pentru transmiterea calitativă a semnalului și de asemenea a permis de a micșora cu mult distanța de reutilizare a frecvenței.

2) Introducerea controlului puterii de emisie la ME și BS, transmisiunea discontinuă a semnalului, utilizarea saltului de frecvențe.

3) Utilizarea metodei de acces TDMA, ce presupune inițial divizarea benzii alocate de frecvențe în benzile de canal și divizarea funcționării acesteia, de obicei fiecare slot este acordat pentru comunicație într-un singur sens unui singur abonat.

GSM extinde funcția de mobilitate la nivelul abonatului și efectuează câteva etape de securizare a informației.

1 etapă – criptarea informației pe canalul radio după un algoritm și o cheie specială.

2 etapă – utilizarea obligatorie în rețelele GSM a cartelei SIM(modul de identificare a abonatului) accesul la care se face printr-un cod PIN(numărul de identificare a abonatului).

În GSM se efectuează controlul echipamentelor mobile utilizate în rețea pentru aceasta la fiecare acces al rețelei rețeaua controlează IMEI (International Mobile Equipment Identity).

Sistemul de bază a GSM este realizat în 2 variante: GSM 900, GSM 1800.

Pentru GSM 900 sunt utilizate următoarele benzi de frecvențe:

$$\Delta F_1 = 890 \div 915 \text{ MHz}$$

$$\Delta F_2 = 935 \div 960 \text{ MHz}$$

$$\Delta F = 25 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_c = 200 \text{ kHz} = 0,2 \text{ MHz}$$

În fiecare bandă se utilizează 2 benzi de protecție, fiecare din această bandă are o lățime de $\Delta f_c/2 = 100 \text{ kHz}$ la extretele benzii.

Numărul de canale este $N = \Delta F_1 / \Delta f_c = 125 - 1 = 124$ canale

Sistemul GSM 900 poate deserve zeci-sute mii de abonați.

Planul de frecvențe are următoare formă:

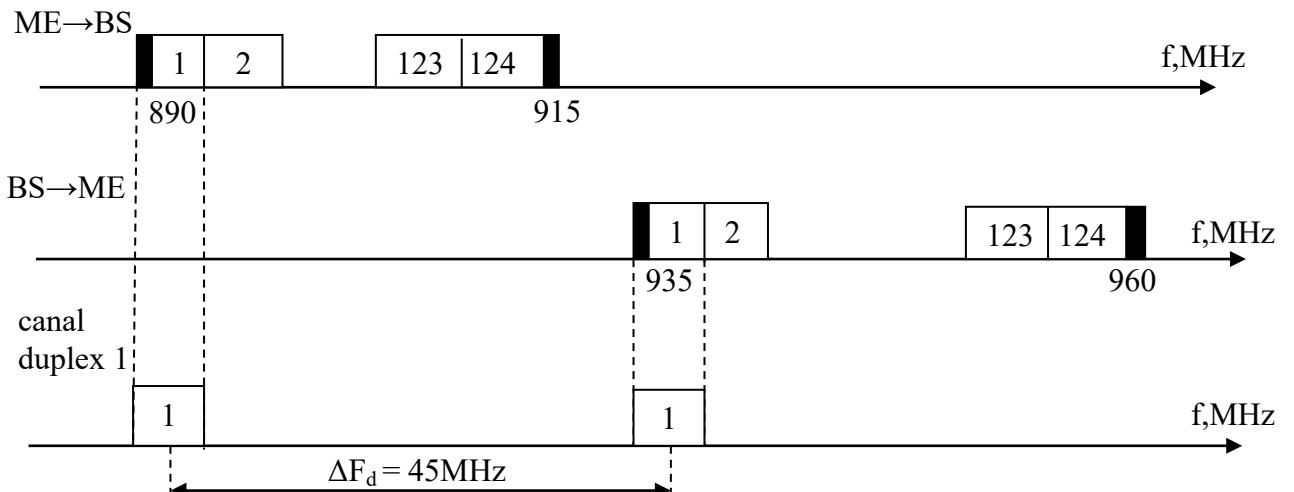


Fig. 2. Planul de frecvențe

§ Arhitectura rețelei GSM

Arhitectura rețelei GSM are următoare structură:

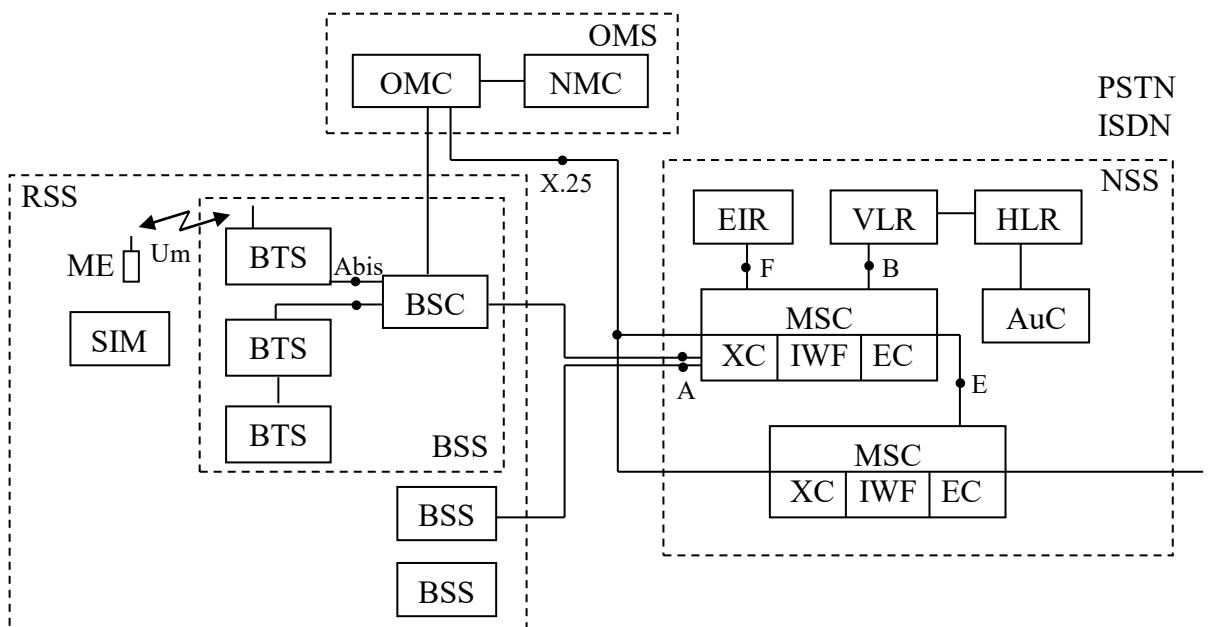


Fig. 3. Structura arhitecturii rețelei GSM

Sistemul GSM constă din 3 subsisteme:

1. RSS – Radio Subsystem
2. NSS – Network and Switching Subsystem
3. OMS – Operating and Maintenance Subsystem

RSS conține următoarele elemente:

- 1) ME – obligatoriu trebuie să aibă cartela SIM
- 2) BTS – Base Transceiver System (sistem de emisie/recepție de bază)
- 3) BSC – Base Station Controller (controlerul BS)

La rândul său NSS conține următoarele elemente:

- 1) MSC – la care se conectează
 - a) XC – transcoderul ce efectuează conversia semnalului radio
 - b) IWF – Interworking Function – funcție de interconectare
 - c) EC – EchoCanceler – suprimator de ecou
- 2) EIR – Equipment Identity Register
- 3) VLR – Visitor Location Register (regisru de localizare a vizitatorilor)
- 4) HLR – Home Location Register (regisru de localizare a abonaților proprii)
- 5) AuC – Authentication Center (centru de autentificare)

OMS conține următoarele elemente:

- 1) OMC – Operating and Maintenance Center
- 2) NMC – Network Management Center

§ Subsistemul radio RSS

RSS constă din 2 elemente de bază: ME și BSS.

