

[1] pag. 35; [2] Cap3_CNA slide 11; [4].

matematică a soluției acestei probleme se utilizează relațiile (3.8) și (3.13), din care rezultă succesiv

$$I_e = \frac{U_r}{2^N \cdot R} \cdot (D_{CCD} + b_1 \cdot 2^N),$$

$$I_e - b_1 \cdot \frac{U_r}{R} = \frac{U_r}{2^N \cdot R} \cdot D_{CCD}. \quad (3.19)$$

Astfel, pentru a obține un CNA bipolar corespunzător codului complementul lui doi, este necesară utilizarea unui circuit, figura 3.2, care generează curentul I_e'' , conform relației

$$I_e'' = I_e - b_1 \cdot \frac{U_r}{R}. \quad (3.20)$$

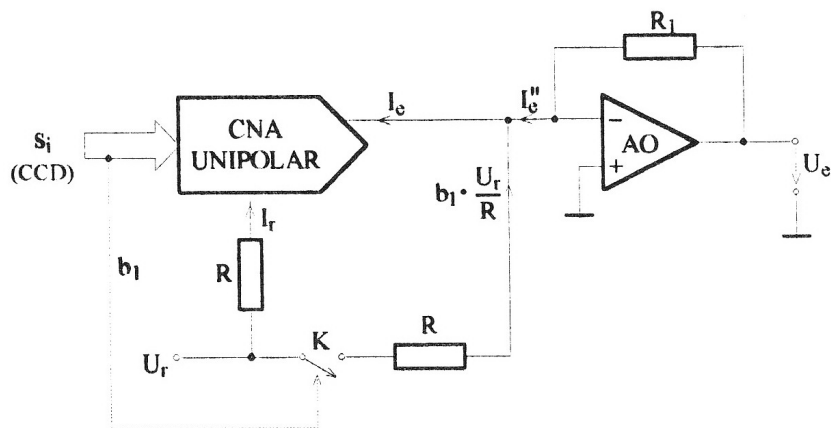


Fig.3.2. CNA bipolar corespunzător codului complementul lui doi.

Starea comutatorului K din figura 3.2 este comandată de bitul b_1 al semnalului de intrare. Tensiunea U_e de la ieșirea CNA bipolar, figura 3.2, este

$$U_e = R_1 \cdot I_e''. \quad (3.21)$$

Din relațiile (3.19), (3.20) și (3.21) rezultă funcția de transfer

$$U_e = \frac{R_1 \cdot U_r}{2^N \cdot R} \cdot D_{CCD}, \quad (3.22)$$

care corespunde unui CNA bipolar cu semnal de intrare în cod complementul lui doi.

Convertorul numeric analogic de tipul cu ieșiri complementare (de curent) prezintă un curent de ieșire I_e de valoare exprimată prin relația (3.13) și un curent de ieșire complementar $I_{e'}$ de valoare exprimată prin relația

Obținerea CNA bipolar corespunzător CCD pe baza unui CNA unipolar cu funcția de transfer dată de relația (3.3).

Deducere matematică (pe tablă)

Fig. 3.2. CNA bipolar corespunzător CCD. (pe tablă)

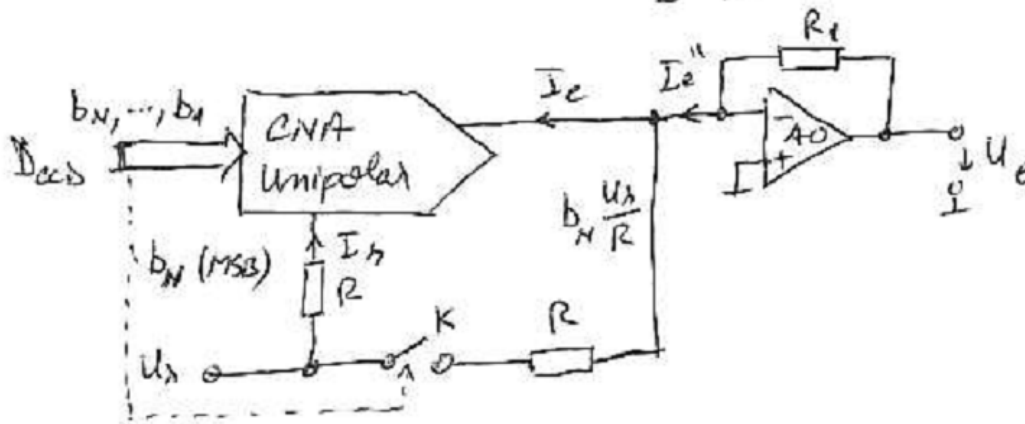
5. CNA unipolar $\rightarrow$ CNA bipolar CCD

$$I_e = \frac{U_\lambda}{2^N R} D_{CSN} \quad \Rightarrow \quad I_e = \frac{U_\lambda}{2^N R} D_{CCD} + b_N \frac{U_\lambda}{R}$$

$$D_{CCD} = D_{CSN} - 2^N b_N$$

$$I_e'' = I_e - b_N \frac{U_\lambda}{R} = \frac{U_\lambda}{2^N R} D_{CCD}$$

$$U_e = I_e'' \cdot R_1 = \frac{U_\lambda \cdot R_1}{2^N R} D_{CCD}$$



6. Convertor analog numeric cu comparare de tip paralel – cuanta, structura de principiu, calculul tensiunilor de comparare.

[1] pag. 45, 48, 49; [2] Cap4_CAN slide 6, 17 la 19.

CONVERTOARE ANALOG NUMERICE

4.1. INTRODUCERE

Convertoarele analog numerice (CAN) realizează conversia semnalelor analogice în semnale numerice, fiind utilizate în sisteme de achiziție de date. În acest capitol se prezintă caracteristici ale convertoarelor analog numerice, principii de construcție a acestora și circuitele integrate convertoare analog numerice PM0820 și ADC912.

4.2. CARACTERISTICI ALE CAN

Un convertor analog numeric are la intrare un semnal analogic s_i (curent sau tensiune) și dă la ieșire un semnal numeric s_e de valoare funcție de mărimea semnalului analogic de intrare. Astfel, funcția de transfer a unui CAN cu intrare de tensiune, u_i este

$$D = \frac{K}{U_r} \cdot u_i, \quad (4.1)$$

unde D este valoarea numerică a semnalului de ieșire, U_r este tensiune de referință, iar K este o constantă adimensională. Pentru $K = 1$, funcția de transfer a unui CAN liniar și unipolar este dată prin relația

$$D_{CF} = \sum_{k=1}^N b_k \cdot 2^{-k} = \frac{1}{U_r} \cdot u_i, \quad (4.2)$$

unde N este numărul de variabile binare care compun secvența de ieșire (numărul de biți ai convertorului analog numeric), b_1 este bitul de semnificație maximă (*MSB*) și b_N este bitul de semnificație minimă (*LSB*).

