

Prelegerea nr. 6

Rețele de rezistențe

Rețelele de rezistențe, realizate cu componente discrete sau în variantă integrată, au rolul de a realiza ponderarea tensiunii sau curentului de referință, conform cu poziția bitului respectiv în cuvântul de intrare.

Aceste rețele se pot realiza în diferite forme constructive, cele mai întrebuițate fiind *rețelele ponderate binar și rețelele R/2R*.

Rețele ponderate binar

Rețelele ponderate binar cuprind un grup de rezistențe ale căror valori formează un șir de forma $2^1R, 2^2R, \dots, 2^nR$, conectate la una din extremități, așa cum se prezintă în fig. 3.14.

Numărul rezistențelor din rețea este determinat de numărul biților din cuvântul de cod de intrare. Rețeaua servește la crearea unor curenți ai căror valori formează un șir de forma $I_0/2, I_0/2^2, \dots, I_0/2^n$, pornind de la V_{ref} . În general, dacă bitul k are valoarea logică "1", atunci se conectează rezistența 2^kR din rețea și în acest mod se generează un curent de valoare $I_0/2^k$.

I_0 reprezintă curentul maxim corespunzător unei rezoluții infinite (când cuvântul de cod de intrare are forma 111...111..., valoarea teoretică pentru I_0 fiind V_{ref} / R). Însumarea curenților într-un curent unic este asigurată de amplificatorul operațional AO, pentru care nodul de sumare este intrarea inversoare - la un potențial virtual nul. Considerând amplificatorul operațional ideal, curentul prin ramura k are valoarea $V_{ref} / 2^kR$ pentru starea comutator k închis (1 logic) și 0 pentru comutator k deschis (0 logic). Tensiunea de ieșire a operaționalului este dată de relația (3.11):

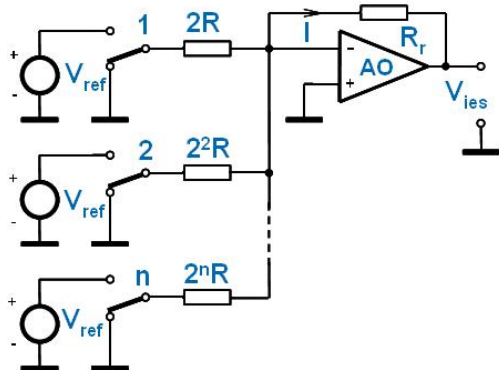


Figura 3.14

$$U_{ies} = -R_r \cdot I = -R_r \cdot \left(\sum_{k=1}^n \frac{a_k \cdot V_{ref}}{2^k \cdot R} \right) \quad (3.11)$$

$$U_{ies} = -R_r \cdot \frac{V_{ref}}{R} \cdot \left(\frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{2^2} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right)$$

unde $a_1 a_2 \dots a_n$ reprezintă numărul binar de intrare, iar V_{ies} este mărimea analogică corespunzătoare.

Dezavantajul principal al acestui tip de rețea constă faptul că acuratețea și stabilitatea depind de exactitatea absolută a rezistorilor și de capacitatea de urmărire la variațiile de temperatură. Obținerea de caracteristici termice apropiate este dificilă, datorită diapazonului mare de valori ale rezistențelor din circuit. O altă problemă o constituie stabilitatea în timp a rezistoarelor de valori mari.

Exemplu de analiză

Exemplificăm problemele enunțate mai sus pe un caz simplu. Considerăm o rețea ponderată binar cu o rezoluție $n = 10$ biți și valoarea $R = 1 \text{ k}\Omega$. Rezistențele utilizate în rețea formează un șir de forma: $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$, ... $R_{10} = 1024 \text{ k}\Omega$. Clasa de precizie în care trebuie realizate rezistoarele rețelei rezultă din condiția ca abaterea de la valoarea ideală teoretică să nu depășească valoarea erorii de cuantificare (cuantificarea fiind produsă de chiar rezistoarele rețelei).

Cum pentru o rezoluție de $n = 10$ biți eroarea de cuantificare (raportată la diapazon) este $1/2^{10} = 1/1024 \approx 10^{-3}$, rezultă că rezistoarele trebuie realizate într-o clasă de precizie de cel puțin 0.1%.

Pentru gama largă de valori necesare, dacă se consideră că se pot realiza toleranțele calculate, apare și problema coeficienților de variație cu temperatura. Acești coeficienți variază semnificativ cu valoarea nominală, în cazul nostru extremele fiind $2 \text{ k}\Omega$ și $1024 \text{ k}\Omega$, deci suficient de depărtate pentru ca problema să fie greu rezolvabilă. Efectul inegalității coeficienților de variație cu temperatura este accentuat și de regimul termic diferit al rezistoarelor, ca urmare al disipării de căldură atunci când sunt în conducție. Dacă considerăm $V_{ref} = 10 \text{ V}$, atunci valorile extreme ale puterilor disipate sunt: $P_1 = V_{ref}^2 / R_1 = 10^2 / 2 \cdot 10^3 = 5 \cdot 10^{-2} \text{ W}$, respectiv $P_{10} = V_{ref}^2 / R_{10} = 10^2 / 1024 \cdot 10^3 \approx 10^{-4} \text{ W}$. Se observă o mare diferență în ceea ce privește valorile puterilor disipate.

Retelele de rezistențe R/2R

Retelele de rezistențe R/2R sunt unele din tipurile cele mai folosite. Schema de principiu este prezentată în fig. 3.15.

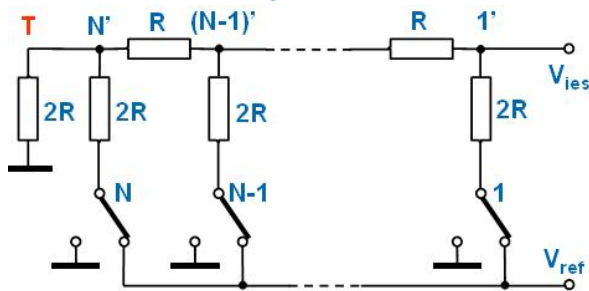


Figura 3.15

Ramura T a rețelei, numită **rezistență de terminare**, este legată întotdeauna la masă. Rolul său este ca rezistența echivalentă a rețelei măsurată între ieșire și masă să fie constantă (de valoare R), indiferent de codul numeric de intrare.

Semnalele de comandă folosite pot fi tensiuni (în nodurile $1, 2, \dots, N$) sau curenți (în nodurile $1', 2', \dots, N'$ cu nodurile $1, 2, \dots, N$ legate la masă).

Analiza funcționării rețelei R/2R cu comandă în tensiune se face folosind elemente liniare de circuit; se aplică teorema suprapunerii efectelor. Vom considera pe rând 1 logic în fiecare nod de intrare și 0 logic în toate celelalte.

Considerăm mai întâi "1" logic (V_{ref}) în nodul 1, iar nodurile 2, 3, ..., N sunt legate la masă, ca în fig. 3.16.

