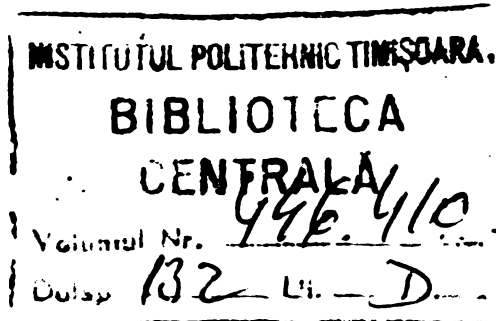


INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VULBA" TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ

ING. VLADIMIR HAREA

POSSIBILITATI DE MARIRE A PRECIZIEI LA
CONVERSIJA ANALOG-NUMERICA



BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICĂ"
TIMIȘOARA

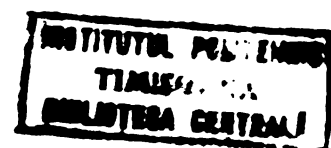
CONDUCATOR ȘTIINȚIFIC
Prof.dr.ing.EUGEN POP

TIMIȘOARA - 1982

C U P R I N S

	Pag.
Cap.1. INTRODUCERE	
1.1. Operații efectuate în cadrul unei achiziții sau restituiri de date	3
1.2. Cuantizarea - operație principală în cadrul CAN.	5
1.3. Zgomotul de cuantizare	10
1.4. Principii fundamentale de realizare a CAN - tipuri de CAN	12
Cap.2. TENDINTE ACTUALE IN REALIZAREA UNOR CAN CU COMPROMIS BUN PRODUCTIVITATE - PRECIZIE - PREȚ DE COST	17
2.1. CAN de tip "serie"	17
2.2. Structuri de CAN serie cu compromis bun; productivitate - precizie - tendințe actuale	21
3.2. Impactul tehnologiei hibride și monolitice asupra structurii CAN. Structura bazei de componente	30
Cap.3. CONVERTORUL NUMERIC-ANALOGIC (CNA)	
3.1. Sisteme de numeratie și structuri de CNA	34
3.2. Erori ale CNA implicate într-o proiectare metodică	43
3.3. Rețeaua de conversie cod-tensiune, componentă de bază a CNA	46
3.4. Sinteza rețelelor ponderate realizate din divizoare în cascadă	52
Cap.4. ERORI INSTRUMENTALE SI DE METODA LA REȚELE PENTRU SISTEME UNIFORME DE NUMERATIE	
4.1. Erori instrumentale datorate rezistoarelor, cazul divizorului comandat	59
4.2. Erori instrumentale datorate elementelor de comutare, pentru divizorul comandat	63
4.3. Erori instrumentale pentru divizoare în cascadă	65
4.4. Estimarea erorilor "economice" pentru cazul rețelei B-2B	71
Cap.5. MĂRIREA PRECIZIEI CONVERTORILOR NUMERIC-ANALOGICI	
5.1. Referiri privitoare la erorile elementelor CNA .	78

5.2.	Reducerea erorilor instrumentale la CNA prin mediere "topologică"	79
5.3.	Tratarea probabilistică a problemei medierii topologice	88
5.4.	Estimarea valorilor mediei și dispersiei funcției caracteristice a unui CNA mediat topologic	97
5.5.	Comparație între variante de mediere topologică	103
5.6.	Criterii de proiectare pentru CNA mediat topologic	106
Cap.6.	CAN CU MEDIERE TOPOLOGICA - PERIFERIC VARSATIL PENTRU SISTEME CU MICROPROCESOR	
6.1.	Moduri de funcționare ale CAN	112
6.2.	Interfața I/O cu sistemul P	117
6.3.	Registru de aproximare succesivă R.A.S. programabil	121
6.4.	Sistemul local de comandă	123
6.5.	Blocul analogic al CAN	
6.5.1.	Convertorul numeric-analogic (CNA).	131
6.5.2.	Comparatorul	136
6.5.3.	Aspecte referitoare la acodrul CAN	140
Cap.7.	CONCLUZII	
7.1.	Rezultate experimentale	146
7.2.	Concluzii finale	156
	BIBLIOGRAFIE	161



logice, cu una numerică și totodată indicarea numerică a rezultatului devine finalizarea modernă a unui proces de măsurare. Această situație este strâns legată de dezvoltarea metodelor de calcul numeric și totodată de dezvoltarea unei baze puternice de circuite integrate monolit și hibrid.

Cum lumea noastră este prin excelență o lume a semnalelor analogice (continui), semnale care așadar nu pot fi prelucrate prin tehnici de calcul numeric, apare prin urmare necesară transformarea (conversia) analog-numerică (CAN) pentru a deveni posibilă o ulterioară prelucrare.

Așadar tratarea numerică a unui semnal analogic necesită o operație preliminară de conversie analog-numerică (CAN) iar restituirea informației sub formă analogică (după o prealabilă tratare numerică), necesită o operație de conversie inversă, numeric-analogică (CNA).

Fie, în continuare semnalul continuu $s(t)$, ce trebuie transformat într-o succesiune de numere $\{s^*(tn)\}$ $n=0,1,2,\dots$ asociate unor momente bine precizate de timp.

Transformarea $s(t) \rightarrow \{s^*(tn)\}$ se efectuează în două etape:

1. discretizarea: în cadrul căreia se efectuează transformarea funcției continui $s(t)$ într-o succesiune de valori discrete $s^*(tn)$.

2. cuantizarea: în cadrul căreia se efectuează transformarea succesiunii discrete $s^*(tn)$ într-o succesiune de numere $\{s^*(tn)\}$.

Prin urmare conversia analog-numerică face să corespundă o suită

de numere $\{s^*(t_n)\}$ unui semnal de intrare $s(t)$.

Principial este posibilă transformarea numerică a oricărei mărimi fizice, dar datorită complexităților ce apar, se preferă conversia ei inițial într-o mărime electrică (în general tensiune) care apoi este tratată numeric.

Conversia inversă, N/A este o operație mai simplă. Suita de numere obținută după tratarea numerică se transformă într-o suită de eșantioane cu amplitudini discrete $y^*(t)$.

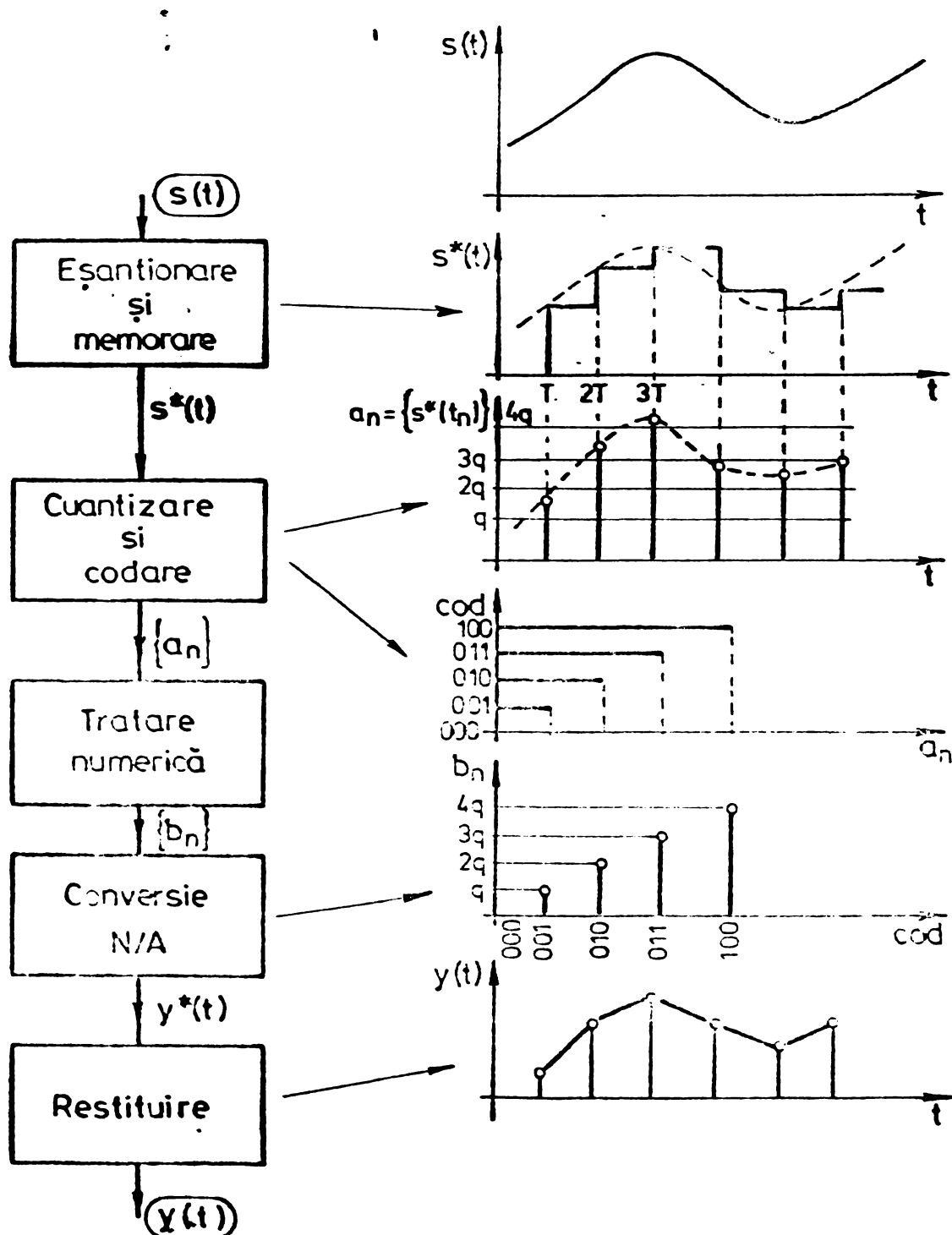


Fig.1.1. Operațiile de conversie A/N și N/A.

Pentru reconstituirea semnalului analogic la ieșire se efectuează o interpolare între eșantioane (în general de ordin "zero" urmată de o filtrare trece-jos, analogică). Această operație se numește restituire.

În fig.1.1 se prezintă ordinea acestor operații.

Cu primele două grupe mari de operații prezentate în fig. 1.1 și care realizează transformarea $s(t) \rightarrow \{s^*(tn)\}$ se ocupă sistemul de achiziții de date (SAD), sistem a cărui parte centrală o reprezintă convertorul analog-numeric (CAN). Cum problemele atacate în teză sînt, cele legate de CAN, vom prezenta în continuare cîteva aspecte legate de procesul de cuantizare, procesul cel mai important în cadrul CAN-ului.

1.2. Cuantizarea - operație principală în cadrul CAN [2], [94], [101], [102]

În cadrul acestei operații, mulțimea continuă a valorilor semnalului de la intrare se înlocuiește printr-o mulțime de valori discrete, obținută prin înlocuirea fiecărei valori a funcției cu cea mai apropiată dintre valorile discrete. Procesul de aproximare va introduce erori cu atît mai mică cu cît intervalul ales între valorile discrete va fi mai mic. Acestui interval i se dă denumirea de cuantă, ceea ce duce și la denumirea procesului de discretizare a semnalului continuu, prin proces de cuantizare.

CAN este prin urmare un cuantizor. Aplicînd la intrarea unui cuantizor un semnal x , a cărui gamă de variație o subdividem în I_k intervale de aceeași lărgime Δx . (fig.1.2a). Cuantizarea ca procedeu constă în înlocuirea valorilor lui x din cadrul unui interval prin valoarea centrului intervalului.

Valoarea centrului intervalului este:

$$x_k = k \Delta x + \Theta \Delta x \quad \text{pentru } (k - \frac{1}{2}) \Delta x + \Theta \Delta x < x \leq (k + \frac{1}{2}) \Delta x + \Theta \Delta x \quad (1.1)$$

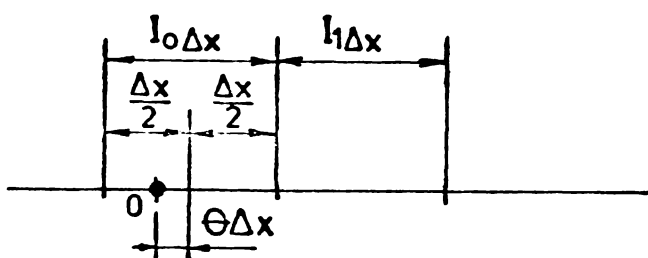
Pentru Θ cele două valori $\Theta = 0$ și $\Theta = \pm \frac{1}{2}$, sînt cele uzuale și determină caracteristicile prezentate în fig.1.2b și c, pentru care centrele intervalelor sînt:

$$x_k = k \Delta x \quad \text{pentru } (k - \frac{1}{2}) \Delta x < x \leq (k + \frac{1}{2}) \Delta x$$

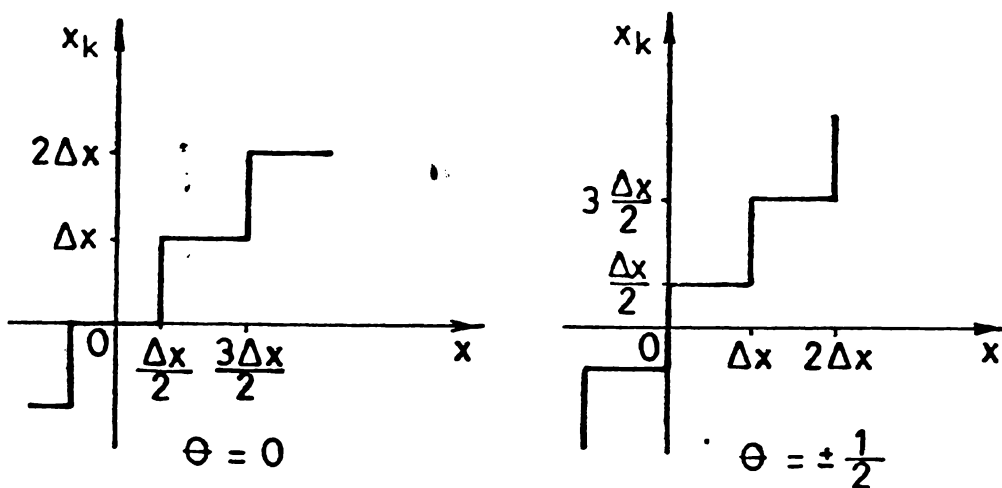
și

$$x_k = (k + \frac{1}{2}) \Delta x \quad \text{pentru } k \Delta x < x \leq (k+1) \Delta x$$

(1.2)



a. Intervale de cuantizare



b. Caracteristici ale cuantizoarelor

Fig.1.2

Probabilitatea de apariție a lui x_k , $P(x_k)$, este dată de:

$$P(x_k) = \int_{(k - \frac{1}{2} + \Theta) \Delta x}^{(k + \frac{1}{2} + \Theta) \Delta x} f(x) dx \quad (1.3)$$

Unde $f(x)$ este densitatea de distribuție a semnalului x , densitate ce descrie complet proprietățile statistice ale eșantioanelor de la intrarea cuantizorului în cazul că acestea sînt independente. Probabilitatea (1.3) se poate scrie:

$$P(x_k) = \int_{-\infty}^{+\infty} f[\lambda + (k + \Theta) \Delta x] \text{rectg} \frac{\lambda}{\Delta x} d\lambda \quad (1.4)$$

în care s-a folosit funcția:

$$\text{rectg} \frac{\lambda}{\Delta x} = \begin{cases} 1 & \text{pentru } |\lambda| \leq \frac{\Delta x}{2} \\ 0 & \text{pentru } |\lambda| > \frac{\Delta x}{2} \end{cases} \quad (1.5)$$

și schimbarea de variabilă: $\lambda = x - (k + \Theta) \Delta x$.

Cum funcția caracteristică $\phi(v)$ a mărimii de ieșire este:

$$\hat{\phi}(v) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} P(x_k) e^{jv x_k} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{jv(k+\Theta)\Delta x} \int_{-\infty}^{+\infty} f[\lambda + (k+\Theta)\Delta x] \operatorname{rectg} \frac{\lambda}{\Delta x} d\lambda \quad (1.6)$$

Deoarece între densitatea de probabilitate $f(x)$ și funcția sa caracteristică $\phi(u)$ există prin definiție relația:

$$f(x) = \mathcal{F}^{-1} \{ \phi(u) \} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-jux} \phi(u) du \quad (1.7)$$

și conform teoremei întârzierii semnalului:

$$f[x - (k + \Theta) \Delta x] = \mathcal{F}^{-1} \left\{ e^{-ju(k+\Theta)\Delta x} \phi(u) \right\} \quad (1.8)$$

Tinând seama și de faptul că:

$$\operatorname{rectg} \frac{\lambda}{\Delta x} = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \Delta x \frac{\sin u \frac{\Delta x}{2}}{u \frac{\Delta x}{2}} \right\} = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{\sin u \frac{\Delta x}{2}}{u \frac{\Delta x}{2}} \right\} \quad (1.9)$$

Aplicând teorema lui Parseval:

$$\left(\int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t) \cdot s_2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(w) S_2(-w) dw \right)$$

obținem funcția caracteristică a mărimii de ieșire, x_k :

$$\begin{aligned} \phi(v) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{jv(k+\Theta)\Delta x} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-ju(k+\Theta)\Delta x} \phi(u) \Delta x \frac{\sin u \frac{\Delta x}{2}}{u \frac{\Delta x}{2}} du = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(u - v - k \frac{2\pi}{\Delta x}) e^{-j\Theta \Delta x(u-v)} \phi(u) \frac{\sin u \frac{\Delta x}{2}}{u \frac{\Delta x}{2}} du \end{aligned}$$

și în final:

$$\hat{\phi}(v) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{-j\Theta 2\pi k} \phi(v + k \frac{2\pi}{\Delta x}) \frac{\sin(v + k \frac{2\pi}{\Delta x}) \frac{\Delta x}{2}}{(v + k \frac{2\pi}{\Delta x}) \frac{\Delta x}{2}} \quad (1.10)$$

Cum legătura dintre momentul de ordinul k , $M_k(x)$ și funcția sa caracteristică, este:

$$j^k M_k(x) = \left. \frac{\partial^k \phi(v)}{\partial v^k} \right|_{v=0}$$

Se obține media semnalului cuantizat, x_k , [2] :

$$M(x_k) = M(x) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\Delta x}{\pi k} I_m \left\{ e^{j2\pi k(\frac{1}{2} - \Theta)} \phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right) \right\} \quad (1.11)$$

Pentru a calcula dispersia $D\{x_k\}$, avem nevoie de media patratice,

$$M(x_k^2) = - \left. \frac{\partial^2 \hat{\phi}(v)}{\partial v^2} \right|_{v=0},$$

care devine:

$$\begin{aligned} M(x_k^2) = M(x^2) + \frac{(\Delta x)^2}{12} - 2 \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{k} e^{-j2\pi k(\Theta - \frac{1}{2})} \frac{\partial \phi(v+k \frac{2\pi}{\Delta x})}{\partial v} \right\}_{v=0} + \\ + \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} \operatorname{Re} \left\{ e^{-j2\pi k(\Theta - \frac{1}{2})} \phi\left(k \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \right\} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Cum dispersia este dată de relația:

$$\begin{aligned} D\{x_k\} = M(x_k^2) - [M(x_k)]^2 = D(x) + \frac{(\Delta x)^2}{12} - \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{k} e^{-j2\pi k(\Theta - \frac{1}{2})} \cdot \\ \cdot \frac{\partial \phi(v+k \frac{2\pi}{\Delta x})}{\partial v} \Big|_{v=0} + \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} \operatorname{Re} \left\{ e^{-j2\pi k(\Theta - \frac{1}{2})} \phi\left(k \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \right\} - \\ - 2M(x) \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{1}{k} I_m \left\{ e^{-j2\pi k(\Theta - \frac{1}{2})} \phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right) \right\} - \\ - \left[\frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{1}{k} I_m \left\{ e^{-j2\pi k(\Theta - \frac{1}{2})} \phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right) \right\} \right]^2 \end{aligned} \quad (1.13)$$

Dacă spre exemplu semnalul de intrare este distribuit normal, avînd

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{[x-M(x)]^2}{2\sigma^2}} \quad (1.14)$$

și funcția caracteristică:

$$\begin{aligned} \phi(v) = \mathcal{F}\{f(x)\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{jvx} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{[x-M(x)]^2}{2\sigma^2}} dx = \\ &= e^{jvM(x) - \frac{v^2\sigma^2}{2}} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Eroarea de determinare a mediei $M(x)$, utilizând mărimile cuantizate, va fi:

$$\varepsilon_c = M(x_k) - M(x) = \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{1}{2} e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2 \frac{\sigma^2}{2}} \sin 2\pi k \left[\left(\frac{1}{2} - \theta\right) + \frac{M(x)}{x} \right] \quad (1.16)$$

și notînd:

$M(x) = (k + \theta) \Delta x + \beta \Delta x$ cu: $-\frac{1}{2} < \beta < \frac{1}{2}$, eroarea ε_c , devine:

$$\begin{aligned} \varepsilon_c &= \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{1}{k} e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2 \frac{\sigma^2}{2}} \sin(\pi k + 2\pi k \beta) = \\ &= \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{(-1)^k}{k} e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2 \frac{\sigma^2}{2}} \sin 2\pi k \beta \end{aligned} \quad (1.17)$$

Dacă media $M(x)$ coincide cu centrul intervalului de clasă, deci pentru $\beta = 0$ se obține $\varepsilon_c = 0$.

Deasemeni ε_c scade cu creșterea raportului $\frac{\sigma}{\Delta x}$.

În tabelul următor se dau valorile erorii ε_c , funcție de raportul $\frac{\sigma}{\Delta x}$ pentru $k=1$, [2].

$\frac{\sigma}{\Delta x}$	1	1/2	1/3
$\frac{\varepsilon_c}{\Delta x \sin 2\pi \beta} \Big _{k=1}$	$8,3 \cdot 10^{-10}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$3,5 \cdot 10^{-2}$

Valoarea mediei pătratice a semnalului normal cuantizat este:

$$\begin{aligned} M(x_k^2) &= M(x)^2 + \frac{(\Delta x)^2}{12} + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-2\pi^2 k^2 \left(\frac{\sigma}{\Delta x}\right)^2} \left\{ \frac{\Delta x}{k\pi} M(x) \sin 2k\pi\beta + \right. \\ &\left. + \left[2\sigma^2 + \frac{(\Delta x)^2}{2k^2\pi^2} \right] \cos 2k\pi\beta \right\} \end{aligned} \quad (1.18)$$

Dispersia fiind:

$$D \{x_k\} = D \{x\} + \frac{(\Delta x)^2}{12} + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \left(2\pi^2 + \frac{(\Delta x)^2}{2k^2\pi^2} \right) \cos 2\pi k\beta \cdot$$

$$\cdot \left[-2\pi^2 k^2 \left(\frac{\sigma}{\Delta x} \right)^2 - \left(\frac{\Delta x}{\pi} \right)^2 \left\{ \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin 2\pi k\beta e^{-2\pi^2 k^2 \left(\frac{\sigma}{\Delta x} \right)^2} \right\}^2 \right] \quad (1.19)$$

Pentru valori mari ale raportului $\frac{\sigma}{\Delta x}$, termenul important care reprezintă valoarea dispersiei prin cuantizare este $\frac{(\Delta x)^2}{12}$.

1.3. Zgomotul de cuantizare 2

Prin zgomot de cuantizare se înțelege diferența:

$$y = x_k - x \quad (1.20)$$

dintre mărimea de ieșire și de intrare a cuantizorului. Înlocuind valoarea lui x_k din (1.1) se obține:

$$y = (k + \theta) \Delta x - x \quad (1.21)$$

relație reprezentată în fig.1.3.

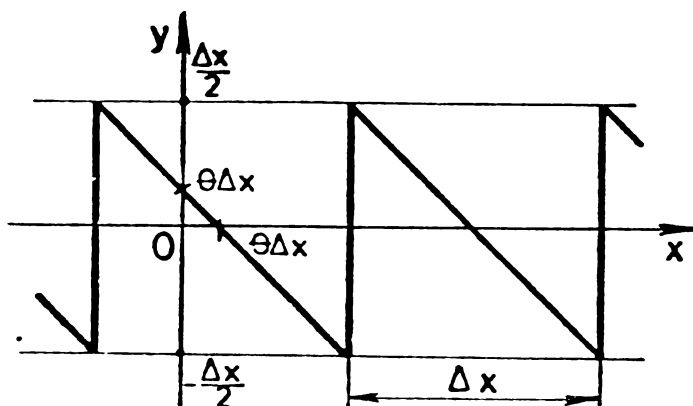


Fig.1.3.

Prin urmare zgomotul de cuantizare este o funcție periodică, având perioada egală cu intervalul de cuantizare Δx .

Cum în cazul unor

funcții uniforme de variabilă aleatoare $y=y(x)$ densitatea de probabilitate $F(y)$ este:

$$F(y) = f(x) \frac{dx}{dy},$$

pentru zgomotul de cuantizare, într-un interval de clasă I_k , se obține:

$$F_k(y) = f(x) \text{ pentru } \forall x \in I_k,$$

sau introducând funcția rectg $\frac{y}{x}$:

$$F_k(y) = f(x) \text{ rectg } \frac{y}{\Delta x} \quad (1.22)$$

Densitatea de probabilitate a zgomotului pentru tot dome-

niul de existență al variabilei x , este:

$$F(y) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F_k(y) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(x) \operatorname{rectg} \frac{y}{\Delta x} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(x_k - y) \operatorname{rectg} \frac{y}{\Delta x} \quad (1.23)$$

Cum:

$$f(x_k - y) = \mathcal{F}_y^{-1} \left\{ \phi(-u) e^{jux_k} \right\} = \mathcal{F}_y^{-1} \left\{ \phi^*(u) e^{jux_k} \right\}$$

și

$$F(y) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \mathcal{F}_y^{-1} \left\{ \phi^*(u) e^{jux_k} \right\} \mathcal{F}_y^{-1} \left\{ \Delta x \frac{\sin \frac{u \Delta x}{2}}{\frac{u \Delta x}{2}} \right\}$$

și

$$\phi_y(u) = \mathcal{F} \{ F(y) \}$$

În cazul în care distribuția semnalului de intrare este limitată, astfel încât funcția sa caracteristică se poate considera nulă pentru $u \geq \frac{2\pi}{\Delta x}$, independent de legea de distribuție a lui x , $f(x)$, și prin urmare:

$$\phi_y(u) = \Delta x \frac{\sin u \frac{\Delta x}{2}}{u \frac{\Delta x}{2}}$$

și

$$F(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_y(u) e^{-juy} du = \frac{1}{\Delta x} \operatorname{rectg} \frac{y}{\Delta x} \quad (1.24)$$

Ceea ce înseamnă că zgomotul de cuantizare este uniform distribuit în intervalul $-\frac{\Delta x}{2}, \frac{\Delta x}{2}$.

Rezultă în acest caz, că vom avea:

$$M(y^2) = \frac{(\Delta x)^2}{12}$$

și

$$\sigma_y = \sqrt{M(y^2)} = \frac{\Delta x}{2\sqrt{3}} \quad (1.25)$$

1.4. Principii fundamentale de realizare a CAN
- tipuri de CAN [1 - 4], [23], [28], [36],
[40], [42], [94]

Cu toate că la ora actuală există o mare varietate de scheme și realizări de CAN, la baza acestora stau un număr mic de principii fundamentale. Clasificările de regulă urmăresc câte un criteriu principal împărțind CAN în câteva clase, cu precizarea unor eventuale excepții.

În această ordine de idei dacă la baza clasificării CAN se pune prezența sau absența buclei de reacție în schema structurală, convertoarele respective se împart în închise și deschise.

În ultimul timp a primit o răspândire mare clasificarea bazată pe modul cum se desfășoară în timp procesul transformării mărimii analogice în mărime numerică [40].

Desigur, la baza acestui proces stau operațiile de cuantizare și memorare. Aceste procese se pot realiza fie succesiv (serie), fie concomitent (paralel), fie printr-o procedură serie-paralel, de apropiere a echivalentului numeric de mărimea analogică transformată. În această ordine de idei, CAN se clasifică după cum urmează:

1. CAN serie cu o singură aproximare, cu:
 - modulație în durată a impulsurilor; [43]
 - dublă integrare; [1], [2], [27], [44]
 - conversie tensiune-frecvență; [48], [49]
 - tensiune dinte de fierăstrău; [43]
 - urmărire; [2]
 - modulație delta. [2]
2. CAN serie cu aproximare succesivă:
 - programat cu aproximare succesivă; [2], [35], [21], [54], [84]
 - cu divizarea sarcinii; [40]
 - în cascadă cu limită continuă și cod binar; [2], [36]
 - în cascadă cu limită continuă și cod Gray; [1]
 - în cascadă cu limită variabilă. [1]
3. CAN paralel, cu:
 - legătură logică directă; [1], [40], [16], [20]

- legătură combinată; [1], [29], [54]
- memorie permanentă; [37]
- tub de codificare. [40]

4. CAN serie-paralel:

- cu limită continuă; [1], [2], [40]
- cu limită variabilă; [40]
- în flux; [1]
- cu reacție. [40]

Spațiul nu permite să discutăm caracteristicile fiecărui tip de CAN prezentat anterior, în dreptul fiecărui tip s-a trecut indicele bibliografic specific.

Pînă la urmă la majoritatea CAN se execută o comparare a mărimii analogice de la intrare cu mărimea de referință, în urma comparării obținîndu-se informația numerică.

După succesiunea logică a pașilor executați în cadrul convertorului, pînă ce se ajunge la egalitatea dintre mărimea de măsurat și cea de referință, deosebim trei metode fundamentale [42]. Compararea se consideră încheiată dacă mărimea de măsurat coincide într-adevăr cu mărimea de referință încît nu se mai pot face îmbunătățiri care să perfecteze egalitatea celor două mărimi.

Cele trei modalități fundamentale de realizare a CAN sînt prezentate în fig.1.4 și descrise în cele ce urmează:

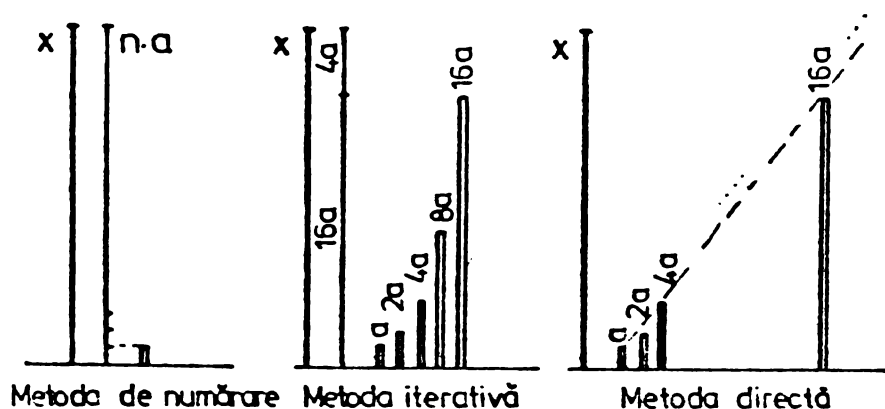


Fig.1.4.

A. Metoda de numărare (fig.1.4a)

Utilizează o singură mărime de referință "a" care se înmulțește de atâtea ori pînă ce se atinge valoarea mărimii de măsurat, x. Numărul maxim de pași este $i=N-1$ unde N este codul maxim.

B. Metoda de iteratie (fig.1.4b)

Utilizează mai multe mărimi de referință, a căror valoare este dată de un cod. Spre exemplu pentru codul binar natural, mărimile de referință sînt proporționale cu valorile: 1; 2; 4; 8; 16; 32... iar pentru cel zecimal cu: 1; 10; 100...

Numărul mărimilor de referință necesare considerînd cazul că tot domeniul se poate împărți în $N=B^p$ trepte egale, este h:

$$h = p = \log_B N \tag{1.26}$$

Dacă p nu este un număr întreg, ci depășește cu puțin o valoare întregă, se va lua un număr de mărimi de referință egal cu numărul întreg imediat următor.

Spre exemplu pentru $N=128$, folosind referințe în trepte după codul binar, obținem:

$$p = \log_2 128 = 7 \text{ și deci } h = 7$$

Pentru trepte după codul zecimal:

$$p = \log_{10} 128 = 2,1072 \text{ și deci luăm } h = 3$$

Cum fiecare valoare de referință se poate folosi de B-1 ori, numărul maxim de pași, va fi:

$$i = (B-1) \cdot h \tag{1.27}$$

C. Metoda directă (fig.1.4c)

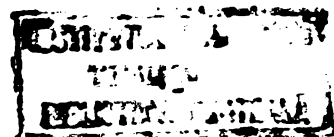
Utilizează atîtea valori de referință cîte trepte de cuantozare sînt posibile. Prin urmare:

$$h = N-1 \tag{1.28}$$

Deoarece se dispune de toate valorile de referință simultan, conversia se face într-un singur pas: $i=1$. In tabelul următor se face o comparație între cele trei metode. Se observă că metoda de numărare și cea directă reprezintă situații limită.

Metoda	Numărul valorilor de referință "h"	Numărul maxim de pași "i"
Numărare	1	N-1
Iterație	$\log_B N$	$(B-1)\log_B N$
Direct	N-1	1

Din cele trei metode descrise se pot desprinde încă două procedee "extinse", și anume:



D. Metoda de numărare extinsă

Utilizează un număr de valori de referință: $1 < h < \log_B N$. Spre exemplu pentru $N=128$ folosind codul binar se pot folosi numai valorile de referință 1, 2, 4 - fig.1.5a.

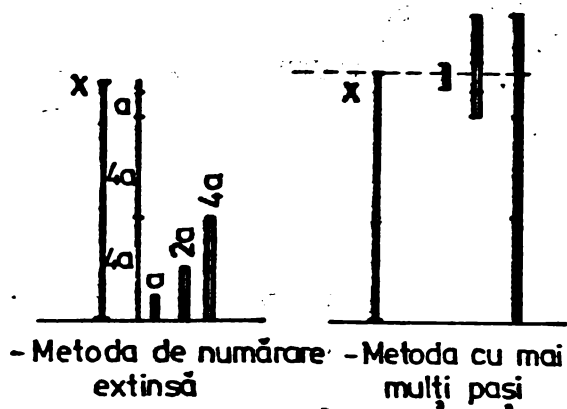


Fig.1.5.

In general pentru $N=B^p$ cu $p=$ întreg se determină h valori de referință de mărimea $B^0, B^1, B^2 \dots B^{h-1}$, unde $h \leq \log_B N$. Compararea începe cu valoarea de referință cea mai mare, care se ia astfel ca ultima treaptă începând cu $N-B^{h-1}$ să se poată completa cu valori mai mici, inclusiv B^0 . Cea

mai mare valoare de referință se folosește de maxim: $\frac{N}{B^{h-1}} - 1$ ori. Celelalte $h-1$ valori de referință se vor utiliza fiecare de maxim $B-1$ ori. Drept care numărul maxim de pași va fi:

$$i = \frac{N}{B^{h-1}} - 1 + (h-1)(B-1) \tag{1.29}$$

Pentru $h=1$, reobținem metoda simplă de numărare, iar pentru $h = \log_B N$, metoda de iterație.

E. Metoda cu mai mulți pași

Constă în folosirea succesivă de mai multe ori a metodei directe, compararea făcându-se în trepte din ce în ce mai fine (fig.1.5b).

Numărul total de trepte este:

$$N = N_1 \cdot N_2 \cdot N_3 \dots N_i$$

Si deoarece cu fiecare mărime de referință se operează după metoda directă, vom avea nevoie de h mărimi de referință:

$$h = \sum_{\gamma=1}^i N_\gamma - 1 \tag{1.30}$$

pentru i pași.

Numărul minim de pași se obține dacă fiecare mărime multiplă de referință este formată din același număr N' de trepte.

$$N' = \sqrt[i]{N}$$

Se ia numărul întreg imediat superior.

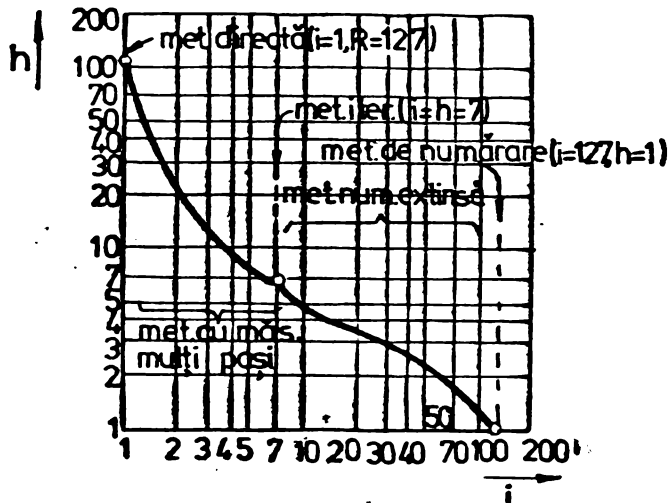


Fig.1.6.

tre numărul valorilor de referință h și numărul de pași i , pentru $N=128$ și $B=2$.

Numărul valorilor de referință, va fi:

$$h = (N^i - 1) / (i - 1) \sqrt[i]{N} \quad (1.31)$$

Pentru $i = p = \log_B N$ și $B=2$, se obține $h = \log_B N$, adică metoda iterației.

Prin urmare metoda cu mai mulți pași este situată între metoda de iterație și cea directă.

În fig.1.6 este prezentată dependența din-

CAPITOLUL 2.

TENDINTE ACTUALE IN REALIZAREA UNOR CAN CU COMPROMIS BUN PRODUCTIVITATE - PRECIZIE - PRET DE COST

2.1. CAN de tip serie

Particularitatea deosebită a acestei clase de convertoare este utilizarea principiului " dihetaniei ", adică împărțirea în două a semnalului și a restului său. Acest lucru permite unui CAN de ordinul n să realizeze procesul de conversie în n pași în loc de 2^{n-1} cât avea metoda de iterația. Datorită acestui fapt se pot atinge viteze de conversie de 10^6 conv./sec. cu rezoluții de pînă la 16 bit [45].

Această clasă de CAN reprezintă un compromis tehnic foarte bun între precizie și viteză, pentru o mare varietate de utilizări practice, fiind în general utilizate în sistemele de achiziții de date. Vom prezenta în continuare foarte pe scurt tipurile principale ale acestei clase de convertoare.

2.1.1. CAN programat cu aproximare succesivă.

Este cel mai răspîndit tip, în tehnica CAN. Reprezintă în sine un dispozitiv de calcul specializat, ce realizează un algoritm al aproximării succesive, algoritmul înscris în circuitele de programare.

Codul numeric de ieșire este în general paralel, putînd fi însă și serie însă cu bitul cel mai semnificativ (MSB) în față.

Algoritmul constă într-o serie de comparații prin care se decide dacă în rangul i , bitul β_i are valoarea 0 sau 1.

U_x se exprimă în cod binar, ca fiind:

$$U_x = U_R \sum_{i=1}^n \beta_i 2^{-i}$$

cum:

446 4/10
132 D

$$\sum_{i=r}^n 2^{-i} = 2^{-r+1} - 2^{-n} < 2^{-r+1}$$

Se poate determina β_1 comparând pe U_x cu $U_R \cdot 2^{-1}$ și prin urmare dacă $U_x > U_R \cdot 2^{-1}$ atunci $\beta_1 = 1$ conform cu relația anterioară unde facem $r = 2$.

Pentru β_2 se compară $U_x > U_R(\beta_1 \cdot 2^{-1} + 2^{-2})$, dacă comparația este da se pune $\beta_2 = 1$, ș.a.m.d. Prin urmare pentru bitul β_i se va compara U_x cu $U_R(\sum_{r=1}^{i-1} \beta_r \cdot 2^{-r} + 2^{-i})$

În fig.2.1a se prezintă o modalitate de realizare a rangului i după algoritmul descris anterior. În fig.2.1b se indică modificarea necesară pentru a efectua compararea în jurul lui 0. Există și alte variante de a realiza aproximarea succesivă, dintre care cea mai economică și mai des utilizată se va prezenta în paragraful următor.

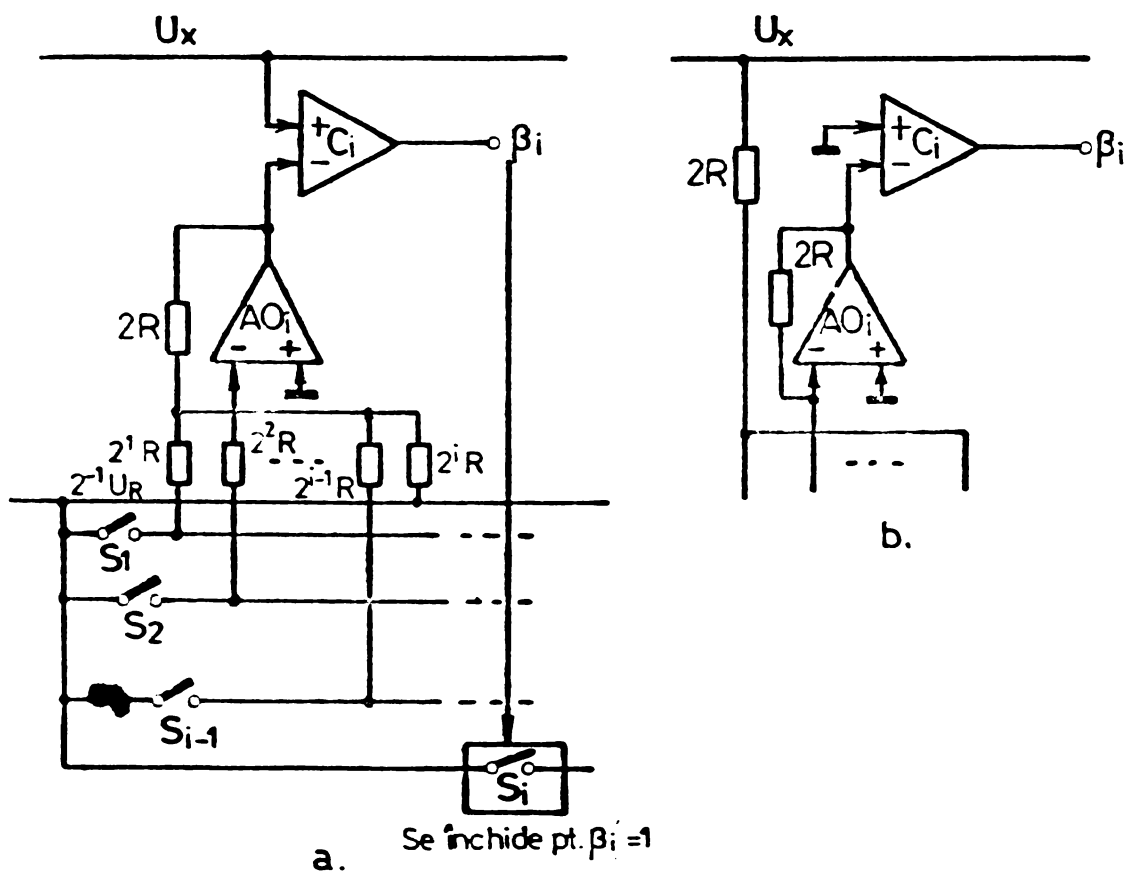


Fig.2.1.

2.1.2. CAN în cascadă cu limită continuă.

Creșterea vitezei și micșorarea prețului de cost se poate realiza prin renunțarea la o parte din circuitele de comandă și trecerea la operarea asincronă. În fig.2.2 este prezentată

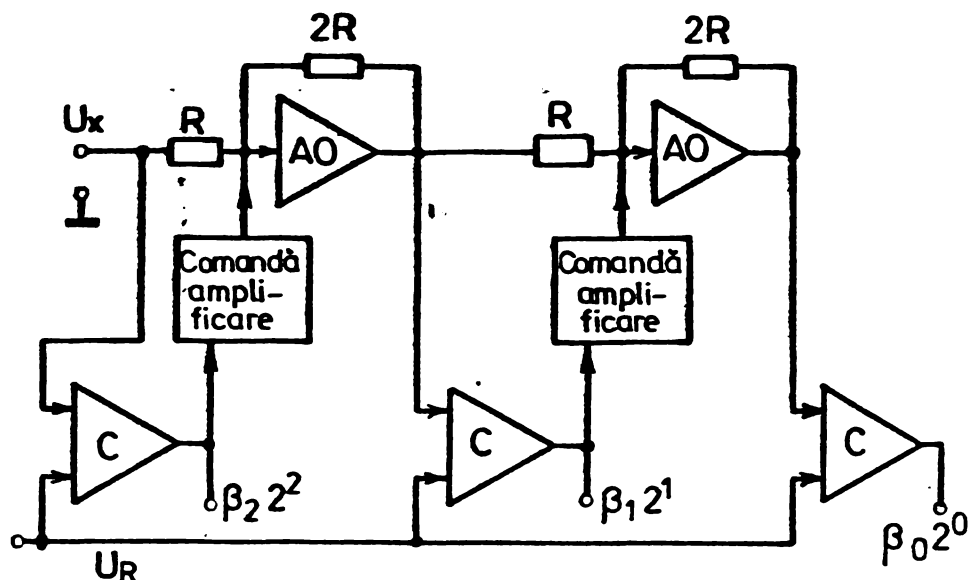


Fig.2.2.

schema bloc principală.

Renunțarea la CNA și circuite identice pe rang, reprezintă principalele calități ale acestei clase de CAN. Vitezele obținute sînt superioare CAN programat cu aproximare succesivă, însă precizia este limitată, în primul rînd de către amplificatoarele operaționale, motiv pentru care în ansamblu sînt de preferat CAN cu aproximare succesivă.

2.1.3. CAN în cascadă cu limită variabilă.

Fiecare rang al acestui tip de convertor constă după cum se vede din fig.2.3 doar dintr-un comparator și o rețea rezistivă (CNA i) care generează o tensiune de referință variabilă de la rang la rang, U_{Ri} .

În acest mod pentru rangul i, tensiunea de referință va fi:

$$U_{Ri} = 0 + a_1 \frac{U_R}{2} + a_2 \frac{U_R}{4} + \dots + a_{i-1} \frac{U_R}{2^{i-1}}$$

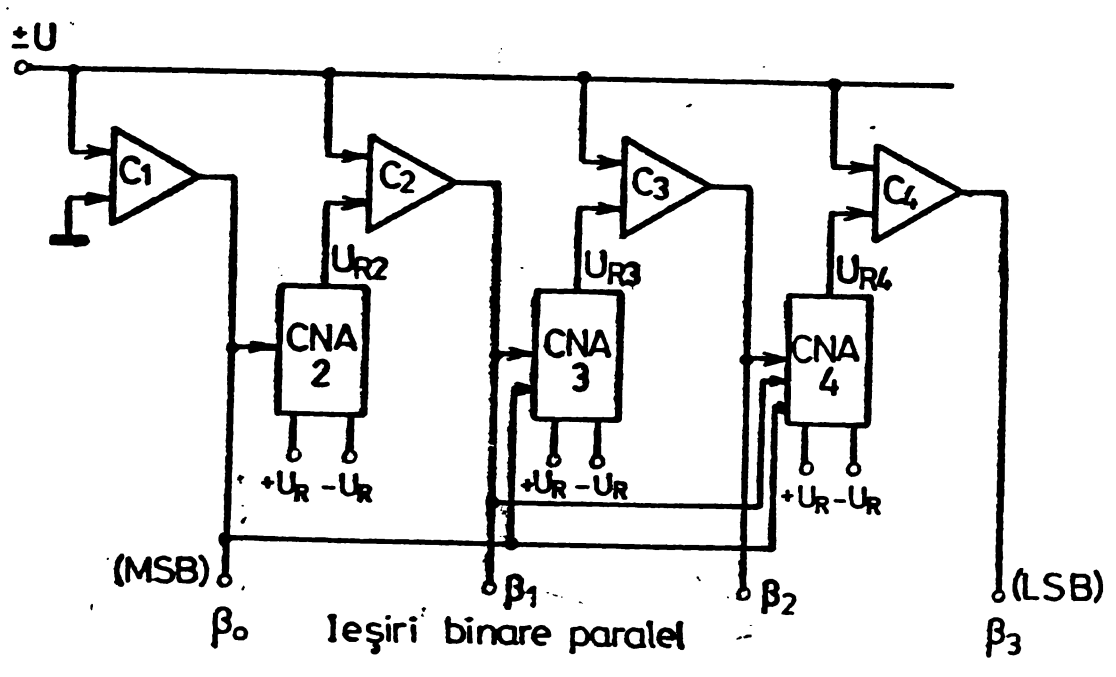


Fig.2.3.

unde

$$\begin{cases} a_i = 1 & \text{pentru } \beta_i = 1 \\ a_i = -1 & \text{pentru } \beta_i = 0 \end{cases}$$

β_i fiind ieșirile binare ale CAN. Pentru exemplificare în tabelul următor sînt prezentate valorile pe care le ia U_{Ri} pentru toate combinațiile β_i , în cazul unui convertor avînd patru ranguri binare.

$U_{Ri} = K_i \cdot U_R$		dacă		
		β_0	β_1	β_2
U_{R1}	0			
U_{R2}	+1/2	1		
	-1/2	0		
U_{R3}	+3/4	1	1	
	+1/4	1	0	
	-1/4	0	1	
	-3/4	0	0	
U_{R4}	+7/8	1	1	1
	+5/8	1	1	0
	+3/8	1	0	1
	+1/8	1	0	0
	-1/8	0	1	1
	-3/8	0	0	1
	-5/8	0	0	1
	-7/8	0	0	0

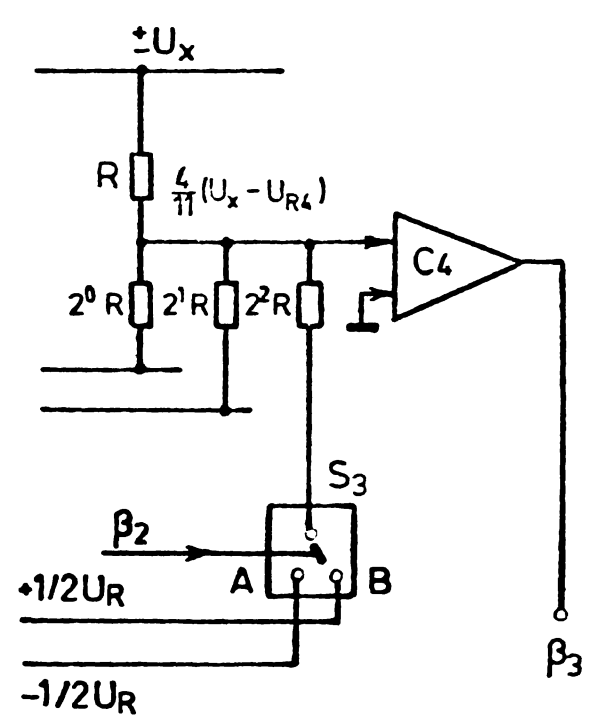


Fig.2.4.

