

CONVERTOARE ANALOG-NUMERICE SI NUMERIC ANALOGICE

Asa cum s-a mentionat anterior, dupa amplificarea si filtrarea semnalelor care urmeaza sa fie prelucrate de un sistem digital, se face conversia analog-numeric a acestora. Conversia numeric-analogica se face la iesirea din sistemul digital, astfel incat semnalele sa poata fi utilizate mai departe in sistemul analogic ce urmeaza in continuare (de obicei in elemente de executie a unor sisteme automate sau in statiile de emisie radio, etc.) . Conversia analog-numeric se face in convertoarele analog-numeric specializate iar conversia numeric-analogica se face de asemenea in convertoarele numeric-analogice.

Desi principal sunt destul de simple, si conversia analog-numeric si cea numeric-analogica ridica unele probleme importante, de care va depinde calitatea semnalelor care vor fi preluate de sistemul digital precum si acelora care sunt utilizate de sistemele analogice care urmeaza sistemului digital in schema de ansamblu.

Conversia analog-numeric

Schematic, conversia analog-numeric este prezentata in ultima parte a figurii 2, si este reluata in figura 56.

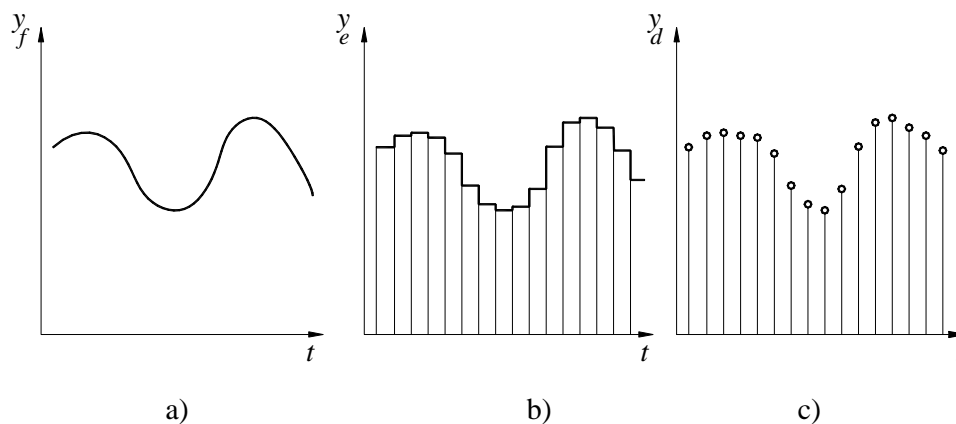


Fig. 56 – Conversia analog-numeric

In figura 56.a este prezentat semnalul y_f rezultat dupa filtrarea analogica. Acesta contine informatia utila, perturbatiile fiind retinute de filtrul analogic.

Conversia analog-numeric se face, asa cum se observa din figura 56 in doi pasi. Primul pas este esantionarea in timp a semnalului y_f , rezultand semnalul y_e din figura 56.b care este compus dintr-o succesiune de semnale treapta care aproximeaza semnalul y_f . Aceasta esantionare in timp a semnalului y_f se realizeaza in circuite specializate de tip *track and hold*. Rolul acestei esantionari in timp este de a mentine la intrarea convertorului analog-numeric propriu-zis o valoare constanta a tensiunii pe durata cat se realizeaza procesul de conversie analog-numeric. In absenta acestui circuit *track and hold* conversia analog-numeric a semnalului y_e s-ar realiza cu erori mari, aleatoare.

Al doilea pas al procesului este cuantizarea sau conversia analog-numeric propriu-zisa. Fiecarei valori a tensiunii de intrare i se asociaza o valoare numericabine determinata. Aceasta valoare numerica este reprezentata la iesirea convertorului analog-numeric in format binar. Rezulta semnalul y_d din figura 56.c . Acesta este format *dintr-o succesiune de numere in format binar*.

Circuitul track and hold

Circuitul track and hold este prezentat in figura 57.

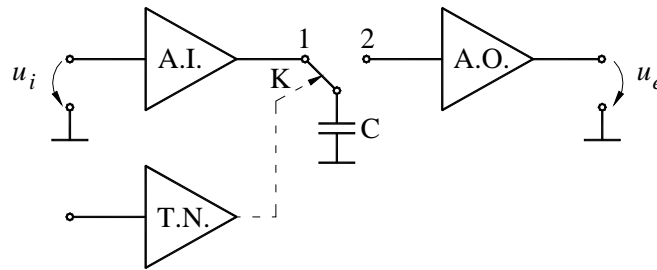


Fig. 57 – Circuitul track and hold

Acest circuit se compune din doua amplificatoare operationale, A.I. si A.O. separate de intrerupatorul K (cheie electronica). Intrerupatorul K este comandat de un traductor de nivel T.N. care are la intrare un semnal de la un oscilator cu frecventa egala cu frecventa de esantionare. Rolul traductorului de nivel este de a realiza o comutare foarte rapida a intrerupatorului K de pe pozitia 1 pe pozitia 2. Intre cele doua amplificatoare operationale se mai afla condensatorul C cu rol de memorare a tensiunii.

Aceasta schema utilizeaza proprietatea amplificatoarelor operationale de a avea o impedanta foarte mica la iesire si o impedanta foarte mare la intrare. Astfel, atata timp cat intrerupatorul K se afla pe pozitia 1, (etapa track) datorita faptului ca A.I. are o impedanta foarte mica de iesire, tensiunea de pe condensatorul C va urmari fidel variatia tensiunii u_i care se doreste a fi convertita in valoare numerica. Cand intrerupatorul K este comutat pe pozitia 2, (etapa hold) datorita impedantei foarte mari de intrare a lui A.O., condensatorul C mentine practic o tensiune constanta si ca urmare si la iesirea lui A.I. tensiunea este constanta. Etapa hold dureaza atata timp cat convertorul analog numeric propriu-zis efectueaza conversia, dupa care se trece din nou in etapa track pentru a se achizitiona urmatoarea valoare a tensiunii.

In cele de mai sus s-a descris functionarea ideala a circuitului track and hold. Datorita impedantelor finite si a timpilor de intarziere care apar, functionarea reala a circuitului track and hold este caracterizata de parametrii din figura 58.

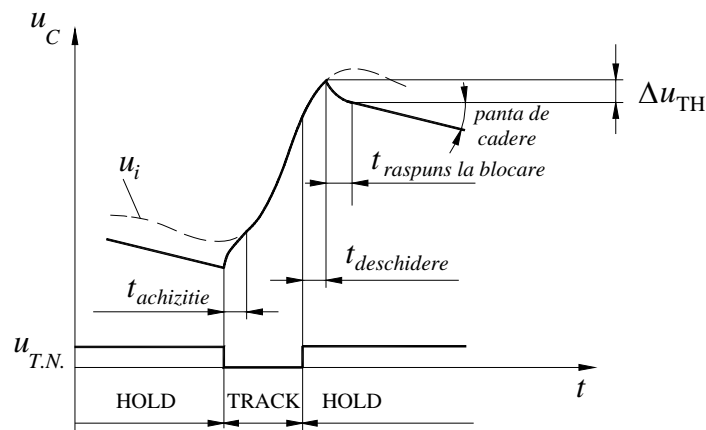


Fig. 58 – Parametrii circuitului track and hold

In figura 58 este exemplificata o secventa HOLD – TACK – HOLD.

Nivelul de tensiune din prima etapa *hold* in general difera de valoare tensiunii care se aplica la intrarea circuitului in momentul in care apare o noua etapa *track*. In consecinta, de la trecerea comutatorului K pe pozitia 1 si pana cand tensiunea de pe condensatorul C ajunge la valoarea tensiunii de intrare va trece un timp mai lung sau mai scurt in functie de diferenta dintre aceste doua tensiuni. Aceasta durata de timp poarta numele de *timp de achizitie*. Dupa acest timp de achizitie este necesara o scurta perioada in care tensiunea de pe condensatorul sa urmareasca valoarea tensiunii de la intrare (etapa *track* propriu-zisa), la finalul careia care se trece la urmatoarea etapa *hold* in vederea unei noi conversii numerice. Trecerea comutatorului K de pe pozitia 1 pe pozitia 2, desi este un comutator electronic necesita un anumit timp, denumit *timp de deschidere*. La finalul timpului de deschidere s-a realizat trecerea de pe pozitia 1 pe pozitia 2 si tensiunea condensatorului C ar trebui sa fie in urmatoarea etapa HOLD constanta la aceasta valoare. Datorita proceselor parazite insa apare o variatie a tensiunii Δu_{TH} intr-un timp denumit *timp de raspuns la blocare*. Nici la finalul timpului de blocare tensiunea nu ramane constanta pe condensator, ci datorita curentului absorbit de circuitele de intrare ale lui A.O. tensiunea prezinta o scadere practic liniara cu o anumita viteza denumita *panta de cadere*. Prezenta perioadelor de timp specificate anterior conduce la limitarea frecventei cu care se poate face esantionarea in timp a unui semnal analogic, alaturi de timpul propriu-zic de conversie care caracterizeaza convertorul analog numeric. Panta de cadere conduce la limitarea preciziei de cuantizare a convertorului analog-numeric.

Tipuri de convertoare analog-numeric

Exista realizate mai multe tipuri de convertoare analog-numeric (CAN) care au fost concepute pentru a satisface cerintele diferitelor tipuri de aplicatii. Performantele lor de obicei sunt proportionale cu costul. Performante ridicate implica un cost ridicat, deci sunt utilizate in aplicatii pretentioase astfel de convertoare analog numerice.