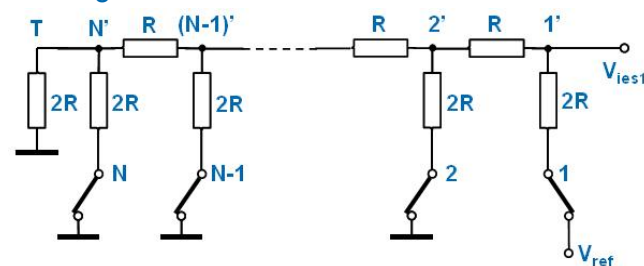


Figura 3.15

În nodul N' rezistența de terminare $2R$ apare în paralel cu rezistența $2R$ conectată între nodul N' și masă - prin comutatorul N - determinând o rezistență de valoare $2R \parallel 2R = R$.

În nodul N' rezistența de terminare $2R$ apare în paralel cu rezistența $2R$ conectată între nodul N' și masă - prin comutatorul N - determinând o rezistență de valoare $2R \parallel 2R = R$.

Rezistența R rezultată se înseriază cu rezistența R de la stânga nodului $(N-1)'$.

Ca urmare, apare o rezistență $R + R = 2R$.

De la nodul $(N-1)'$ la masă apare o rezistență $2R \parallel 2R = R$.

La fel se va judeca pentru nodurile $(N-2)'$, $(N-3)'$, ..., 2.

Ca urmare, de la nodul $2'$ la masă apare o rezistență $2R \parallel 2R = R$.

Astfel, la stânga nodului $1'$ apare o rezistență $R + R = 2R$.

Rezultă că tensiunea de ieșire, V_{ies1} , corespunzătoare bitului 1, preluată de pe nodul $1'$ se obține prin divizarea tensiunii V_{ref} pe un divizor rezistiv format din două rezistențe: $2R$ și $2R$ și va avea valoarea:

$$V_{ies1} = \frac{2R}{2R + 2R} V_{ref} = \frac{V_{ref}}{2}$$

Pentru un nod oarecare k folosim teorema generatorului echivalent de tensiune (fig. 3.17). Întrerupem circuitul la dreapta nodului k' .

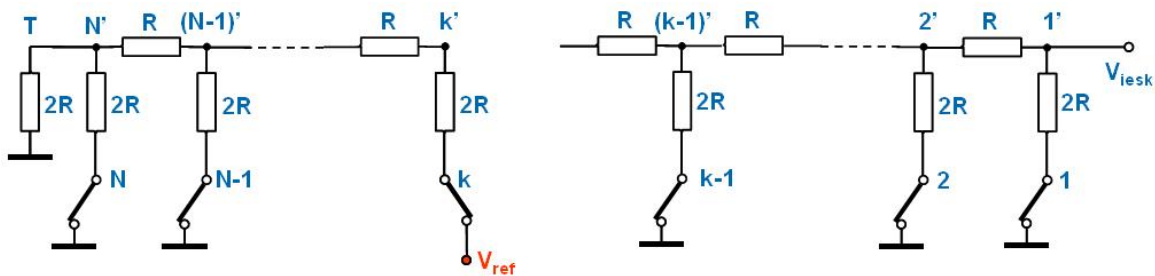


Figura 3.17

La stânga aceluiași nod se obține, printr-o analiză identică cu cea folosită anterior, o rezistență de valoare $2R$.

Se obține un generator echivalent, de valoare $V_{ech} = V_{ref} / 2$ și rezistență internă de valoare $2R \parallel 2R = R$.

Aplicând din nou teorema generatorului echivalent de tensiune, de această dată pentru nodul $(k-1)'$, se obține pentru noul generator echivalent o tensiune $V_{ref} / 2^2$ și o rezistență internă de valoare R .

Folosind aceeași judecată spre dreapta până la ieșire (de k ori), rezultă în final în nodul $1'$ (de ieșire) o tensiune de valoare $V_{ieșk} = V_{ref} / 2^k$ și o rezistență internă R .

Dacă la intrare mai mulți biți au simultan valoarea 1, aplicăm teorema suprapunerii efectelor. Lucrul este posibil întrucât rețeaua formează un sistem liniar. Tensiunea de ieșire se va obține prin sumarea tensiunilor de bit corespunzătoare (biților cu valoarea 1), conform relației (3.13):

$$V_{ies} = V_{ref} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^i}, \quad a_i = 0, 1 \quad (3.13)$$

Valoarea corespunzătoare bitului de semnificație minimă BS_{min} este $V_{ref} / 2^N$, iar valoarea maximă a tensiunii de ieșire, corespunzătoare codului 111...11 este (3.14):

$$V_{max} = V_{ref} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{1}{2^i} \quad V_{max} = \frac{2^N - 1}{2^N} \cdot V_{ref} \quad (3.14)$$

Trecând la limită obținem (3.15):

$$\lim_{N \rightarrow \infty} V_{max} = \lim_{N \rightarrow \infty} V_{ref} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{1}{2^i} = V_{ref} \quad (3.15)$$

Principalele avantaje ale rețelei $R/2R$ provin din folosirea a doar două valori, în raportul $2/1$ (eventual realizate cu aceleași constante de material, dar cu dimensiuni diferite), ceea ce permite o foarte bună urmărire a coeficienților de variație cu temperatura și o îmbătrânire

uniformă. De asemenea, rezistența văzută înspre amplificatorul operațional (conectat în nodul de ieșire) este relativ constantă.

Rețea R/2R comandată în curent

În fig. 3.18 se prezintă o rețea R/2R comandată în curent.

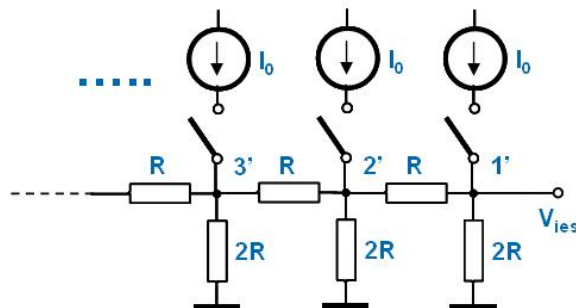


Figura 3.18

Acest mod de comandă se folosește pentru aplicații de viteză, lucrul în curent fiind preferabil atât pentru rețeaua rezistivă cât și pentru amplificatorul operațional.

Rețea R/2R inversată

Un alt mod de funcționare cu comandă în curent este prezentat în fig. 3.19. Configurația este cunoscută sub denumirea de rețea R/2R inversată.