Relația între două tensiuni de referință, este:

$$U_{Ri+1} = U_{Ri} \pm 2^{-1} U_R$$

În fig.2.4 este reprezentată o modalitate de realizare a unui rang (rangul 4), comparatoarele lucrând față de zero.

2.2. Structuri de CAN serie cu compromis bun productivitate - precizie; tendințe actuale

Dintre cele trei tipuri de CAN prezentate în paragraful anterior, tipuri ce prezintă posibilități reale de realizare a unui compromis bun productivitate - precizie - preț de cost, în ultimii ani s-au dezvoltat cel mai mult CAN cu aproximare succesivă, având structura mult simplificată față de cea prezentată în fig.2.1, prin utilizarea în cadrul structurii CAN a unei bucle de reacție [54], fig.2.5.

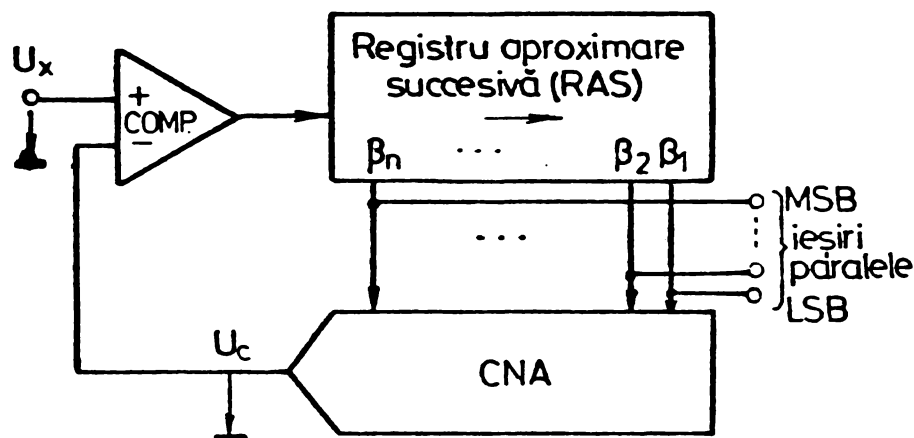


Fig.2.5.

Programarea aproximării succesive se realizează cu registrul de aproximare succesivă, registru ce în esență consistă dintr-un registru de deplasare dreapta, un registru tampon și o logică de aproximare ce funcționează după procedeul 2.1.1. În variante moderne acest registru este integrat pe același cip cu restul structurii CAN, [9].

Convertorul CAN este în majoritatea cazurilor cu rețea R-2R putînd avea mărimea de ieșire fie tensiune [84], [86] fie curent (pentru CAN rapide) [13], [55], [88]. Compararea în curent este avantajoasă și din punct de vedere al funcționării comparatorului (compară în jurul lui zero) fig.2.6.

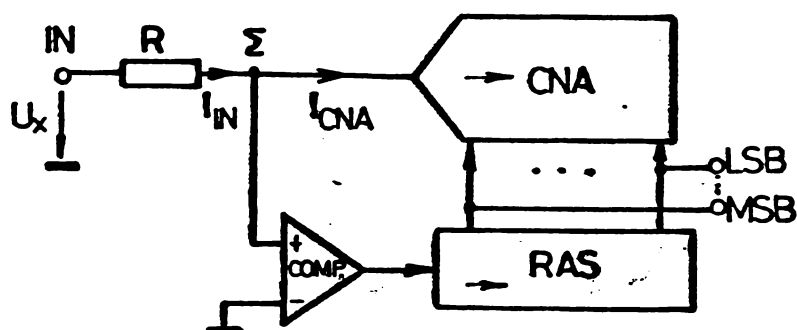


Fig.2.6.

In ultimii ani datorită succeselor dobândite în tehnologia monolitică s-au obținut realizări remarcabile în domeniul CNA realizate în principal cu rețele R-2R comandate în curent, [6], [13], [21], [31], [46], [47],

[55], [58], [59], [64], [75 - 78]; fiind convertorul cu compromisul cel mai bun productivitate - preț de cost. În această ordine de idei, se constată, analizând literatura de specialitate, două orientări, [87] :

- CNA cu rețea R-2R de atenuare binară;
- CNA cu rețea R-2R de ponderare binară.

În continuare vom prezenta succint cele două categorii de CNA, insistând asupra problemelor specifice.

2.2.1. CNA cu rețea R-2R de atenuare binară.

În fig.2.7 este prezentat un CNA cu rețea R-2R de atenuare binară, precum și conectarea sa pentru operare unipolară și bipolară.

Tranzistoarele $T_1 - T_{10}$ sînt generatoare de curent constant, curent injectat prin intermediul cheilor $S_1 - S_{10}$ atacă rețeaua R-2R, care în această structură are rolul unui atenuator binar,

curentul la ieșirea convertorului fiind: $I_{OUT} = \frac{I}{3} \sum_{i=1}^n \beta_i \frac{1}{2^{n-1-i}}$; [95].

Rezistoarele R_e din emitoarele generatoarelor de c.c. este de dorit să aibe valori cît mai mari, precizie ridicată și o stabilitate termică cît mai bună. Din aceste motive, la confecționarea lor se folosește procedeul dopării ionice, procedeu ce asigură obținerea unor rezistoare de valoare ridicată și egale între ele. Această tehnologie nu necesită temperaturi ridicate și prin urmare elementele active se pot realiza prin difuzie obișnuită. Apar însă cîteva probleme ce se cer rezolvate:

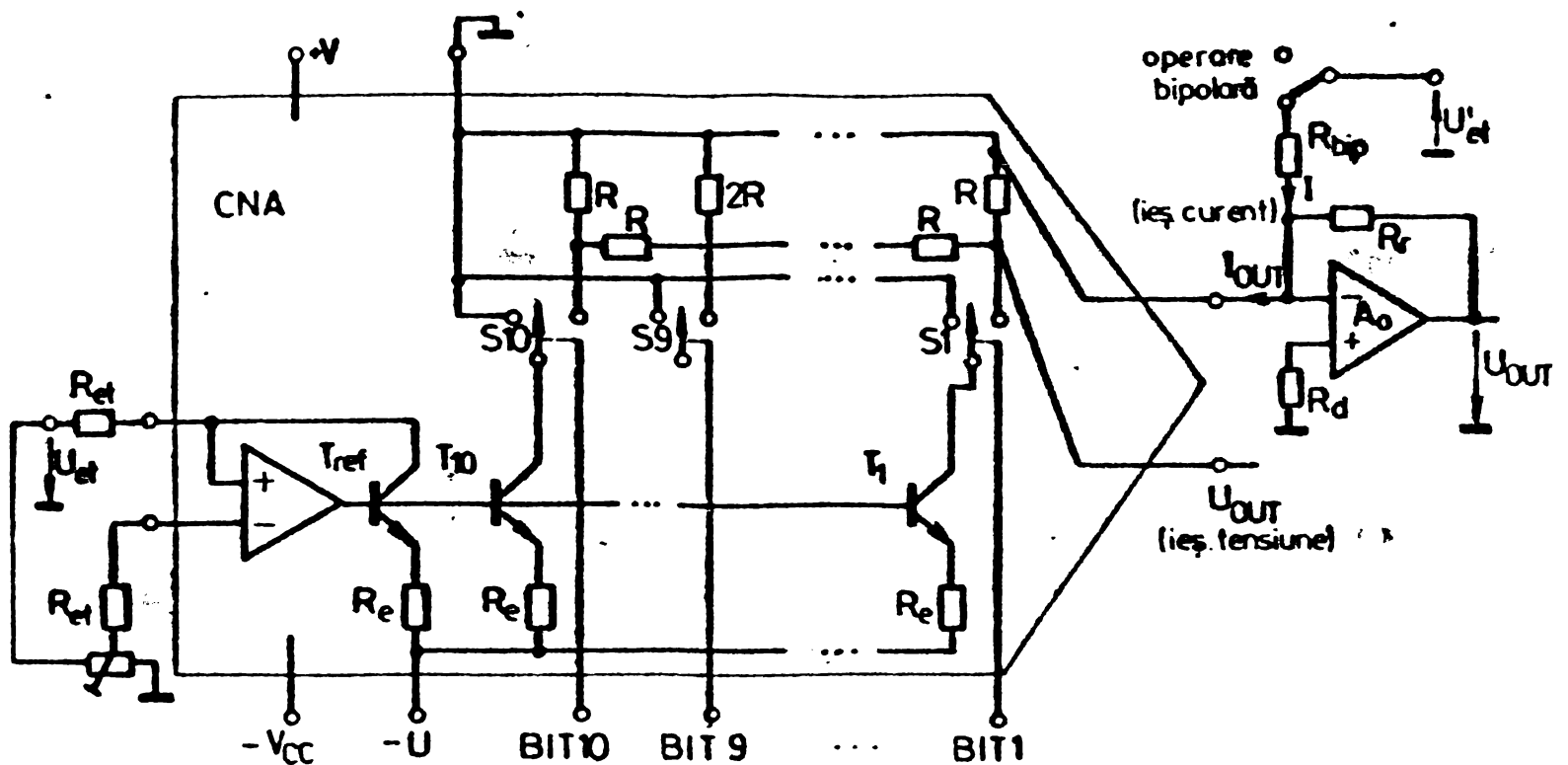


Fig.2.7.

- obținerea unei tensiuni de referință U_{ref} pentru generatoarele de c.c. care să fie flotantă față de masă, pentru a nu fi necesară stabilizarea excesivă a sursei ($-U$),

- realizarea unei surse etalon U_{et} , cu coeficient de temperatură bine precizat și reglabil,

- realizarea unor chei de curent de viteză mare.

Referitor la prima problemă, și anume, obținerea unei referințe flotante, acest lucru se realizează elegant utilizând un tranzistor de referință identic cu generatoarele de c.c., conectat într-o buclă de reacție cu un amplificator operațional (v. fig.2.8).

Curentul fisăruși generator de c.c. va fi egal cu I_{et} și va avea valoarea [95]:

$$I_{et} = \frac{U_{et} \cdot I}{R_{et}} (1-k)$$

Totodată schema din fig.2.8 asigură și eliminarea influenței factorului de amplificare β al tranzistoarelor, cu temperatura. O structură tipică de cheie de mare viteză (100 ns max) și cu erori în curentul comutat $< 0,1\%$ este prezentată în figura 2.9 după [8].

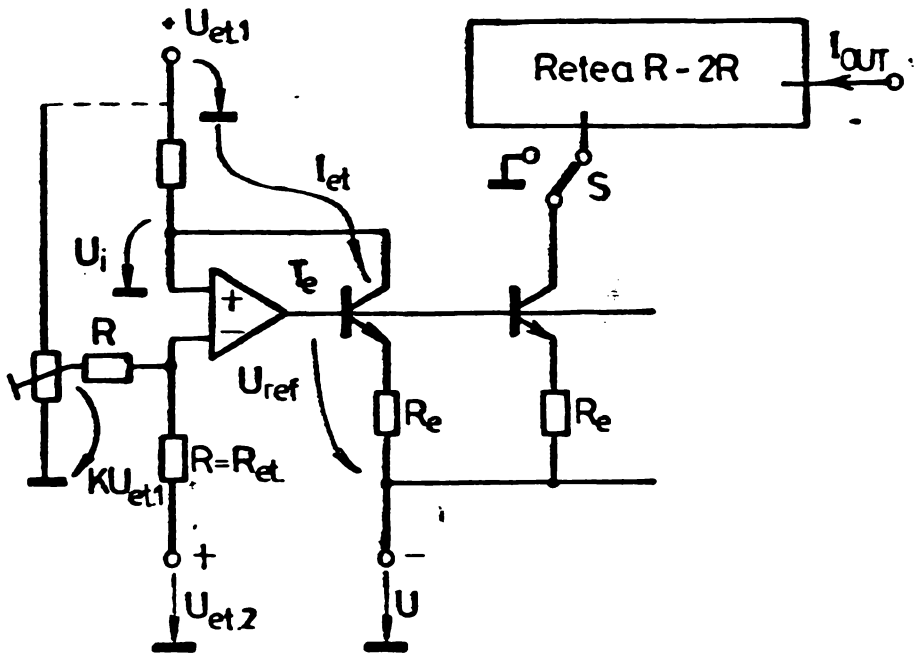


Fig.2.8.

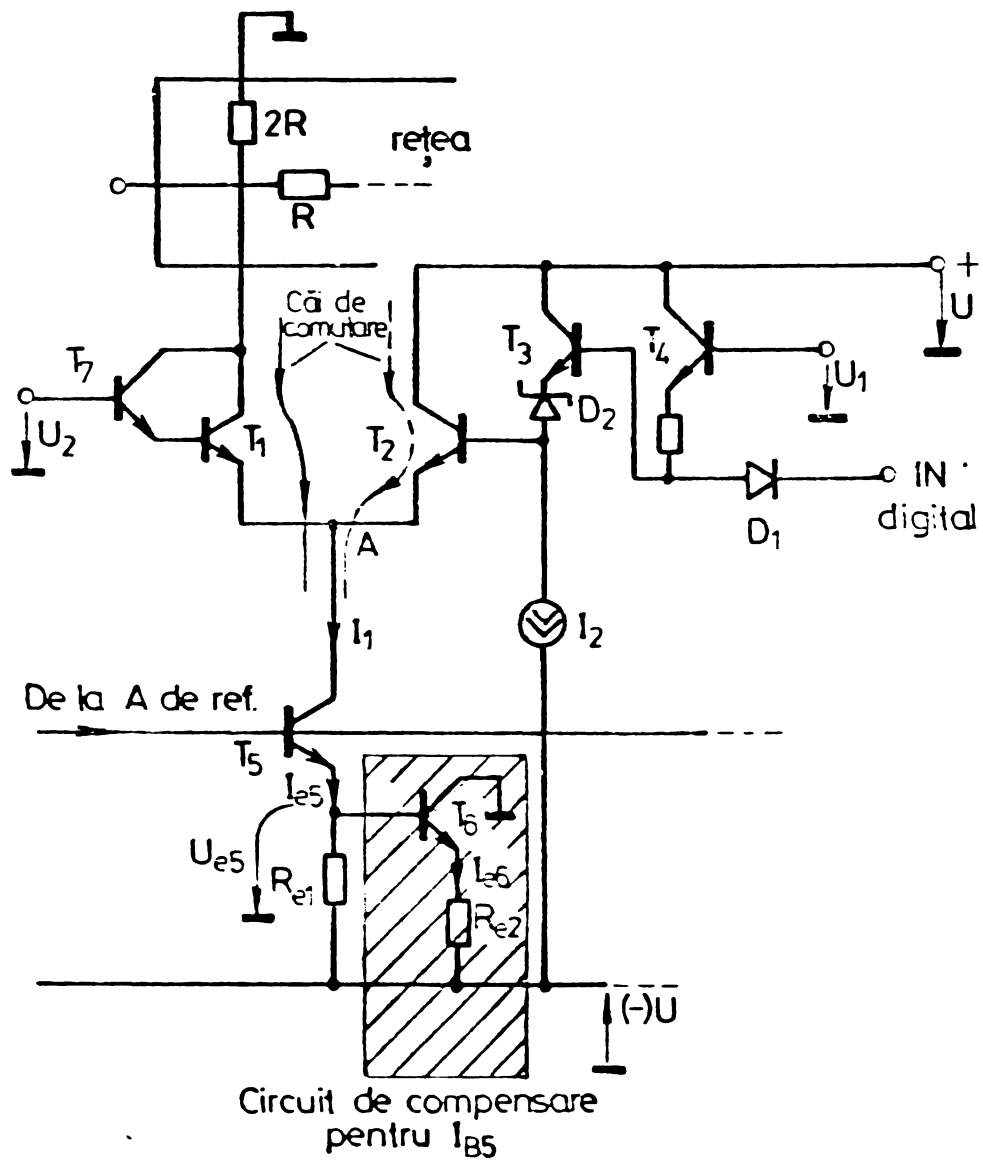


Fig.2.9.

Comutatorul este descris în [87], [95] și funcționează cu comutare de curent, curentul util generat de T_5 este îndreptat fie spre rețeaua R-2R (T_1, T_7) fie spre sursa +U. (T_2).

Ceea ce trebuie subliniat, este faptul că schema conține câte un tranzistor în plus pe fiecare rang (T_6), numit tranzistor de compensare β , tranzistor ce are menirea să minimizeze diferențele de amplificare în curent ale tranzistoarelor generatoare de c.c.

Dacă spre exemplu β_5 diferă față de valoarea ideală cu 25%, fiecare tranzistor generator de c.c. ar trebui să aibe $\beta = 400$ pentru a obține o eroare a curentului de 0,1%, [7]. Prin introducerea lui T_6 chiar la un raport $0,75 < \frac{\beta_5}{\beta_6} < 1,25$, factorul β se poate reduce la 100 în aceleași condiții de eroare a curentului.

Problema sursei etalon se pare că este dintre cele mai spinoase în cadrul CAN, instabilitatea termică într-un interval (0 - 75)^oC trebuind să fie mai mică decât 10 ppm/^oC. Dintre numeroase posibilități de realizare a acestei surse [9], [12], [71 - 73], [77] prezentăm în continuare (fig.2.10a) o structură monolitică de sursă, structură elegantă prin modalitatea de ajustare a coeficientului de temperatură.

Cu notațiile din fig.2.10b, în [89] se arată că:

$$U_{et} = R_5 \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \cdot \frac{k T}{q} \ln \frac{I_3^2}{I_1 \cdot I_2} + U_{be5} + U_{be6}$$

Relația obținută, în ipoteza că sursa fiind integrată monolitic, vom avea (fig.2.10b):

$$I_i = I_{CS} \exp(q/kT \cdot U_{bei}) \quad i=1,2,3$$

Cum $\ln \frac{I_3^2}{I_1 \cdot I_2} > 0$, rezultă posibilitatea compensării variațiilor

negative $\frac{\partial U_{be5,6}}{\partial T} = -2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, și chiar de a o aduce la valoarea dorită ajustând rezistorul R_5 .

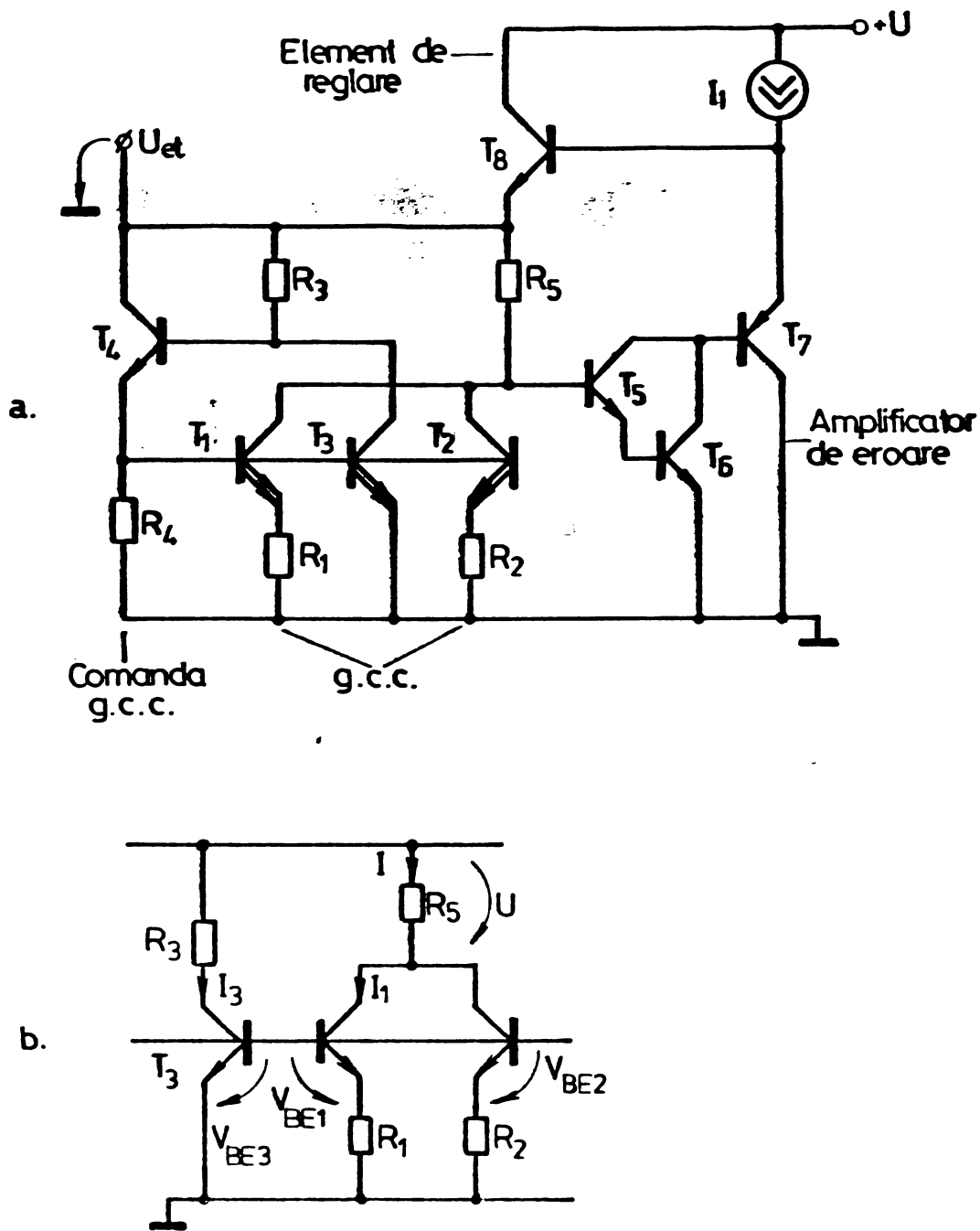


Fig.2.10.

2.2.2. CNA cu rețea R-2R cu ponderare binară.

Au fost realizate monolitic pentru prima oară de către firma PMI. O structură reprezentativă pentru acest gen de CNA este prezentată în [13]. Convertoarele de acest tip conțin o rețea R-2R care ponderează binar curenții generatoarelor de curent constant, generatoare comandate analog cu CNA cu atenuare binară. Curenții generatoarelor sînt dirijați de către niște chei de cu-

rent S_1 , spre punctul Σ de ieșire al convertorului fig.2.11.

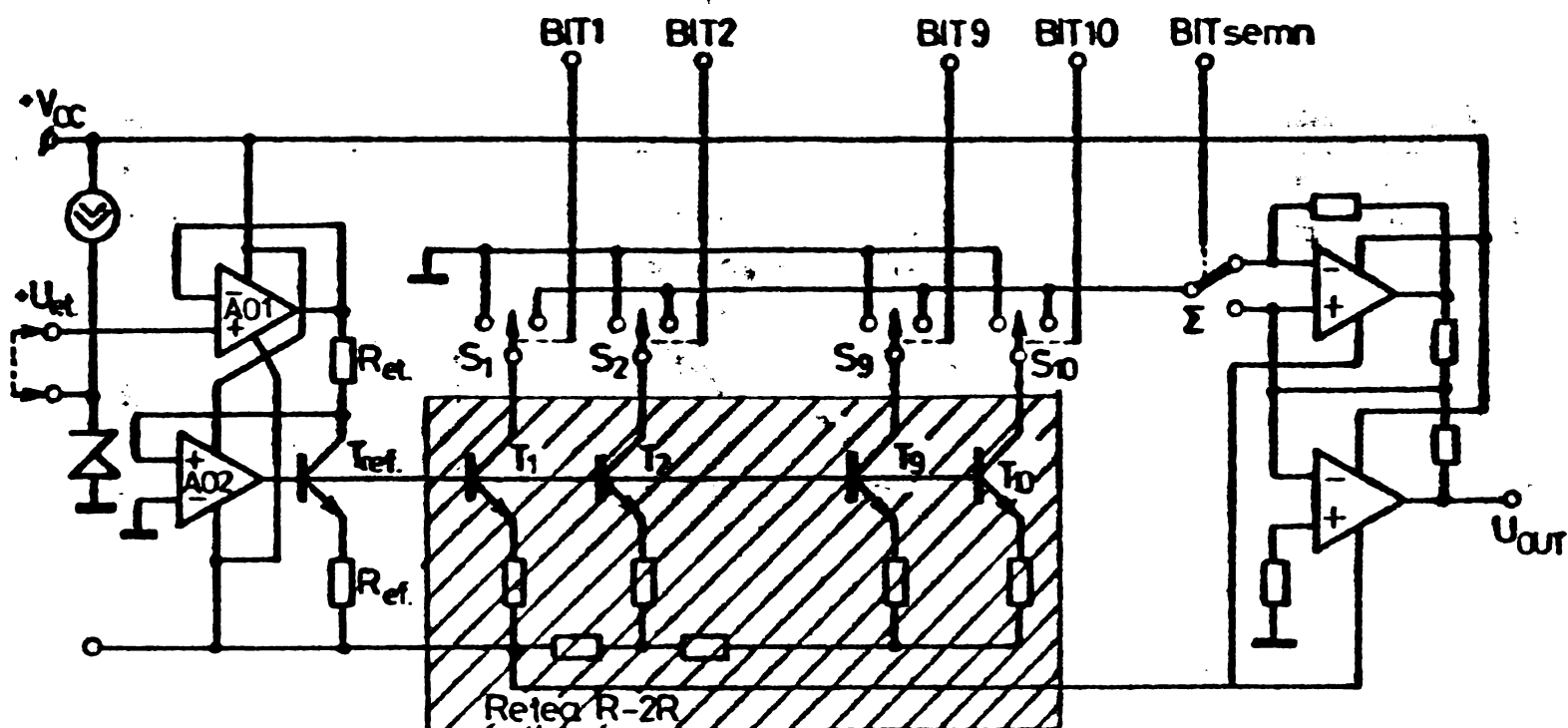


Fig.2.11.

Convertorul fiind realizat monolitic, majoritatea fenomenelor parazite sînt de natură capacitivă, și prin urmare se preferă utilizarea unor chei de curent, cu comutare în curent [7]. În fig.2.12 este prezentată structura unei chei rapide ~ 50 ns ce realizează și o izolare foarte bună între semnalul digital și cel analogic.

Pentru a se obține viteze ridicate se utilizează comutarea de curent și pentru partea de comandă a cheii propriu-zise T_2, T_3 , datorită faptului că curenții I_{C6} și I_{C7} sînt egali. Acest lucru se realizează prin utilizarea "oglinzii de curent" T_4, T_5 , pentru comanda lui T_2 .

Față de structura de CNA cu atenuare binară, structura prezentată prezintă avantajul funcționării rețelei R-2R în regim termic staționar, ceea ce reduce foarte mult erorile convertorului. Din cauza ponderării curenților generatoarelor de curent constant, tensiunile bază emitor la două ranguri alăturate diferă cu valoarea $\Delta = U_{be1-1} - U_{be1}$, în relația:

$$e^{\frac{q}{kT}} = 2 \quad \Delta = \frac{kT}{q} \ln 2$$

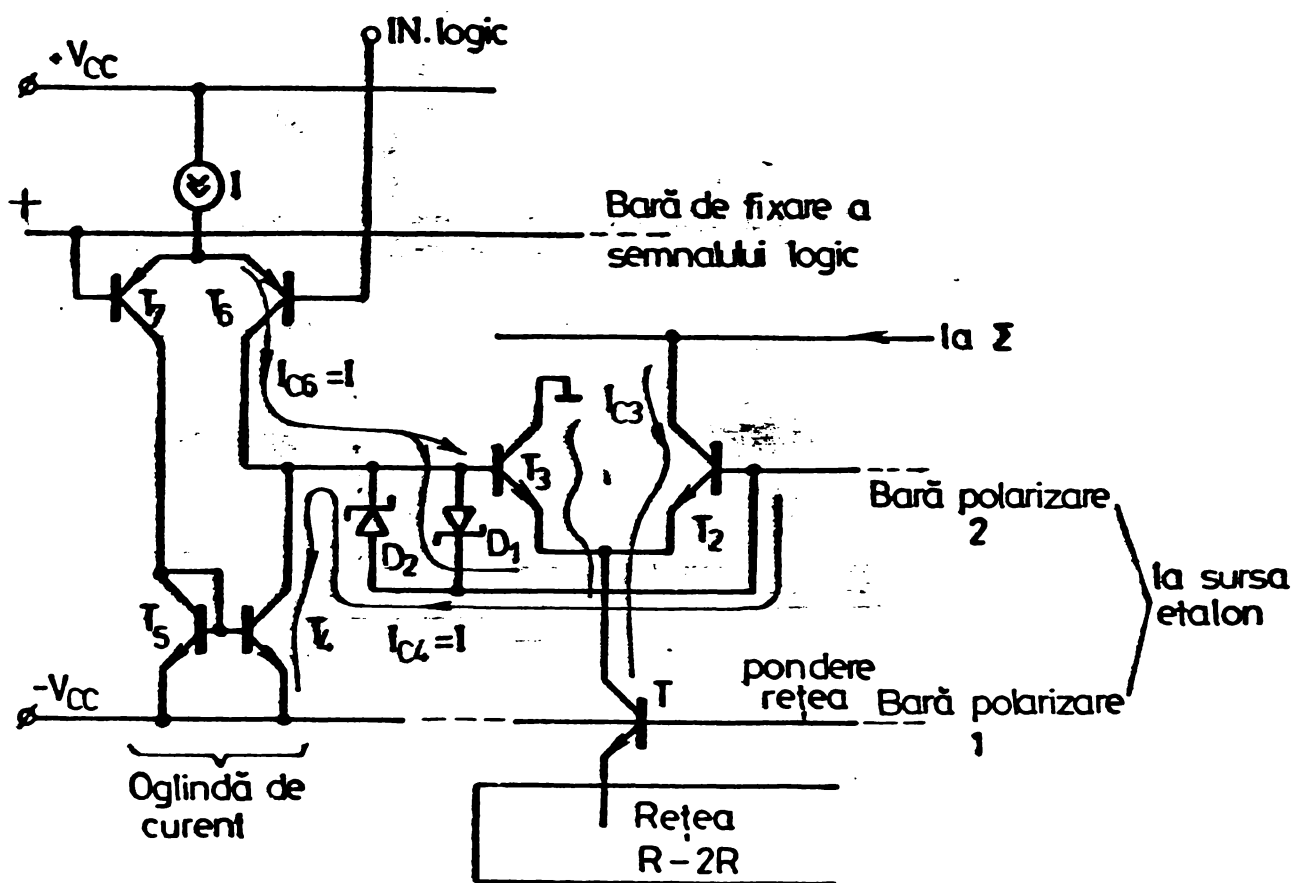


Fig.2.12.

fapt ce ar duce desigur la apariția unor erori inadmisibile. Există două soluții consacrate în scopul egalizării acestor tensiuni:

a) Tranzistoarele generatoarelor de curent se fac multi-emitor; aria emiterului unui rang dat se dublează față de rangul precedent (astfel pentru un CNA de 10 bit, tranzistorul pentru MSB are 512 arii LSB pentru emitor). În etapa actuală, cu tehnici de fotomascare obișnuite se pot obține rapoarte de cca 32/1, ceea ce înseamnă că primele 6 ranguri se realizează prin procedeul multiplicării emitorului, ultimele 4 prin "divizarea curentului la cheie". (v.fig.2.13).

Curenții ponderați binar de T_9 și T_{10} se divid de către tranzistoarele conectate la bara Σ , T_{11} și T_{14} , și cele conectate la masă, T_{12} și T_{15} , în rapoarte egale cu rapoartele ariilor emitoarelor tranzistoarelor respective (T_{11}/T_{12} ; T_{14}/T_{15}).

b) O a doua modalitate de compensare prezentată în [14], constă în compensarea diferențelor de tensiune Δ de la un rang la altul, prin căderea de tensiune ΔV creată de un generator de

curent constant (PTAT) (v.fig.2.14 detaliu al convertorului AD571).

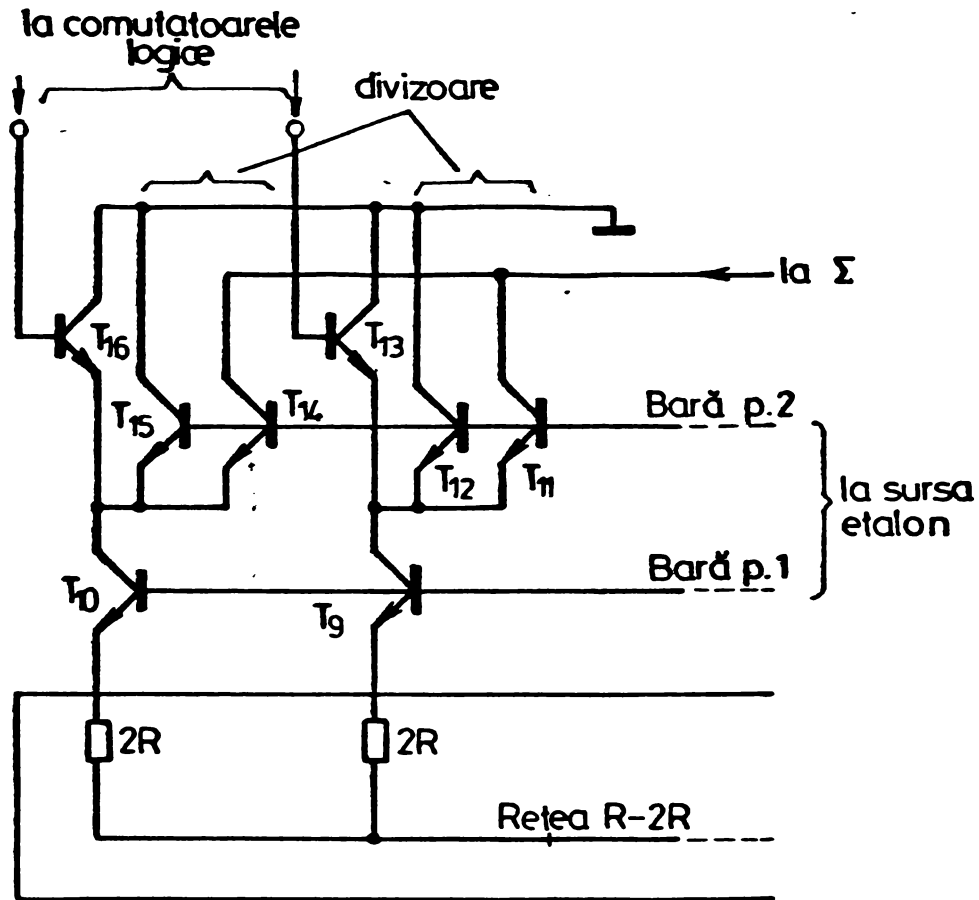


Fig.2.13.

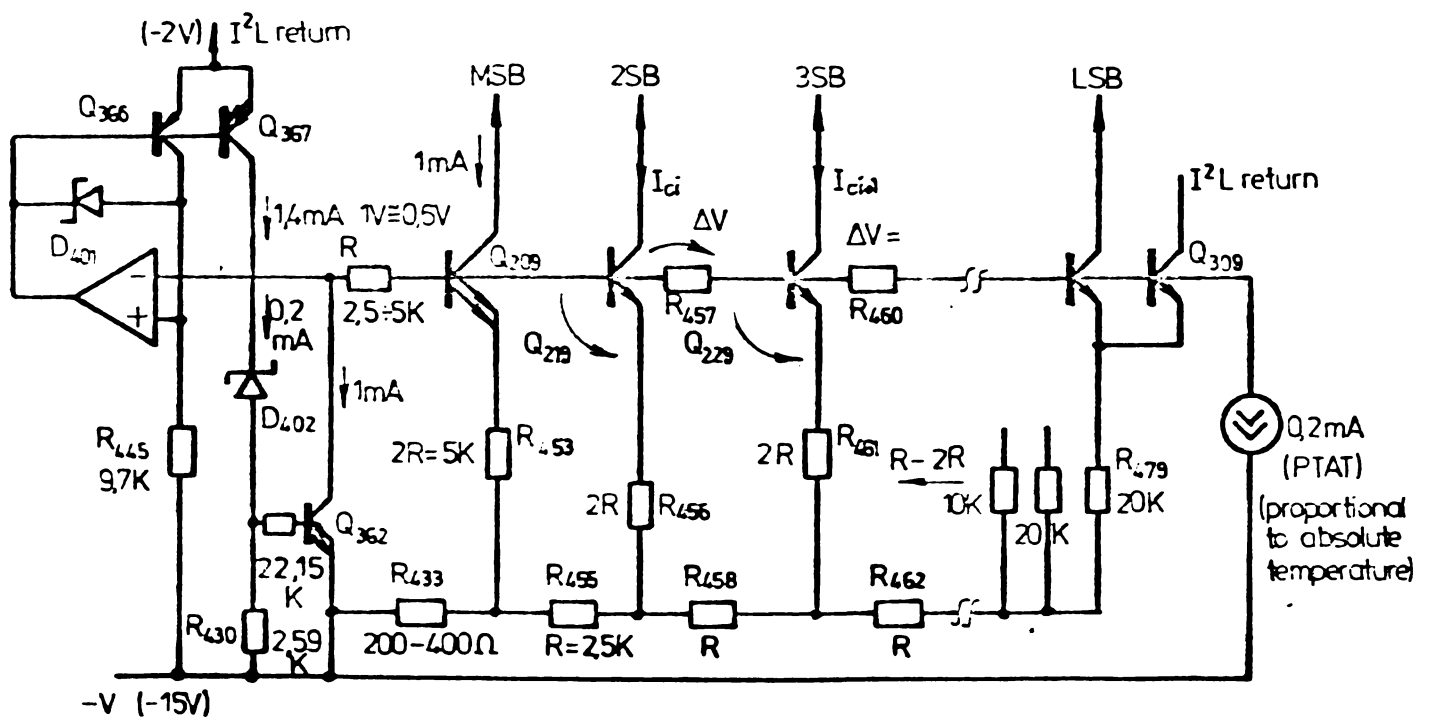


Fig.2.14.

Se remarcă că primele două ranguri sînt realizate pe principiul multiplicării ariei (Q_{209} și Q_{219}), celelalte ranguri au rezistoare intercalate între baze, R_{457} , R_{460} ...

Tensiunea ΔV realizată de generatorul PTAT are o valoare constantă de la rang la rang și egală cu:

$$\Delta V = U_T \ln 2 \quad \text{unde} \quad U_T = \frac{kT}{q}$$

Prin urmare curentul PTAT trebuie să fie proporțional cu temperatura absolută, T . [89] Deasemenea trebuie să aibe un coeficient de temperatură pozitiv pentru a compensa coeficientul pozitiv al diodei Zener D_{402} . Compensarea se face prin ajustarea funcțională cu fascicul laser a rezistenței R_{432} .

În final, vom remarca, în urma celor prezentate, că la CNA cu atenuare binară apar erori suplimentare față de CNA cu ponderare binară datorită faptului că rețeaua R-2R nu lucrează în regim termic staționar. Acest lucru face ca CNA cu ponderare binară (în ciuda dificultăților de compensare a tensiunii Δ) să fie tot mai mult adoptat. Semnificative în acest sens fiind realizările firmelor "Analog Devices" [6] și "P.M.I." [13].

Tehnologiile monolitice bipolare, combinate cu varianta I^2L pentru realizarea registrului "RAS" se dovedesc a fi cele mai adecvate pentru obținerea de convertoare analog-numerică precise și rapide [9]. Pentru obținerea preciziei dorite rețeaua R-2R se depune prin tehnica hibridă a filmului subțire peste "CIP"-ul convertorului și se ajustează cu laser (LWT).

Nu poate fi vorba încă de o dominare în acest domeniu a tehnologiei I^2L (pentru partea logică), cercetările în acest sens vizează însă permanent minimizarea raportului cost performanță.

Situația actuală privind realizarea circuitelor complexe în varianta I^2L , mult mai rapidă dar și mai scumpă, față de realizarea lor în tehnologia MOS, preferată de producători datorită experienței bogate în acest domeniu, înclină spre adoptarea structurilor I^2L susceptibile de îmbunătățiri importante [10].

2.3. Impactul tehnologiei hibride și monolitice asupra structurii CAN; structura bazei de componente

Nivelul mondial atins în CAN este caracterizat cel mai bine de structurile și parametrii convertoarelor realizate în SUA, unde câteva zeci de firme puternice se ocupă de această

treabă. S-au scos pe piață sute de modele, cu caracteristici diverse; [16], [19 - 21], [24 - 26], [46 - 58], [70], [74], [81]. O creștere însemnată atât a producției cât și a parametrilor CAN s-a produs în ultimii cinci ani. Din analiza literaturii enumerate anterior se desprind următoarele concluzii mai importante referitor la parametrii CAN:

- număr de bits 4 - 21
- timp de conversie $10\text{ ns} - 10\text{ }\mu\text{s}$
- eroare totală raportată la scală 1% - 0,001%
- mod de operare $\left\{ \begin{array}{l} \text{unipolar} \\ \text{bipolar} \end{array} \right.$

În domeniul CAN de precizie cu 15 sau chiar mai mulți bits, evoluția a mers în sensul măririi preciziei statice, a liniarității și stabilității și totodată punerea acestora în concordanță cu mărirea rezoluției prin structura adoptată.

Dacă pînă în 1965 erau CAN de 16 b cu erori de 0,1 - 0,01 %, astăzi au apărut CAN de 16 b "adevărate" care au liniaritatea și stabilitatea în acord cu mărirea rezoluției.

Cîteva CAN remarcabile:

ADC - 16 b Analog Devices (16 b)

- eroare de liniaritate $\pm 0,0015\%$

- timp de conversie $400\text{ }\mu\text{s}$

ADC - 100 Burr - Brown (16 b)

- eroare de liniaritate $\pm 0,005\%$

- timp de conversie $50\text{ }\mu\text{s}$

ADC - 149 - 14 B Datel (14 b)

ADC - 149 - 11 B Datel (11 b) remarcabil ca și calități

- eroare de liniaritate $\pm 0,005\%$

- timp de conversie $50\text{ }\mu\text{s}$

În ultima vreme, adoptînd structuri cu aproximare succesivă s-au obținut compromisuri bune: precizie - viteză, spre exemplu:

A - 856 Intech.Inc. (16 b)

- eroare relativă 0,0015%

- eroare de liniaritate 0,001%

- timp de conversie $8\text{ }\mu\text{s}$.

În domeniul CAN foarte rapide sînt remarcabile realizările firmelor "Inter Computer" și "Computer Labs", care au atins

tacte de conversie mai mari de 100 MHz.

Progresul uriaș din ultimii ani în domeniul tehnologiei convertoarelor, a fost posibil datorită unei puternice baze de dispozitive și circuite obținute prin tehnologia de integrare monolitică și hibridă [30]. Aceste succese nu se pot despărți de realizările obținute în domeniul straturilor subțiri și groase, succese ce au asigurat elaborarea rețelelor rezistive de mare precizie [61 - 62], [65 - 67]. Un progres însemnat în domeniul CAN a apărut odată cu trecerea la structuri hibride, a căror calitate, așa cum se afirmă în literatură, nu vor putea fi concurate multă vreme de cele realizate monolitic. Oricum tehnologia monolitică [60], [62], [68] la structuri CAN cu aproximare succesivă asigură un compromis ideal productivitate - precizie - preț de cost.

În acest sens sînt edificatoare realizările de CAN de (8 - 12)b ale firmelor: Analog Devices, P.M.I., Harris Semiconductor, Motorola.

În final vom prezenta și cîteva aspecte referitoare la baza de componente ce concură la realizarea de CAN de productivități mari. După cum s-a putut remarca în cele prezentate anterior la ora actuală s-au dezvoltat tot mai mult CAN cu reacție în procesul de generare a tensiunii de referință.

Convertoarele NA folosite în acest scop reprezintă una din problemele centrale ale unor astfel de structuri, motiv pentru care s-au depus eforturi atît teoretice cît și metodologice de evaluare a erorilor acestei categorii de circuite. Structurile de CNA cu performanțe ridicate sînt cele ce obțin conversia codului în curent, CNA cod-tensiune fiind mult mai lente decît primele. Trecerea la tehnologia hibridă și monolitică au dus la micșorarea gabariturii, greutateii, puterii și a prețului de cost în timp ce productivitatea (precizie + viteză) s-a îmbunătățit considerabil. Se produce CNA de la 4 - 10 b cu viteze de 10 ns - 10 s.

Edificatoare fiind: DAC 60 (Burr-Brown) de 12 bit cu o apertură de 25 ns pentru 0,05% LSB; sau DAC 70 de 16 bit cu o apertură de 50 μs. Cum structurile de CAN conțin minim un comparator vom aprecia în final că la ora actuală acestea au sensibilități de (0,1 - 0,5)mV cu tranziții de 10 ns. Reprezentativ fiind comparatorul AM 685 realizat de AND. Cum pînă la urmă și restul

circuitelor din structura CAN pot să producă limitări în performanțele finale ale CAN, pentru detalii privind structura bazei de componente se indică [94].

CAPITOLUL 3.

CONVERTORUL NUMERIC-ANALOGIC (CNA)

3.1. Sisteme de numerație și structuri de CNA

Problema de bază (centrală) a CNA se rezumă la păstrarea conținutului informației în cazul transformării ei dintr-o formă de prezentare în alta. Informația numerică reprezentată de semnalele de la intrarea CNA se pune în concordanță univocă cu valoarea mărimii analogice A:

$$(a_0, a_1, \dots, a_{n-1}) \rightarrow A.$$

Privitor la prezentarea mărimii numerice, codul ales trebuie să asigure prezentarea oricărui număr în intervalul dat, precum și unicitatea acestei reprezentări.

O largă răspândire o au sistemele poziționale de numerație, sisteme în care numărul N este prezentat sub forma

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot b_i \quad \text{cu} \begin{cases} a_i - \text{cifra rangului } i \\ b_i - \text{pondera rangului } i \end{cases} \quad (3.1)$$

Dacă numărul cifrelor cu care se reprezintă un rang este constant față de indicele i, sistemul se zice uniform, în caz contrar se numește compus.

În afară de acest criteriu de clasificare, după caracterul dependenței între ponderile fiecărui rang, sistemul de numerație poate fi cu ponderi ordonate natural sau artificial.

Ponderea este naturală când pentru cel mai puțin semnificativ rang, ponderea este 1, ponderea oricărui alt rang fiind dată de relația:

$$b_i = \prod_{j=0}^{i-1} b_j$$

în care b_j - reprezintă numărul cifrelor folosite în rangul j.

Cele mai folosite sisteme poziționale de numerație sînt cel binar și cel zecimal. Pentru sistemul binar uniform, cu ordonare naturală a ponderilor, relația (3.1) devine:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i = \beta_{n-1} 2^{n-1} + \beta_{n-2} 2^{n-2} + \dots + \beta_0 2^0 \quad (3.2)$$

$$\text{cu } \beta_i = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$$

sau pentru numere fracționare

$$N' = \sum_{i=1}^n \beta_i \cdot 2^{-i} = \beta_1 2^{-1} + \beta_2 \cdot 2^{-2} + \dots + \beta_n \cdot 2^{-n} \quad (3.2')$$

Sistemele zecimale de numerație folosesc cifre zecimale codificate binar; în acest caz cifrele zecimale a_i al numărului N se scriu într-un sistem binar oarecare de numerație:

$$a_i = \sum_{j=0}^{n-1} \beta_{ij} p_{ij}$$

Pentru un număr zecimal de ordinul m , a cărui fiecare cifră se reprezintă cu n cifre binare, avem:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i b_i = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \beta_{ij} b_i p_{ij} = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \beta_{ij} p'_{ij} \quad (3.3)$$

În cele ce urmează vom acorda atenție CNA pentru coduri binare, deoarece modul de construire al acestora este aplicabil la orice CNA folosind un sistem pozițional de numerație. Principiul de bază în construirea CNA constă în modelarea expresiei matematice ce reprezintă mărimea de intrare. Spre exemplu ponderilor p_i li se pun în concordanță elemente fizice proporționale lor: $A_i = m_A \cdot p_i$, unde m_A - este coeficientul de proporționalitate sau etalonul de transformare. Elementele A_i se zic etaloane.

Drept etaloane sînt utilizate:

- surse de tensiune
- surse de curent
- rezistoare
- generatoare de frecvență
- etc.

Inmulțirea ponderii rangului cu valoarea cifrei binare ($\beta_{ij} \cdot p'_{ij}$) se efectuează cu ajutorul unor chei legate serie sau paralel cu etaloanele corespunzătoare. Forma cheii este determinată modul de prezentare al codului de intrare precum și de natura fizică a etalonului folosit. Comanda cheii se efectuează de către semnalele β_{ij} de la ieșirile registrului tampon de in-

trare. In acest registru codul de intrare se păstrează pe toată durata conversiei.

Operația de însumare se efectuează în general prin conectarea corespunzătoare a etaloanelor, astfel că mărimea de ieșire A_{ies} a CNA, devine:

$$A_{ies} = m_A \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \beta_{ij} p'_{ij} \quad (3.4)$$

Structura unui CNA este determinată de modul de realizare a relației (3.4). Cum relația (3.4) reprezintă o expresie algebrică, ce se poate transforma folosind proprietățile incluse în operațiile ei, obținându-se astfel forme echivalente celei date dar deosebite atât prin componența operațiilor cât și prin relațiile ponderilor; rezultă că efectuând aceste transformări se pot obține pentru aceeași expresie structuri de CNA diferite.

Este de la sine înțeles că nu orice expresie echivalentă va conduce la o schemă care să permită o realizare tehnică simplă.

Spre exemplu vom analiza câteva scheme ce se pot obține prin transformarea expresiei (3.1), [97].

