

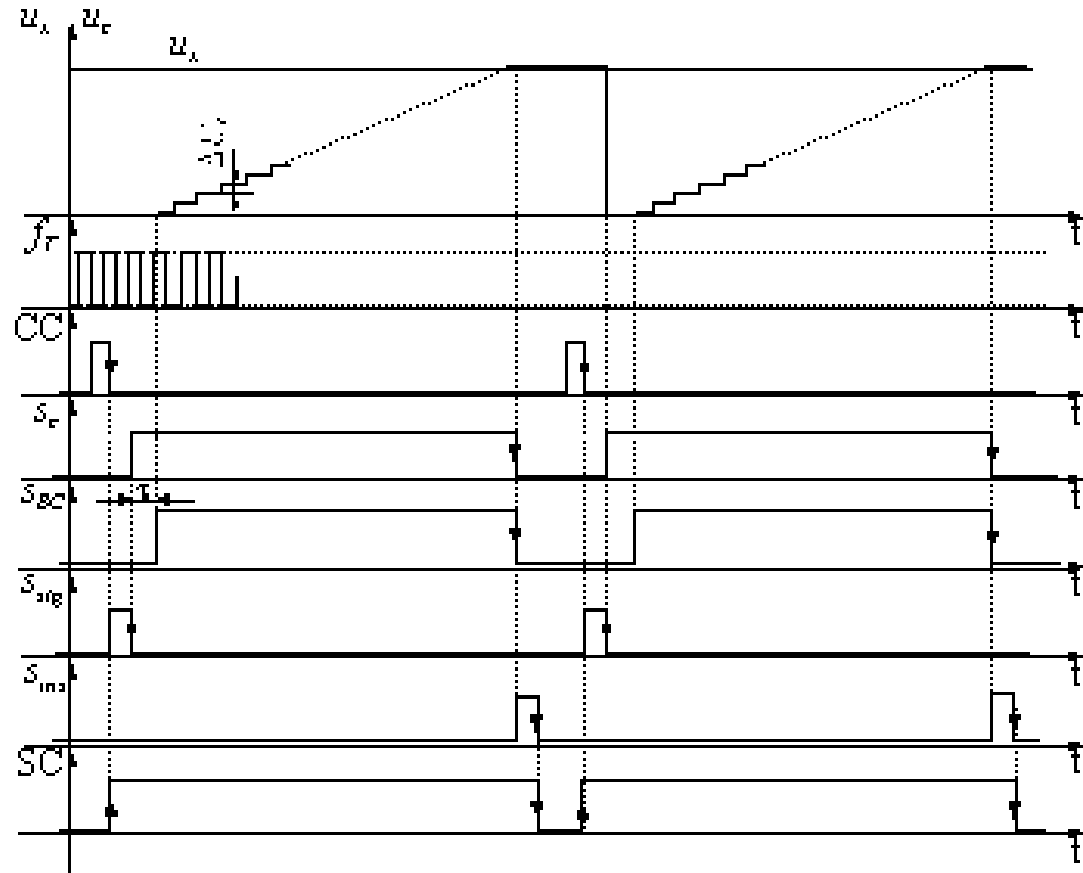
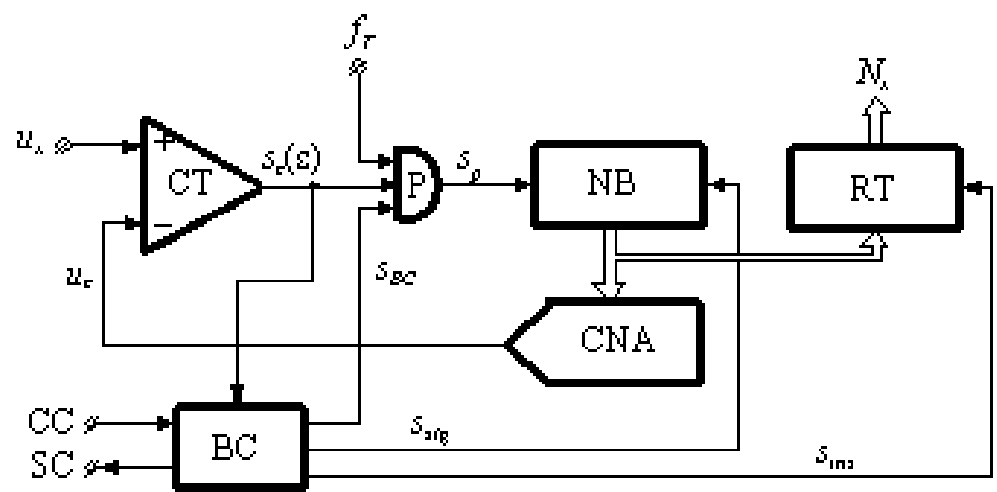
CAN-uri tip rampă

Schema de principiu a unui CAN în rampă (cu compensare în trepte egale) este prezentată în figura., în care:

- CT - comparator de tensiune;
- P - poartă logică (SI);
- NB - numărător binar;
- CNA - convertor numeric-analogic;
- RT - registru temporar;
- BC - bloc de comenzi.

Explicarea funcționării este făcută împreună cu diagrama de semnale din figura...

Sucesiune: CC (SC=1 inactiv)
 $\rightarrow s_{stg} \rightarrow s_c = 1 \rightarrow s_{BC} \rightarrow NB \rightarrow$
 $s_c = 0 \rightarrow s_{ins} \rightarrow SC = 0$ (activ)





CAN-uri tip rampă

Observații:

- în anumite configurații - cum ar fi aparatele numerice de măsurat - ciclul de conversie poate fi automatizat, blocul de comenzi realizând generarea semnalului CC după activarea semnalului SC;
- tensiunea u_x trebuie să fie constantă pe durata unui ciclu de conversie;
- timpul de conversie depinde de rezoluția conversiei și de frecvența semnalului de tact f_T ; astfel, considerând că se realizează conversia pe n biți, atunci $N_{\max} = 2^n - 1$ și timpul de conversie t_c (pentru cazul cel mai defavorabil) este

$$t_c = N_{\max} \cdot T_T = \frac{1}{f_T} (2^n - 1)$$

Exemplificare: pentru $n = 12$ și $f_T = 1\text{MHz}$ rezultă $t_c = 4,095$ ms, deci un timp mare de conversie.

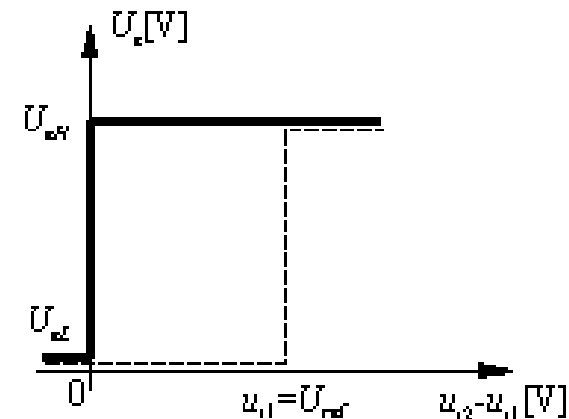
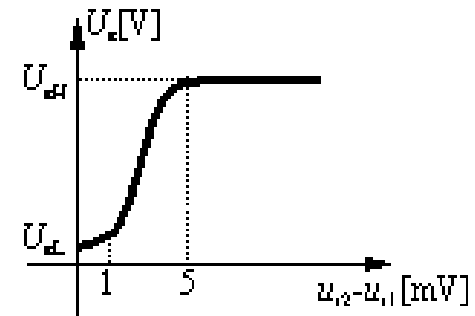
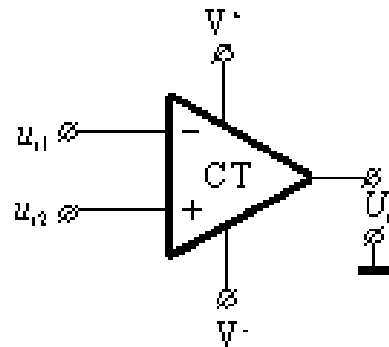
Concluzie: aceste tipuri de CAN-uri se folosesc pentru semnale de intrare cu dinamică slabă (lent variabile).

Comparatoare de tensiune CT

Comparatorul de tensiune CT este un circuit hibrid cu intrarea analogică și ieșirea logică. Un comparator are - în principiu - structura unui amplificator operațional în montaj fără reacție - figura... - a cărui etaj de ieșire este logic.

Dacă $u_{i_2} - u_{i_1} < 0$ atunci $U_e = 0$ iar pentru $u_{i_2} - u_{i_1} > 0$ atunci $U_e = 1$

Se observă, din caracteristica statică a comparatorului, trasată la scări diferite, că tensiunea diferențială $u_i = u_{i_2} - u_{i_1}$ are un prag de sensibilitate $\leq 5\text{mV}$, prag asigurat de comparatoarele diferențiale de uz curent (sunt și comparatoare performante cu acest prag mult mai mic). Dacă se trasează caracteristica statică a comparatorului la aceeași scară - figura... - comparatorul diferențial are o caracteristică tip releu, care poate fi translatată din origine prin păstrarea constantă a unei intrări.