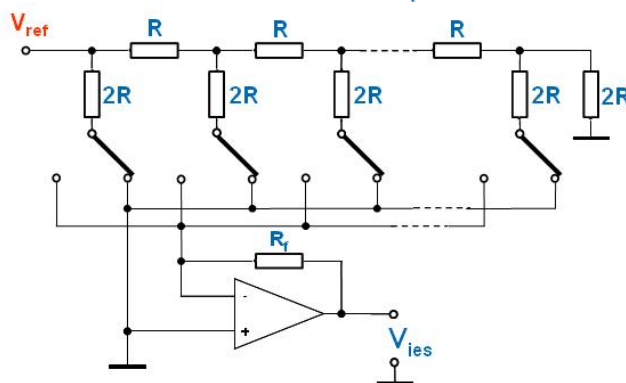


Figura 3.19

Rețeaua este alimentată în tensiune de la sursa V_{ref} conectată în nodul tensiunii de ieșire, rezistorii rețelei fiind conectați, funcție de valorile biților de intrare, fie la masă, fie la punctul de potențial virtual nul de la intrarea inversoare a amplificatorului operațional.

Trecerea de la o valoare la cealaltă a bitului de intrare provoacă o comutare de curent, în sensul că se modifică circuitul prin care se închide, nu însă și valoarea sa.

În acest mod prin rezistorii rețelei circulă permanent curenți de aceeași valoare, respectiv $V_{ref} / 2R$, $V_{ref} / 2^2R$, ..., $V_{ref} / 2^nR$. Apare avantajul disipării continue de putere de către rețea, ceea ce permite obținerea unui regim termic stabil. Influența mărimilor parazite (inductanțe, capacități), nu deranjează, ci ajută la buna funcționare a montajului.

Astfel, datorită inductanțelor parazite ale rezistoarelor, pe timpul comutației (diferit de zero), valoarea curentului are tendința să nu se modifice, ceea ce permite intrarea mult mai rapidă în regimul staționar.

Se pot utiliza pentru construcția rețelei rezistențe bobinate, ușor de realizat în clase de precizie ridicate. În ceea ce privește capacitatea parazită a comutatorului, aceasta are de asemenea un efect pozitiv întrucât comutarea se face între puncte echipotențiale, capacitatea parazită având tendința de a menține constantă valoarea potențialului pe durata comutației.

Pentru aplicarea rețelelor se folosesc amplificatoare operaționale în conexiune inversoare (cum ar fi la rețeaua R/2R inversată, la rețeaua ponderată binar), sau neinversoare (la rețeaua R/2R comandată în tensiune, ce necesită impedanță mare de intrare pentru etajul de ieșire al CNA). Modul de utilizare al amplificatoarelor operaționale este impus de condițiile concrete de funcționare ale convertorului numeric-analogic.

Convertor analog-numeric

Convertorul analog-numeric este un sistem care transformă o mărime cu variație analogică aplicată la intrarea sa într-o mărime de ieșire cu expresie numerică.

Procesul de conversie reprezintă o clasificare a mărimii analogice de intrare într-un număr de canale (clase) distincte. Rezultatul conversiei este numărul ce a fost atribuit mărimii analogice de intrare.

Desemnarea canalelor se face prin divizarea domeniului de variație al mărimii de intrare (diapazonului de intrare) într-un număr determinat de intervale (canale), pentru identificare printr-un număr întreg $K (0, 1, \dots, N-1)$ ce reprezintă nivelul asociat fiecărui canal.

Mărimii de intrare U_i se asociază canalul K dacă satisface condiția (3.16):

$$L_K \geq U_i > L_{K-1} \quad (3.16)$$

unde:

L_K reprezintă limita superioară a canalului K

L_{K-1} reprezintă limita superioară a canalului $K-1$

Limitele L_K și L_{K-1} se exprimă în aceleași unități de măsură ca și mărimea de intrare. În cele ce urmează, vom considera ca mărime de intrare tensiunea.

Diferența între două limite succesive ale canalelor definește **lățimea canalului ΔU** (3.17):

$$\Delta U = L_K - L_{K-1} \quad (3.17)$$

Toate semnalele de intrare care satisfac relația de apartenență la canal (3.17), sunt repartizate canalului respectiv, chiar dacă nu au aceeași mărime. În acest fel apare o eroare principală a conversiei A/N , **eroarea de cuantificare**.

Despre o mărime de intrare U_i căreia i s-a atribuit numărul N_K se poate spune că se găsește cuprinsă în intervalul $(N_{K-1} \cdot \Delta U, N_K \cdot \Delta U]$. Acest mod de interpretare a rezultatului conversiei este valabil în cazul ideal, când lățimea ΔU a tuturor canalelor este identică pentru întreg diapazonul.

În fig. 3.20 este prezentată caracteristica de transfer a unui convertor analog-numeric ideal cu o rezoluție de trei biți.

Plecând de la aceasta caracteristică, apare o problemă importantă, așa numita **formă (profil) a canalului**. Se consideră un **CAN** ideal, la intrarea căruia se aplică un semnal analogic liniar crescător.

Dacă convertorul are caracteristica de transfer din fig.3.20, până la valoarea $U_i = 0.5 \text{ V}$ codul de ieșire este 000. Când U_i depășește 0.5 V , codul de ieșire este 001. Modificarea valorii de ieșire se face la fiecare limită de canal în același mod. În general, dacă $U_i = L_{K-1} + \varepsilon$, $\varepsilon \neq 0$ și oricât de

mic, rezultatul conversiei este N_K , iar dacă $U_i = L_{K-1}$ ($\varepsilon = 0$), rezultatul obținut este N_{K-1} .

Din punct de vedere matematic se poate face distincția între ε **arbitrar de mic**, **diferit de zero** și **valoarea zero adevărată**, dar din punct de vedere practic acest lucru nu este posibil. Măsurând cu exactitate nivelul semnalului de intrare la care se produce schimbarea codului, se constată că acesta variază de la o conversie la alta, rezultatele măsurărilor ocupând o bandă ce cuprinde și nivelul teoretic. Lățimea benzii este dictată de caracteristicile circuitelor cu prag din convertor, precum și de nivelul de zgomot suprapus.

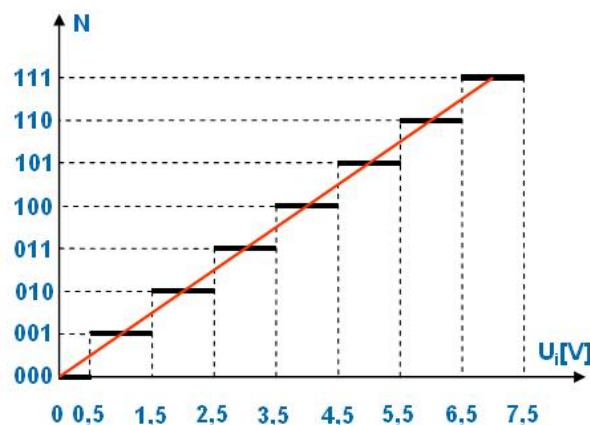


Figura 3.20

Conform acestor observații, se poate aprecia că, în regiunea de frontieră dintre canale, probabilitatea de atribuire a canalului inferior scade spre zero pe măsură ce nivelul semnalului crește, în timp ce probabilitatea de atribuire a canalului superior crește de la zero la valoarea din centrul canalului.