Convertoare analog-numeric pe un bit (modulatoare delta)

Acest tip de convertoare analog-numeric furnizeaza la iesire dupa fiecare perioada de esantionare un singur bit, care reflecta nu valoarea tensiunii aplicate la intrare ci relatia in care se afla aceasta cu tensiunea pe un condensator. Ca urmare, astfel de convertoare nu sunt utilizabile in aplicatii care necesita cunoasterea exacta a valorii tensiunii de intrare la un moment bine stabilit de timp ci doar directia de variatie a semnalului la momentul respectiv. Se preteaza deci la achizitionarea, prelucrarea stocarea si redarea semnalului modulate in frecventa asa cum este semnalul audio.

Avantajul metodei este ca se face codificarea fiecarui esantion pe un singur bit, spre deosebire de alte tipuri de convertoare la care codificarea se face pe 8, 12, 16 sau mai multi biti. In consecinta spatiul de stocare a unui semnal achizitionat prin aceasta metoda se va reduce foarte mult. Totusi, castigul nu este de 8, 12 sau 16 ori, deoarece pentru o calitate buna a inregistrarii este necesara o frecventa mai mare decat la celelalte convertoare. Oricum se atinge un castig important de spatiu de stocare. Schema de principiu a unui astfel de convertor analo-numeric este prezentata in figura 59.

Tensiunea care urmeaza a fi convertita in semnal digital u_i , se aplica pe intrarea neinversoare a unui comparator. Pe intrarea inversoare se aplica tensiunea de pe condensator u_C . Circuitul de retinere mentine la iesire valoarea de la iesirea comparatorului pe o perioada de esantionare. Aceasta valoare este 1 logic daca $u_i > u_C$ sau 0 logic in caz contrar. In functie de aceasta relatie este comandat intrerupatorul K. Daca la iesirea comparatorului este 1 logic atunci comutatorul K este trecut pe pozitia 1 si prin intermediul injectorului de sarcina pozitiva (I.S.P.) se injecteaza pe condensator o sarcina pozitiva de valoare bine determinata. Aceasta sarcina face sa creasca tensiunea pe condensator u_C de asemenea cu o valoare bine determinata. In acest fel tensiunea pe condensator va tinde sa se apropie de valoarea tensiunii de intrare u_i . Daca la iesirea comparatorului este un 0 logic, atunci se injecteaza pe condensator o prin intermediul injectorului

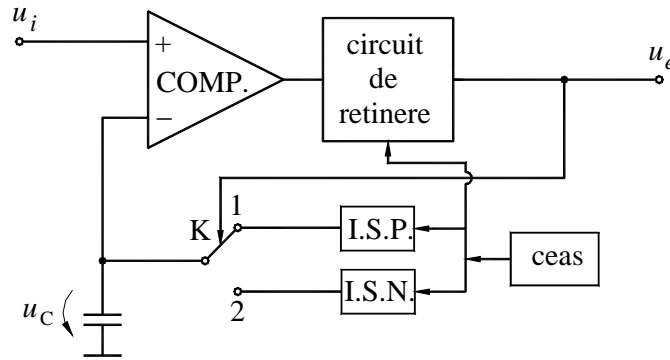


Fig. 59 – Convertor analog-numeric pe un bit (modulator delta)

de sarcina negativa (I.S.N.) o sarcina negativa de aceeași valoare în modul. Și în acest caz tensiunea de pe condensator va tinde să urmărească tensiunea de intrare u_i .

Dacă tensiunea de intrare este constantă, atunci tensiunea pe condensator va oscila cu o amplitudine mică în jurul valorii tensiunii de intrare. Secvența de ieșire va fi formată dintr-o succesiune de 1 și 0 logic în conformitate cu relația dintre cele două tensiuni.

Pentru redarea semnalului u_i se poate aplica procesul invers prin care un condensator este încărcat cu cuante de sarcină pozitive sau negative, conform secvenței de 1 și 0 din care este formată u_e .

Subliniem faptul că acest convertor nu furnizează la ieșire valoarea tensiunii de la un anumit moment codificată numeric, ci doar un 1 sau 0 în funcție de relația dintre u_i și u_c . Deci prelucrarea numerică a semnalului nu poate fi făcută prin metodele de calcul clasice. Este însă o metodă foarte eficientă de înregistrare, stocare și redare a semnalelor modulate în frecvență așa cum este semnalul audio. Semnalele audio înregistrate și redată astfel înlătură frecvențele parazite înalte care pot afecta o înregistrare audio analogică.

Acest tip de convertor analog-numeric nu poate fi utilizat decât pentru semnale a căror viteză de variație este mai mică decât $\Delta Q / (C \cdot T)$, unde ΔQ este modulul cuantei de sarcină injectată, C – capacitatea condensatorului, T – perioada de esanționare. Pentru viteze mai mari de variație a semnalelor se utilizează convertoare delta cu pantă variabilă pentru care schema de principiu este prezentată în figura 60.

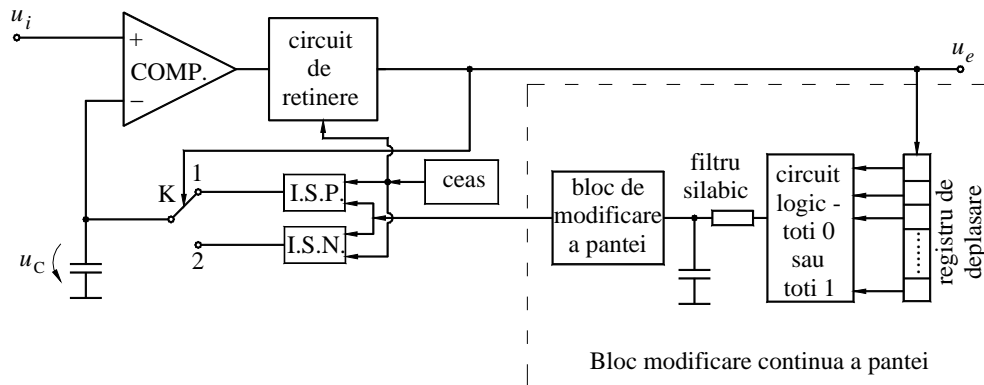


Fig. 60 – CAN pe un bit cu modificare continuă a pantei

În situația în care semnalul de intrare prezintă o variație foarte rapidă, care nu poate fi urmărită cu ajutorul unei pante dată de relația $\Delta u / \Delta t = \Delta Q / (C \cdot T)$, atunci se poate crește valoarea cuantei de sarcină ΔQ care se injectează la fiecare moment de timp. Pentru aceasta trebuie sesizat mai întâi momentul în care apare o astfel de situație. În acest scop, biții de ieșire sunt introduși într-

un registru de deplasare. Acesta va contine in permanenta ultimii n biti de la iesire. Daca pentru mai mult timp se obtine la iesire 1 logic sau 0 logic, atunci semnalul de intrare are o variatie rapida si este necesar sa fie crescuta valoarea cuantei de sarcina ΔQ . Circuitul logic prezent pe iesirile registrului de deplasare sesizeaza acest moment si furnizeaza 1 logic la iesire. Filtrul silabic netezeste variatiile bruste care apar la salturile intre 1 si 0 logic si mai departe comanda blocul de modificare a pantei. Acesta va comanda mai departe I.S.P. si I.S.N in sensul cresterii cuantei de sarcina ΔQ injectata la fiecare interval de esantionare. Utilizand varianta cu variatie a pantei, se poate scade frecventa de esantionare, astfel incat economia de spatiu de memorie este considerabil mai mare decat in cazul variantei fara variatie a pantei. De exemplu, in cazul aplicatiilor comerciale, frecventa pentru varianta fara variatie a pantei este de 64 kHz iar frecventa cu variatie a pantei este de 16 KHz, deci o scadere la 25% a spatiului de memorie din cat era nevoie initial.

Varianta cea mai perfectionata a acestei metode de conversie este conversia sigma-delta si are ca avantaj ca poate furniza la iesire valoarea semnalului de la intrare codificata binar si nu relatia in care se afla acesta cu tensiunea de pe condensator (respectiv panta semnalului). Aceasta varianta este prezentata in figura 61.

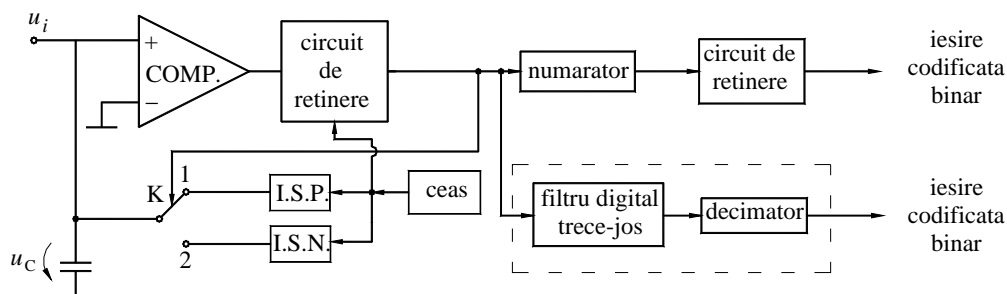


Fig. 61 – CAN de tip sigma-delta

In acest caz, la inceputul fiecarei perioade de esantionare condensatorul de la intrare se incarca cu tensiunea u_i , dupa care ca si la metoda anterioara se injecteaza pe el cuante de sarcina pozitiva sau negativa, pana cand tensiunea u_c ajunge la zero. Compararea tensiunii u_c se face acum cu zero, nu cu tensiunea de intrare. In decursul unei perioade de esantionare, numarul de 1 se afla in secventa (de exemplu in 4096 biti), astfel incat tensiunea pe condensator sa junga la 0. Daca in secventa sunt numai 1 atunci condensatorul a fost incarcat initial la valoarea maxima pozitiva, daca sunt numai zerouri atunci a fost incarcat initial la valoare maxima negativa, daca sunt in numar egal 1 si 0 atunci tensiunea initiala pe condensator a fost egala cu zero. Deci prin citirea numarului de 1 logic dintr-o secventa se poate aprecia care a fost tensiunea initiala de incarcare a condensatorului. La iesirea numaratorului se obtine deci valoarea tensiunii u_i codificata binar. Un circuit de retinere mentine la iesire valoarea constanta cat timp se face numararea pentru urmatoarea secventa.