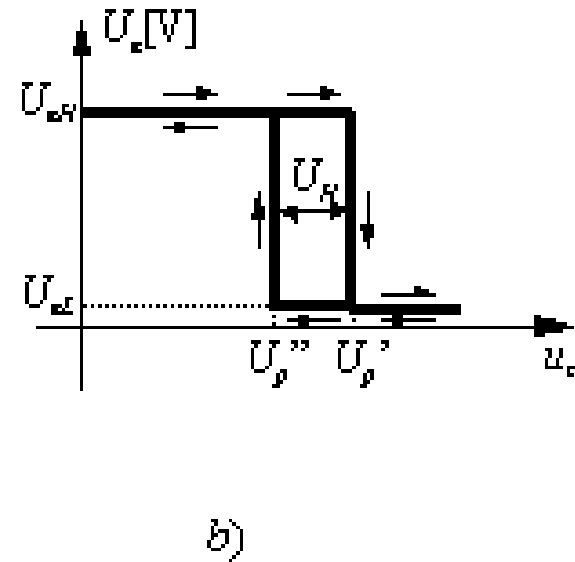
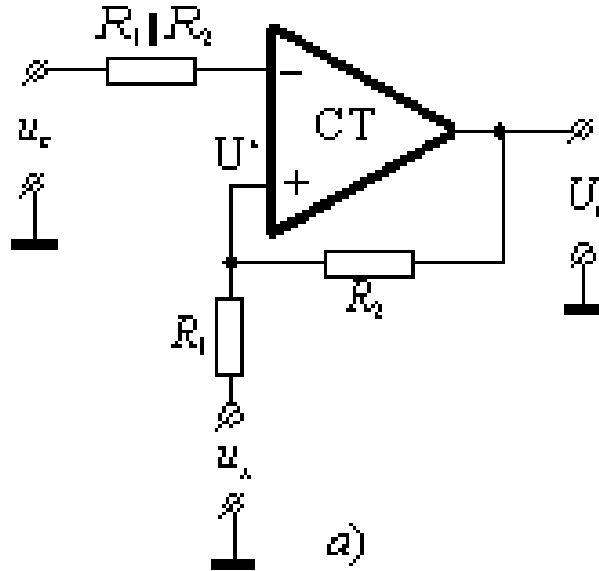


Comparatoare de tensiune CT

Cum semnalele care se compară sunt zgomotate (intrarea u_x și chiar tensiunea de ieșire u_c din CNA), se realizează comparatoare diferențiale cu histerezis – figura... - la care pragurile de basculare (comparația tensiunii u_c se face cu U^+) sunt date de relațiile:

$$U'_p = u_x + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{eH} - u_x)$$

$$U''_p = u_x + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{eL} - u_x)$$



cu lățimea histerezisului U_H dată de relația

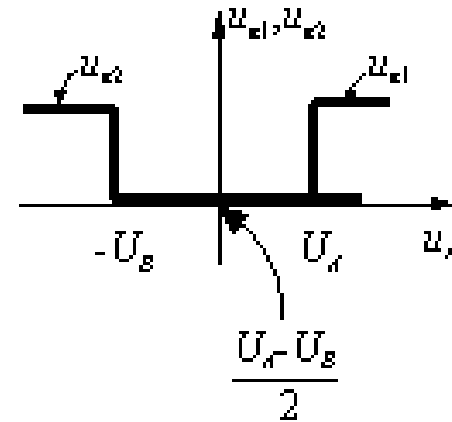
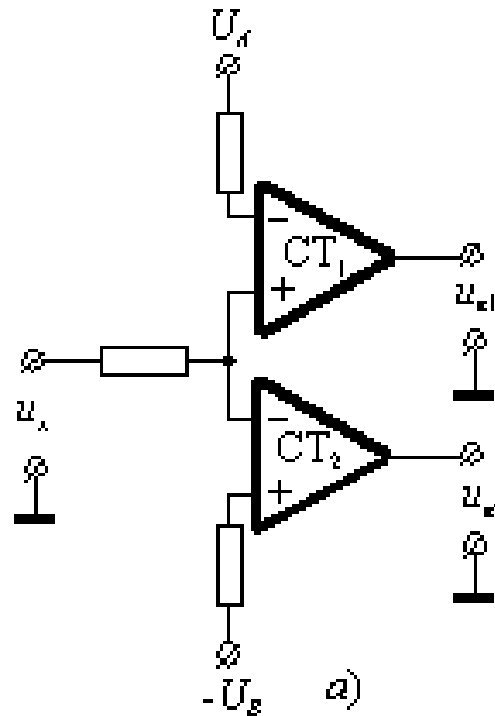
$$U_H = U'_p - U''_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{eH} - U_{eL})$$

care se dimensionează în funcție de valoarea zgomotului.

CAN-uri cu urmărire

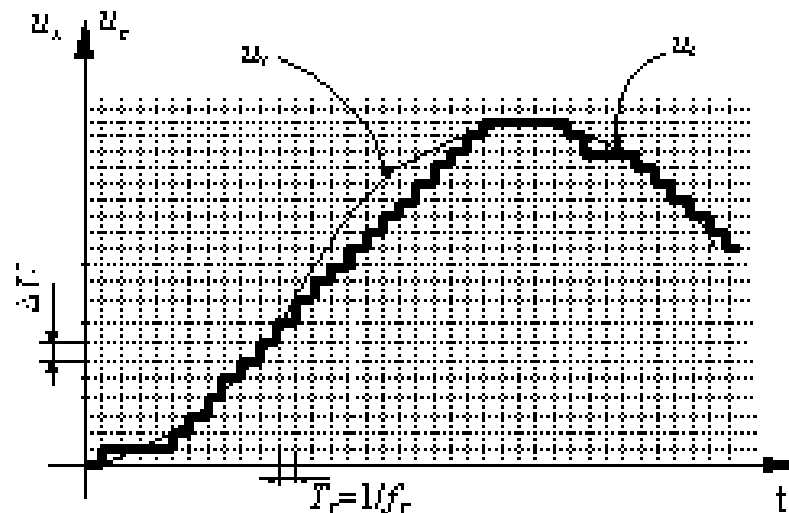
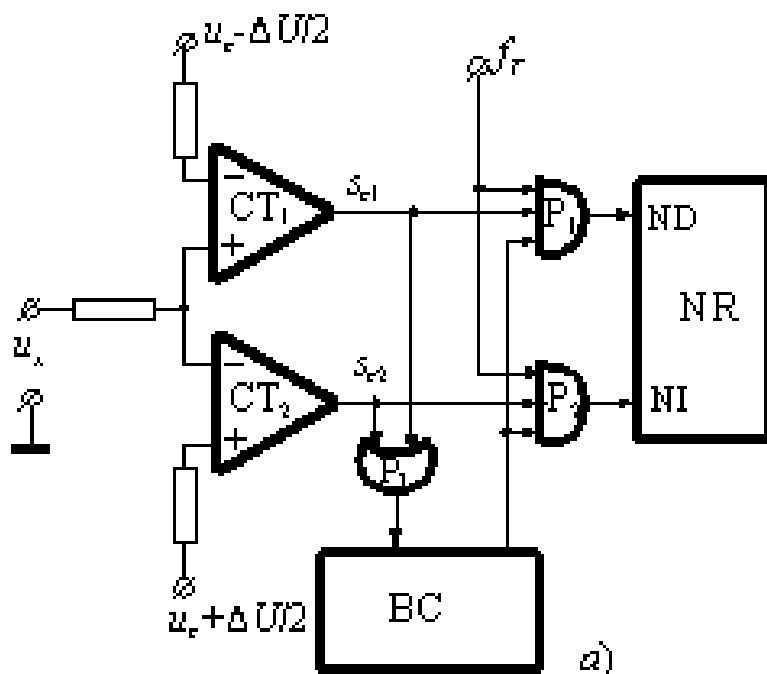
Pentru semnalele analogice, convertite în echivalent numeric, care au o evoluție cunoscută (de exemplu sinusoidale) se preferă utilizarea unui CAN cu urmărire (cu numărător reversibil), care are în structura sa un comparator tip fereastră (figura...).

Acesta este alcătuit din două comparatoare diferențiale la care referința se aplică diferit (la unul pe “+” și la altul pe “-”), fiind posibil de încadrat semnalul de intrare u_x într-un interval $(-U_B, +U_A)$ în care ambele ieșiri sunt 0 logic.



Schema de principiu a unui CAN cu urmărire (numai partea care o diferențiază de schema CAN-ului cu compensare în trepte egale prezentată în figura...)