În relația (4.2), tensiunea de referință U_r reprezintă, de asemenea, intervalul de variație a semnalului de intrare (*FSR*, Full-Scale Range), cu valoare tipică de 10 V. Se definește mărimea *LSB* ca variația minimă a valorii tensiunii de intrare u_i care produce două tranziții succesive ale secvenței de ieșire b_k , $k = 1, 2, \dots, N$. Rezultă

$$1LSB = \frac{FSR}{2^N}. \quad (4.3)$$

CAN reprezintă intervalul între momentul declanșării unui proces de conversie și momentul stabilizării secvenței de ieșire continuând rezultatul conversiei. Timpul de apertură este egal cu timpul de conversie în cazul unui CAN cu aproximații succesive și este mai mic decât timpul de conversie în cazul unui CAN cu integrare.

O altă caracteristică a unui CAN este impedanța de intrare.

4.3. PRINCIPII DE CONSTRUCȚIE A CAN

Realizarea unei conversii analog numerice constă în compararea semnalului analogic de intrare U_i cu o mărime de referință U_r . Această comparație se poate efectua în mod direct prin utilizarea unor circuite comparatoare. Se obțin CAN numite cu comparație și care pot fi de tipurile: paralel, serie-paralel și serie (cu aproximații succesive). Compararea între semnalul de intrare și semnalul de referință se poate efectua indirect, prin compararea efectelor obținute prin integrarea celor două semnale. Se obțin CAN numite cu integrare.

4.3.1. CAN CU COMPARARE DE TIP PARALEL

Se precizează că un circuit comparator este un CAN paralel de un bit. În acest sens, la cele două intrări ale comparatorului se aplică tensiunea de intrare și respectiv tensiunea de referință (divizată). Ieșirea comparatorului reprezintă bitul b_1 corespunzător semnalului numeric de ieșire.

Pentru realizarea unui CAN paralel de N biți, este necesară utilizarea unui număr de 2^{N-1} comparatoare care să detecteze poziția semnalului de intrare U_i față de valorile la care apar tranziții în secvența de ieșire, figura 4.1 și figura 4.2. Pentru un CAN unipolar, aceste valori sunt

$$U_{ci} = \left(i - \frac{1}{2}\right) LSB, \quad i = 1, 2, \dots, 2^N - 1. \quad (4.6)$$

Având în vedere funcția de transfer (4.2) a CAN și relația (4.3) se obține

$$FSR = U_r \quad (4.7)$$

și

$$1 LSB = \frac{FSR}{2^N} = \frac{U_r}{2^N}. \quad (4.8)$$

Din relațiile (4.6) și (4.8) rezultă valorile tensiunilor care se conectează la câte una din intrările celor $2^N - 1$ comparatoare din structura CAN paralel unipolar

$$U_{ci} = \left(i - \frac{1}{2}\right) \cdot \frac{U_r}{2^N}, \quad i = 1, 2, \dots, 2^N - 1. \quad (4.9)$$

Aceste tensiuni pot fi obținute prin divizarea tensiunii de referință, conform structurii

de CAN paralel din figura 4.3. La celelalte intrări ale comparatoarelor se conectează tensiunea de intrare U_i . Ieșirile comparatoarelor se aplică la intrarea unui decodificator pentru a obține cei N biți corespunzători secvenței de la ieșirea CAN.

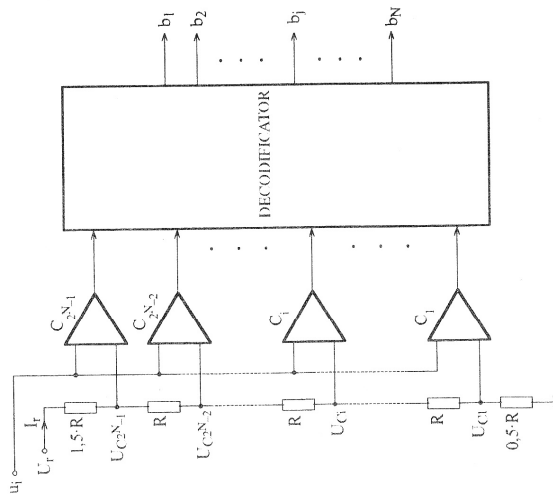


Fig. 4.3. Structura de principiu a unui CAN cu comparație de tip paralel.

Convertoarele analog numerice cu comparație de tip paralel se caracterizează prin valori foarte reduse ale timpilor de conversie (zeci de ns), ca urmare a structurii de principiu de tip combinatorial a unui astfel de convertor, dar necesită un număr mare de componente electronice (de exemplu: 255 de comparatoare pentru un CAN de 8 biți).

4.3.2. CAN CU COMPARARE DE TIP SERIE-PARALEL

În cele ce urmează se prezintă deducerea matematică a principiului de funcționare a unui CAN serie-paralel. Astfel, se consideră funcția de transfer a unui CAN dată prin relația (4.2) și scrisă sub forma

Se definește mărimea LSB (cuanta CAN) ca variația minimă a valorii tensiunii de intrare u_i care produce două tranziții succesive ale secvenței de ieșire b_k , $k = 1, 2, \dots, N$. Relația de calcul este:

$$1LSB = FSR / 2^N. \quad (4.3)$$

4.3 CAN. Principii de construcție

Tensiunile de comparare corespunzătoare unui CAN unipolar sunt:

$$U_{\alpha} = (i - 0,5)LSB, \quad i = 1, 2, \dots, 2^N - 1. \quad (4.5)$$

În funcție de numărul de comparatoare care au ieșirea pe 1 logic se stabilește valoarea secvenței de ieșire.

În cazul CAN unipolar $FSR = U_r$ și astfel relația (4.3) se poate rescrie sub forma:

$$1LSB = \frac{FSR}{2^N} = \frac{U_r}{2^N} \quad (4.6)$$

4.3 CAN. Principii de construcție

Prin urmare, tensiunile de comparare utilizate în procesul de conversie vor avea valorile:

$$U_{Ci} = (i - 0,5) \frac{U_r}{2^N}, i = 1, 2, \dots, 2^N - 1. \quad (4.7)$$

Un exemplu de obținere a acestor tensiuni și utilizarea lor pentru efectuarea unor conversii analog numerice este prezentat în figura 4.3.

4.3 CAN. Principii de construcție

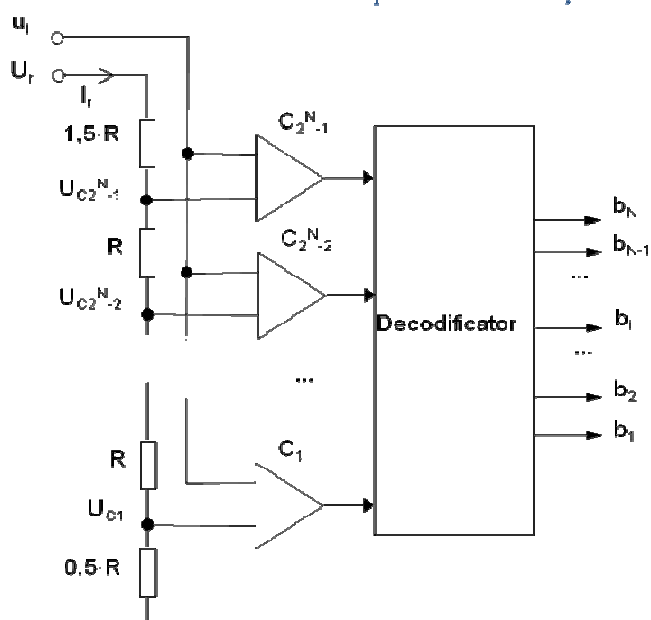


Fig. 4.3. Structura de principiu a unui CAN cu comparare de tip paralel.