Evident că pentru un CAN ideal profilul canalului este dreptunghiular, în timp ce în cazul CAN real acesta devine trapezoidal. Din punct de vedere matematic profilul canalului este descris de funcția $P_i(V)$ care exprimă probabilitatea ca semnalul de intrare V să fie atribuit canalului i . Grafic, funcția se prezintă ca în fig. 3.21.

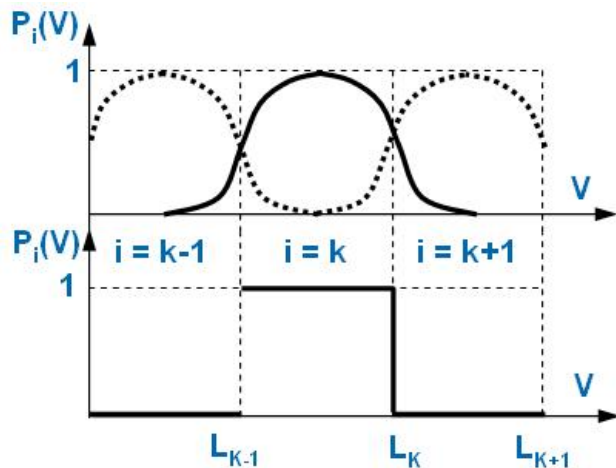


Figura 3.21

Din analiza funcției $P_i(V)$ se desprind câteva concluzii: pentru un CAN real lățimea zonei de trecere este constantă, depinzând de caracteristicile intrinseci ale circuitului. Astfel, la rezoluții scăzute, când lățimea canalelor este relativ mare, profilul real al canalului se apropie de profilul ideal, deoarece lățimea zonei de trecere se raportează la o lățime mai mare a canalului. Precizia crește la rezoluții mici. Prețul plătit pentru creșterea preciziei, respectiv scăderea rezoluției, deranjează în aplicațiile practice, unde se dorește realizarea simultană de precizii și de rezoluții ridicate.

Pe măsură ce rezoluția crește, lățimea canalului se reduce. Limita maximă de

reducere a lățimii canalului se obține când se ating partea superioară a regiunii de graniță a canalului inferior cu partea inferioară a regiunii de graniță a canalului superior. Probabilitatea de atribuire a canalului astfel obținut este maximă, aproape unitară, numai în punctul de contact dintre cele două regiuni de graniță ale canalelor alăturate. Codul de ieșire poate identifica canalul respectiv, dar poate lua ușor și valorile cu o unitate mai mare sau mai mică. Gruparea rezultatelor conversiei (precizia) este mai scăzută, dar în valoare absolută eroarea apărută nu depășește eroarea admisibilă (eroarea de cuantificare).

Mergând mai departe cu creșterea rezoluției apare o suprapunere între regiunile de graniță ale canalului inferior și superior, astfel încât probabilitatea de atribuire a canalului curent scade semnificativ de la valoarea 1. Efectul acestei scăderi este acela că pe lângă valorile propriie canalului și specifice canalelor imediat alăturate (datorită erorii de cuantificare), admisibile ca rezultate ale conversiei, pot apărea și codurile specifice ale unor canale mai îndepărtate, ceea ce depășește eroarea admisibilă (de cuantificare) și compromite precizia. Efectul este cu atât mai pregnant, cu cât rezoluția crește, apărând o instabilitate și o imprecizie pronunțată a codului de ieșire.

În prezent este cunoscută o gamă largă de procedee pentru conversia analog-numerică a semnalelor. Aceste procedee permit acoperirea unui domeniu de frecvență pentru semnale pornind din curent continuu (0 Hz) și ajungând la ordinul GHz. Rezoluția cu care se realizează conversia variază de la 4 - 5 biți (în domeniul frecvențelor ridicate), până la 15 - 16 biți (în joasă frecvență). Datorită diversității mari de procedee de conversie, nu se poate elabora o schemă bloc unică pentru conversie analog-numerică.

Există mai multe criterii de clasificare care permit gruparea CAN. Aceste criterii sunt:

1. După metoda de conversie:

a. - *metode directe*, la care circuitele ce generează codul numeric de ieșire operează direct asupra mărimii analogice de intrare.

b. - *metode indirecte*, la care se folosește o transformare prealabilă a mărimii analogice de intrare (într-o altă mărime analogică, mai ușor de digitizat cum ar fi interval de timp, frecvență), urmată de o digitizare.

2. După ciclul de funcționare:

a. - *cu ciclu programat*, la care codul numeric este generat după o secvență fixă de operațiuni, executate întotdeauna în aceleași condiții. Timpul de conversie nu depinde de amplitudinea semnalului de intrare.

b. - *cu ciclu neprogramat*, la care se efectuează anumite operațiuni, fără ca acestea să se execute în aceleași intervale de timp. Timpul de conversie este funcție de amplitudinea semnalului de intrare.

3. După prezența reacției:

a. - *CAN fără reacție*, la care sensul de circulație al informației este unilateral, de la intrare la ieșire, determinarea fiecărui bit fiind independentă de ceilalți biți.

b. - *CAN cu reacție*, la care, de cele mai multe ori, în bucla de reacție se găsește un CNA, a cărui ieșire se conectează la intrarea CAN. Valoarea de ieșire din CNA este funcție de cuvântul de la ieșirea CAN. Biții ce formează numărul de ieșire sunt generați secvențial (bit cu bit sau în alt mod).

4. După modul de tratare a semnalului de intrare:

a. - *de tip integrator*, care, în prezența zgomotului suprapus, asigură performanțe mai bune, principiul de lucru cu integrare reducând mult efectul zgomotului. Au însă dezavantajul unor viteze de lucru reduse.

b. - *cu comparații discrete ale unor tensiuni*, care asigură viteze de lucru sporite, fiind însă mai sensibile la zgomot.

Convertor analog-numeric de tip paralel

Convertorul analog-numeric de tip paralel determină simultan toți biții de ieșire pe baza comparării semnalului de intrare simultan cu un set de nivele de referință echidistante.

Principiul de funcționare al *CAN paralel* este prezentat în fig. 3.22 pentru o rezoluție de 2 biți.

