

## 5 Convertoare analog numerice

### 5.1 Caracteristici ale convertoarelor analog numerice

Convertorul analog numeric (CAN) acceptă ca mărime de intrare un semnal analogic  $s_i$  (tensiune sau curent) și furnizează la ieșire un semnal numeric  $s_e$ , dependent de valoarea semnalului analogic de intrare. Dacă prin eșantionare are loc discretizarea în timp a semnalului de intrare, conversia analog numerică realizează discretizarea acestuia ca valoare. De fapt, rezultatul unei conversii A/N îl constituie numărul de trepte (cuante) elementare care aproximează cel mai bine valoarea semnalului de intrare.

Considerând un CAN care are ca mărime de intrare tensiunea  $u_i$ , rezultă funcția de transfer a convertorului de forma:

$$D = K \frac{u_i}{U_r}. \quad (5.1)$$

$D$  este valoarea numerică a semnalului de ieșire,  $U_r$  reprezintă tensiunea de referință iar  $K$  este o constantă adimensională. Dacă  $K=1$ , rezultă funcția de transfer a unui CAN unipolar:

$$D_{CF} = \sum_{k=1}^N b_k \cdot 2^{-k} = \frac{u_i}{U_r}, \quad (5.2)$$

unde  $D_{CF}$  reprezintă valoarea zecimală în cod fracționar a secvenței de biți  $[b_k]$  de la ieșirea convertorului. În secvența  $[b_k]=[b_1, b_2, \dots, b_k, \dots, b_N]$ , formată din  $N$  variabile binare cu  $k=1,2,\dots,N$ ,  $b_1$  este bitul de semnificație maximă (MSB, Most Significant Bit) iar  $b_N$  este bitul de semnificație minimă (LSB, Low Significant Bit). Tensiunea de referință  $U_r$  este chiar capătul de scală (FSR) al convertorului analog numeric, adică limita

superioară a intervalul de variație a tensiunii de intrare. Pentru un CAN unipolar FSR are valoarea tipică de 10 V, 5 V sau 2,5V. Mărimea 1 LSB reprezintă cea mai mică variație a tensiunii de la intrarea CAN care produce două tranziții succesive ale secvenței  $[b_k]$  de la ieșire. Această mărime rezultă sub forma:

$$1 \text{ LSB} = q = \frac{\text{FSR}}{2^N}. \quad (5.3)$$

Se observă că unui LSB îi corespunde o variație a tensiunii de intrare de valoare egală cu  $q$ , numită cuanta sau treapta elementară a convertorului. Rezoluția unui CAN este exprimată prin valoarea mărimii de 1 LSB, și este dată de numărul  $N$  de biți din care este formată secvența binară de ieșire. De aceea, rezoluția trebuie interpretată ca un parametru de proiectare și nu ca o performanță specifică care rezultă prin măsurători.

Având în vedere faptul că la intrarea CAN semnalul este continuu, în timp ce semnalul de la ieșire are valori discrete  $D_{CF}$ , rezultă că relația de egalitate (5.2) este exactă numai pentru  $2^N$  valori particulare ale mărimii de intrare (tensiuni nominale decalate la intervale de 1 LSB) și doar aproximativă pentru toate celelalte valori ale semnalului analogic de intrare. Astfel, reprezentarea semnalului sub formă numerică introduce inevitabil o eroare sistematică, numită eroare de cuantizare, și care are valori cuprinse în intervalul  $\pm 0.5 \text{ LSB}$ .

Se va observa că eroarea de cuantizare există chiar și în situația cea mai favorabilă, adică în lipsa oricărei alte erori. Pentru un CAN cu intrare de tensiune eroarea de cuantizare se poate exprima prin relația:

$$e_c = u_i - U_r \sum_{k=1}^N b_k \cdot 2^{-k} [\text{V}], \quad (5.4)$$

sau se mai poate exprima în unități [LSB] prin expresia:

$$e_c = \frac{2^N}{U_r} u_i - \sum_{k=1}^N b_k \cdot 2^{N-k} \text{ [LSB]}. \tag{5.5}$$

În figura 5.1 este prezentată caracteristica de transfer a unui CAN unipolar, cu ieșirea în cod binar natural, considerat ideal (adică fără alte surse de erori în afara erorii de cuantizare  $e_c$ ). O caracteristică de transfer fără eroare de cuantizare s-ar putea obține numai dacă convertorul ar avea o rezoluție infinită (adică număr infinit de biți în codul de la ieșire). În aceeași figură este reprezentată variația cu nivelul mărimii de intrare a erorii de cuantizare în cazul unui CAN ideal (eroarea  $e_c$ ) respectiv real (eroarea  $e_c'$ ).