Reprezentînd suma sub formă desfășurată, obținem numărul N la care ponderile se formează cu ajutorul operațiilor de înmulțire.

$$N = a_{n-1} \prod_{j=0}^{n-2} b_j + a_{n-2} \prod_{j=0}^{n-3} b_j + \dots + a_1 b_0 + a_0 \quad (3.5)$$

Scotînd în afara parantezei factorul $b = \prod_{j=0}^{n-1} b_j$ se obține reprezentarea numărului N la care ponderile se obțin cu ajutorul operației de împărțire:

$$N = b \left(\frac{a_{n-1}}{b_{n-1}} + \frac{a_{n-2}}{b_{n-1} \cdot b_{n-2}} + \dots + \frac{a_0}{\prod_{j=0}^{n-1} b_j} \right) \quad (3.6)$$

Expresiilor (3.5) și (3.6) le corespunde structura ilustrată în fig. 3.1a, deoarece mărimea b din expresia (3.6) se poate considera factor de scală. Raportul mărimei etalonului cel mai mare

față de cel mai mic este $\prod_{j=0}^{n-2} b_j$

Termenii sumelor din expresiile (3.5) și (3.6) se pot descompune în două sau mai multe grupe de numere, astfel încât în fiecare grupă să apară ranguri adiacente. Spre exemplu separăm relația (3.5) în două grupe:

$$N = b_r \cdot b_{r-1} \dots b_0 (b_{n-2} \cdot b_{n-3} \dots b_{r+1} a_{n-1} + b_{n-3} b_{n-4} \dots b_{r+1} a_{n-2} + \dots + a_{r+1}) + (b_{r-1} b_{r-2} \dots b_0 a_r + b_{r-2} b_{r-3} \dots b_0 a_{r-1} + \dots + a_0)$$

Expresia obținută determină structura din fig.3.1b.

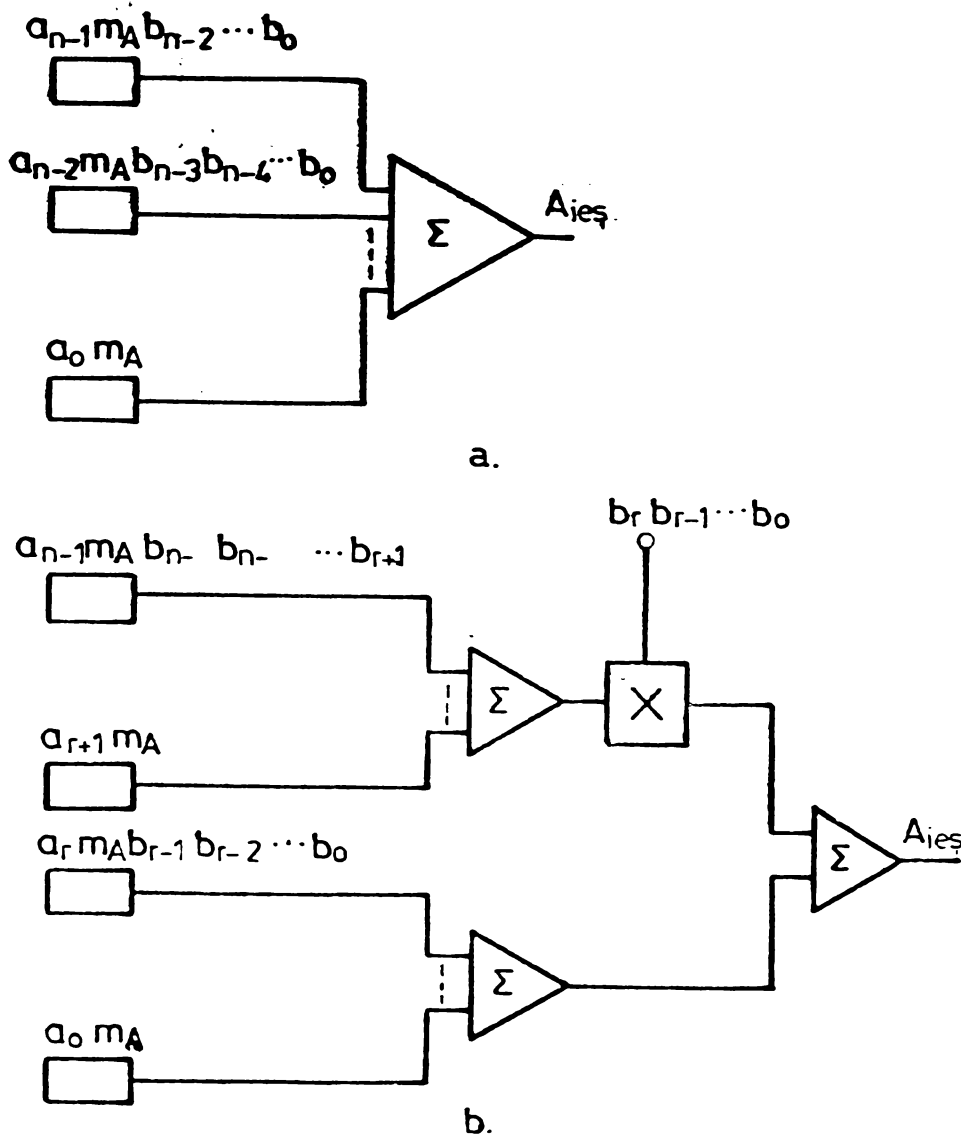


Fig.3.1.

Structura constă din două blocuri a căror ieșire se însușează după înmulțirea uneia dintre ele cu un coeficient constant. Raportul mărimii etalonului mare față de cel mai mic este proporțional cu mărimea:

$$R = \max [(b_{n-2} \cdot b_{n-3} \dots b_{r+1}), (b_{r-1} \cdot b_{r-2} \dots b_0)]$$

Efectuând descompunerea pe grupe în expresia (3.6) obținem o

structură ce se deosebește de cea din fig.3.1b prin aceea că se poate folosi operația de împărțire în loc de cea de înmulțire.

Expresiile (3.5) și (3.6) se pun sub forma:

$$N = (\dots((a_{n-1}b_{n-2} + a_{n-2})b_{n-3} + a_{n-3})b_{n-4} + \dots + a_1)b_0 + a_0$$

$$N = b((\dots((\frac{a_0}{b_0} + a_1) \frac{1}{b_1} + a_2) \frac{1}{b_2} + \dots + a_{n-1} \frac{1}{b_{n-1}}))$$

Celor două expresii le corespunde structurile prezentate în fig. 3.2 a și b. Cele două structuri permit obținerea celei mai mici valori a raportului R.

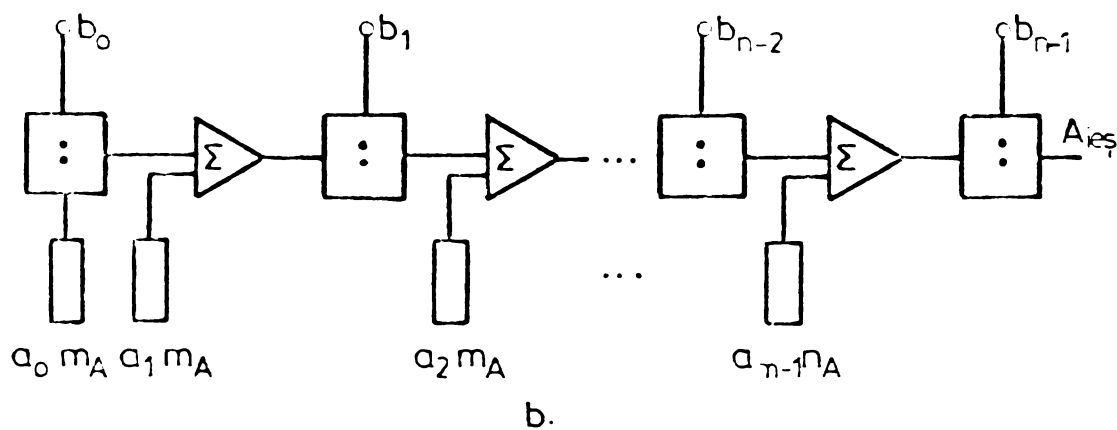
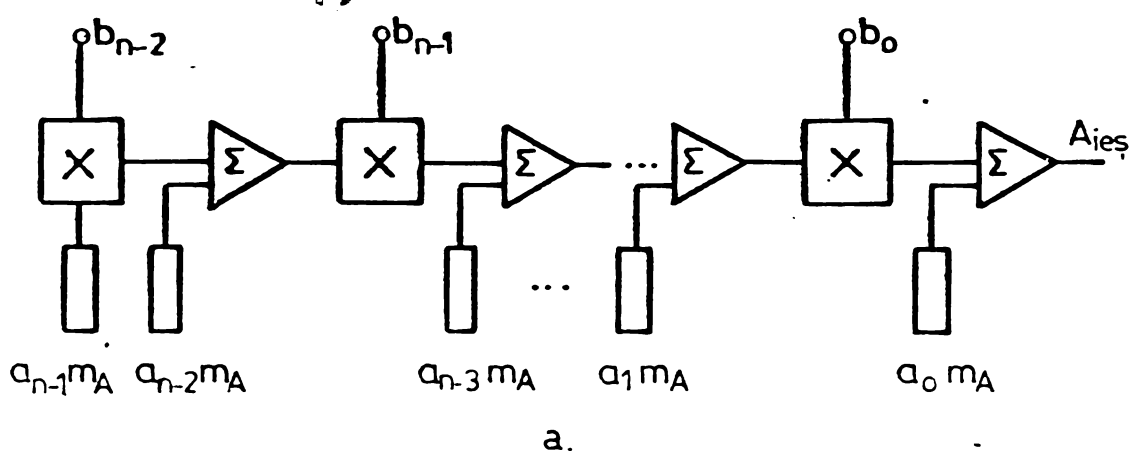
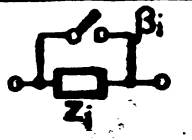
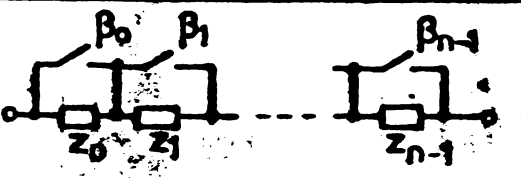
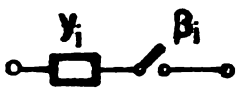
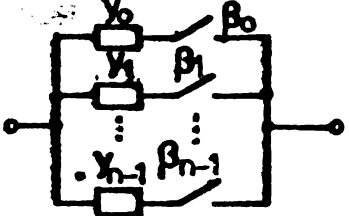
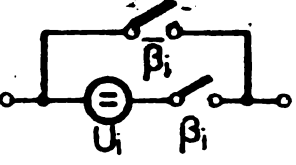
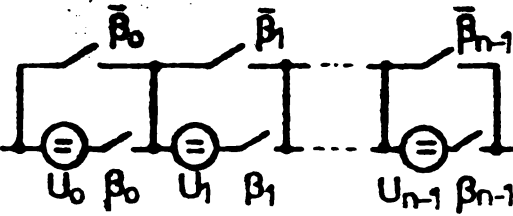
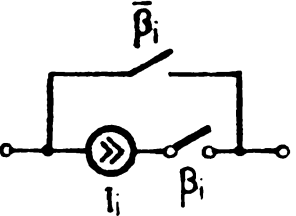
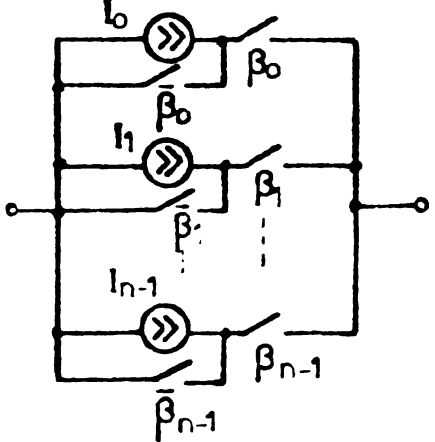
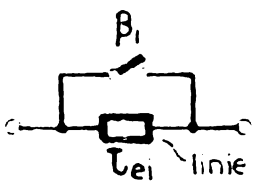
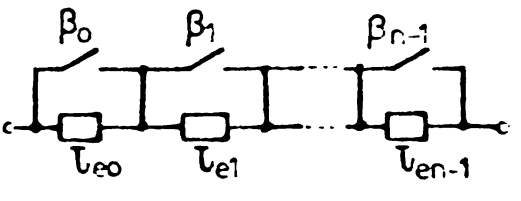
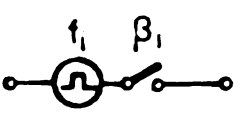
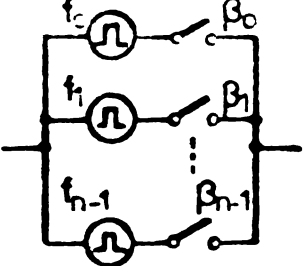


Fig.3.2.

În cazul folosirii sistemelor de numerație cu ordonare naturală a ponderilor, structurile constituite conform expresiilor din paranteză, se pot aduna în blocuri identice care să prelucereze diferite ordine ale codului. În acest caz cea mai mare uniformitate o au structurile din fig.3.2 a și b în care fiecare bloc este format dintr-un etalon comandat.

Tabelul . 3.1

Q	Etalon	CNA	Expresia
R	 <p>$\beta_i = 0$ contact închis</p>		$z = \beta_0 z_0 + \beta_1 z_1 + \dots + \beta_{n-1} z_{n-1}$ <p>cu $z_i = 2^{-i} z_n$</p>
Y	 <p>$\beta_i = 0$ contact deschis</p>		$Y = \beta_0 y_0 + \beta_1 y_1 + \dots + \beta_{n-1} y_{n-1}$ <p>cu $y_i = 2^{-i} y_n$</p>
U			$U = \beta_0 U_0 + \beta_1 U_1 + \dots + \beta_{n-1} U_{n-1}$ <p>cu $U_i = 2^{-i} U_n$</p>
I			$I = \beta_0 I_0 + \beta_1 I_1 + \dots + \beta_{n-1} I_{n-1}$ <p>cu $I_i = 2^{-i} I_n$</p>
τ	 <p>$\beta_i = 0$ contact închis</p>		$\tau = \beta_0 \tau_{e0} + \beta_1 \tau_{e1} + \dots + \beta_{n-1} \tau_{e_{n-1}}$ <p>cu $\tau_{ei} = 2^{-i} \tau_{en}$</p>
f	 <p>$\beta_i = 0$ cheie deschisă</p>		$f = \beta_0 f_0 + \beta_1 f_1 + \dots + \beta_{n-1} f_{n-1}$ <p>cu $f_i = 2^{-i} f_n$</p>

Dacă mărimea de ieșire are același natură fizică cu cea a etaloanelor folosite în schemă, se zice că CNA este realizat prin metoda directă. În tabelul 3.1 sînt date exemple de convertoare realizate prin metoda directă. [97].

Se reține caracteristica comună a acestora, și anume că operația de sumare se realizează pe seama legării serie sau paralel a etaloanelor.

În general se preferă structurile de convertoare ce folosesc drept etaloane admitanțe (stabilitate foarte bună pe termen lung).

Al doilea procedeu de realizare a CNA, constă în utilizarea unei mărimi analoge intermediare, deosebită ca natură fizică de mărimea analogă de ieșire $A_{ieș}$, motiv pentru care metoda se numește indirectă.

Spre exemplu CNA cu rețea R-2R de atenuare binară realizat cu generatoare de c.c. comandate pe o rețea rezistivă, are ca mărime de ieșire o tensiune.

Această metodă este îndeobște folosită, deoarece în locul unor etaloane determinate de mărimea de ieșire $A_{ieș}$ (în cazul unor realizări dificile) se pot folosi etaloane de alt tip, cu performanțe ridicate.

Structurile de CNA, în cadrul cărora se utilizează atât metoda directă cît și cea indirectă se numesc structuri combinate.

Din analiza structurilor CNA [1], [2], [3], [7], [11], [23], [35], [39], [46 - 50] se remarcă faptul că pentru convertoarele de cod cea mai mare răspîndire o au cele indirecte cu etaloane rezistive.

Aceste convertoare se numesc pasive dacă realizează doar divizarea tensiunii de intrare U_{int} proporțional cu codul N; dacă CNA trebuie să lucreze pe o sarcină variabilă și să debiteze putere la ieșire, schema va conține circuite de amplificare, motiv pentru care CNA respective se numesc active.

Cum majoritatea convertoarelor analog-numeric din cadrul sistemelor de achiziții de date folosesc coduri bipolare și în speță cele binare vom face în continuare o succintă prezentare a codurilor bipolare binare [4], [39], [41] utilă pentru înțelegerea structurilor acestor convertoare.

- Primul cod bipolar posibil este codul binar amplitudine - semn, numit și codul binar simetric. Este relativ puțin utilizat deoarece numerele obținute se pretează greu la operații aritmetice. Modalitatea de codare este deosebit de simplă fiind exemplificată în tabelul 3.2. Acest cod prezintă totuși un avantaj în raport cu celelalte coduri bipolare în cazul semnalelor ce variază ușor în jurul lui zero, prin faptul că la celelalte coduri trecerea prin zero se produce o schimbare a tuturor biților ceea ce poate da erori tranzitorii importante.

- Al doilea cod, codul binar decalat (offset binary), este codul binar natural care a fost decalat astfel ca numărul 0 să reprezinte mărimea analogică cea mai negativă - m_A , urmînd ca pentru numărul 2^{n-1} să corespundă $A=0$.

$$A = m_A \left(\sum_{i=0}^{n-1} \beta_i 2^{-i-1} \right) \quad (3.7)$$

Pornind de la binar natural (N_B), un număr în binar - decalat ($N_{\text{off-B}}$), va fi dat de relația:

$$N_{\text{off-B}} = \pm N_B + 2^n \quad (3.8)$$

unde n reprezintă numărul de bits din binar - natural (N_B). În acest cod, bitul maxim (MSB) va fi 1 pentru numere pozitive și 0 pentru negative. (tabelul 3.2)

N	Amplitudine semn	Binar decalat	Complement 2	Complement 1
7	1 1 1 1	1 1 1 1	0 1 1 1	0 1 1 1
6	1 1 1 0	1 1 1 0	0 1 1 0	0 1 1 0
5	1 1 0 1	1 1 0 1	0 1 0 1	0 1 0 1
4	1 1 0 0	1 1 0 0	0 1 0 0	0 1 0 0
3	1 0 1 1	1 0 1 1	0 0 1 1	0 0 1 1
2	1 0 1 0	1 0 1 0	0 0 1 0	0 0 1 0
1	1 0 0 1	1 0 0 1	0 0 0 1	0 0 0 1
0	1 0 0 0	1 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
-1	0 0 0 1	0 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 0
-2	0 0 1 0	0 1 1 0	1 1 1 0	1 1 0 1
-3	0 0 1 1	0 1 0 1	1 1 0 1	1 1 0 0
-4	0 1 0 0	0 1 0 0	1 1 0 0	1 0 1 1
-5	0 1 0 1	0 0 1 1	1 0 1 1	1 0 1 0
-6	0 1 1 0	0 0 1 0	1 0 1 0	1 0 0 1
-7	0 1 1 1	0 0 0 1	1 0 0 1	1 0 0 0
-8	-	0 0 0 0	1 0 0 0	-

Si prin urmare:

$$\begin{cases} A_{\max}(+) = m_A [1 - 2^{-(n-1)}] \\ A_{\max}(-) = 0 \end{cases}$$

- Codul complement față de 2. Este foarte utilizat pentru reprezentarea semnalelor bipolare căci se pretează foarte bine la operații aritmetice, deoarece scăderea se poate înlocui printr-o adăuție. Se poate obține codul complement față de 2 plecând de la codul binar decalat și inversând bitul de semn MSB. Vom avea

$$A = m_A \left(\sum_{i=1}^{n-1} \beta_i 2^{-i} - a_0 \right) \quad (3.9)$$

și prin urmare legătura cu codul binar natural va fi:

$$N_{\text{compl } 2} = 2^{n+1} - N_B \quad (3.10)$$

Având reprezentările pentru valorile extreme:

$$\begin{cases} A_{\max}(+) = m_A \left(1 - \frac{1}{2^{n-1}} \right) \\ A_{\max}(-) = -m_A \end{cases}$$

- Codul complement față de 1. In cadrul acestui cod, un număr negativ se obține complementând toți biții din cadrul reprezentării modulului în cod binar-natural. Avem deci:

$$A = m_A \left[\sum_{i=1}^{n-1} \beta_i 2^{-i} - \beta_0 + \beta_0 2^{-(n-1)} \right] \quad (3.11)$$

$$N_{\text{compl } 1} = 2^{n+1} - N_B - 1 \quad (3.12)$$

și :

$$\begin{cases} A_{\max}(+) = m_A \left(1 - \frac{1}{2^{n-1}} \right) \\ A_{\max}(-) = -m_A \left(1 - \frac{1}{2^{n-1}} \right) \end{cases}$$

In tabelul 3.3 sînt prezentate succint, în final, relațiile de transformare între codurile bipolare prezentate.

Tabelul 3.3

Conversiune la ↓	Semn amplitudine	Complement față de 2	Binar decalat	Complement față de 1
Semn amplitudine	Fără schimbare	Dacă MSB=1 se complementează toți bits + 00...01 dacă MSB=0 → $\overline{\text{MSB}}$	Se păstrează MSB Operațiune: - dacă MSB=1 se complementează toți bits + 00...01	Dacă MSB=1 se complementează toți bits MSB → $\overline{\text{MSB}}$
Complement față de 2	Dacă MSB=1 se complementează toți bits + 00...01 MSB → $\overline{\text{MSB}}$	Fără schimbare	MSB → $\overline{\text{MSB}}$	Dacă MSB=1 + 00...01
Binar decalat	Se păstrează MSB Dacă $\overline{\text{MSB}}=0$ se complementează toți bits + 00...01	MSB → $\overline{\text{MSB}}$	Fără schimbare	Dacă $\overline{\text{MSB}}=0$ se adună 00...01 MSB → $\overline{\text{MSB}}$
Complement față de 1	Dacă MSB=0 se complementează toți bits MSB → $\overline{\text{MSB}}$	Dacă MSB=1 se adună 11...11	Dacă $\overline{\text{MSB}}=1$ se adună 11...11 MSB → $\overline{\text{MSB}}$	Fără schimbare

3.2. Erori ale CNA implicate într-o proiectare metodică

În afară de eroarea de cuantizare, eroarea ce apare și la CNA ideale, convertoarelor reale li se mai adaugă alte câteva erori, legate în general de partea analogică, spre exemplu:

- decașajul nulului;
- eroarea de câștig;
- eroarea de liniaritate
- etc.

Modul de prezentare al acestora, [1], [3], [4], [23], [32], [36], [80] este dificil de aplicat în cadrul unei proiectări metodice și mai ales este greoaie precizarea implicării acestora în etapa proiectării structurii CNA. În [97] se prezintă o clasificare a erorilor după implicarea lor în eroarea totală, clasificare pe care o considerăm avantajoasă în faza elaborării

structurii convertorului. În acest paragraf vom prezenta succint problemele legate de erorile CNA în măsura în care generalizează și sistematizează în bună măsură această temă.

Plecînd de la definiția clasică a erorii, eroarea totală a CNA reprezentînd diferența dintre valoarea exactă $A_{id}(N)$ și cea realizată de convertor $A_r(N)$ a mărimii de ieșire, este dată de relația:

$$A(N) = A_{id}(N) - A_r(N) .$$

Apreciem ipotetic că această eroare $\Delta A(N)$ este o sumă de două componente:

$$\Delta A(N) = \Delta A_M(N) + \Delta A_I(N)$$

unde $\Delta A_M(N)$ reprezintă eroarea de metodă (procedeeul de realizare a corespondenței $N \rightarrow A$), iar $\Delta A_I(N)$ reprezintă eroarea "instrumentală", adică eroarea datorată abaterii valorilor reale ale parametrilor elementelor folosite în structura convertorului. Aceste abateri le vom numi în continuare, erori instrumentale ale elementelor.

Erorile de metodă sînt erori sistematice, cunoscute precis și deci există posibilitatea compensării efectului lor. Erorile instrumentale primare au un puternic caracter aleator, datorită unor factori ca:

- dispersia parametrilor elementelor, dispersie datorată tehnologiei;
- factori ambientali (temperatură, umiditate, radiații, etc.);
- îmbătrînirea elementelor în timp ;
- semnale de zgomot extern.

Sensibilitatea erorii totale $\Delta A(N)$ la schimbarea unui parametru al schemei CNA se numește coeficient de influență al parametrului. La abateri mici ale parametrilor, eroarea instrumentală $\Delta A_I(N)$, se poate aprecia ca fiind dată de relația:

$$\Delta A_I(N) = \sum_{k=1}^w S_{Ik} \cdot \Delta q_k \quad (3.13)$$

unde:

- S_{Ik} - coeficient de influență al erorii primare q_k
- w - parametri primari

Trecerea de la o structură CNA la alta duce la schimba-

rea coeficienților S_{Ik} chiar dacă elementele respective îndeplinesc funcții identice în cadrul circuitului din care fac parte. În general indiferent de structură acești coeficienți sînt dependenți și de codul N .

Necesitatea unei caracterizări cît mai accesibile a CNA din punct de vedere al erorilor primare, complexitatea calculelor în cazul prezentării probabilistice a erorilor primare conduce de regulă la aprecierea acestora fie ca eroare maximă absolută:

$$\Delta A_m = \max [\Delta A(N)]$$

sau ca eroare maximă relativă:

$$\delta A_m = \frac{\Delta A(N)}{A_m}$$

unde cu A_m s-a notat capătul de scală al mărimii de ieșire A . Această apreciere, deși reprezintă o caracterizare aproximativă a preciziei de realizare a conversiei, prezintă avantajul că permite o comparare fondată a diferitelor structuri de CNA.

Spre exemplu pentru un CNA direct la care codul N se prezintă după relația (3.3), apar erorile primare de ansamblu ale circuitelor, reprezentate prin erorile primare ale etaloanelor $\Delta q_{p_{ij}}$ și a cheilor de comutare $\Delta q_{\beta_{ij}}$.

Eroarea instrumentală, absolută, devenind:

$$\Delta A_I = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} (m_A \beta_{ij} p'_{ij}) = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \beta_{ij} \Delta A_{ij} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} A_{ij} \Delta \beta_{ij} \quad (3.14)$$

și

$$\delta A_I = \frac{\Delta A_I}{A_m} = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \frac{A_{ij}}{A_m} \beta_{ij} \delta A_{ij} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \frac{p'_{ij}}{N_m} \Delta \beta_{ij} \quad (3.15)$$

unde:

N_m - este codul maxim.

Rapoartele $\frac{A_{ij}}{A_m}$ și $\frac{p'_{ij}}{N_m}$ reprezintă coeficienții de influență pentru etaloane, respectiv chei.

Ultimul termen din (3.15), $\Delta \beta_{ij}$ are sens numai dacă erorile elementelor cheie influențează mărimea etaloanelor, din care cauză se înglobează în eroarea etaloanelor. Cum $\Delta \beta_{ij}$ depinde de starea cheii, vom avea:

$$\delta A_I = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} S_{A_{ij}_{ON}} \beta_{ij} \delta A_{ij}_{ON} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} S_{A_{ij}_{OFF}} \bar{\beta}_{ij} \delta A_{ij}_{OFF} \quad (3.16)$$

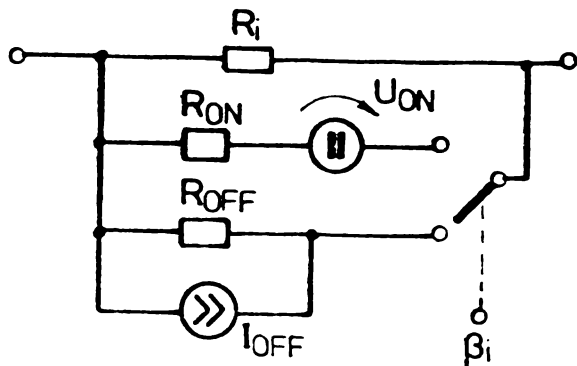
Expresia (3.16) arată că eroarea instrumentală relativă este o funcție de codul convertit.

3.3. Rețeaua de conversie cod-tensiune, componentă de bază a CNA

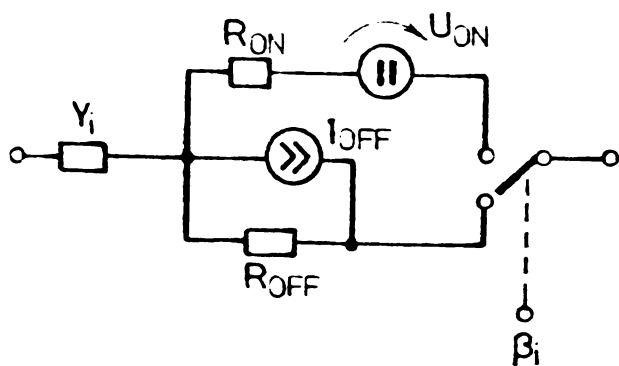
În principiu o rețea comandată divizează o tensiune etalon U_0 la valoarea U_{ies} cu un coeficient de transfer subunitar și dependent de codul N , $K(N) \leq 1$.

Dacă rețeaua este pasivă coeficientul K este bine determinat doar la sarcină constantă. Dacă acest lucru nu se îndeplinește apare o eroare metodică, a cărei mărime depinde atât de

sarcină cât și de impedanța de ieșire a rețelei. Structura principală a unui CNA de impedanță este dată în tabelul 3.1 [5], [97].



a. CNA cod-impedanță



b. CNA cod-admitanță

Fig.3.3.

elementele cheilor.

Vom încerca să deducem o relație pentru alegerea valorilor R_0 respectiv Y_0 , pornind de la premiza că în majoritatea cazuri-

Valoarea rezistorului depinde de codul utilizat, astfel pentru codul binar natural, vom avea:

$$R_i = R_0 \cdot 2^i$$

cu R_0 corespunzător bitului cel mai puțin semnificativ (LSB).

Iar pentru cod binar zecimal:

$$R_{ij} = 10^i p_j \cdot R_0$$

La convertoarele cod-admitanță lucrurile sînt asemănătoare.

Alegerea valorilor R_0 sau Y_0 (și prin urmare implicit R_i, Y_i) este puternic influențată de erorile pe care le pot produce

lor practice avem satisfăcută condiția (fig.3.3) :

$$R_{ON} \ll R_{OFF}$$

Prin urmare vom avea simultan:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta R_i \approx \frac{R_i}{1 + \frac{R_{OFF}}{R_i}} \beta_i - \frac{R_{ON}}{1 + \frac{R_{ON}}{R_i}} \bar{\beta}_i \\ \Delta Y_i \approx \frac{Y_i R_{ON}}{R_{ON} + \frac{1}{Y_i}} \beta_i - \frac{1}{R_{OFF} + \frac{1}{Y_i}} \bar{\beta}_i \end{array} \right. \quad (3.17)$$

Pentru toate cheile închise, $\beta_i=1$, eroarea relativă δR_{NOFF} (s-a notat cu OFF deoarece rămîne numai primul termen al sumei din (3.17))

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta R_{NOFF} = \frac{1}{R_m} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{R_i^2}{R_i + R_{OFF}} \\ \text{respectiv} \\ \delta Y_{NON} = \frac{1}{Y_m} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{R_{ON} Y_i^2}{1 + R_{ON} Y_i} \end{array} \right. \quad (3.18)$$

unde cu R_n și Y_m s-au notat valorile maxime.

In mod analog pentru, $\beta_i=0$, avem:

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta R_{NON} = \frac{1}{R_m} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{R_i R_{ON}}{R_i + R_{ON}} \\ \text{și} \\ \delta R_{NOFF} = \frac{1}{Y_m} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{Y_i}{1 + Y_i R_{OFF}} \end{array} \right. \quad (3.19)$$

Cum $Y_{ON} \gg Y_i$ și $Y_{OFF} \ll Y_i$ și impunînd ca $\delta Y_N \leq \frac{1}{2^n}$ vom avea conform [97], relațiile pentru alegerea rezistoarelor CNA cod-admitanță

$$\frac{R_{ON}}{R_{m-1}} \leq S_{ON} \frac{3}{2^m} ; \frac{R_{m-1}}{R_{OFF}} \leq S_{OFF} \frac{1}{n 2^{n-1}} \quad (3.20)$$

Coeficienții S_{ON} și S_{OFF} sînt ponderile în eroarea instrumentală totală introduse de chei în stare

Cum majoritatea CNA utilizează divizoare de tensiune comandate de codul N, prezentăm în continuare cîteva probleme le-

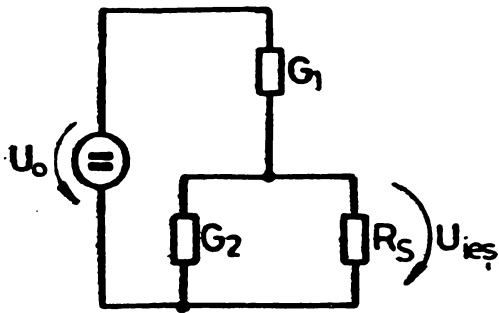


Fig. 3.4.

gate de aceste divizoare.

Dacă la divizorul din fig.

3.4 se ia $G_1 = Y_N$

$G_2 = 0$

$R_S \neq \infty$

vom avea:

$$U_{ies} = U_0 \frac{Y_0 \cdot N \cdot R_S}{1 + Y_0 \cdot N \cdot R_S} \quad (3.21)$$

unde: $Y_N = Y_0 \cdot N$

Dependența (3.21) de N este neliniară și prin urmare neaplicabilă în cazul CNA. Dacă divizorul se construiește cu :

$G_1 = R_{\bar{N}}$ unde: \bar{N} este co-
 $G_2 = R_{\bar{N}}$ dul comple-
 $R_S = \infty$ mentar lui N

Vom avea dependența linia-
 ră:

$$U_{ies} = U_0 \frac{R_N}{R_{max}} = \frac{U_0}{N_{max}} \cdot N \quad (3.22)$$

unde $R_{max} = R_N + R_{\bar{N}}$.

Structura prezen-
 tată în fig. 3.5a reali-
 zează dependența (3.22).
 Structura mai prezintă
 avantajul unei impedanțe
 de intrare constante:

$$R_{in} = R_N + R_{\bar{N}} = R_0 \cdot N_{max}$$

în schimb cea de ieșire
 este dependentă de cod:

$$R_{ies} = \frac{R_{\bar{N}} \cdot R_N}{R_{\bar{N}} + R_N} = \frac{R_0}{N_{max}} \bar{N} \cdot N$$

din care motiv, în cazul
 când $R_S \neq \infty$, U_{ies} va fi o

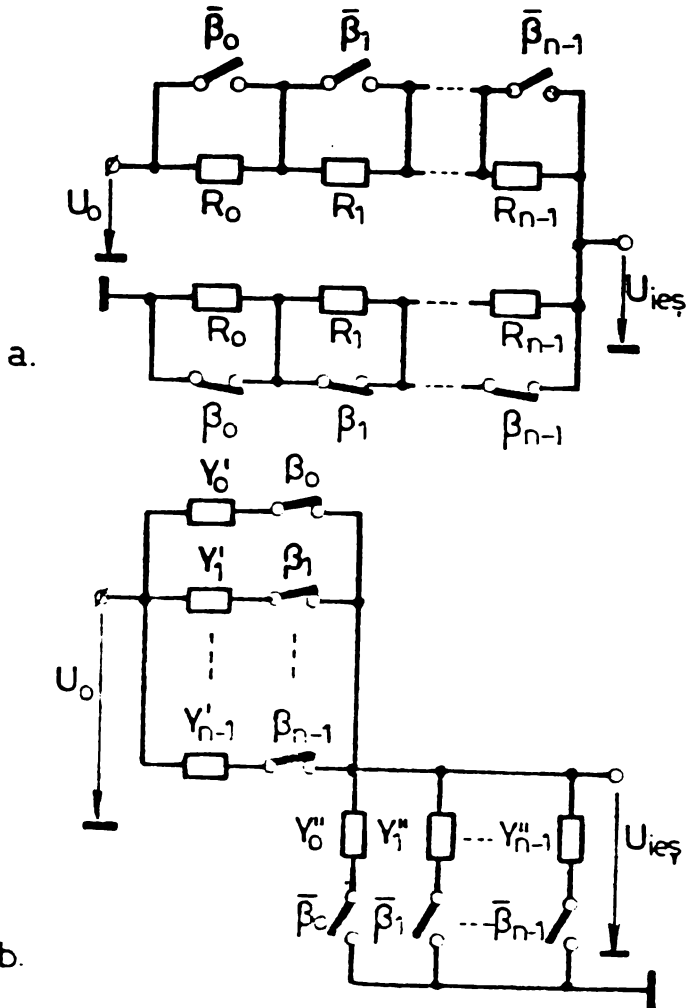
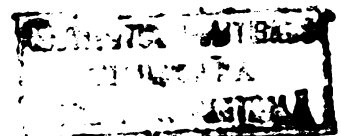


Fig. 3.5.

dependență neliniară de codul N :

$$U_{ies} = U_0 \frac{R_N \cdot R_S}{(R_N + R_S) R_{\bar{N}} + R_N \cdot R_S} = U_0 \frac{R_S \cdot N}{(R_S + R_0 \cdot N) N + R_S \cdot N}$$



Din acest motiv acest gen de convertoare nu au un domeniu larg de utilizare.

Schema din fig.3.5b este realizată cu două convertoare Y_N și $Y_{\bar{N}}$ și asigură o tensiune proporțională cu codul de convertit:

$$U_{ieș} = \frac{Y_N}{Y_N + Y_{\bar{N}}} U_0 = \frac{U_0}{N_{max}} \cdot N \quad (3.23)$$

Admitanța de ieșire este constantă și egală cu:

$$Y_{ieș} = Y_N + Y_{\bar{N}} = Y_0 N_{max}$$

In schimb cea de intrare depinde de cod :

$$R_{in} = \frac{Y_N + Y_{\bar{N}}}{Y_N \cdot Y_{\bar{N}}} = \frac{1}{Y_0} \cdot \frac{N_{max}}{N(N_{max} - N)}$$

Datorită impedanței de ieșire constante, conectarea unei sarcini R_S la ieșirea CNA nu alterează caracterul linear al dependenței $U_{ieș}(N)$, afectînd numai factorul de scală.

$$U_{ieș} = U_0 \frac{Y_0}{Y_{max} + Y_S} N = U_0 \frac{Y_0}{Y_{max}} \cdot \frac{N}{1 + \lambda} \quad (3.24)$$

unde: $\lambda = \frac{Y_S}{Y_{max}}$ este coeficientul de încărcare.

Structura convertorului se poate simplifica mult, uzînd de observația că doar una din admitanțele Y_i respectiv Y_i'' este conectată la U_0 sau la masă, și prin urmare utilizînd chei bipoziționale se poate renunța la un CNA din fig.3.5b rezultînd schema din fig.3.6a.

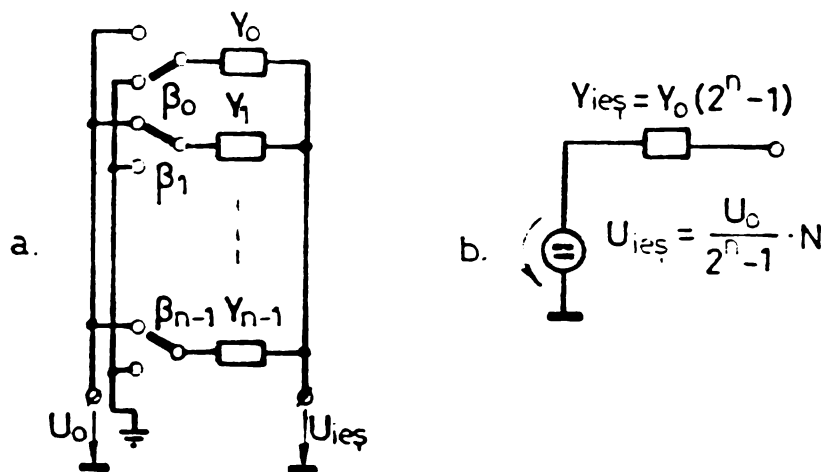


Fig.3.6.

Fiecare cheie β_i conectează admitanța Y_i , fie la sursa U_0 când $\beta_i=1$ fie la masă când $\beta_i=0$.

Tensiunea de ieșire va fi dată de relația:

$$U_{ieș} = \frac{U_0 \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y_i}{\sum_{i=0}^{n-1} Y_i} = U_0 \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \beta_i 2^i}{\sum_{i=0}^{n-1} 2^i} = \frac{U_0}{2^n - 1} N = m_U \cdot N \quad (3.25)$$

În cazul în care CNA operează bipolar în fig.3.7 sînt prezentate cîteva modalități de realizare a acestui deziderat. Variantele a, b, c corespund reprezentării numărului N în cod binar-natural

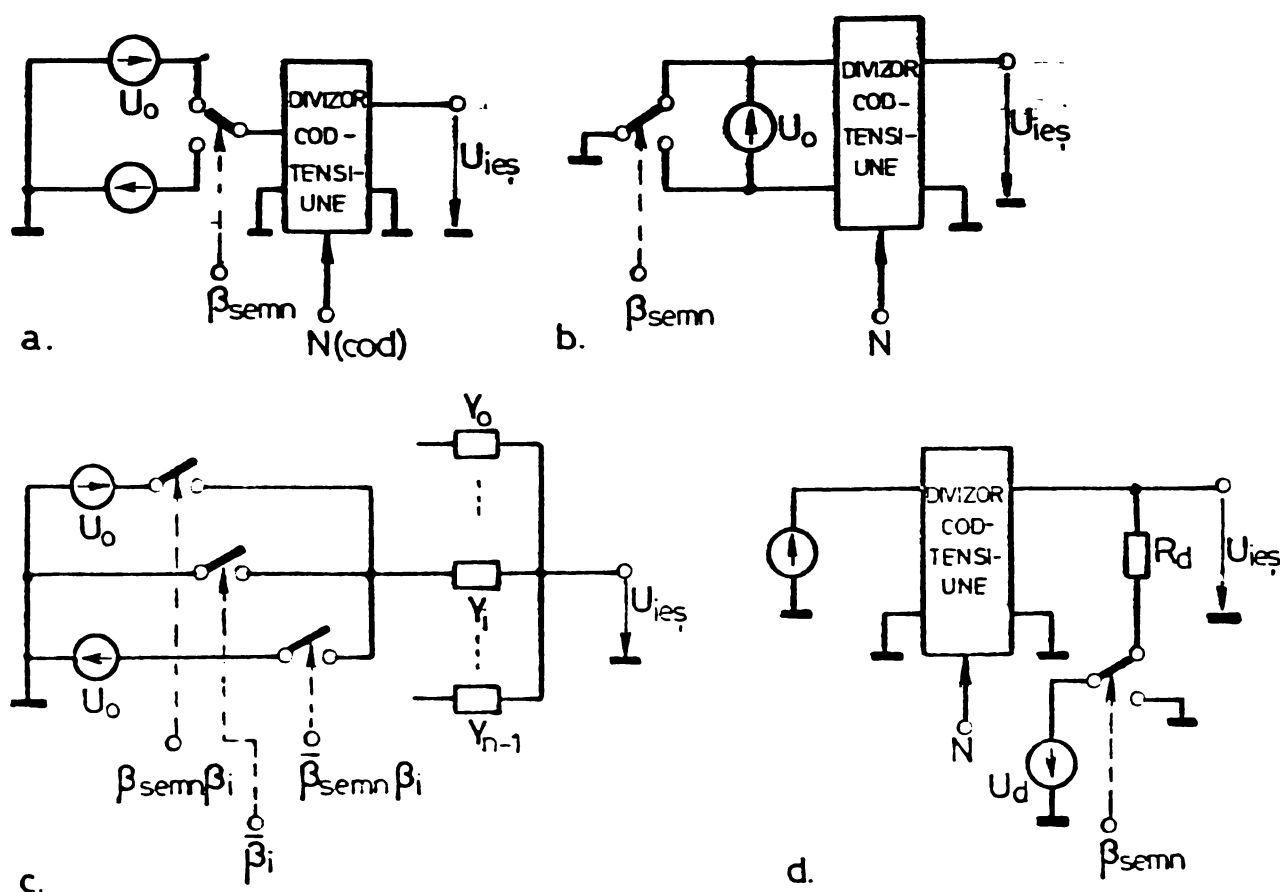


Fig.3.7.

plus un bit de semn.

$$\beta_{semn} = \begin{cases} 0 & \text{pentru } N > 0 \\ 1 & \text{pentru } N < 0 \end{cases}$$

astfel că tensiunea la ieșirea CNA va fi dată de expresia:

$$U_{ieș} = \frac{U_0}{2^n - 1} \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i 2^i (U_0 \beta_{semn} - U_0 \beta_{semn}) \quad (3.26)$$

Schema din fig.3.7b se deosebește numai prin faptul că utilizează o singură sursă U_0 , dar aceasta fiind flotantă față de

masă, duce la complicații suplimentare.

Structura schițată în fig.3.7c cu toate că aparent este complicată prezintă avantajul că poate utiliza chei simple cu tranzistoare bipolare, curenții de comandă a cheilor nu se închid prin divizor ci prin sursele U_0 și prin urmare nu contează ca erori suplimentare.

Tensiunea etalon aplicată pe o ramură i a divizorului, este:

$$U_i = \beta_i (U_0 \beta_{semn} - U_0 \beta_{semn})$$

astfel că tensiunea la ieșirea structurii va fi:

$$U_{ieș} = U_0 \frac{\beta_{semn} \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y_i - \beta_{semn} \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y_i}{\sum_{i=0}^{n-1} Y_i}$$

și deci:

$$U_{ieș} = \frac{U_0}{N_{max}} (\beta_{semn} N - \beta_{semn} \cdot N) = m_U (\beta_{semn} N - \beta_{semn} \cdot N) \quad (3.27)$$

Structura din fig.3.7d funcționează prin decalarea zeroului la ieșire.

Spre exemplu la convertorul DAC 01 (PMI) fig.3.8.

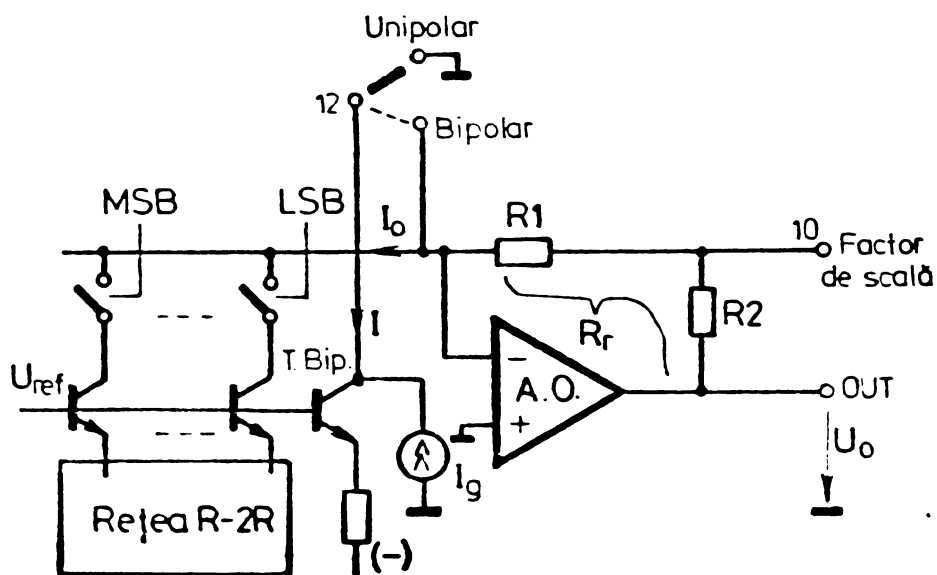


Fig.3.8.

Impunând condițiile: $I_g = I_{MSB}$ și $I = \frac{1}{2} I_{LSB}$

pentru operare unipolară, curentul de capăt de scală este:

$$I_{F.S.U} = I_{LSB}(2^n - 1) = I_{omax}$$

Iar la operare bipolară :

$$I_{FS.BIP} = I_{omax} - I_{MSB} + \frac{1}{2} I_{LSB} = I_{LSB}(2^{n-1} - \frac{1}{2})$$

și deci:

$$I_{FS BIP} = \frac{I_{FSU}}{2}$$

ceea ce justifică cele spuse anterior, excursia semnalului la ieșire $I_{ieș}$; $U_{ieș}$ rămânând aceiași.

3.4. Sinteza rețelelor ponderate realizate din divizoare în cascadă

Rețelele de conversie numeric-analogic realizate din divizoare elementare conectate în cascadă constituie o clasă de rețele deosebit de avantajoasă din punct de vedere al gamei de valori a rezistoarelor din componență, gamă ce are implicații majore asupra tehnologiei de realizare adoptate precum și a prețului de cost. Procedul cel mai comod de reducere a gamei valorilor rezistoarelor este fie utilizarea de divizoare în cascadă fie de divizoare combinate.

În literatura de specialitate [1], [4], [5], [23] nu prezintă modalități simple de sinteză a rețelelor. După [97] și [92] se dă o modalitate simplă de sinteză a divizoarelor în cascadă; deoarece gama minimă de valori (două) a rezistoarelor numai acestea o pot realiza. În fig.3.9 este prezentat cazul general al unei rețele formate din divizoare în cascadă.

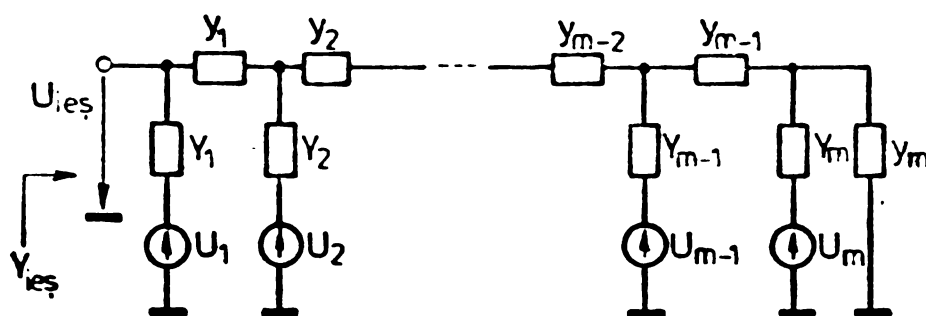


Fig.3.9.