CAN-uri cu urmărire



Comparatorul tip fereastră este centrat pe valoarea u_c , semnalul s_{c1} trecând din 1 în 0 când $u_c - U/2 > u_x$, în timp ce semnalul s_{c2} va trece din 0 în 1 pentru $u_c + U/2 > u_x$;

Dacă inițial numărătorul reversibil NR este inițializat în zero, tensiunea din ieșirea CNA-ului va fi $u_c = 0$, astfel că poarta P_1 va fi activă, iar poarta P_2 blocată, și impulsurile cu frecvența f_T vor fi numărate direct de către NR.

Dacă u_x își modifică valoarea - este în afara intervalului $[u_c - U/2; u_c + U/2]$ - atunci NR va număra direct sau invers până la readucerea tensiunii din ieșirea CNA-ului în fereastră.

CAN-uri cu aproximații succesive

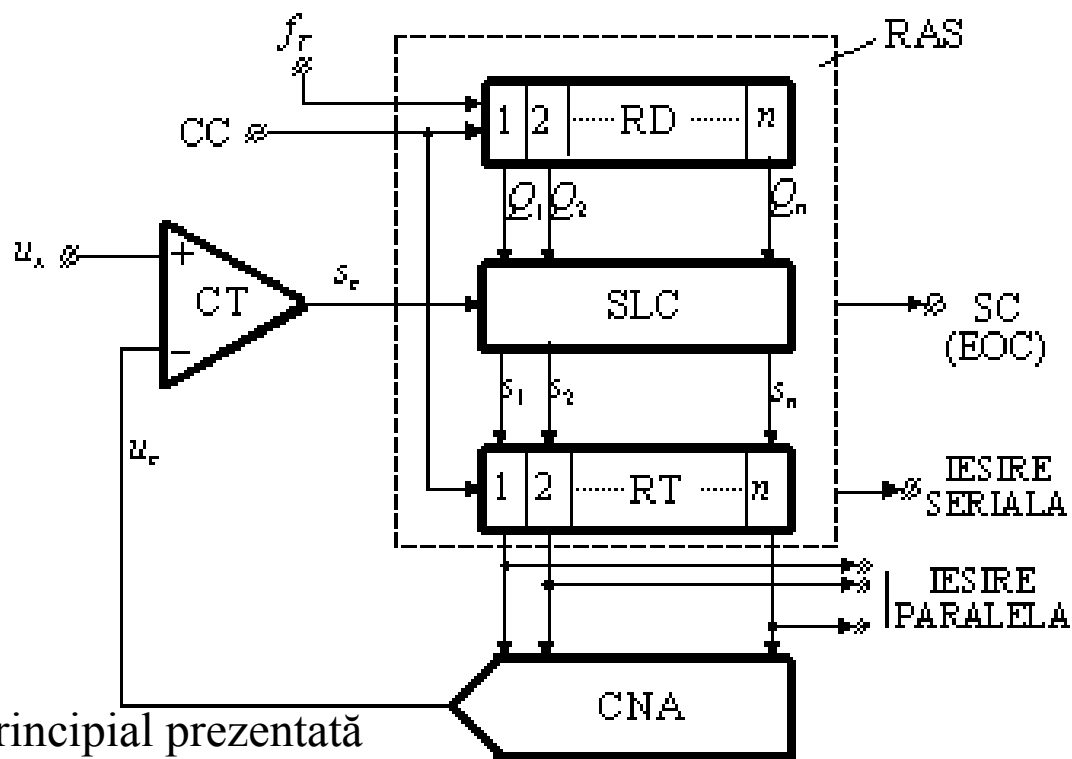
Metoda aproximațiilor succesive - care stă la baza funcționării acestor CAN-uri - constă în compararea bit cu bit, începând de la cel mai semnificativ MSB către cel mai puțin semnificativ LSB, a tensiunii din CNA cu cea de intrare u_x , față de numărarea impulsurilor din cazurile anterioare (tip rampă și cu urmărire).

Schema unui astfel de CAN este principalial prezentată în figura..., în care:

RD - registru de deplasare dreapta pe n biți

SLC - schemă logică de control care, ținând seama de rezultatul comparației dintre u_x și u_c efectuată în comparatorul de tensiune CT, comandă registrul tampon RT.

CNA - convertor numeric-analagic.



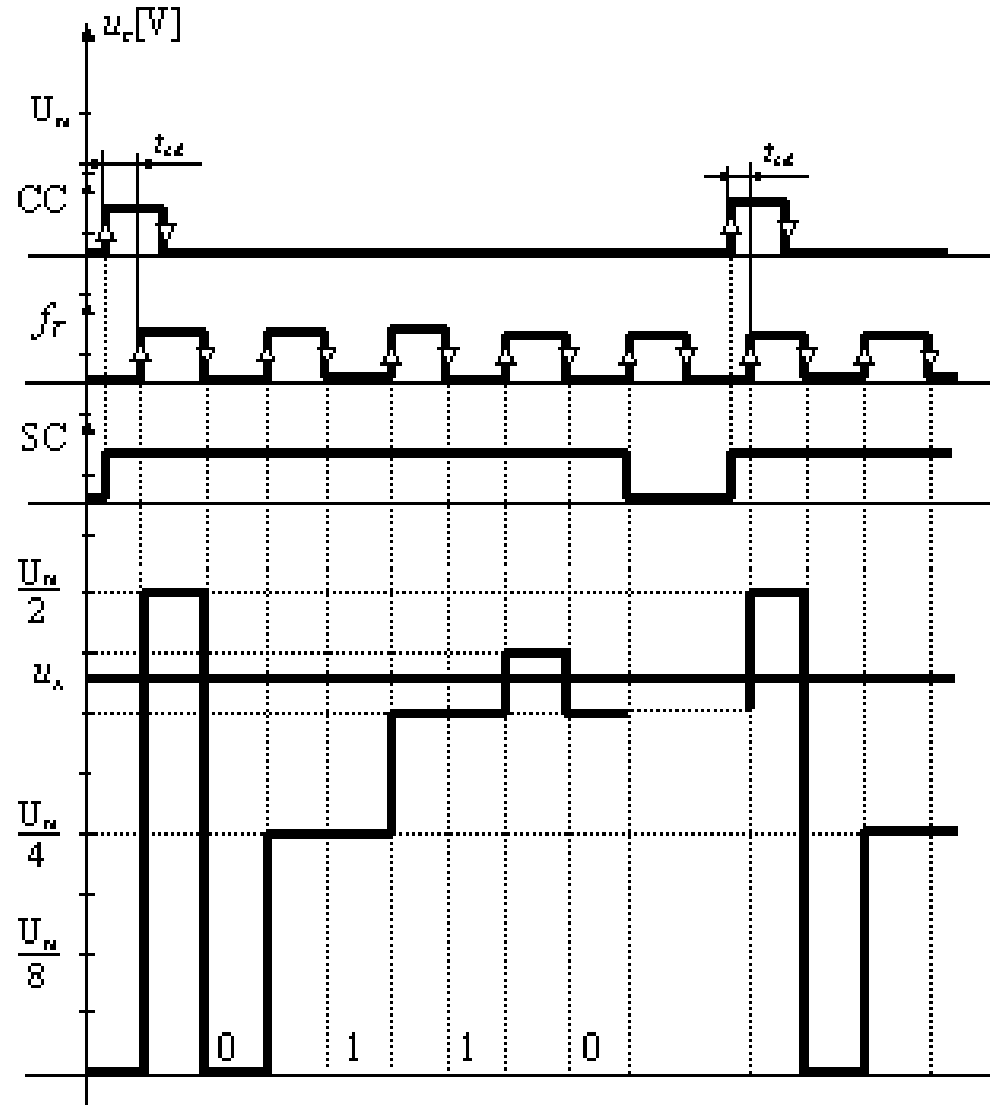
RD, SLC și RT alcătuiesc RAS.

CAN-uri cu aproximații succesive

Explicarea funcționării se va face împreună cu diagrama de semnale aferentă – figura... - în care este prezentat cazul conversiei pe 4 biți.

La comanda CC (comanda de conversie - convert command) atât în registrul RD cât și în registrul temporar RT se înscrie numărul 100...0, care, comandând CNA, produce la ieșirea acestuia valoarea $U_m/2$ (s-a considerat că U_m este valoarea maximă a tensiunii u_x).

În urma comparației dintre u_x și $u_c = U_m/2$ semnalul s_c poate fi 0 (dacă $u_x < u_c$) sau 1 (dacă $u_x > u_c$).....



CAN-uri cu aproximații succesive

Timpul de conversie, pentru n biți, este $t_c = \frac{1}{f_T} \cdot n + t_{cd} \cong \frac{n}{f_T}$ unde t_{cd} s-a neglijat.

Exemplificare: pentru $f_T = 1\text{MHz}$ și $n = 12$ biți, rezultă $t_c = 12 \mu\text{s}$, un timp de conversie cu aproximativ 3 ranguri zecimale mai bun față de CAN-ul tip rampă cu compensare în trepte egale.