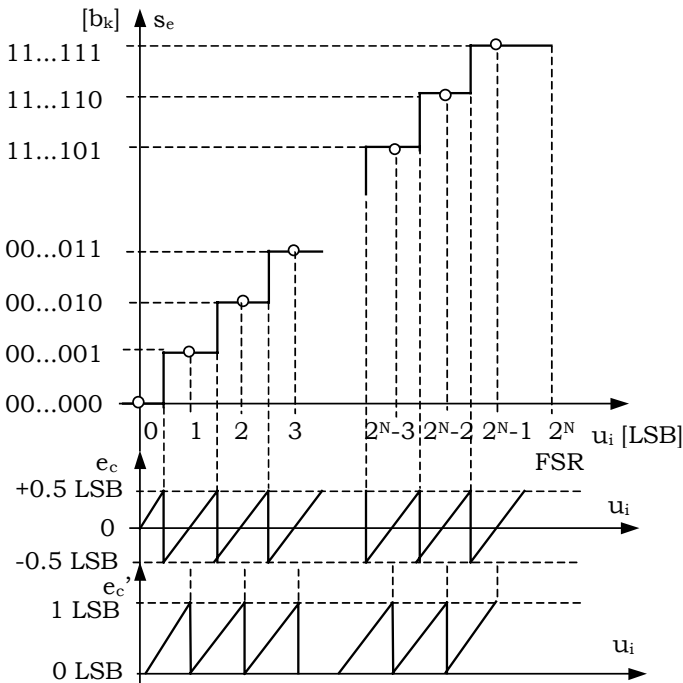


Figura 5.1.

Dacă semnalul analogic este bipolar, este necesar ca și convertorul analog numeric utilizat să accepte mărimi de intrare care au ambele polarități. Pentru un CAN bipolar, intervalul de variație FSR este cuprins între  $-FSR/2$  și  $+FSR/2$  și are valori tipice de  $\pm 2,5V$ ,  $\pm 5 V$  și  $\pm 10 V$ .

În figura 5.2 este prezentată caracteristica de transfer a unui CAN bipolar, având la ieșire cod binar deplasat. Pentru ca ieșirea convertorului să corespundă codului complement al lui doi, este necesară doar inversarea valorii logice a bitului  $b_1$ , de semnificație maximă.

În principiu, un convertor A/N bipolar rezultă dintr-un CAN unipolar prin introducerea la intrarea acestuia a unui decalaj de valoare egală cu  $-FSR/2$ .

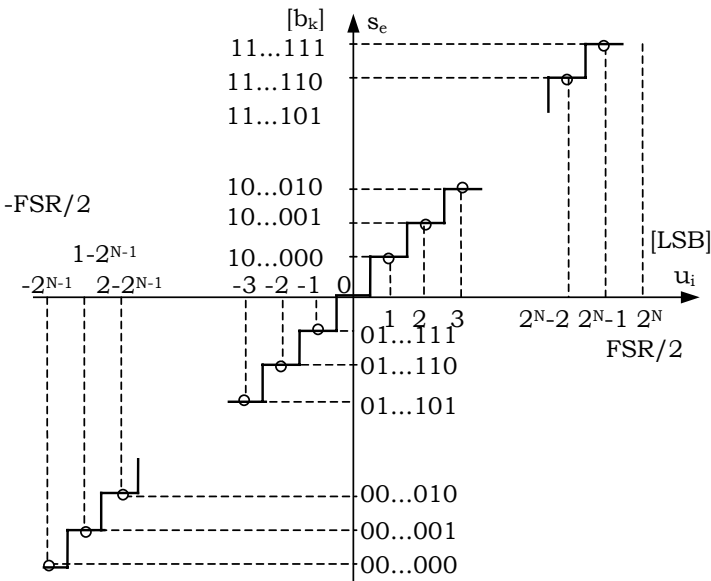


Figura 5.2.

Timpul de apertură al unui CAN reprezintă intervalul de timp în care convertorul utilizează efectiv semnalul de intrare pentru efectuarea conversiei.