Pentru a generaliza situația, tensiunile de referință U_i se consideră dependente de ponderile p_i , divizoarele elementare realizate cu y_i și Y_i fiind diferite de la un rang la altul. Valoarea tensiunii U_i va depinde de bitul de comandă β_i și anume:

$$U_i = \begin{cases} U_0 p_i & \text{pentru } \beta_i = 1 \\ 0 & \text{pentru } \beta_i = 0 \end{cases}$$

Scriem expresia tensiunii de ieșire $U_{ieș}$, izolând nodul i la stînga și la dreapta, după cum se vede în fig.3.10 a. Admi-

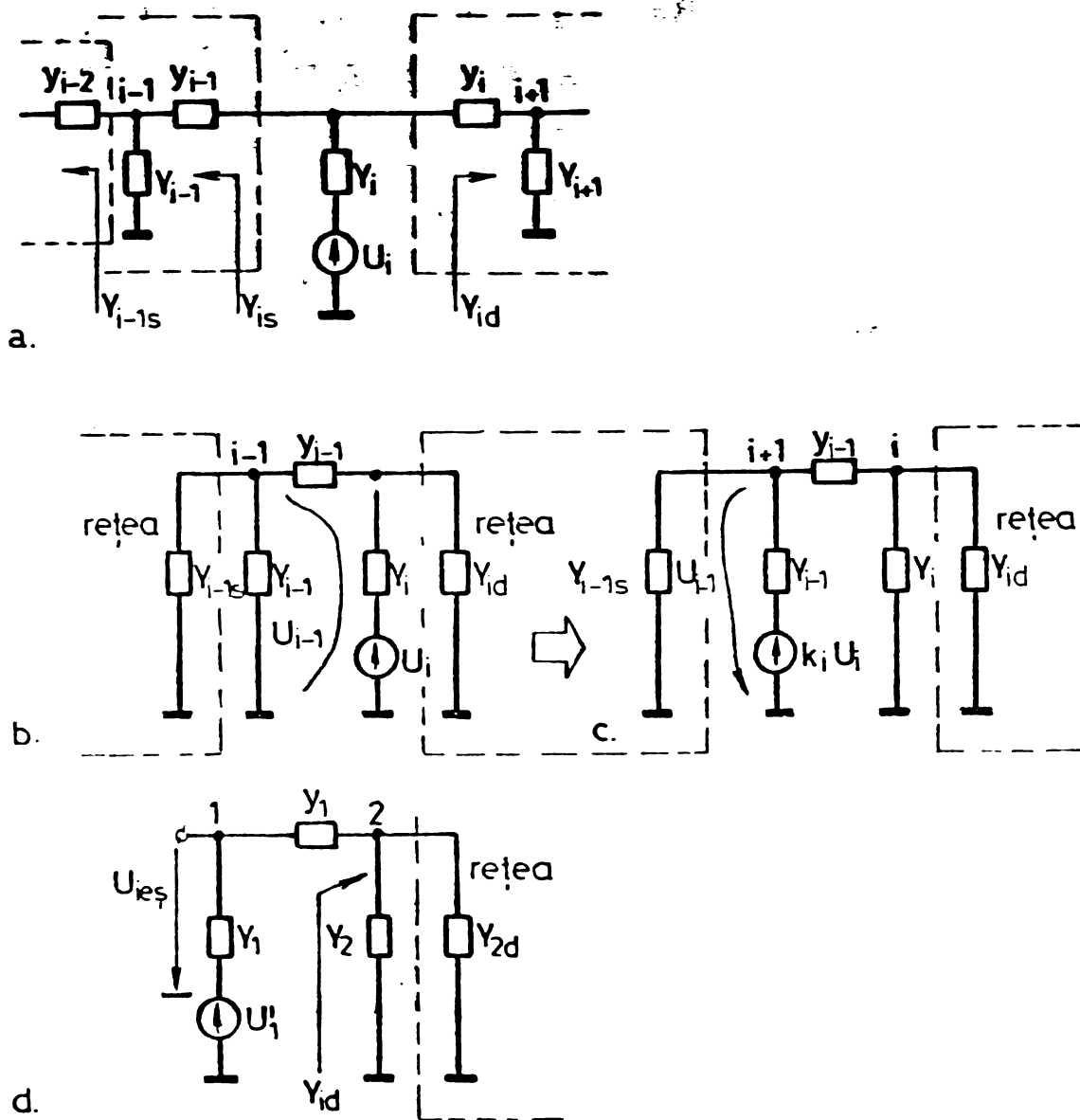


Fig.3.10.

tanțele văzute la stînga și la dreapta sînt date de relațiile de recurență: (3.28), (3.29)

$$Y_{1s} = \frac{y_{i-1}(Y_{i-1} + Y_{i-1s})}{y_{i-1} + Y_{i-1} + Y_{i-1s}} \quad \text{cu } Y_{1s} = 0 \quad (3.28)$$

și

$$Y_{1d} = \frac{Y_1(Y_{i+1}+Y_{i+1d})}{Y_1+Y_{i+1}+Y_{i+1d}} \quad \text{cu} \quad \begin{cases} Y_{md}=Y_m \\ Y_{ies}=Y_1+Y_{1d} \end{cases} \quad (3.29)$$

Schema echivalentă pentru determinarea contribuției tensiunii U_1 în tensiunea de ieșire U_{ies} se prezintă succesiv în fig.3.10 b și c. Factorul de divizare k_1 se determină punând condiția ca pentru schemele din fig.3.10 b și c tensiunea din nodul $i-1$, U_{i-1} , să fie aceeași în cazul b și c. Utilizând (3.28) și (3.29) obținem:

$$k_1 = \frac{Y_1}{Y_{i-1}} \cdot \frac{Y_{i-1}}{Y_{i-1}+Y_1+Y_{1d}} \quad (3.30)$$

Aducând la latura Y_1 toate contribuțiile surselor U_i (după modelul din fig.3.10d), prin superpoziție, obținem:

$$U'_1 = U_1 + k_2 U_2 + k_2 k_3 U_3 + \dots + \prod_{j=2}^i k_j U_i + \dots + k_2 \cdot k_3 \cdot \dots \cdot k_m U_m$$

cum: $U_{ies} = U'_1 \frac{Y_1}{Y_1+Y_{1d}} = k_1 U'_1$

Se obține expresia generală pentru U_{ies} :

$$U_{ies} = k_1 \left(U_1 + \sum_{i=2}^m U_i \cdot \left(\prod_{j=2}^i k_j \right) \right) \quad (3.31)$$

unde k_j se determină cu relația (3.30) punând $i = j$. Expresia (3.31) se mai poate scrie:

$$U_{ies} = k_1 (U_1 + k_2 (U_2 + k_3 (U_3 + \dots + k_{m-1} (U_{m-1} + k_m (U_m) \dots))) \quad (3.32)$$

notînd cu: $k_i^* = \prod_{j=1}^i k_j$

obținem:

$$U_{ies} = \sum_{i=1}^m k_i^* U_i \quad \text{cu } 0 < k_i^* < 1 \quad \text{și} \quad \sum_{i=1}^m k_i^* \leq 1 \quad (3.33)$$

Forma fizică a divizorului în cascadă depinde esențial de modalitatea de explicitare a relației (3.33) respectiv (3.32). Spre exemplu dacă la transformarea expresiei (3.32) nu se efectuează toate operațiile din paranteze se obțin dependența $U_{ies}(U_i)$ pentru divizoare de tip combinat, realizate prin legături paralele sau serie de divizoare în cascadă.

Spre exemplu pentru $m=6$ (6 bit) relația (3.32) se poate pune sub formele:

$$U_{ieș} = K_1^* \left((U_1 + \frac{k_2^*}{k_1^*} U_2) + \frac{k_3^*}{k_1^*} \left((U_3 + \frac{k_4^*}{k_1^*} U_4) + \frac{k_5^*}{k_3^*} (U_5 + \frac{k_6^*}{k_5^*} U_6) \right) \right)$$

ceea ce corespunde unui divizor combinat obținut prin legare în serie, și:

$$U_{ieș} = k_1^* \left(U_1 + \frac{k_2^*}{k_1^*} (U_2 + \frac{k_3^*}{k_2^*} U_3) + k_4^* (U_4 + \frac{k_5^*}{k_4^*} (U_5 + \frac{k_6^*}{k_5^*} U_6)) \right)$$

ceea ce corespunde unui divizor combinat realizat prin legarea în paralel a două divizoare în cascadă: U_1, U_2, U_3 cu U_4, U_5, U_6 . (v.fig.3.11 a și b).

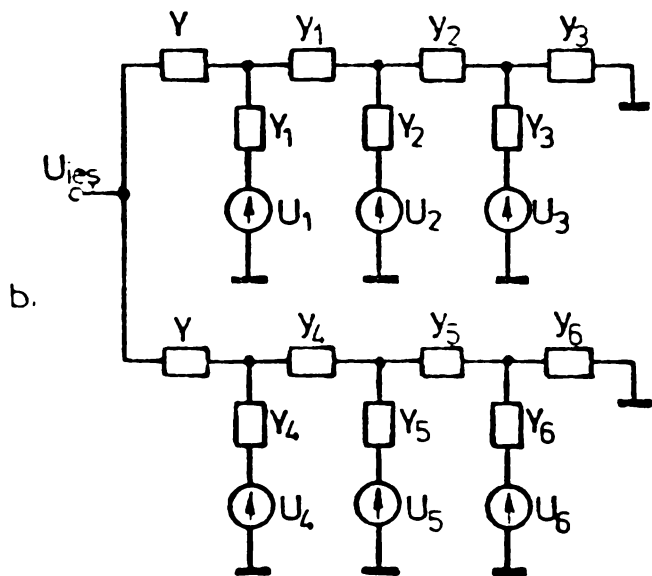
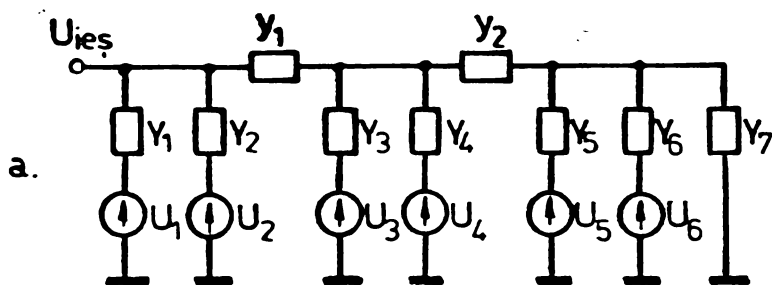


Fig.3.11.

cadă se obține mai mic decât la divizorul obișnuit, deoarece factorul

$$\frac{y_{i-1}}{y_{i-1} + Y_i + Y_{id}}$$

este subunitar.

Pentru reducerea gamei de variație a admitanțelor ce formează divizorul vom face câteva considerații privind factorii de divizare k_i^* , după cum urmează:

$$k_i^* = k_{i-1}^* \cdot k_i$$

și conform cu relația (3.30)

$$\frac{k_i^*}{k_{i-1}^*} = \frac{y_{i-1}}{y_{i-1} + Y_i + Y_{id}} \cdot \frac{Y_i}{y_{i-1}}$$

care pentru un divizor comandat obișnuit, devine:

$$\frac{k_i^*}{k_{i-1}^*} = \frac{Y_i}{y_{i-1}}$$

Cum $k_i^* < k_{i-1}^*$, rezultă că raportul admitanțelor Y_i și y_{i-1} de la divizorul în cas-

Ne propunem în continuare să găsim o modalitate de evaluare a valorilor admitanțelor. Vom considera pentru început cazul divizoarelor în cascadă cu admitanțe interne egale $Y_i = Y$ pentru $i=1, 2, \dots, m$, urmînd să determinăm valorile lui y_i .

Relația de plecare este (3.33) cu condițiile aferente ei. Totdeauna se poate realiza un divizor de forma:

$$A \sum_{i=1}^m k_i^{\#} U_i$$

care să difere prin factorul de scală A.

Pentru ca sinteza să fie univocă trebuie să se dea inițial, valorile mărimilor $k_1^{\#}$ sau perechea $Y_{1eș}$ și Y.

Din (3.29) :

$$Y_{i-1d} = \frac{y_{i-1}(Y_i + Y_{id})}{y_{i-1} + Y_i + Y_{id}}$$

și cu expresia (3.30) obținem:

$$Y_{i-1d} = k_i \frac{Y_{i-1}}{Y_i} (Y_i + Y_{id})$$

și deci:

$$Y_{id} = \frac{Y_{i-1d}}{k_i} - Y \quad (3.34)$$

Relația (3.34) dă iterațiile pentru admitanțele dreapta a două noduri învecinate. Admitanțele de legătură se obțin utilizînd relația (3.30) :

$$y_{i-1} = \frac{k_i}{1-k_i} (Y + Y_{id}) \quad (3.35)$$

Relațiile (3.34) și (3.30) dau iterativ, în m pași admitanțele Y_i și y_i . Calculul pornește de la Y_{1d} , cunoscînd k_1 și Y.

Utilizînd (3.34) de două ori, obținem:

$$Y_{1d} = \frac{Y}{k_1} - Y$$

$$Y_{2d} = \frac{Y_{1d}}{k_2} - Y$$

și din (3.35) obținem admitanța de legătură y_1 :

$$y_1 = \frac{k_2}{1-k_2} (Y + Y_{2d})$$

Ceilalți pași $2 \leq i < m$ utilizează expresiile (3.34) și (3.35).

Pasul m se deosebește de ceilalți pași deoarece $y_m = Y_d$.

Calculul divizoarelor în cascadă se simplifică foarte mult dacă toți coeficienții k_i sînt constanți: $k_i = k$. Astfel de divizoare sînt destinate transformării numerelor reprezentate în sisteme poziționale uniforme de numerație. Pentru astfel de sisteme $k = \frac{1}{p}$, unde p este baza sistemului de numerație. Se pot utiliza divizoare cu admitanțele la dreapta identice, punînd $Y_{id} = Y_{i-1d}$ în relația (3.34) :

$$Y_d = Y \frac{k}{1-k} = \frac{Y}{p-1}$$

Admitanțele de legătură vor fi date de (3.35) :

$$y_{i-1} = Y \frac{k}{(1-k)^2} = Y \frac{p}{(p-1)^2}$$

Această ultimă expresie arată că admitanțele de legătură sînt legate între ele:

$$y_1 = y_2 = \dots = y_{m-1} \text{ cu } y_m = Y_d$$

Divizorul astfel realizat va avea admitanța de ieșire:

$$Y_{ieș} = Y + Y_d = Y \frac{p}{p-1}$$

În concluzie se poate spune că divizoarele în cascadă prezintă interes numai atunci cînd conduc la o reducere a gamei valorilor admitanțelor, situație ce apare numai atunci cînd termenii sumei (3.33) se pun în ordine descrescătoare a coeficienților k_i^* , în caz contrar se obține o mărime a gamei de valori față de divizorul obișnuit. Rezultă din prezentarea făcută ca deosebit de comodă utilizarea fie a divizoarelor cu admitanțe interne egale $Y_i = Y$ fie a celor cu celule de divizare egale (pentru sisteme poziționale uniforme; $k_i = k$). Ultimele sînt cele mai utilizate divizoare, fiind cunoscute sub numele de:

- rețea R-2R pentru sistemul binar;
- rețea R-8,1R pentru sistemul zecimal (v.fig.3.12)

Trebuie să remarcăm deasemeni, că aceste rețele sînt singurele posibil de realizat în tehnologia monolitică, bineînțeles atunci cînd sistemul de numerație este uniform.

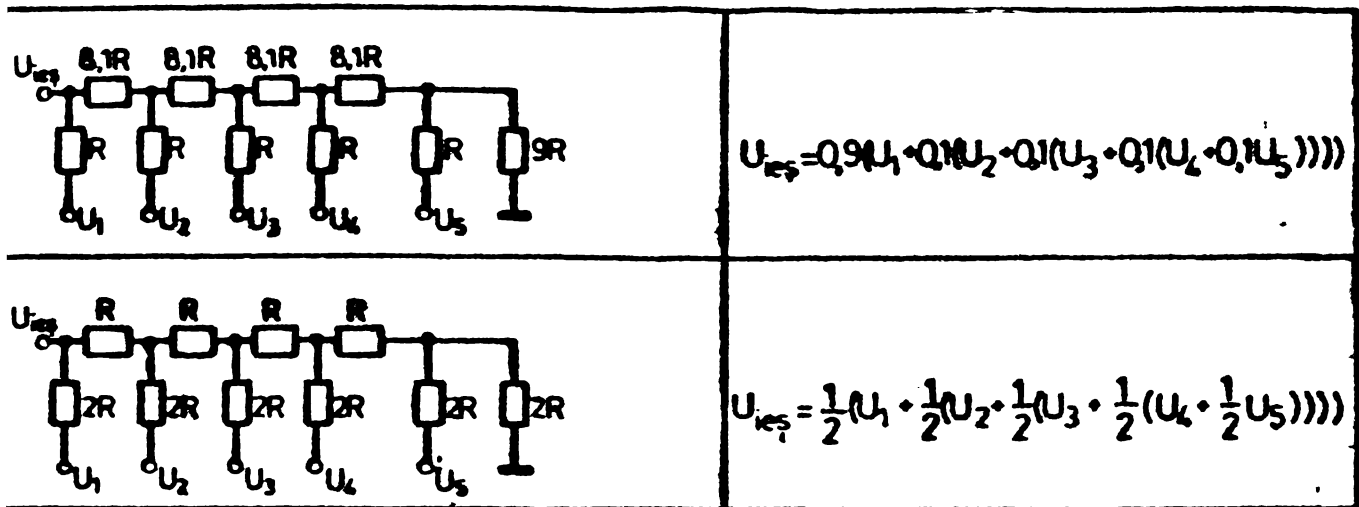


Fig.3.12.

CAPITOLUL 4.

ERORI INSTRUMENTALE SI DE METODA LA REȚELE PENTRU SISTEME UNIFORME DE NUMERATIE

4.1. Erori instrumentale datorate rezistoarelor, cazul divizorului comandat

Pentru sistemele uniforme de numerație și în particular pentru sistemul binar, se utilizează transformarea codului mărimii numerice cu ajutorul unor divizoare comandate ca în fig.3.6. În ultimă instanță toate rețelele de conversie se pot reduce la structura divizorului amintit mai sus. Precizarea erorilor instrumentale datorate rezistoarelor precum și ale cheilor de comutare, erori reflectate în tensiunea de ieșire a convertorului, prezintă un deosebit interes în faza de proiectare a CNA. Din acest motiv este important să se efectueze o analiză teoretică asupra mărimii acestor erori, determinându-se dependența erorii mărimii de ieșire a CNA de mărimea numerică de la intrare (N) și eventual de semnul erorii rezistoarelor din componența divizorului.

Pentru a determina coeficienții de influență γ_i ai erorii rezistoarelor din componența divizorului vom presupune după cum s-a arătat în articolul [91] că rețeaua din fig.3.6 este ideală, și numai rezistorul din rangul i este afectat de eroarea ΔY_i . Prin urmare putem scrie:

$$\Delta U_{ieș\ i} = \frac{\partial U_{ieș}}{\partial Y_i} \Delta Y_i \quad (4.1)$$

Cum expresia tensiunii de ieșire pentru rețeaua încărcată, este:

$$U_{ieș} = \frac{U_0}{Y_{max}(1+N)} \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y_i = U_0 \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y_i}{\sum_{i=0}^{n-1} Y_i + Y_S} \quad (4.2)$$

unde:

$$\begin{cases} Y_{\max} = \sum_{i=0}^{n-1} Y_i \\ \text{și} \\ \lambda = \frac{Y_S}{Y_{\max}} \end{cases}$$

Diferențiind (4.2) și trecînd la variații finite:

$$\Delta U_{ieș} = U_0 \left(\frac{\beta_i}{\sum_{i=0}^{n-1} Y_i + Y_S} - \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y_i}{(\sum_{i=0}^{n-1} Y_i + Y_S)^2} \right) Y_i = \frac{U_0}{Y_{\max}(1+\lambda)} \cdot \left(\beta_i - \frac{Y_0 \cdot N}{Y_{\max}(1+\lambda)} \right) \Delta Y_i \quad (4.3)$$

unde: $N = \frac{1}{Y_0} \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i Y_i$

Cum erorile nu sînt corelate, eroarea absolută de formare a tensiunii de ieșire, va fi:

$$U_{ieș} = \sum_{i=0}^{n-1} \Delta U_{ieș} = \frac{U_0}{Y_{\max}(1+\lambda)} \sum_{i=0}^{n-1} \left(\beta_i - \frac{Y_0}{Y_{\max}} \frac{N}{1+\lambda} \right) \Delta Y_i \quad (4.4)$$

deoarece: $Y_{\max} = Y_0 \cdot N_{\max}$

$$\Delta Y_i = \delta Y_i \cdot Y_i = \delta Y_i \cdot Y_0 \cdot p_i$$

$$U_{ieș \max} = \frac{U_0}{1+\lambda}$$

se obține:

$$U_{ieș} = \frac{\Delta U_{ieș}}{U_{ieș \max}} = \sum_{i=0}^{n-1} \nu_i \delta Y_i = \sum_{i=0}^{n-1} \left(\beta_i \frac{p_i}{N_{\max}} - \frac{N \cdot p_i}{N_{\max}^2 (1+\lambda)} \right) \delta Y_i \quad (4.5)$$

unde ν_i este coeficientul de influență al erorii primare δY_i , în eroarea mărimii de ieșire, $U_{ieș}$.

Relația (4.5) prezintă o dependență a erorii $\delta U_{ieș}$ atât de erorile rezistoarelor cît și de codul curent N precum și de încărcarea rețelei λ .

Se mai poate observa că dacă $\delta Y_i = \delta Y = ct$ indiferent de

valoarea codului de comandă N , eroarea la ieșire este nulă
 $\delta U_{ieș} = 0$.

Punând în (4.5) $N = 0$:

$$\delta U_{ieș} = \delta Y \frac{1}{N_{\max}} \left(\sum_{i=0}^{n-1} \beta_i p_i - \frac{N}{N_{\max}} \sum_{i=0}^{n-1} p_i \right) = 0$$

deoarece

$$\sum_{i=0}^{n-1} p_i = N_{\max}$$

Deasemeni se poate face și observația importantă, analizând (4.5) din punct de vedere al dependenței de cod (N), și anume, că pentru codurile extreme:

$$N_{\min} = 0 \text{ (00...00) și } N_{\max} = 1 \text{ (11...11)}$$

Se obține tot $\delta U_{ieș} = 0$.

Coeficientul de influență γ_i se compune din doi termeni:

$$\gamma_i = \beta_i p_i \frac{1}{N_{\max}} - p_i \frac{N}{N_{\max}^2} \quad (4.6)$$

- prima componentă este o funcție treaptă avînd valorile:

o sau $\frac{p_i}{N_{\max}}$ dependentă de cifra binară β_i ;

- a doua componentă, reprezintă o dependență liniară de

codul N , și variază de la 0 pentru $N=0$ la $\frac{p_i}{N_{\max}}$ pentru $N=N_{\max}$.

Din analiza relației (4.6) rezultă că coeficientul de influență γ_i atinge valorile extreme:

$$a) \quad \gamma_i(1) = \frac{p_i^2}{N_{\max}} - \frac{p_i^2}{N_{\max}^2} \text{ pentru } \begin{cases} \beta_i = 1 & j=0,1,2,\dots,n-1 \\ \beta_j = 0 & j \neq i \end{cases}$$

și

$$b) \quad \gamma_i(0) = -p_i \frac{N_{\max} - p_i}{N_{\max}^2} \bar{\beta}_i = \frac{p_i^2}{N_{\max}^2} - \frac{p_i}{N_{\max}}$$

$$\text{pentru } \begin{cases} \beta_i = 0 & j=0,1,2,\dots,n-1 \\ \beta_j = 1 & j \neq i \end{cases}$$

cum: $N = N_{\max} - p_i \bar{\beta}_i$

om avea:

$$\gamma_i(1) = -\gamma_i(0) = \frac{p_i}{N_{\max}} \left(1 - \frac{p_i}{N_{\max}}\right) \quad (4.7)$$

In fig.4.1 este prezentat modul de variație al coeficienților γ_i pentru cele mai semnificative ranguri: $n-1$ (MSB), $n-2$ și $n-3$; sistemul de numerație fiind binar natural.

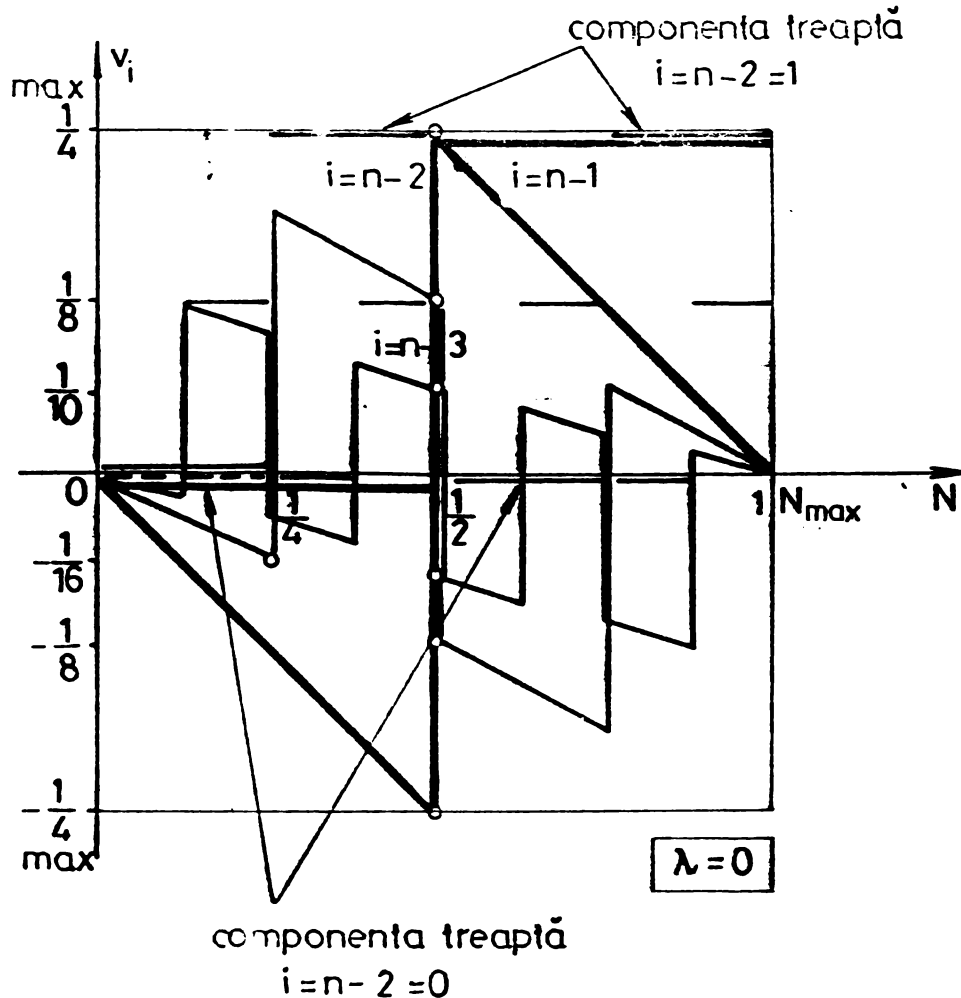


Fig.4.1.

Este ușor de observat că cea mai mare contribuție o va avea rangul cel mai semnificativ (MSB) cu $\gamma_{n-1}|_{\max} = \frac{1}{4}$, contribuțiile celorlalte ranguri micșorându-se cu factorul $1/2$ după cum urmează:

$$\gamma_{n-2}|_{\max} = \frac{1}{8}, \quad \gamma_{n-3}|_{\max} = \frac{1}{16} \dots$$

Întotodată se constată că curba $|\gamma_i|_{\max}$ este simetrică față de verticale: $N = N_{\max}/2$.

Din analiza graficului prezentat în fig.4.1 rezultă că cea mai defavorabilă asociere de semne pentru erorile rezistoa-

relor executate într-o anumită clasă de precizie o reprezintă situația când semnul erorii rezistorului ordinului cel mai mare este opus semnelor ordinelor inferioare.

Valoarea maximă a erorii δU_{ies} se obține deci, pentru codul:

$$N = 2^{n-1} \quad (N = 2^{n-1} - 1)$$

Cu $\beta_n=1$, $p_i=2^i$, $N=2^{n-1}$, $\delta Y_i = \delta Y$ relația (4.5) devine:

$$\delta U_{ies} \Big|_{\max} = \delta Y \frac{2^{n-1}}{2^n - 1} \left(1 - \frac{1}{2^{n-1}}\right) \approx 0,5 \delta Y \quad (4.8)$$

pentru un n suficient de mare.

În cazul încărcării divizorului ($\lambda \neq 0$) (4.5) devine:

$$\delta U_{ies} = \sum_{i=0}^{n-1} \left(\beta_i \frac{p_i}{N_{\max}} - N \frac{p_i}{N_{\max}^2} \right) \delta Y_i + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\lambda}{1+\lambda} \frac{N \cdot p_i}{N_{\max}^2} \delta Y_i \quad (4.9)$$

Relația (4.9) evidențiază o primă componentă a erorii δU_{ies} corespunzătoare funcționării în gol ($\lambda=0$) și una dependentă de sarcină.

Coefficienții de influență γ_i pentru $\lambda \neq 0$ vor fi obținuți prin rotirea liniei coeficienților γ_i corespunzători la $\lambda=0$, cu unghiul:

$$\arctg \frac{\lambda}{1+\lambda} \frac{p_i}{N_{\max}^2} \quad (4.10)$$

4.2. Erori instrumentale datorate elementelor de comutare, pentru divizorul comandat

Independent de tipul divizorului de circuit folosit drept element de comutare în fig.4.2 este prezentată schema echivalentă a unui astfel de comutator după [91], [97].

Tipul tranzistorului se va pune în evidență prin parametrii de saturare și blocare specifici.

Pentru simplificare vom considera în continuare schema echivalentă din fig.4.2b.

Legătura dintre elementele schemei din fig.4.2a și 4.2b se obțin ușor, fiind după cum urmează:

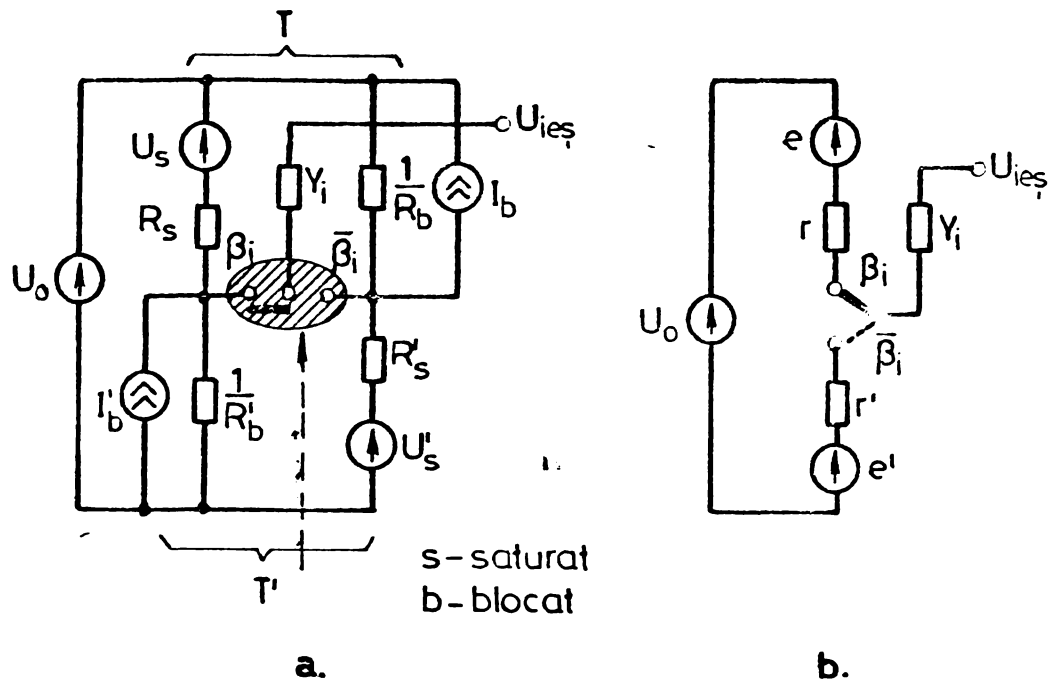


Fig.4.2.

$$\begin{cases} r = \frac{R'_b \cdot R_S}{R_b + R_S} \\ e = \frac{R_S}{R_S + R'_b} U_o + \frac{R'_b}{R_S + R'_b} U_S + \frac{R'_b \cdot R_S}{R_S + R'_b} \cdot I'_b \end{cases} \quad (4.11)$$

și

$$\begin{cases} r' = \frac{R_b \cdot R'_S}{R'_b + R'_S} \\ e' = \frac{R'_S}{R'_S + R_b} U_o + \frac{R_b}{R'_S + R_b} U'_S + \frac{R_b \cdot R'_S}{R'_S + R_b} \cdot I_b \end{cases} \quad (4.12)$$

unde cu indicii b și S s-a notat starea blocată respectiv satura-
tă a tranzistorului cheii.

Cum în general pentru orice cheie $R_S \ll R_b$, relațiile (4.11)
și (4.12), se simplifică:

$$\begin{cases} r = R_S; & e = \frac{R_S}{R'_b} U_o + U_S + R_S \cdot I'_b \\ r' = R'_S; & e' = \frac{R'_S}{R_b} U_o + U'_S + R'_S \cdot I_b \end{cases} \quad (4.13)$$

Pentru convertoarele la care cheile sînt realizate cu tranzistoare bipolare se pot neglija mărimile I_b și R_b ($I_b=0$; $R_b=\infty$), relațiile (4.13) devenind:

$$\begin{cases} r = R_S; & e = U_S \\ r' = R'_S; & e' = U'_S \end{cases} \quad (4.14)$$

Relațiile (4.14) arată că starea deconectată (b) nu influențează erorile divizorului comandat.

Pentru erori mici ale admitanței Y are satisfăcută egalitatea:

$$\frac{\Delta Y}{Y} = -\frac{\Delta R}{R}$$

și ținînd seama și de inegalitățile evidente:

$$r_i \ll \frac{1}{Y_i} \quad \text{și} \quad e_i \ll U_0$$

contribuția în eroarea δU_{ies} a mărimilor δ_{ri} și δ_{ei} se poate scrie ușor [97]. Desigur, aceste erori suplimentare vor influența tot la ordine mari, adică $i=n-1$, $n-2$, $n-3$.

Valoarea maximă a erorii δU_{ies} se va atinge tot la codul mediu:

$$N = 2^{n-1} \quad (N = 2^{n-1} - 1)$$

Deasemeni se constată că, componenta erorii ΔU_{ies} datorată tensiunilor remanente ale cheilor închise nu poate depăși ca mărime cea mai mare valoare a tensiunii remanente a uneia dintre ordine.

4.3. Erori instrumentale pentru divizoare în cascadă

Analiza erorilor divizoarelor în cascadă și de tip combinat reprezintă în general o problemă complicată și greu abordabilă în etape de proiectare [104]. Acesta este motivul pentru care problema se atacă, pentru rețeaua strict particulară pe care dorim să o proiectăm; problema fiind dezbătută în literatura de specialitate [23], [97], [104], [105] cu limitări privind posibilitățile de aplicare în practică de proiectare. Din analiza titlurilor enunțate precum și a referirilor [42], [44], vom prezenta pe scurt rezultate obținute în [97] în analiza erorilor la rețeaua R-2R, rezultate pe care le considerăm semnificative față de restul studiilor prezentate în literatură.

Presupunem în continuare că rețeaua este încărcată cu o rezistență $2R$ ca sarcină. În acest mod nodurile i devin simetrice din punct de vedere al impedanțelor stînga-dreapta.

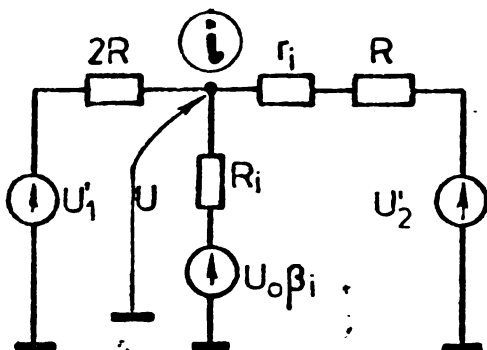


Fig.4.3.

Separăm nodul i și presupunem că rezistorii ce formează celula de divizare i sînt afectați de erorile : (v.fig.4.3)

$$R_i = 2R \pm \Delta R_i \text{ și } r_i = R \pm \Delta r_i \quad (4.15)$$

Ceilalți rezistori se presupun ideali, adică de erori nule.

Pentru schema din fig.4.3 vom avea contribuțiile stînga, dreapta în tensiune, după cum urmează:

$$U_1' = \frac{U_0}{2^{-j}} \sum_{j=i+1}^{n-1} \beta_j 2^{-j} \quad \text{și} \quad U_2'' = \frac{U_0}{2^j} \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j 2^j$$

astfel că U_i , devine:

$$U_i = \frac{U_1' R_i (r_i + R) + \beta_i U_0 R (r_i + R) + U_2'' R_i 2R}{R_i (r_i + 3R) + 2R (r_i + R)}$$

Eroarea ΔU_i va fi:

$$\Delta U_i = \frac{U_1' + U_2'' - 2U_0 \beta_i}{9} \delta R_i + \frac{U_1' - 2U_2'' + U_0 \beta_i}{18} \delta r_i$$

Pentru $i=0$ $U_0' = 0$ iar pentru $i=n$ $U_n'' = 0$

ΔU_i apare la ieșire divizată:

$$\Delta U_{ieș i} = \frac{\Delta U_i}{2^{n-i-1}}$$

Si cu condițiile:

$$\sum_{j=n}^{n-1} \beta_j 2^{-j} = 0; \quad \sum_{j=0}^{-1} \beta_j 2^j = 0; \quad U_{ieș \max} = \frac{2}{3} U_0$$

Se obține eroarea relativă:

$$\delta U_{ieș} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{2^i \sum_{j=i+1}^{n-1} \beta_j 2^{-j+2^{-i}} \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j 2^{j-2} \beta_i}{3 \cdot 2^{n-1}} \delta R_i +$$

$$\sum_{i=1}^{n-1} \frac{2^i \sum_{j=i+1}^{n-1} \beta_j 2^{-j-2^{-i+1}} \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j 2^j + \beta_i}{3 \cdot 2^{n-j+1}} \delta_{r_i} + \frac{\sum_{j=1}^{n-1} \beta_j 2^{-j} + \beta_0}{3 \cdot 2^n} \delta_{r_0} \quad (4.16)$$

Coeficienții de influență γ_{R_i} și γ_{r_i} a rezistoarelor interne și de legătură sînt prezentați în fig.4.4.

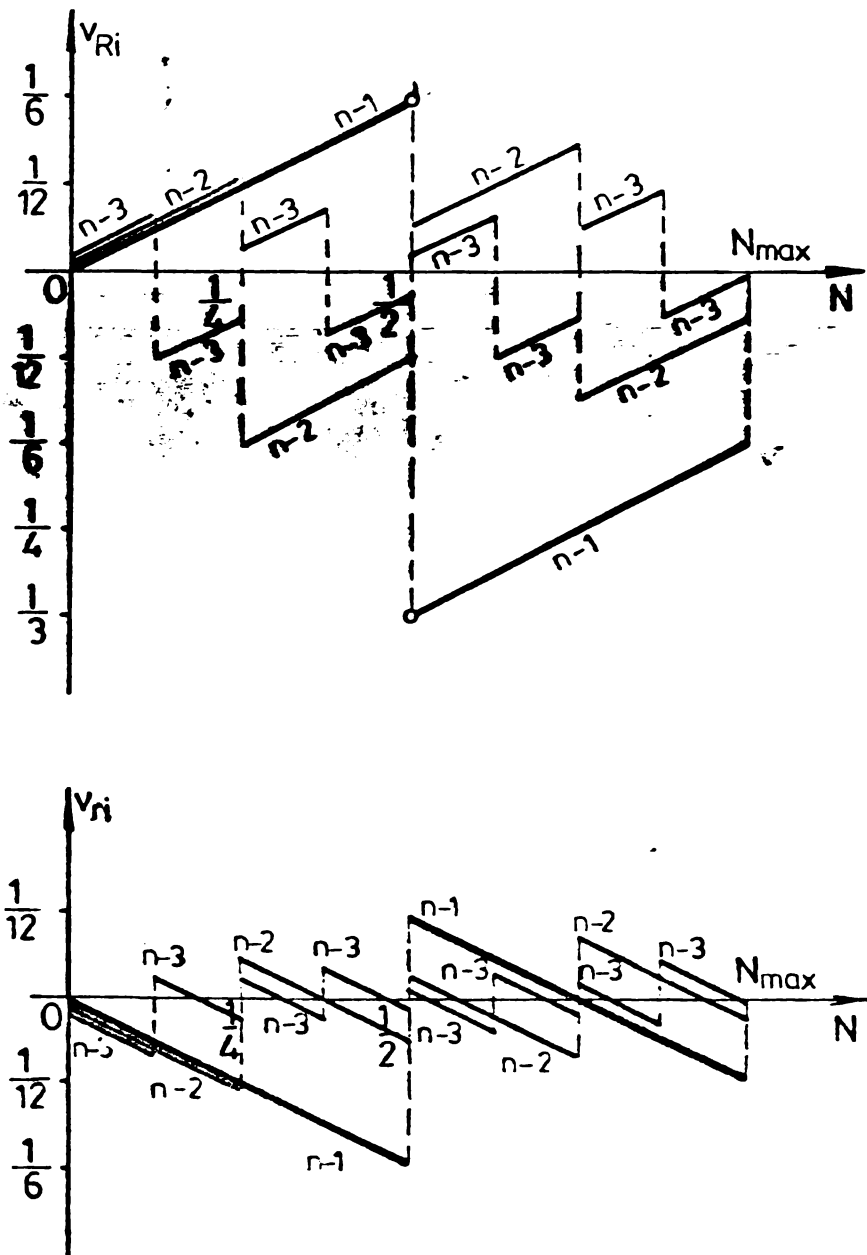


Fig.4.4.

Pentru rețeaua în gol ($U_{ieș \text{ gol}}$) se reprezintă eroarea $\delta U_{ieș}$, ca sumă a două componente, după cum urmează:

$$U_{ieș} = U_{ieș \text{ gol}} \frac{R_S}{R_S + R_{ieș}}$$

ou

$$\Delta R_S = 0; U_{ieș\ gol} = U_0 \frac{N}{2^n}; \lambda = \frac{R_{ieș}}{R_S} \text{ și } \delta U_{ieș\ gol} = \frac{\Delta U_{ieș\ gol}}{U_0}$$

obținem:

$$\delta U_{ieș\ gol} = \delta U_{ieș} + \frac{N}{2^n} \frac{\lambda}{1+\lambda} \delta R_{ieș} \quad (4.17)$$

și

$$\delta R_{ieș} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\delta R_i}{2^{2(n-i)-1}} + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\delta r_i}{2^{2(n-i)}} \quad (4.18)$$

Utilizînd (4.16) și (4.18), relația (4.17) devine:

$$\begin{aligned} \delta U_{ieș\ gol} = & \sum_{i=0}^{n-1} \frac{2^i \sum_{j=i+1}^{n-1} \beta_j 2^{-j+2^{-j}} \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j 2^{j-2} \beta_{i+2} 2^{i-2n+1} \sum_{j=0}^{n-1} \beta_j 2^j}{3 \cdot 2^{n-i}} \delta R_i + \\ & + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{2^j \sum_{j=i+1}^{n-1} \beta_j 2^{-j-2^{-j+1}} \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j 2^{j+} \beta_{i+2} 2^{i-2n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \beta_j 2^j}{3 \cdot 2^{n-i+1}} \delta r_i + \\ & + \frac{\sum_{j=0}^{n-1} \beta_j 2^{-j+2^{-2n-1}} \sum_{j=0}^{n-1} \beta_j 2^j}{3 \cdot 2^n} \delta r_0 \end{aligned} \quad (4.19)$$

Graficele coeficienților de influență γ_{R_i} și γ_{r_i} sînt prezentați în fig.4.5.

Dacă toate rezistoarele au aceeași eroare, suma coeficienților de influență separați, este proporțională cu eroarea tensiunii de ieșire.

Considerăm cazul cel mai defavorabil cînd toate erorile se adună, se obține o înfășurătoare a curbei erorilor prezentată în fig.4.6, curba 1.

Curba 2 reprezintă suma coeficienților de influență în cazul unui divizor simplu format din două rezistențe, de valori R și 2R.

Ceea ce este interesant de observat comparînd cele două curbe este faptul că, contribuția în eroare a tensiunii datorată rezistoarelor în cazul divizorului în cascadă, este comparabilă cu eroarea realizată de un divizor simplu. Această observație

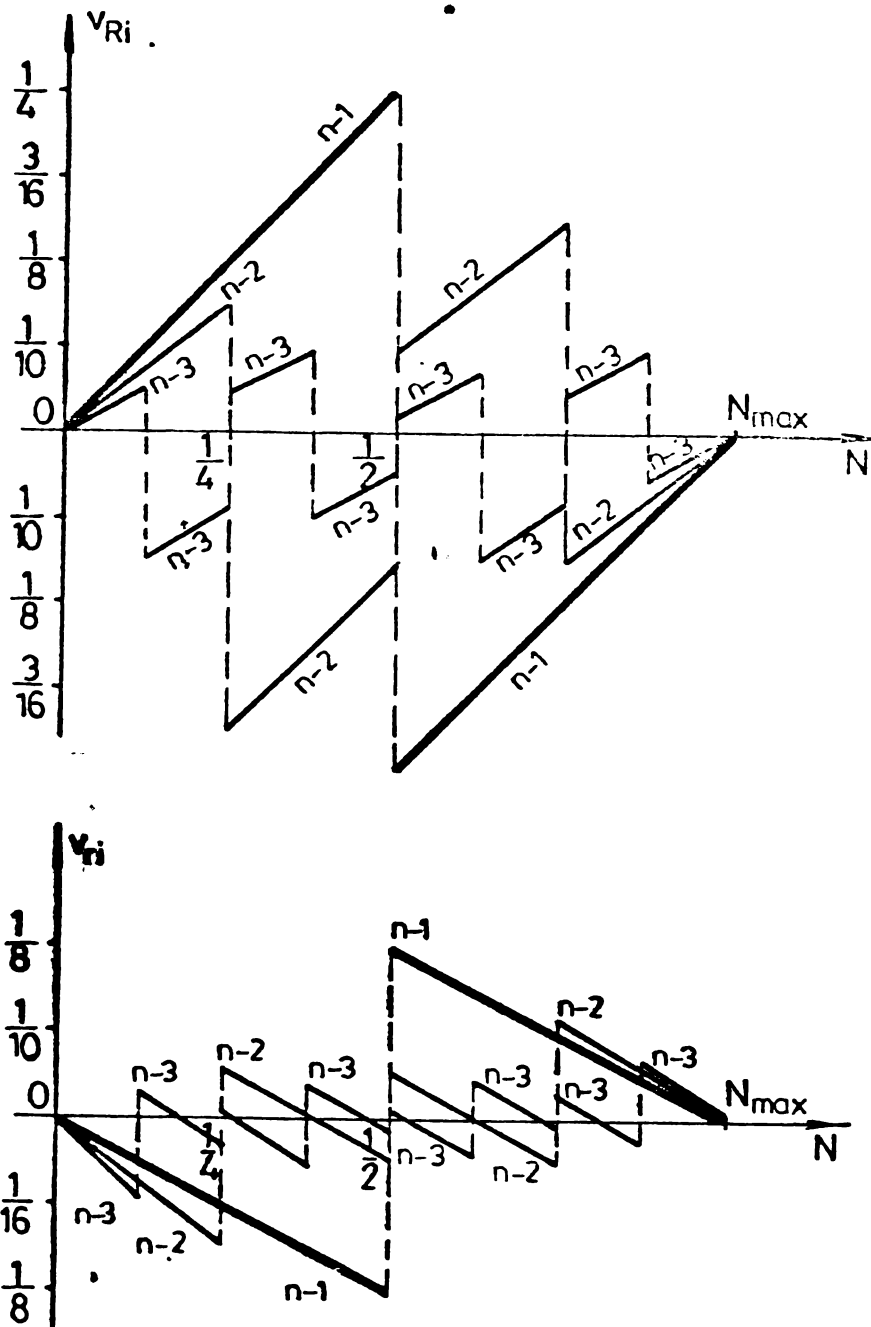


Fig.4.5.

pledează în plus în favoarea utilizării divizoarelor în cascadă.

Constatarea făcută anterior ne permite să facem afirmația că și erorile surselor de tensiune de referință precum și erorile cheilor de comutare vor avea același caracter de influență asupra erorii tensiunii de ieșire ca și în cazul unui divizor rezistiv obișnuit. Prin urmare să analizăm comportarea divizorului obișnuit, fig.4.7, prin prisma erorilor instrumentale, pentru a ne putea forma o imagine asupra comportării divizoarelor în cascadă.

Eroarea raportată la tensiunea U_0 , $\delta_I U_{ies}$, este:

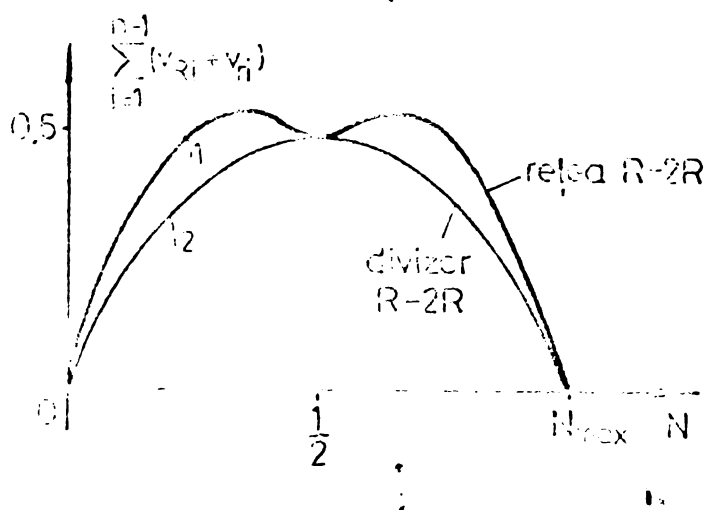


Fig. 4.6.