O alta varianta de obtinere a valorii codificate binar este filtrarea digitala trece-jos a semnalului obtinut dupa comparator si apoi decimarea acestuia. Se obtine astfel printr-un proces ceva mai complicat tot valoarea tensiunii u_i codificata binar (cazul variantei incadrate cu linie intrerupta in figura 61).

Aceasta metoda poate fi utilizata pentru orice semnal modulat in frecventa, nu doar cel audio, se obtine valoare tensiunii codificata numeric, dar nu se poate cu exactitate momentul de timp in care s-a atins valoarea respectiva, deci nu poate fi folosita la sisteme de inregistrare a parametrilor cum ar fi inregistratoarele de bord. De altfel, aceasta metoda de conversie nu se foloseste in aviatie ci doar in aplicatii de tipul celor specificate anterior.

Convertoare analog-numerice de uz general

La acest tip de convertoare analog-numerice parametrul de intrare este o tensiune iar parametrul de iesire este o valoare codificata binar sau binar-zecimal. Abaterea maxima intre tensiunea de intrare si valoarea codificata la iesire este de maxim jumatate din valoarea reprezentata de bitul cel mai putin semnificativ. Ca urmare, cu cat conversia se va face pe mai multi biti, cu atat se obtine o valoare mai precisa, dar CAN-ul va fi mai scump sau mai lent.

In cadrul conversiei mai pot apare erori de neliniaritate, erori de calibrare, erori de offset, de monotonicitate sau de zgomot.

Clasificarea CAN de uz general poate fi facuta dupa mai multe criterii:

- | | |
|---|--|
| I – dupa tipul conversiei: | - cu conversie directa;
- cu conversie indirecta. |
| II – dupa prezenta reactiei: | - cu reactie;
- fara reactie. |
| III – dupa modalitatea de realizare a conversiei: | - de tip integrator;
- cu comparare directa. |

CAN indirecte sunt de obicei mai precise, dar sunt mai lente, ca urmare sunt folosite pentru aparatura de laborator si nu pentru sistemele in timp real.

CAN fara reactie au viteze mari de lucru, dar au complexitate mare, numar mare de componente. Cele cu reactie sunt mai lente, dar au liniaritate mai buna. Pot insa deveni instabile generand erori de autooscilatie sau de blocare pe un canal.

CAN cu integrare sunt mai lente, dar elimina zgomotele, selectand doar valoarea utila a semnalului.

CAN directe fara reactie de tip paralel (flash)

Principiul de functionare este acela de a compara tensiunea de intrare cu un numar de trepte de tensiune prestabilite si egal distribuite. Sunt de tip comparator fara reactie. Schema unui astfel de CAN este prezentata in figura 62.

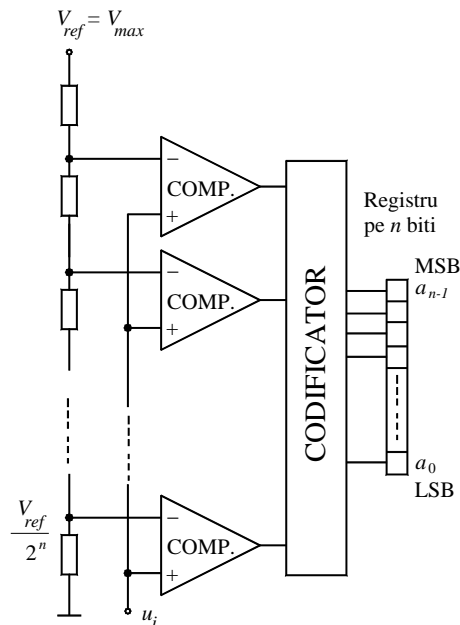


Fig. 62 – CAN de tip flash

CAN-ul se alimenteaza la una din borne cu tensiunea de referinta V_{ref} . Aceasta va dicta si treapta de tensiune intre doua valori codificate binar. Tensiunea V_{ref} trebuie sa fie foarte bine stabilizata pentru o conversie unitara a tensiunii u_i pe parcursul functionarii. In acest scop se folosesc stabilizatoare de tensiune speciale pentru sistemele de masurare. Un divizor rezistiv format din 2^n rezistente egale, imparte pe V_{ref} 2^n trepte de tensiune egale, unde n este numarul de biti pe care se obtine rezultatul conversiei. Fiecare dintre cele 2^n trepte de tensiune este comparata in cate un comparator cu tensiunea care urmeaza a fi convertita, u_i . La iesirea comparatoarelor carora le corespunde o treapta de tensiune mai mica de tensiune decat u_i vor furniza la iesire 1 logic, celelalte 0 logic. Numarul de 1 obtinuti la iesirea comparatoarelor va fi deci proportional cu valoarea lui u_i . Pentru a obtine valoarea tensiunii codificata binar, iesirile comparatoarelor comanda codificator care furnizeaza valoarea binara a numarului de 1 logic primiti la intrare.

Sunt utilizate in televiziune, tehnologie nucleara, recunosterea formelor si alte aplicatii care necesita conversii extrem de rapide. Sunt cele mai rapide CAN-uri, dar sunt si cele mai scumpe. Pentru iesire pe n biti sunt necesare 2^n comparatoare. In consecinta de obicei au un numar redus de biti la iesire (8, 12 rareori mai mult). Se pot realiza si cu conversie in doua sau mai multe etape, caz in care din tensiunea de la intrare se scad succesiv valori bine determinate de tensiune. Se fac doua sau mai multe etape de comparare, pe parcursul carora se completeaza grupe de biti din rezultatul final. La finalul conversiei apare completat intreg registrul pe n biti. Viteza conversiei insa scade corespunzator. De exemplu, pentru conversie in doua etape, viteza de conversie scade la mai putin de jumatate din viteza conversiei intr-o singura etapa.

CAN cu reactie si conversie prin metoda numaratorului

Acest tip de convertoare sunt la polul opus celor prezentate anterior. Utilizeaza un singur comparator, deci simplifica foarte mult schema electrica, dar sunt foarte lente. Se utilizeaza in aparatura de laborator unde este nevoie de precizie foarte ridicata, dar viteza nu este atat de importanta. Schema unui astfel de CAN este prezentata in figura 63.

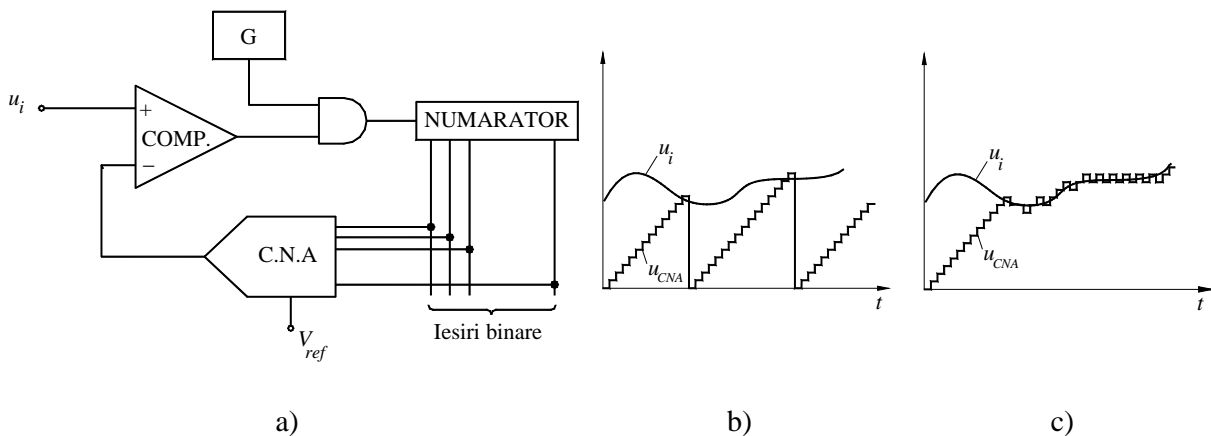


Fig. 63 – CAN cu conversie prin metoda numaratorului

Tensiunea de intrare se aplica unui comparator pe intrarea neinversoare. Pe cealalta intrare se aplica tensiunea provenita de la un convertor numeric-analogic (CNA). Acesta la randul sau primeste la intrare secventa de iesire unui numarator. In schema mai exista un generator de impulsuri dreptunghiulare (ceas) si o poarta “SI”.

La inceputul conversiei se reseteaza numaratorul si se aplica tensiunea u_i comparatorului. Deoarece CNA primeste la intrare combinatia corespunzatoare numarului zero, va furniza la iesire o tensiune nula. In aceasta situatie comparatorul furnizeaza la iesire 1 logic si deschide poarta “SI” fata de impulsurile primite de la generatorul G. Numaratorul va numara impulsurile care trec prin poarta “SI”. In acest timp tensiunea de la iesirea CNA va creste in trepte pana cand la un moment

dat va depasi valoarea u_i . In acest moment comparatorul basculeaza in 0 logic si blocheaza poarta "SI", astfel incat impulsurile de la generatorul G nu mai trec la numarator. Conversia este in acest moment incheiata si iesirile numaratorului sunt scrise intr-un registru care va mentine la iesire valoarea obtinuta pana la finalizarea urmatoarei conversii. Pentru urmatoarea conversie numaratorul este resetat din nou si procesul se reia. Variatiile tensiunilor u_i si u_{CNA} sunt prezentate in figura 63. b. Durata maxima a unei conversii este $(2^n - 1) \cdot T$, unde n este numarul de biti pe care se face conversia si T perioada semnalului de ceas (a generatorului G).