Echipamentul mobil - Sistemul GSM face distincție între abonatul mobil și echipamentul mobil.

Echipamentul mobil este identificat prin IMEI, iar abonatul mobil de obicei, este identificat de cartela SIM utilizată în acest ME. IMEI este un număr internațional înregistrat într-o memorie de tip ROM a echipamentului mobil.

Pentru ca în rețea să fie admise doar echipamentele ce corespund cerințelor tehnice a rețelei sau pentru prevenirea utilizării echipamentelor furate de fiecare dată când se efectuează înregistrarea în rețea a abonatului cu echipamentul dat se efectuează și procedura de autentificare a abonatului și echipamentului(abonatul prin numărul de pe cartela SIM, iar echipamentul prin IMEI care este transmis automat către BS)

Cartela SIM conține informații necesare pentru conectarea unui abonat la rețea și o parte din informații poate fi modificată, iar pe altă parte rămîne constant pe toată perioada utilizării cartelei SIM. Accesul la echipamentele se face printr-un număr pin(parolă).

Cartela SIM este implicată în funcțiile de autorizare, secretizare a informației(se conține o cheie de descifrare), administrarea apelurilor în rețea de origine și cea vizitată se utilizează ca baza de date.

În cartela SIM se mai înscrive numărul TSME(Temporaly Subscible Mobile Equipment). În cartela SIM se înscrui informații despre aria de localizare în care se află abonatul.

BSS – reprezintă interacțiunea dintre 2 elemente de bază: BTS și BSC.

BTS funcționează în radiofrecvență și efectuează legătura directă cu echipamentul mobil prin intermediul semnalelor prelucrate în TDMA și FDMA.

BSC reprezintă o unitate de control, care efectuează managementul resurselor radio la toate BRS subordonate.

BTS conține cîte o unitate de emisie/recepție pentru fiecare canal alocat. Capacitatea maximă a BTS este de 16 purtătoare. O configurație a BTS pentru zonele urbane conține 4 purtătoare ceea ce permite conectarea simultană.

În sistemul GSM nu există o alocare fixă a canalelor radio utilizate de BS, însă se utilizează o alocare hibridă.

În BSC se conține un comutător care efectuează comutarea liniilor de abonat din afara rețelei mobile cu canalele radio, de aceea BSC trebuie să susțină 2 interfețe.

În interiorul BSS legătura între echipamentele se face prin linii PCM cu viteză de 2Mbps.

BTS se conectează la BSC prin protocolul Abis, însă arhitectura de conectare poate fi foarte diversă și anume: magistrală, stea, ierarhică, etc.

§ Subsistemul rețea NSS

Subsistemul rețea conține o diversitate largă de echipamente ca funcție realizate.

MSC – prezintă un centru de comutație abonaților mobili, este un echipament ce realizează legătura dintre abonații mobili și alte rețele, interacționează cu celelalte echipamente prin 5 interfețe diferite.

MSC supraveghează stabilirea apelurilor și procedurile de rutare a apelurilor în interiorul rețelei, efectuează funcții de taxare, toate statisticile în rețea, conversia numerotării la efectuarea apelurilor.

MSC efectuează următoarele funcții tipice pentru rețea cellulară:

- 1) Lista tuturor abonaților în momentul dat, într-o comunicație (apelați și apelanți)
- 2) Procedura de protecție contra utilizatorilor neînregistrați utilizând pentru aceasta secretizarea informației și identificarea abonului
- 3) Inițierea și supravegherea procedurilor de transfer, localizare pentru apelurile cu abonații din alte rețele

Un MSC cu VLR alocat poate deservi câteva zeci de mii de abonați cu un trafic mediu de 0,025 Erlangi.

AuC – este responsabil de procesul de autorizare a unui abonat la conectarea lui la rețea.

Procesul de identificare a autenticității abonatului se face de fiecare dată când echipamentul mobil este pornit la rețea. În acest caz BTS recepționează semnalele ME și transmite în direcția ME un semnal RAND. ME recepționează semnalul RAND, îl multiplică cu cheia de decifrare din SIM obține semnalul SRES care se transmite în direcția BTS fiind prelucrat cu un algoritm A₅ aceleași calcule și prelucrări se fac în BTS asupra RAND. Dacă rezultatele obținute la prelucrarea RAND în BTS coincid se consideră că autentificarea este corectă și abonatul are acces la servicii corespunzătoare. Autentificarea se face printr-un canal de semnalizare.

§ Baze de date – registrele

În sistemul GSM există 3 baze de date:

1. HLR
2. VLR
3. EIR

ACESTE baze reprezintă niște noduri de prelucrare specială a datelor în rezultatul cărora se efectuează administrarea informațiilor abonaților și urmărirea localizării lor.

HLR – baza de date pentru parametrii abonaților înregistrați în partea dată de rețea. Unele informații în această bază de date sunt introduse doar pentru prima dată în momentul înregistrării, nu se modifică și nu se pot șterge. Alte date sunt dinamice și se modifică pe parcursul deplasării abonatului în rețea. O rețea poate avea mai multe HLR fiecare din ele deținând o parte din informații despre abonați. Întotdeauna un abonat va apartine doar unui HLR. Fiecare abonat în momentul apelării va fi înregistrat și în VLR corespondent. Totdeauna la efectuarea unui apel de către un abonat mobil informația despre acest abonat este citită din HLR corespondent și orice apel către abonatul mobil dat este direcționat inițial către HLR, unde a fost înregistrat pentru a afla poziția lui dată.

În cazul când abonatul se află pe teritoriul deservit de către alt MSC rutarea apelului către abonat se face prin acel MSC în care a fost înregistrat abonatul și este indicat numărul VLR deservit de alt MSC al rețelei.

VLR – conține o copie a informației HLR despre toți abonații care la momentul dat se află pe teritoriul deservit de VLR corespunzător. VLR este un registru, ce inițiază procesul de acordare a unui număr temporar unui abonat, pe care îl trimit spre HLR, acest număr temporar pe perioade reduse de timp poate fi modificat periodic. GSM oferă opțiunea de a modifica numărul la oarecare apel.