7. Convertor analog numeric cu aproximații succesive – structura de principiu, prezentare principiu de conversie.

[1] pag. 51, 52, 53; [2] Cap4_CAN slide 37, 41; [3] L5 pag. 1 și 2.

conversii din tensiunea de intrare u_i , pentru obținerea erorii de cuantizare corespunzătoare primului proces de conversie analog numerică; înmulțirea erorii de cuantizare cu $2^{N/2}$ și conversia analog numerică cu $N/2$ biți a tensiunii rezultate din înmulțire, pentru obținerea celor $N/2$ biți ($b_{N/2+1}, b_{N/2+2}, \dots, b_N$) mai puțin semnificativi, corespunzători conversiei cu N biți.

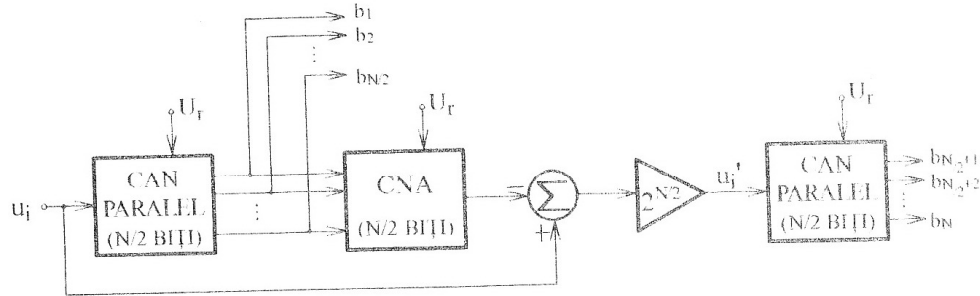


Fig. 4.4. Structura de principiu a unui CAN cu comparare de tip serie-paralel.

Din structura de principiu a CAN serie-paralel rezultă că acesta prezintă un timp de conversie mai mare decât CAN paralel, dar necesită un număr mai mic de componente electronice (de exemplu 30 de comparatoare pentru un CAN serie-paralel cu 8 biți, față de 255 de comparatoare în cazul unui CAN paralel de 8 biți).

4.3.3. CAN CU APROXIMAȚII SUCCESIVE

Principiul de funcționare a unui CAN cu aproximații succesive (serie) rezultă din funcția de transfer (4.10), care poate fi scrisă conform relației

$$\left(\dots \left(\dots \left(u_i - U_r \cdot b_1 \cdot 2^{-1} \right) - U_r \cdot b_2 \cdot 2^{-2} \right) \dots - U_r \cdot b_k \cdot 2^{-k} \right) \dots - U_r \cdot b_N \cdot 2^{-N} \right) = 0. \quad (4.17)$$

În relația (4.17) fiecare termen dintre două paranteze corespunzătoare reprezintă eroarea de cuantizare la conversia analog numerică cu 1 bit a tensiunilor

$$u_{i,1} = u_i, \quad (4.18)$$

și

$$u_{i,k} = u_{i,k-1} - U_r \cdot b_{k-1} \cdot 2^{-(k-1)}, \quad k = 2, \dots, N. \quad (4.19)$$

Deoarece o conversie analog numerică cu 1 bit se face cu un comparator, rezultă posibilitatea realizării unui convertor analog numeric de N biți prin utilizarea a N comparatoare sau prin utilizarea succesivă a unui singur comparator pentru obținerea celor N biți. Această ultimă soluție constructivă stă la baza realizării convertorului cu aproximații succesive, figura 4.5.

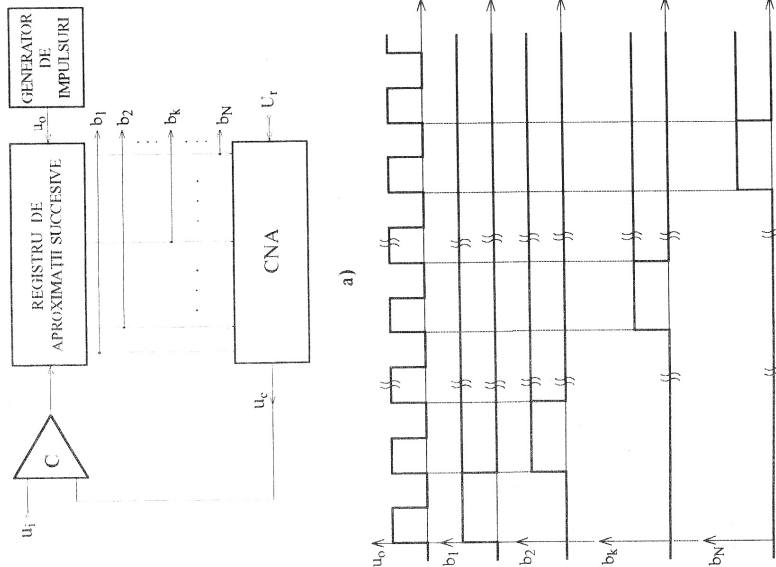


Fig. 4.5. CAN cu aproximatii succesive: a - structura de principiu;
b - functionarea pe baza de diagrame de timp.

Bitii b_k , $k = 1, 2, \dots, N$ ai rezultatului unei conversii analog numerice se obțin în ordine succesivă, începând cu bitul b_1 de semnificație maximă. Fiecare bit b_k se obține într-o perioadă a semnalului u_0 , figura 4.5, ca urmare a unei comparații și este memorat în registrul de aproximatii succesive. Acest registru comandă intrările b_k , $k = 1, 2, \dots, N$ ale CNA pentru obținerea succesivă a tensiunilor de comparație

$$u_{ck} = U_r \cdot \sum_{j=1}^{k-1} b_j \cdot 2^{-j} + 2^{-k}, \quad k = 1, 2, \dots, N. \quad (4.20)$$

Astfel, tensiunea de comparație u_{ck} , utilizată pentru stabilirea bitului k al rezultatului conversiei analog numerice, se formează pe baza bitilor b_j , $j = 1, 2, \dots, k-1$ stabiliți anterior. Timpul de conversie al unui CAN cu aproximatii succesive este $N \cdot T_0$, unde T_0 este perioada tensiunii u_0 dată de generatorul de impulsuri. Acest timp de conversie este mai mare decât în cazul CAN paralel sau serie-paralel și are valori de ordinul a 10 μ s pentru $N = 12$ biți. Principiul de conversie cu aproximatii succesive este utilizat în mod deosebit la realizarea convertorilor analog numerice, având în vedere structura relativ simplă și valorile reduse ale timpilor de conversie în comparație cu CAN cu integrare.