O varianta care imbunatateste foarte mult viteza de conversie este prezentata principial in figura 63. c. De aceasta data se utilizeaza un numarator reversibil. Odata incheiata prima conversie, pentru care durata este aceeaasi ca si cea din cazul anterior, se continua in senul urmaririi tensiunii de intrare u_i . Pentru situatia din figura 63.c a doua conversie se incheie atunci cand $u_i > u_{CNA}$. Daca semnalul de intrare are variatie lenta, aceasta a doua conversie se face foarte repede. Procesul se repeta in continuare. Durata conversiilor care urmeaza se reduce foarte mult deoarece numaratorul nu mai este resetat ci numara doar pana cand este acoperita diferenta de tensiune intre cei doi pasi succesivi.

Au precizie buna, nu sunt influentate de frecventa impulsurilor ceasului sau a altor marimi variabile in timp. Trebuie compensata doar eroarea de zero.

CAN cu aproximatii succesive

Este tot un CAN cu conversie directa cu reactie, ca si cel din metoda numaratorului, dar durata conversiei se reduce foarte mult prin reducerea numarului de comparatii. Pentru cazul numaratorului erau necesare cel mult $2^n - 1$ comparatii pentru a realiza conversia. In acest caz numarul de comparatii se reduce la exact n pentru a finaliza o conversie. In acest fel CAN devine foarte rapid. Sunt practic cele mai rapide dupa cele de tip flash, in conditiile in care gabaritul si costul sunt convenabile, ca urmare sunt foarte utilizate in aplicatii in care este necesara o viteza relativ mare si o precizie buna. Sunt foarte utilizate si in aviatie. Schema de principiu este prezentata in figura 64.

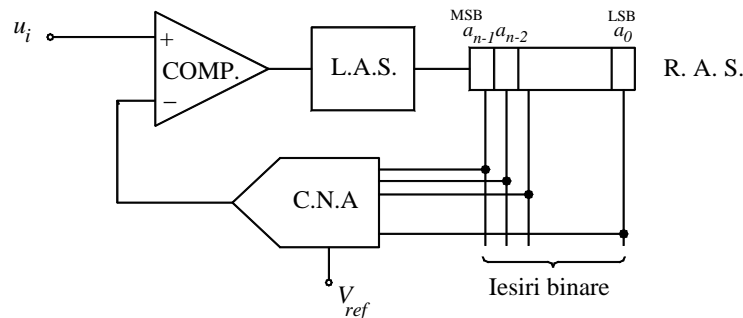


Fig. 64. CAN cu aproximatii succesive

Si acest CAN are in componenta un CNA si un comparator, dar intrarile CNA sunt comandate de iesirile unui registru de aproximatii succesive (R.A.S.). La randul sau, continutul registrului de aproximari succesive este comandat de un circuit de logica a aproximariilor succesive. Intrarea circuitului de logica a aproximariilor succesive este iesirea comparatorului.

Pentru realizarea unei conversii, mai intai se reseteaza continutul RAS si se aplica la intrarea comparatorului tensiunea u_i , dupa care incepe procedura de aproximatii succesive. Se seteaza bitul cel mai semnificativ a_{n-1} (MSB) si se compara tensiunea u_i cu tensiunea u_{CNA} . Daca $u_i > u_{CNA}$ se pastreaza setat bitul a_{n-1} , in caz contrar se reseteaza. Treapta de tensiune generata la iesirea CNA la acest prim pas este de $0,5V_{ref}$. La pasul al doilea se seteaza bitul a_{n-2} si se compara u_i cu u_{CNA} . Din nou, daca $u_i > u_{CNA}$ se pastreaza setat bitul a_{n-2} , in caz contrar se reseteaza. Treapta de tensiune

generata la al doilea pas este de $0,25V_{ref}$. Procesul se repeta pana cand se completeaza toti bitii din RAS. Pentru a completa toti bitii vor fi deci necesare doar n comparatii. Timpii de conversie pentru astfel de CAN-uri sunt de ordinul a 20-25 μs .

CAN cu integrare

Aceste CAN-uri inlocuiesc compararea tensiunii de intrare cu trepte de tensiune generate in diferite moduri, cu masurarea unor intervale de timp. Avantajele sunt destul de importante. Generarea treptelor de tensiune egale se face mai dificil decat generarea unor intervale de timp egale, asa cum procedea CAN cu integrare. De asemenea integrarea elimina zgomotele de inalta frecventa. Daca perioada de integrare este multiplu al perioadei tensiunii alternative a retelei de alimentare, atunci se elimina complet efectele variatiei tensiunii de alimentare, care in unele cazuri poate avea efecte importante.

CAN cu doua pante de integrare

Schema unui CAN cu doua pante de integrare este prezentata in figura 65.

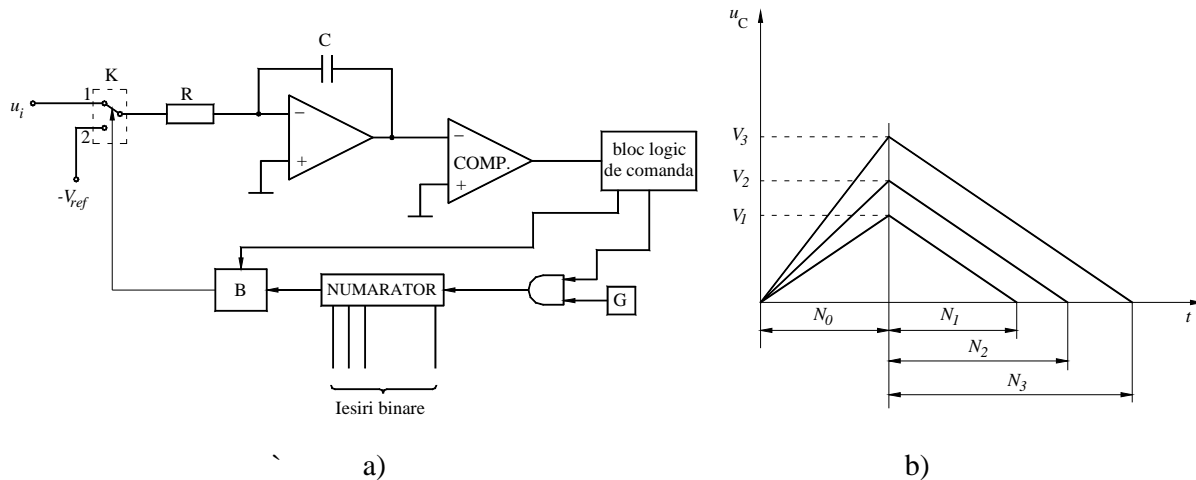


Fig. 65 – CAN cu doua pante de integrare

Principiul de functionare consta in generarea mai intai a unei tensiuni proportionale cu tensiunea de intrare u_i , dupa care convertirea acestei tensiuni intr-un interval de timp proportional cu tensiunea obtinuta si masurarea acelu interval de timp.

La inceputul conversiei se reseteaza integratorul, dupa care, pe o perioada bine determinata de timp (cat timp sunt numarate N_0 impulsuri generate de generatorul G) este integrata tensiunea de intrare u_i . Aceasta se face mentinand comutatorul K pe pozitia 1. Deoarece intervalul de timp este constant, tensiunea care se obtine la iesirea integratorului dupa aceasta perioada este proportionala cu tensiunea u_i . In continuare se reseteaza numaratorul si comutatorul K este trecut pe pozitia 2. In acest fel integratorul va integra tensiunea $-V_{ref}$. Se face integrarea pana cand tensiunea la iesirea integratorului devine 0, moment sesizat de comparator. Acesta da comanda blocului logic, care la randul sau opreste numaratorul. De data aceasta se integreaza o tensiune constanta ($-V_{ref}$), ca urmare intervalul de timp pana cand tensiunea la iesirea integratorului devine 0 este proportional cu tensiunea obtinuta la iesirea integratorului dupa prima integrare, si in consecinta cu tensiunea de intrare. Deci valoarea obtinuta in numarator dupa a doua integrare este proportionala cu tensiunea de intrare u_i .

Daca prima perioada de integrare este multiplu al perioadei tensiunii alternative de alimentare, atunci se inlatura influenta acesteia asupra tensiunii de intrare u_i . De asemenea prima integrare elimina efectele tensiunilor parazite de inalta frecventa asupra lui u_i .

Durata conversiei depinde de valoarea tensiunii de intrare si este destul de mare daca se doreste ca prima perioada de integrare sa fie multiplu al perioadei tensiunii alternative a retelei. Ca urmare aceste CAN-uri sunt lente, dar ofera o precizie mai buna decat variantele prezentate pana acum.