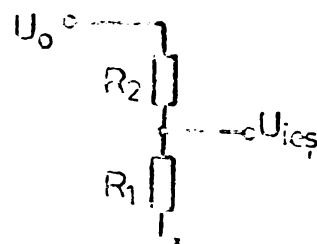


Fig. 4.7.

$$\delta_I U_{ies} = \frac{\Delta U_{ies}}{U_0} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} (\delta R_1 - \delta R_2) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \delta U_0 \quad (4.20)$$

Eroarea instrumentală relativă de tensiune, depinde prin urmare de coeficientul de divizare:

$$K_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

graficele coeficienților de influență γ_R și γ_U fiind prezentate în fig. 4.8, ca funcții de factorul de divizare K_0 .

În determinarea erorii instrumentale maxime a divizorului, trebuie să se ție seama de raportul dintre mărimile erorilor rezistoarelor și a sursei U_0 , deoarece maximele coeficienților de influență γ_R și γ_U , nu coincid. Dacă simplificăm situația, și considerăm:

$$\delta R_1 = -\delta R_2 = \delta R_m \quad \text{și} \quad \delta U_0 = \eta \delta R_m,$$

relația (4.20), devine:

$$\delta_I U_{ies} = (2K_0 - 2K_0^2 + \eta K_0) \delta R_m \quad (4.21)$$

Eroarea $\delta_I U_{ies}$ va fi maximă pentru $K_0 = 0,5 + 0,25\eta$, ceea ce limitează pe $\eta \leq 2$ deoarece $K_0 \max \leq 1$, și deci:

$$\left. \frac{\delta_I U_{ies}}{\delta R_m} \right|_{\max} = 0,5(1 + \eta + 0,125\eta^2) \quad (4.22)$$

Dependența (4.22) este prezentată în fig. 4.9.

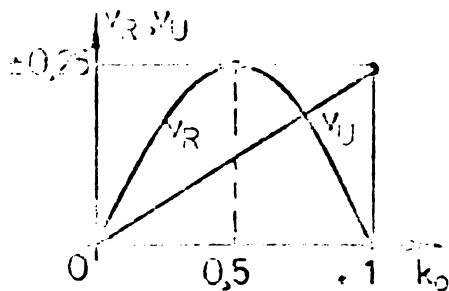


Fig.4.8.

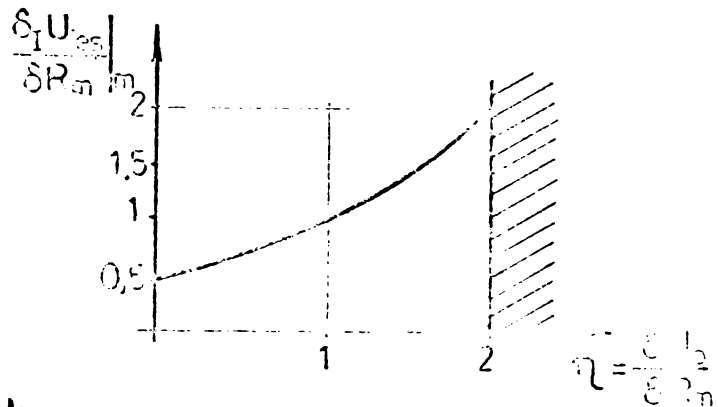


Fig.4.9.

4.4. Estimarea erorilor "economice" pentru cazul rețelei R-2R

Legătura dintre toleranțele rezistoarelor și eroarea de la ieșirea unei rețele R-2R (divizor comandat, realizat prin conectarea în cascadă a N celule elementare de divizare R-2R) pentru conversia numeric-analogică, reprezintă criteriul de bază în cazul unei proiectări metodice.

Este necesară cunoașterea exactă a contribuției în eroarea mărimei de ieșire, a fiecărui divizor elementar pentru a asigura o liniaritate a CNA-ului de $\pm 1/2$ LSB (last significant bit). Din cele prezentate în paragraful 4.3 este dificilă prezentarea unor criterii de proiectare, așa cum apar și concluziile la [104] și prin urmare apare oportună o analiză a erorilor "economice", adică a erorilor maxime admise ale rezistoarelor, astfel încât contribuția pe ansamblul rețelei să fie mai mică decât o fracțiune de LSB. Această analiză s-a efectuat de către autor în [91] și este prezentată în cadrul acestui paragraf. Modul de abordare al problemei este original, autorul neîntâlnind în literatură o tratare asemănătoare.

Considerăm pentru început rețeaua R-2R inversată, adică cea comandată în tensiune (v.fig.4.10) pentru care putem scrie:

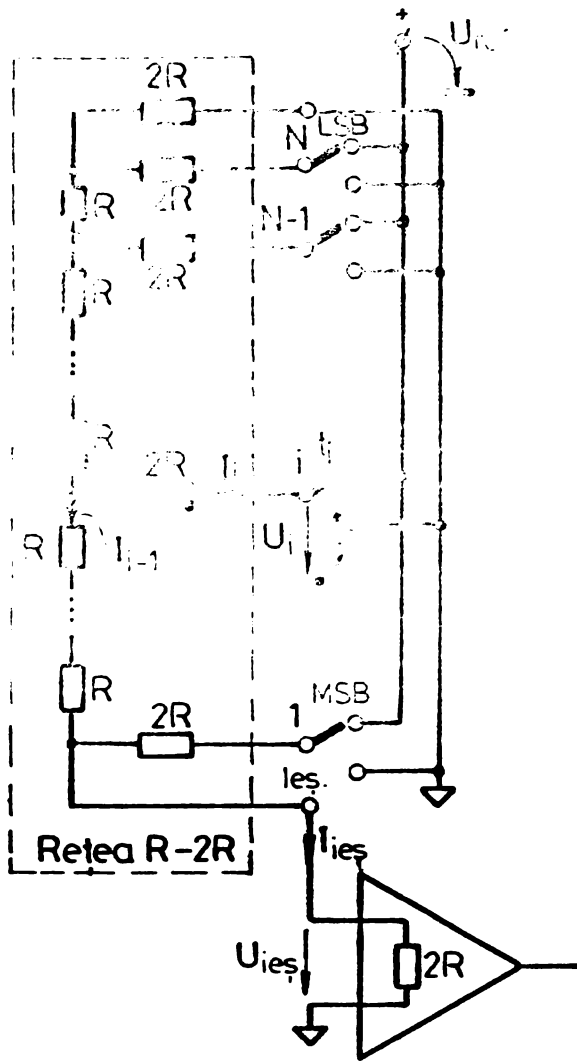


Fig.4.10.

$$R_i = R_m \pm \Delta R_i; \quad 2R_i = 2R_m \pm \Delta 2R_i \quad (4.24)$$

$$\frac{\Delta R_i}{R_m} = \epsilon_{1i} \quad \text{și} \quad \frac{\Delta 2R_i}{2R_m} = \epsilon_{2i}$$

Pentru simplificarea relațiilor vom lua în continuare:

$$\epsilon_{1i} = \epsilon_{2i} = \epsilon_i.$$

2) Folosim drept criteriu de apreciere a toleranței ϵ_i , expresia:

$$U_{ies\ i} = U_{ies\ i(id)} \pm \Delta U_{ies\ i} \quad (4.25)$$

unde $U_{ies\ i}$ reprezintă contribuția în tensiunea de ieșire a bitului i , avînd celula realizată cu rezistoare de toleranță ϵ_i ;

$U_{ies\ i(id)}$ reprezentînd aceeași tensiune, însă pentru rețeaua ideală. Prin urmare criteriul (4.25), devine:

$$\Delta U_{ies\ i} \leq \psi \cdot \Delta \quad (4.26)$$

unde:

$$\begin{cases} U_{ies} = \frac{2}{2^N} U_{ref} \sum_{i=1}^N \beta_i 2^{-i} \\ \text{și} \\ U_{ies} = \frac{1}{2^N} U_{ref} \sum_{i=1}^N \beta_i 2^{-i} \end{cases} \quad (4.25)$$

În care β_i este valoarea binară înzestrată cu coeficientul k_i astfel încît pentru

$$U_i = \begin{cases} U_{ref} & \beta_i = 1 \\ 0 & \beta_i = 0 \end{cases}$$

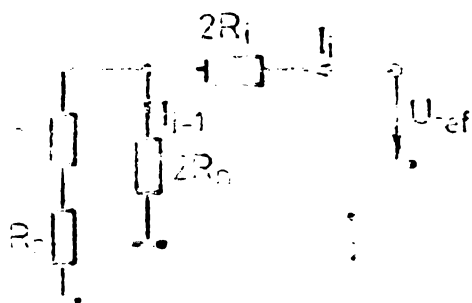
În continuare vom face următoarele supoziții:

1) Presupunem rețeaua formată din rezistoare ideale avînd valorile R_m , respectiv $2R_m$; mai puțin rezistoarele nodului i , care conțin rezistoarele R_i și $2R_i$,

$$\Delta = \frac{U_{ref}}{3.2^{N-1}}$$

și reprezintă cuanta în tensiune, $0 < \psi < 1$ este o variabilă ce măsoară eroarea tensiunii de ieșire, în fracțiuni de cuantă.

În fig.4.11 este prezentată



schema echivalentă pentru obținerea a curentului I_{i-1} . Se poate scrie consecutiv:

$$I_{i-1} = \frac{U_{ref}}{R_n} \cdot \left(1 + \frac{R_i}{R_n} + 2 \left(\frac{R_i}{R_n} \right)^2 + \dots \right)$$

Fig.4.11.

cum:

$$\frac{R_i}{R_n} = 1 - \epsilon_i$$

$$I_{i-1} = \frac{U_{ref}}{R_n} \cdot \frac{2 - \epsilon_i}{12 - 12\epsilon_i + 2\epsilon_i^2}$$

neglijând ϵ_i^2 , vom avea:

$$I_{i-1} \approx \frac{U_{ref}}{12R_n} \left(1 + \frac{1}{1 - \epsilon_i} \right) \tag{4.27}$$

Curentul la ieșirea CNA datorat bitului i , va fi:

$$I_{ieș\ i} = \frac{I_{i-1}}{2^{i-1}} = \frac{U_{ref}}{6R_n 2^i} \left(1 + \frac{1}{1 - \epsilon_i} \right) \tag{4.28}$$

și:

$$U_{ieș\ i} = \frac{U_{ref}}{3.2^i} \left(1 + \frac{1}{1 - \epsilon_i} \right) \tag{4.29}$$

cu :

$$U_{ieș\ i(id)} = \frac{3}{2} \frac{U_{ref}}{2^i} \tag{4.30}$$

obținem :

$$\frac{U_{ieș\ i}}{U_{ieș\ i(id)}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{1 - \epsilon_i} \right) \tag{4.31}$$

Ținând seama de relația (4.25), (4.31) devine:

$$\frac{U_{ies\ i}}{U_{ies\ i(id)}} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2^{N-i-1}} - 1 \right) \quad (4.32)$$

Utilizând (4.26) și (4.30) se obține toleranța admisibilă pentru rezistoarele R_i :

$$\varepsilon_i \leq 1 - \frac{1}{2^{N-i-1} + 1} \quad (4.33)$$

Având valorile extreme:

$$\varepsilon_1 \leq 4 \frac{\psi}{2^N} \quad (4.34)$$

și:

$$\varepsilon_N \leq 1 - \frac{1}{2^{\psi+1}} \quad (4.35)$$

cu neglijarea: $\frac{\psi}{2^{N-2}} \approx 0$.

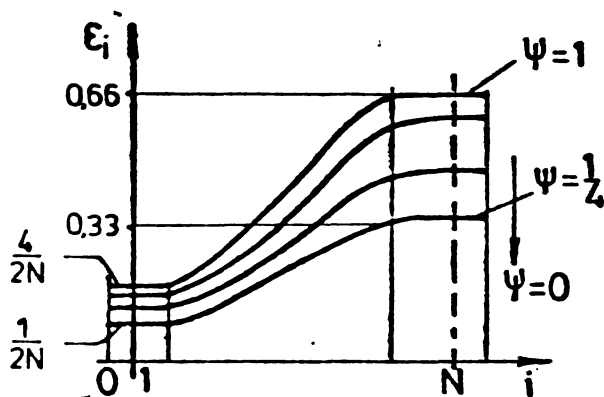


Fig.4.12.

$$\frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_1} = 2^{i-1} \quad (4.36)$$

În tabelul următor se prezintă comparativ toleranțele rezistorilor de ponderare pentru convertorul de 10 bit, $\mu A 722$, realizat de firma "Fairchild", pentru o acuratețe de $8 \pm \frac{1}{2}$ bit.

În această situație rezultatele din ultima coloană sînt obținute cu relația (4.36) pentru $\psi = 2,5$.

Comparînd cele două coloane, se constată abateri importante începînd cu rangul $i=6$.

Metoda prezentată pînă acum este deosebit de intuitivă, formînd o imagine sintetică asupra modului de propagare al erorii

În fig.4.12 s-a reprezentat dependența $\varepsilon_i(i)$ pentru $\psi = ct$.

Relația (4.33) pentru N suficient de mare, se poate scrie:

$$\varepsilon_i \leq \frac{\psi}{2^{N-i-1}} \quad (4.36)$$

și prin urmare, toleranțele rezistorilor se pot lua în raportul:

	Toleranța maximă a raportului $\frac{R_{Fi}}{R_{F1}}$ [%]	Toleranța calculată cu (4.36) ϵ_1 [%]
R_{F1}	0	
R_{F2}	0,02	0,01953
R_{F3}	0,05	0,03906
R_{F4}	0,1	0,078
R_{F5}	0,2	0,1562
R_{F6}	0,2	0,3124
R_{F7}	0,5	0,6249
R_{F8}	1,0	1,2499
R_{F9}	2,0	2,499
R_{F10}	2,0	4,999

în tensiunea de ieșire a CNA.

Criteriile date de relațiile (4.34) și (4.36) sînt acoperitoare pentru convertoare avînd 5 - 6 biți.

În continuare vom estima valoarea exactă a toleranței ϵ_1 . Vom considera toată rețeaua afectată de erori, și determinăm

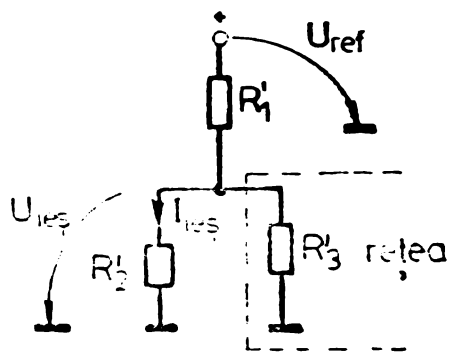


Fig.4.13.

$$\frac{dU_{ieș 1}}{U_{ieș 1}} = \epsilon U_{ieș 1}, \text{ utilizînd}$$

notațiile din fig.4.13, unde:

$$R'_1 = 2R_n \pm \epsilon'_1 2R_n$$

$$R'_3 = 2R_n \pm \epsilon'_3 \text{ech}^2 R_n$$

$$R'_2 = 2R_n \pm \epsilon'_2 R_n$$

Tensiunea la ieșirea divizorului din fig.4.13, este:

$$U_{ieș} = U_{ref} \frac{R'_2 R'_3}{R'_1 R'_2 + R'_2 R'_3 + R'_1 R'_3}$$

Notînd numitorul cu S și:

$$\frac{dR_1}{R_1} = \epsilon'_1; \quad \frac{dR_2}{R_2} = \epsilon'_2; \quad \frac{dR_3}{R_3} = \epsilon'_3$$

obținem:

$$\frac{dU_{ieş 1}}{U_{ieş 1}} = - \frac{R_2 + R_3}{S} R_1 \varepsilon_1' + \frac{R_1 R_3}{S} \varepsilon_2' + \frac{R_1 R_2}{S} \varepsilon_{3ech} \quad (4.37)$$

Cu criteriul (4.26), relația (4.37) devine:

$$\varepsilon_1' \leq \frac{3}{2} \frac{\psi}{2^N} \pm \frac{\varepsilon_2' + \varepsilon_{3ech}}{2} \quad (4.38)$$

Considerăm în continuare și celula bitului 2, afectată de eroare, după cum se prezintă în fig.4.14.

$$\text{Cu: } R_{e2} = \frac{2R_2'(R_2' + R_n)}{3R_2' + R_n}$$

$$R_3' = R_1' + R_{e2}$$

Se obține:

$$\varepsilon_{3ech} = \frac{dR_3'}{R_3'} = \frac{1}{2} \varepsilon_1' + \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{2} \varepsilon_2' \quad (4.39)$$

În mod analog, considerînd că și celula bitului 3 este afectată de erori, obținem:

$$\varepsilon_{3ech} = \frac{1}{2} \varepsilon_1' + \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{2} \varepsilon_2' + \frac{3}{16} \cdot \frac{1}{2} \varepsilon_3' \quad (4.40)$$

Și prin urmare:

$$\varepsilon_{3ech} = \frac{\varepsilon_1'}{2} + \frac{3}{4} \left(\frac{\varepsilon_2'}{2} + \frac{\varepsilon_3'}{8} + \dots + \frac{\varepsilon_{i-1}'}{2^{i-1}} + \dots + \frac{\varepsilon_N'}{2^{N-1}} \right) \quad (4.41)$$

Fig.4.14.

Impunînd criteriul (4.36) relația (4.41), devine:

$$\varepsilon_{3ech} - \frac{\varepsilon_1'}{2} = \frac{3}{8} (N-2) \varepsilon_2', \text{ cum : } \varepsilon_2' = 2 \varepsilon_1'$$

$$\varepsilon_{3ech} = \frac{\varepsilon_1'}{4} (3N-4) \approx \frac{3}{4} N \varepsilon_1' \quad (4.42)$$

pentru N suficient de mare.

Cu (4.42) relația (4.35) devine:

$$\varepsilon_1' \leq \frac{3}{2} \cdot \frac{\psi}{2^N} \pm \frac{\varepsilon_2'}{2} \pm \frac{\varepsilon_1'}{8} (3N-4) \quad (4.43)$$

Impunînd ca $2R_1$ și R_1 să aibe aceeași toleranță, adică $\varepsilon_1' = \varepsilon_2' = \varepsilon_1$ și luînd situația dezavantajoasă cu semnul (-), în relația (4.43), obținem:

$$\varepsilon_1 < \frac{1}{N} \cdot \frac{\psi}{2^{N-2}} \quad (4.44)$$

Spre exemplu pentru $N=12$ și $\psi=1$ se obține $\varepsilon_1=0,00813\%$ și utilizând criteriul (4.36) se obțin toleranțele pentru o rețea R-2R, în concordanță perfectă cu tabelul dat în [105].

Pentru rețeaua R-2R normală (adică acționată în curent) fig.4.15, utilizând notațiile următoare:

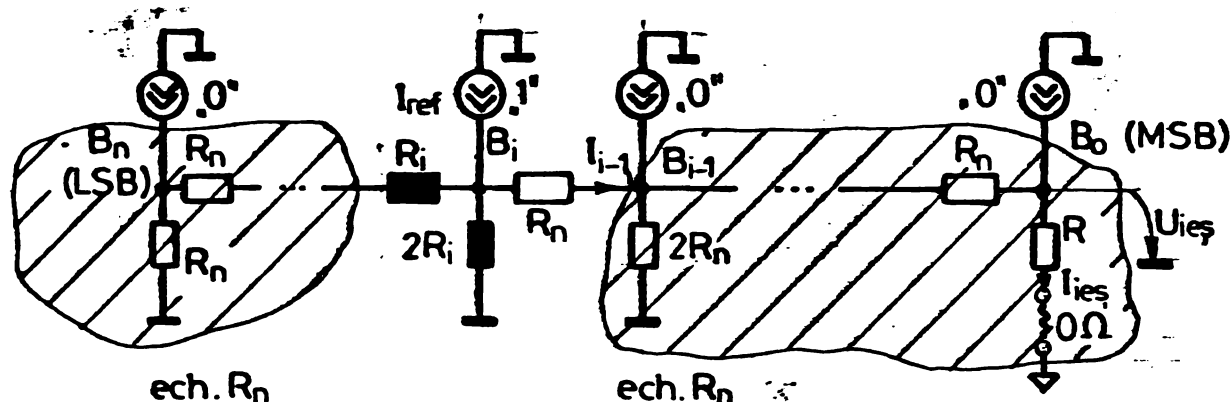


Fig.4.15.

$$\begin{cases} I_{ies\ i} = I_{ies\ i(id)} \pm \Delta I_{ies\ i} \\ \Delta I_{ies\ i} \leq \psi \cdot \Delta \quad \text{unde} \quad \Delta = \frac{I_{ref}}{3 \cdot 2^{N-1}} \\ I_{ies\ i(id)} = \frac{I_{ref}}{3} \cdot \frac{1}{2^{i-1}} \end{cases} \quad (4.45)$$

Se obțin relații identice cu (4.33).

Putem spune în concluzie că utilizând relația (4.33) cu criteriul (4.36), respectiv (4.44) cu criteriul (4.33) (pentru CNA cu rezoluție ridicată $N > 5$) se pot estima toleranțele rezistențelor pentru fiecare rang, situație ce asigură un compromis optim precizie/preț de cost.

Ajustarea cu laser focalizat (la pelicule subțiri) sau jet abraziv (la pelicule groase) numai a primelor două, trei ranguri (deoarece toleranțele celorlalte ranguri se pot asigura prin proces tehnologic) conduce desigur pe lângă o manoperă scăzută și la o arie consumată pe substratul convertorului mult mai mică (ceea ce micșorează în plus prețul de cost). Relațiile de proiectare propuse sînt direct aplicabile în estimarea erorii globale (față de cele prezentate în literatură [104] sau în paragrafele anterioare) ceea ce le asigură o flexibilitate mare în proiectarea rețelelor R-2R fie directe fie inversate.

CAPITOLUL 5.

MARIEBA PRECIZIEI CONVERTORILOR NUMERIC-ANALOGICI

5.1. Referiri privitoare la erorile elementelor CNA

În cazul proiectării unui CNA, în faza în care se stabilește structura convertorului, este necesar să se aibe în vedere valorile limită ale erorilor instrumentale a circuitelor utilizate în structura convertorului (ținând seama de erorile dispozitivelor de circuit utilizate). Aprecierea acestor erori precum și a coeficienților de influență (coeficienți dependenți de codul transformat) permite estimarea erorii cu care se obține mărimea de ieșire și prin urmare ne putem pronunța cu privire la structura aleasă.

Făcînd o apreciere generală asupra elementelor de comutare, cele mai bune caracteristici le au cheile cu tranzistoare, contribuția în eroarea CNA fiind de ordinul a 0,01%. În majoritatea cazurilor componenta constantă a erorii datorată cheilor se poate compensa fie în procesul de acordare a CNA fie printr-o strategie de operare a CNA. În aceste condiții contribuția cheilor în eroarea CNA va fi determinată doar de dispersia și instabilitatea temporară a erorilor dispozitivelor de circuit, ceea ce duce în general la reducerea erorii cu cel puțin un ordin binar.

Elementele utilizate ca referințe de tensiune asigură o precizie de minim 0,001%. În principiu sînt de tipul surselor stabilizate cu dispozitive cu Si, integrate monolitic și cu posibilități (de structură) de modificare a coeficientului de temperatură.

Privitor la divizoarele de tensiune realizate rezistiv, la ora actuală se pot obține divizoare cu o precizie de $\approx 0,005\%$ pe timp scurt. Pe timp lung (datorită coeficientului de îmbătrînire, coeficientului de temperatură), precizia ajunge la 0,01%.

Se poate spune deci, că pentru construirea CNA de precizie este indicat să se utilizeze metode directe, adică structuri ce utilizează numai surse de tensiune și chei. Aceste structuri de CNA conduc la circuite multe și complexe fapt care face ca structurile directe să fie utilizate la rangurile semnificative, iar pentru cele mai puțin semnificative se folosesc

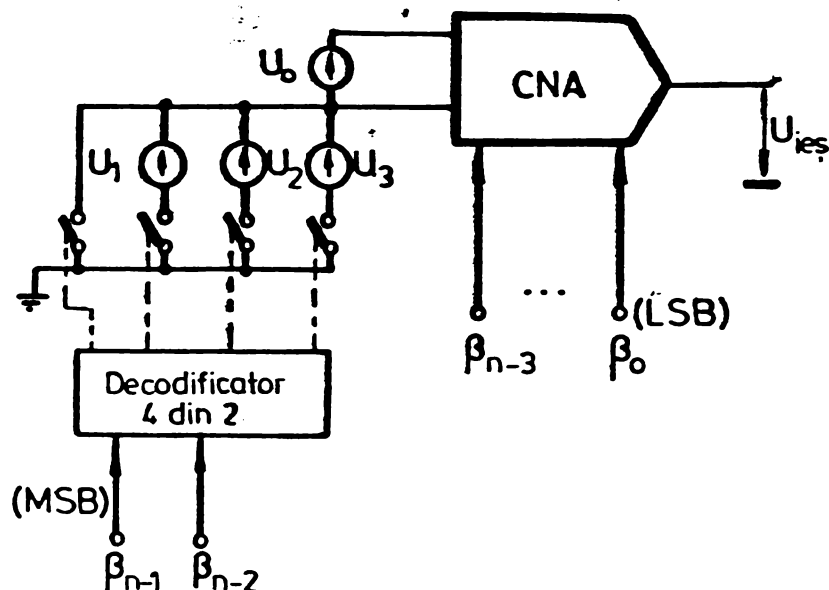


Fig.5.1

structuri cu rețele realizate din divizoare, în cascadă. În fig.5.1 se prezintă un astfel de CNA. Acest mijloc de creștere a performanțelor unui CNA prin utilizarea unor elemente de circuit cu caracteristici mai bune pentru rangurile cu coeficienți de influență mari, este

un procedeu structural - tehnologic, procedeu care mărește foarte mult prețul de cost al convertorului [97].

Printr-o mediere a erorilor instrumentale (în cazul când acestea sînt distribuite simetric față de media rangului considerat) se pot obține structuri ce permit o creștere a preciziei utilizînd elemente de circuit cu precizii ce nu permit acest lucru la structurile de tip combinat (cu rețele de ponderare).

5.2. Reducerea erorilor instrumentale la CNA prin mediere topologică

Principiul medierii "topologice" este prezentat în fig. 5.2. Tensiunea de la ieșirea a n convertoare numeric-analogice, $U_{ieșj}$ $j=1,2,...,n$ este mediată obținîndu-se la ieșire tensiunea $U_{ieșmed}$. Numărul N este prezentat pe rînd la intrarea fiecărui convertor în codul binar pozițional:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i P_i$$

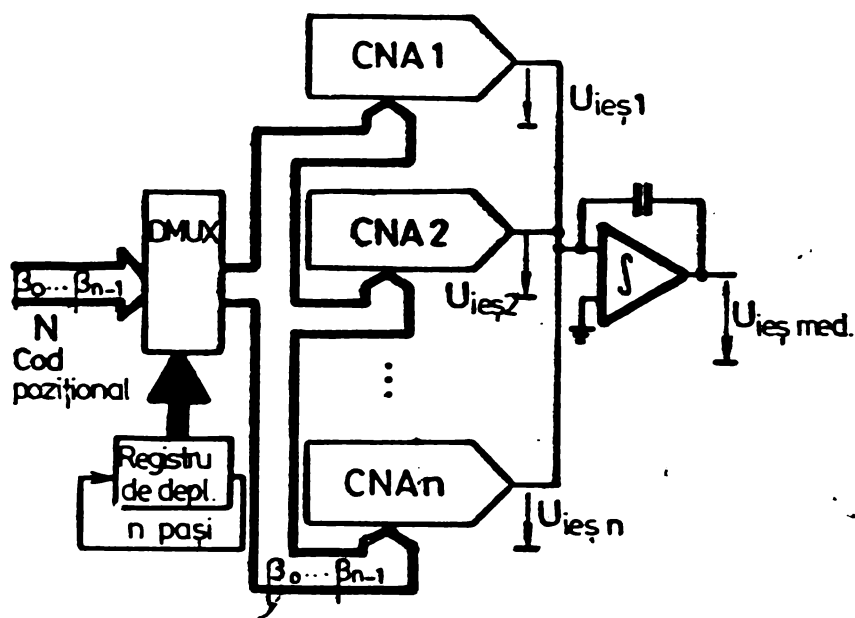


Fig.5.2

unde: β_1 reprezintă cifra binară a rangului i ; p_i ponderea rangului i .

Demultiplexorul DMUX, comandat de registrul de deplasare cu "n" poziții, asigură aducerea secvențială a codului N la intrările numerice ale fiecărui convertor. Tensiunea U_{iesmed} obținută la ieșirea integratorului este:

$$U_{iesmed} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n U_{iesj} \quad (5.1)$$

cu o dispersie dată de relația 95 :

$$D\{U_{iesmed}\} = D\left\{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n U_{iesj}\right\} = \frac{1}{n^2} \sum_{j=1}^n D\{U_{iesj}\}$$

Cum mărimile U_{iesj} sînt independente, $cov(U_{iesj}, U_{iesk}) = 0$ și pentru $j < k$

tem considera că $D\{U_{iesj}\} = \sigma_j^2 = \sigma^2$ pentru $j=1, 2, \dots, n$ fiind vorba de același tip de CNA, obținem dispersia tensiunii medii de ieșire:

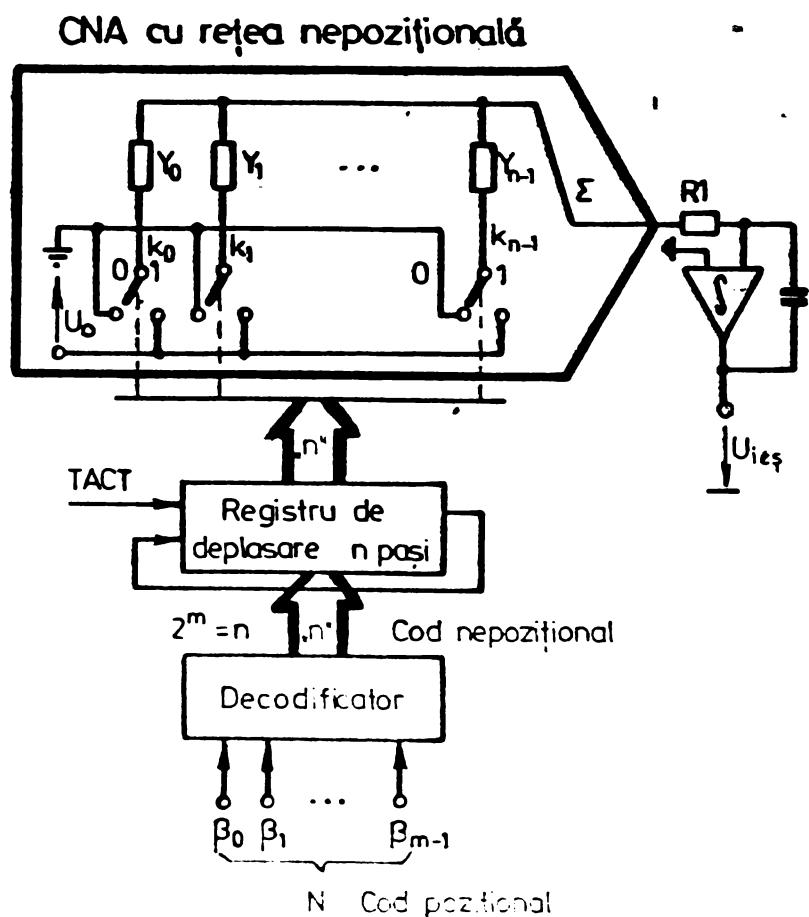
$$D\{U_{iesmed}\} = \bar{\sigma}^2 = \frac{1}{n} \sigma^2 \quad (5.2)$$

Relațiile (5.1) și (5.2) evidențiază proprietățile generale ale unei medieri pe mărimi independente și necorelate, caracterizînd procedeul de mărire a preciziei CNA prezentat în fig.5.2.

Pentru a obține o eroare medie pătratică a mediei, $\bar{\sigma}$, convenabil mai mică decît σ , este necesar să luăm un număr mare de CNA adică $n \geq 9$ pentru a avea $\bar{\sigma} \leq \frac{1}{3} \sigma$, ceea ce ar reprezenta o îmbunătățire substanțială a dispersiei mediei.

Deoarece efortul material pe care-l implică structura din fig.5.2 este deosebit de mare vom analiza în cele ce urmează comportarea unei structuri combinate de CNA. Structura propusă, efectuând "medierea erorilor" celulelor elementare ce constituie rangurile cele mai semnificative ale unui CNA.

În literatura de specialitate [97] se prezintă principiul de "mediere a erorilor primare" a unui divizor, comandat ce aparține structurii unui CNA. Cum estimarea erorii relative a tensiunii medii nu corespunde



cu cea evaluată ^{de} autor, din [97] vom prezenta în continuare modul de calcul a erorii tensiunii medii obținute cu o structură prezentată în fig.5.3. Originalitatea prezentării constă în faptul că aproximările făcute sînt mai "fine" conducînd la concluzii importante pentru paragraful următor.

Structura din fig.5.3 "descrie" cazul general cînd tot convertorul CNA participă la procesul de mediere.

În acest scop CNA este realizat cu o rețea

Fig.5.3

nepozițională: Y_0, Y_1, \dots, Y_{n-1} astfel încît un număr N prezentat în codul pozițional de:

$$N = \sum_{i=0}^{m-1} \beta_i P_i$$

va fi reprezentat în cel nepozițional de:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i$$

α_i fiind cifra binară nepoziționată, legătura dintre cele două reprezentări fiind:

$n = 2^m$ (dacă p_i sînt ponderi binare)

Apare evident că toate admitanțele Y_i în care vom include și contribuțiile cheilor k_i vor fi egale: $Y_i = Y = ct.$

Considerînd CNA neîncărcat ($Y_S = 0$), tensiunea la ieșire este dată de relația:

$$U_{ieș} = \frac{U_0}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \quad (5.3)$$

unde $\frac{U_0}{n}$ reprezintă cuanta CNA-ului.

Considerînd în continuare că o celulă elementară q este afectată de eroarea absolută ΔY_q , adică: $Y_q = Y + \Delta Y_q$ (cu Y s-a

notat valoarea mediei $Y = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} Y_i$). Prin "celula elementară" q

a unui CNA, înțelegem ansamblul divizor rezistiv, cheie, sursă de referință ce concură la realizarea conversiei bitului q . În cazul de față CNA fiind realizat în cod binar nepozițional, vom avea n celule elementare identice.

Cu Y_q se notează funcția caracteristică pentru celula q , în cazul de față admitanța divizorului (desigur înglobînd și contribuția cheii).

Considerînd CNA un divizor comandat, expresia tensiunii de ieșire va fi dată de relația: [91], [93]:

$$U_{ieș} = U_0 \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i Y_i}{\sum_{i=0}^{n-1} Y_i} \quad (5.4)$$

Expresia (5.4) este o funcție de n variabile independente și pentru a determina valoarea erorii tensiunii de ieșire medii

$U_{ieșmed}$, dezvoltăm în serie Taylor în jurul punctului Y_0 funcția $U_{ieș}$. Cu Y_0 notăm valoarea ideală a variabilei Y_q , valoare ce se poate abate față de media Y a grupului Y_i cu valoarea , după cum urmează:

$$Y = Y_0 + \varepsilon$$

Cum abaterile $Y_q - Y_0$ sînt mici, restul dezvoltării Taylor:

$R^2(Y_1) \cong 0$ și prin urmare vom estima δU_{ies} utilizând numai derivatele de ordinul întâi ale funcției U_{ies} în raport cu Y_q .

Contribuția în eroarea tensiunii de ieșire, datorată lui Y_q va fi:

$$U_{ies}(Y_q) - U_{ies}(Y_0) = \Delta U_{iesq0} = U_0 \frac{\alpha_q \sum_{i=0}^{n-1} Y_i - \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i Y_i}{\left(\sum_{i=0}^{n-1} Y_i\right)^2} \Delta Y_{q0} \quad (5.5)$$

unde s-a notat: $\Delta Y_{q0} = Y_q - Y_0$, abaterea față de valoarea ideală. Eroarea relativă a tensiunii de ieșire față de o cantă, este:

$$U_{iesq0} = \frac{\Delta U_{iesq0}}{U_0} \cdot n \quad (5.6)$$

Deasemeni eroarea relativă a lui Y_q față de Y_0 :

$$\delta Y_{q0} = \frac{\Delta Y_{q0}}{Y_0}$$

Cum primul termen din expresia (5.5) se poate aduce la forma:

$$\sum_{i=0}^{n-1} Y_i = n Y_0 + \sum_{i=0}^{n-1} \Delta Y_{q0} = n Y_0 + \sum_{i=0}^{n-1} (\Delta Y_{q0} + \varepsilon) = n(Y_0 + \varepsilon)$$

deoarece $\sum \Delta Y_{q0} = 0$ din proprietățile mediei Y , vom avea:

$$\begin{aligned} \delta U_{iesq0} &= n \frac{\alpha_q n(Y_0 + \varepsilon) - \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i (Y_0 + \Delta Y_{i0})}{n^2 (Y_0 + \varepsilon)^2} \cdot Y_0 \cdot \delta Y_{q0} = \\ &= \delta Y_{q0} \cdot \alpha_q \frac{Y_0}{Y_0 + \varepsilon} - \frac{1}{n} \cdot \frac{Y_0^2}{(Y_0 + \varepsilon)^2} \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \delta Y_{q0} + \psi_0 \quad (5.7) \end{aligned}$$

$$\text{cu } \psi_0 \text{ s-a notat } - \frac{1}{n} \cdot \frac{Y_0^2}{(Y_0 + \varepsilon)^2} \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \delta Y_{i0} \cdot \delta Y_{q0} \quad (5.8)$$

Cum erorile relației δY_{i0} și δY_{q0} sînt mici putem considera $\psi_0 \cong 0$.

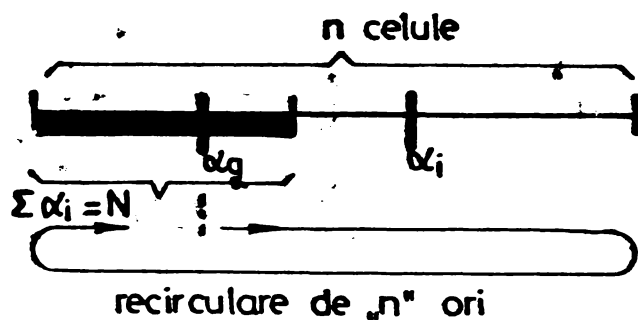
Cu expresiile: $\frac{\varepsilon}{Y_0} = \delta Y_0$ și $\frac{(Y_0 + \varepsilon)^2}{Y_0^2} \cong 1 + 2 \frac{\varepsilon}{Y_0}$, relația (5.7)

devine:

$$\delta U_{iesq0} = \alpha_q \cdot \frac{\delta Y_{q0}}{1 + \delta Y_0} - \frac{1}{n} \cdot \frac{\delta Y_{q0}}{1 + 2 \delta Y_0} \cdot N \quad (5.9)$$

unde $N = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i$ reprezintă numărul de convertit.

Relația (5.9) dă contribuția bitului q în eroarea tensiunii de ieșire. În cazul când media grupului Y_i nu este deplasată cu valoarea ε față de Y_0 , expresia (5.9) devine:



$$\delta U_{iesq} = \left(\alpha_q - \frac{N}{n} \right) \delta Y_q \quad (5.10)$$

Efectuînd o mediere printr-o recirculare de "n" ori a poziției q , (v.fig. 5.4), obținem:

Fig.5.4

$$\begin{aligned} \delta U_{iesqomed} &= \frac{1}{n} \sum_{q=0}^{n-1} \delta U_{iesq0} = \frac{1}{n} \sum_{q=0}^{n-1} \left(\frac{\alpha_q}{1 + \delta Y_0} - \frac{1}{n} \frac{N}{1 + 2 \delta Y_0} \right) \delta Y_{q0} = \\ &= \frac{1}{n} \left(\frac{N}{1 + \delta Y_0} - \frac{N}{1 + 2 \delta Y_0} \right) \delta Y_{q0} \quad \text{deoarece: } \sum_{q=0}^{n-1} \alpha_q = N \end{aligned}$$

$$\delta U_{iesqomed} \approx \frac{N}{n} \cdot \frac{\delta Y_0}{1 + 3 \delta Y_0} \quad Y_{q0} \quad (5.11)$$

s-a neglijat $2 \delta^2 Y_0$ de la numitorul relației (5.11).

Sumînd expresia (5.11) pentru $q=1, \dots, n$ obținem eroarea relativă medie a tensiunii de ieșire:

$$\delta U_{iesmed} = \sum_{q=0}^{n-1} \frac{N}{n} \cdot \frac{\delta Y_0}{1 + 3 \delta Y_0} \cdot \delta Y_{q0} = \frac{N}{n} \frac{\delta Y_0}{1 + 3 \delta Y_0} \sum_{q=0}^{n-1} (\delta Y_0 + \delta Y_q)$$

cum $\sum_{q=0}^{n-1} \delta Y_q = 0$

$$\delta U_{iesmed} = N \frac{\delta^2 Y_0}{1 + 3 \delta Y_0} \quad (5.12)$$

Expresia (5.12) devine nulă numai pentru $\varepsilon = 0$, deci pentru cazul când erorile δY_q sînt estimate față de media grupului deci cele spuse în [97] sînt valabile numai pentru acest caz ideal.

Deoarece expresia (5.12) este de valoare redusă, conținînd termenul $\delta^2 Y_0$, estimăm și valoarea termenului ψ_0 ne-

glijat în lucrarea [97], aprecierile următoare aparținând autorului.

$$\psi_0 = - \frac{1}{n} \frac{\delta Y_{q0}}{1+2 \delta Y_0} \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \delta Y_{i0}$$

Ținând seama de proprietatea mediei, putem scrie:

$$\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \delta Y_{i0} = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i (\delta Y_0 + \delta Y_i) = \delta Y_0 \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i = N \delta Y_0$$

și prin urmare:

$$\psi_0 = - \frac{N}{n} \frac{\delta Y_0}{1+2 \delta Y_0} \cdot \delta Y_{q0} \quad (5.13)$$

Efectuînd o mediere:

$$\frac{1}{n} \sum_{q=0}^{n-1} \psi_0 = - \frac{N}{n^2} \frac{\delta Y_0}{1+2 \delta Y_0} \sum_{q=0}^{n-1} \delta Y_{q0} = - \frac{N}{n} \cdot \frac{\delta^2 Y_0}{1+2 \delta Y_0}$$

Sumînd pentru $q=1, 2, \dots, n$, obținem:

$$\frac{1}{n} \sum_{q=0}^{n-1} \sum_{q=0}^{n-1} \psi_0 = - N \frac{\delta^2 Y_0}{1+2 \delta Y_0} \quad (5.14)$$

Expresia (5.14) reprezintă contribuția în eroarea tensiunii medii de ieșire datorată termenului neglijat ψ_0 .

Sumînd expresiile (5.12) și (5.14) obținem relația finală pentru eroarea tensiunii medii:

$$\delta U_{ieș med} = N \delta^2 Y_0 \left(\frac{1}{1+3 \delta Y_0} - \frac{1}{1+2 \delta Y_0} \right)$$

$$\delta U_{ieș med} \approx -N \frac{\delta^3 Y_0}{1+5 \delta Y_0} \quad (5.15)$$

Eroarea tensiunii de ieșire raportată la capătul de scală (F.S) se obține împărțind relația (5.15) la n .

$$U_{ieș med FS} \approx - \frac{N}{n} \frac{\delta^3 Y_0}{1+5 \delta Y_0} \quad (5.16)$$

În cazul în care rețeaua este încărcată cu sarcina Y_S , expresia tensiunii de ieșire dată de (5.4) se divide cu $1+\lambda$,

unde

$$\lambda = \frac{Y_S}{\sum_{i=0}^{n-1} Y_i}$$

Coeficientul de sarcină λ influențează relația (5.5) după cum urmează:

$$\Delta U_{iesq_0} = \frac{U_0}{1+\lambda} \left[\alpha_q \frac{1}{\sum_{i=0}^{n-1} Y_i} - \frac{1}{1+\lambda} \cdot \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i Y_i}{\left(\sum_{i=0}^{n-1} Y_i\right)^2} \right]$$

Cum $\frac{U_0}{1+\lambda}$ este tensiunea maximă de ieșire (rețeaua încărcată), factorul $1+\lambda$ va apărea în eroarea relativă (5.6):

$$\delta U_{iesq_0} = \frac{\Delta U_{iesq_0}}{\frac{U_0}{1+\lambda}} \cdot n$$

Astfel că relația (5.9), respectiv (5.10) vor deveni:

$$\delta U_{iesq_0} = \left(\frac{\alpha_q}{1+\delta Y_0} - \frac{N}{n} \frac{1}{1+\lambda} \frac{1}{1+2\delta Y_0} \right) \delta Y_{q_0} \quad (5.9')$$

$$\delta U_{iesq} = \left(\alpha_q - \frac{N}{n} \cdot \frac{1}{1+\lambda} \right) \delta Y_{q_0} \quad (5.10')$$

Media contribuției în eroare a unui singur bit va fi dată de:

$$\begin{aligned} \delta U_{iesq_0med} &= \frac{1}{n} \sum_{q=0}^{n-1} \delta U_{iesq_0} = \frac{N}{n} \left(\frac{1}{1+\delta Y_0} - \frac{1}{(1+\lambda)(1+2\delta Y_0)} \right) \delta Y_{q_0} = \\ &= \frac{N}{n} \frac{1}{1+\lambda} \frac{\delta Y_0 + \lambda(1+2\delta Y_0)}{1+3\delta Y_0} \delta Y_{q_0} \end{aligned} \quad (5.11')$$

și:

$$\delta U_{iesmed} = \frac{N}{1+\lambda} \cdot \frac{\delta^2 Y_0 + \lambda \delta Y_0 (1+2\delta Y_0)}{1+3\delta Y_0} \quad (5.12')$$

Împărțind și relația (5.14) cu $1+\lambda$ și sumând la expresia (5.12) obținem forma finală a erorii tensiunii de ieșire mediate în cazul când rețeaua este încărcată.

$$\delta U_{iesmed} = \frac{N}{1+\lambda} \left(\frac{\delta^2 Y_0 + \lambda \delta Y_0 (1+2\delta Y_0)}{1+3\delta Y_0} - \frac{\delta^2 Y_0}{1+2\delta Y_0} \right)$$

$$\delta U_{iesmed} \Big|_{\lambda \neq 0} = \frac{1}{1+\lambda} \delta U_{iesmed} \Big|_{\lambda = 0} + \frac{\lambda}{1+\lambda} N \delta Y_0 (1+2\delta Y_0) \quad (5.17)$$

și respectiv eroarea relativă la capătul de scală:

$$\sigma_{U_{iesmedFS}} \Big|_{\lambda \neq 0} = \frac{1}{n} \cdot \sigma_{U_{iesmed}} \Big|_{\lambda \neq 0}$$

Relația (5.17) arată că în cazul încărcării CNA eroarea crește cu termenul $\frac{\lambda}{1+\lambda} N \sigma_{Y_0} (1+2 \sigma_{Y_0})$ dependent de codul N. convertit și prin urmare necompensabil în general, fapt care justifică efortul de a realiza CNA cu $\lambda \approx 0$.

Relația (5.16) prezintă o reducere substanțială a erorii relative a tensiunii medii însă dispersia mărimii $D \{ U_{iesmed} \}$ așa cum se arată în (5.2) scade substanțial pentru $n > 9$ dacă ne imaginăm că mediem un singur bit și prin urmare $N=1$ și $n \geq 9$.

În această situație factorul $f = \frac{N}{n}$, micșorează eroarea relativă $\sigma_{U_{iesmedFS}}$ la nivelul a 1 ppm pentru erori de descen-trare a mediei grupului mediat $\sigma_{Y_0} = 2\%$ (v.fig.5.5).

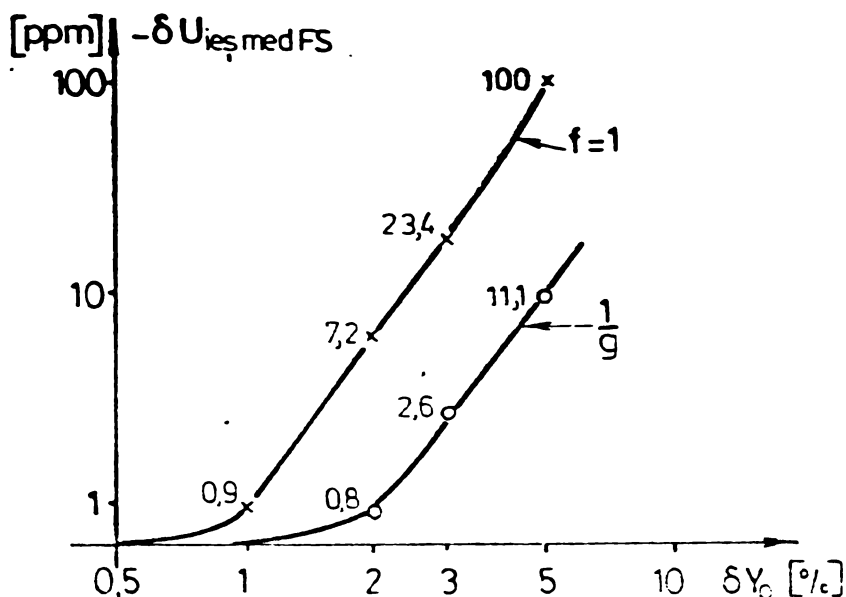


Fig.5.5

Din cele arătate rezultă că în această situație în urma medierii celor mai semnificativi biți ($\beta_{n-1}, \beta_{n-2} \dots$) se obțin erori $\sigma_{U_{ies}}$ de ordinul ppm-ului și prin urmare în cazul perfec-tării unui rang semnificativ de CNA prin mediere, se va avea în vedere dispersia $D \{ \bar{Y}_0 \}$ de obținere a mediei funcției caracteris-tice Y.