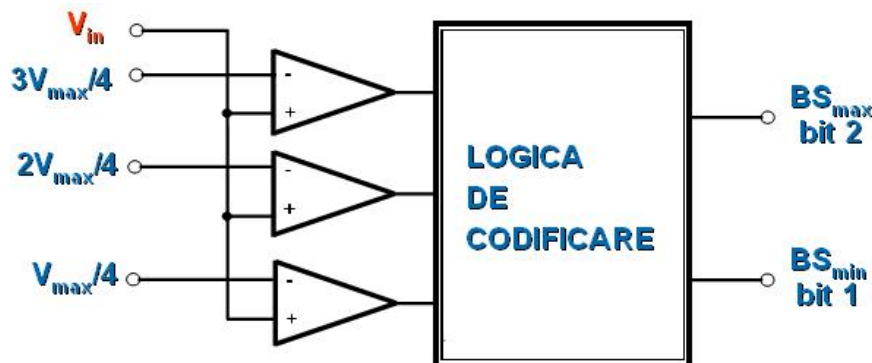


Figura 3.21

Pentru obținerea unei rezoluții de N biți sunt necesare $2^N - 1$ comparatoare, pentru care nivelele de referință formează un șir de forma (3.18):

$$\frac{V_{\max}}{2^N}, \frac{2V_{\max}}{2^N}, \dots, \frac{(2^N - 1)V_{\max}}{2^N} \quad (3.18)$$

Creșterea rezoluției convertorului determină creșterea exponențială a numărului de componente, ceea ce complică foarte mult logica de codificare binară.

Exemplu de analiză

Dacă se impune o rezoluție $N = 8$ biți, atunci vor fi necesare $2^8 - 1 = 255$ nivele de tensiune de referință și 255 comparatoare. Complicația cea mai mare apare la construcția blocului logică de codificare care ar trebui să fie un circuit combinațional cu 255 intrări și 8 ieșiri.

Marele avantaj al circuitului este că la rezoluții mici (4 - 5 biți) permite viteze de lucru foarte mari, fiind practic cea mai bună soluție pentru acest tip de aplicații.

Convertoare analog-numerice cu reacție

La convertoarele analog-numerice cu reacție se execută succesiv compararea semnalului de intrare cu o tensiune de referință variabilă, controlată numeric. Schema bloc a unui CAN cu reacție este prezentată în fig. 3.23.

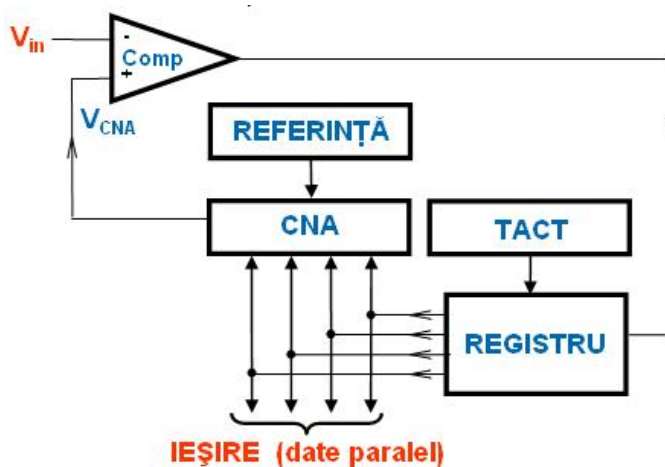


Figura 3.23

Funcționarea decurge astfel: pentru un anumit număr aplicat de la registru la convertorul numeric-analogic CNA, comparatorul decide dacă semnalul analogic de intrare este mai mare sau mai mic decât nivelul de referință produs de CNA. Pe baza acestei informații numărul aplicat la intrarea CNA este modificat, urmând o nouă comparație. Procesul continuă până la stabilirea rezultatului.

Pornind de la acest principiu de funcționare au fost realizate mai multe variante de CAN cu reacție.

Deosebirile dintre scheme constau în soluția constructivă de realizare a registrului.

CAN cu reacție prin metoda numărătorului

În cazul acestui tip de CAN se folosește ca registru un numărător (unidirecțional), al cărui tact se aplică printr-o poartă controlată de comparator.

Numărarea are loc până la depășirea de către tensiunea de referință variabilă a mărimii tensiunii de intrare. Numărul înscris în numărător la acel moment reprezintă rezultatul conversiei.

Principiul conversiei rezultă și din fig. 3.24 în care se prezintă formele de undă a semnalului de intrare și a semnalului de ieșire din CNA.

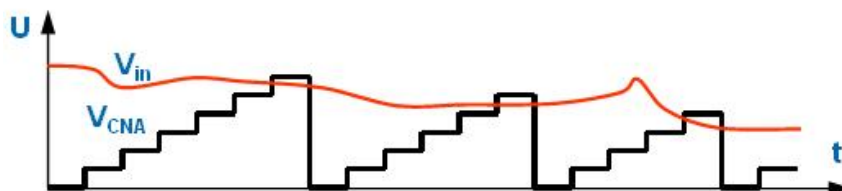


Figura 3.24

Acest tip de convertor are avantajul unei scheme simple și ieftine, dar prezintă performanțe slabe în ceea ce privește viteza.

Exemplu de analiză

Studiem performanțele de viteză pentru CAN de $n = 8$ biți. Presupunem că tactul posibil a fi utilizat (limitat de CNA) este de 2 MHz ($T = 0.5 \mu\text{s}$). Dacă tensiunea de intrare este de valoare redusă, corespunzând valorii numerice 0 la ieșire, este necesar un tact, deci un timp de conversie de $1 \cdot 0.5 = 0.5 \mu\text{s}$. Dacă însă tensiunea de intrare corespunde valorii maxime a numărului de ieșire, 255, atunci timpul de conversie este de $255 \cdot 0.5 = 127.5 \mu\text{s}$. Estimăm timpul mediu de conversie ca o medie a acestor extreme: $t_c = (0.5 + 127.5)/2 = 64 \mu\text{s}$. Timpul corespunzător unui bit are valoarea $t_b = t_c/n = 64/8 = 8 \mu\text{s/bit}$, ceea ce desemnează un convertor analog-numeric lent, deși convertorul numeric-analogic din bucla de reacție are bune performanțe de viteză.

CAN cu reacție prin metoda conversiei continue (cu urmărire)

În acest caz se folosește în locul numărătorului unidirecțional un numărător reversibil, ce poate număra atât în sens direct cât și în sens invers. Acest mod de lucru permite, în limitele de viteză proprii grupului numărător reversibil-CNA, urmărirea de către convertor a tensiunii de intrare.

Pentru a înțelege funcționarea considerăm că inițial numărătorul era resetat și că tensiunea de intrare are o valoare undeva în interiorul diapazonului (nu are o valoare extremă). Circuitul pornește cu o numărare în sens direct, până când semnalul de ieșire din CNA depășește nivelul tensiunii de intrare.

În acest moment în numărător se găsește rezultatul conversiei. De asemenea tot acum se inversează sensul de numărare, numărătorul numărând înapoi. Acest sens este menținut atât timp cât tensiunea de intrare este mai mică decât cea de referință variabilă de la ieșirea CNA.

După ce, pe sensul de numărare înapoi, tensiunea de referință devine mai mică decât tensiunea de intrare, în numărător se va găsi rezultatul conversiei, iar sensul de numărare se schimbă din nou, redevenind direct.