În GSM celulele sunt grupate după aria de localizare și această aria poate conține până la 30 de celule. Un VLR poate gestiona mai multe arii de localizare. La deplasarea abonatului dintr-o aria de localizare în alta, VLR-ul corespunzător transmite spre HLR informația despre modificarea ariei de localizare a abonatului, când abonatuliese din aria de origine rețeaua alocă abonatului dat un număr flotant(MSRN). MSRN este utilizat pentru a putea direcționa apelurile în rețea și se alocă pentru a putea deosebi abonatul rețelei de origine, de abonatul altor rețele.

EIR – este o bază de date pentru validarea ME prin IMEI, această bază conține date despre echipamente ce sunt grupate în 3 liste:

- 1) Lista albă – în care se conține informația despre IMEI care sunt acceptate să lucreze în rețea.
- 2) Lista neagră – în care se conțin toate IMEI care nu sunt acceptate în rețea
- 3) Lista gri – în care se conțin toate IMEI a echipamentelor care au probleme

§ Module funcționale ale NSS

Pentru interacțiunea tuturor componentelor rețelei mobile în NSS se utilizează 3 module:

1. XC
2. IWF
3. EC

Transcoderul – modulul XC se utilizează pentru efectuarea conversiei semnalelor PCM cu viteza de 64kbps în semnalul pentru transmisiunea pe interfața radio cu viteza de 13kbps.

Pentru efectuarea conversiei semnalului transmis în canalul GSM cu viteza de 13 kbps se completează cu aşa numitele biții albi(fără informație) pînă la 16kbps, aceasta permite de a grupa pe o linie telefonică 4 canale radio și de a obține sumar vîțăza de 64kbps(adică vîțea utilizată pentru transmiterea datelor în afara rețelei GSM).

În acest caz pentru realizarea vitezei de 2 Mbps, care este utilizată pe canalele PCM se grupează 30 canale cu viteza de 64 kbps sau 120 canale cu viteza de 16 kbps.

Modulul IWF este utilizat pentru accesul abonatului la funcții de conversia protocolului de prelucrare și conversie de viteză de transmitere, aparținând echipamentelor terminale mobil și fix. Modulul IWF conține un anumit număr de modem și la apariția unui apel către abonat mobil IWF selectează un modem concret prin care se efectuează transmiterea corespunzătoare. Acest modul asigură diverse interfețe pentru interconectare cu echipamentele rețelei.

Modulul EC este utilizat în sistemul GSM la diferite nivele la care se efectuează diverse codări și decodări de informație ce duce la apariția unui timp de reținere/intârziere ce poate ajunge la 80 msec maximum, această întârziere a semnalului vocal realizează un efect neplăcut ce seamănă cu un defect al rețelei PSTN. De asemenea la trecerea semnalului din rețele mobile în fixă se efectuează trecerea de transmitere de la 4 la 2 fire.

Schema de structură de conexiunea modulului EC și acțiunea lui este următoarea:

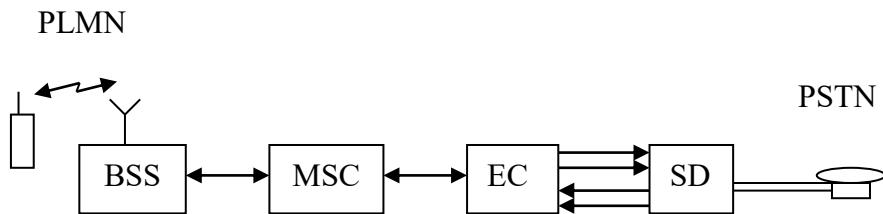


Fig. 4. Schema de structură de conexiunea modulului EC

EC poate elimina un ecou cu o întârziere de până la 68 msec și funcțional EC reprezintă un defazor cu o întrecere, adică permite de a mișca faza semnalului înainte.

§ Subsistemu OMS

Subsistemu OMS conține 2 elemente de bază:

1. OMC – care poate fi unul sau mai multe
2. NMC – care poate fi doar singur

OMC reprezintă echipamente de comandă și supervizare pentru toate celelalte unități ale rețelei, urmărindu-se concomitent și calitatea tuturor serviciilor în rețea. OMC este conectat cu toate unitățile rețelei prin X.25. OMC efectuează următoarele funcții principale:

- 1) Funcții de prelucrare – ce constau în culegerea informației de la toate unitățile rețelei, memorarea acestor informații și prelucrarea lor, în rezultat poate fi realizată o funcție de comandă sau control asupra oarecarei entități sau informația dată poate fi transmisă spre NMC
- 2) Funcții de gestionare a defectelor – în depistarea entăților defecte și repunerea lor manuală sau automată în funcțiune
- 3) Funcții de întârziere – ce permit controlul volumului de trafic
- 4) Funcții de gestionare a performanțelor – permit efectuarea statisticilor și analizei lor
- 5) Funcții de gestiune a programelor – pot fi mai multe variante de programe și se selectează una din ele
- 6) Funcții de gestionare de informații configurate – în cazul dat OMC poate efectua funcția de citire a configurației fiecărei unități funcționale și mai poate efectua reconfigurarea unităților și rețelei.

NMC – reprezintă nivelul ierarhic superior de dirijare și întreținere în stare funcțională a tuturor elementelor sau unităților. NMC efectuează realizări de semnal, de dirijare în rezultatul analizei informației recepționate de la OMC. Funcțiile NMC sunt echivalente celor OMC, însă pentru rețea data reprezintă funcții globale.

Cele mai importante funcții sunt:

- a) Gestiunea traficului la nivelul de rețea, în acest caz NMC depistează cu supratrafic și poate efectua deservirea apelurilor cu prioritate sau poate efectua refuzul unui număr de apeluri mai mare ca cel stabilit.
- b) Supravegherea trunchiurilor de canale și liniilor de semnalizare
- c) Controlul traficului la nivelul local; în cazuri extreme NMC prin intermediul OMC poate efectua dirijarea deservirei traficului prin redistribuirea canalelor în celulă

NMC poate realiza funcțiile de sinteză a rețelei și de aceea este foarte des utilizată la dezvoltarea rețelei sau la reconfigurarea ei.

§ Numerotarea în sistemul GSM

În sistemul GSM există 4 metode de adresare către abonatul mobil în dependență de segmentul rețelei pe care se efectuează adresarea către abonatul mobil.

Adresarea utilizează următoarele numere:

1. IMSI – International Mobile Subscribable Identity – numărul internațional al abonatului mobil – are semnificație doar în interiorul rețelei, nu se modifică niciodată.
2. TMSI – Temporary Mobile Subscribable Identity – numărul temporar al abonatului mobil – se utilizează doar pe segmentul transmiterii de la BS spre ME
3. MSISDN – Mobile Subscribable ISDN – se utilizează pentru identificarea abonatului în exteriorul rețelei mobile
4. MSRN – Mobile Subscribable Roaming Number – numărul flotant al abonatului mobil – se atribuie doar pe durata unei conexiuni al abonatului mobil și are funcție de a dirija apelul prin centrul de comunicație

IMSI – este transmis foarte rar prin rețea din cauza menținerii nivelului secretizării informației, este folosit în unele cazuri pentru apelarea abonatului mobil când în rețea nu se utilizează TMSI.