Prin timpul de conversie  $T_C$  al unui CAN, se înțelege intervalul de timp dintre momentul declanșării unui proces de conversie și momentul obținerii efective a secvenței binare de ieșire, ca rezultat al conversiei. Timpul de apertură poate coincide cu timpul de conversie (de exemplu pentru un CAN cu aproximări succesive) după cum în unele situații poate fi de durată mai redusă (de exemplu în cazul unui CAN cu integrare).

Parametrul rata de conversie exprimă numărul de conversii analog numerice efectuate într-o secundă, fiind, deci, inversul timpului de conversie. În cazul tipic al unui convertor A/N precedat la intrare de un circuit de eșantionare și memorare, caracteristicile acestora sunt interpretate în ansamblu; de exemplu, rata de conversie va reprezenta inversul duratei unui ciclu de conversie sau achiziție  $T_C$ , fiind identică cu frecvența de eșantionare  $f_e$ .

Față de un convertor analog numeric cu caracteristica de transfer ideală, un CAN real comportă și alte surse de erori pe lângă eroarea de cuantizare. Aceste erori rezultă prin diferența dintre caracteristica reală a convertorului și caracteristica ideală.

Astfel, eroarea de decalaj a unui CAN este valoarea tensiunii de la intrare care determină ca ieșirea numerică să fie zero (figura 5.3).

Decalajul nulului,  $u_{d0}$ , se manifestă prin faptul că prima tranziție în caracteristica de transfer ideală nu se va produce la valoarea  $+0.5$  LSB ci la o valoare diferită de aceasta. De aceea, caracteristica convertorului real este deplasată față de caracteristica ideală tocmai cu tensiunea de decalaj  $u_{d0}$ . Pentru

eliminarea acestei erori, se introduce un decalaj voit care să compenseze tensiunea  $u_{d0}$ .

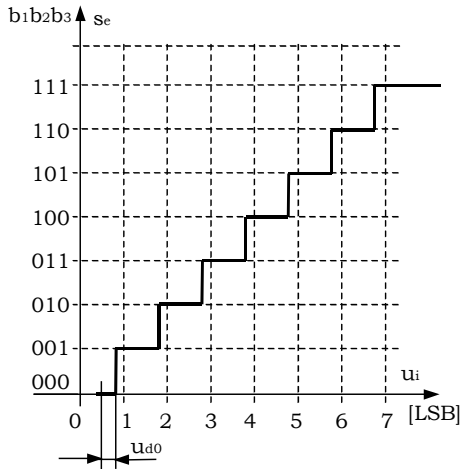


Figura 5.3.

Vom considera, spre exemplu, cazul unui CAN real la care eroarea de cuantizare se abate față de cazul ideal, datorită decalajului, ca în figura 5.1. Pentru a reduce erorile de cuantizare  $e_c'$ , din domeniul  $(0, +1 \text{ LSB})$  în domeniul  $(-0.5 \text{ LSB}, +0.5 \text{ LSB})$ , se va introduce un decalaj pentru ca tranzițiile secvențelor de ieșire să se producă la valori mai mici decât valorile nominale chiar cu  $0.5 \text{ LSB}$  (figura 5.1).

De regulă, eliminarea tensiunii de decalaj din circuitele convertorului se efectuează prin procedee specifice de compensare automată, care au în vedere inclusiv dependența de temperatură a acestuia.

Câștigul sau factorul de amplificare al unui CAN este dat de panta semidreptei care unește punctele din caracteristica de transfer ce corespund tensiunilor nominale (figura 5.4).

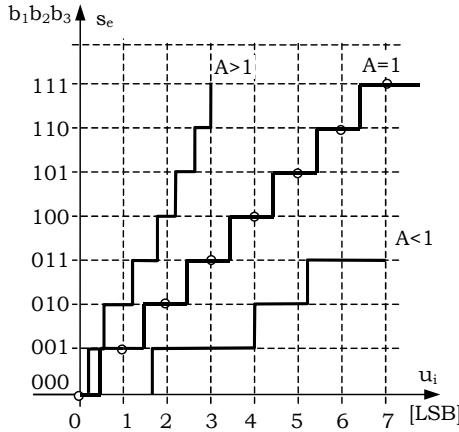


Figura 5.4.