Oricum utilizarea codului binar nepozițional duce la mă-rimea exagerată a numărului de circuite utilizate în cadrul CNA, fapt nejustificat de creșterea preciziei deoarece ponderea im-portantă în eroarea mărimii de la ieșirea CNA o au primii biți semnificativi, în special cel mai semnificativ bit (MSB). [90],

[91], [97].

În fig.5.6 se exemplifică procedeul de mediere pentru primii doi biți semnificativi.

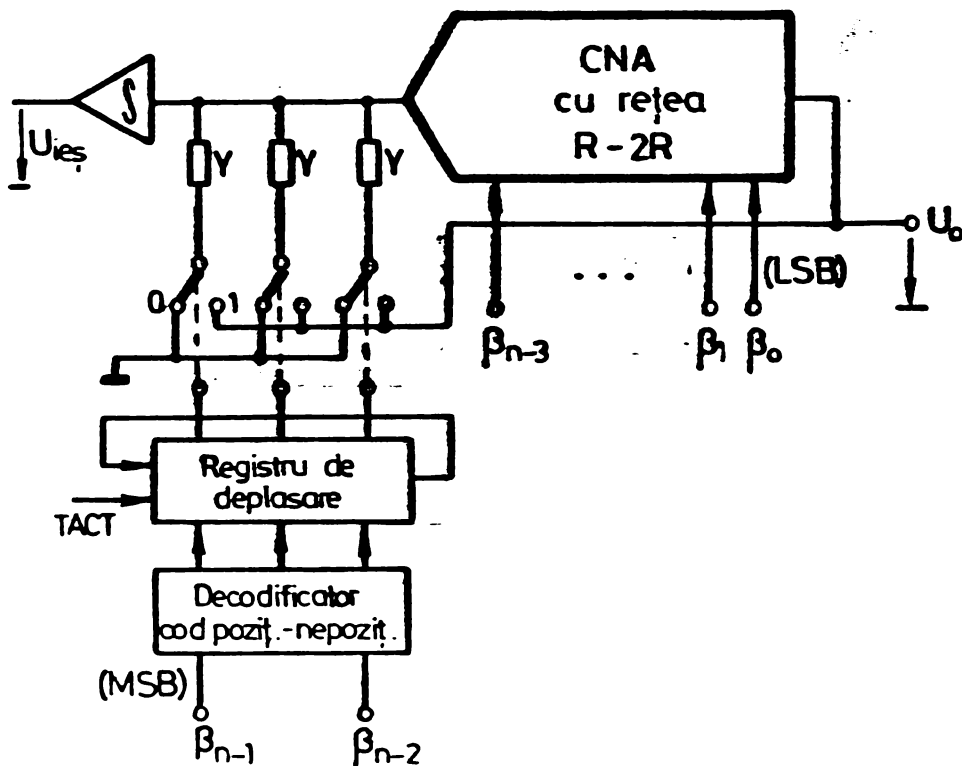


Fig.5.6

O astfel de structură deși simplă și cu un număr mic de circuite în plus (o cheie și un divizor față de structura cu rețeaua ponderată) prezintă dezavantajul unei reduceri nesemnificative a erorii, neexistând mediere dacă

$$\beta_{n-1} = \beta_{n-2} = 1.$$

Situația se poate îmbunătăți majorând numărul de circuite elementare, în cazul de față la $n = (2^2 - 1)k$

$k=3, 4, \dots$. Pentru $k=3$ și $\beta_{n-2}=1$, $\beta_{n-1}=0$ se obține o reducere maximă a dispersiei de: $\bar{\sigma}_{\min} = \frac{\sigma}{\sqrt{(2^2-1) \cdot 3}} = \frac{\sigma}{3}$, pentru celelalte combinații reducerea este mai mică, $\bar{\sigma}$ luând valoarea maximă $\bar{\sigma}_{\max} \approx \frac{\sigma}{\sqrt{3}}$. Observația bineînțeles este valabilă în cazul unor celule independente, deci pentru care $\text{cov}(Y_i, Y_j)_{i \neq j} = 0$.

5.3. Tratarea probabilistică a problemei medierii topologice

Accastă tratare apare necesară, ca urmare a concluziilor trase în paragraful 5.2 (v.fig.5.5), paragrafele următoare 5.3; 5.4; 5.5 și 5.6 sînt complet originale, autorul neîntîlnind în literatură o astfel de abordare a problemei medierii.

Presupunem în continuare că celulele elementare avînd funcția caracteristică Y sînt distribuite normal față de valoarea

loarea ideală Y_{oid} cu densitatea de repartiție:

$$f(Y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh.}} \cdot e^{-\frac{(Y-Y_{oid})^2}{2\sigma_{teh.}^2}} \quad (5.18)$$

unde $\sigma_{teh.}$ reprezintă eroarea medie patratică datorată procesului tehnologic de realizare a celulei elementare. Selectăm $2n$ celule elementare aflate în intervalul $Y_{oid} \pm \varepsilon$ după procedeul prezentat în continuare [93]:

- Se determină o celulă Y_{ois} cu o eroare de măsurare neglijabilă $\sigma_m \approx 0$, pe care o considerăm celulă de referință pentru perechea Y_{oid} , măsurată cu aceeași precizie σ_m dar într-un interval 2ψ , după cum urmează:

$$(Y_{ois} + Y_{oid}) \frac{1}{2} - Y_{oid} = \pm \psi \quad (5.19)$$

Y_{oid} se tratează ca o variabilă aleatoare, a cărei densitate de repartiție este dată de (5.18) în fereastra: $Y_{oid} \pm \psi$ (fig.5.7).

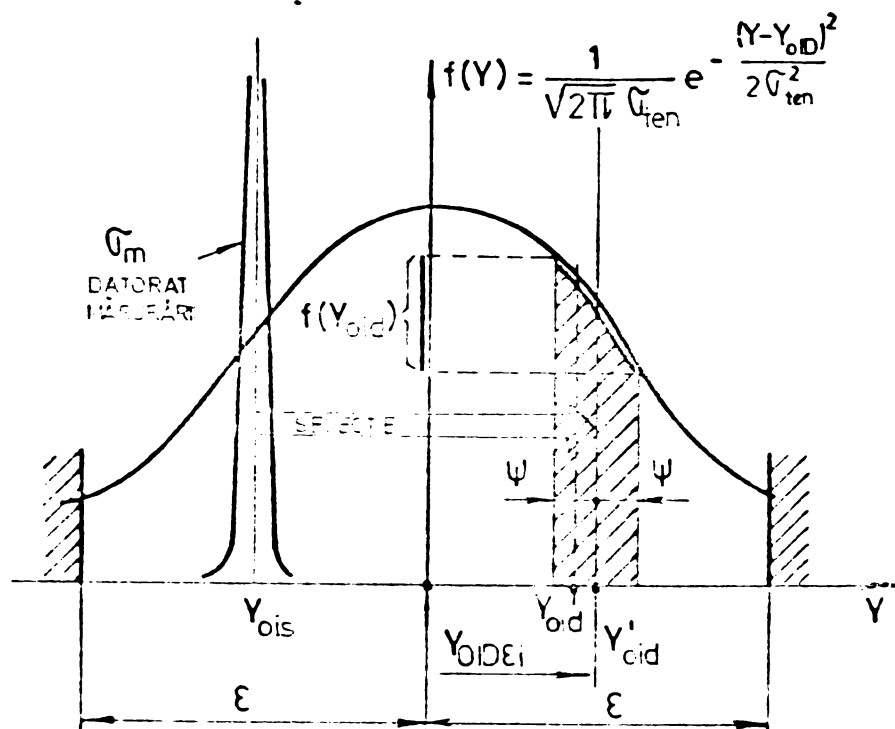


Fig.5.7

Analizând fig.5.7, avem relațiile evidente:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 < \varepsilon \ll 3 \sigma_{teh} \\ \psi \ll \sigma_{teh} \end{cases} \quad (5.20)$$

In această situație notăm media parțială a perechii i:

$$Y_{oi} = \frac{1}{2} (Y_{ois} + Y_{oid})$$

unde $Y_{ois} = ct$ iar Y_{oid} este o variabilă aleatoare a cărei densitate de repartiție și funcției de repartiție sînt prezentate în fig.5.8.

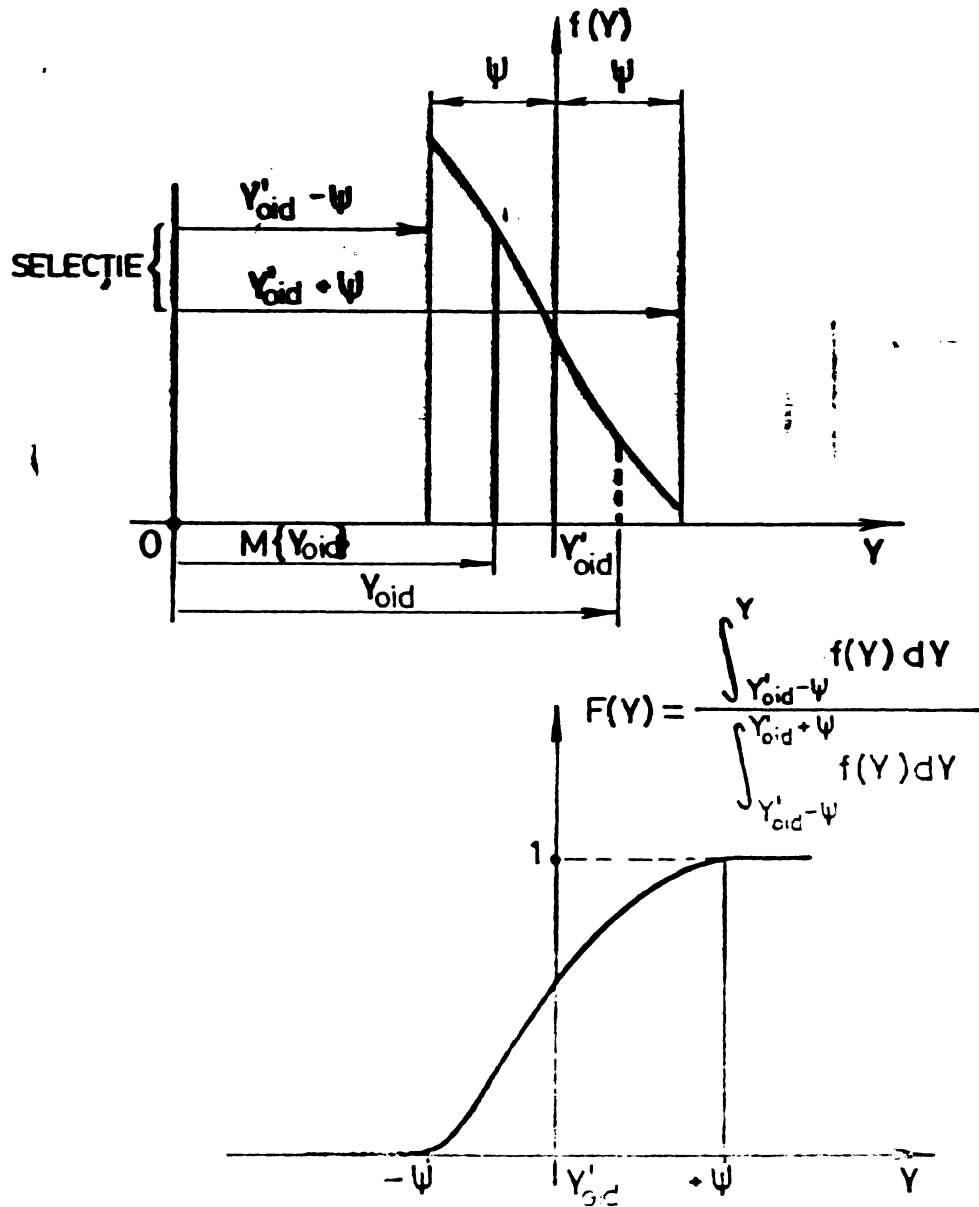


Fig.5.8

Funcția de repartiție:

$$F(Y) = \frac{\int_{Y'_{oid} - \psi}^Y f(Y) dY}{\int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} f(Y) dY} \quad (5.21)$$

Unde numărătorul reprezintă probabilitate P, ca Y să satisfacă relația: $Y > Y'_{oid} - \psi$

$$P(Y > Y'_{oid} - \psi) = \int_{Y'_{oid} - \psi}^Y f(Y) dY$$

Numitorul este norma: (5.22)

$$P(Y'_{oid} - \psi < Y < Y'_{oid} + \psi) = \int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} f(Y) dY$$

Cum celulele elementare Y_{oi} sînt independente, proprietățile lor statistice sînt descrise complet de o statistică de ordinul întâi, fiind suficient să cunoaștem densitatea de repartiție $f(Y)$ [98], [99], [100], pentru a putea determina media și dispersia, mediei aritmetice:

$$Y_o = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_{oi} \quad (5.23)$$

Tinînd seama de proprietățile mediei se poate scrie succesiv:

$$M \{ Y_o \} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n Y_{ois} + \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n M \{ Y_{oid} \} \quad (5.24)$$

cu:

$$M \{ Y_{oid} \} = \int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} Y \frac{f(Y) dY}{\int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} f(Y) dY} \quad (5.25)$$

și pentru dispersie:

$$D \{ Y_o \} = \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n D \{ Y_{oi} \} \quad (5.26)$$

$$D \{ Y_{oi} \} = \frac{1}{4} D \{ Y_{oid} \} \quad (5.27)$$

cu:

$$D \{ Y_{oid} \} = \int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} (Y - M \{ Y_{oid} \})^2 \frac{f(Y) dY}{\int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} f(Y) dY} \quad (5.28)$$

Norma dată de relația prezentată în (5.22) și cu (5.18) devine:

$$P(Y'_{oid} - \psi < Y < Y'_{oid} + \psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{teh}} \int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{2\sigma_{teh}^2}} dY = I_2 \quad (5.29)$$

Notăm pentru comoditatea scrierii:

$$\alpha' = Y'_{oid} + \psi; \quad \alpha'' = Y'_{oid} - \psi \quad (5.30)$$

$$\alpha_1 = \frac{Y'_{oid} + \psi - Y_{oid}}{\sqrt{2}\sigma_{teh}} = \frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}; \quad \alpha_2 = \frac{Y'_{oid} - \psi - Y_{oid}}{\sqrt{2}\sigma_{teh}} = \frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}$$

Probabilitatea ca $Y < \alpha'$ este dată de integrala:

$$P(Y < \alpha') = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{teh}} \int_{-\infty}^{\alpha'} e^{-\left(\frac{Y - Y_{oid}}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)^2} dY$$

făcînd schimbarea de variabilă: $\xi = \frac{Y - Y_{oid}}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}$, obținem:

$$P(Y < \alpha') = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\alpha_1} e^{-\xi^2} d\xi = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^0 e^{-\xi^2} d\xi + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\alpha_1} e^{-\xi^2} d\xi$$

cum: $\int_{-\infty}^0 e^{-\xi^2} d\xi = \frac{\sqrt{\pi}}{2}$, vom avea:

$$P(Y < \alpha') = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\alpha_1} e^{-\xi^2} d\xi \right)$$

Integrala:

$$\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\alpha_1} e^{-\xi^2} d\xi = \text{erf}(\alpha_1) \text{ și reprezintă funcția erorii, cu}$$

proprietățile:

$$\begin{cases} \text{erf}(-\alpha) = -\text{erf}(\alpha) \\ \text{erf}(0) = 0 \\ \text{erf}(\infty) = 1 \end{cases}$$

Astfel că probabilitatea: $P(\alpha' < Y < \alpha'')$ devine:

$$P(\alpha' < Y < \alpha'') = \frac{1}{2} [\text{erf}(\alpha_1) - \text{erf}(\alpha_2)] \quad (5.31)$$

Deci:

$$I_2 = \frac{1}{2} \left[\text{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2} \sigma_{\text{teh}}}\right) - \text{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2} \sigma_{\text{teh}}}\right) \right] \quad (5.32)$$

Cum I_2 nu depinde de Y , media $M \{Y_{\text{oid}}\}$ dată de (5.25) devine:

$$M \{Y_{\text{oid}}\} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{\int_{\alpha''}^{\alpha'} Y f(Y) dY}{I_2}$$

$$I_1 = I_1' + I_1'' = \int_{\alpha''}^{\alpha'} (Y - Y_{\text{oid}}) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{teh}}} e^{-\frac{(Y - Y_{\text{oid}})^2}{2\sigma_{\text{teh}}^2}} dY +$$

$$+ \int_{\alpha''}^{\alpha'} \frac{Y_{\text{oid}}}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{teh}}} e^{-\frac{(Y - Y_{\text{oid}})^2}{2\sigma_{\text{teh}}^2}} dY$$

$$I_1' = - \frac{\sigma_{\text{teh}}}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(Y - Y_{\text{oid}})^2}{2\sigma_{\text{teh}}^2}} \Big|_{\alpha''}^{\alpha'} = - \frac{\sigma_{\text{teh}}}{\sqrt{2\pi}} (e^{-\alpha_1^2} - e^{-\alpha_2^2})$$

și :

$$I_1'' = \frac{Y_{\text{oid}}}{2} (\text{erf} \alpha_1 - \text{erf} \alpha_2)$$

astfel că :

$$M \{Y_{\text{oid}}\} = - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_{\text{teh}} \frac{e^{-\alpha_1^2} - e^{-\alpha_2^2}}{\text{erf} \alpha_1 - \text{erf} \alpha_2} + Y_{\text{oid}} \quad (5.33)$$

și ținând seama de expresiile (5.30), (5.33) devine:

$$M \{Y_{\text{oid}}\} = - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_{\text{teh}} \frac{e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2} \sigma_{\text{teh}}}\right)^2} - e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2} \sigma_{\text{teh}}}\right)^2}}{\text{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2} \sigma_{\text{teh}}}\right) - \text{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2} \sigma_{\text{teh}}}\right)} + Y_{\text{oid}} \quad (5.34)$$

Expresia (5.34) arată că media variabilei Y_{oid} este deplasată

cu cantitatea ΔM_1 , față de valoarea Y_{oid} .

$$\Delta M_1 = -\sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_{teh} \frac{e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)^2} - e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)^2}}{\operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)} \quad (5.35)$$

Deoarece în relația (5.24), primul termen al sumei devine:

$$\frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n Y_{ois} = \frac{1}{2} Y_{oid} - \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i,$$

cum despre $\sum \varepsilon_i$ nu se poate spune nimic, pentru aprecierea valorii medii $M\{Y_o\}$ aproximăm "brutal" prin dezvoltare în serie pe ΔM_1 , folosind pentru $\operatorname{erf} z$, seria [103]:

$$\operatorname{erf} z = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_0^{\infty} \frac{(-1)^n z^{2n+1}}{n! (2n+1)}$$

Astfel obținem consecutiv:

$$\operatorname{erf} \alpha_1 - \operatorname{erf} \alpha_2 \cong 2 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\psi}{\sigma_{teh}}$$

$$e^{-\alpha_1^2} - e^{-\alpha_2^2} \cong -2 \frac{\varepsilon_1 \psi}{\sigma_{teh}^2}$$

și prin urmare:

$$\Delta M_1 \cong \varepsilon_i \quad (5.36)$$

Oricum argumentul $\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}$ al funcției erf poate depăși

valoarea 1, rezultă că aproximarea (5.36) este brutală, avînd caracter numai informativ. Expresia finelă, exactă, a mediei $M\{Y_o\}$ se obține din (5.24) și (5.34):

$$M\{Y_o\} = Y_{oid} - \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i - \frac{\sigma_{teh}}{n \sqrt{2\pi}} \sum_{i=1}^n \frac{e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)^2} - e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)^2}}{\operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)} \quad (5.37)$$

Pentru a calcula dispersia $D\{Y_{oid}\}$ dată de relația (5.28) în

integrala de la numărător, pentru simplificarea seriei, introducem notațiile:

$$I_1 = \int_{Y'_{oid} - \psi}^{Y'_{oid} + \psi} (Y - M_1 \{Y_{oid}\})^2 f(Y) dY = \int_{\alpha''}^{\alpha'} (Y - M_1)^2 k_1 e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} dY \quad (5.38)$$

cu: $k_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}}$; $k_2 = 2 \sigma_{teh}^2$

Pentru rezolvarea integralei (5.38) se propune artificiu:

$$(Y - M_1)^2 = (Y - Y_{oid})^2 + \beta(Y - Y_{oid}) \quad (5.39)$$

Evaluăm pe β :

$$(Y - Y_{oid})^2 + \beta(Y - Y_{oid}) = Y^2 - 2Y(Y_{oid} - \frac{\beta}{2}) + Y_{oid}^2 - \beta Y_{oid} \quad (5.40)$$

cum:

$$(Y - M_1)^2 = Y^2 - 2YM_1 + M_1^2$$

rezultă că:

$$M_1 = Y_{oid} - \frac{\beta}{2}; \quad M_1^2 = Y_{oid}^2 - \beta Y_{oid} + \frac{\beta^2}{4}$$

Si prin urmare la expresia (5.40) mai trebuie adăugat $\frac{\beta^2}{4}$.

Astfel că artificiu propus de (5.39), devine:

$$(Y - M_1)^2 = (Y - Y_{oid})^2 + \beta(Y - Y_{oid}) + \frac{\beta^2}{4} \quad (5.40)$$

cu :

$$= 2(Y_{oid} - M_1) \quad (5.41)$$

Așadar integrala (5.38), devine:

$$I_1 = \int_{\alpha''}^{\alpha'} (Y - Y_{oid})^2 k_1 e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} dY + \int_{\alpha''}^{\alpha'} \beta(Y - Y_{oid}) k_1 e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} dY + \int_{\alpha''}^{\alpha'} \frac{\beta^2}{4} k_1 e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} dY = I_{11} + I_{12} + I_{13} \quad (5.42)$$

Integralele (5.42), au expresiile:

$$\begin{aligned}
 I_{11} &= -\frac{k_1 k_2}{2} (Y - Y_{oid}) e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} \Big|_{\alpha''}^{\alpha'} + \frac{k_2}{2} \int_{\alpha''}^{\alpha'} k_1 e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} dY = \\
 &= \frac{k_1 k_2}{2} (Y - Y_{oid}) e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} \Big|_{\alpha''}^{\alpha'} + \frac{k_2}{4} (\operatorname{erf} \alpha_1 - \operatorname{erf} \alpha_2) \quad (5.43)
 \end{aligned}$$

$$I_{12} = -\frac{\beta}{2} k_1 k_2 e^{-\frac{(Y - Y_{oid})^2}{k_2}} \Big|_{\alpha''}^{\alpha'} \quad (5.44)$$

$$I_{13} = \frac{\beta^2}{8} (\operatorname{erf} \alpha_1 - \operatorname{erf} \alpha_2) \quad (5.45)$$

Sumând expresiile (5.43), (5.44), (5.45) și substituind notațiile (5.38) și (5.41), integrala I_1 devine:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= -\frac{\sigma_{teh}}{\sqrt{2\pi}} \left[(Y_{oid} - 2M_i + Y_{oid} + \psi) e^{-\frac{(Y_{oid} + \psi - Y_{oid})^2}{2\sigma_{teh}^2}} - (Y_{oid} - 2M_i + Y_{oid} - \psi) e^{-\frac{(Y_{oid} - \psi - Y_{oid})^2}{2\sigma_{teh}^2}} \right] + \frac{1}{2} \left[2\sigma_{teh}^2 + (Y_{oid} - M_i)^2 \right] \cdot \\
 &\cdot \left[\operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right) \right] \quad (5.46)
 \end{aligned}$$

Expresia finală a dispersiei $D\{Y_{oid}\} = \frac{I_1}{I_2}$ unde I_2 este dată de relația (5.32) iar I_1 de (5.46):

$$\begin{aligned}
 D\{Y_{oid}\} &= -\sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_{teh} \cdot \frac{(2Y_{oid} - 2M_i + \varepsilon_1 + \psi) e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)^2} - (2Y_{oid} - 2M_i + \varepsilon_1 - \psi) e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)^2}}{\operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2}\sigma_{teh}}\right)} + \\
 &+ \sigma_{teh}^2 + 2(Y_{oid} - M_i)^2 \quad (5.47)
 \end{aligned}$$

După cum s-a arătat în paragraful 5.2 că media $M \{Y_0\}$ este cu o foarte mică eroare chiar valoarea ideală Y_{oid} , putem cu o destul de bună aproximație să introducem în (5.47) expresia $M_1 \cong Y_{oid} + \varepsilon_1$.

Astfel că expresia finală a dispersiei mediei Y_0 , devine:

$$D\{Y_0\} = \frac{1}{4n^2} \sum_{i=1}^n \left[\sigma_{teh}^2 + \varepsilon_1^2 - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_{teh} \cdot \frac{(\varepsilon_1 + \psi) e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2} \sigma_{teh}}\right)^2} - (\varepsilon_1 - \psi) e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2} \sigma_{teh}}\right)^2}}{\operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 + \psi}{\sqrt{2} \sigma_{teh}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{\varepsilon_1 - \psi}{\sqrt{2} \sigma_{teh}}\right)} \right] \quad (5.48)$$

5.4. Estimarea valorilor mediei și dispersiei, funcției caracteristice a unui CNA mediat topologic

Expresiile mediei $M \{Y_0\}$ dată de relația (5.37), precum și a dispersiei $D \{Y_0\}$ (5.48), deși exacte sînt dificil de utilizat în special în scopul determinării unor criterii de proiectare a unor CNA mediate topologic.

În acest scop se determină expresiile mediei și dispersiei aproximînd convenabil funcția densității de repartiție $f(Y)$.

Se introduce variabila alăturare y distribuită în intervalul $-\psi, +\psi$ după cum se prezintă în fig.5.9.

Astfel că pentru

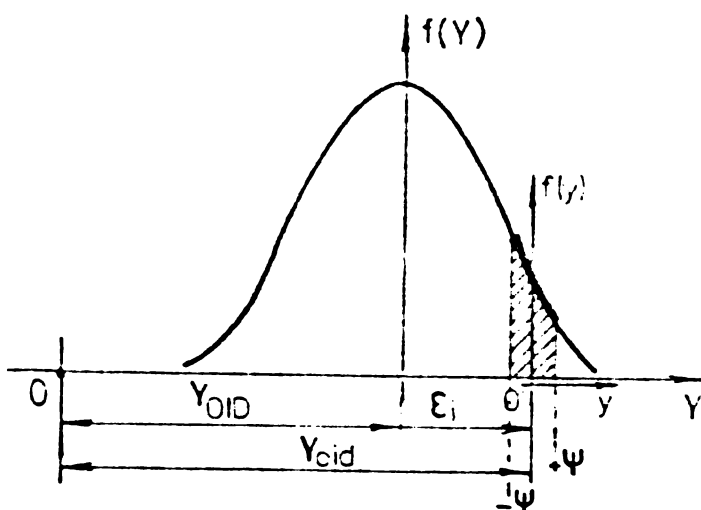


Fig.5.9

mărimea Y_{oid} vom avea expresia:

$$Y_{oid} = Y_{oid} + \varepsilon_1 + y \quad (5.49)$$

cum $y \in [-\psi, +\psi] \rightarrow y \ll 1$ (desigur, în valori relative la Y_{oid}).
 Aplicând operatorul mediei la expresia (5.49), obținem:

$$M \{ Y_{oid} \} = Y_{oid} + \varepsilon_1 + M \{ y \} \quad (5.50)$$

unde $M \{ y \}$ este :

$$M \{ y \} = \int_{-\psi}^{\psi} y \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\left(\frac{\varepsilon_1 + y}{\sqrt{2} \sigma_{teh}}\right)^2} dy \quad (5.51)$$

Cum $y \ll \sigma$, putem scrie:

$$e^{-\frac{(\varepsilon_1 + y)^2}{2\sigma_{teh}^2}} = e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2}} e^{-\frac{2\varepsilon_1 y + y^2}{2\sigma_{teh}^2}} = e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2}} \left(1 - \frac{2\varepsilon_1 y + y^2}{2\sigma_{teh}^2}\right) \quad (5.52)$$

Notînd, din nou, numărătorul relației (5.51) cu I_1 și numitorul cu I_2 , avem:

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2}} \int_{-\psi}^{\psi} \left(1 - \frac{2\varepsilon_1 y + y^2}{2\sigma_{teh}^2}\right) dy = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2}} \left(y - \frac{\varepsilon_1 y^2 + \frac{1}{3} y^3}{2\sigma_{teh}^2} \right) \Big|_{-\psi}^{\psi} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2}} \left(2\psi - \frac{\psi^3}{3\sigma_{teh}^2} \right) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\psi}{\sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2}} \cdot \\ &\cdot \left(1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right) \quad (5.53) \end{aligned}$$

și:

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} \int_{-\psi}^{\psi} y \cdot e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2} \left(1 - \frac{2\varepsilon_1 y + y^2}{2\sigma_{teh}^2}\right)} dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} \cdot$$

$$\cdot e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2} \left(\frac{y^2}{2} - \frac{2\varepsilon_1 y^2 + \frac{1}{4} y^4}{2\sigma_{teh}^2}\right)} \int_{-\psi}^{\psi} = -\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\psi^3}{3\sigma_{teh}^3} \varepsilon_1 e^{-\frac{\varepsilon_1^2}{2\sigma_{teh}^2}} \quad (5.54)$$

Cu (5.53) și (5.54) relația (5.51) devine:

$$M\{y\} = -\frac{\frac{\psi^2 \varepsilon_1}{3\sigma_{teh}^2}}{1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}} \quad (5.55)$$

cum $\psi \ll \sigma_{teh}$, cu o foarte bună aproximație, avem:

$$M\{y\} \cong -\frac{1}{3} \varepsilon_1 \frac{\psi^2}{\sigma_{teh}^2} \quad (5.56)$$

$$\text{Cum } Y_{oi} = \frac{Y_{oiS} + Y_{oiD}}{2} = Y_{oiD} + \frac{Y}{2} \quad (5.57)$$

și:

$$Y_o = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_{oi} = Y_{oiD} + \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n Y \quad (5.58)$$

Media lui Y_o devine:

$$M\{Y_o\} = Y_{oiD} + \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n M\{Y\} \cong Y_{oiD} - \frac{1}{6n} \frac{\psi^2}{\sigma_{teh}^2} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i \quad (5.59)$$

Al doilea termen al relației (5.59) este practic nul, deoarece

$$\frac{\psi^2}{\sigma_{teh}^2} \ll 1, \text{ astfel că } M\{Y_o\} \cong Y_{oiD} \text{ cu o eroare foarte mică,}$$

așa cum s-a arătat și în paragraful 5.2 și prin urmare este necesar să estimăm și dispersia $D\{Y_o\}$. Ținând seama de relația (5.58) care reprezintă variabila Y_o , dispersia revine la:

$$D \{Y_0\} = \frac{1}{4n^2} \sum_{i=1}^n D \{y\} \quad (5.60)$$

unde:

$$D \{y\} = \frac{\int_{-\psi}^{\psi} (y - M \{y\})^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{(\varepsilon_i + y)^2}{2\sigma_{teh}^2}} dy}{\int_{-\psi}^{\psi} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{(\varepsilon_i + y)^2}{2\sigma_{teh}^2}} dy} \quad (5.61)$$

Notind ca și pînă acum, numărătorul relației (5.61) cu I_1 și numitorul cu I_2 , avem succesiv: (pentru simplificarea scrierii, notăm cu: $M_1 = M \{y\}$)

$$I_2 = \int_{-\psi}^{\psi} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{(\varepsilon_i + y)^2}{2\sigma_{teh}^2}} dy = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\psi}{\sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2}} \left(1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right) \quad (5.62)$$

$$\begin{aligned} I_1 &\cong \int_{-\psi}^{\psi} (y - M_1)^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2}} \left(1 - \frac{2\varepsilon_i y + y^2}{2\sigma_{teh}^2}\right) dy = \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{\sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2}} \left[\left(\frac{y^3}{3} + M_1^2 y - M_1 y^2\right) \Big|_{-\psi}^{\psi} - \frac{\varepsilon_i}{\sigma_{teh}^2} \left(\frac{y^4}{4} + M_1^2 \frac{y^2}{2} - \right. \right. \\ &\left. \left. - \frac{2}{3} y^3 M_1\right) \Big|_{-\psi}^{\psi} - \frac{1}{2\sigma_{teh}^2} \left(\frac{y^5}{5} + \frac{y^3}{3} M_1^2 - 2M_1 \frac{y^4}{4}\right) \Big|_{-\psi}^{\psi} \right] = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2}} \\ &\cdot \left[\frac{2}{3} \psi^3 + (2M_1^2 \psi + \frac{4}{3} \frac{\varepsilon_i}{\sigma_{teh}^2} M_1 \psi^3 - \frac{1}{5\sigma_{teh}^2} \psi^5) - \frac{1}{5\sigma_{teh}^2} \psi^3 M_1^2 \right] \quad (5.63) \end{aligned}$$

Cum:

$$M_1 = -\frac{1}{3} \frac{\psi^2 \varepsilon_i}{\sigma_{teh}^2} \frac{1}{1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}} \cong -\frac{1}{3} \frac{\psi^2 \varepsilon_i}{\sigma_{teh}^2} \left(1 + \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right) = -\frac{1}{3} \frac{\psi^2 \varepsilon_i}{\sigma_{teh}^2} \quad (5.64)$$

Deoarece M_1 depinde de ψ^2 , termenul $\psi^3 M_1^2$ din relația (5.63) este total neglijabil, fiind proporțional cu ψ^7 . Cea mai importantă contribuție o are primul termen: $\frac{2}{3}\psi^3$, astfel că $D\{y\}$ devine:

$$D\{y\} \cong \frac{2}{3}\psi^3 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2}} \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\psi}{\sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2}} \left(1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right)} =$$

$$= \frac{1}{3} \frac{\psi^2}{1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}}$$

$$D\{y\} \cong \frac{1}{3} \psi^2 \left(1 + \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right) \quad (5.65)$$

Cum al doilea termen al sumei (5.65) este proporțional cu ψ^4 , are sens să analizăm contribuția termenului dintre parantezele mici în relația (5.63)

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{teh}} e^{-\frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2}} \psi \left[\frac{2}{9} \frac{\psi^4 \varepsilon_i^2}{\sigma_{teh}^4} \frac{1}{\left(1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right)^2} - \frac{\varepsilon_i^2}{2\sigma_{teh}^2} \left(1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right) - \frac{4}{9} \psi^4 \frac{\varepsilon_i^2}{\sigma_{teh}^4} \frac{1}{1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}} - \frac{\psi^4}{5\sigma_{teh}^2} \right] \cong \frac{\psi^4}{\left(1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right)^2}$$

$$\cdot \left[\frac{\varepsilon_i^2}{9\sigma_{teh}^4} \left(1 + \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right) - \frac{2\varepsilon_i^2}{9\sigma_{teh}^4} - \frac{1}{10\sigma_{teh}^2} \left(1 - \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right) \right] \cong$$

$$\cong \psi^4 \left(1 + \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2}\right)^2 \left[-\frac{1}{10\sigma_{teh}^2} + \frac{\psi^2}{6\sigma_{teh}^2} \left(\frac{\varepsilon_i^2}{9\sigma_{teh}^4} + \frac{1}{10\sigma_{teh}^2}\right) \right]$$

Neglijînd termenii unde apare la o putere mai mare de 4

$$-\frac{\psi}{10\sigma_{teh}^2} \quad (5.66)$$

Sumînd (5.66) cu (5.65) obţinem:

$$D\{y\} \cong \frac{\psi^2}{3} - 0,045 \frac{\psi^4}{\sigma_{teh}^2} \quad (5.67)$$

Termenul al doilea al relaţiei (5.67) este absolut neglijabil faţă de primul, astfel că în final $D\{Y_0\}$, utilizînd relaţiile (5.60) şi (5.67), va fi:

$$D\{Y_0\} = \frac{1}{12n} \psi^2 \quad (5.68)$$

Abaterrea medie patratică $\bar{\sigma}$, va fi:

$$\bar{\sigma} = \frac{\psi}{\sqrt{12n}} \quad (5.70)$$

Cum expresiile pentru mediere (5.59) şi pentru dispersie (5.68) sînt corecte atîta vreme cît aproximarea în serie a densităţii de repartiţie $f(Y)$ este bună, vom aprecia valoarea raportului $\frac{\psi}{\sigma_{teh}}$ pentru ca dezvoltarea să fie satisfăcătoare. În acest scop estimăm eroarea ce se comite \mathcal{E}_e în cazul cînd e^z cu primii doi termeni faţă de cazul cînd considerăm şi al treilea termen

$$e^z = 1+z+\frac{z^2}{2}$$

$$\mathcal{E}_e = \frac{\frac{z^2}{2}}{1+z+\frac{z^2}{2}}$$

Notăm cu $R = \frac{z^2}{z} = \frac{z}{2}$ raportul celor doi termeni.

Eroarea \mathcal{E}_e devine:

$$\mathcal{E}_e = \frac{2R^2}{1+2R+2R^2}$$

pentru $R = 10^{-2}$

$$\mathcal{E}_e \cong \frac{2 \cdot 10^{-4}}{1+2 \cdot 10^{-2}} \cong 2 \cdot 10^{-4} = 0,02 \%$$

ceea ce este o eroare acceptabilă.

Cum $z = \frac{2 \varepsilon_i y + y^2}{2 \sigma_{teh}^2}$ (relația (5.52)),

vom avea restricția:

$$\frac{2 \varepsilon_i y + y^2}{4 \sigma_{teh}^2} \leq 10^{-2} \quad (5.71)$$

Valoarea maximă a primului termen se obține pentru $y = \max = \psi$ și $\varepsilon_i = \max = 3 \sigma_{teh}$, pentru care (5.71) devine:

$$\psi^2 + 6 \sigma_{teh} \psi - 0,04 \sigma_{teh}^2 \leq 0$$

rezultă

$$\frac{\psi}{\sigma_{teh}} < 0,00666 \quad (5.72)$$

Prin urmare rezultatele prezentate în acest paragraf sînt cu o aproximație bunp numai dacă se satisface condiția (5.72).

5.5. Comparație între variante de mediere topologică

1) Mediere obișnuită fără o selecție prealabilă, a $2n$ mărimi aleatoare distribuite normal cu $\sigma_i = \frac{\psi}{3} = ct.$ în jurul unor valori medii Y_{oi} (v.fig.5.10).

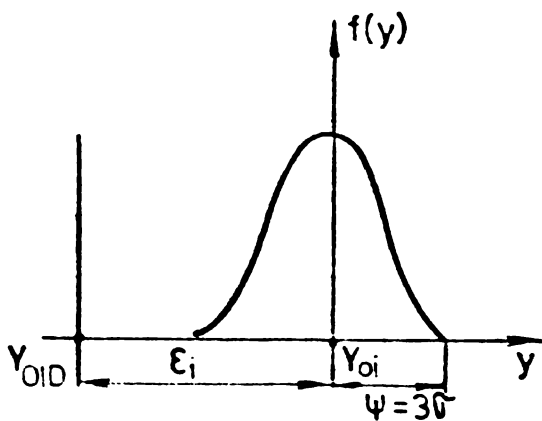


Fig.5.10.

Se mediază $2n$ variabile a-

flate în intervalul $Y_{oiD} \pm \varepsilon$. ε este echivalent cu $3 \sigma_{teh}$ de la medierea topologică simetrică, paragraful 5.3.

Variabila mediată Y_{oi} este dată de relația:

$$Y_{oi} = Y_{oiD} + \varepsilon_i + y$$

y fiind componenta aleatoare distribuită normal ca în fig.5.10.

$$M_1 \{Y_o\} = Y_{oiD} + \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \varepsilon_i \quad \left| \quad D_1 \{Y_o\} = \frac{1}{4n^2} \sum_{i=1}^{2n} D \{y\} = \frac{\psi^2}{18n} \right.$$

$$\bar{\sigma}_1 = \frac{\psi}{\sqrt{18n}}$$

Obs.1 Abaterea mediei $\Delta M_1 = M_1 - Y_{oiD} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \varepsilon_i$ este mare, putînd lua valoarea limită $\Delta M_{1max} = \varepsilon$ și prin urmare trebuie scăzut la un nivel comparabil cu σ_1 , ceea ce este dificil.

2) Mediere topologică simplă fără o selecție prealabilă (v.fig.5.11).

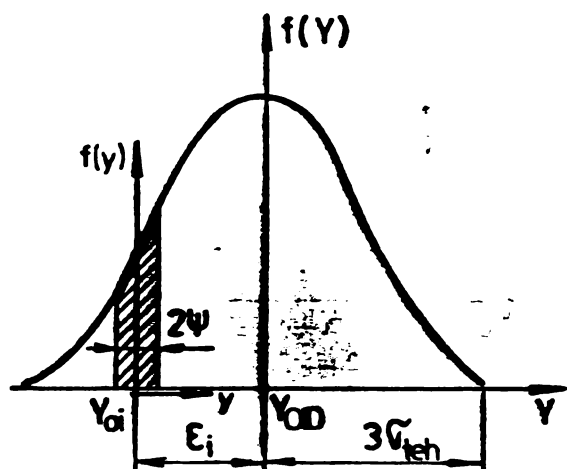


Fig.5.11.

Se mediază $2n$ variabile, distribuite într-o fereastră 2ψ , și aflate în intervalul $Y_{oiD} \pm 3\sigma_{teh}$.

Variabila ce urmează a fi mediată este dată de relația:

$$Y_{oi} = Y_{oiD} + \varepsilon_i + y,$$

unde componenta aleatoare y are proprietățile date în paragraful 5.4:

$$M\{y\} \approx -\frac{1}{3} \frac{\varepsilon_1}{\sigma_{teh}^2} \psi^2$$

$$D\{y\} \approx \frac{\psi^2}{3}; \quad \sigma_y = \frac{\psi}{\sqrt{3}}$$

$$M_2\{Y_o\} = Y_{oiD} + \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \varepsilon_i \left(1 - \frac{\psi^2}{3\sigma_{teh}^2}\right) = \left. \begin{aligned} &= Y_{oiD} + \frac{3\sigma_{teh}^2 - \psi^2}{6\sigma_{teh}^2} \cdot n \sum_{i=1}^{2n} \varepsilon_i \\ &D_2\{Y_o\} = \frac{1}{4n^2} \sum_{i=1}^{2n} D\{y\} = \frac{\psi^2}{6n} \\ &\bar{\sigma}_2 = \frac{\psi}{\sqrt{6n}} \end{aligned} \right|$$

Obs.2 Abateresa mediei ΔM_2 este ceva mai mică decît în cazul 1 dar diferența este nesemnificativă, deoarece efectul termenului $\frac{\psi^2}{3\sigma_{teh}^2}$ este neglijabil. Așadar $\Delta M_2 \approx \Delta M_1$ păstrîndu-se tot la un

nivel ridicat de $\approx \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \varepsilon_i$

3) Mediere topologică simetrică cu n perechi de mărimi sortate după procedeul prezentat în paragraful 5.3.

Deoarece cazul a fost discutat în detaliu în paragraful 5.3 și 5.4, se prezintă sintetic numai rezultatele finale:

$$Y_{oid} = Y_{oiD} + \varepsilon_i + y$$

$$Y_{oi} = Y_{oiD} + \frac{y}{2}$$

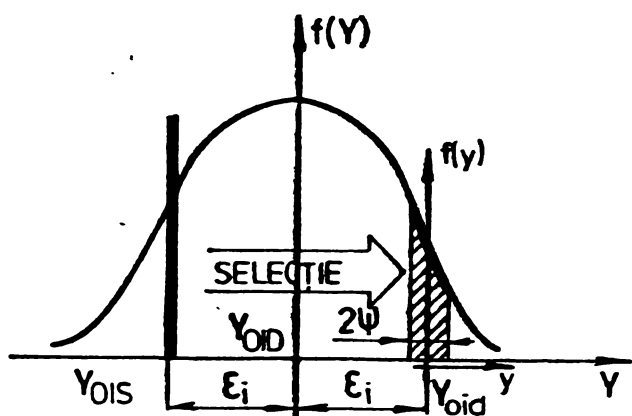


Fig. 5.12.

cu:

$$M\{y\} = -\frac{1}{3} \frac{\varepsilon_i}{\sigma_{teh}^2} \psi^2$$

$$D\{y\} = \frac{\psi^2}{3}$$

$$M_3\{Y_0\} = Y_{0iD} - \frac{1}{6n} \frac{\psi^2}{\sigma_{teh}^2} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i$$

$$D_3\{Y_0\} = \frac{\psi^2}{12n}$$

$$\bar{\sigma}_3 = \frac{\psi}{\sqrt{12n}}$$

Obs. 3 În condițiile prezentate de relația (5.72), abaterea mediei ΔM_3 este practic nulă, astfel că rămîne în discuție practic numai $\bar{\sigma}_3$.

4) Mediere topologică simetrică cu n perechi de mărimi sortate în același interval 2ψ . Altfel spus perechile se determină printr-o măsurătoare mai puțin precisă avînd $\sigma_m \cong \frac{\psi}{3}$.

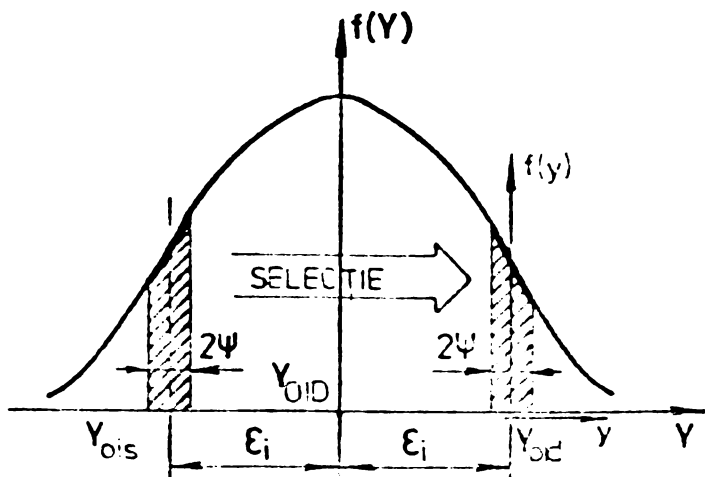


Fig. 5.13.

Perechea Y_{0i} se realizează în conformitate cu relațiile:

$$Y_{0iD} = Y_{0iD} + \varepsilon_i + y$$

$$Y_{0iS} = Y_{0iD} - \varepsilon_i + y$$

unde y este componenta aleatoare

$$Y_{0i} = \frac{Y_{0iS} + Y_{0iD}}{2} = Y_{0iD} + y$$

cu :

$$M\{y\} = -\frac{1}{3} \frac{\varepsilon_i}{\sigma_{teh}^2} \psi^2 ; \quad D\{y\} = \frac{\psi^2}{3}$$

$$\begin{array}{l}
 M_4\{Y_0\} = Y_{oid} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n M\{y\} = \\
 = Y_{oid} - \frac{1}{3n} \frac{\psi^2}{\sigma_{teh}^2} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i
 \end{array}
 \quad \left| \quad
 \begin{array}{l}
 D_4\{Y_0\} = \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n D\{y\} = \frac{\psi^2}{3n} \\
 \bar{\sigma}_4 = \frac{\psi}{\sqrt{3n}}
 \end{array}$$

Obs.4 Abateră mediei ΔM_4 este practic nulă ca și în cazul 3, deosebirea fiind la eroare medie patratică $\bar{\sigma}_4 > \bar{\sigma}_3$.

Privind comparativ cele patru cazuri analizate, apar următoarele concluzii:

1) Medierile prezentate la cazurile 1 și 2, deși avantajoase din punct de vedere al comodității în selectare sînt neutilizabile datorită erorii mari a mediilor M_1 și M_2 față de valoarea ideală Y_{oid} .

2) Procedul de selecție prezentat la cazul 4 este avantajos din punct de vedere al efortului de sortare, prezintă o abatere neglijabilă a mediei, $\Delta M_4 \approx 0$, dar dispersia este de patru ori mai mare decît la cazul 3.

3) Procedul de selecție 3, rămîne cel mai avantajos atît din punct de vedere al abaterii mediei ΔM_3 cît și a dispersiei D_3 , necesitînd în schimb un efort suplimentar în aparatura de selectare, efort exprimat de relația: $\sigma_m \ll \psi$

5.6. Criterii de proiectare pentru CNA mediat topologic

Eroarea comisă în urma medierii (pentru cazul 3) este abaterea $\bar{\varepsilon}$ dintre valoarea Y_0 obținută în urma medierii, valoare caracteristică prin mărimile $M_3\{Y_0\}$ și $\bar{\sigma}_3$ și valoarea ideală Y_{oid} .

Cum Y_0 se poate afla oriunde în interiorul curbei de gabarit din fig.5.14, putem scrie:

$$\bar{\varepsilon} = M_3\{Y_0\} \pm S \bar{\sigma}_3 - Y_{oid} \quad (5.77)$$

unde factorul S depinde de probabilitatea cu care estimăm eroarea și are valorile: $S \in [0, M]$.

Cu relațiile (5.75) expresia (5.77) devine:

$$\bar{\varepsilon} = - \frac{\psi^2}{6n \sigma_{teh}^2} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i \pm S \frac{\psi}{\sqrt{12n}}$$

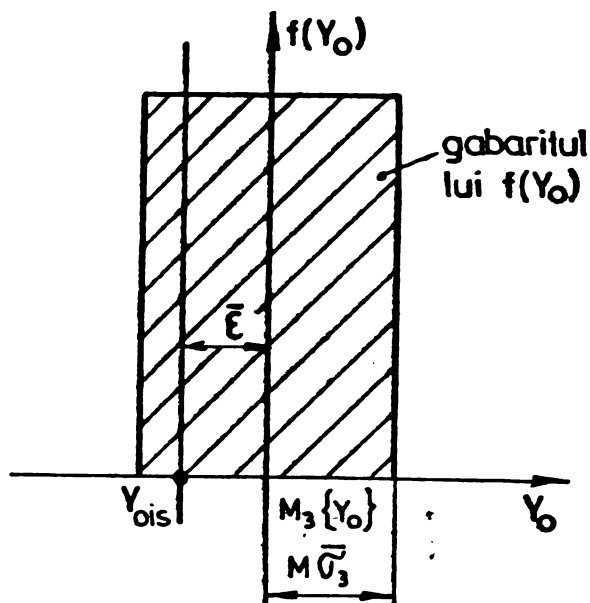


Fig. 5.14.