4.3.4. CAN CU INTEGRARE ÎN DOUĂ PANTE

Conversia analog numerică prin integrare în două pante se bazează pe integrarea tensiunii de intrare u_i un interval de timp constant t_r , urmată de integrarea tensiunii de referință U_r de polaritate opusă tensiunii u_i un interval de timp t_x necesar anulării efectului de integrare a tensiunii de intrare u_i .

Din diagrama de timp, figura 4.6.a, se constată că integrarea tensiunii de referință durează până când tensiunea u_I de la ieșirea integratorului ajunge la valoarea din momentul începutului integrării tensiunii de intrare u_i . Din principiul conservării sarcinii electrice rezultă succesiv:

$$\frac{U_r}{R} \cdot t_r = \frac{U_i}{R} \cdot t_x, \quad (4.21)$$

$$t_x = \frac{t_r}{U_i} \cdot U_i. \quad (4.22)$$

Relatia (4.22) indică obținerea unei conversii tensiune-timp, pe baza unei funcții de transfer liniare. Conversia analog numerică se realizează prin numărare de impulsuri cu frecvență fixă f_0 în intervalul de timp t_x . Rezultă

$$t_x = \frac{D}{f_0}, \quad (4.23)$$

unde D este valoarea numerică a rezultatului conversiei analog numerice, egală cu numărul de impulsuri contorizate în intervalul t_x . Din relațiile (4.22) și (4.23) se obține

$$D = \frac{t_r \cdot f_0}{U_i} \cdot U_i. \quad (4.24)$$

4.3 CAN. Principii de construcție

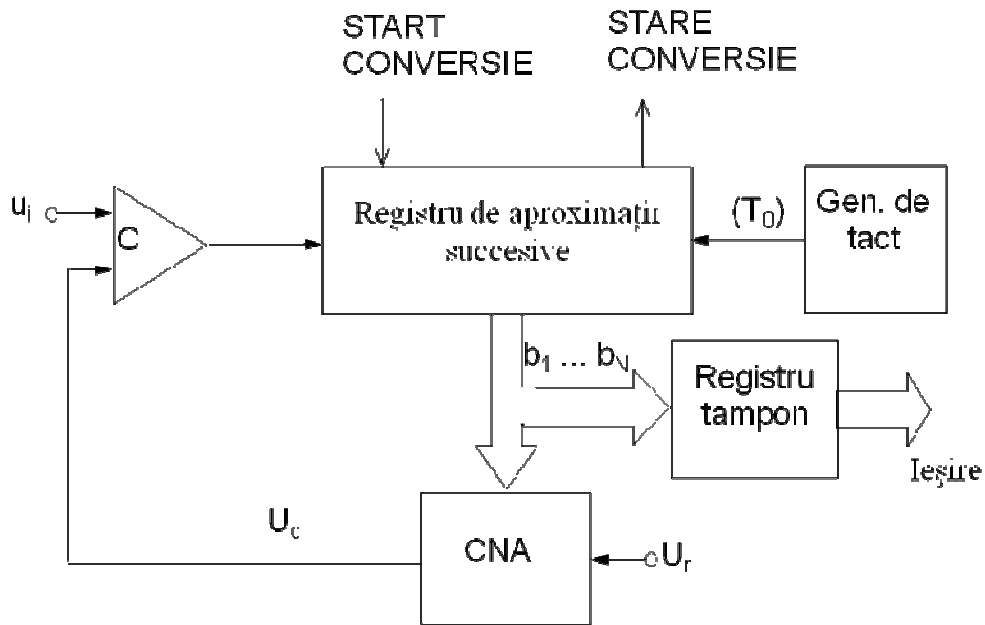


Fig. 4.6. Structura de principiu a unui CAN cu aproximații succesive.

Sisteme de achiziție de date

37

4.3 CAN. Principii de construcție

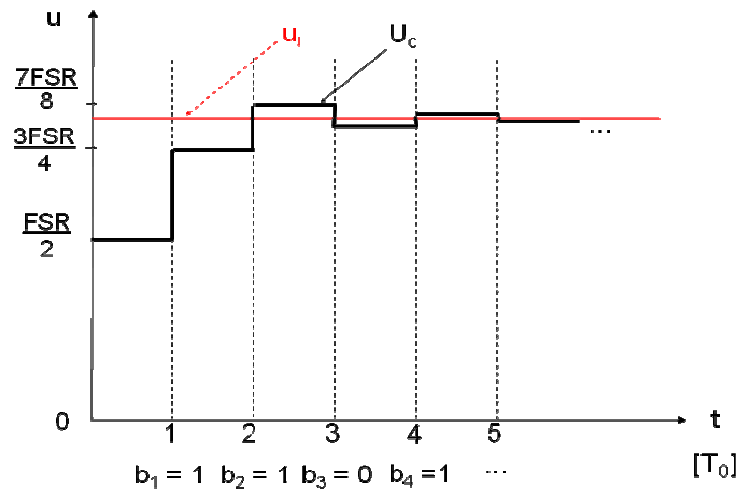


Fig. 4.7. Reprezentarea grafică a variației în timp a tensiunilor U_i și U_c la un CAN cu aproximații succesive.

Sisteme de achiziție de date

41

Convertoare analog numerice cu comparare

Scopul lucrării

În lucrare se prezintă trei principii de implementare a convertoarelor analog numerice (CAN) cu ajutorul convertoarelor numeric analogice (CNA): cu aproximații succesive, cu tensiune de comparație crescătoare în trepte egale și cu urmărire.

1. CAN realizate cu CNA

Schema de principiu de realizare a unui CAN cu ajutorul unui CNA este prezentată în figura următoare:

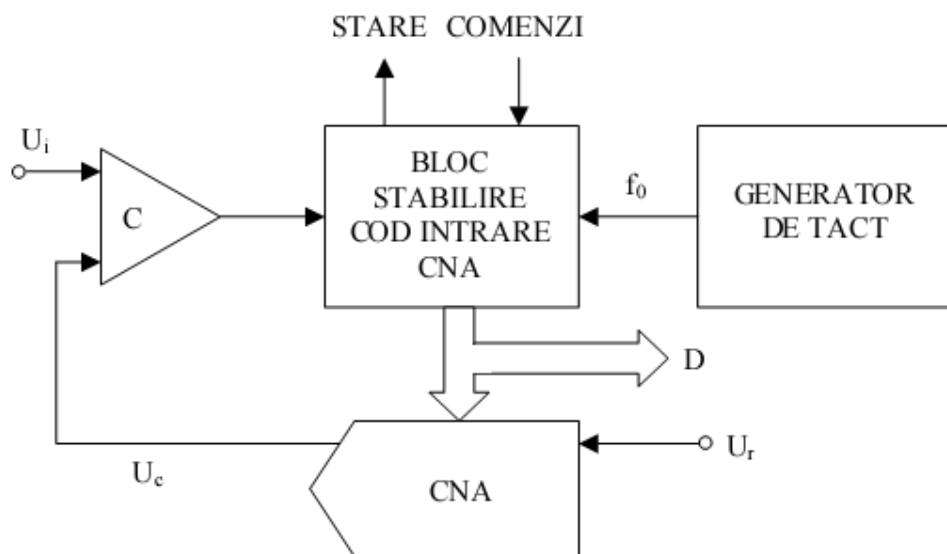


Fig. 1. Schema bloc a unui CAN realizat cu CNA

Tensiunea U_i se aplică la una din intrările comparatorului C. La cealaltă intrare se conectează tensiunea U_c de la ieșirea CNA:

$$U_c = k U_r (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_N 2^{-N}) = qD. \quad (1)$$

$b_1 \dots b_N$ – valorile logice ale celor N biți de la intrarea CNA

U_r – tensiunea de referință a CNA

D – valoarea numerică de la intrarea CNA

q – cuanta CNA.