În cazul unui convertor ideal, acest câștig este unitar. La un CAN real, eroarea de câștig (eroarea de factor de scală) reprezintă abaterea mărimii tensiunii de intrare față de valoarea ideală, pentru un cod cu valoare maximă la ieșire. În timp ce decalajul nulului conduce la erori aditive, variația câștigului determină erori multiplicative. Pentru diminuarea erorilor unui CAN este necesară atât compensarea decalajului cât și calibrarea câștigului.

La fel ca și în cazul convertorului numeric analogic, se poate defini neliniaritatea integrală și neliniaritate diferențială corespunzătoare unui convertor A/N (figura 5.5 și 5.6). Erorile de liniaritate sunt exprimate tot în procente din FSR sau unități LSB.

Datorită acestor neliniarități, codurile numerice de la ieșire se schimbă la valori diferite față de valorile ideale și astfel nu mai este îndeplinită condiția de proporționalitate între valoarea codului de la ieșire și mărimea semnalului analogic de la intrare.

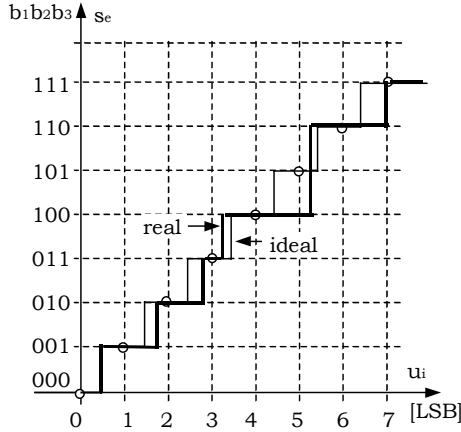


Figura 5.5.

Dacă neliniaritățile diferențiale sunt mari, pot să apară chiar și omisiuni de coduri datorită neuniformității lățimii treptelor din caracteristica de transfer (figura 5.6).

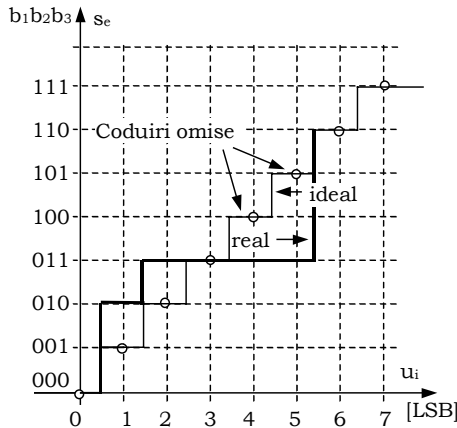


Figura 5.6.

Mai mult decât atât, datorită zgomotelor aleatoare prezente în circuit, valorile de prag din caracteristica de transfer nu rămân fixe ci se vor situa într-un domeniu în jurul valorilor teoretice (figura 5.7).



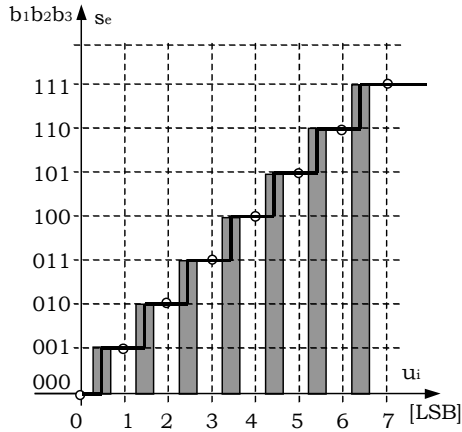


Figura 5.7.

Dacă codurile numerice de la ieșirea unui convertor A/N se schimbă întotdeauna la aceleași valori ale mărimii (tensiunii) de intrare, indiferent de sensul de variație al acesteia, convertorul nu prezintă eroare de histereză (are histereză nulă).

În principiu, realizarea unei conversii analog numerice constă în compararea semnalului analogic de intrare cu o mărime de referință, utilizând în acest scop circuite de comparare. Compararea se poate efectua în mod direct, cum este cazul convertoarelor analog numerice de tip paralel, serie-paralel, sau cu aproximații succesive. În cazul altor tipuri de CAN compararea se face indirect, prin compararea efectelor obținute după integrarea celor două semnale, (de exemplu, în cazul CAN cu integrare în două și în trei pante). În asemenea situații, mărimea de intrare este transformată într-o mărime intermediară (de exemplu, în timp sau frecvență), după care mărimea intermediară este convertită propriu-zis în mărime numerică de ieșire.