Observații:

1. Conversia, la aceste tipuri de CAN-uri, se efectuează în n tați (perioade complete ale impulsului de tact), indiferent de valoarea tensiunii de intrare u_x ;
2. Timpul de conversie t_c poate fi scăzut prin creșterea frecvenței de tact f_T , concomitent cu creșterea performanțelor dinamice ale comparatorului de tensiune CT;
3. Simultan cu efectuarea conversiei se poate obține pe ieșirea serială biții conversiei - începând cu MSB și sfârșind cu LSB - sincronizat cu ceasul conversiei; de altfel, multe realizări de firmă prezintă CAN-uri având disponibilă doar ieșirea serială, urmând ca acestea să fie conectate adecvat la structuri externe de achiziție a datelor (de obicei realizate cu μP sau μC);
4. În cazul includerii CAN-ului cu aproximații succesive în scheme cu μP sau μC , funcțiile RAS pot fi preluate - parțial sau în întregime - de μP (μC), iar frecvența de tact f_T poate fi dată de μP (μC).

CAN-uri funcționând în circuit deschis (cu conversie directă)

Avantajul esențial al acestei categorii de CAN-uri este acela că, în structura lor, nu există CNA-uri (element de mare complexitate).

Fiind în circuit deschis, nu mai există controlul conversiei prin reacție, în consecință, pentru a avea precizii ridicate, este necesar să se utilizeze elemente de calitate și mare stabilitate în timp.

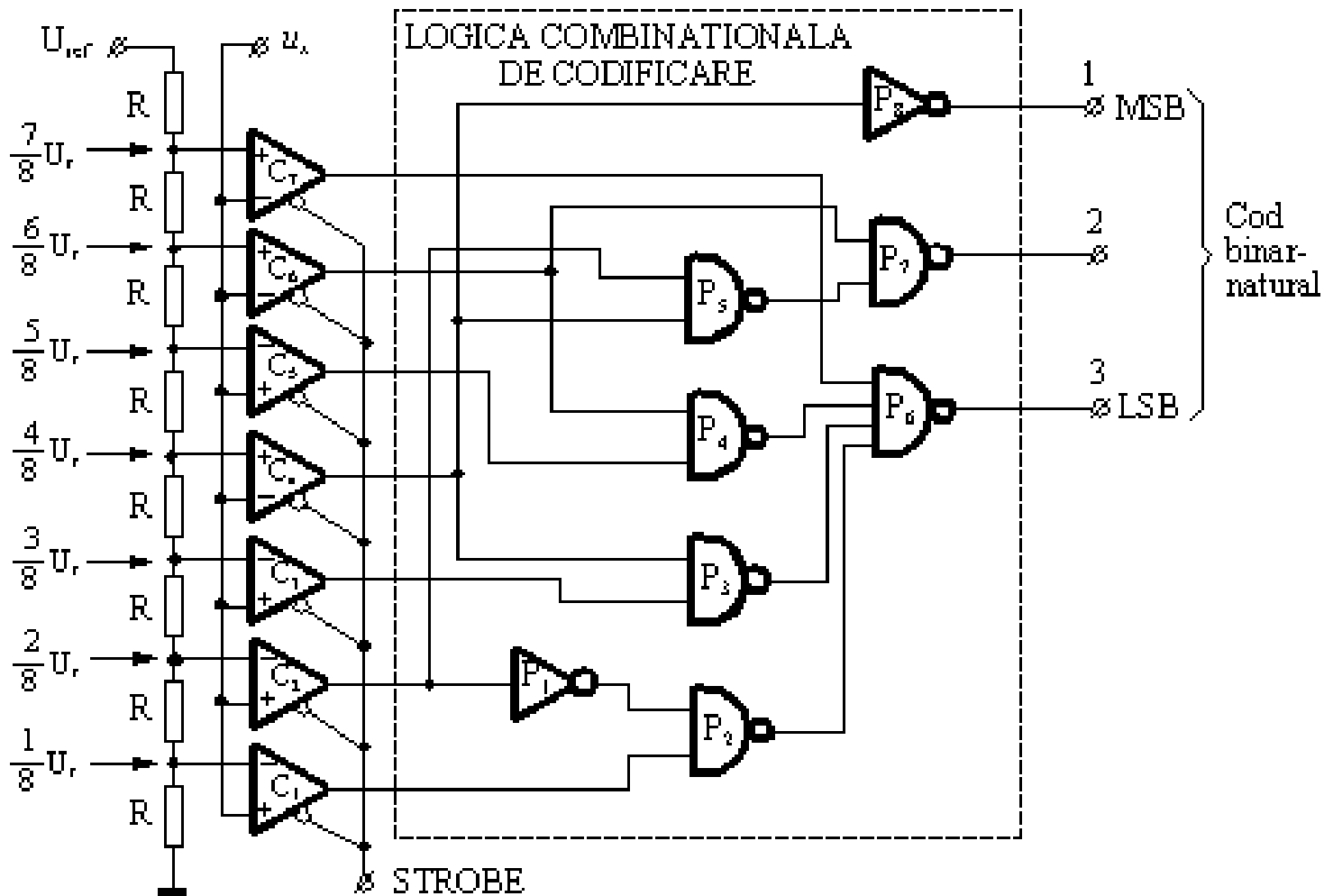
CAN-uri de tip paralel

Un CAN de tip paralel se caracterizează prin aceea că realizează conversia într-un singur tact, acest lucru fiind posibil prin crearea de tensiuni de referință multiple

Cum comparația trebuie să se facă simultan între u_x și toate nivelele de tensiune cuprinse între 0 și $U_{\text{ref}} = U_{x\text{max}}$ conform rezoluției impuse, rezultă că sunt necesare $2^n - 1$ comparatoare având pe o intrare tensiunea u_x , iar pe cealaltă una din valorile de referință ($U_{\text{ref}}/2^n$) k cu $k = 1, 2, \dots, 2^n - 1$, adică toate nivelele de cuantizare cuprinse într-o rezoluție impusă.

În figura... este prezentat un CAN de tip paralel pe 3 biți, cu ieșire în cod binar-natural.

CAN-uri de tip paralel





CAN-uri de tip paralel

Cele 7 tensiuni de referință - între $(1/8) U_r$ și $(7/8) U_r$ - sunt obținute, prin intermediul unui divizor rezistiv, de la o sursă unică de referință de valoare U_{ref} .

Trebuie făcută precizarea că tensiunile de referință sunt aplicate, împreună cu tensiunea u_x , pe intrările comparatoarelor C_1, C_2, \dots, C_7 , dar alegerea tipului de intrare (pentru exemplul din figura... u_x se aplică pe borna “-” la comparatoarele C_4, C_6, C_7 și pe borna “+” la comparatoarele C_1, C_2, C_3, C_5) se face în așa fel încât să rezulte cât mai puține circuite logice în schema combinațională pentru tipul de cod dorit. Acest aspect este foarte important la propagarea semnalului prin circuitele logice, care poate conduce - la o proiectare defectuoasă - la scăderea performanțelor dinamice.

Pentru exemplul din figura... se observă că LSB înseamnă compunerea unor semnale logice provenind din 3 porți în serie, deci există posibilitatea apariției unor spice-uri (impulsuri de scurtă durată echivalente cu stări instabile), care pot conduce la un hazard static dacă informația este preluată în continuare pe astfel de momente de timp.

Timpul de conversie, obținut după activarea comenzii STROBE, este dat de timpul de răspuns al unui comparator, la care se adaugă timpul de comutație al circuitelor din logica de codificare (de aceea se impune ca numărul acestora să fie cât mai mic).

CAN-uri de tip paralel

CAN-urile de tip paralel au cel mai mic timp de conversie, practic de ordinul nanosecundelor; utilizarea acestora se face la semnale cu dinamică foarte ridicată, tensiunea u_x fiind obligatoriu a se obține în urma unei eșantionări cu reținere.