IMSI constă din cel mult 15 cifre și are următoare structură:

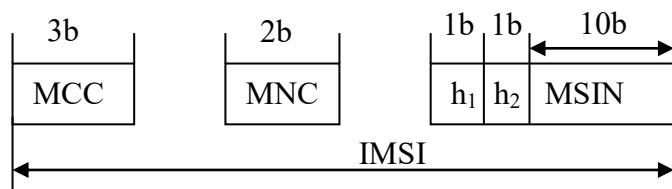


Fig. 5. Numerotarea IMSI

Unde MCC – Mobile Country Code – codul mobil al țării

MNC – Mobile Network Code – codul mobil al rețelei

MSIN – Mobile Subscribable Identity Number – numărul de identificare a abonatului mobil

h₁,h₂ - numere HLR, unde a fost înregistrat abonatul mobil

De obicei, HLR unde a fost înregistrat abonatul mobil primește inițial orice apel către acest abonat și transmitere spre poarta de intrare a rețelei, aria de localizare a abonatului mobil în momentul dat (VLR corespunzător).

Prin filtrarea semnalelor se înțelege eliminarea unor armonici a căror frecvențe se situează într-un interval predefinit. Elementele hard și soft care realizează această operație se numesc filtre. Operația de filtrare a semnalelor este posibilă datorită proprietăților sistemelor dinamice de a opri anumite realizări aplicate la intrarea acestora.

În cadrul aplicațiilor privind prelucrarea semnalelor se utilizează atât filtre analogice cât și filtre numerice. În funcție de natura aplicației se poate opta pentru un filtru analogic sau pentru un filtru numeric. Este necesar de menționat faptul că structurile evolute de achiziție a datelor conțin filtre numerice care se pot configura prin secvențe de program transmise de către unitatea de calcul. Avantajul major al filtrelor numerice constă în faptul că structurile de calcul numeric permit implementarea filtrelor adaptive fără a crește costul acestora.

Filtrele analogice sunt cuadripoli, care atenuază puternic tensiunile și curenții de anumite frecvențe. Aceste frecvențe formează **intervale (benzi) de atenuare sau de oprire**. Frecvențele, care se transmit practic fără atenuare, formează **intervale (benzi) de trecere**. După natura intervalor de trecere și de atenuarefiltrele se clasifică în:

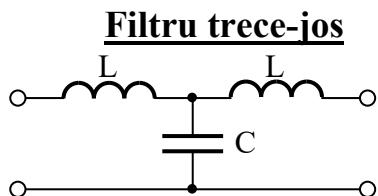
- filtre trece-jos, care au banda de trecere $(0, f_1)$ și banda de oprire (f_1, ∞) ;
- filtre trece-sus, care au banda de trecere (f_1, ∞) și banda de oprire $(0, f_1)$;
- filtre trece-bandă, care au banda de trecere (f_1, f_2) și benzile de oprire $(0, f_1)$ și (f_2, ∞) ;
- filtre oprește-bandă, care au banda de oprire (f_1, f_2) și benzile de trecere $(0, f_1)$ și (f_2, ∞) ;
- filtre în „pieptene”, care au mai multe benzi de oprire și de trecere alternate.

*Frecvențele limită ale benzilor de oprire se numesc **frecvențe de tăiere sau frecvențe limită**.* Dependențele atenuării α și defazajului β de frecvență se numesc **caracteristici de frecvență ale filtrului**. Filtrele se folosesc preponderent în transmiterea și prelucrarea semnalelor, utilizând curenti și frecvențe destul de mari. La frecvențe înalte rezistențele active ale elementelor pot fi neglijate,filtrele se socot a fi alcătuite din elemente pur reactive (cu excepția RC-filtrelor) și se numesc **filtre fără pierderi**.

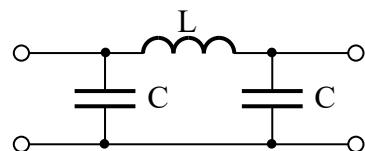
După relația între elementele filtrelor, ele se clasifică în:

- filtre de tip „k”, în care produsul impedanței longitudinale și impedanței transversale este un număr constant și nu depinde de frecvență ($\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 = k$);
- filtre de tip „m”, în care produsul impedanței longitudinale și impedanței transversale depinde de frecvență.

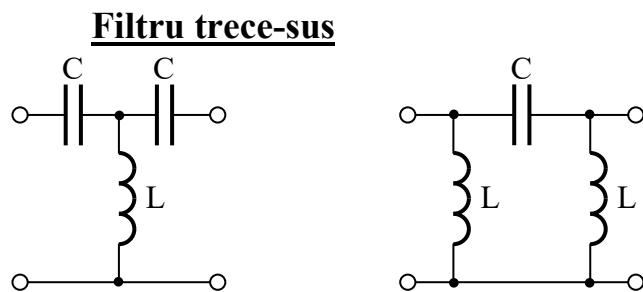
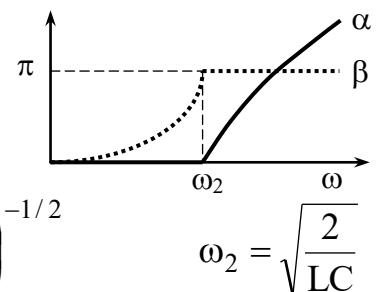
Filtre de tip „k”



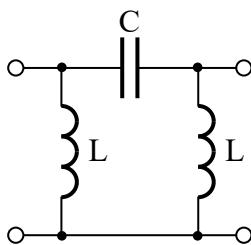
$$Z_c = \sqrt{\frac{2L}{C} - \omega^2 L^2}$$



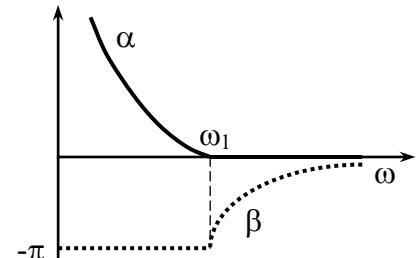
$$Z_c = \left(\frac{2C}{L} - \omega^2 C^2 \right)^{-1/2}$$



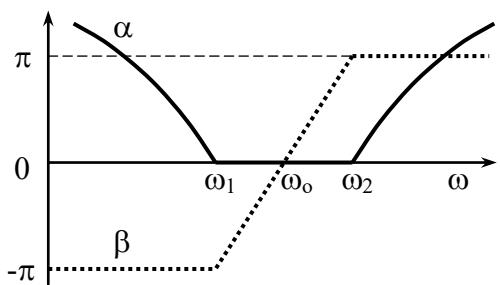
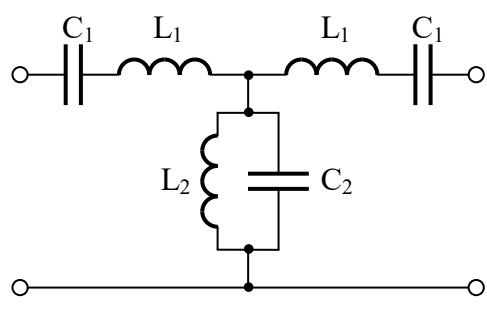
$$Z_c = \sqrt{\frac{2L}{C} - \frac{1}{\omega^2 C^2}}$$



$$Z_c = \left(\frac{2C}{L} - \frac{1}{\omega^2 L^2} \right)^{-1/2}$$



Filtru trece-bandă



$$Z_c = \sqrt{\frac{2L_2}{C_1}} \cdot \sqrt{1 - \frac{k}{2} \left(\frac{\omega_o}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_o} \right)^2}, \text{ unde } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad k = \frac{L_1}{L_2}$$