Pe baza rezultatului comparării tensiunilor U_i și U_c obținut la ieșirea comparatorului C , blocul de stabilire a codului de intrare pentru CNA determină, prin testări repetate, valorile logice ale biților $b_1...b_N$ pentru a se obține o relație de tipul:

$$U \approx U_c, U \geq U_c.$$

În funcție de procedura de determinare a codului de la intrarea CNA, există mai multe tipuri de CAN:

- CAN cu aproximații succesive
- CAN cu tensiune de comparație în trepte egale
- CAN cu urmărire.

a) CAN cu aproximații succesive

Prin această tehnică, se realizează aproximarea tensiunii de intrare printr-o sumă de tensiuni egale cu $FSR/2, FSR/4, FSR/8, \dots, FSR/(2^N)$, unde N este numărul de biți pe care se realizează conversia analog numerică. Tensiunile de forma $FSR/(2^k)$ reprezintă ponderile fiecărui bit de la intrarea convertorului numeric analogic în tensiunea analogică de la ieșire.

O conversie analog numerică începe prin aducerea la intrarea CNA a unui cuvânt binar la care bitul cel mai semnificativ este 1 iar ceilalți biți sunt 0. Tensiunea U_c de la ieșirea CNA va fi $FSR/2$. Dacă această valoare a lui U_c este mai mare decât U_i , bitul cel mai semnificativ este adus la 0. Dacă U_c este mai mic decât U_i bitul cel mai semnificativ rămâne 1.

Pentru stabilirea biților următori se repetă operația descrisă pentru bitul cel mai semnificativ. Biții care au fost stabiliți rămân la valorile stabilite până la terminarea conversiei analog numerice. Ponderea adusă de ultimul bit pus pe 1 se adaugă tensiunii U_c existente.

Avantajul utilizării acestui tip de CAN este viteza ridicată de conversie. Dezavantajul este complexitatea blocului de stabilire a codului de intrare pentru CNA.

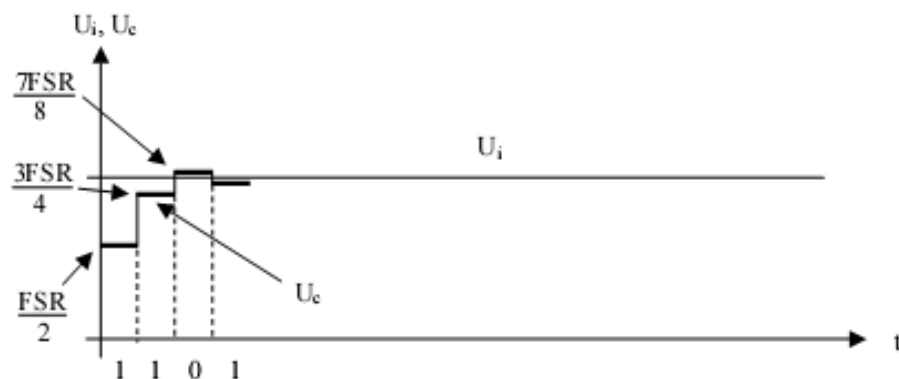


Fig. 2. Reprezentarea grafică a tensiunilor U_i și U_c

b) CAN cu tensiune de comparație crescătoare în trepte egale

Acest tip de CAN realizează stabilirea codului de intrare pentru CNA prin incrementarea valorii transmise CNA. Atunci când U_c depășește U_i , se reține ultima valoare pentru care $U_c < U_i$, ca fiind rezultatul conversiei analog numerice.

Avantajul utilizării acestui CAN constă în simplitatea blocului de stabilire a codului de intrare pentru CNA.

8. Etalonarea convertorului analog numeric - etalonarea decalajului și câștigului pentru un convertor bipolar pe N biți, rezultat sub formă de cod binar deplasat; tensiuni aduse la intrarea CAN, rezultate obținute la ieșirea CAN.

Diagramele de timp, figura 4.21.b, corespund desfășurării ciclurilor de declanșare a conversiilor analog numerice fără stări de așteptare. În acest caz, transferul către SPN a rezultatului unei conversii analog numerice începe cu ciclul de transfer al bitilor $b_1, \dots, b_4$ după care urmează ciclul de transfer al bitilor $b_5, \dots, b_{12}$ în care se realizează și declanșarea unui nou proces de conversie analog numerică.

Conectarea tensiunii de intrare u_i la intrarea V_{IN} a convertorului analog numeric ADC912 se realizează prin circuite cu amplificatoare operationale care permit ajustarea decalajului și stabilității în scopul etalonării convertorului, figura 4.22.

În configurație de CAN unipolar, figura 4.22.a, ajustarea decalajului se realizează cu potențiometrul P_1 , iar ajustarea câștigului cu potențiometrul P_2 . Având în vedere notațiile din figura 4.22.a. și considerând un decalaj nul, se obține

$$u_0 = \left(1 + \frac{R'}{R''}\right) \cdot u_i. \quad (4.79)$$

Deoarece la sfârșitul procesului de conversie analog numerică tensiunea de la intrarea comparatorului C este foarte mică ($< 1/2 I_{SB}$), rezultă

$$\frac{u_0}{R_1 + R} = \frac{u_{IN}}{R}. \quad (4.80)$$

Din relațiile (4.79) și (4.80), se obține

$$u_{IN} = \frac{1 + \frac{R'}{R''}}{1 + \frac{R_1}{R}} \cdot u_i. \quad (4.81)$$

Din relația (4.81) rezultă posibilitatea ajustării câștigului în jurul valorii unitare corespunzătoare situației de calibrare.

În configurație de CAN bipolar, figura 4.22.b, ajustarea decalajului se realizează cu potențiometrul P_2 , iar ajustarea câștigului cu potențiometrul P_1 . Având în vedere notațiile din figura 4.22.b, se obține

$$u'_i = \frac{u_{IN} - U_r}{R' + R''} \cdot R'' + U_r. \quad (4.82)$$

Din relația (4.82) rezultă

$$u_{IN} = \left(1 + \frac{R'}{R''}\right) \cdot u'_i - \frac{R'}{R''} \cdot U_r. \quad (4.83)$$

condensatorului C_1 să fie foarte lentă. Din acest motiv se utilizează amplificatoare operaționale ce au în circuitul de intrare tranzistoare cu efect de câmp.