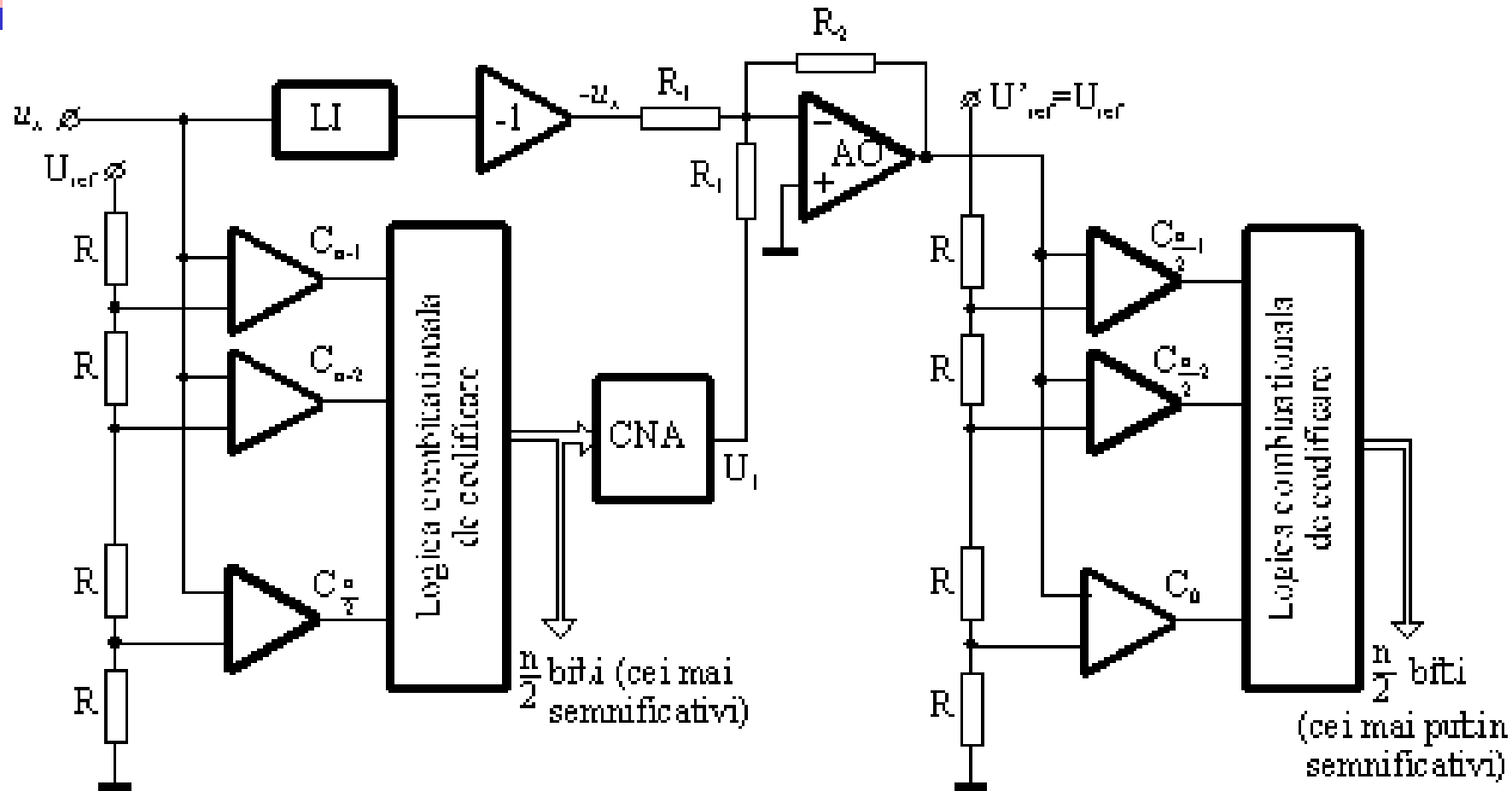
Totuși, cu cât cresc pretențiile de rezoluție, numărul de comparatoare crește foarte mult (de exemplu, pentru $n = 3$ rezultă 7 comparatoare, la $n = 4$ sunt necesare 15 comparatoare, în timp ce pentru $n = 6$ necesarul de comparatoare este 63), în consecință devine inoperant la rezoluții mari.

CAN-uri de tip paralel-serie

O soluție de reducere spectaculoasă a numărului de comparatoare, mai ales la rezoluții mari, este folosirea CAN-ului de tip paralel-serie (figura...).

Un CAN de acest tip conține în structura sa două CAN-uri de tip paralel identice cu rezoluție $n/2$ biți, un convertor numeric-analogic CNA pe $n/2$ biți și un amplificator sumator AO. Primul CAN dă cei mai semnificativi $n/2$ biți, iar al doilea pe cei mai puțin semnificativi $n/2$ biți.

CAN-uri de tip paralel-serie



CAN-uri de tip paralel-serie

Treapta de cuantificare pentru comparatoarele $C_{n/2}, \dots, C_{n-1}$ este $U_{ref}/2^{n/2}$, astfel că tensiunea de ieșire U_1 a CNA-ului va fi:

- dacă $0 \leq u_x < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$ $U_I = 0$, iar $\Delta U = |u_x - U_I| < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$

- dacă $\frac{U_{ref}}{2^{n/2}} \leq u_x < 2 \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$ $U_I = \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$, iar $\Delta U < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$

- dacă $\dots \dots \dots$
 $(2^{n/2} - 1) \frac{U_{ref}}{2^{n/2}} \leq u_x < 2^{n/2} \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$ $U_I = (2^{n/2} - 1) \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$, iar $\Delta U < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$

așadar, în orice situație, tensiunea diferență care se aplică amplificatorului sumator este $< U_{ref}/2^{n/2}$.

Deoarece: $U_2 = \frac{R_2}{R_1} (u_x - U_I) < \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$

este intrarea în cel de-al doilea CAN de tip paralel, prin alegerea $R_2/R_1 = 2^{n/2}$ rezultă că se poate lua $U'_{ref} = U_{ref}$, iar al doilea CAN devine identic cu primul, comparatoarele $C_0, C_1, \dots, C_{n/2-1}$ asigurând conversia celor mai puțin semnificativi $n/2$ biți.



CAN-uri de tip paralel-serie

Evident, dacă s-ar lua $R_2 = R_1$ atunci trebuie ca $U'_{\text{ref}} = U_{\text{ref}}/2^{n/2}$.

Linia de întârziere LI este folosită pentru a asigura tensiunii $-u_x$ aceeași întârziere pe care o are semnalul prin primul CAN de tip paralel și CNA.

Timpul de conversie este cel puțin dublu față de CAN-ul de tip paralel, dar reducerea numărului de comparatoare este semnificativă. De exemplu, pentru $n = 4$ în loc de 15 comparatoare folosite la CAN-ul de tip paralel se folosesc doar 6 la CAN-ul tip paralel-serie, pentru $n = 6$ se utilizează 14 față de 63, în general se utilizează $2(2^{n/2}-1)$ față de 2^n-1 .

Convertoare analog-numerice de tip sigma-delta

Tehnica conversiei sigma-delta este cunoscută de mulți ani, dar dezvoltările tehnologice din ultimii ani a făcut posibilă realizarea sa practică.

Astfel de convertoare se întâlnesc în aplicații ca sistemele de telecomunicații, sisteme audio de consum sau profesionale, sisteme industriale de cântărire și aparatură de măsurare de precizie.

O schemă de principiu a unui CAN sigma-delta este prezentată în figura...

Convertoare analog- numerice de tip sigma-delta



În cadrul modulatorului sigma-delta se realizează așa-numita conversie pe 1 bit a intrării analogice, astfel că fluxul de date convertite de 1 bit este trecut în filtrul trece-jos digital, a cărui bandă de trecere este aleasă în concordanță cu frecvența maximă din semnalul analogic convertit.

Deoarece se lucrează la frecvențe de tact care depășesc cu mult frecvența Nyquist (conform teoremei eșantionării), se obține un șir de date multiple de 1 bit, care este decimat în frecvență cu un factor M , fără să se piardă din rezoluția conversiei.

Cum blocurile FTJD și FD sunt realizate digital, problema obținerii rezoluției de conversie ridicate stă în modul de realizare a modulatorului sigma-delta.

În figura... se prezintă structura de principiu a unui modulator sigma-delta de ordinul 1, cu observația că – prin creșterea ordinului – se obține o creștere corespunzătoare a rezoluției conversiei.

Convertoare analog- numerice de tip sigma-delta

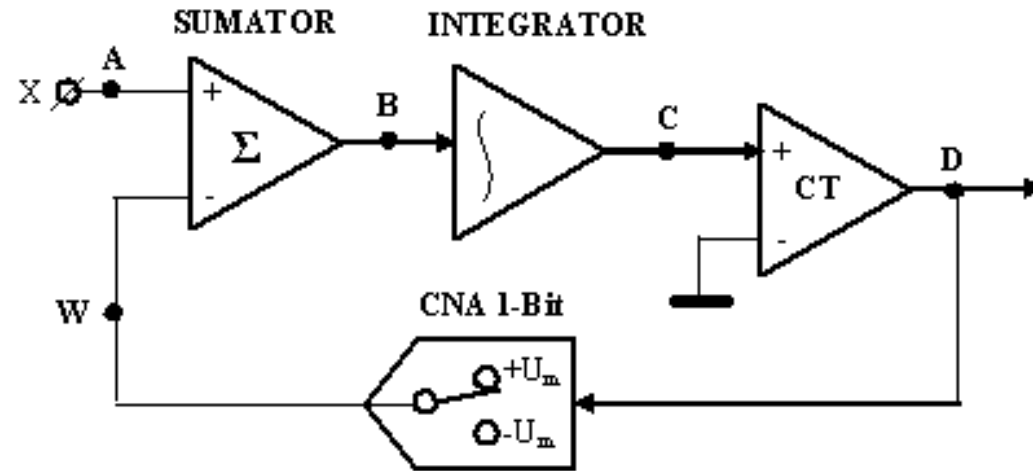
Tensiunea de intrare X este sumată diferențial cu tensiunea de reacție primită din ieșirea unui CNA pe 1 bit, obținându-se semnalul diferență B .