CAN cu trei pante de integrare

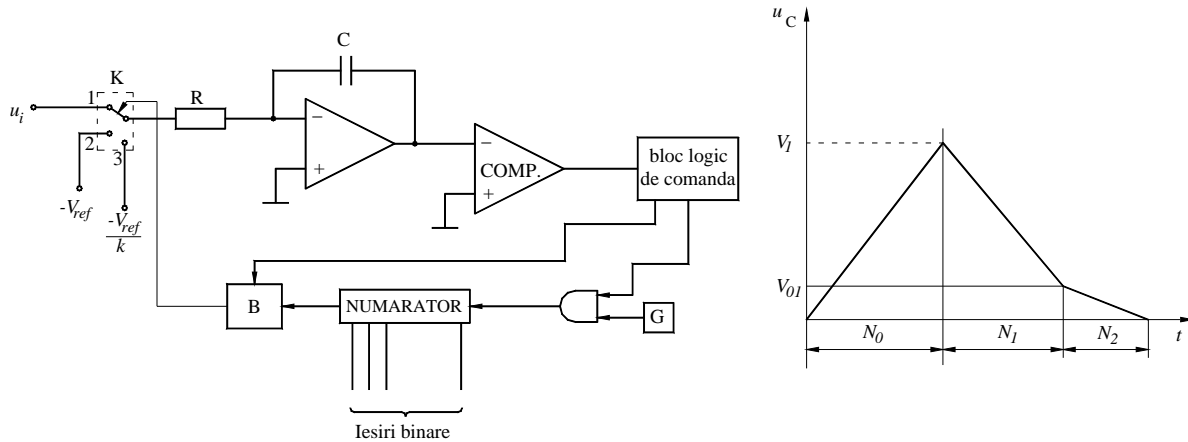


Fig. 66 CAN cu trei pante de integrare

Pentru accelerarea conversiei in conditiile pastrarii preciziei, s-a realizat CAN cu trei pante de integrare. Prima etapa de integrare a tensiunii u_i ramane la fel cu cea din cazul CAN cu doua pante de integrare (comutatorul K pe pozitia 1). In continuare insa, apar inca doua etape de integrare.

In etapa a doua comutatorul K este trecut pe pozitia 2 si integreaza tensiunea $-V_{ref}$, care are o valoare mai mare in modul decat in cazul CAN cu doua pante. In acest mod tensiunea la iesirea integratorului scade mult mai repede. De aceasta data insa se completeaza doar bitii cei mai semnificativi din numarator. Bitii cei mai putin semnificativi raman a fi completati in etapa a treia de integrare. Dupa ce s-au numarat N_1 impulsuri si tensiunea la iesirea integratorului a scazut sub o anumita limita (de exemplu 0,2 din tensiunea maxima posibila la iesirea integratorului), comutatorul K este trecut pe pozitia 3 si se face integrarea unei tensiuni $-V_{ref}/k$. In aceasta situatie panta de variatie a tensiunii scade la $1/k$ din valoarea initiala, astfel incat pe durata unui impuls dat de generatorul G tensiunea variaza de k mai putin, deci creste precizia rezultatului conversiei. Pe parcursul acestei etape a integrarii bitii cei mai semnificativi raman neschimbati si se completeaza bitii cei mai putin semnificativi ai numaratorului. Rezultatul conversiei va fi deci compus din concatenarea lui N_1 cu N_2 in format binar.

Aceste ultime doua tipuri de CAN pot fi incadrate si in categoria CAN-urilor cu conversie tensiune-timp, dar apare o conversie tensiune-tensiune in faza intermediara (prin integrarea lui u_i).

CAN cu conversie tensiune-timp

La aceste tipuri de CAN-uri se foloseste tot un integrator pentru a genera o tensiune liniar variabila, dar nu se mai face conversia lui u_i intr-o tensiune intermediara. Se face direct conversia tensiunii u_i intr-o durata de timp care este masurata tot prin numararea impulsurilor date de un generator de frecventa constanta.

Schema de principiu a acestui CAN este prezentata in figura 67.

La inceputul conversiei se incarca condensatorul integratorului la tensiunea maxima care poate fi convertita. Apoi se integreaza o tensiune pozitiva $+V_{ref}$ si tensiunea pe condensator scade liniar. In momentul in care tensiunea pe condensator ajunge egala cu u_i comparatorul de sus basculeaza din 0 logic in 1 logic si comuta bistabilul B din 0 logic in 1 logic. In acest mod se

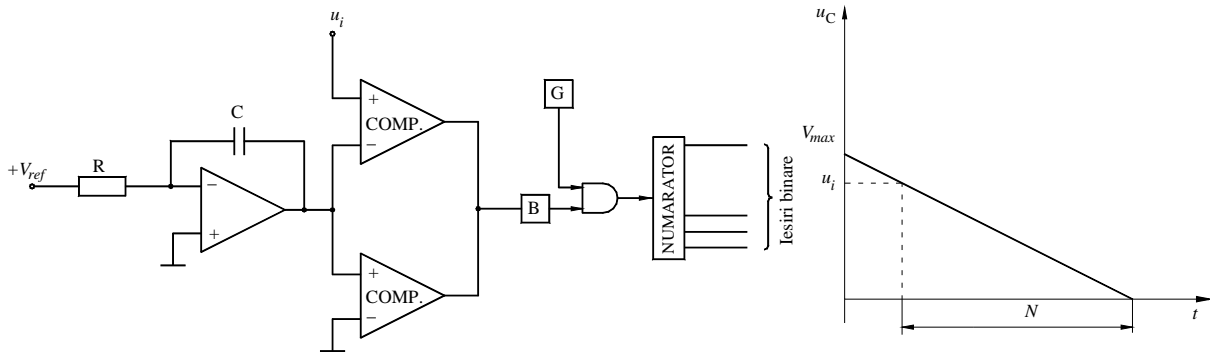


Fig. 67 –CAN cu conversie tensiune-timp

deschide poarta “SI” fata de impulsurile date de generatorul G si incepe numararea. Cand tensiunea pe condensator ajunge la 0, comparatorul de jos va bascula si el din 0 logic in 1 logic si se produce astfel bascularea bistabilului B din 1 logic in 0 logic, oprind numaratoarea. Numarul de impulsuri care trec prin poarta “SI” va fi proportional cu tensiunea de intrare u_i .

Astfel de CAN-uri sunt destul de rapide si destul de exacte, utilizand doar o singura etapa de integrare, spre deosebire de cele cu doua si trei pante.

CAN cu conversie tensiune-frecventa

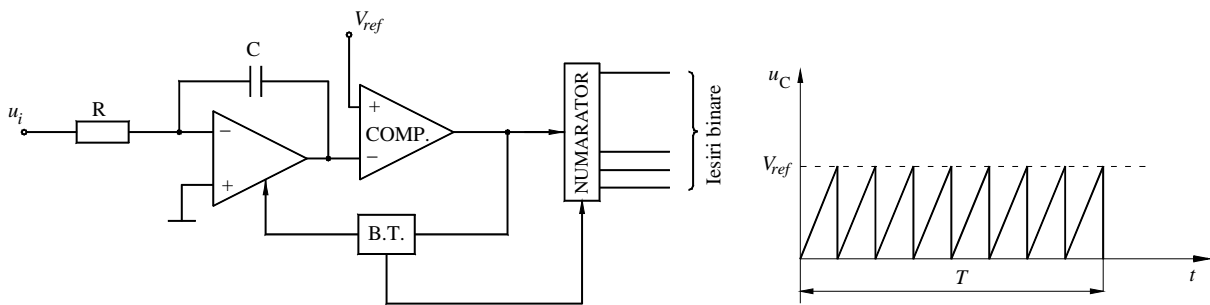


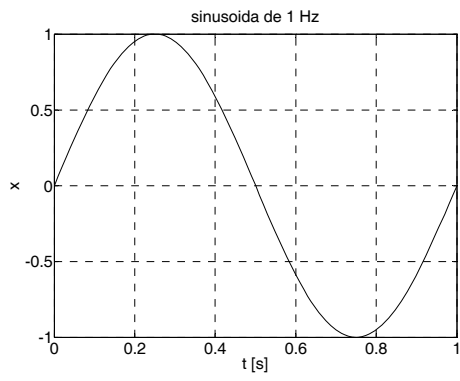
Fig. 68 – CAN cu conversie tensiune-frecventa

Acest tip de CAN integreaza tensiunea de intrare u_i (figura 68) si rezultatul integrarii in compara cu tensiunea de referinta V_{ref} . Cand tensiunea de pe condensator ajunge egala cu V_{ref} comparatorul da la iesire un impuls. Prin baza de timp B.T. in acest moment este resetat integratorul si se reia procesul de integrare. Impulsurile date de comparator sunt numarate de un numarator. Numararea se face pe perioada T , constanta. Cu cat tensiunea u_i este mai mare cu atat frecventa impulsurilor la iesirea din comparator este mai mare si deci numarul de impulsuri numarate in perioada T este mai mare. De fapt acest numar este proportional cu tensiunea de intrare. La finalul perioadei T rezultatul este trecut intr-un registru si baza de timp B.T. reseteaza numaratorul.

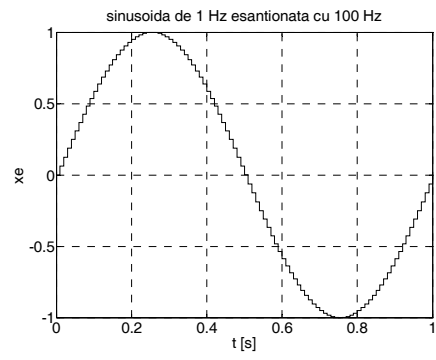
Astfel de CAN-uri sunt destul de simple si destul de precise.

Aspecte teoretice legate de procesul de conversie analog-numerică

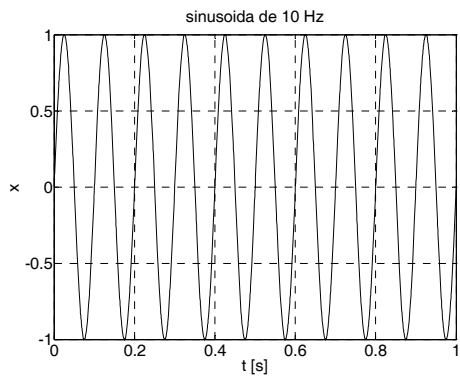
Procesele de esantionare in timp si cuantizare implica unele efecte care trebuie luate in considerare atunci cand se proiecteaza un sistem care foloseste trecerea din domeniul analogic in cel digital. Un prim fenomen este prezentat in figura 69. Acesta consta in periodicitatea comportarii in frecventa a unui semnal esantionat si cuantizat (trecut din domeniul analogic in cel digital).