Cele două amplificatoare operaționale sunt incluse într-o buclă de reacție globală prin intermediul rezistenței R_{3E} ($R_{3E} = R_{1E}$). Astfel se elimină erorile de decalaj corespunzătoare amplificatorului AO_2 . Deoarece erorile de decalaj ale CEM sunt date în acest caz doar de AO_1 , acesta trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj.

Diafonia CEM cu structura din figura 5 este redusă prin utilizarea celor trei chei. Astfel, influența variației tensiunii de la intrare u_i asupra tensiunii de ieșire u_e , pentru CEM în stare de memorare, va fi neglijabilă.

Pentru reducerea influenței curenților de polarizare a intrărilor amplificatorului operațional AO_2 în viteza de alterare a tensiunii de la ieșirea CEM, în bucla de reacție negativă a amplificatorului AO_2 este conectat un condensator C_2 cu aceleași caracteristici ca și condensatorul de memorare C_1 . În acest caz, curenții de pierderi prin dielectric pentru cele două condensatoare sunt egali și descărcarea condensatoarelor datorită acestor curenți este identică. Dacă și curenții de polarizare a intrărilor AO_2 sunt egali, variația tensiunii u_e de la ieșirea CEM în stare de memorare va fi neglijabilă (mai intervin curenții de scurgere prin cheile K_b și K_c).

Amplificatorul operațional AO_3 este utilizat pentru a face o translatăre de nivel astfel încât pentru $-u_{imax}$ să se obțină la intrarea CAN $u_{IN} = 0$ V iar pentru $+u_{imax}$ să se obțină $u_{IN} = +u_{imax}$. Pentru aceasta, pe lângă sursele de alimentare este nevoie și de o sursă de tensiune de referință U_r cu valoare negativă. Circuitul de decalaj va conține două potențiometre pentru reglajul (P_2) decalajului și a câștigului (P_1). Pentru reglajul decalajului se aduce la intrarea ansamblului tensiunea de $0,5LSB$ iar la ieșire trebuie să obținem secvențe numerice ce prezintă o instabilitate între valorile 1000 0000 și 1000 0001. Pentru reglajul câștigului se aduce la intrarea ansamblului tensiunea de $FSR - 1,5LSB$ iar la ieșire trebuie să obținem secvențe numerice ce prezintă o instabilitate între valorile 1111 1110 și 1111 1111.

5. Afîșoare cu cristale lichide

Cristalele lichide sunt materiale care combină proprietățile lichidelor și ale cristalelor. Ele au molecule mobile, ca moleculele din lichide și sunt grupate într-o structură ordonată, caracteristică cristalelor. Totodată cristalele lichide polarizează lumina în mod diferit în prezența,

9. Circuit de eşantionare și memorare – structura de principiu a unui CEM cu buclă de reacție globală (un comutator), rolul reacției globale, caracteristici ale AO de intrare și de ieșire.

[1] pag. 81, 82 (fig. 5.5), 83; [2] Cap5_CEM slide 43, 44, 47 la 49; [3] L7 pag. 5, 6.

Semnalele de control ale CAN, figura 5.3.a, sunt: START conversie, care permite declanșarea proceselor de conversie analog-numerică prin fronturile de ridicare corespunzătoare acestui semnal și STARE conversie, care indică prin nivelul logic 1 efectuarea de către CAN a unei conversii și deci prin frontul de coborâre indică sfârșitul conversiei analog numerice.

În scopul achiziției unui eşantion (realizării unei conversii analog numerice), circuitul de eşantionare și memorare este comandat în stare de memorare la momentul t_1 , figura 5.3.b. Declanșarea conversiei analog-numerică se realizează la momentul t_2 , după stabilizarea ieșirii CEM, adică

$$t_2 - t_1 \geq t_{ap} + t_s . \quad (5.8)$$

Momentul t_3 reprezintă sfârșitul conversiei analog numerice și este precizat de comutarea la nivel logic 0 a semnalului STARE conversie. Rezultă

$$t_3 - t_2 = T_c , \quad (5.9)$$

unde T_c este timpul de conversie al CAN. La momentul t_3 , CAN încarcă liniile de ieșire $b_1, b_2, \dots, b_N$ cu rezultatul conversiei și se comandă circuitul de eşantionare și memorare în stare de eşantionare. Această stare este menținută până la momentul t_4 , astfel încât

$$t_4 - t_3 \geq t_{ac} , \quad (5.10)$$

unde t_{ac} este timpul de achiziție al CEM.

Perioada de achiziție minimă caracteristică ansamblului CEM-CAN, T_{acmin} , reprezintă intervalul de timp minim între momentele de prelevare a două eşantioane consecutive. Din relațiile (5.8), (5.9) și (5.10) rezultă

$$T_{acmin} = (t_4 - t_1)_{min} = t_{ap} + t_s + T_c + t_{ac} . \quad (5.11)$$

5.4. PRINCIPII DE CONSTRUCȚIE A CEM

Pentru construcția circuitelor de eşantionare și memorare se utilizează amplificatoare operaționale, condensatoare, ca elemente de memorare și comutatoare prin care se realizează comanda în stările de eşantionare și, respectiv, memorare, figura 5.4.

Amplificatorul operațional de intrare AO₁, figura 5.4, asigură o impedanță mare de intrare a CEM și impedanță mică pentru încărcarea condensatorului C în starea de eşantionare, ceea ce conduce la un timp de achiziție redus. Amplificatorul operațional de ieșire AO₂ este cu tranzistoare cu efect de câmp în circuitul de intrare, ceea ce conduce la descărcarea lentă a condensatorului C în starea de memorare și deci la o viteză de alterare redusă. Valoarea capacității condensatorului de memorare C se alege în funcție de caracteristicile aplicației în care se utilizează circuitul de eşantionare și memorare. Astfel, creșterea valorii capacității condensatorului de memorare conduce la creșterea timpului de achiziție al CEM și la scăderea vitezei de alterare a tensiunii de ieșire în starea de memorare.

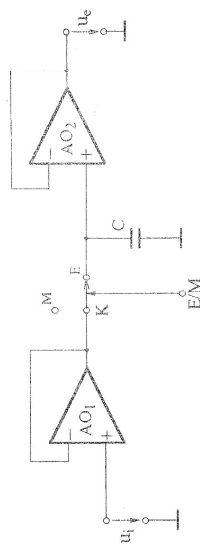


Fig. 5.4. Structura de principiu a unui circuit de esanționare și memorare.

Reducerea erorilor de decalaj ale CEM se poate obține prin includerea celor două amplificatoare operaționale AO₁ și AO₂ într-o buclă de reacție globală, figura 5.5.

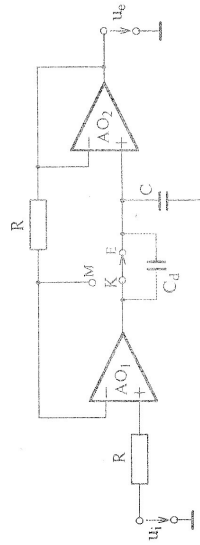


Fig. 5.5. Structura de principiu a unui circuit de esanționare și memorare cu buclă de reacție globală.