În general, se dorește utilizarea de CAN și CNA cu rezoluție mare, viteză de conversie ridicată, consum de putere redus și preț de cost mic. Convertoarele analog numerice actuale

utilizează tensiuni de alimentare de  $\pm 5$  V sau mai frecvent o singură tensiune de alimentare de +5 V sau chiar de numai +3 V. Acest fapt creează o serie de probleme la proiectare și realizare.

Alimentarea cu tensiuni de valori reduse determină domenii mici pentru tensiunile de intrare. În asemenea situații este foarte importantă problema reducerii efectelor zgomotelor cauzate de perturbațiile prezente în tensiunea de alimentare, de comutarea circuitele numerice, de interferențe electromagnetice cu echipamentele electronice industriale, etc.. O proiectare corectă a cablajului imprimat și mai ales a modului de conectarea la masă a circuitelor analogice și digitale este esențială.

Actualmente, cele mai răspândite convertoare A/N au la bază două structuri fundamentale: convertorul cu comparare cu aproximări succesive și convertorul de tipul sigma-delta.

Convertoarele cu comparare de tip paralel (flash) sau serie-paralel (pipeline) se recomandă a fi utilizate numai dacă frecvența de eșantionare (rata de conversie) necesară este de ordinul MHz, până la sute de MHz, datorită prețului lor de cost mai ridicat.

## **5.2 Convertor A/N cu comparare de tip paralel**

În principiu, cel mai simplu CAN cu comparare de tip paralel, cu rezoluție de un singur bit, rezultă utilizând un comparator la intrările căruia se aplică tensiunea analogică de convertit și respectiv tensiunea de referință. Ieșirea comparatorului va reprezenta chiar bitul corespunzător semnalului numeric de ieșire. Pe baza acestei observații și analizând funcția de transfer din figura 5.1, rezultă că pentru a realiza un convertor A/N paralel cu  $N$  biți sunt necesare  $2^N - 1$  comparatoare, care determină poziția valorii tensiunii de intrare  $u_i$  față de valorile de

referință pentru care apar tranzițiile în secvența de ieșire (figura 5.8).

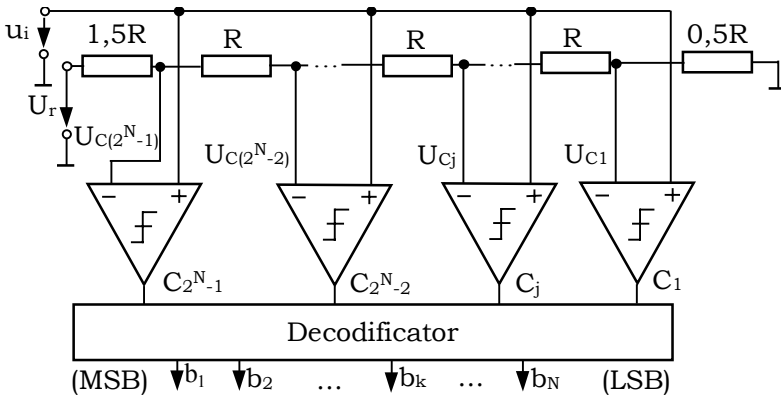


Figura 5.8.

În cazul convertorului A/N unipolar, tensiunile de referință aplicate comparatoarelor au valoarea:

$$U_{cj} = \left( j - \frac{1}{2} \right) \text{LSB} , \tag{5.5}$$

pentru  $j=1,2,\dots,2^N-1$ .

Deoarece, de regulă, în cazul unui convertor A/N  $\text{FSR}=U_r$ , rezultă:

$$1 \text{ LSB} = \frac{\text{FSR}}{2^N} = \frac{U_r}{2^N} , \tag{5.6}$$

adică tensiunile de prag care se aplică la bornele inversoare ale comparatoarelor sunt de valori:

$$U_{cj} = \left( j - \frac{1}{2} \right) \frac{U_r}{2^N} . \tag{5.7}$$

Aceste tensiuni de prag se obțin prin divizarea tensiunii de referință  $U_r$ , utilizând în acest scop o rețea de rezistențe, a căror valoare totală este egală cu  $2^N R$ .