Acest semnal este integrat, constanta de integrare fiind aleasă concordant cu frecvența de eșantionare, astfel că semnalul C va avea valoarea diferență dintre starea curentă și starea anterioară.

Comparatorul de tensiune CT realizează comparația semnalului C cu $0V$, astfel că ieșirea acestuia va lua valoarea 1 – dacă $C > 0$ – respectiv 0 – dacă $C \leq 0$.

Semnalul digital D – care reprezintă o înșiruire de biți cu valori 0 sau 1 – este aplicat convertorului numeric analogic de 1 bit, a cărui ieșire este valoarea de referință U_m , cu semnul “+” dacă $D=1$, respectiv cu semnul “-” dacă $D=0$.

Exemplificare: să presupunem că se dorește o rezoluție de 4 biți, în codul binar-natural deplasat, așa încât $MSB=1$ pentru valori pozitive, respectiv $MSB=0$ pentru valori negative, iar următorii 3 biți sunt de valoare propriu-zisă.



Convertoare analog- numerice de tip sigma-delta

Mai mult, să presupunem că domeniul tensiunii de intrare este $\pm 1V$, astfel că $U_m = 1V$, iar valoarea treptei elementare este $(1/8)U_m$

Prin normalizare (împărțire la U_m), atât tensiunea de intrare, cât și cele aferente semnalelor B, C și W vor avea valori la care numitorul este același, adică 8.

Ținând seama de modul de lucru al schemei se pot reprezenta valorile ca în tabelul, cu observația că s-a considerat la intrare o tensiune constantă pozitivă $X=3/8 [V]$.

Esantion (n)	X (Intrare)	B (A-W _{n-1})	C (B+C _{n-1})	D (0 sau 1)	W (-1 sau +1)
0	3/8	0	0	0	0
1	3/8	3/8	3/8	1	+1
2	3/8	-5/8	-2/8	0	-1
3	3/8	11/8	9/8	1	+1
4	3/8	-5/8	4/8	1	+1
5	3/8	-5/8	-1/8	0	-1
6	3/8	11/8	10/8	1	+1
7	3/8	-5/8	5/8	1	+1
8	3/8	-5/8	0/8	0	-1
9	3/8	11/8	11/8	1	+1
10	3/8	-5/8	6/8	1	+1
11	3/8	-5/8	1/8	1	+1
12	3/8	-5/8	-4/8	0	-1
13	3/8	11/8	7/8	1	+1
14	3/8	-5/8	2/8	1	+1
15	3/8	-5/8	-3/8	0	-1
16	3/8	11/8	8/8	1	+1
17	3/8	-5/8	3/8	1	+1
18	3/8	-5/8	-2/8	0	-1

← Initalizare
conversie

Convertoare analog- numerice de tip sigma-delta

După faza de inițializare a conversiei, echivalentă cu înscrierea valorii 0 în punctele B, C, D și W, începe conversia propriu-zisă; la fiecare tact intrarea se adună cu +1 sau -1 (funcție de valoarea stării din ieșirea D), sumatorul face diferența X-W, integratorul realizează integrarea de la starea precedentă, iar comparatorul face comparația cu 0.

După fiecare eșantionare se obține astfel o valoare binară 0 sau 1 în ieșirea D, care este transmisă filtrului digital trece-jos.

Se observă că valoarea medie a primelor 16 eșantioane are valoarea $3/8$, așa încât prelucrarea biților din D de către filtrul trece-jos digital va conduce la obținerea echivalentului numeric al intrării X.

În scopul reducerii zgomotului (erorii) de cuantizare se lucrează la frecvențe de eșantionare mult mai mari decât frecvența Nyquist, în paralel cu creșterea ordinului modulatorului sigma-delta.

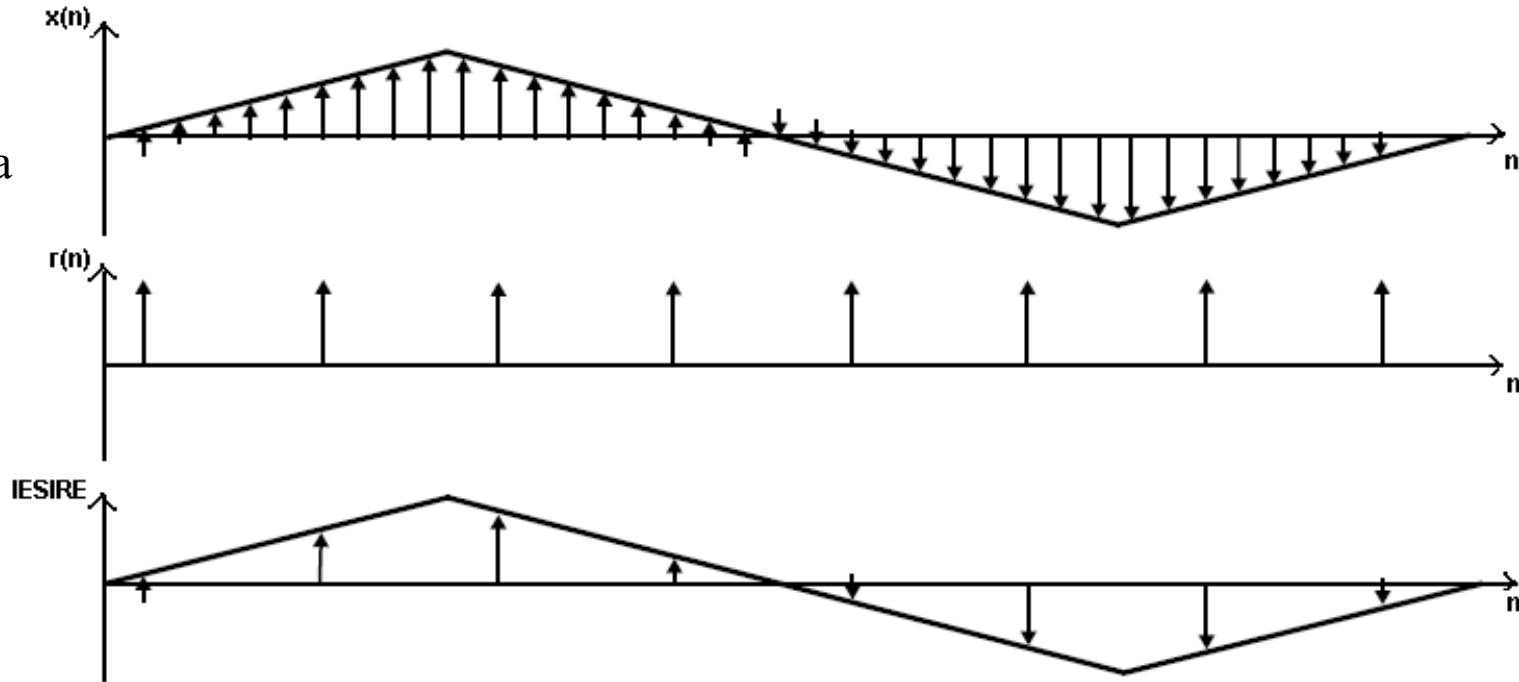
Cum însă raportul semnal-zgomot (SNR) are o creștere mai importantă cu supra-eșantionarea decât cu creșterea ordinului modulatorului, practic se procedează la creșterea raportului f_s/f_c , unde f_s este frecvența de eșantionare, iar f_c este frecvența maximă din spectrul semnalului de intrare.