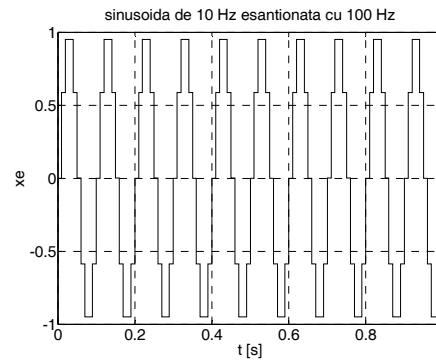
a)



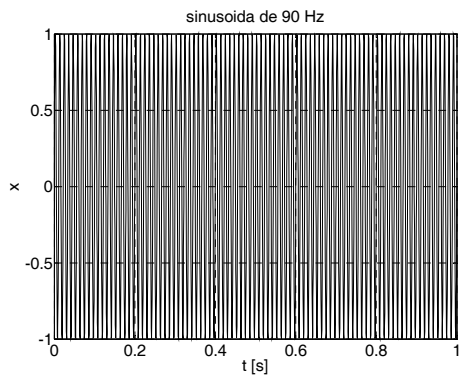
b)



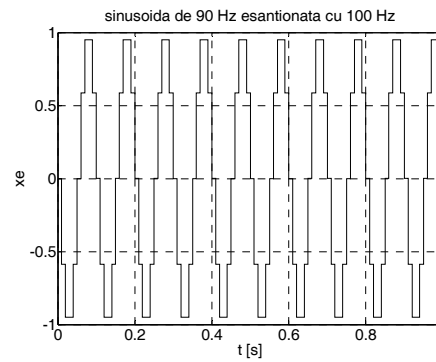
c)



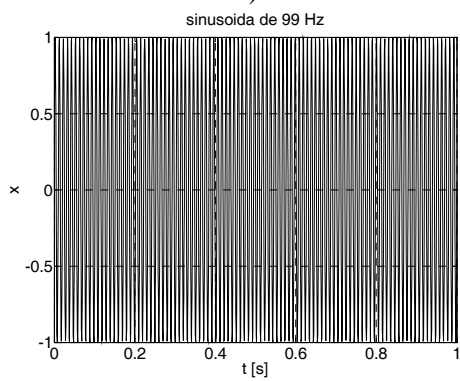
d)



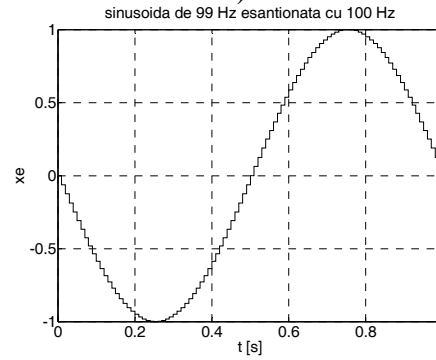
e)



f)



g)



i)

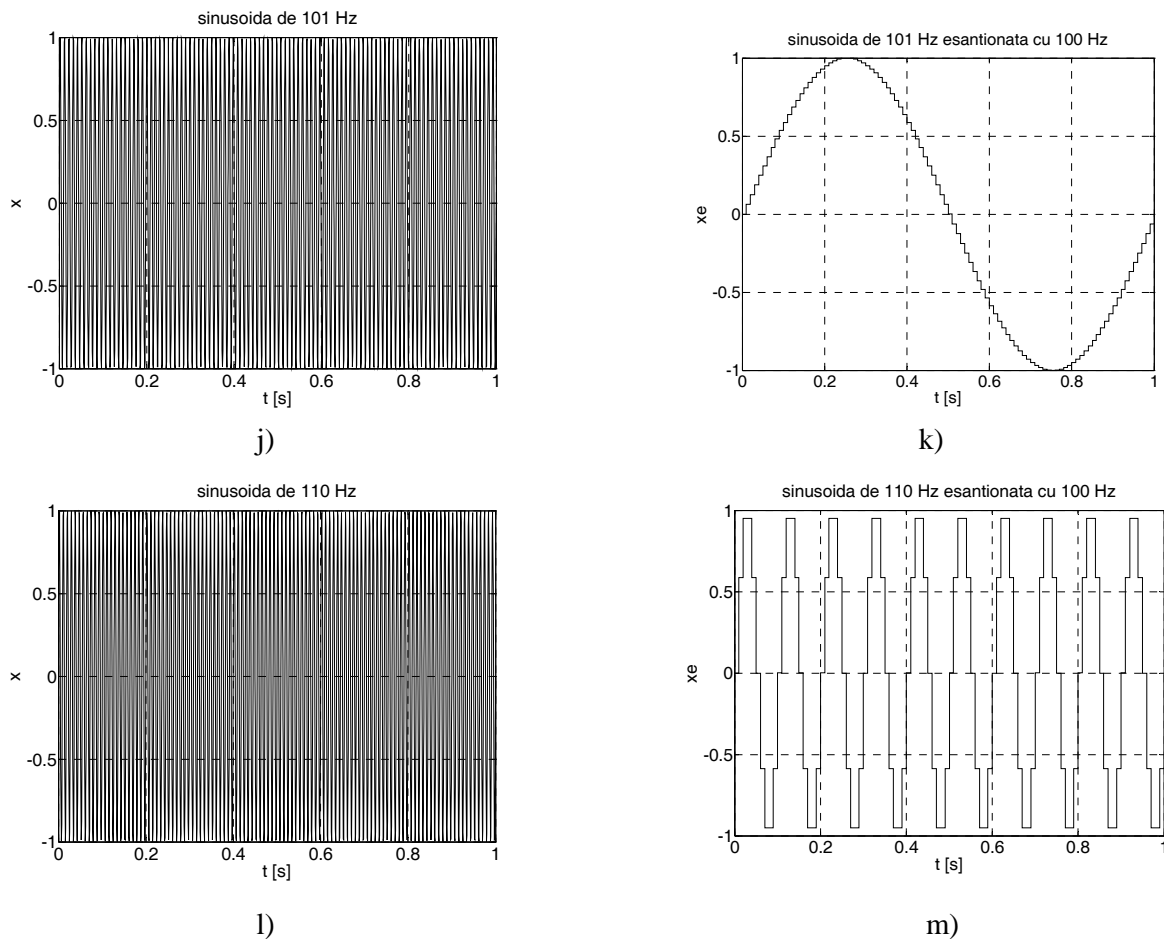


Fig. 69 Sinusoide de diferite frecvente esantionate cu frecventa de 100 esantioane pe secunda

In figura 69 sunt prezentate sinusoide de diferite frecvente esantionate cu frecventa de 100 esantioane pe secunda. Se constata ca rezultatul obtinut la esantionarea unei sinusoide de 1 Hz este identic cu cel obtinut la esantionarea unei sinusoide de 101 Hz si cel obtinut la esantionarea sinusoidei de 10 Hz este identic cu cel de la esantionarea sinusoidei de 110 Hz. Rezulta de aici intuitiv, dar se poate demonstra si matematic faptul ca spectrul semnalelor digitale obtinute prin esantionarea unui semnal analogic este periodic in frecventa. Daca f_s este frecventa de esantionare si f frecventa semnalului analogic esantionat, vom obtine acelasi semnal digital si prin esantionarea unui semnal analogic de frecventa $f+f_s$, si unul cu frecventa $f+2f_s$ si in general pentru unul cu frecventa $f+nf_s$.

De asemeni se observa ca prin esantionarea unei sinusoide cu frecventa 99 Hz se obtine acelasi semnal ca si la esantionarea sinusoidei de frecventa 1 Hz, dar defazat cu 180 de grade. Analog, la esantionarea unei sinusoide de 90 Hz se obtine acelasi semnal ca la esantionarea unei sinusoide de 10 Hz dar tot defazat cu 180 de grade. Deci prin esantionarea semnalului analogic, spectrul obtinut prezinta o simetrie in amplitudine fata de frecventa f_s , dar un salt de faza de 180 de grade la trecerea prin frecventa f_s . Si acest fapt poate fi demonstrat si matematic.

Considerand frecvente negative frecventele care sunt defazate de cele initiale cu 180 de grade, se poate extrapola caracteristica de frecvente a semnalului esantionat si in domeniul frecventelor negative.

Tinand cont de proprietatea de periodicitate si cea de simetrie, comportarea in frecventa a semnalului esantionat cu frecventa f_s este prezentata in figura 70.

In figura 70 este prezentata situatia in care spectrul semnalului analogic ce urmeaza a fi esantionat (fig. 70.a) nu contine frecvente mai mari decat frecventa $f_s/2$.

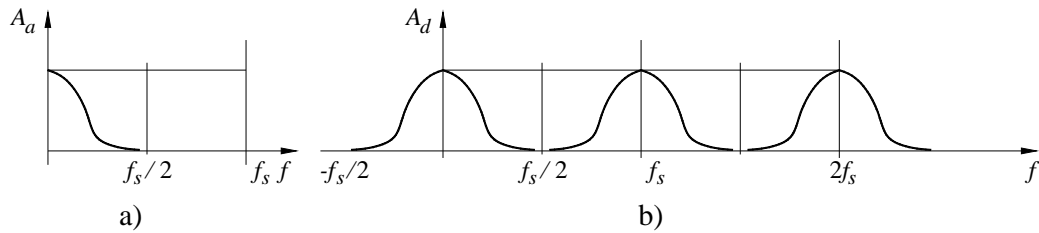


Fig. 70 – Simetria și periodicitatea în frecvență a spectrului unui semnal esantionat.
a) – Spectrul semnalului analogic, b) – spectrul semnalului esantionat

Dacă spectrul semnalului care urmează să fie esantionat conține frecvențe mai mari decât $f_s/2$ atunci se obține situația din figura 71.