Tensiunea analogică de intrare se aplică la bornele neinversoare ale fiecărui comparator. În funcție de valoare acestei tensiuni, se va obține la ieșirea comparatoarelor o

succesiune de 1 logic (în cazul comparatoarelor pentru care  $u_i > U_{cj}$ ) urmată de o succesiune de 0 logic (pentru comparatoarele la care  $u_i < U_{cj}$ ). O asemenea secvență binară se numește "cod termometru". Pentru obținerea codului de ieșire propriu-zis, de N biți, este necesară utilizarea unui circuit decodificator.

Principala calitate a convertorului A/N de tip paralel este rata de conversie extrem de ridicată, ce poate ajunge până la 500 MEPS (mega eșantioane/secundă); este de fapt cel mai rapid tip de CAN realizat cu circuite electronice. Prețul plătit îl constituie complexitatea ridicată. De exemplu, pentru un CAN cu o rezoluție de  $N=8$  biți, sunt necesare  $2^N-1=2^8-1=255$  comparatoare.

### 5.3 Convertor A/N cu aproximări succesive

În general, principiul de funcționare al convertoarelor analog numerice cu comparare constă în compararea tensiunii de intrare  $u_i$  cu o tensiune  $U_c$ , variabilă cu valori discrete și care este furnizată de un convertor N/A. Presupunând cazul unui CNA pe N biți, valoarea tensiunii de comparație va fi dată de expresia:

$$U_c = KU_r \sum_{k=1}^N b_k 2^{-k} = qD, \quad (5.8)$$

În relația de mai sus,  $U_r$  reprezintă tensiunea de referință, K este o constantă adimensională, iar D este valoarea numerică a semnalului de la ieșirea CNA, care poate fi modificat în cuante egale cu q. Biții  $b_1 \div b_N$  sunt valorile logice ale celor N biți aplicați la intrarea convertorului numeric analogic.

Procedeele de comparare, prin testări repetate, durează până când prin modificarea tensiunii  $U_c$ , diferența dintre tensiunile comparate este mai mică decât 1 LSB. În această situație, tensiunea de la ieșirea CNA este practic egală cu tensiunea de

intrare (cu o diferență cel mult egală cu  $q$ ), și prin urmare codul numeric aplicat la CNA va reprezenta rezultatul conversiei A/N.

Modificarea valorii tensiunii de comparație respectiv a codului numeric aplicat la intrare CNA de la o etapa de comparare la alta, se poate face conform mai multor strategii, rezultând în consecință mai multe tipuri de convertoare A/N cu comparare: convertoare cu aproximații succesive, cu tensiune de comparație în trepte egale și cu urmărire.

În figura 5.9 este prezentată schema de principiu a unui CAN cu aproximații succesive, care utilizează pentru stabilirea codului de la intrarea CNA un registru cu aproximații succesive.

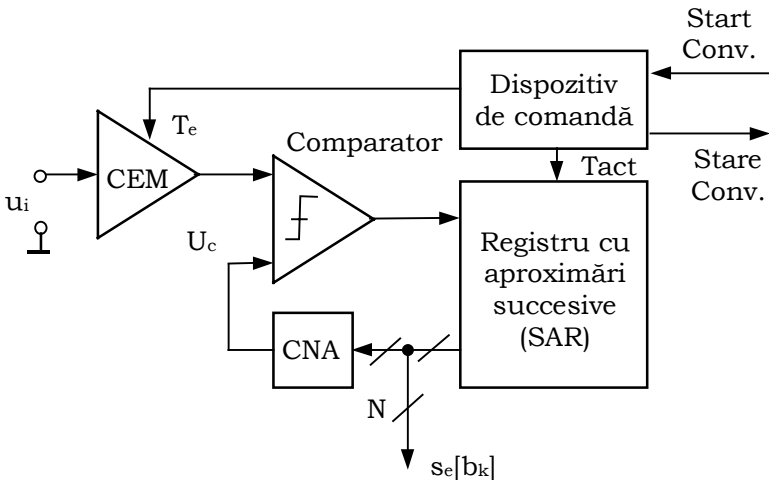


Figura 5.9.