Trecînd la abateri relative

la Y_{oiD} , cu notațiile

$$\delta_i = \frac{\varepsilon_i}{Y_{oiD}}; \delta\psi = \frac{\psi}{Y_{oiD}};$$

$$\delta\sigma_{teh} = \frac{\sigma_{teh}}{Y_{oiD}}; \bar{\delta} = \frac{\bar{\varepsilon}}{Y_{oiD}}$$

vom avea:

$$\bar{\delta} = -\frac{1}{6n} \frac{\delta\psi^2}{\delta\sigma_{teh}^2} \sum_{i=1}^n \delta_i + S \frac{\delta\psi}{\sqrt{12n}} \quad (5.78)$$

Primul termen este practic nul, putînd lua valoarea maximă:

$$\delta_{lmax} = \frac{1}{2} \frac{\delta\psi^2}{\delta\sigma_{teh}^2} \ll S \frac{\delta\psi}{\sqrt{12n}}, \text{ astfel c\^a:}$$

$$\bar{\delta} \approx S \frac{\delta\psi}{\sqrt{12n}} \quad (5.79)$$

Cîștigul în precizie $\frac{\bar{\sigma}}{\psi} = \frac{\bar{\delta}}{\delta\psi}$ dat de relația (5.79) se află tabelat pentru trei valori ale lui S în tabelul 5.1, iar prezentarea grafică în fig. 5.15.

Tabelul 5.1

n	4	6	8	10	12	14	20	30	40
S=1	0,1443	0,1178	0,102	0,09126	0,08331	0,07713	0,06453	0,05269	0,04563
	0,2886	0,2356	0,204	0,1825	0,1666	0,1542	0,129	0,10538	0,09126
	0,4329	0,3534	0,306	0,2737	0,2499	0,2313	0,1935	0,15807	0,13529
$\sqrt{3}$	0,25	0,204	0,1766	0,158	0,1443	0,13359	0,1177	0,09126	0,079

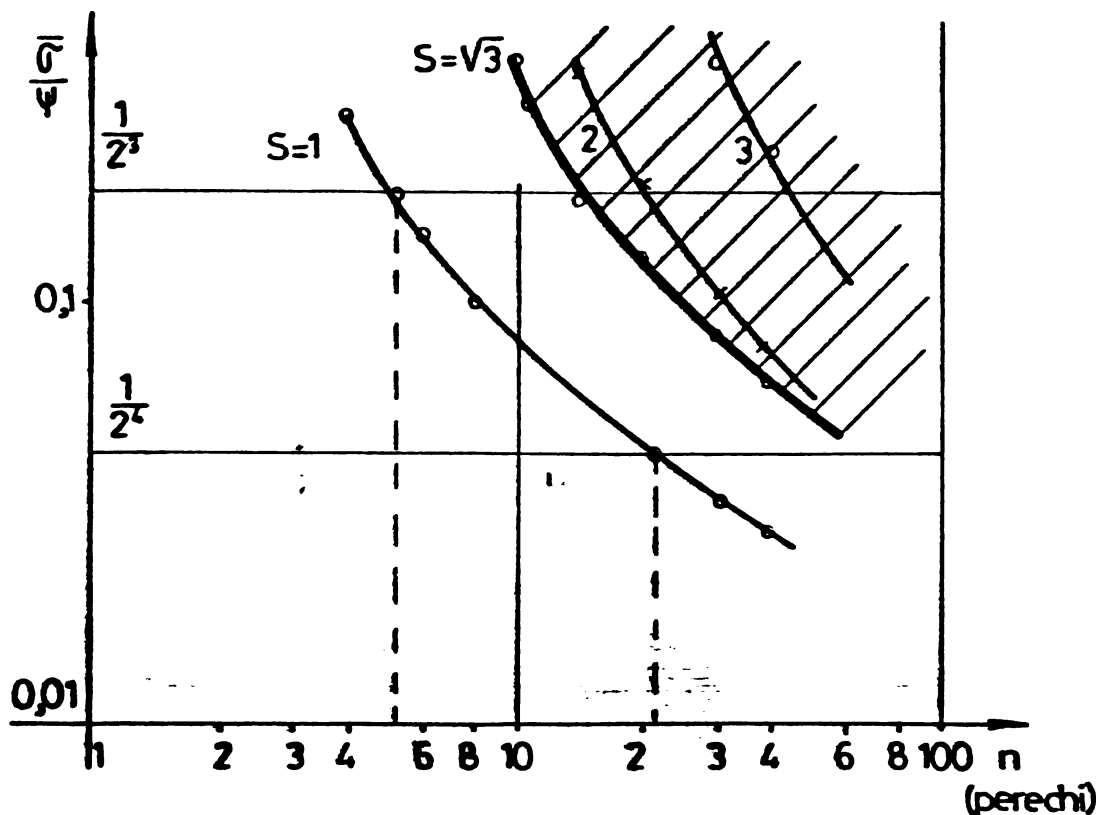


Fig.5.15.

Pentru a estima valoarea coeficientului M ce determină gabaritul funcției $f(Y_0)$, vom face câteva aprecieri:

1) Variabila y (v.r.5.49) are o distribuție practic uniformă în fereastra $-\psi; +\psi$ deoarece: $\frac{\psi}{\sigma_{teh}} \ll 0,006$ (v.r.5.72) și prin urmare distribuția mediei este de așteptat să fie tot uniformă în intervalul $-a; +a$ în jurul lui $M_3 \{Y_0\}$.

2) Pentru a aprecia valoarea lui M scriem că abaterea medie patratică $\bar{\sigma}^2$ dată de relația (5.70) se obține ca urmare a distribuției variabilei Y_0 uniform.

Pentru simplificarea scrierii facem schimbarea de variabilă $Y_0=x$, cu x distribuit uniform în jurul medierii nule $M \{x\} = 0$ în intervalul $-a, +a$.

Cu aceasta:

$$D \{x\} = \int_{-a}^{+a} x^2 f(x) dx = \frac{x^3}{3} f \Big|_{-a}^a = \frac{2}{3} a^3 \cdot f$$

deoarece $f(x)=ct=f$.

cum:

$$1 = \int_{-a}^a f \cdot dx = 2af \rightarrow f = \frac{1}{2a}$$

și deși:

$$D\{x\} = \frac{a^2}{3}$$

Ținând seama de cele spuse anterior, avem

$$D\{x\} = \sigma^2 = \frac{a^2}{3} \rightarrow \frac{a^2}{3} = \frac{\psi^2}{12n} \quad \text{și} \quad a = \frac{\psi}{2\sqrt{n}}$$

prin urmare:

$$\frac{a}{\sigma} = \sqrt{3} = M \quad (5.80)$$

Rezultă că pentru $S=M=\sqrt{3}$ se obține cu o probabilitate $P=1$ un câștig în precizie $(\frac{\sigma}{\psi})$ de 3 bit $(\frac{1}{2^3})$ pentru 14 perechi selectate după procedeul 3, respectiv de 4 bit pentru $\cong 70$ perechi.

Cu o probabilitate $P \cong 0,58$ ($S=1$) se obține un câștig de 3 bit la 5 perechi, respectiv 4 bit la $\cong 20$ perechi.

Rezultă clar că limita rațională în mărirea preciziei este de 3 bit, din punct de vedere al consumului de celule elementare.

Din cele prezentate pînă acum se desprind următoarele concluzii importante pentru proiectarea unui CNA cu mediere topologică:

1) Mediarea topologică cu selecția simetrică (de tipul 3) a 5 perechi de celule elementare conduce la o mărirea a preciziei de 3 bit cu o probabilitate $P \cong 0,58$ respectiv de 2 bit cu $P \cong 1$.

2) Rangul binar următor celui mai semnificativ, (β_m-2) va avea nevoie de maxim 3 perechi pentru a realiza liniaritatea finală a CNA, cu 3 bit, respectiv 2 bit mai mare decât probabilitățile tehnologice.

3) Procedeul de mediere topologică simetrică poate fi exploatat în două sensuri:

- mărirea preciziei CNA cu trei ranguri binare peste limitele tehnologice existente actual pe plan mondial;

- realizarea de CNA cu precizii sporite la prețuri de cost minime, obținute prin utilizarea unor componente "slabe".

In continuare se prezintă două tipuri de structuri ce realizează medierea topologică. In fig.5.16 se prezintă prima variantă de structură.

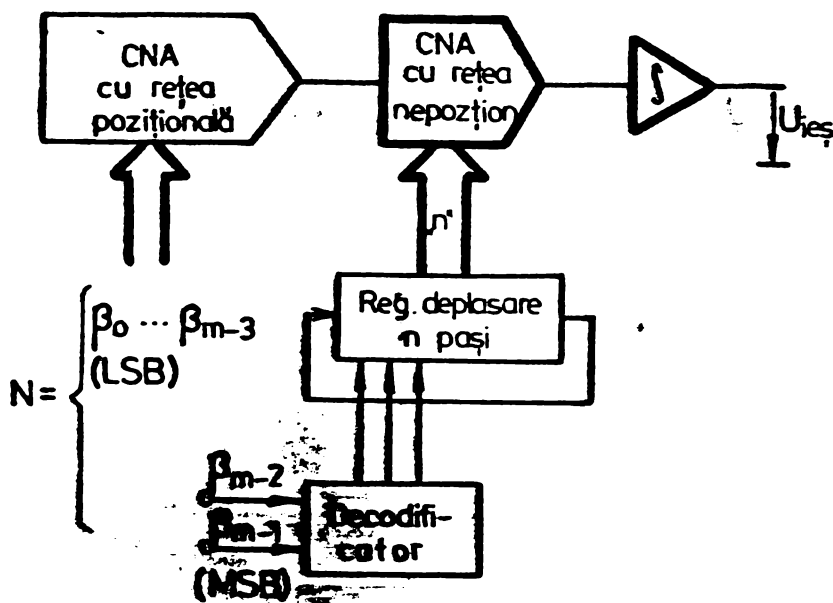


Fig.5.16.

Structura necesită un număr de celule elementare $N_c = n$, dat de relația următoare:

$$N_c = n = 2^{\beta_{m-1} \cdot 5} \quad (5.81)$$

unde $i = \text{rangul minim ce va fi mediat}$, $i = m-1; m-2; m-3$.

Nu se merge mai jos de β_{m-3} cu rangurile mediate, deoarece nu mai prezintă inter-

tes tehnologic, după $m-3$ celulele se pot realiza prin σ_{teh} al celulei mediate.

Structura prezentată, deși simplă prezintă dezavantajul unui număr mare de celule, deci un preț de cost mai ridicat, precum și un timp ridicat pentru mediere.

Structura prezentată, deși simplă prezintă dezavantajul unui număr mare de celule, deci un preț de cost mai ridicat, precum și un timp ridicat pentru mediere.

Structura prezentată, deși simplă prezintă dezavantajul unui număr mare de celule, deci un preț de cost mai ridicat, precum și un timp ridicat pentru mediere.

$$n \geq 2.5 \text{ celule}$$

Numărul de celule consumat de structură va fi:

$$N_c = \beta_{m-1} \cdot 2.5 + \beta_{m-2} \cdot 2.3 + \beta_{m-3} \cdot 2 \quad (5.82)$$

Pentru a folosi un singur registru de deplasare pentru toate blocurile de mediere folosite (v.fig.5.18) la blocurile de mediere mai puțin semnificative $\beta_{m-2}; \beta_{m-3}$ se cableză prin circuite SAU ieșirile registrului de deplasare astfel încât să realizăm sumele corespunzătoare rangului din relația (5.82).

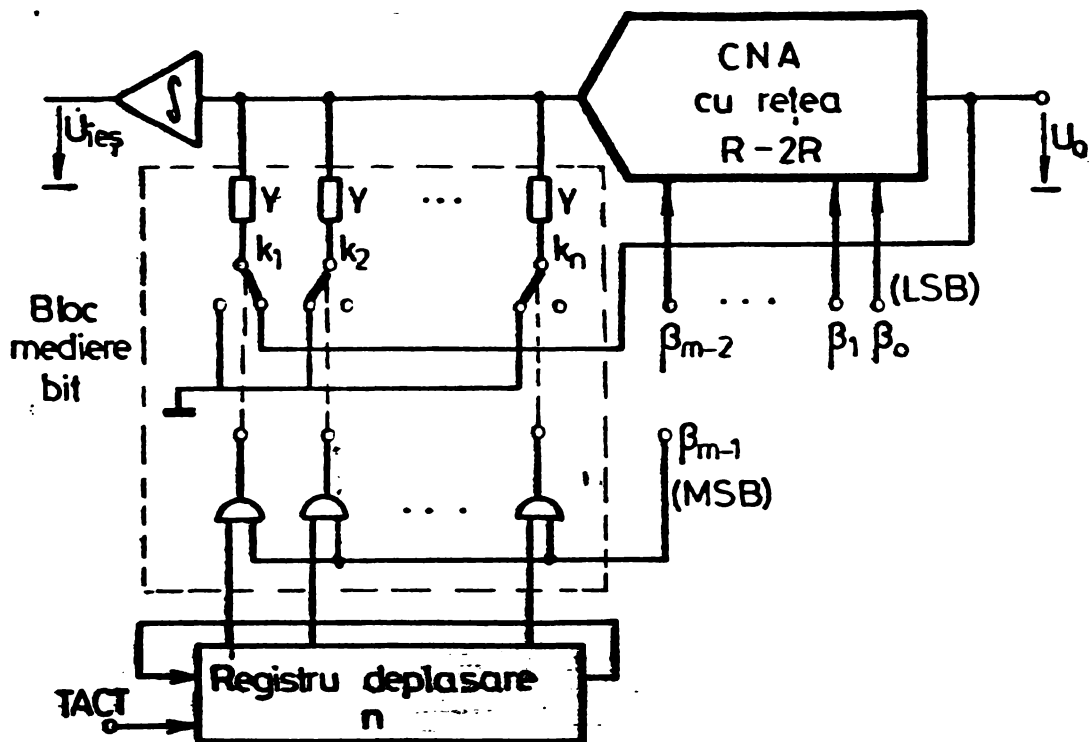


Fig.5.17.

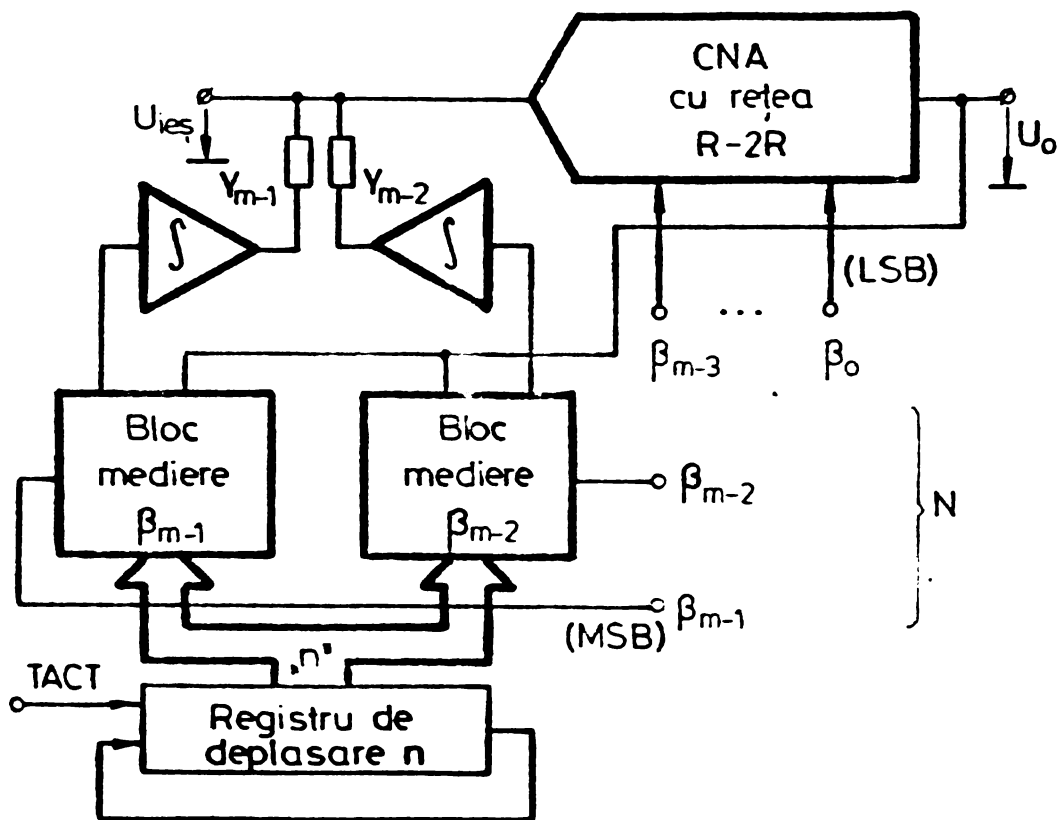


Fig.5.18.

CAPITOLUL 6

CAN CU MEDIERE TOPOLOGICA - PERIFERIC VERSATIL PENTRU SISTEME CU MICROPROCESOR

6.1. Moduri de funcționare ale CAN

Tratarea convertorului ce utilizează procedeul "medierii topologice simetrice" descris în capitolul 5, drept periferic "inteligent" pentru sisteme cu μP (microprocesor) are drept justificare următoarele considerații:

- Sistemul local de comandă al CAN conține pe lângă logică de aproximare succesivă (registru RAS) și un bloc aritmetic ce are menirea de a efectua medierea. Dacă pe lângă această funcție a sistemului de comandă se mai adaugă câteva facilități în plus (corecția de nul; modificarea ordinului CAN etc.) sistemul nu se complică mult ca număr de circuite dar în schimb versatilitatea CAN-ului crește spectaculos.

- În general un CAN face parte dintr-un sistem de achiziții de date, sistem ce dialoghează cu un mini sau micro calculator, și prin urmare este deosebit de utilă tratarea CAN-ului ca periferic al unui astfel de sistem.

Datorită ariei mari de aplicații în care sînt implicate microprocesoarele și îndeosebi a μP INTEL 8080 (ex. echipamente industriale ca FELIX-M18, ECAROM 800, AP117) precum și datorită gradului mare de familiarizare a specialiștilor cu sistemele realizate cu μP 8080, autorul s-a orientat în tratarea CAN-ului ca periferic la sisteme cu 8080, modul de adresare și comandă a CAN-ului îi oferă compatibilitate directă cu orice alt sistem. (ne referim în special la μP 8085).

Acest capitol tratează structură logică a CAN-ului, structură deosebit de versatilă (9 moduri de funcționare a CAN), ceea ce conferă un caracter de totală originalitate CAN-ului

prezentat, în context cu structuri și modalități de interfațare prezentate în literatură [18], [22], [26], [34], [35], [79], [108, 109], [111-113], [115].

Convertorul va fi de 10 bit acceptând semnale bipolare, CAN-ul intern lucrând în codul binar deplasat din considerente de erori ale părții de CNA (v. § 6.5).

Prelucrările aritmetice efectuate în cadrul perifericului, precum și prezentarea datelor la ieșire este făcută în codul binar complement față de 2 datorită facilităților prezentate de acest cod privind realizarea blocului aritmetic.

Ordinul CAN-ului poate fi schimbat printr-un cod înscris în registrul de comandă și reprezentat de biții $B_3 \div B_0$. Medierea topologică se face numai pe bitul cel mai semnificativ (MSB) deoarece s-a constatat experimental (fapt prezentat de autor în [88] și [96]) că pînă la 9 biți CAN-urile au aproximare succesivă pot fi "adevărate" (adică eroarea totală măsurată este foarte apropiată de eroarea de cuantizare teoretică [96]) pentru realizări cu componente indigene, probleme apărînd pentru CAN cu $n > 9$. Din acest motiv s-a recurs la medierea topologică a bitului cel mai semnificativ, mediere realizată cu opt celule elementare.

În urma efectuării unei medieri complete, programatorul poate să ceară prin configurația $C_2 \div C_0$ a registrului BC efectuarea conversiei cu o anumită celulă elementară a MSB, care conduce la un rezultat acceptabil ca eroare față de valoarea mediată, fapt ce reduce timpul de conversie total.

Semnalele prin care se stabilește modul de funcționare a CAN sînt prezentate mai jos:

- DNUL=1 Convertorul determină tensiunea de decalaj, o memorează complementată într-un registru special și o livrează la ieșire numai în ciclul de conversie specificat prin DNUL=1.
- MED=1 Se efectuează conversia tensiunii de intrare U_{IN} cu fiecare din cele 8 celule MSB, la sfîrșitul celei de-a 8-a conversie se livrează la ieșire codul valorii mediate.
- COR=1 Codul livrat la ieșirea convertorului este corectat cu tensiunea de decalaj estimată în ciclul DNUL=1.

SELC=1 Se selectează celula MSB indicată de codul $C_0 C_1 C_2$ și se lucrează cu această celulă.

În afară de codul în complement față de 2 al tensiunii U_{IN} , cod livrat la ieșire prin biții $\beta_9, \beta_8 \dots \beta_0$, se mai livrează și semnalele SFC, VDATA și EROARE având semnificațiile:

SFC=0 CAN este ocupat cu executarea unei conversii;

VDATA=1 Datele livrate la ieșire, sînt valide;

EROARE=1 Comanda dată convertorului este eronată, se așteaptă altă comandă.

În urma celor prezentate convertorul are aspectul din fig.6.1 din punct de vedere a datelor de intrare, ieșire și a semnalelor de comandă.

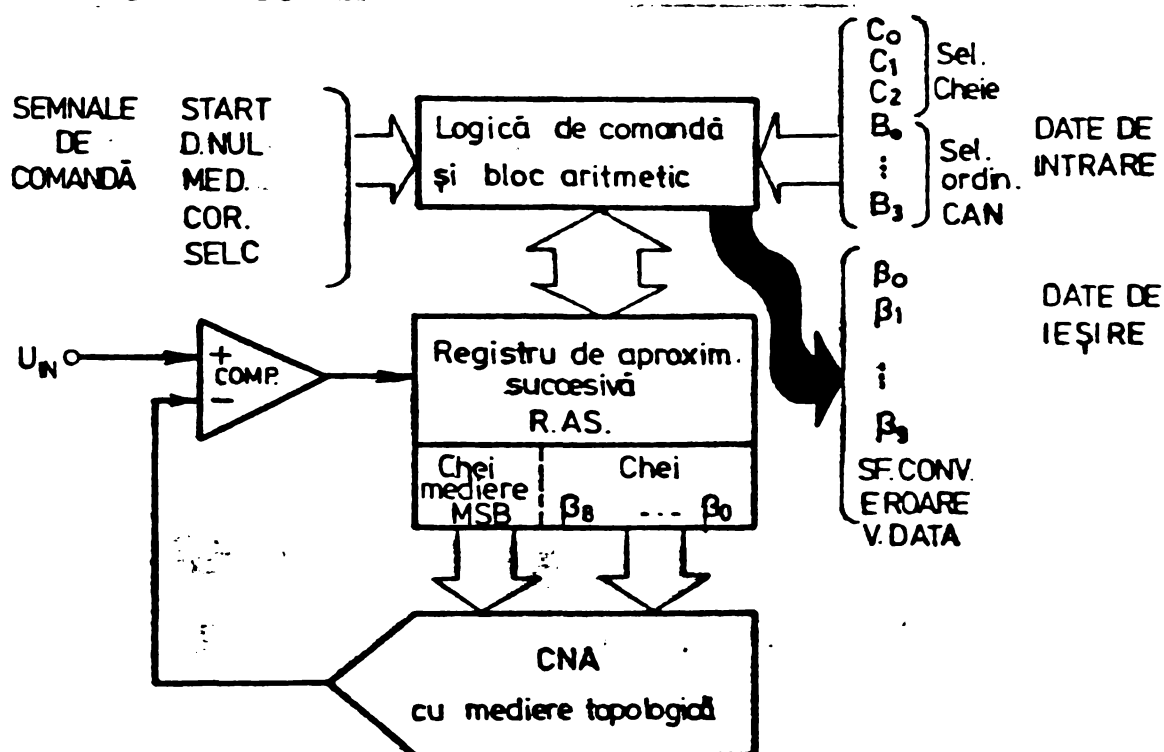


Fig.6.1.

Desigur că sistemul de calcul livrează semnalele de comandă tot ca date de intrare ale CAN.

Modurile de funcționare rezultate ca urmare a combinațiilor semnalelor DNUL, MED, COR și SELC sînt notate cu:

$MD(A,B,C)$ - determină tensiunea de decalaj, în varianta A, B sau C.

$MIN(A,B,C)$ - determină tensiunea de intrare U_{IN} , în una din variantele A, B sau C.

MINC (A,B,C) - determină tensiunea de intrare în una din variantele A, B sau C și o corectează în final cu tensiunea de decalaj.

Variantele A, B, C au semnificațiile:

- A - conversie simplă cu celulă MSB impusă prin codul $C_0 C_1 C_2$
- B - conversie simplă cu celula 1-a MSB
- C - mediere topologică.

Codificarea celor nouă moduri de funcționare cu ajutorul celor patru biți de comandă este prezentată în fig.6.2.

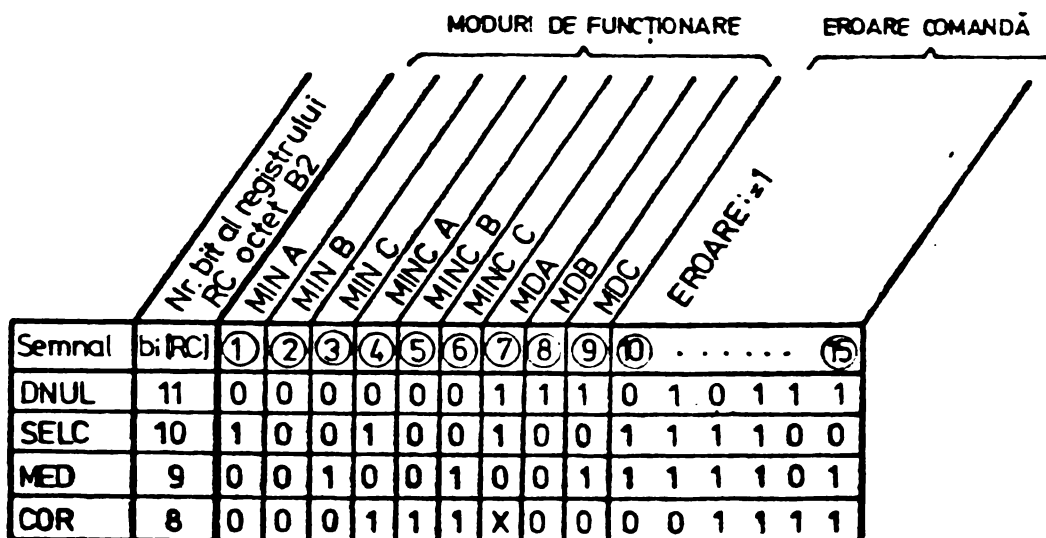


Fig.6.2.

Pentru ușurința proiectării simbolice a sistemului de comandă și o scriere lesnicioasă a explicațiilor vom utiliza următoarele simboluri îndeobște întâlnite la disciplinele de calculatoare numerice [107].

- () indică conținutul înmagazinat într-un registru ex.: (RA) conținut registru RA
(RA₉) conține bitul 9 al registrului RA.
- [] indică o porțiune a unui registru ex.: S_n [RMΣ] partea de semn a registrului RMΣ
- ⇒ transfer dintr-un registru în alt registru ex.: (RMCOR) ⇒ RMΣ conținutul registrului RMCOR trece în registrul RMΣ
0 ⇒ RA Registrul RA este încărcat cu 0.

- + sumă aritmetică atunci ex.: (A)+(B)
cînd este folosit în-
: tre două paranteze
- scădere aritmetică ex.: (A)-(B)
: pus după o variabilă ex.: S: 1 ⇒ RA Cînd S=1 se transfe-
indică apariția unei ră 1 în RA
stări atunci cînd va-
riabila ia valoarea 1
- succesiune de operații ex.: S₁ → S₅ Starea S₅ urmează stă-
rii S₁

Din punct de vedere al structurii bloc de ansamblu, structură menită să faciliteze atât funcționarea în cele 9 moduri prezentate în fig.6.2 precum și interconectarea și dialogul cu un sistem μP 8080, CAN-ul se prezintă ca în fig.6.3.

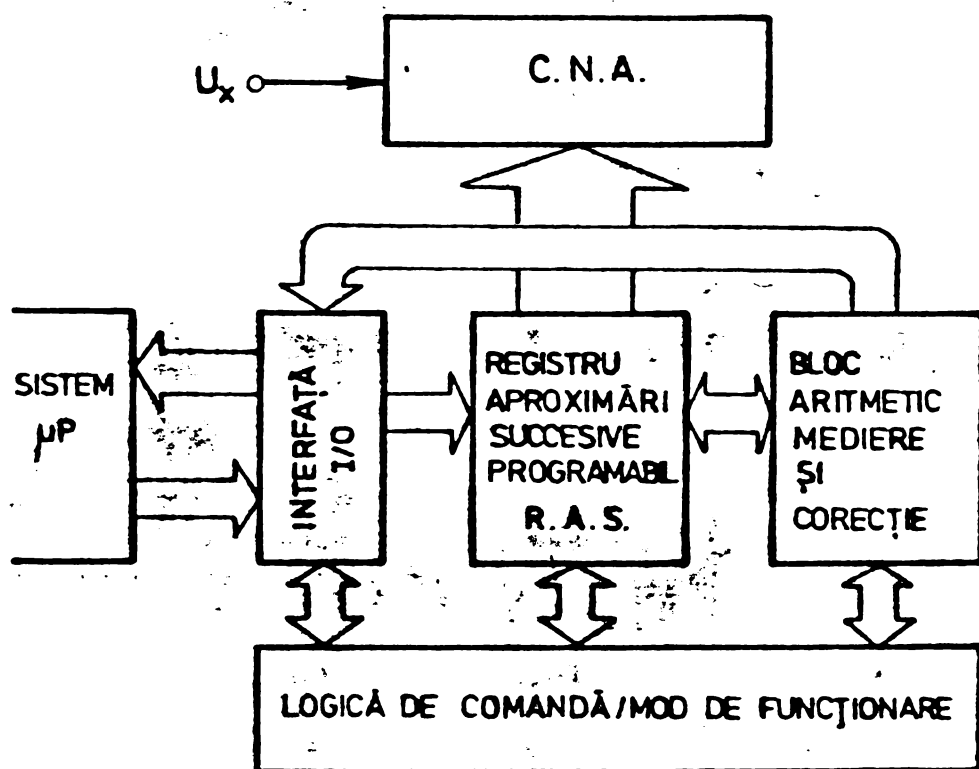


Fig.6.3.

În paragrafele următoare vom prezenta pe rînd cele patru blocuri logice, urmînd ca partea analogică să fie prezentată în ultimul paragraf (§ 6.5).

6.2. Interfața I/O cu sistemul μP

Alegerea unei modalități de conectare a CAN-ului la un sistem μP depinde în general de productivitatea sa, afirmație valabilă atunci când CAN-ul nu-și schimbă modul de operare și prin urmare îi sînt suficiente trei semnale: [18], [22], [109], [111], [115].

\overline{CS} - selecție periferic

START

BUSY - convertorul se află într-un ciclu de aproximare.

În cazul de față, convertorului trebuie să i se dea 12 biți de comandă dintre care unul (START) declanșează conversie restul dictează modul de operare al conversiei precum și precizia conversiei. De asemeni și datele de ieșire conțin 16 biți (10 bit - codul efectiv al tensiunii U_{in} și 3 bit pentru stare plus adresa cheii MSB dacă este cazul, în caz contrar se încarcă cu 111). Din aceste motive datele de intrare respectiv cele de ieșire vor fi vehiculate printr-o dublă adresare cu instrucțiunile IN port și OUT port. În cazul acestor instrucțiuni octetul al 2-lea (B2) este octetul de adresă al convertorului, datele de transmis convertorului se transferă din acumulator pe magistrala de date (DATA BUS) în ciclul 3 de mașină (M3), (v.fig.6.4 și [108], [110]).

Datele de intrare sînt introduse în registru de comandă RC al convertorului, organizat pe doi octeți B1 [RC] și B2 [RC] a căror conținut este prezentat în fig.6.5, cu două capsule IN/OUT PORT de 8 bit tip.8212, Octetul B1 se adresează $\overline{A}_1 \overline{A}_0$ iar octetul B2 cu $\overline{A}_1 \overline{A}_0$ (v.fig.6.7).

Datele de ieșire ale CAN-ului se memorează în registru de ieșire ROUT și reprezintă rezultatul conversiei precedente, așa cum reiese și din diagrama din fig.6.8. Organizarea registrului ROUT este prezentată în fig.6.6.

Pentru obținerea datelor convertorul se apelează prin instrucția IN port. Datele se obțin pe rînd, întîi octetul B1 apoi B2 ca și în cazul introducerii. Cei doi octeți de date se introduc pe rînd în acumulatorul unității centrale (v.fig.6.7.)

Diagramele de timp corespunzătoare microoperațiilor finale ale instrucțiilor IN port și OUT port vin în sprijinul sintezei

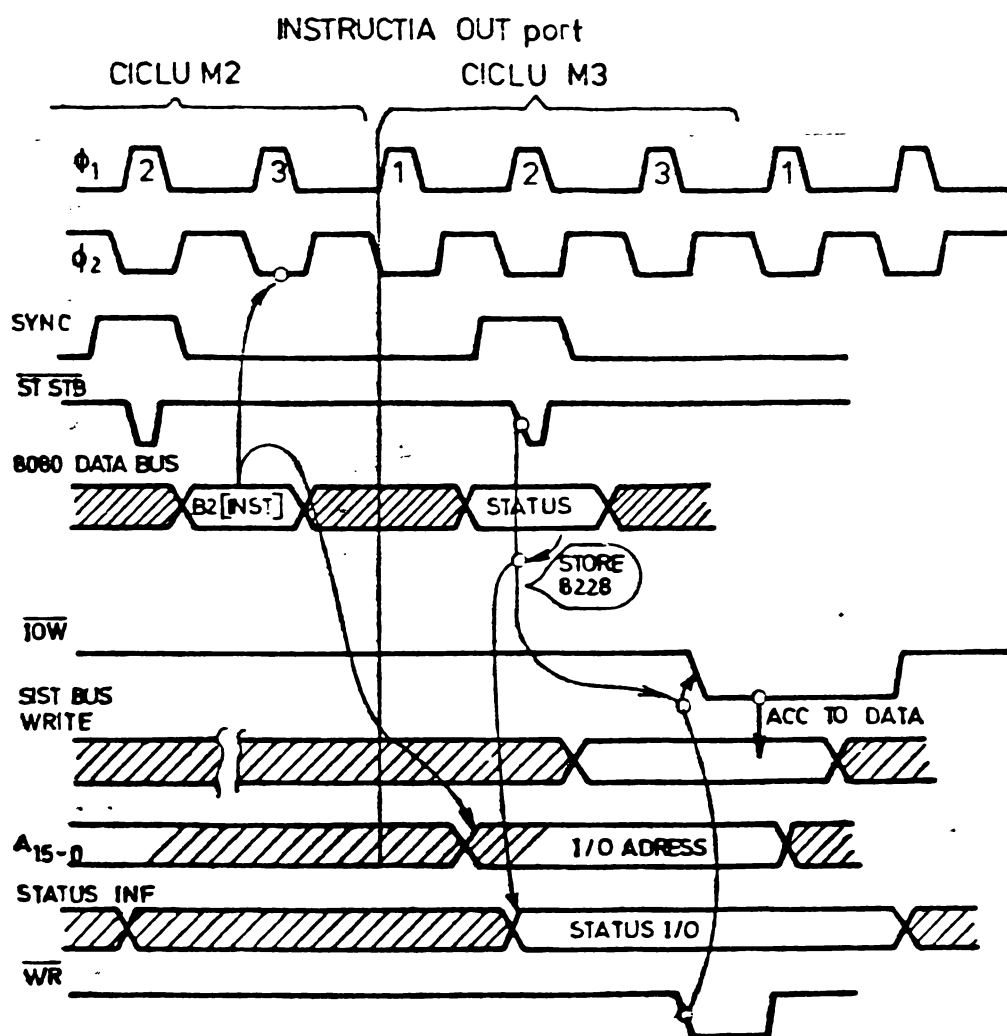


Fig.6.4.

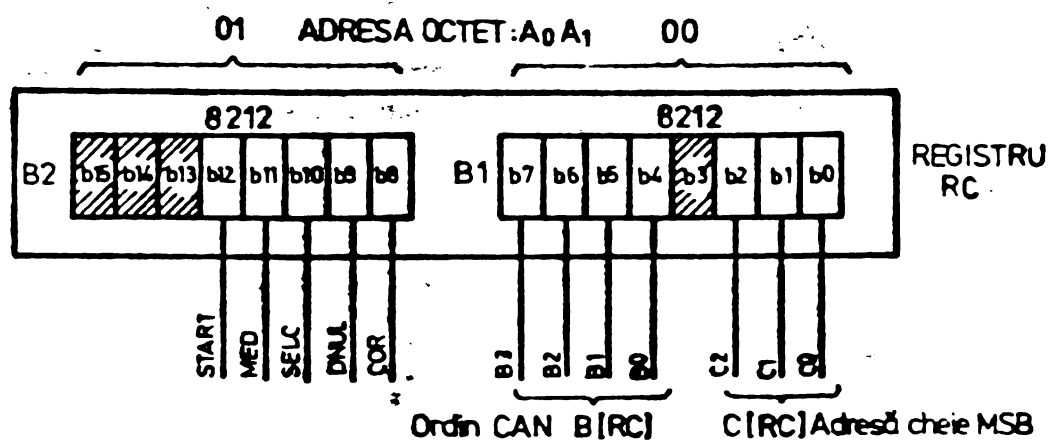


Fig.6.5.

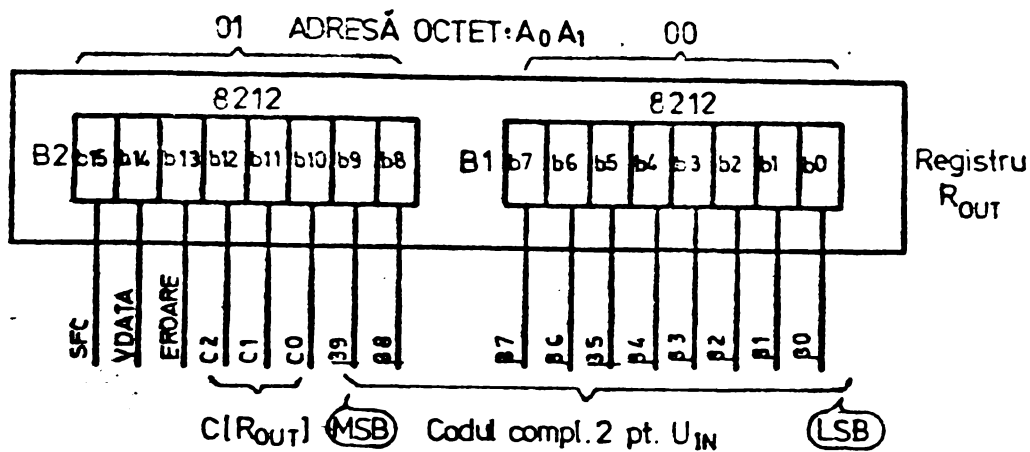


Fig.6.6.

făcute în fig.6.8 pentru interfața I/O cu sistemul μP . În partea de jos a figurii se află ilustrată succesiunea în timp a principalelor operații executate în cadrul CAN. Se observă din diagra-

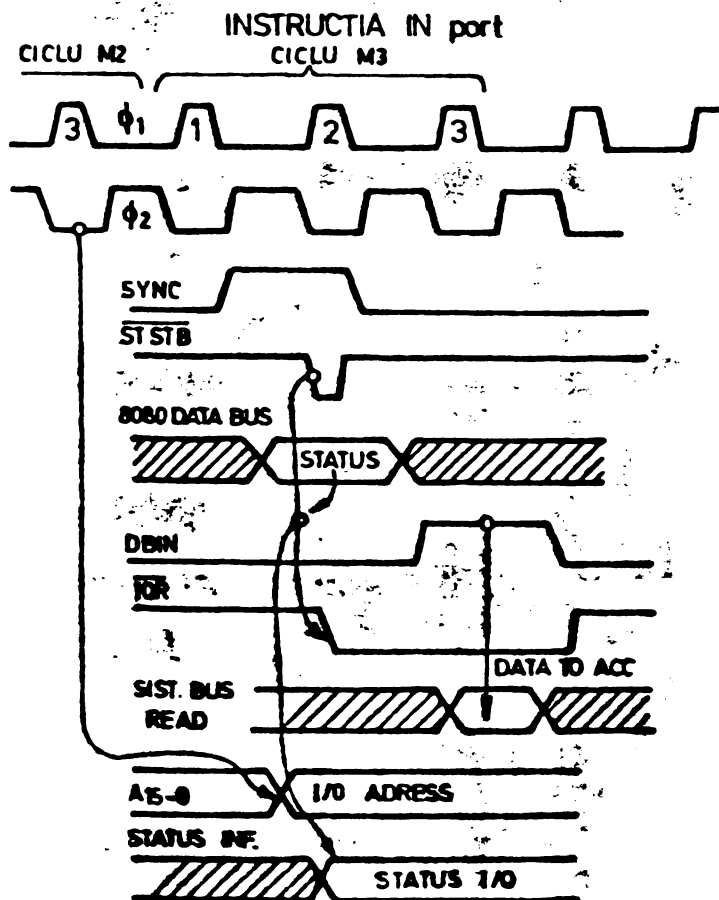


Fig.6.7.

lași tact intern al convertorului.

Totodată din fig.6.8 se observă că înscrierea unor noi date în registrul de comandă RC, nu este posibilă atita timp cât

mă că datele obținute de convertor în conversia precedentă sînt accesibile sistemului de calcul pe durata conversiei în curs de execuție cu excepția intervalului de timp cît se înscriu datele noi, intervalul ce ține un tact intern al convertorului. În acest interval semnalul $VDATA:=0$.

Durata în timp în care convertorul este ocupat cu conversia curentă este marcată prin semnalul $SFC=0$.

Semnalele SFC și VDATA urcă spre 1 în ace-

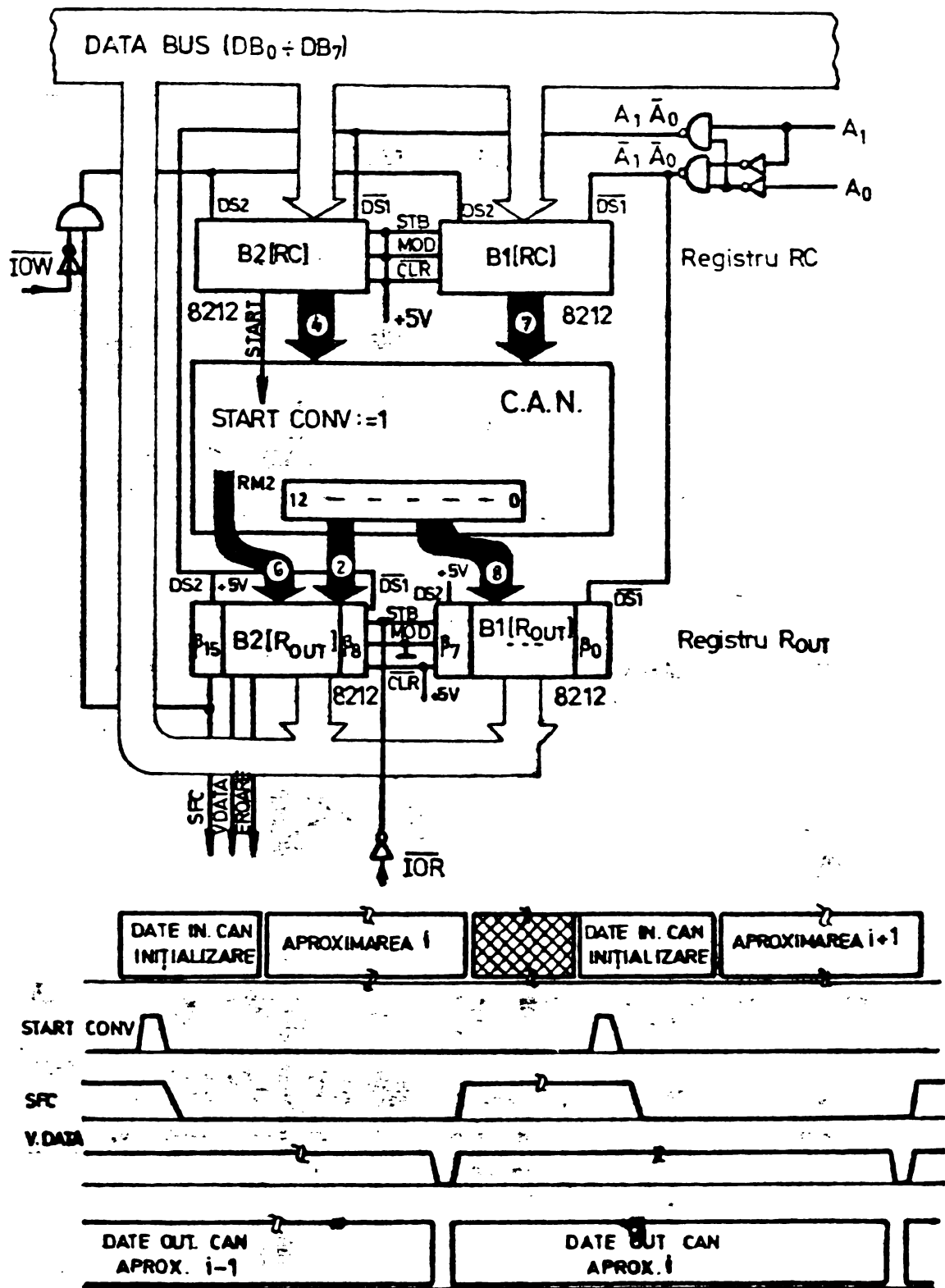


Fig.6.8.

nu este terminată conversia în curs de execuție, deci cît semnalul SFC:=1; fapt ce evită perturbarea unor eventuale cicluri repetate de conversie (spre ex. cînd MOD:=1).

6.3. Registru de aproximare succesivă R.A.S.,
programabil

Registru de aproximare succesivă realizează logica de aproximare a valorii tensiunii U_{IN} cu codul corespunzător în cod complement față de 2. R.A.S. este o dezvoltare a registru-
lui prezentat de autor în lucrările [84] și [88] în sensul unei
facilități suplimentare de operare și anume, prestabilirea nu-
mărului de biți de aproximare prin prepoziționarea circuitului
de sfârșit de aproximare CFA (fig.6.9) cu codul conținut de bi-
ții $B_3 - B_0$ (biți ce reprezintă ordinul CAN).

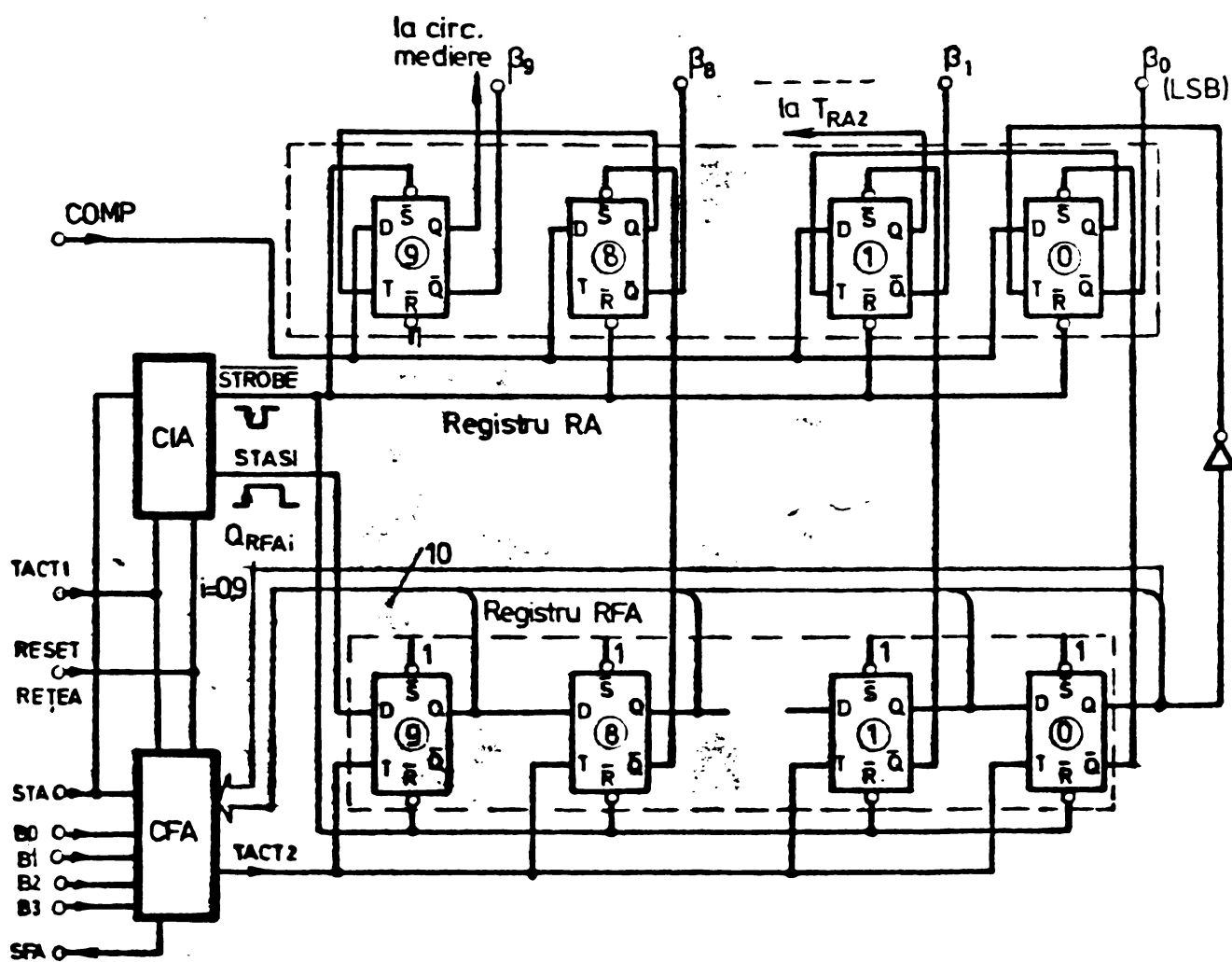


Fig.6.9.