Procesul se va desfășura în continuare după același principiu. O anumită problemă apare în cazul semnalului de intrare constant (continuu). După ce are loc "prinderea" semnalului de intrare de către semnalul de reacție, apare o oscilație a tensiunii de reacție de 1 bit în jurul valorii semnalului de intrare ($\pm 1/2 BS_{min}$), întrucât la fiecare tact numărătorul își schimbă sensul de numărare.

Valoarea numerică asociată va fi oricare din cele două stări ale numărătorului (eroarea nedepășind valoarea admisibilă de $\pm 1/2 BS_{min}$ - eroare de cuantificare). Pentru a înlătura această oscilație, se va folosi un comparator cu prag, lățimea pragului fiind BS_{min} .

Principalele aspecte prezentate pot fi urmărite și în legătură cu fig. 3.25, în care se prezintă pe aceeași diagramă atât semnalul de intrare cât și semnalul de reacție controlat numeric.

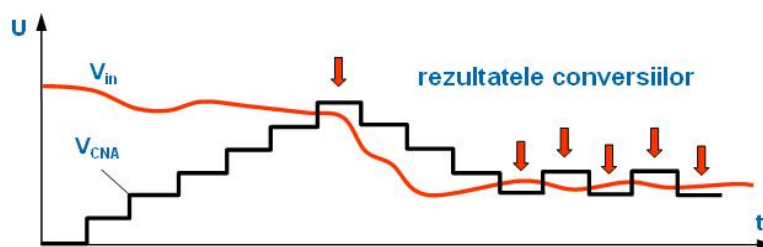


Figura 3.25

Exemplu de analiză

Câteva aspecte practice ale utilizării acestui CAN vor rezulta și din exemplele următoare. Presupunem că se folosește un CNA pe reacție cu un tact de 2 MHz ($T = 0.5 \mu\text{s}$) și un

diapazon de intrare de $V_{imax} = 10 \text{ V}$, convertorul având o rezoluție $n = 8$ biți. Înlăturarea oscilațiilor codului de ieșire pentru tensiune de intrare constantă se face cu un comparator cu prag de înălțime $h_p = V_{imax}/2^n = 10/2^8 \approx 40 \text{ mV}$. Folosirea comparatorului cu prag este extrem de utilă în aplicații cu afișarea numerică a rezultatului conversiei, atunci când rezultatul oscilează pe toți digiții, de exemplu 99 - 100. Urmărirea afișajului în aceste condiții este obositoare pentru operator. Estimarea performanțelor de viteză se face în legătură cu tipul semnalului de intrare. Astfel, pentru impulsuri dreptunghiulare, problema este identică cu cea de la CAN cu reacție prin metoda numărătorului. Pentru alte tipuri de semnale este important de stabilit momentele în care se termină o conversie pentru a putea determina timpul de conversie. Aceste momente coincid cu momentele schimbării sensului de numărare.

Dacă se dorește o urmărire perfectă a semnalului (tact cu tact), viteza de variație a semnalului de intrare nu trebuie să depășească valoarea $v = BS_{min}/T = V_{imax}/(T \cdot 2^n) = 10/0.5 \cdot 10^{-6} \cdot 2^8 = 78125 \text{ V/s}$. În cazul unui semnal sinusoidal de amplitudine V și pulsație ω , deci de forma $v_i(t) = V \cdot \sin \omega t$, viteza de variație a semnalului este $dv_i/dt = \omega \cdot V \cdot \cos \omega t$. Evident $(dv_i/dt)_{max}$ se obține pentru $\cos \omega t = 1$ și $V = V_{imax}$, când se obține valoarea $(dv_i/dt)_{max} = \omega_{max} \cdot V_{imax}$. Se obține condiția: $2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot V_{imax} = V_{imax} / (T \cdot 2^n)$, de unde rezultă valoarea maximă a frecvenței semnalului în condițiile impuse: $f_{max} = 1/(\pi \cdot T \cdot 2^{n+1})$. Numeric se obține pentru exemplul dat $f_{max} = 1/(\pi \cdot 0.5 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{8+1}) \approx 1243,4 \text{ Hz}$. Pentru alte tipuri de semnale problema vitezei se studiază după criterii asemănătoare.

CAN cu reacție cu registru cu aproximații succesive

Acest tip de CAN este unul dintre cele mai folosite, atât în aplicații de viteză, cât și în cele de rezoluție ridicată. În bucla de reacție se folosește un registru de tip special, numit *registru cu aproximații succesive*.

La începerea conversiei toți biții registrului au valoarea 0, cu excepția bitului de semnificație maximă BS_{max} , care ia valoarea 1. Tensiunea de intrare este comparată cu $V_{s max} / 2$, unde $V_{s max}$ reprezintă referința fixă de tensiune a convertorului, fixând diapazonul de intrare.

Dacă tensiunea de intrare este mai mare decât $V_{s max}/2$, atunci *bitul de semnificație maximă* este 1, pentru următoarea comparare se atribuie valoarea 1 celui de-al doilea bit. La ieșirea CNA apare o tensiune de referință $V_{s max} / 2 + V_{s max} / 4 = 3V_{s max} / 4$.

Dacă în urma primei comparații tensiunea de intrare este mai mică decât $V_{s max} / 2$, atunci *bitul de semnificație maximă* este 0 și se pregătește a doua comparație dând valoarea 1 celui de-al doilea bit, ceea ce duce la apariția unei tensiuni de referință $V_{s max} / 4$.

Procesul continuă cu cea de-a doua comparație, în urma căreia se determină valoarea celui de-al doilea bit.

Pe baza acestui procedeu, semnalul analogic de intrare este comparat succesiv cu semnalul de reacție care reprezintă aproximații din ce în ce mai bune ale valorii sale, până când se determină bitul de semnificație minimă BS_{min} . Pentru n biți sunt necesare n comparații ale semnalului de intrare cu cel de reacție.

În fig. 3.26 se dă schema comparațiilor posibile și generarea codurilor pentru un CAN cu reacție cu registru cu aproximații succesive de 3 biți.

În fig. 3.27 se dă evoluția tensiunii de reacție (la un convertor de 3 biți) pentru o tensiune de intrare la care rezultatul conversiei este 5.

Acest convertor este un compromis excelent între viteză, complexitate și acuratețe. Pentru aplicații de mare viteză se folosește modul de lucru în curent (cu compararea curenților).