Biții din secvența  $[b_k]$ , reprezentând rezultatul unei conversii analog numerice se obțin prin comparații succesive cu un singur comparator, începând cu bitul  $b_1$ , de semnificație maximă și terminând cu bitul cel mai puțin semnificativ. Fiecare bit  $b_k$  se obține prin comparare, într-o perioadă a semnalului de tact  $T_0$ , și este memorat în registrul cu aproximații succesive. Acest registru furnizează secvența de comandă  $b_k$  pentru CNA, astfel

încât la ieșirea acestuia să se obțină tensiunea de comparare  $U_{ck}$ , ale cărei valori succesive sunt date de relația:

$$U_{ck} = U_r \left( \sum_{j=1}^{k-1} b_j 2^{-j} + 2^{-k} \right), \quad k=1,2,\dots,N. \quad (5.9)$$

Astfel, pentru stabilirea valorii bitului  $b_k$  din secvența de la ieșirea CAN, se utilizează tensiunea de comparare  $U_{ck}$ , rezultată pe baza biților  $b_j$  (cu  $j=1,2,\dots,k-1$ ) stabiliți anterior.

Practic, pentru un CAN cu aproximații succesive, modificarea codului de la intrarea CNA are loc pe baza următoarelor reguli:

- variația tensiunii de comparație la un moment dat, este egală cu jumătate din variația suferită în tactul precedent;
- tensiunea de comparație  $U_{ck}$  crește sau scade față de valoarea precedentă, după cum în urma comparării,  $u_i > U_{c(k-1)}$  sau  $u_i < U_{c(k-1)}$ ;
- primul salt de tensiune  $U_{c1}$  este egal cu jumătatea din valoare maximă a acestei tensiuni (egală cu  $U_r$ ).

Conform regulilor enunțate mai sus, variația tensiunii de comparare  $U_{ck}$ , pentru o valoare dată a tensiunii de intrare  $u_i$ , se prezintă ca în figura 5.10.

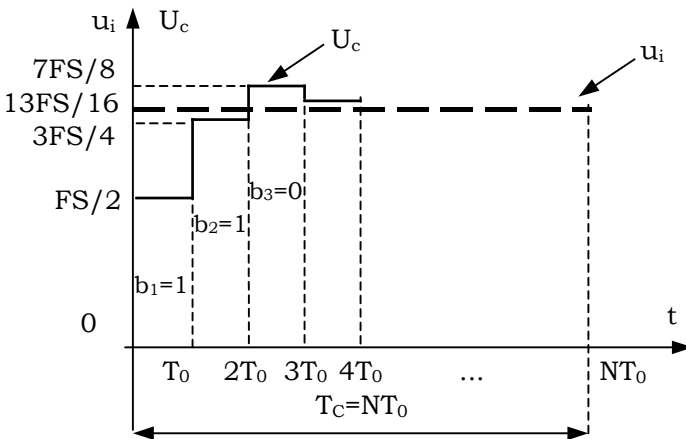


Figura 5.10.

Se constată că principiul comparării cu o tensiune care se modifică conform principiului înjumătățirii conduce cel mai rapid la aproximarea tensiunii de intrare. Pentru determinarea fiecărui bit din secvența de ieșire se necesită o singură operație de comparare.

Timpul de conversie  $T_c$ , al unui CAN cu aproximații succesive, rezultă prin urmare:

$$T_c = N T_0, \quad (5.10)$$

unde  $T_0$  este perioada semnalului de tact, iar  $N$  este numărul de biți de la ieșirea CAN.

Deoarece tensiunea de intrare trebuie să rămână constantă pe toată durata conversiei, CAN este precedat de un CEM, care trece în stare de memorare după activarea comenzii Start Conversie. CEM revine în stare de eșantionare după ce s-a terminat conversia analog numerică, semnalată prin semnalul Stare Conversie.

Actualmente, convertoarele A/N cu aproximații succesive pot avea rezoluții de până la 16 biți (uzual 12 biți) și rata de conversie de ordinul MEPS.

Precizia totală a unui CAN cu aproximații succesive depinde în mare măsură de performanțele convertorului N/A utilizat în structura sa internă. Cele mai recente convertoare cu aproximații succesive folosesc CNA cu comutare de capacități (sau redistribuire de sarcini). Față de CNA cu rețea de rezistențe, convertoarele cu comutare de capacități asigură, pe de o parte, o precizie și liniaritate mai ridicată și în același timp sunt mai ușor de realizat din punct de vedere tehnologic. Totodată, variația cu temperatura a valorii capacităților este mai redusă, de până la 1 ppm/°C, fapt ce sporește precizia în funcționare a circuitului.