Parametrii trebuie să satisfacă condiția
 $L_1 C_1 = L_2 C_2$

Dacă sunt cunoscute frecvențele limită f_1, f_2 și impedanța caracteristică Z_c , elementele filtrului se determină după formulele:

frecvența de rezonanță $f_o = \sqrt{f_1 f_2}$;

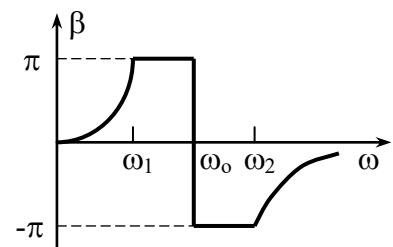
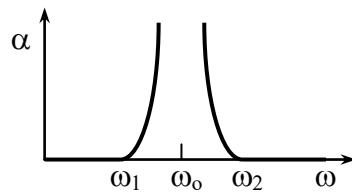
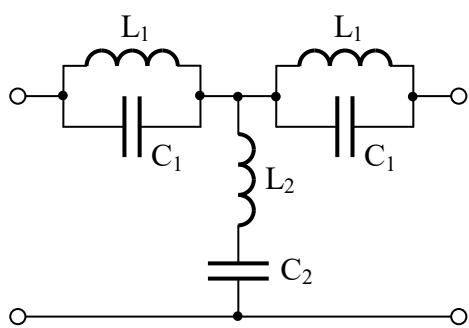
$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{2\pi f_1 f_2 Z_c}; \quad L_1 = \frac{Z_c}{2\pi(f_2 - f_1)};$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi Z_c (f_2 - f_1)}; \quad L_2 = \frac{Z_c (f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2}$$

Și invers, dacă sunt cunoscute elementele filtrului, frecvențele limită și impedanța caracteristică se calculează după formulele:

$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_o}{\sqrt{2k}} \left(\sqrt{1 + 2k} \mp 1 \right);$$

Filtru oprește-bandă



Parametrii trebuie să satisfacă condiția

$$L_1 C_1 = L_2 C_2.$$

$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_o}{4} \left(\sqrt{2k+16} \mp \sqrt{2k} \right);$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{2L_1}{C_2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{k}{2 \left(\frac{\omega_o}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_o} \right)^2}}$$

Tipul filtrului poate fi determinat calitativ prin caracterul impedanței longitudinale: numai inductivități – filtrul este „trece-jos”; numai capacitate – filtru „trece-sus”; L și C unite în serie – filtru „trece-bandă”; L și C unite în paralel – filtru „oprește-bandă”.

Filtre de tip „m”

Filtrele de tip „k” posedă două neajunsuri:

1. obținerea unei pante abrupte a coeficientului de atenuare $\alpha(\omega)$ în banda de oprire necesită utilizarea a mai multor filtre;
2. impedanța caracteristică a filtrului variază puternic în banda de trecere, ceea ce complică condițiile de adaptare.

Filtrele de tip „m” nu posedă aceste neajunsuri. m-filtrele sunt alcătuite din 2 elemente. Vom precauta 2 tipuri de m-filtre legate cu k-filtri. La legarea filtrelor în cascadă întotdeauna se respectă principiul adaptării impedanțelor: impedanța de ieșire a unui filtru trebuie să fie egală cu impedanța de intrare a filtrului următor, impedanța de ieșire a ultimului filtru trebuie să fie egală cu impedanța sarcinii.

Filtru paralel-derivat

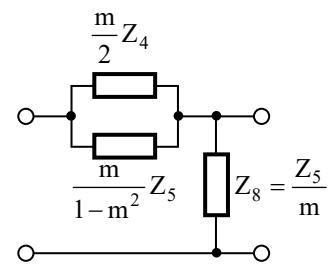
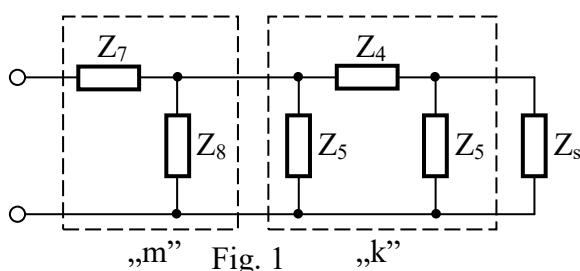


Fig. 2

Impedanța de intrare a m-filtrului

$$Z_{m1} = \sqrt{Z_7 Z_8 (1 + Z_7/Z_8)} \quad (1)$$

Impedanța de ieșire a m-filtrului

$$Z_{m2} = \sqrt{\frac{Z_7 Z_8}{1 + Z_7/Z_8}} \quad (2)$$

Impedanță de intrare a k-filtrului

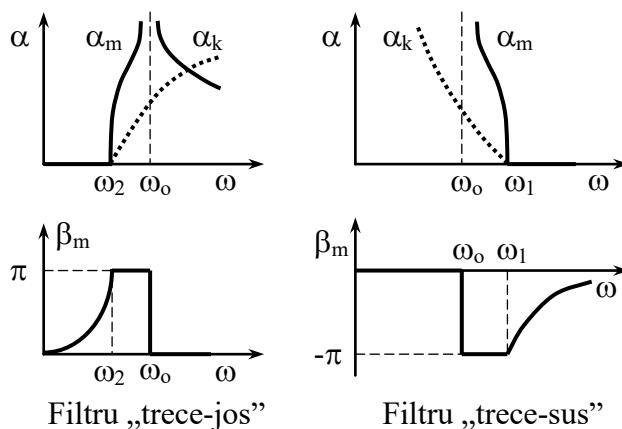
$$Z_{k1} = \sqrt{\frac{Z_4 Z_5}{2 + Z_4/Z_5}} \quad (3)$$

Dacă luăm $Z_8 = Z_5 / m$, unde m este un coeficient oarecare numeric între 0 și 1, și egalăm Z_{m2} cu Z_{k1} (adaptarea filtrelor), obținem

$$\frac{1}{Z_7} = \frac{1}{\frac{m}{2} Z_4} + \frac{1}{\frac{m}{1-m^2} Z_5} \quad (4)$$

Expresia (4) arată că Z_7 e formată din două impedanțe legate în paralel (fig. 2), care depind (sunt derivatele) de Z_4 și Z_5 . De aceea, acest m-filtru se numește **filtru de tip paralel-derivat**. Granițele benzii de trecere a filtrelor de tip „m” și „k”, legate în cascadă și adaptate, coincid.

Coeficientul de atenuare total este egal cu suma coeficienților de atenuare ale filtrelor „m” și „k”: $\alpha = \alpha_m + \alpha_k$. În regiunea frecvenței de tăiere α_m crește brusc, iar α_k lent. Micșorarea α_m în continuare se compensează de creșterea α_k . În aşa mod, α_{total} întotdeauna e mare.