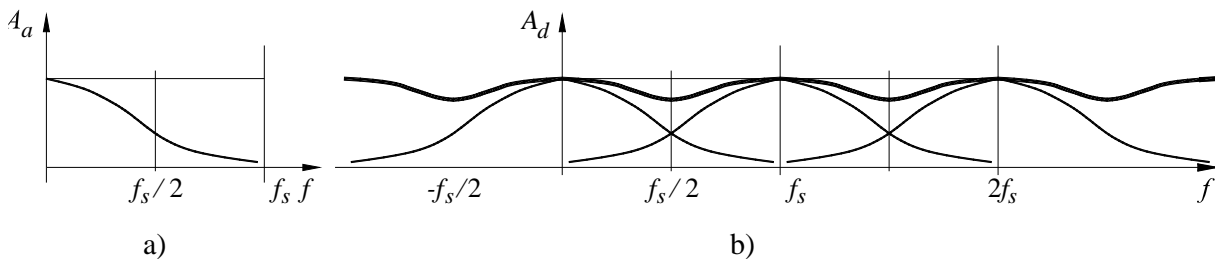


Fig. 71 – Apariția fenomenului de aliere.
a) – Spectrul semnalului analogic, b) – spectrul semnalului esantionat

Datorită simetriei și periodicității spectrului semnalului esantionat, se observă că apar suprapuneri între diferitele ramuri ale spectrului digitalizat. Prin aceste suprapuneri, amplitudinea rezultantă la o anumită frecvență va fi egală cu suma amplitudinilor ramurilor la acea frecvență, astfel încât, spectrul obținut în final este cel figurat cu linie îngroșată în figura 71. b. De această dată prin trecerea în domeniul digital nu se mai obține un semnal care reproduce fidel semnalul analogic, ci este distorsionat, fiind inutilizabil pentru prelucrările și calculele ulterioare. Acest fenomen poartă numele de *aliere* sau *alias* în limba engleză.

Pentru a evita acest fenomen, înainte de a se alege frecvența de esantionare trebuie cunoscut care este spectrul util al semnalului care urmează să fie digitalizat. Frecvența de esantionare trebuie aleasă de cel puțin două ori mai mare decât frecvența maximă din spectrul util al semnalului analogic. În plus, este necesară o filtrare antialiere care să aducă frecvențele mai mari decât $f_s/2$ la o amplitudine neglijabilă, astfel încât spectrul semnalului esantionat obținut să nu fie distorsionat de eventualele semnale parazite de înaltă frecvență.

Dacă se consideră semnalul care urmează să fie esantionat $x_c(t)$, pentru a face trecerea în domeniul digital se face înmulțirea semnalului cu secvența periodică de impulsuri de amplitudine 1

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT), \quad (108)$$

obtinându-se

$$x_e(t) = x_c(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT) \cdot \delta(t - nT). \quad (109)$$

Pentru a obține spectrul de frecvențe după esantionare se aplică transformata Fourier în domeniul digital. Transformata Fourier a semnalului $\delta_T(t)$ este

$$F\{\delta_T(t)\} = \frac{2 \cdot \pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_e) \quad (110)$$

in care $\omega_e = 2 \cdot \pi / T$ este pulsatia de esantionare exprimata in rad/s. Produsul a doua semnale, prin transformata Fourier, devine produsul de convolutie al transformatelor Fourier ale celor doua semnale, astfel incat

$$X_e(\omega) = F\{x_e(t)\} = \frac{1}{2 \cdot \pi} X_c(\omega) * F\{\delta_T(t)\} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(\omega - k\omega_e), \quad (111)$$

relatie care arata si matematic periodicitatea spectrului semnalului esantionat.

Sintetizand cele de mai sus se poate enunta teorema lui *Shannon*:

Un semnal $x_c(t)$ de banda limitata, cu $X_c(\omega) = 0$ la $|\omega| > \omega_M$ este complet determinat de esantioanele sale $x[n] = x_c[nT]$, daca pulsatia de esantionare este $\omega_e > 2\omega_M$.

$$F\{\delta_T(t)\} = \frac{2 \cdot \pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_e) \quad (110)$$

in care $\omega_e = 2 \cdot \pi / T$ este pulsatia de esantionare exprimata in rad/s. Produsul a doua semnale, prin transformata Fourier, devine produsul de convolutie al transformatelor Fourier ale celor doua semnale, astfel incat

$$X_e(\omega) = F\{x_e(t)\} = \frac{1}{2 \cdot \pi} X_c(\omega) * F\{\delta_T(t)\} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(\omega - k\omega_e), \quad (111)$$

relatie care arata si matematic periodicitatea spectrului semnalului esantionat.

Sintetizand cele de mai sus se poate enunta teorema lui *Shannon*:

Un semnal $x_c(t)$ de banda limitata, cu $X_c(\omega) = 0$ la $|\omega| > \omega_M$ este complet determinat de esantioanele sale $x[n] = x_c[nT]$, daca pulsatia de esantionare este $\omega_e > 2\omega_M$.

Trebuie subliniat faptul ca in cazul filtrarii antialiere amplitudinea spectrului semnalului la frecvente mai mari decat ω_M trebuie sa fie neglijabila, fiind necesara o atenuare de ordinul a 40-60 dB. In cazul unei filtrari cu frecventa de taiere ω_M atenuarea este de numai 3 dB (amplitudinea scade la 0,707 din valoarea semnalului initial), deci frecventa de taiere a filtrului trebuie sa fie destul de mult inferioara lui ω_M in cazul in care se utilizeaza filtre RLC clasice. Pentru a apropia frecventa de taiere a filtrului cat mai mult de ω_M se folosesc filtre active de tipul celor prezentate anterior. Chiar si in acest caz insa, frecventa de taiere a filtrului trebuie sa fie suficient de mult sub ω_M astfel incat sa obtinem atenuare suficienta la frecvente mai mari decat ω_M .

Alte surse de erori care apar la conversia analog-numeric, si care nu pot fi inlaturate in totalitate sunt legate de erorile de cuantizare ale CAN-ului. Orice tip de CAN aproximeaza valoarea tensiunii de la intrare printr-o valoare numerica pe n biti. Tensiunea de intrare fiind o marime analogica, poate lua orice valori in intervalul admis de intrare, astfel incat valoarea prezentata la iesire de CAN va reprezenta tensiunea de intrare cu o eroare de cel mult $\pm 0,5$ LSB sau de -1 LSB in functie de constructia CAN-ului. Aceste erori inerente sunt cunoscute sub denumirea de zgomot de cuantizare si este cu atat mai mic cu cat CAN-ul este pe mai multi biti. Eroarea de cuantizare este totusi mult mai mica decat cea data de fenomenul de aliere care apare in cazul unei filtrari necorespunzatoare a semnalului analogic de intrare. Aparitia fenomenului de aliere poate face semnalul inutilizabil, pe cand erorile date de cuantizare sunt de obicei acceptabile chiar si pentru CAN-uri pe mai putini biti (8-12).

Conversia numeric-analogica

Conversia numeric analogica are ca principiu sumarea unor trepte de tensiune. Sumarea se face utilizand sumatoare cu amplificatoare operationale, iar treptele de tensiune care se insumeaza sunt in numar de n , cati biti are reprezentarea digitala in format binar aplicata la intrare. Prezenta uneia dintre treptele de tensiune in suma finala este validata sau inhibata de catre bitul corespunzator din combinatia binara de la intrare, prin intermediul unor chei electronice. Se pot realiza fie trepte de tensiune proportionale cu puterile lui 2 si rezistentele de intrare ale sumatorului egale, fie se pot realiza trepte de tensiune si rezistentele de intrare proportionale cu puterile lui 2. De obicei se foloseste a doua varianta deoarece la intrare se poate aplica direct combinatia binara ce urmeaza a fi convertita in marime analogica. La iesire se obtine o tensiune proportionala cu valoarea numerica a combinatiei binare de la intrare. Deci elementele importante ale unui convertor numeric-analogic (CNA) sunt blocul de chei electronice, reseaua de rezistente de intrare in sumator si sumatorul analogic propriu-zis, asa cum se poate observa din figura 72.

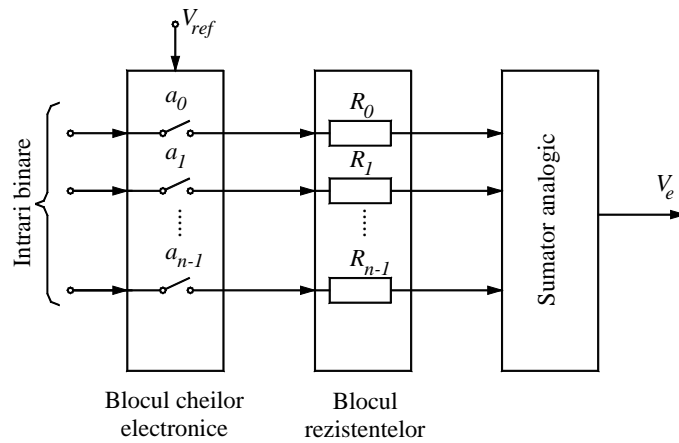


Fig. 72- Schema bloc a unui convertor numeric-analogic

Sumatorul analogic utilizează un amplificator operational 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 operational. Per ansamblu poate fi privit și ca sumator ponderat al tensiunilor de la intrare, ponderile fiind determinate de rezistența de pe reacția amplificatorului operational și cele de intrare.

Schema unui sumator analogic este prezentată în figura 73.