Convertoare analog- numerice de tip sigma-delta

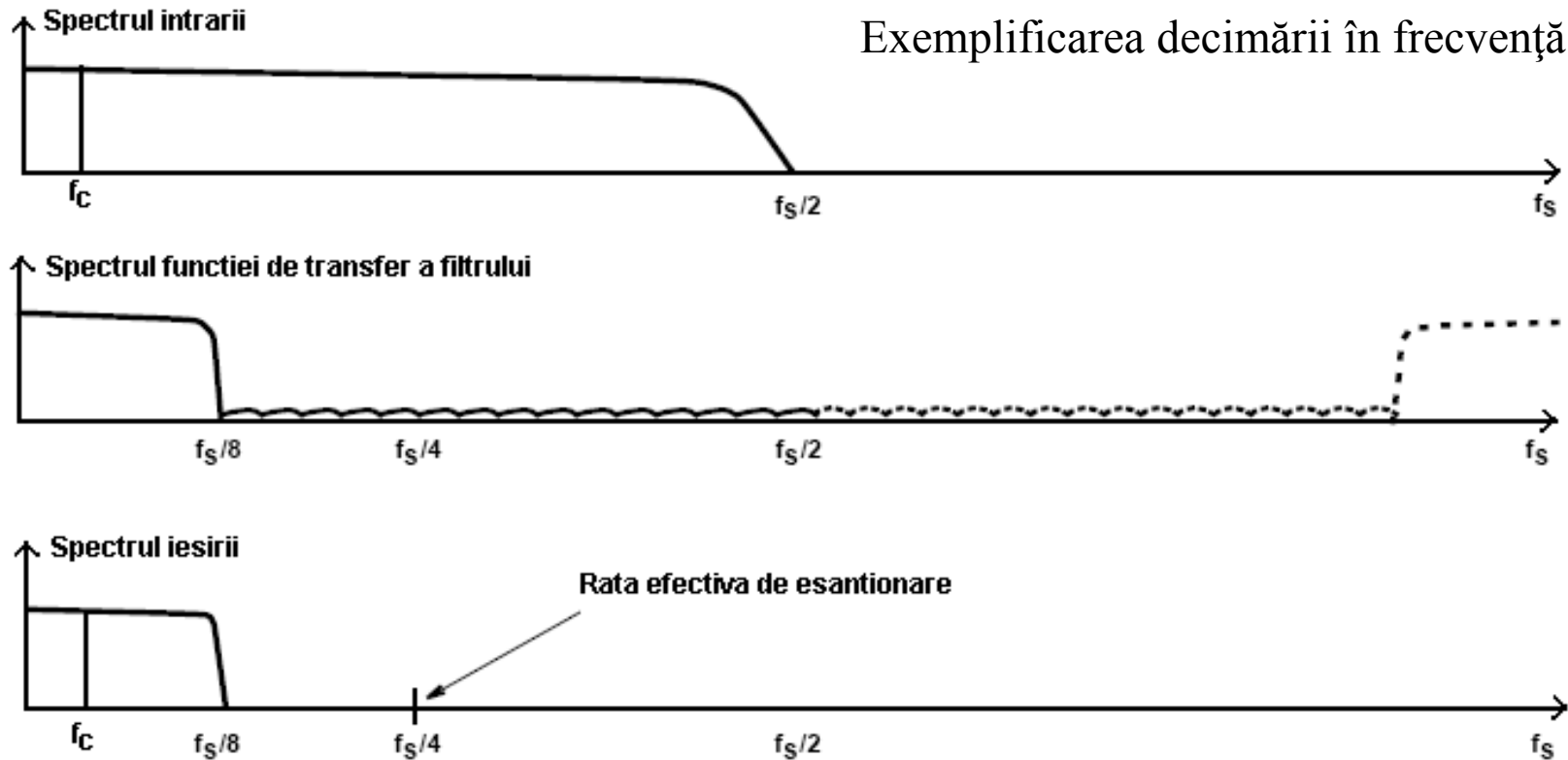
Consecința creșterii frecvenței f_s atrage după sine apariția datelor redundante în ieșirea filtrului digital trece-jos.

Pentru eliminarea datelor redundante, se folosește un proces de decimare, care presupune considerarea doar a datelor cu o rată $r(n)$, fără să se introducă distorsiuni.

Exemplificarea
decimării în
timp



Convertoare analog- numerice de tip sigma-delta



Pe spectrul de frecvențe se observă îndeplinirea condiției Nyquist, adică inegalitatea $f_s/8 \geq 2f_c$. În cadrul convertoarelor sigma-delta se folosesc filtre numerice de tip FIR (Finite Impulse Response), care sunt simple de proiectat, sunt întotdeauna stabile, au o ușurință în incorporarea decimării;

NOTĂ: Denumirea de convertor sigma-delta

CONVERTOARE NUMERIC-ANALOGICE

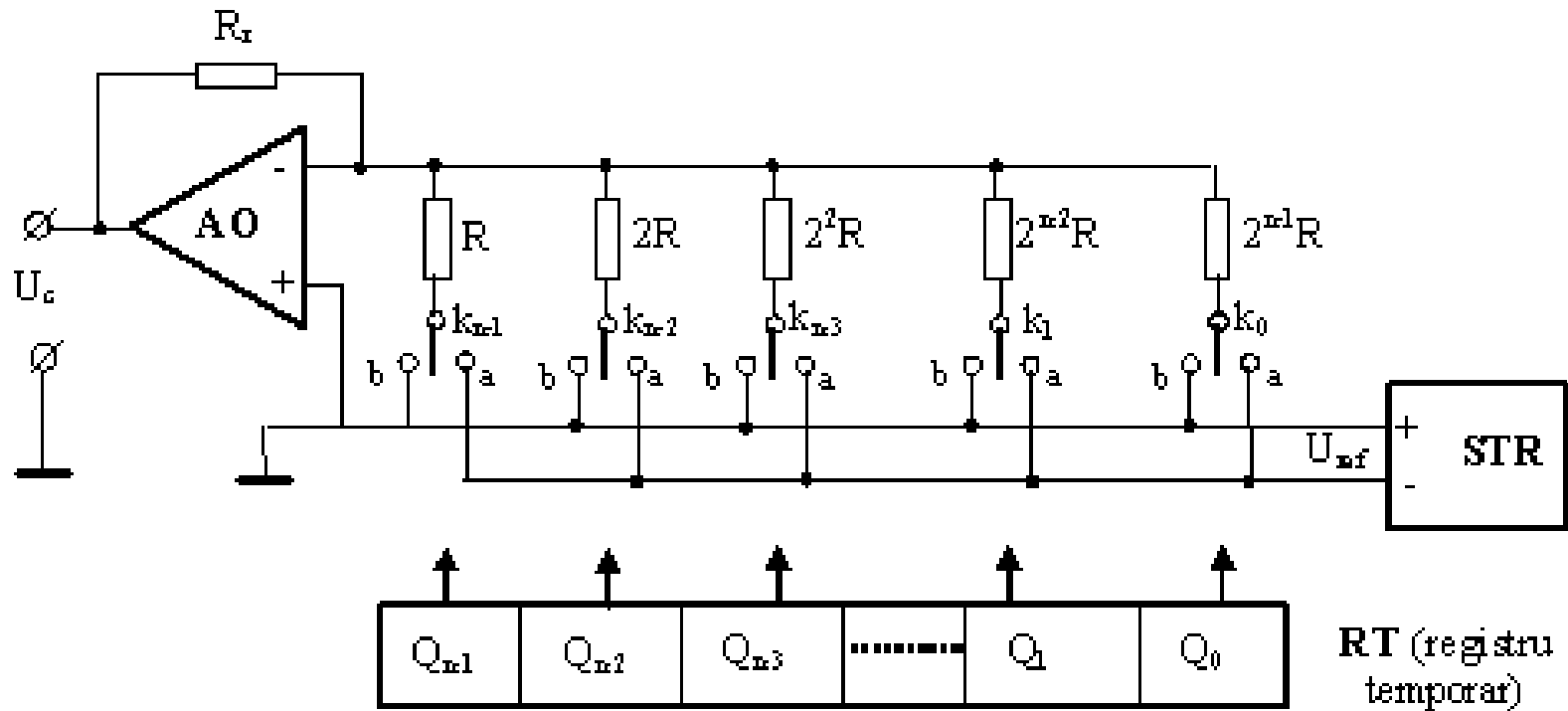
În structura CAN-urilor cu reacție intervin convertoarele numeric-analogice CNA, care oferă tensiunea de comparație $U_c = k \cdot N_x$ unde $N_x = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$ (cu $a_k = 0$ sau 1), n – numărul de biți ai conversiei.

Un CNA este o structură hibridă, de obicei monolitică, care conține rețele rezistive / capacitive conectate prin intermediul unor comutatoare electronice la masă sau la o sursă de tensiune/curent de referință, semnalul rezultat (tensiune sau curent) fiind aplicat la un amplificator sumator de ieșire.

CNA-urile se pot clasifica astfel:

- după tipul rețelei rezistive:
 - cu rezistențe de același tip (R-2R);
 - cu rezistențe ponderate;
- după referința utilizată și comutată:
 - cu comutare de tensiune;
 - cu comutare de curent;
- după tipul codificării informației numerice:
 - CNA pentru coduri unipolare;
 - CNA pentru coduri bipolare.

CNA cu rețea de rezistențe ponderate și sursă de referință de tensiune



Schema cuprinde o rețea de rezistențe ponderate ca puteri ale lui 2, fiecare rezistență putând fi conectată la masă (poziția “b” a comutatorului k_i) sau la sursa de referință STR (poziția “a” a comutatorului k_i). Iesirea este asigurată de un amplificator operational montat în regim inversor.

CNA cu rețea de rezistențe ponderate și sursă de referință de tensiune

Numarul in scris in registrul temporar RT este $N = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$

Considerand amplificatorul operational ideal, rezulta ca tensiunea de iesire, aplicand principiul superpozitiei este

$$U_c = \sum_{k=0}^{n-1} a_k U_k = \sum_{k=0}^{n-1} a_k \left(-\frac{R_r}{R_k} \right) U_{ref} = -R_r \sum_{k=0}^{n-1} a_k \frac{U_{ref}}{2^{n-k-1} R} = -\frac{R_r}{R} \frac{U_{ref}}{2^{n-1}} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k = -\frac{R_r}{R} \frac{U_{ref}}{2^{n-1}} N$$

Alegand raportul $\frac{R_r}{R} = \frac{1}{2}$ si tinand seama ca U_{ref} este negativa (plusul sursei de referinta este la masa), rezulta $U_c = \frac{U_{ref}}{2^n} N$.