Defazajul total este egal cu suma defazajelor filtrelor: $\beta = \beta_m + \beta_k$. Deoarece impedanțele Z_4 și Z_5 au caracter opus, la o frecvență anumită ω_0 ele intră în rezonanță curentilor, la care $Z_7 = \infty$.

Filtru serie-derivat

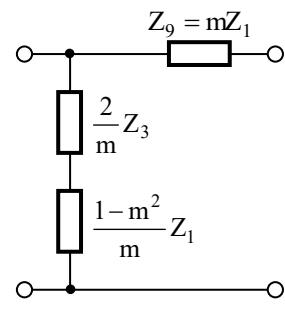
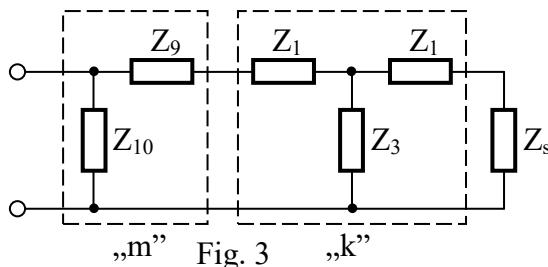


Fig. 4

Impedanță de intrare a m-filtrului

$$Z_{m1} = \sqrt{\frac{Z_9 Z_{10}}{1 + Z_9/Z_{10}}} \quad (5)$$

Impedanță de ieșire a m-filtrului

$$Z_{m2} = \sqrt{Z_9 Z_{10} (1 + Z_9 / Z_{10})} \quad (6)$$

Impedanța de intrare a k-filtrului

$$Z_{k1} = \sqrt{Z_1 Z_3 (2 + Z_1 / Z_3)} \quad (7)$$

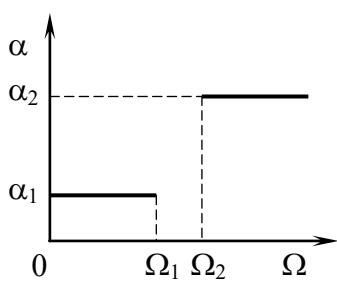
Dacă luăm $Z_9 = mZ_1$ și egalăm Z_{m2} cu Z_{k1} (adaptarea filtrelor), obținem

$$Z_{10} = \frac{2}{m} Z_3 + \frac{1 - m^2}{m} Z_1 \quad (8)$$

Expresia (8) arată că Z_{10} e formată din două impedanțe legate în serie (fig. 4), care depind (sunt derivatele) de Z_1 și Z_3 . De aceea, acest m-filtru se numește **filtru de tip serie-derivat**. Dependentele $\alpha_m(\omega)$ și $\beta_m(\omega)$ sunt aceleași ca și pentru filtrul precedent. Deoarece impedanțele Z_1 și Z_3 au caracter opus, la o frecvență anumită ω_0 ele intră în rezonanță tensiunilor, la care $Z_{10} = \infty$.

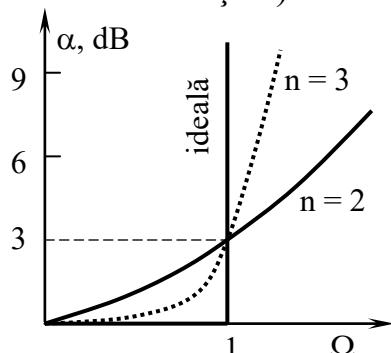
Calculul filtrelor după parametrii de lucru

Problema constă în calcularea elementelor filtrului (L, C) după parametrii de lucru cunoscuți: frecvențele de tăiere și coeficienții de atenuare. Calculul se face pentru filtru prototip trece-jos (FPTJ) și apoi se recalculează parametrii celorlalte filtre.



Se introduc frecvențe normate: $\Omega = \omega / \omega_1$; $\Omega_1 = \omega_1 / \omega_1 = 1$; $\Omega_2 = \omega_2 / \omega_1$. α_1 – valoarea maximă a coeficientului de atenuare în banda de trecere ($0 \div \Omega_1$); α_2 – valoarea minimă a coeficientului de atenuare în banda de oprire ($\Omega_2 \div \infty$). În intervalul ($\Omega_1 \div \Omega_2$) valoarea α nu se dă și poate fi oricare. Această dependență se aproximează cel mai bine de polinoamele Butterworth și Cebîșev. În ambele cazuri se obțin filtre, alcătuite din bobine și condensatoare consecutive.

Filtru Butterworth. Polinomul de aproximare $F_n(x) = x^{2n}$. Coeficientul de atenuare $\alpha_B = 10 \cdot \lg(1 + \varepsilon^2 \Omega^{2n})$, unde n este ordinul filtrului (suma totală a elementelor L și C). Coeficientul ε determină neregularitatea caracteristicii $\alpha(\Omega)$ în



banda de trecere și se calculează $\varepsilon^2 = 10^{0.1\alpha_1} - 1$. De obicei se alege $\varepsilon = 1$ și la frecvența de tăiere ($\Omega = 1$) coeficientul de atenuare devine $\alpha_B = 10 \cdot \lg 2 = 3$ dB. Cu cât e mai mare ordinul filtrului n , cu atât mai brusc crește α în banda de atenuare și este mai mic în banda de trecere, apropiindu-se de caracteristica ideală.

Filtru Cebîșev. Polinomul de aproximare

$$\begin{cases} T_n(x) = \cos(n \cdot \arccos x), & \text{pentru } |x| \leq 1 \\ T_n(x) = \operatorname{ch}(n \cdot \operatorname{Arch} x), & \text{pentru } |x| > 1 \end{cases}$$

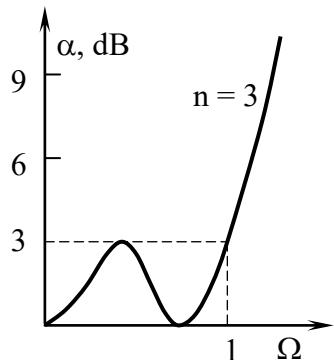
Polinomul Cebîșev poate fi scris și în formă mai simplă

$$T_n(\Omega) = \frac{1}{2} \left[(\Omega + \sqrt{\Omega^2 - 1})^n + (\Omega - \sqrt{\Omega^2 - 1})^n \right]$$

$$T_1 = \Omega; \quad T_2 = 2\Omega^2 - 1; \quad \text{pentru } n \geq 3: \quad T_n = 2\Omega \cdot T_{n-1} - T_{n-2}$$

Coeficientul de atenuare $\alpha_C = 10 \cdot \lg[1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)]$.

La frecvența de tăiere ($\Omega = 1$), pentru orice n : $T_n(\Omega) = 1$ și $\alpha = 10 \cdot \lg 2 = 3$ dB (ca și la filtrul Butterworth). În banda de trecere a filtrului Cebîșev $\alpha(\Omega)$ are un caracter oscilatoriu de la 0 până la α_1 . Numărul valorilor minime și maxime (cu excepția $\Omega = 1$) este egal cu ordinul filtrului n .