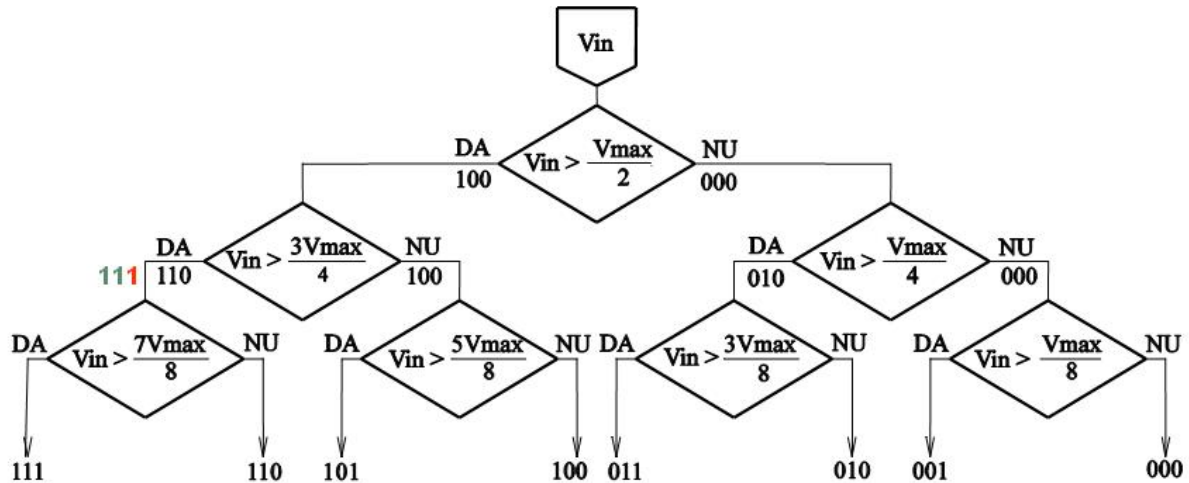


Figura 3.26

Exemplu de analiză

Pentru a determina performanțele de viteză ale acestui tip de CAN, se face observația că pe durata unei conversii tensiunea de intrare nu trebuie să varieze cu mai mult de $\pm 1/2BS_{min}$. În caz contrar pot apărea valori instantanee ale tensiunii de intrare care contrazic rezultatele comparărilor anterioare. Fie un CAN de 8 biți pentru care $V_{smax} = 10$ V. Tactul registrului are o perioadă T de $2\mu s$ (frecvență 500 kHz), corespunzând unui convertor rapid.

Viteza maximă de variație a semnalului de intrare v_i este $v_{max} = (dv_i / dt)_{max} = BS_{min} / T_c$,

unde T_c reprezintă timpul de conversie, care pentru registrul cu aproximații succesive are valoarea $T_c = n \cdot T$. Rezultă $v_{max} = V_{smax} / (2^n \cdot n \cdot T)$, deci pentru cazul concret ales se obține valoarea: $v_{max} = 10 / (2^8 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 10^{-6}) \approx 24414$ V/s. Pentru cazul semnalului de intrare sinusoidal de forma $v_i(t) = V \cdot \sin \omega t$, viteza de variație a semnalului este $dv/dt = \omega \cdot V \cdot \cos \omega t$. Evident $(dv_i / dt)_{max}$ se obține pentru $\cos \omega t = 1$ și $V = V_{smax}$, când rezultă valoarea $(dv_i / dt)_{max} = \omega_{max} \cdot V_{smax}$. Se obține condiția de maxim pentru semnal sinusoidal: $2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot V_{imax} = V_{imax} / (2^n \cdot n \cdot T)$, de unde rezultă valoarea maximă a frecvenței semnalului în condițiile impuse: $f_{max} = 1 / (\pi \cdot n \cdot T \cdot 2^{n+1})$. Numeric se obține $f_{max} = 1 / (\pi \cdot 8 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{8+1}) \approx 389$ Hz.

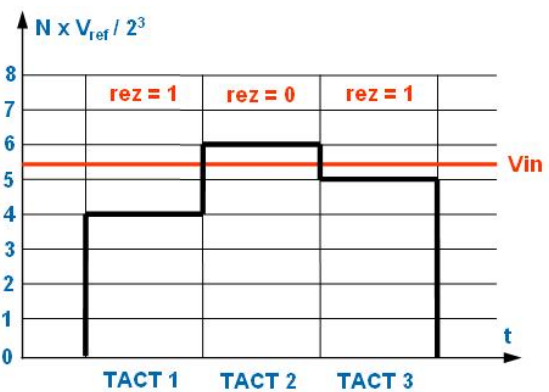


Figura 3.27

Convertoare analog-numerice cu integrare

Aceste convertoare analog-numerice, bazându-se pe un proces de integrare, prezintă avantajul îmbunătățirii preciziei în prezența zgomotelor de înaltă frecvență (integrala definită executată pentru un timp corespunzător unui număr, nu neapărat întreg dar foarte mare, de perioade ale semnalului perturbator de tip periodic este de valoare foarte mică). Alegând timpul de conversie ca un multiplu întreg al perioadei unui zgomot de joasă frecvență, de exemplu brum, se poate obține eliminarea efectului său (integrala definită pe un număr întreg de perioade ale unui semnal periodic este nulă). Această situație prezintă dezavantajul unui

timp de conversie ridicat, rezultând astfel convertoare lente, utilizabile numai în domeniul frecvențelor joase.

Exemplu de analiză

Evaluăm performanțele de viteză pentru un CAN cu integrare pentru care s-a ales timpul de conversie T_C egal cu 4 perioade ale brumului de 50 Hz, respectiv 80 ms. Diapazonul de intrare al convertorului V_{imax} are valoarea 10 V, iar rezoluția asigurată este $n = 8$ biți. Pentru a evita apariția erorilor, punem condiția ca pe durata conversiei semnalul de intrare v_i să nu se modifice cu mai mult de BS_{min} . Valoarea vitezei de variație v a semnalului de intrare se calculează cu relația cunoscută $v = dv_i / dt$, rezultând pentru valoarea maximă v_{max} condiția:

$$v_{max} = (dv_i / dt)_{max} = V_{imax} / 2^n \cdot T_C.$$

Pentru valorile alese rezultă: $v_{max} = 10 / 2^8 \cdot 80 \cdot 10^{-3} = 4.88$ V/s, ceea ce comparativ cu rezultatele de la CAN cu reacție reprezintă foarte puțin. Considerând semnalul de intrare sinusoidal de forma: $v_i(t) = V \cdot \sin \omega t$, viteza de variație a semnalului este $dv_i / dt = \omega \cdot V \cdot \cos \omega t$. Evident $(dv_i / dt)_{max}$ se obține pentru $\cos \omega t = 1$ și $V = V_{imax}$, când rezultă valoarea $(dv_i / dt)_{max} = \omega_{max} \cdot V_{imax}$. Se obține condiția: $2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot V_{imax} = V_{imax} / T_C$, de unde rezultă valoarea maximă a frecvenței semnalului în condițiile impuse: $f_{max} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot T_C)$. Numeric se obține valoarea $f_{max} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 10^{-3}) \approx 1.99$ Hz, ceea ce evidențiază foarte clar limitarea drastică de viteză a convertorului și utilizarea sa numai în domeniul frecvențelor foarte joase. Având în vedere avantajele în funcționare în prezența zgomotelor și faptul că în procesele industriale sunt multe semnale cvasicontinue, aceste convertoare sunt totuși foarte răspândite.

Convertor analog-numeric cu integrare cu dublă rampă.