Efectul principal al utilizării reacției globale constă în eliminarea erorilor de decalaj corespunzătoare amplificatorului operațional de ieșire AO₂. Rezultă că, în cazul structurii de principiu din figura 5.5, erorile de decalaj ale CEM sunt date de amplificatorul operațional de intrare AO₁, care trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj. Se precizează că în starea de memorare cele două amplificatoare operaționale lucrează separat în configurații de repetoare.

Îmbunătățirea performanțelor circuitului de esanționare și memorare se obține prin dezvoltarea structurii de principiu din figura 5.5 conform structurii din figura 5.6. Utilizarea comutatoarelor K_a și K_b, figura 5.6, conduce la reducerea pronunțată a diafoniei în starea de memorare a CEM. În cazul structurii din figura 5.5, diafonia rezultă ca urmare a transmiterii tensiunii de la ieșirea amplificatorului operațional de intrare AO₁ prin capacitatea parazită C_d a comutatorului K în poziția corespunzătoare stării de memorare. Diafonia este cu atât mai pronunțată cu cât raportul C_d/C este mai mare. În cazul structurii de principiu din figura 5.6, tensiunea de la ieșirea amplificatorului AO₁ este redusă cu divizorul format din capacitățile parazite C_d

(K_a) și C_p. Diafonia se reduce substanțial datorită în cazul practice C_d << C_p. Același efect de reducere a diafoniei îl are aducerea potențialului de la ieșirea CEM, în starea de memorare, în punctul comun al comutatoarelor K_a și K_b.

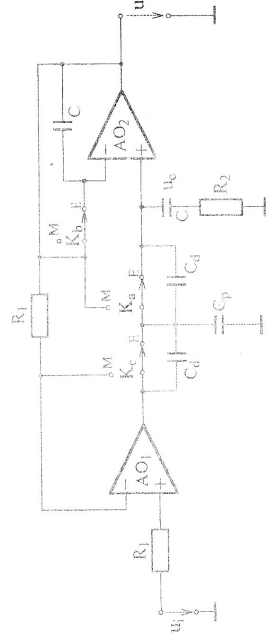


Fig. 5.6. Structura de principiu a unui circuit de esanționare și memorare cu trei comutatoare.

În cazul structurii de principiu din figura 5.5, injecția de sarcină din circuitul de comandă al comutatorului K, la comutarea CEM în starea de memorare, conduce la un salt de tensiune la bornele condensatorului de memorare C, care se transmite la ieșirea circuitului. Acest fenomen este compensat, în cazul structurii din figura 5.6, deoarece injecția de sarcină care apare la comanda comutatorilor K_a și K_b în starea corespunzătoare memorării produce, din motive de simetrie, același salt de tensiune la bornele condensatorului de memorare cât și la bornele condensatorului C cuplat în buclă de reacție negativă a amplificatorului operațional de ieșire AO₂. Rezultă că la ieșirea circuitului de esanționare și memorare nu apare salt de tensiune.

Prezența, pe durata memorării, a condensatorului C în buclă de reacție negativă a amplificatorului AO₂ conduce la reducerea vitezei de alterare a tensiunii de la ieșirea CEM deoarece acesta se descarcă simultan cu descărcarea condensatorului de memorare. Reducerea vitezei de alterare este funcție de simetria caracteristicilor componentelor din structura circuitului de esanționare și memorare: curenții de polarizare de la intrările amplificatorului AO₂, curenții de pierdere corespunzător celor două condensatoare C și curenții de scurgere ai comutatoarelor K_a și K_b în stare blocată.

Rezistența R₂, conectată în serie cu condensatorul de memorare C, are rolul de a reduce timpul de stabilizare al CEM la comutarea în starea de esanționare. Rezultă reducerea corespunzătoare a timpului de achiziție al circuitului de esanționare și memorare. În plus, rezistența R₂ realizează defazarea în urma a tensiunii u_c de la bornele condensatorului de memorare C față de tensiunea u_i de la intrarea circuitului. Acest defazăj este funcție linară de frecvență, ceea ce indică o întârziere a tensiunii u_c față de u_i, fără distorsionarea semnalului. Deoarece tensiunea u_c apare la ieșirea CEM în starea de memorare, rezultă că această întârziere are efect contrar față de întârzierea la comutare a circuitului după comanda de memorare. Astfel, prin alegerea corespunzătoare a rezistenței R₂, cele două întârzieri se pot compensa, ceea ce conduce la realizarea unui circuit de esanționare și memorare cu timp de apertură nul.

Pentru exemplificare, se prezintă schema electronică a unui circuit de esanționare și memorare, figura 5.7, care respectă structura de principiu din figura 5.6.

5.4 CEM. Principii de construcție

Amplificatorul operațional AO_1 din circuitul de intrare al CEM trebuie să asigure o impedanță mare de intrare pentru a nu se perturba circuitul din care se prelevează tensiunea u_i . De asemenea, trebuie să aibe o impedanță mică de ieșire pentru a putea încărca sau descărca rapid condensatorul C astfel încât timpul de achiziție să fie cât mai mic. Constanta de timp t_c de încărcare a condensatorului este

$$t_c = (r_0 + r_k)C \quad (5.19)$$

unde cu r_0 s-a notat rezistența de ieșire a AO_1 și cu r_k s-a notat rezistența în conducție a comutatorului K .

43

Amplificatorul operațional AO_2 de la ieșirea CEM trebuie să fie ales astfel încât curenții de polarizare a intrărilor să fie foarte mici pentru ca în starea de memorare descărcarea condensatorului C să fie foarte lentă. Din acest motiv se utilizează amplificatoare operaționale ce au în circuitul de intrare tranzistoare cu efect de câmp.

Structura din figura 5.6 prezintă erori datorate tensiunilor de decalaj (offset) a amplificatoarelor operaționale. De asemenea, datorită capacității parazite C_d a comutatorului K în starea de memorare apare efectul de diafonie. Diafonia este cu atât mai pronunțată cu cât condensatorul de memorare C are o valoare mai mică.

Reducerea erorilor de decalaj ale CEM se poate obține prin includerea amplificatoarelor operaționale (AO_1 și AO_2) într-o buclă de reacție globală.

5.4 CEM. Principii de construcție

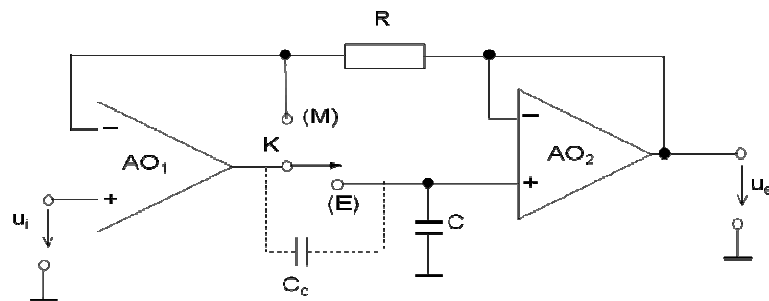


Fig. 5.7. Structura de principiu a unui CEM cu buclă de reacție globală.