Filtre numerice

Filtru numeric: sistem digital care are drept scop modificarea spectrului semnalului de intrare (Figura 1).

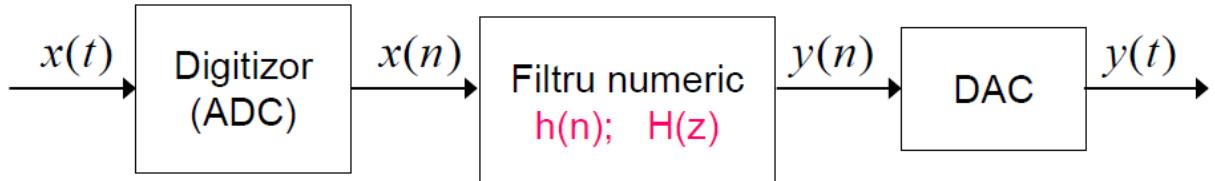


Fig. 1. Utilizarea FN

Aplicații:

- Extragerea din semnal a unui anumit domeniu de frecvență;
- Eliminarea din spectru a unor frecvențe nedorite (zgomote, perturbații)

Deoarece filtrele analogice sunt circuite electrice sau electronice la care frecvențele sunt fixe, în cazul filtrelor numerice sunt algoritmi rulați pe calculator.

Avantaje FN față de FA

- Caracteristicile sunt ușor de modificat prin simpla schimbare a coeficienților în program;
- Sunt ușor de sintetizat, testat și implementat pe orice calculator de uz general, microcontroler sau procesor de semnal;
- Caracteristicile nu sunt influențate de condițiile de mediu și nici de timp;
- Nu necesita componente hardware de precizie. Precizia este asigurată doar de lungimea cuvântului prelucrat;
- Permit implementarea unor caracteristici care nu pot fi realizate cu filtre analogice (de ex. cu faza liniara);
- Semnalele de intrare și de ieșire pot fi stocate sau transmise la distanță;
- Utilizând tehnici VLSI (utilizate în procesul de creare a unui circuit integrat) raportul performanță/preț ajunge foarte ridicat.

Dezavantaje FN față de FA

- Datorită operațiilor legate de digitizarea semnalului de intrare, viteza este scăzută, iar banda de frecvență pe care o prelucrează este mult mai îngustă decât la filtrele analogice.
- Caracteristicile sunt influențate de lungimea cuvintelor digitale pe care sunt reprezentate semnalele.

- Pentru implementarea practica sunt necesare elemente hardware adiționale (interfețe A/D și D/A).

Presupunem că consecutivitatea numerelor $x(n)$ reprezintă un sir ale unor valori egale distanțate a unei mărimi $x(t)$, la care n este un întreg, iar t este variabila continuă. De obicei t reprezintă timpul, dar nu întotdeauna. Consecutivitatea $y(n)$ se calculă după formula:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) - \sum_{i=0}^{M-1} a_i y(n-i)$$

Atunci această formulă determină un filtru numeric. În aşa mod filtrul numeric este o combinație liniară de evaluări echidistante $x(n-k)$ a unei funcții $x(t)$, precum și valorile calculate la ieșire $y(n-i)$.

Clasificări

- 1) După forma caracteristicii amplitudine – frecvență ideale există tipuri de FN prezentate în figura 2.

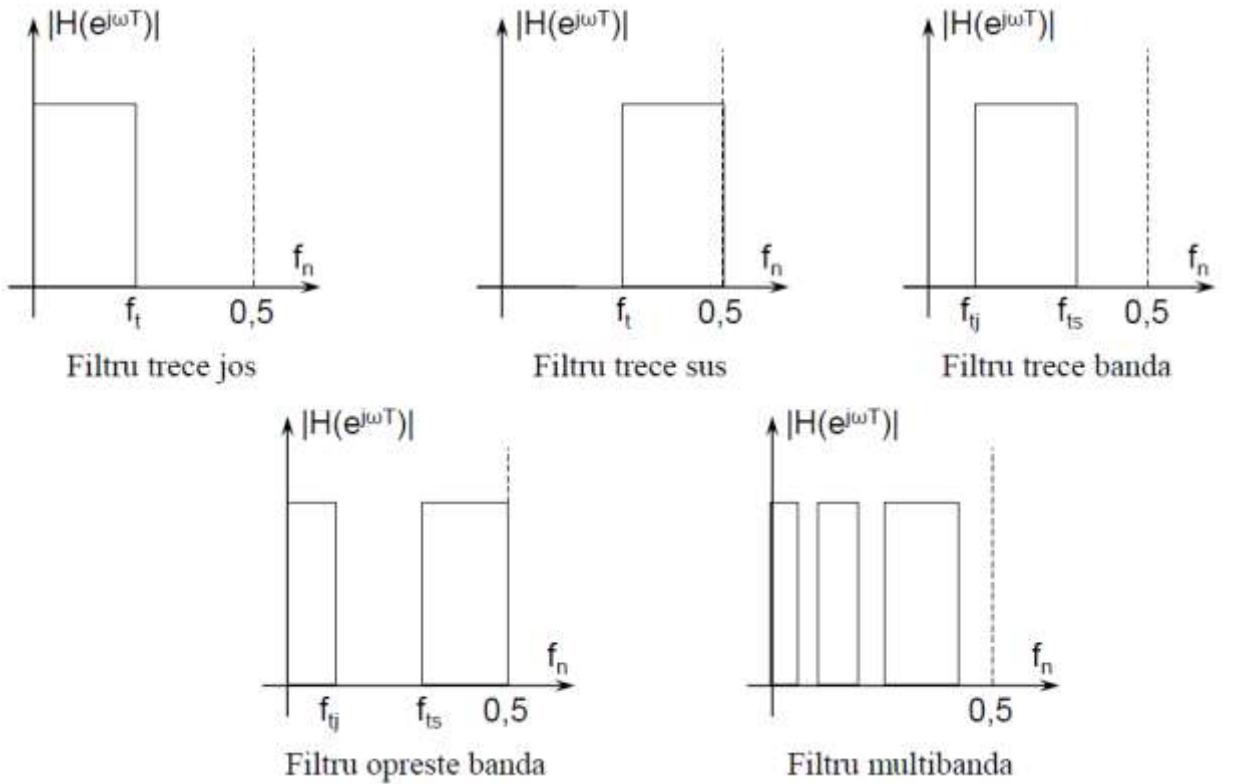


Figura 2 Filtre FN clasificate după forma caracteristicii amplitudine – frecvență

- 2) După ordin
Filtru de ordinul I

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) - a_1 y(n-1)$$

Filtru de ordinul II

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2) - a_1y(n-1) - a_2y(n-2)$$

Filtru de ordin superior

Se poate descompune într-o serie de filtre de ordin I și II

3) După răspunsul la impuls

Filtre cu răspuns(caracteristică) finit(finită) la impuls (RFI)

Filtrele FIR sunt specifice domeniului discret și nu pot fi obținute prin transformarea filtrelor analogice.

$$h(n)=0 \text{ pentru } n>N_1$$

Filtre cu răspuns(caracteristică) infinit(infinită) la impuls (RII)

$$h(n)\neq 0 \quad \forall n\geq 0$$

cu excepția eventual al unui număr finit de termeni pentru care $h(n) = 0$

Filtrele digitale cu răspuns infinit la impuls (RII), ce vor fi denumite și filtre IIR (Infinite Impulse Response), constituie blocuri importante în multe sisteme de prelucrare numerică a semnalelor. Ele sunt recomandate în situațiile în care trebuie realizate benzi de tranziție foarte înguste, precum și atunci când sunt necesare atenuări foarte mari în banda de oprire. Deoarece prezintă reacție,filtrele IIR necesită mai puține celule de întârziere, prețul plătit fiind neliniaritatea fazei și eventuale probleme de stabilitate.