Acest tip de CAN cu integrare este unul dintre cele mai răspândite convertoare. Schema bloc a circuitului este prezentată în fig. 3.28.

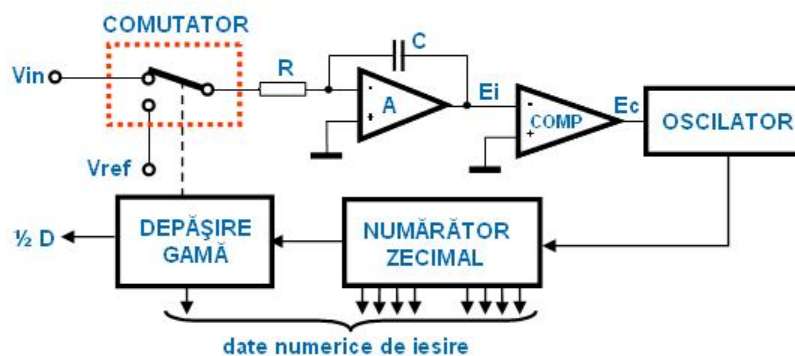


Figura 3.28

Funcționarea are loc în două trepte. Pe prima treaptă, tensiunea analogică de intrare este transformată într-un curent cu ajutorul amplificatorului operațional A . Acest curent este injectat într-un circuit integrator ($C + A$) pentru un interval de timp bine determinat, generându-se o primă rampă, cu durată constantă și pantă variabilă, dependentă de tensiunea de intrare. Semnul rampei este dictat de polaritatea tensiunii de intrare. Considerăm, de exemplu, tensiunea de intrare V_{in} negativă. Formele de undă ce caracterizează acest principiu de funcționare sunt prezentate în fig. 3.29.

Curentul de descărcare al condensatorului încărcat pe prima treaptă este constant, deci panta celei de-a doua rampe va fi constantă. Deoarece sarcina pe condensator este proporțională cu tensiunea de intrare, descărcarea cu pantă constantă va genera o durată variabilă, proporțională cu valoarea sarcinii, respectiv a tensiunii de intrare. Are loc o transformare într-o mărime intermediară - timp - măsurabilă cu ajutorul unui circuit de numărare și a unui oscilator bază de timp.

Tensiunea de ieșire din integrator după faza de durată fixă T_1 , $\Delta E_i(T_1)$ este (3.19):

$$\Delta E_i(T_1) = \frac{1}{C} \int_0^{T_1} i_{C1} \cdot dt = \frac{1}{RC} \int_0^{T_1} V_{in} \cdot dt = \frac{1}{RC} \cdot V_{in} \cdot T_1 \quad (3.19)$$

Această tensiune este egală cu cea obținută prin integrarea tensiunii de referință V_{ref} pe durata t_2 , de valoare $\Delta E_i(t_2)$ ce rezultă din relația (3.20):

$$\Delta E_i(t_2) = \frac{1}{C} \int_0^{t_2} i_{C2} \cdot dt = \frac{1}{RC} \int_0^{t_2} V_{ref} \cdot dt = \frac{1}{RC} \cdot V_{ref} \cdot t_2 \quad (3.20)$$

Cum cele două excursii de tensiune sunt egale (3.21),

$$\Delta E_i(T_1) = \Delta E_i(t_2) \quad (3.21)$$

se obține (3.22):

$$\frac{1}{RC} \cdot V_{in} \cdot T_1 = \frac{1}{RC} \cdot V_{ref} \cdot t_2, \quad t_2 = V_{in} \cdot \frac{T_1}{V_{ref}} = const \cdot V_{in} \quad (3.22)$$

Din această ultimă relație rezultă că intervalul de timp t_2 variază liniar cu tensiunea de intrare V_{in} (având în vedere că T_1 și V_{ref} sunt mărimi constante).

OBSERVAȚIE

Simplificarea prin RC în relația (3.22) presupune din punct de vedere fizic egalitatea constantelor de timp RC pentru cele două intervale de timp distincte T_1 și t_2 .

Această observație are suport practic, întrucât valorile componentelor reale nu sunt constante în timp. Cum cele două intervale sunt consecutive și de durate relativ reduse, problema nu este critică, atunci când componentele R , C utilizate au o stabilitate pe termen scurt bună, condiție foarte ușor de îndeplinit. Îmbătrânirea componentelor, fiind un proces de lungă durată, nu va afecta acuratețea conversiei.

Intervalele de timp T_1 și t_2 se măsoară cu ajutorul unui semnal de frecvență f_0 (perioadă T_0), furnizat de circuitul bază de timp. Se obțin expresiile (3.23):

$$T_1 = N \cdot T_0 = \frac{N}{f_0}, \quad t_2 = N_x \cdot T_0 = \frac{N_x}{f_0} \quad (3.23)$$

Înlocuind aceste expresii în relația (3.22), rezultă imediat (3.24):

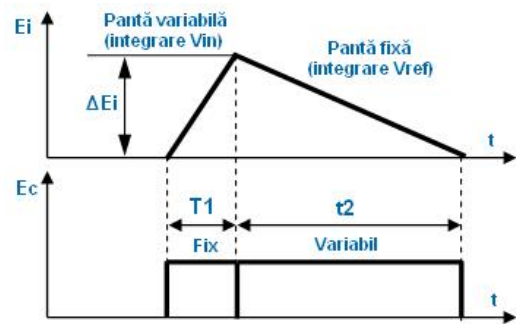


Figura 3.29

$$t_2 = V_{in} \cdot \frac{T_1}{V_{ref}}, \quad N_x \cdot T_0 = \frac{N \cdot T_0}{V_{ref}}, \quad \rightarrow N_x = V_{in} \cdot \frac{N}{V_{ref}} \quad (3.24)$$

Rezultatul conversiei, N_x , obținut în acest mod presupune o valoare constantă a frecvenței bazei de timp etalon pe toată durata conversiei ($T_1 + t_2$). Având în vedere durata mică a unei conversii, rezultă că această condiție impune o bună stabilitate pe termen scurt, ceea ce este un avantaj (de preț) foarte important.

În aceste condiții, N_x este direct proporțional cu tensiunea de intrare V_{in} , dacă V_{ref} și N sunt constante. Acuratețea măsurării nu depinde nici de constanta de timp de integrare RC , nici de frecvența f_0 a generatorului bazei de timp, presupuse constante pe durata unei conversii.

Din relația (3.22) mai rezultă și posibilitatea folosirii convertorului de acest tip pentru conversia de raport. În acest caz V_{ref} nu mai este o constantă, ci reprezintă o a doua mărime (analogică) de intrare. Rezultatul N_x va depinde în acest caz de raportul celor două mărimi V_{in} / V_{ref} . Acest mod de lucru prezintă o soluție avantajoasă pentru multe probleme, în care intervin două mărimi într-un raport, în timp ce mărimea de ieșire trebuie să aibă reprezentare numerică.