Se observa ca treapta elementara de tensiune la iesire (rezolutia conversiei) este pentru $N=1$

$\Delta U_c = \frac{U_{ref}}{2^n}$ iar valoarea maxima a iesirii rezulta pentru $N_{max} = 2^n - 1$ (toti bitii registrului temporar sunt "1"), adica

$$U_{c_{max}} = \frac{U_{ref}}{2^n} (2^n - 1) = \Delta U_c (2^n - 1) = U_{ref} \left(1 - \frac{1}{2^n} \right)$$

CNA cu rețea de rezistențe ponderate și sursă de referință de tensiune

Relatiile obtinute au fost deduse pentru cazul unei functionari ideale. In realitate, precizia conversiei depinde de:

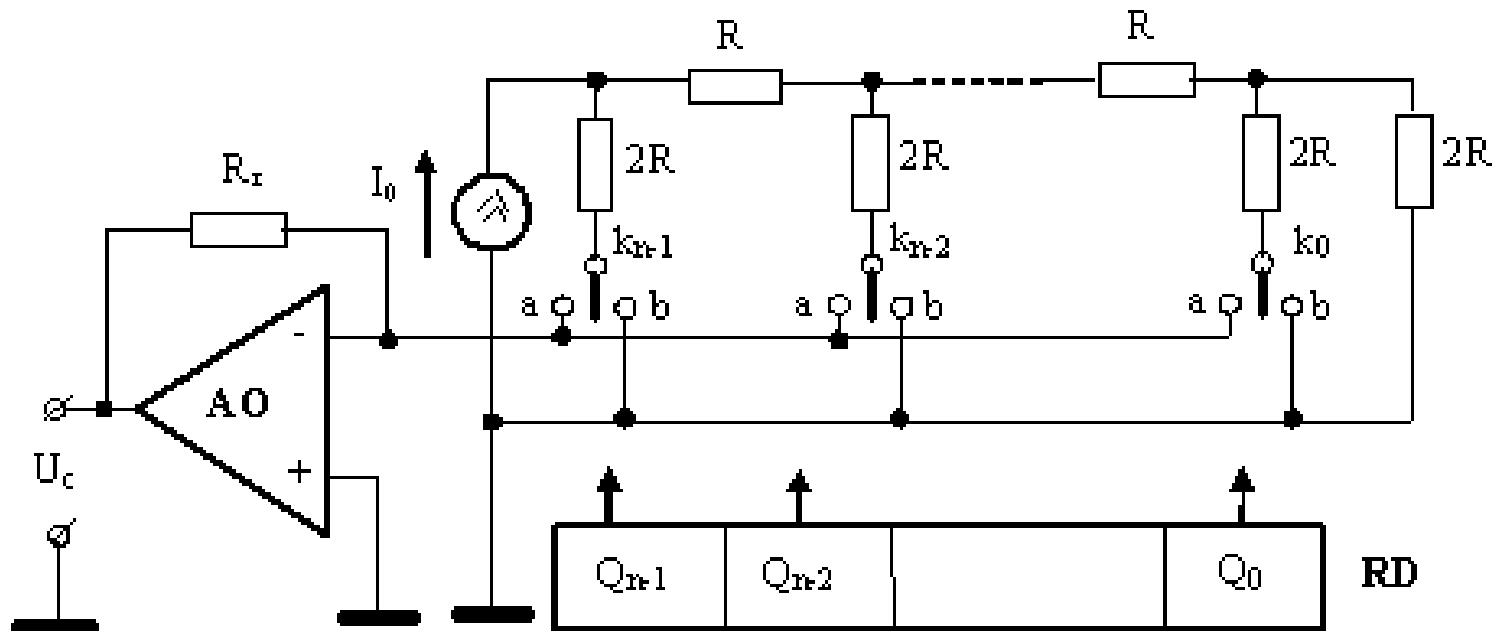
- precizia de realizare a rezistentelor ponderate $2^k R$;
- precizia comutatoarelor care nu trebuie sa introduca rezistente suplimentare inseriate cu rezistentele ponderate $2^k R$;
- stabilitatea sursei de referinta U_{ref} ;
- performantele amplificatorului sumator AO.

In practica o astfel de schema este putin utilizata, preferandu-se folosirea de rezistente de acelasi tip (valoare) si surse de curenti pentru referinta (deci comutatoarele k_k sunt folosite pentru a comuta curenti si nu tensiuni – in consecinta strictetea legata de rezistenta proprie a comutatorului dispare)

CNA cu rezistente de acelasi tip (R-2R) si si sursa de curent ca referinta

Se pot comuta curenti de referință proveniți de la o singură sursă de curent constant sau de la mai multe surse. Vom exemplifica – în continuare – cazul CNA cu comutare de curenti de la o singură sursă folosind o rețea R-2R (figura...).

CNA cu rezistente de acelasi tip (R-2R) si si sursa de curent ca referinta



Rețeaua de rezistențe este introdusă în circuit la fel ca la schema CNA-ului cu comutare de tensiune, adică:

$$\begin{aligned} \text{pentru } Q_i = 1 & \quad k_i \rightarrow a \\ \text{pentru } Q_i = 0 & \quad k_i \rightarrow b. \end{aligned}$$

CNA cu rezistente de acelasi tip (R-2R) si si sursa de curent ca referinta

Considerând $Q_{n-1} = 1$ și restul $Q_{i|i=0, \dots, n-2} = 0$ rezultă schema echivalentă din figura a.

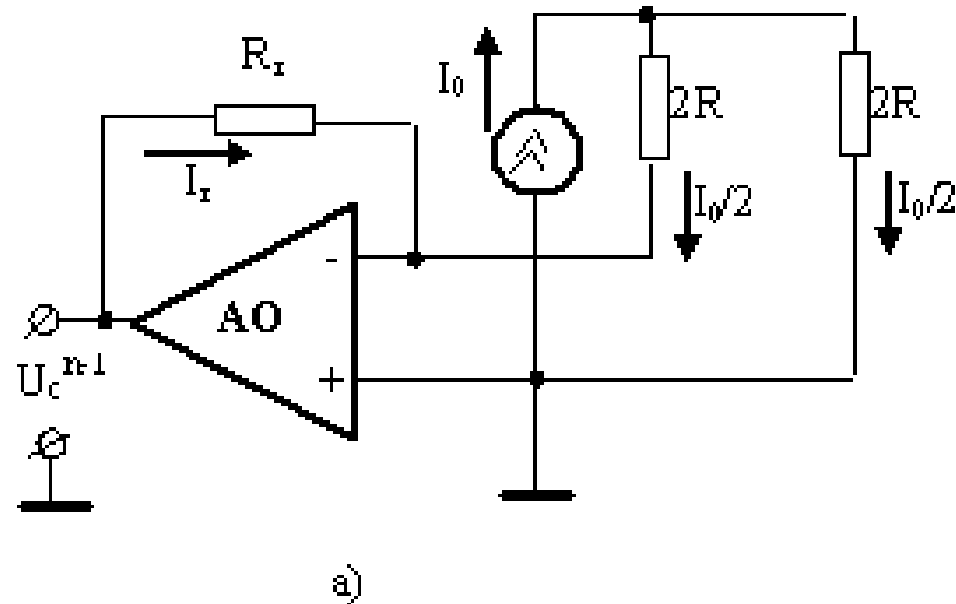
Cum AO este considerat ideal, deci borna inversoare este punct de masă virtuală, iar consumul de curent pe această bornă este neglijabil, rezultă că

$$I_r + \frac{I_0}{2} = 0 \text{ și}$$

$$U_c^{n-1} = -R_r \cdot I_r = +R_r \frac{I_0}{2}.$$

Când $Q_{n-2} = 1$ și restul $Q_i = 0$, se obține schema echivalentă din figura b, din care rezultă

$$U_c^{n-2} = -R_r \cdot I_r = +R_r \frac{I_0}{2^2}.$$



CNA cu rezistente de acelasi tip (R-2R) si si sursa de curent ca referinta

Generalizând,

$$U_c^k = +R_r \cdot \frac{I_0}{2^{n-k}}$$

și, aplicând principiul superpoziției,

$$U_k = \sum_{k=0}^{n-1} a_k U_c^k = + \sum_{k=0}^{n-1} a_k \cdot R_r \frac{I_0}{2^{n-k}} = +R_r \cdot I_0 \cdot \frac{1}{2^n} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k = R_r \cdot I_0 \frac{1}{2^n} N$$

Valoarea treptei elementare de tensiune la ieșire este
iar valoarea maximă a tensiunii de ieșire

$$\Delta U_c = R_r \cdot I_0 \cdot \frac{1}{2^n}$$

$$U_{c_{\max}} = R_r \cdot I_0 \frac{1}{2^n} (2^n - 1) = \Delta U_c (2^n - 1) = R_r I_0 \left(1 - \frac{1}{2^n} \right).$$