48

Reacția globală asigură eliminarea erorilor de decalaj corespunzătoare amplificatorului operațional de la ieșire AO_2 . În cazul structurii de principiu din figura 5.7 erorile de decalaj ale CEM sunt date de AO_1 , care trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj.

În starea de memorare cele 2 amplificatoare operaționale lucrează separat în configurații de repetoare.

În figura 5.8 se prezintă structura de principiu a unui circuit de eșantionare și memorare cu performanțe mult îmbunătățite.

Sistemul de prelucrare numerică este un microcontroler 8051. Circuitul de eșantionare și memorare este realizat cu componente discrete – amplificatoare operaționale, condensatoare, rezistențe, chei analogice.

4. Schema electronică a ansamblului CEM-CAN

Schema electronică a ansamblului CEM-CAN utilizat în lucrare este prezentată în figura 5.

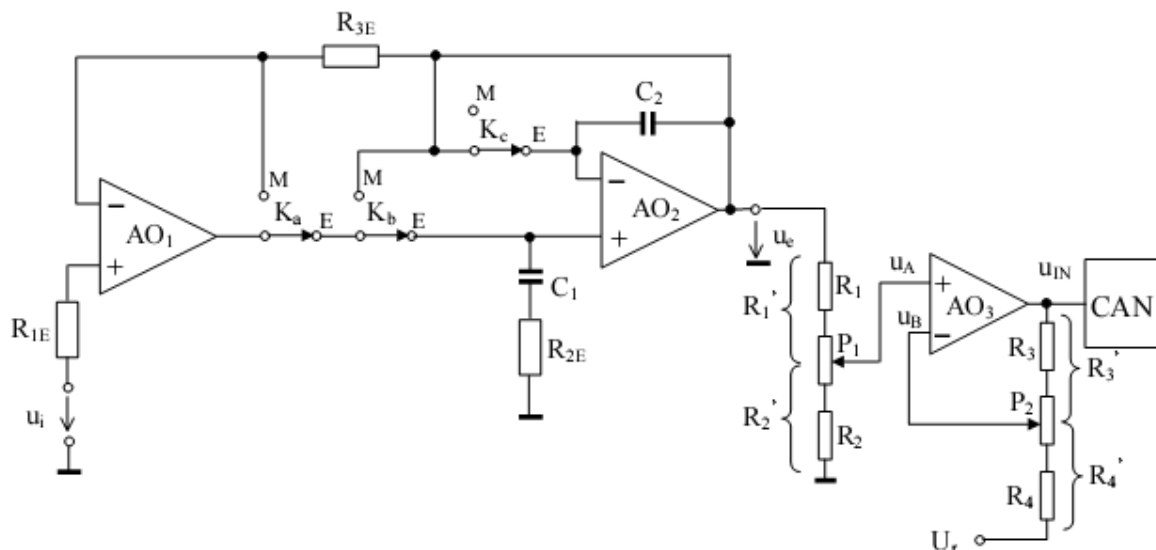


Fig. 5. Schema electronică a ansamblului CEM-CAN.

Circuitul de eșantionare și memorare este format din amplificatoarele operaționale AO₁ și AO₂, cheile K_a, K_b și K_c, rezistențele R_{1E}, R_{2E} și R_{3E}, condensatoarele C₁ și C₂. Condensatorul C₁ este condensatorul de memorare. Condensatorul C₂ trebuie ales identic cu C₁.

Amplificatorul operațional AO₁ din circuitul de intrare al CEM trebuie să asigure o impedanță mare de intrare pentru a nu se perturba circuitul din care se prelevează tensiunea u_i. De asemenea, trebuie să aibe o impedanță mică de ieșire pentru a putea încărca sau descărca rapid condensatorul C₁ astfel încât timpul de achiziție să fie cât mai mic.

Amplificatorul operațional AO₂ de la ieșirea CEM trebuie să fie ales astfel încât curenții de polarizare a intrărilor să fie foarte mici pentru ca în starea de memorare descărcarea

condensatorului C_1 să fie foarte lentă. Din acest motiv se utilizează amplificatoare operaționale ce au în circuitul de intrare tranzistoare cu efect de câmp.

Cele două amplificatoare operaționale sunt incluse într-o buclă de reacție globală prin intermediul rezistenței R_{3E} ($R_{3E} = R_{1E}$). Astfel se elimină erorile de decalaj corespunzătoare amplificatorului AO_2 . Deoarece erorile de decalaj ale CEM sunt date în acest caz doar de AO_1 , acesta trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj.

Diafonia CEM cu structura din figura 5 este redusă prin utilizarea celor trei chei. Astfel, influența variației tensiunii de la intrare u_i asupra tensiunii de ieșire u_e , pentru CEM în stare de memorare, va fi neglijabilă.

Pentru reducerea influenței curenților de polarizare a intrărilor amplificatorului operațional AO_2 în viteza de alterare a tensiunii de la ieșirea CEM, în bucla de reacție negativă a amplificatorului AO_2 este conectat un condensator C_2 cu aceleași caracteristici ca și condensatorul de memorare C_1 . În acest caz, curenții de pierderi prin dielectric pentru cele două condensatoare sunt egali și descărcarea condensatoarelor datorită acestor curenți este identică. Dacă și curenții de polarizare a intrărilor AO_2 sunt egali, variația tensiunii u_e de la ieșirea CEM în stare de memorare va fi neglijabilă (mai intervin curenții de scurgere prin cheile K_b și K_c).

Amplificatorul operațional AO_3 este utilizat pentru a face o translatăre de nivel astfel încât pentru $-u_{imax}$ să se obțină la intrarea CAN $u_{IN} = 0$ V iar pentru $+u_{imax}$ să se obțină $u_{IN} = +u_{imax}$. Pentru aceasta, pe lângă sursele de alimentare este nevoie și de o sursă de tensiune de referință U_r cu valoare negativă. Circuitul de decalaj va conține două potențiometre pentru reglajul (P_2) decalajului și a câștigului (P_1). Pentru reglajul decalajului se aduce la intrarea ansamblului tensiunea de $0,5LSB$ iar la ieșire trebuie să obținem secvențe numerice ce prezintă o instabilitate între valorile 1000 0000 și 1000 0001. Pentru reglajul câștigului se aduce la intrarea ansamblului tensiunea de $FSR - 1,5LSB$ iar la ieșire trebuie să obținem secvențe numerice ce prezintă o instabilitate între valorile 1111 1110 și 1111 1111.

5. Afișoare cu cristale lichide

Cristalele lichide sunt materiale care combină proprietățile lichidelor și ale cristalelor. Ele au molecule mobile, ca moleculele din lichide și sunt grupate într-o structură ordonată, caracteristică cristalelor. Totodată cristalele lichide polarizează lumina în mod diferit în prezența,

10. Sistem de achiziție de date cu multiplexarea ieșirilor convertoarelor analog numerice – structura de principiu, explicarea funcționării pe bază de diagrame de timp ale semnalelor de comandă și control.

[1] pag. 94, 95, 80; [2] Cap5_CEM slide 23 la 28 (relații 5.11, 5.12, 5.13, 5.14); Cap6_SADD slide 23, 24.