4) După valorile anterioare de care depinde ieșirea

Filtre recursive (cu reacție): Filtrul recursiv este un filtru discret care se realizează cu ajutorul dependenței recurente, adică rezultatele de la ieșire a filtrului se determină ca o sumă calculată a rezultatelor anterioare de la ieșire sau/și a rezultatelor curente de la intrare, de exemplu:

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) - b_2x(n-2) - a_1y(n-1) - a_2y(n-2).$$

Filtrul nerecursiv reprezintă un filtru discret la care rezultatele de la ieșire a filtrului se determină ca suma calculată a rezultatelor anterioare și curente numai de la ieșire. Exemplu:

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2).$$

Termenii recursivi și nerecursivi se recomandă de folosit în descrierea modului de realizare a filtrului, dar nu pentru a prezenta că caracteristica impulsului are lungimea infinită sau finită (măcar că în practică filtrele RFI de obicei se realizează în mod recursiv, iar filtrele RII în mod nerecursiv, totuși RII pot fi realizate în același timp și în mod nerecursiv, iar RIF în mod recursiv).

Tehnici de proiectare a filtrelor numerice

În cadrul anumitor tehnici de proiectare a filtrelor numerice se utilizează rezultatele obținute în etapa de analiză și sinteză a filtrelor analogice. În aceste circumstanțe, în etapa de proiectare a filtrelor numerice se urmărește aproximarea modelelor neparametrice ce caracterizează filtrelle analogice cu modele neparametrice sau parametrice ce caracterizează filtrelle numerice.

Filtrele numerice se mai pot proiecta și prin metode directe, metode care nu utilizează caracteristicile în frecvență ale filtrelor analogice. În general, pentru proiectarea filtrelor numerice, se impune satisfacerea unor condiții care vizează performanțele filtrului atât în banda de trecere, cât și în banda de tăiere. În figura 3 se prezintă mărimile prin care se caracterizează modelul neparametric al filtrului, caracteristica amplitudine - frecvență.

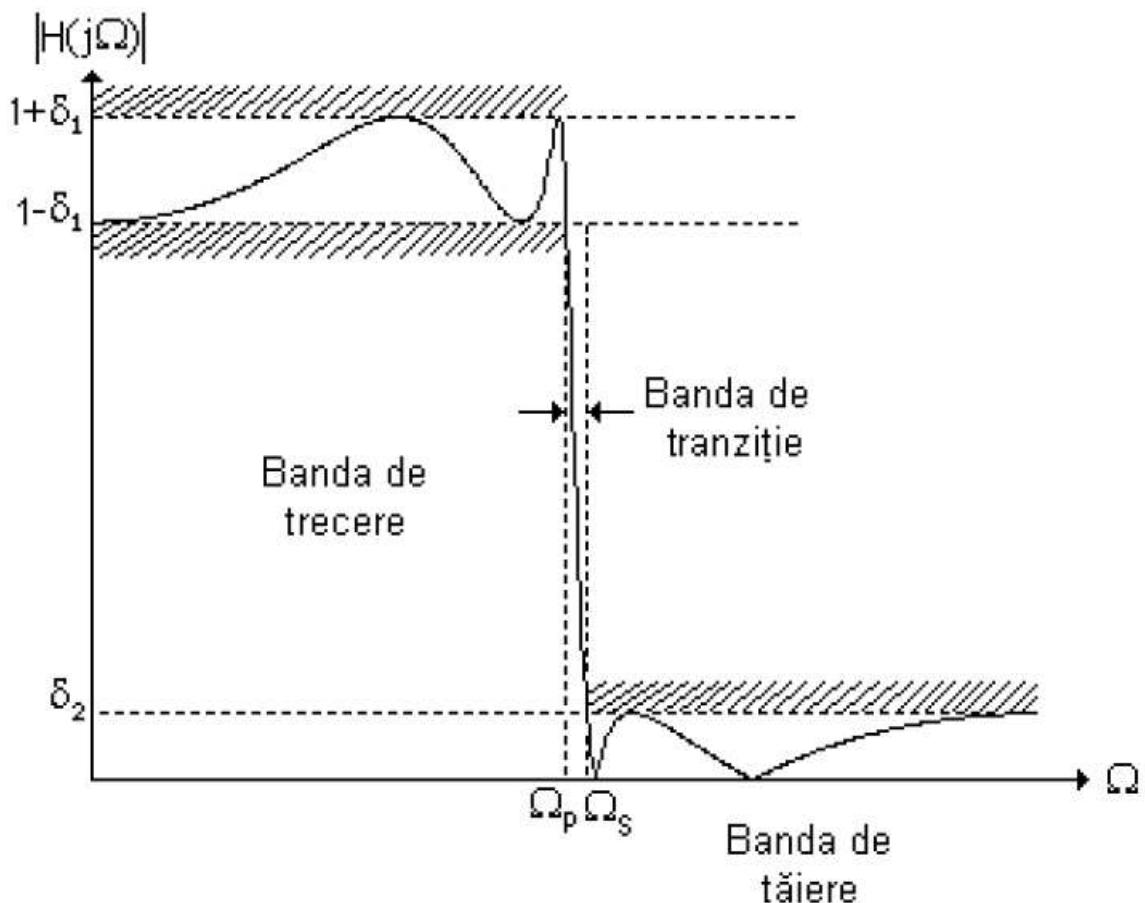


Fig. 3. Mărimile prin care se caracterizează modelul neparametric al filtrului, caracteristica amplitudine – frecvență.

Banda de trecere este caracterizată de o amplitudine 1 și o toleranță de $(\pm\delta_1)$, iar în banda de tăiere A=0 și toleranță $+\delta_2$.

De menționat faptul că frecvențele de tăiere: în banda de trecere - Ω_p și în banda de tăiere - Ω_s , sunt date sub forma unui unghi în planul Z.

În concluzie fiind date condițiile de proiectare, calculul filtrului devine o problemă de aproximare. Metodele matematice utilizate la proiectarea filtrelor numerice, depind în mare măsură de tipul de răspuns al filtrului și anume:

- filtre cu răspuns la impuls infinit (IIR), pentru care caracteristica de frecvență este aproximată printr-o funcție rațională ;

- filtre cu răspuns la impuls finit (FIR), pentru care caracteristica de frecvență este aproximată printr-o funcție de tip polinomială.