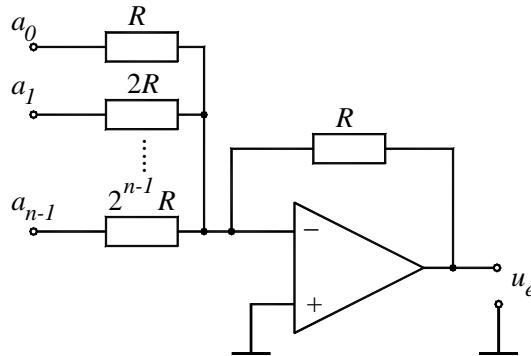


Fig. 73 – Sumator analogic cu rezistențe proporționale cu puterile lui 2.

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 mare 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 vor face ca întreg CNA-ul să fie influențat foarte puternic de temperatură. În consecință, rețele de rezistențe ponderate cu puterile lui 2 nu prea sunt utilizate în practică. Pentru a evita această problemă au fost puse la punct rețele de rezistențe de tip $R-2R$, ca în figura 74.

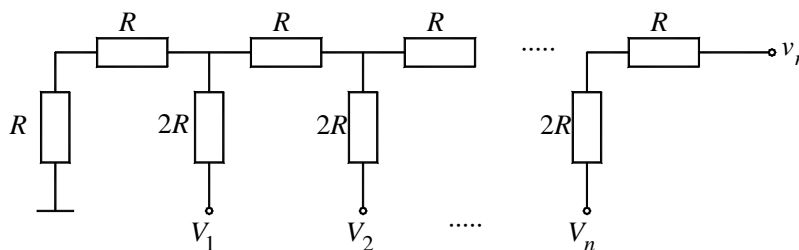


Fig. 74 – Rețea de rezistențe $R-2R$

Se poate demonstra faptul ca la iesire, tensiunea v_n este egala cu

$$v_n = \frac{1}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i V_{i+1}, \quad (112)$$

ceea ce o face utilizabila in constructia unui sumator analogic pentru CNA, deoarece la iesire se obtine o suma de tensiuni ponderate cu puteri ale lui 2.

Obtinerea a n tensiuni perfect identice care sa fie apoi insumate cu diferite ponderi, este dificila si se prefera utilizarea unei singure tensiuni de referinta, prin inversarea retelei, ca in figura 75. Acest tip de CAN este cel mai utilizat in practica deoarece elimina dificultatile de realizare a retelei de rezistente. Rezistentele avand valori apropiate vor avea coeficienti de temperatura apropiati si deci comportare apropiata cu temperatura. In plus, rezistentele sunt parcurse in permanenta de acelasi curent, care fie este trimis la masa, fie la intrarea in sumator, ca urmare regimul termic al CNA-ului este practic constant in timp, deci poate fi controlata mai bine compensarea sa in raport cu temperatura. Precizia in functionare a unui astfel de CNA este buna si il face utilizabil si in aplicatiile de aviatie.

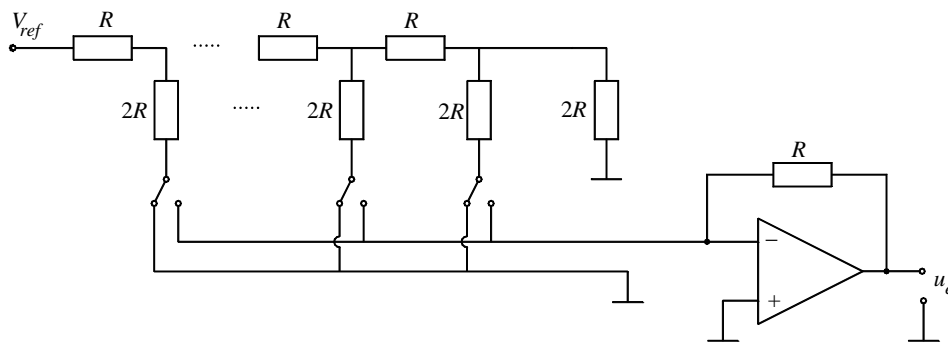


Fig. 75 – CNA cu retea de rezistente $R-2R$

Aspecte teoretice legate de procesul de conversie numeric-analogica

Conversia numeric-analogica ridica si ea unele probleme care de multe ori sunt neglijate in practica si in unele lucrari teoretice.

O prima problema este comportarea CNA-ului din punctul de vedere al functiei de transfer. De obicei CNA-urile au o comportare de tip zero-order hold, ca in figura 76. Valoarea tensiunii de iesire este pastrata constanta pe durata dintre doua conversii succesive, astfel incat semnalul de iesire apare ca o succesiune de trepte de tensiune.

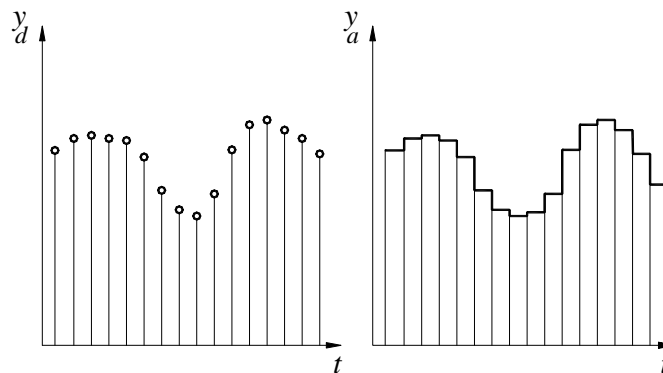


Fig. 76 – Conversia numeric-analogica de tip zero-order hold

Modulul functiei de transfer a unui bloc de tip zero-order hold este

$$|H_{zoh}(f)| = \left| \frac{\sin(\pi f / f_s)}{\pi f / f_s} \right| = |\text{sinc}(\pi f / f_s)|, \quad (113)$$

in care $\text{sinc}(x)$ poarta numele de sinus comprimat, al carui grafic este prezentat in figura 77.b .

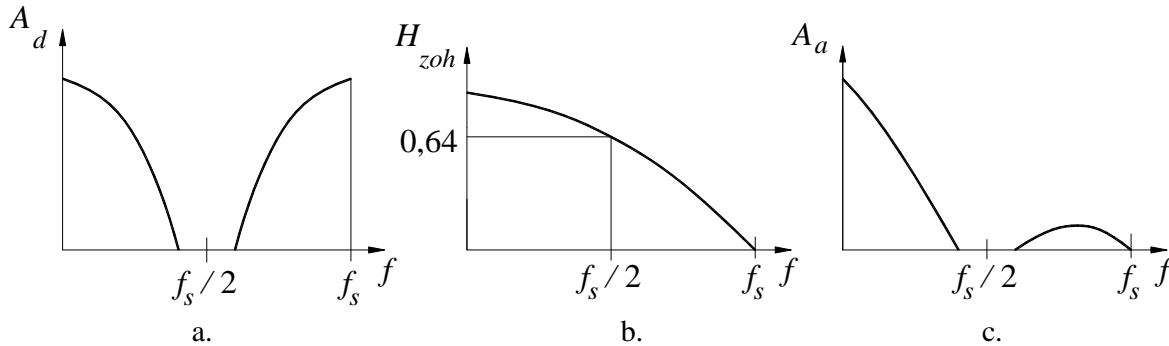


Fig. 77 – Distorsionarea spectrului semnalului la trecerea prin blocul zero-order hold
 a. – spectrul semnalului digital; b. – functia de transfer a blocului zero-order hold;
 c. – spectrul semnalului analogic obtinut la iesire

Se observa ca amplitudinea sa scade monotonic, astfel incat la frecventa de esantionare f_s este zero. Chiar daca se respecta conditia din teorema lui Shannon ca spectrul semnalului digitalizat sa se incadreze sub $f_s/2$, la valoarea $f_s/2$ amplitudinea functiei de transfer ajunge la valoarea 0,64, deci apare o distorsiune a spectrului semnalului si la conversia numeric-analogica. O idee de corectare ar putea fi utilizarea unui filtru de corectie a amplitudinii, dar este costisitoare si nu se aplica de obicei in practica. Solutia cea mai eficienta este utilizarea unei frecvente de esantionare de cel putin 4-5 ori mai mare decat cea rezultata din teorema lui Shannon. De exemplu daca se utilizeaza o frecventa de 4 ori mai mare dect cea din teorema lui Shannon, atunci scaderea de amplitudine la frecventa f_M este doar de 10% fata de 36% cat era in cazul precedent. Pentru aplicatii pretentioase se poate merge cu frecventa de esantionare chiar pana la 10 ori valoarea rezultata din teorema lui Shannon.

O alta problema care poate apare in cazul conversiei numeric-analogice este autooscilatia tensiunii de iesire in jurul treptei de tensiune a esantionului convertit, asa cum este prezentat in figura 78. Amplitudinea unor astfel de autooscilatii creste atunci cand se realizeaza salturi mari de tensiune de la un esantion convertit la altul. Astfel de salturi se obtin atunci cand frecventa de esantionare a semnalului analogic initial este prea mica, deci un motiv in plus sa nu se lucreze cu valoarea minimala a frecventei de esantionare oferita de teorema lui Shannon ci la o frecventa de esantionare de cateva ori mai mare.

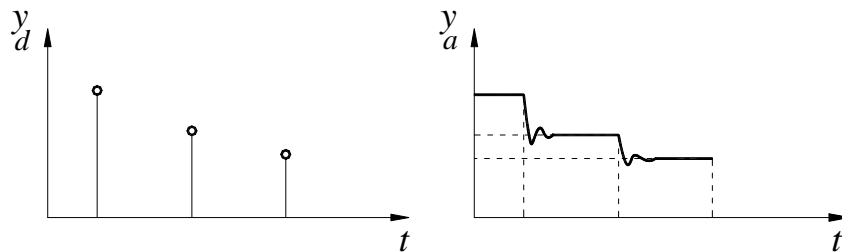


Fig. 78 – Autooscilatii de tensiune la iesirea unui CNA care pot apare in cazul unor salturi mari intre esantioane. a. – esantioanele digitale; b. – tensiunea la iesirea CNA