Pentru prezentarea principiului de funcționare al unui CAN cu comutare de capacități, se consideră convertorul cu 3 biți, prezentat în figura 5.11.

Pe durata eșantionării (comutatoarele electronice fiind în pozițiile din figură), tensiunea analogică de intrare  $u_i$  încarcă capacitățile conectate în paralel. În starea de memorare, care urmează, sunt trecute în stare deschisă comutatoarele  $CE_i$  și  $CE_c$  și sunt poziționate comutatoarele  $CE_1$ ,  $CE_2$ ,  $CE_3$ ,  $CE_4$ , corespunzător biților secvenței numerice. Dacă aceste comutatoare sunt conectate la masă, în nodul A (borna inversoare a comparatorului) va rezulta o tensiune de valoare  $-u_i$  față de masă.

Prin închiderea numai a comutatorului  $CE_1$  (corespunzător bitului de semnificație maximă) la tensiunea  $U_r$ , celelalte comutatoare ( $CE_2$ ,  $CE_3$ ,  $CE_4$ ) rămânând conectate tot la masă, la potențialul din nodul A, de valoare  $-u_i$ , se va adăuga valoarea  $U_r/2$ .

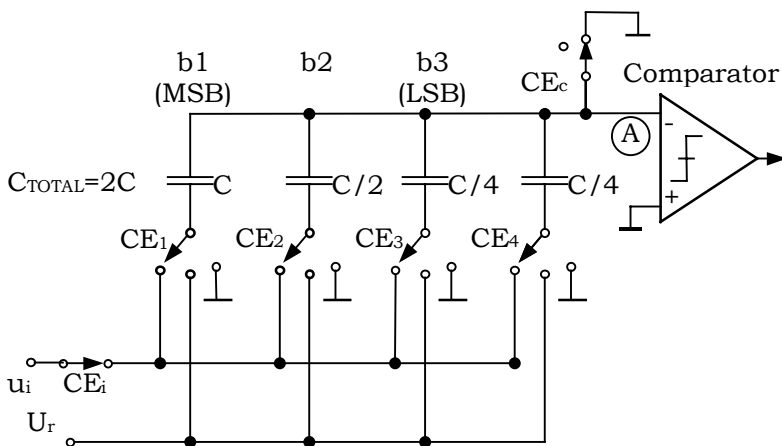


Figura 5.11.

În funcție de rezultatul comparării potențialului punctului A față de masă (borna neinvertor a comparatorului), se



stabilește valoarea logică finală a bitului  $b_1$  (MSB). Dacă  $b_1$  rezultat este 1 logic, comutatorul  $CE_1$  va rămâne conectat la  $U_r$ , respectiv, în caz contrar, va fi conectat la masă. În continuare, printr-un proces similar, se determină valorile logice ale următorilor doi biți  $b_2$  și  $b_3$ .

La sfârșitul conversiei analog numerice comutatoarele  $CE_i$ ,  $CE_1 \div CE_4$  sunt conectate din nou la  $u_i$ , iar  $CE_c$  la masă, astfel încât convertorul trece în stare de eșantionare, fiind pregătit pentru un nou ciclu de conversie. În cazul general, valoarea capacității corespunzătoare bitului de semnificație minimă, se alege în așa fel încât valoarea totală a capacităților conectate în paralel să fie  $2C$ ; se realizează, astfel, divizarea cu 2 a tensiunii  $U_r$  la conectarea capacităților corespunzătoare biților din secvența de comandă.

În cazul în care CAN cu capacități comutate este conectat direct la sursa de semnal, trebuie avut în vedere ca momentul declanșării conversiei propriu-zise să aibă loc numai după ce regimul tranzitoriu de încărcare al capacităților din convertor este practic încheiat. Valoarea constantei de timp de încărcare  $\tau$ , (de cca. 300 ns) rezultă ca produs dintre capacitatea de intrare a convertorului (mai mare de 20 pF) și rezistența sursei de semnal împreună cu rezistența  $R_{ON}$  a comutatoarelor interne. Practic, se poate considera că tensiunea ce urmează a se converti are valoarea stabilizată după un anumit număr de constante de timp  $\tau$ , dependent de rezoluția convertorului: aproximativ  $9\tau$  pentru un CAN cu 12 biți, respectiv  $11\tau$  pentru un CAN cu 16 biți.