Circuitul de inițializare a aproximării CIA fig.6.10 are
rolul de resetare a registrelor de fază aproximație RFA și a-
proximație, RA prin transferurile:

$$\text{STROBE: } \begin{cases} 0 \Rightarrow \text{RFA} \\ 1 \Rightarrow b_9 | \text{RA} | \\ 0 \Rightarrow b_8 + 0 | \text{RA} | \end{cases}$$

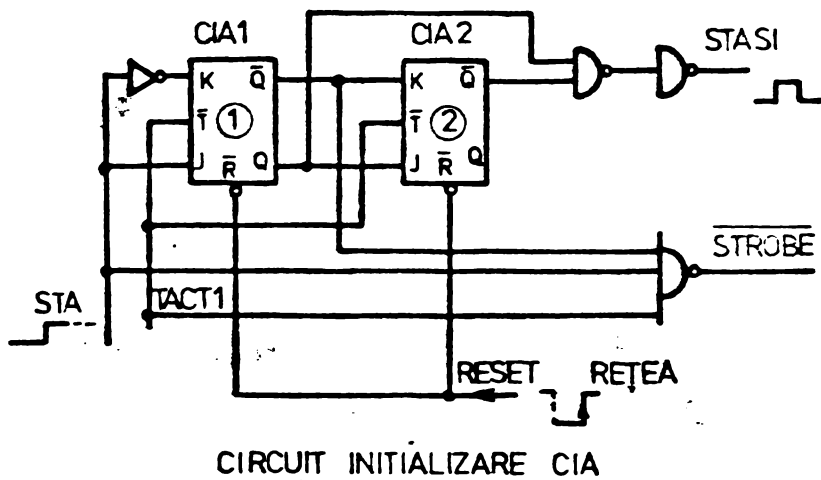


Fig.6.10.

de codul $B_3 - B_0$ prin blocarea impulsului TACT 2 în circuitul de sfârșit de aproximare, CFA, fig.6.11. Sfârșitul aproximării este indicat prin $SFA:=0$ (v.fig.6.11 și 6.13).

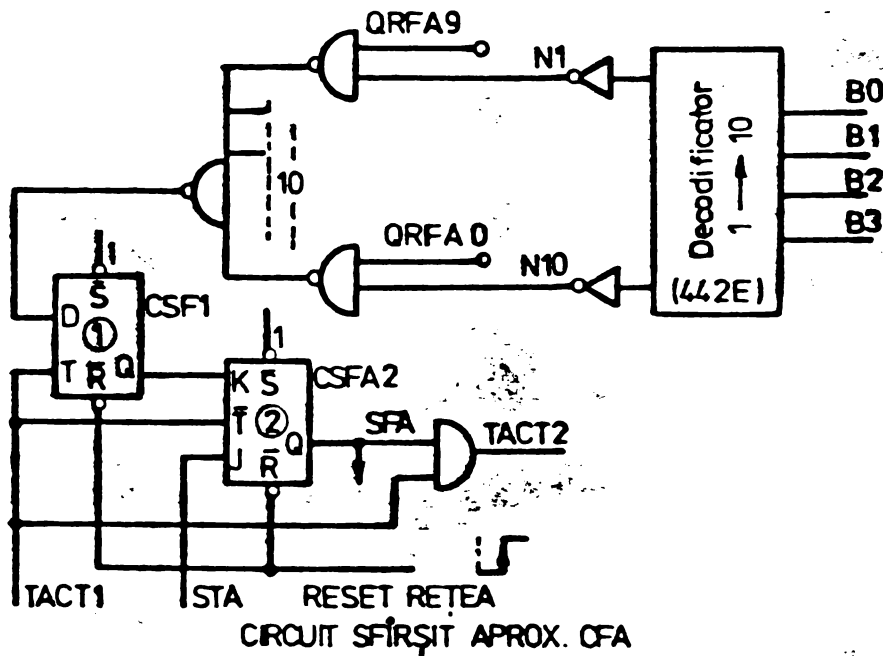


Fig.6.11.

Selecția unei chei anume (codul $C_2 - C_0$) pentru MSB sau realizarea medierii se efectuează de către circuitul de mediere (fig.6.12) cu ajutorul numărătorului de cheie N_{CH} și a unui decodificator $1 \rightarrow 8$.

Din organigramele de funcționare ale dispozitivului de comandă se disting următoarele situații pentru numărătorul N_{CH}

Señnalul start
aproximare sincron
STASI declanșat de
señnalul START CONV
(v.fig.6.12 și 6.14):
declanșează secvențele
de aproximare prin
transferul:
STASI: $1 \Rightarrow b_9 [RFA]$

Aproximarea se
sfârșește la numărul
de biți prestabilit

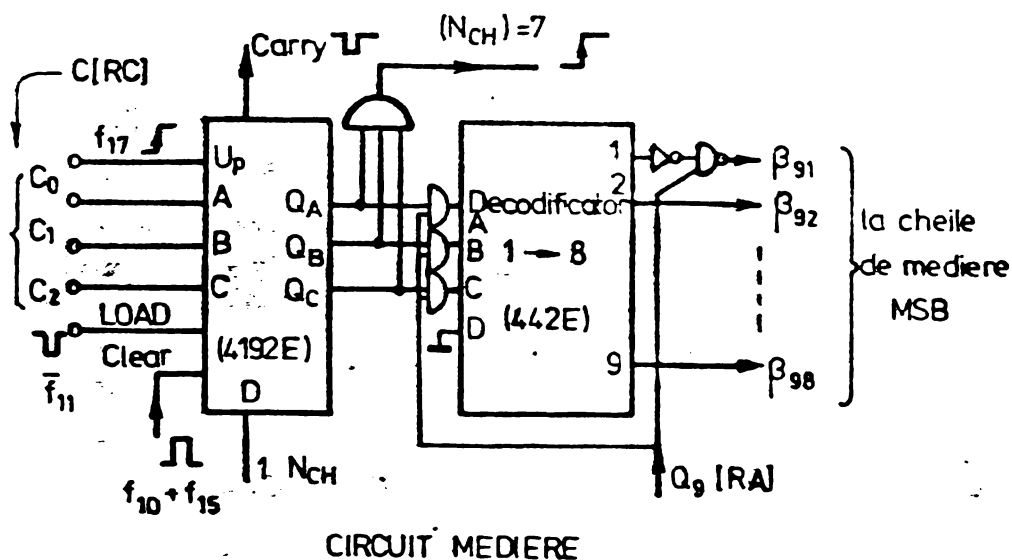


Fig.6.12.

concretizate în schema din fig.6.12:

$$(f_{15} + f_{10}): 0 \Rightarrow N_{CH}; f_{11}: (C[RC]) \Rightarrow N_{CH} \text{ și}$$

$$f_{17}: (N_{CH}) + 1 \Rightarrow N_{CH}$$

f_1 reprezintă stările sistemului local de comandă (v.fig.6.15, 6.16).

Sucesiunea fazelor de aproximare precum și modul de înscriere al rezultatului aproximării în registrul RA, este prezentată în fig.6.13.

Se remarcă că de la declanșarea aproximării pînă la stabilirea valorii bitului cel mai semnificativ (MSB) se pierde două tacte interne ale CAN adică 4 τ , fapt important de reținut, atunci cînd CAN este folosit și ca dispozitiv de eșantionare.

6.4. Sistemul local de comandă

Sistemul local de comandă este un automat secvențial sincron pe tactul intern al CAN (TACT 1) a cărui mod de funcționare (sucesiune de stări notate cu f_1) este determinat de către conținutul registrului RC.

Pentru buna înțelegere a organigramelor din fig. următoare (6.14, 15, 16) sînt prezentate mai jos "fanioanele" necesare funcționării CAN precum și rolul registrelor blocului aritmetic.

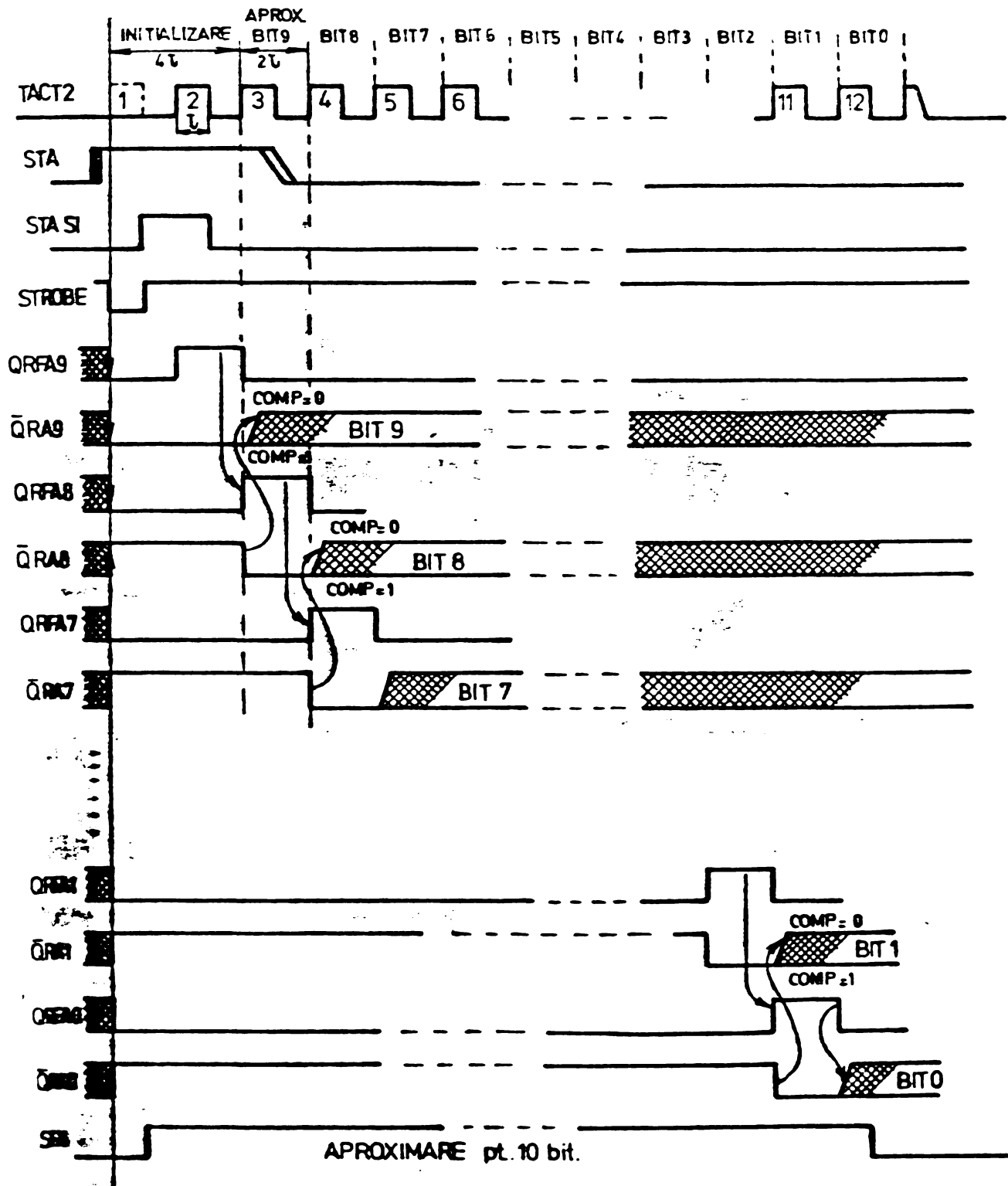


Fig.6.13.

Denumire fanion	Semnificația conținutului fanionului
$B_{START\ CONV}$	START CONV:=1 -semnifică declanșarea unui ciclu de conversie $1 \Rightarrow B_{START\ CONV}$ pe frontul pozitiv al semnalului dat de μ sistem START
B_{STA}	STA:=1 -start aproximare CAN
B_{SFA}	SFA:=0 -sfârșit aproximare
B_{NUL}	$(B_{NUL})=1$ -conectează cheia ce pune intrarea CAN la masă pentru determinarea tensiunii de decalaj
NUL	NUL=0 -semnifică execuția comenzii $(B_{NUL})=1$ de către read-releul de decalaj

Pentru înțelegerea secvențelor cu referire la blocul aritmetic al CAN vom face câteva precizări cu privire la operațiile aritmetice efectuate de către acesta. Convertorul analog numeric furnizează blocului aritmetic valoarea numerică a tensiunii de intrare în cod binar decalat (v. § 3.1, rel. (3.7), (3.8), tabel 3.2). Motivul alegerii acestui cod pentru operarea bipolară constă în realizarea lesnicioasă din punct de vedere analogic a funcțiilor CAN, în acest cod față de codul amplitudine - semn, (având în vedere aici mărimea erorilor analogice în cadrul CNA pentru unul sau celălalt din coduri), s-a adoptat acest cod, cu toate că așa cum va rezulta din comentarea organigramelor sistemului comandă, în cazul medierii s-ar obține viteze mult mai mari la operarea în codul amplitudine - semn. Oricum problemele legate de precizia CNA duc la opțiunea pentru codul binar - decalat.

Operațiile aritmetice sînt efectuate însă în codul complementat față de 2, ale cărui proprietăți strict legate de operațiile efectuate în cadrul CAN, le prezentăm succint în continuare [114].

Un număr X fracționar ($|X| < 1$) se reprezintă în codul, complementar conform cu relațiile (6.1)

$$\text{pentru } X > 0 \quad X = cx2^0 + \sum_{i=1}^{n-1} x_i \cdot 2^{-i} \quad (6.1)$$

$$\text{pentru } X < 0 \quad X = -lx2^0 + \sum_{i=1}^{n-1} \bar{x}_i \cdot 2^{-i} + 2^{-(n-1)}$$

unde bitul cel mai semnificativ MSB este 0 pentru $X > 0$ și 1 pentru $X < 0$. Codul complementar prezintă două proprietăți de interes pentru cazul nostru:

- Transformarea din binar-decalat în complementar se face simplu prin inversarea bitului de MSB (v. tabelul 3.3);

- De asemeni operația de scădere se efectuează simplu prin complementarea operandului 2 și sumarea cu operandul 1, deoarece în cod complementar numerele negative sînt reprezentate la valoarea lor reală.

Tinînd seama de egalitatea evidentă:

$$2^0 = \sum_{i=1}^{n-1} 2^{-i} + 2^{-(n-1)}$$

relația (6.1) pentru $X = 0$ devine succesiv:

$$X = - \sum_{i=1}^{n-1} 2^{-i} - 2^{-(n-1)} + \sum_{i=1}^{n-1} \bar{x}_i 2^{-i} + 2^{-(n-1)} = \sum_{i=1}^{n-1} (1 - \bar{x}_i) 2^{-i} = - \sum_{i=1}^{n-1} x_i 2^{-i} \quad (6.2)$$

ceea ce corespunde afirmației făcute anterior.

Operația de împărțire (efectuată în urma medierii; pentru cazul MED=1) se execută prin deplasarea la dreapta după regula prezentată mai jos:

Bitul de semn rămîne neschimbat, la fiecare bit deplasat la dreapta se adaugă cîte un 1 în renga următor MSB-ului (1 reprezentînd 0 dacă numărul era pozitiv).

Exemplu:

$X = 1,$	$\overline{0011}$	Simbolurile următoare au semnificația:
$X \cdot 2^{-1} = 1,$	$\overline{1001} \quad (1)$	\uparrow se introduce în locația respectivă
	\uparrow	a registrului
$X \cdot 2^{-2} = 1,$	$\overline{1100} \quad (11)$	\downarrow se elimină
	$\uparrow \quad \downarrow$	

Pentru efectuarea operațiilor de adunare, complementare, împărțire cu 2^3 (deplasarea 3 poziții binare, la dreapta) se utilizează un sumator binar cu 4 circuite 483.

Se folosesc numai 13 bit din capacitatea de 16 bit, realizată de cele 4 capsule (ultimii trei biți ai sumatorului vor fi zerouri).

Registreele utilizate în blocul aritmetic sînt:

- ① RM1 - registrul primului operand; rezultatul unei conversii se încarcă întotdeauna în el, după procedura prezentată mai sus (se ține seama că (RA) trebuie și complementat și trecut într-un registru cu capacitate mai mare decît 10 bit)

$$(f_{13}+f_{17}): \begin{cases} (b_9 [RA])=1: \begin{cases} (\overline{b_9 [RA]}) \Rightarrow b_{12} [RM1] \\ 0 \Rightarrow b_{11,10,9} [RM1] \\ (b_{8-0} [RA]) \Rightarrow b_{8-0} [RM1] \end{cases} \\ (b_9 [RA])=0: \begin{cases} (\overline{b_9 [RA]}) \Rightarrow b_{12} [RM1] \\ 1 \Rightarrow b_{11,10,9} [RM1] \\ (b_{8-0} [RA]) \Rightarrow b_{8-0} [RM1] \end{cases} \end{cases} \quad (6.3)$$

Relațiile (6.3) exprimă modul de efectuare al transferului (RA) \Rightarrow RM1 în stările f_{13} sau f_{14} din organigramele fig.6.15, 6.16.

- ② RM2 - registrul celui de al doilea operand; în RM2 se înmagazinează și rezultatul unei sume parțiale spre exemplu: $f_{19}: (RM1)+(RM2) \Rightarrow RM2$ (v.fig.6.15)
- ③ RM3 - registru de înmagazinare a valorii tensiunii de decalaj complementată în vederea efectuării operației de scădere tot printr-o sumare cu (RM2).

Operația de încărcare a registrului RM3 cu complementul $(\overline{RM2})$ se realizează utilizînd un sumator suplimentar tot cu 4 circuite 483, după cum urmează:

$$f_5: (\overline{RM2}) + 0,00 \dots 001 \Rightarrow RM3 \quad (6.4)$$

unde cu $(\overline{\quad})$ s-a notat complementul față de 1.

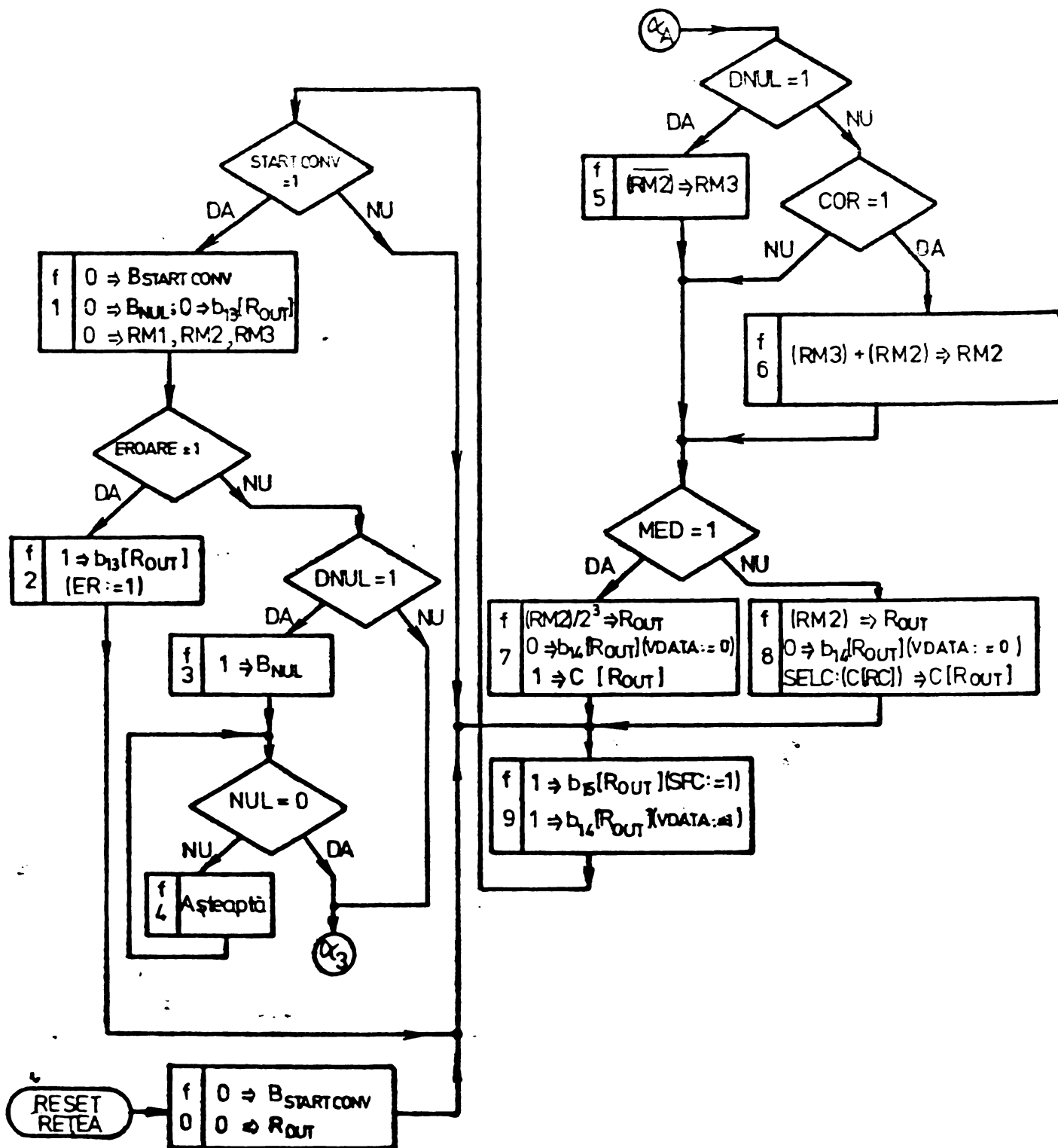


Fig.6.14.

Numărătorul de microoperații F va avea în total 20 de stări, notate cu $f_0 - f_{19}$, stări în care se execută microoperațiile explicitate simbolic în dreptunghiul alăturat fiecărei stări.

In organigrama din fig.6.14 sînt prezentate succesiunile de stări; spre exemplu:

- $f_0 \rightarrow f_1$ succesiunea de inițializare
- $f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow f_9$ succesiunea în cazul unei comenzi eronate
- $f_1 \rightarrow f_3 \rightarrow f_4$ succesiunea de inițializare a unei determinări de decalaj
- etc.

Microoperațiile de extragere $f_7 \rightarrow f_9$ sau $f_8 \rightarrow f_9$ necesită câteva lămuriri suplimentare privind execuția lor:

$$f_7: \begin{cases} (b_{12} [RML]) = 0: & \begin{cases} (b_{12} [RML]) \Rightarrow b_9 [ROUT] \\ 0 \Rightarrow b_{8,7,6} [ROUT] \end{cases} \\ (b_{12} [RML]) = 1: & \begin{cases} (b_{12} [RML]) \Rightarrow b_9 [ROUT] \\ 1 \Rightarrow b_{8,7,6} [ROUT] \end{cases} \\ (b_{11+8} [RML]) \Rightarrow b_{5+0} [ROUT] \\ 0 \Rightarrow b_{14} [ROUT] \\ 1 \Rightarrow 0 [ROUT] \end{cases} \quad (6.5)$$

Analog cu relațiile (6.5) avem relațiile (6.6) ce explicitează o extragere simplă fără împărțirea la 8.

$$f_8: \begin{cases} (b_{12} [RML]) \Rightarrow b_9 [ROUT] \\ (b_{8+0} [RML]) \Rightarrow b_{8+0} [ROUT] \\ 0 \Rightarrow b_{14} [ROUT] \end{cases} \quad (6.6)$$

$$SELC=1: (C [RC]) \Rightarrow C [ROUT]; \quad SELC=0: 0 \Rightarrow C [ROUT]$$

In fig.6.15 este prezentată organigrama operațiilor efectuate în cazul unei medieri.

Ciclurile simple de conversie fie cu celula 0 a MSB fie cu una precizată prin $(C [RC])$, sînt prezentate în fig.6.16.

Desigur că proiectarea și implementarea fizică de detaliu a sistemului de comandă nu mai prezintă interes, fiind lesne de realizat utilizînd circuite TTL standard.

In final vom preciza afirmația făcută la începutul acestui paragraf, unde spuneam că lucrînd cu CNA în codul mărime - semn putem realiza viteze mai mari pentru conversiile cu mediere. Această afirmație este adevărată dacă ne gîndim că la un

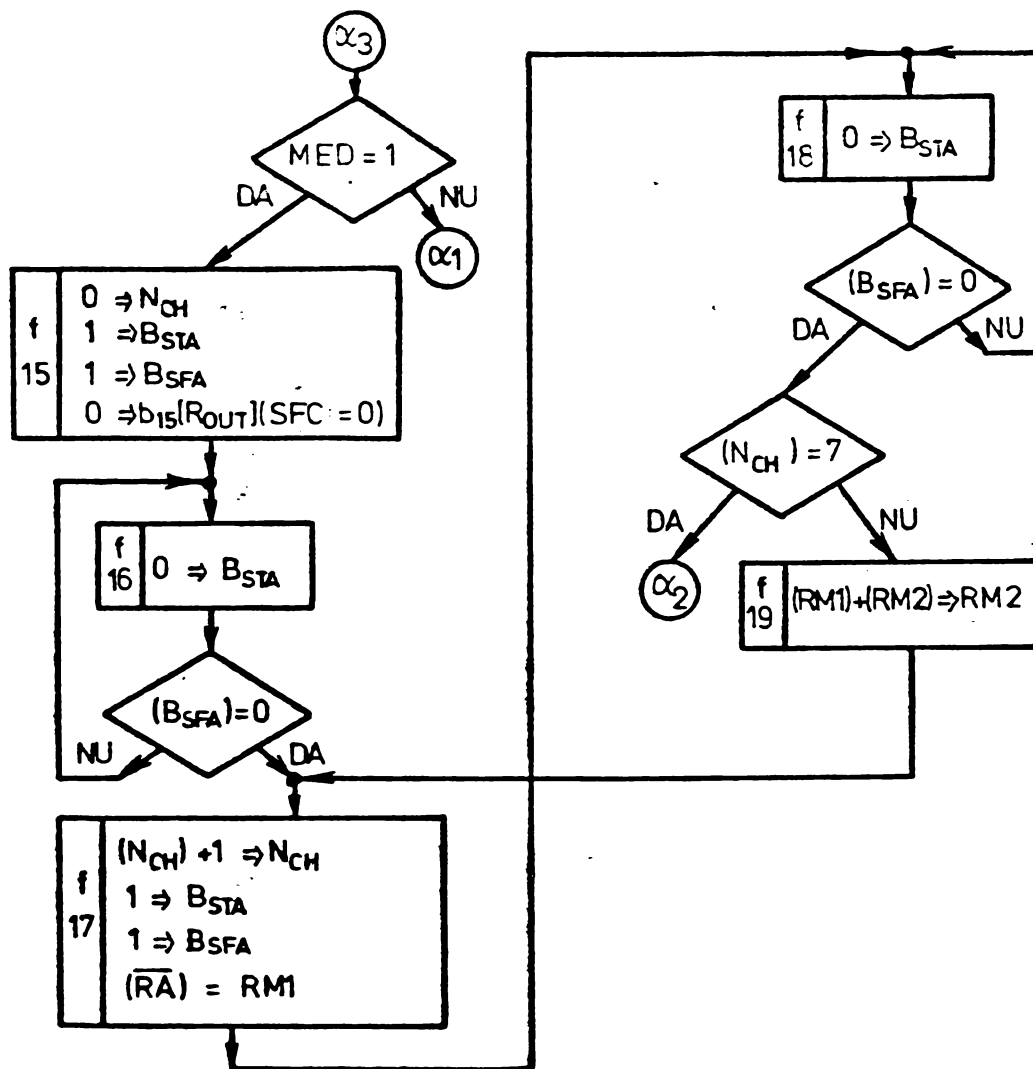


Fig.6.15.

convertor buh, de la o conversie parțială la alta, în cazul medierii topologice, nu se pot modifica decât maxim 3 biți neesențiațivi și prin urmare am avea posibilitatea să reducem duratele parțiale de conversie pentru celulele 1 - 7 ale MSB la numai 3 tacte TACT 2 memorând ceilalți biți mai semnificativi de la conversie cu celula 0 a MSB. Acest lucru nu este posibil în cazul operării în binar - decalat, deoarece la medierea unor mărimi ale lui U_{IN} , apropiate de 1 LSB codul poate varia la toți biții datorită abaterii de (2 - 4) LSB a celulelor MSB și prin urmare configurația biților cei mai semnificativi ca urmare a conversiei cu celula 0 MSB nu se mai păstrează.

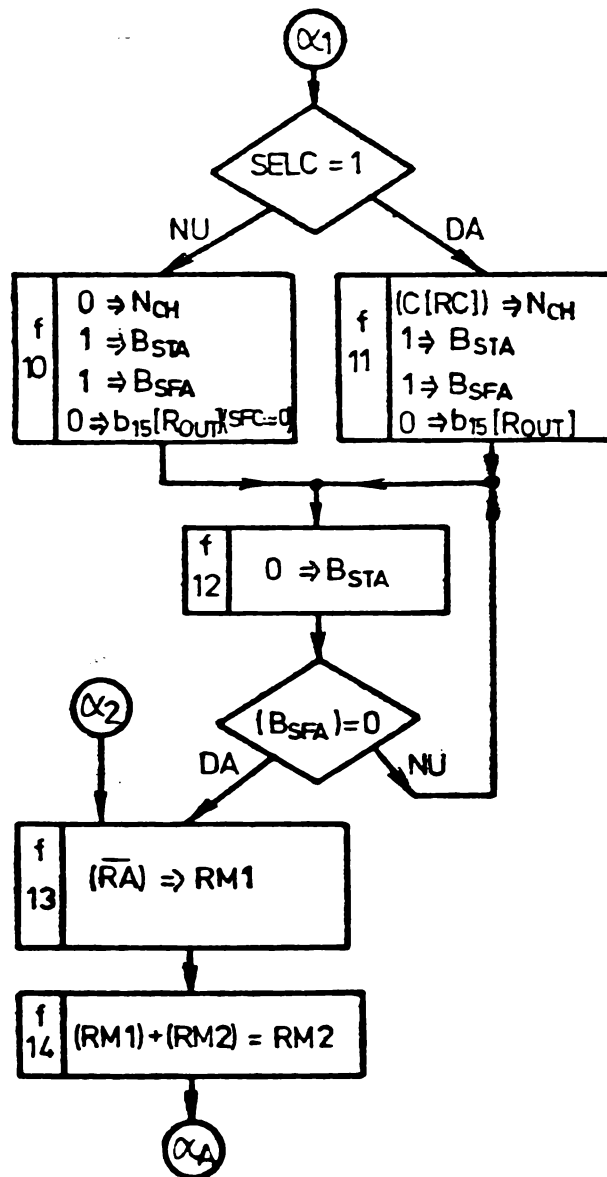


Fig.6.16.

6.5. Blocul analogic al CAN

6.5.1. Convertorul numeric-analogic (CNA)

Structura CNA aleasă spre a fi realizată practic este prezentată în capitolul 2 fig.2.7, fiind singura structură de CNA ce permite realizarea de erori mici și viteze mari de aproximare, în tehnologia discretă. Motivația acestei afirmații prezentată succint în paragraful 2.2 și susținută în lucrările elaborate de autor [84], [87], [88] și [95], constă în esență, în faptul că reprezintă singurul mod de obținere a curenților de rang riguros egali.

Două dezavantaje derivă din modul de lucru al acestei structuri, aduc^{ind} limitări atât în ceea ce privește precizia obținută cât și ca viteză de conversie; și anume:

- Funcționarea rețelei R-2R în regim termic variabil, ceea ce conduce la necesitatea utilizării de rezistoare cu coeficienți de temperatură de ordinul ppm-ului.

- Rețeaua R-2R reprezintă o linie de întârziere realizată cu n celule elementare, (n - ordinul CNA) fapt ce micșorează considerabil frecvența maximă de aproximare. Din acest motiv în general nu se mai poate exploata diferența dintre timpii de ridicare la semnal mare și semnal mic al comparatorului (din bucla CAN). La semnal mic (supraexcitație mică), deși comparatorul are tranziții rapide, întârzierea introdusă de rețeaua R-2R este maximă (este vorba de biții cei mai puțin semnificativi, LSB) și prin urmare nu pot fi folosite procedeele de accelerare a conversiei prin varierea timpilor de aproximare pe rang [95].

Acesta a fost și motivul pentru care logica de aproximare succesivă prezentată în paragrafele anterioare lucrează cu frecvență de tact constantă de la un rang la altul.

Ținând seama de cele spuse, schema de detaliu a CNA este prezentată în figurile 6.17 și 6.18. Figura 6.18 reprezentând sursa etalon și referința pentru generatoarele de curent constant $T_{g0} \div T_{g8}$; $T_{g91} \div T_{g98}$ și T_{g11} .

Problemele legate de viteza cheilor [15], [38], [83], [116 ÷ 117] de interfațare cu μP [118 - 119] sînt restrictive privind proiectarea de detaliu.

Ținând seama de literatura prezentată mai sus, precum de experiența cîștigată în realizarea unor CNA de 8 biți unipolare [96], schema prezentată în fig.6.17 reprezintă o dezvoltare a celor prezentate de autor în [84], [88] în următoarele direcții:

- optimizarea rețelei R-2R din punct de vedere al întârzierii,

- posibilitatea operării bipolare a CAN prin utilizarea generatorului de curent avînd valoarea $I_{MSB} - \frac{1}{2} I_{LSB}$ realizat cu T_{g11} și oglinda de curent $T_{o1} \div T_{o2}$,

- posibilitatea funcționării CAN cu mediere topologică simetrică 3, prin utilizarea a patru perechi de celule elemen-

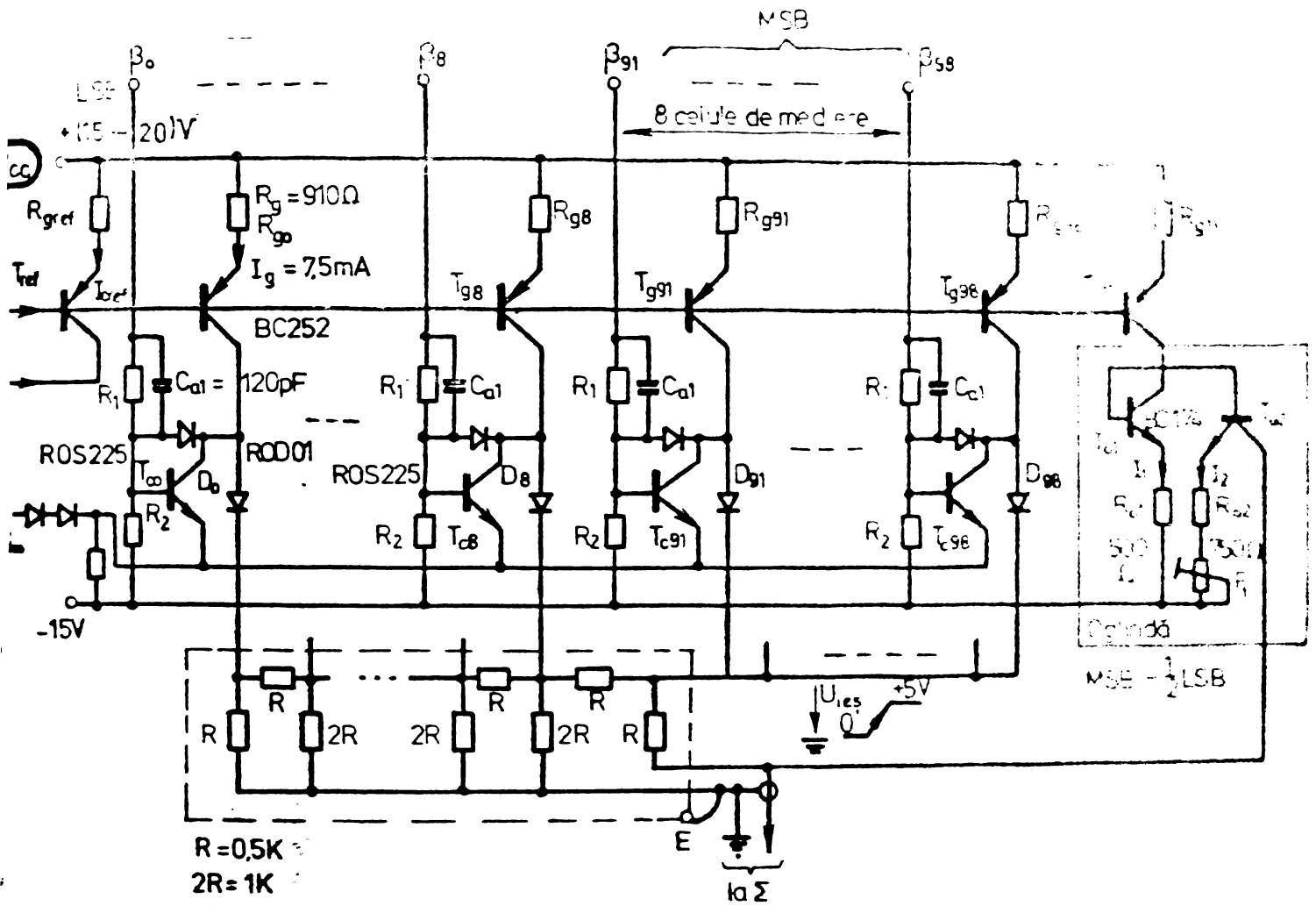


Fig.6.17.

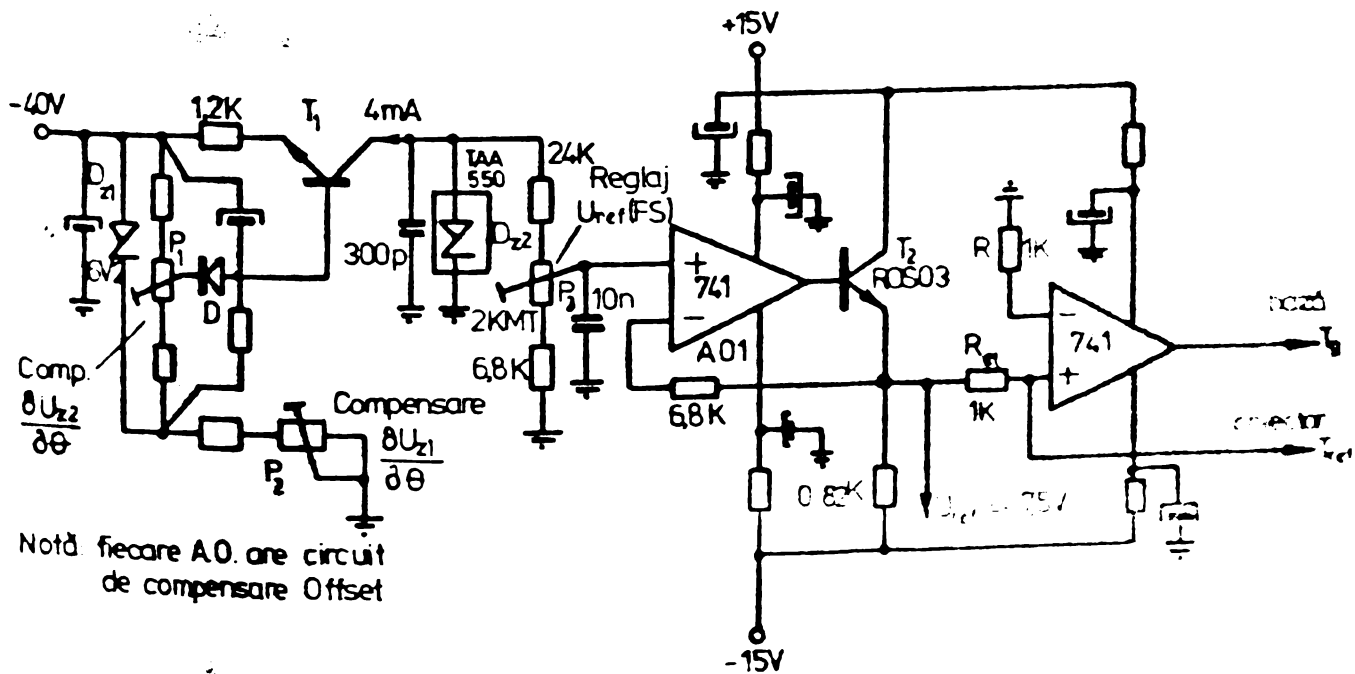


Fig.6.18.

tare, (reprezentate prin intrările de comandă $\beta_{91} - \beta_{99}$) conectate la capătul MSB al rețelei R-2R.

De asemeni analizând fig.6.17 se remarcă funcționarea generatoarelor de curent în regim termic constant prin utilizarea unor chei de curent (ex. T_{C0} , D_0 pentru LSB) fapt ce asigură viteze mari de comutare (v.cap.7).

Sursa etalon este realizată cu TAA 550; coeficientul său de temperatură fiind ajustat cu ajutorul potențiometrului P1. Sursa TAA 550 este alimentată cu generatorul de curent constant, compensat în temperatură cu ajutorul lui P2. Acordul CAN-ului se realizează pentru "capăt de scală" (FS) cu ajutorul divizorului P3 și oglinzii de curent P1 fig.6.17. Detalii asupra acordului CAN se vor da în paragraful 6.5.3.

Sursa de referință realizată cu A02 asigură flotarea în tensiune, a barei de bază a generatoarelor de c.c., utilizând tranzistorul de referință T_{ref} (v. și § 2.2).

Valorile dispozitivelor de circuit cu rol determinant în funcționarea celor două scheme, se află trecute pe figurile 6.17, 6.18; cele însă cu rol auxiliar, nu au valorile notate, deoarece nu prezintă importanță pentru problemele legate de conținutul tezei. Estimarea valorilor rezistoarelor R_{01} și R_{02} din cadrul oglinzii de decalare se bazează pe ecuația

$$\frac{I_2}{I_1} = f\left(\frac{R_{01}}{R_{02}}\right) \quad [120] :$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_{01}}{R_{02}^2 \cdot I_1} \frac{k_T}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (6.7)$$

Ecuația 6.7 pretinde sortarea tranzistoarelor după curentul rezidual I_{CS} astfel încât să putem scrie:

$$I_1 = I_{CS} e^{\frac{q}{k_T} U_{be1}} \quad \text{și} \quad I_2 = I_{CS} e^{\frac{q}{k_T} U_{be2}}$$

Rezolvând ecuația (6.7) pentru $I_1=7,5$ mA, $T=25^\circ\text{C}$ și R_{01} (100 - 1000) Ω se obține $R_{01 \text{ optim}}=500 \Omega$ din punct de vedere al erorii de realizare a raportului

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_{01}}{R_{02}}$$

Fără a mai insista în prezentarea relațiilor de calcul... vom aminti în final că pentru a realiza o eroare în obținerea curentului I_2 , mai mică de $\frac{1}{2} I_{\text{LSB}}$ se pot estima restricțiile suplimentare în sortarea tranzistoarelor T_{01} și T_{02} , și anume:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{\text{be}} = U_{\text{be}01} - U_{\text{be}02} \leq 1 \text{ mV} \\ \text{și} \\ \beta_{01,02} \geq 400 \end{array} \right. \quad (6.8)$$

Condițiile (6.8) sînt restrictive, deoarece oglinda $T_{01} - T_{02}$ acționează cu ponderea unui MSB în caracteristica CAN-ului, motiv pentru care am insistat în prezentarea condițiilor la realizarea generatorului de decalaj.

Pentru a asigura liniaritatea caracteristicii CNA de $\pm \frac{1}{2}$ LSB, rezistoarele din rețeaua R-2R se sortează după criteriul toleranțelor "economice" stabilit de autor, (v. § 4.4 relațiile (4.44) și (4.36)) care particularizate pentru $N=10$ și $\psi = \frac{1}{4}$, conduc la:

$$\varepsilon_1 < 0,0097 \% \text{ cu } \varepsilon_1 / \varepsilon_1 = 2^{i-1} \quad (6.9)$$

- s-a luat $\psi = \frac{1}{4}$ pentru a compensa și erorile introduse suplimentar de generatoarele de c.c. și cheile de comutare.

Rezistoarele generatoarelor de curent sînt sortate după un cîmp de toleranță axat pe valoarea rezistorului lui T_{ref} , după cum urmează:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{g8} \text{ cu } \varepsilon_8 = 0,05 \% \\ R_{g7} \text{ cu } \varepsilon_7 = 0,1 \% \\ R_{g6} \text{ cu } \varepsilon_6 = 0,2 \% \\ R_{g5} + R_{g0} \quad \varepsilon = 0,5 \% \end{array} \right. \quad (6.10)$$

Fără a mai insista prin detalii de calcul, utilizînd o procedură asemănătoare cu cea prezentată la generatorul de decalaj, se pot stabili condițiile de sortare pentru tranzistoarele generatoarelor de c.c., condiții prezentate mai jos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{\text{be}8} = U_{\text{be}8} - U_{\text{be ref}} < 0,2 \text{ mV} \\ \Delta U_{\text{be}7} < 0,4 \text{ mV} \\ \Delta U_{\text{be}6} < 0,8 \text{ mV} \\ \Delta U_{\text{be}5} + 0 < 1 \text{ mV} \end{array} \right. \quad (6.11)$$

și β generatoarelor de c.c. > 600.

În final vom face câteva precizări privitoare la sortarea celulelor elementare de mediere ($\beta_{91} \div \beta_{98}$) după criteriile stabilite de autor în problema medierii. În paragraful 5.6 s-a arătat (v. relația (5.79)) că utilizând procedeul de mediere topologică varianta 3-a se obține un câștig de precizie:

$$\frac{\bar{\delta}}{\delta\psi} = \frac{8}{\sqrt{12}n}$$

reprezentat în fig.5.15. Din cele prezentate în acel paragraf reținem că se poate realiza un câștig de 2 bit cu o probabilitate $P=1$ pentru cca. 5 perechi de celule mediate. Impunem ca eroarea mediei $\bar{\epsilon}$ respectiv $\bar{\delta}$ (5.78) să fie

$$\bar{\delta}_{nec} = \frac{1}{4} \Delta_{10} = \frac{1}{2^{12}}$$

pentru a compensa și erorile rangului semnificativ (MSB) din rețeaua R-2R. Va rezulta condiția de sortare a celulelor de mediere (generatoarele $\beta_{91} \div \beta_{98}$), după cum urmează:

$$\frac{\bar{\delta}_{nec}}{\delta\psi} = \frac{1}{2^2} \text{ (rel.(5.79)) cu } P \cong 1$$

$$\rightarrow \delta\psi = \bar{\delta}_{nec} \cdot 2^2 = \frac{1}{2^{10}}$$

Din condiția (5.72)

$$\delta\sigma_{teh} > \delta\psi \cdot \frac{10^3}{6} = 0,15895 \quad (6.12)$$

$\delta\sigma_{teh}$ dat de (6.12) este ușor de realizat ținând seama și de cele arătate de autor în [96] și prin urmare condițiile de sortare ($2\delta\psi = 0,001953$) vor fi mult ușurate considerând că celulele sînt realizate cu $3\sigma_{teh} = 0,0039$ (corespunzător la 8 biți).

Dacă celulele se presortează la un $3\sigma_{tehn} = 0,001953$ (corespunzător la $\frac{1}{2^9}$) alegerea celor 4 perechi este foarte simplă

deoarece se pot lua la întîmplare 4 celule la stînga și 4 la dreapta valorii $I_0 \text{ ref}$ (v.fig.6.17).

6.5.2. Comparatorul

Problema comparatorului este de cele mai multe ori centrală, pentru orice CAN. Viteza și sensibilitatea comparatoru-

lui sînt factori ce pot limita, pînă la urmă, performanțele CAN-ului. Autorul a studiat și analizat două categorii distincte de comparatoare:

- comparator hibrid; tranzistor bipolar - diodă tunel;
- comparatoare realizate pe baza unor amplificatoare operaționale rapide.

Din analiza performanțelor obținute cu aceste două categorii de comparatoare se desprind cîteva concluzii pentru cazul de față:

a) Comparatoarele hibride, tranzistor - diodă tunel se pot realiza (în condiții interne: - tranzistoare de comutație tip ICCF și diodă tunel GE 130) cu sensibilități corespunzătoare pentru CAN 6 + 8 biți și frecvențe de tact (5 + 15) MHz. Restrictivă, la această categorie de comparatoare, este instabilitatea ferestrei de comparare, instabilitate ce limitează pînă la urmă ordinul CAN (n) [10⁶].

b) Comparatoarele cu amplificatoare operaționale prezintă sensibilități net superioare celor din categoria (a), însă SR-ul (slew rate) limitează viteza acestora, deci și productivitatea CAN-ului [12].

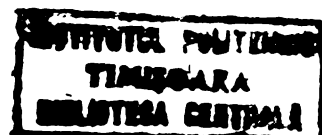
În cazul de față s-a făcut un compromis favorabil preciziei CAN, fapt ce a dus la adoptarea unei scheme de comparator cu amplificatoare operaționale fig.6.19.

Structura adaptată reprezintă o variantă îmbunătățită (din punct de vedere a performanțelor) față de cea prezentată de autor în [84] și [96]. Comparatorul conține două etaje. Primul etaj realizat cu amplificatorul de citeză ICL 8017 (INTERSIL) în configurație de sumator de curenți, asigură timpii totali de comparare < 500 ns.

Al doilea etaj este realizat cu comparatorul CLB 2711 și are rolul ca împreună cu repetorul T să asigure refacerea nivelului TTL pentru semnalul COMP (semnal ce decide înscrierea informației în registrul RA la fiecare pas de aproximare).

Tranzistoarele T₁ și T₂ realizează circuitul suplimentar pentru determinarea tensiunii de decalaj (v.cap.6.4).

În nodul de sumare al curenților Σ se aduc trei curenți, după cum se vede din fig.6.20, pentru a se putea opera bipolar.



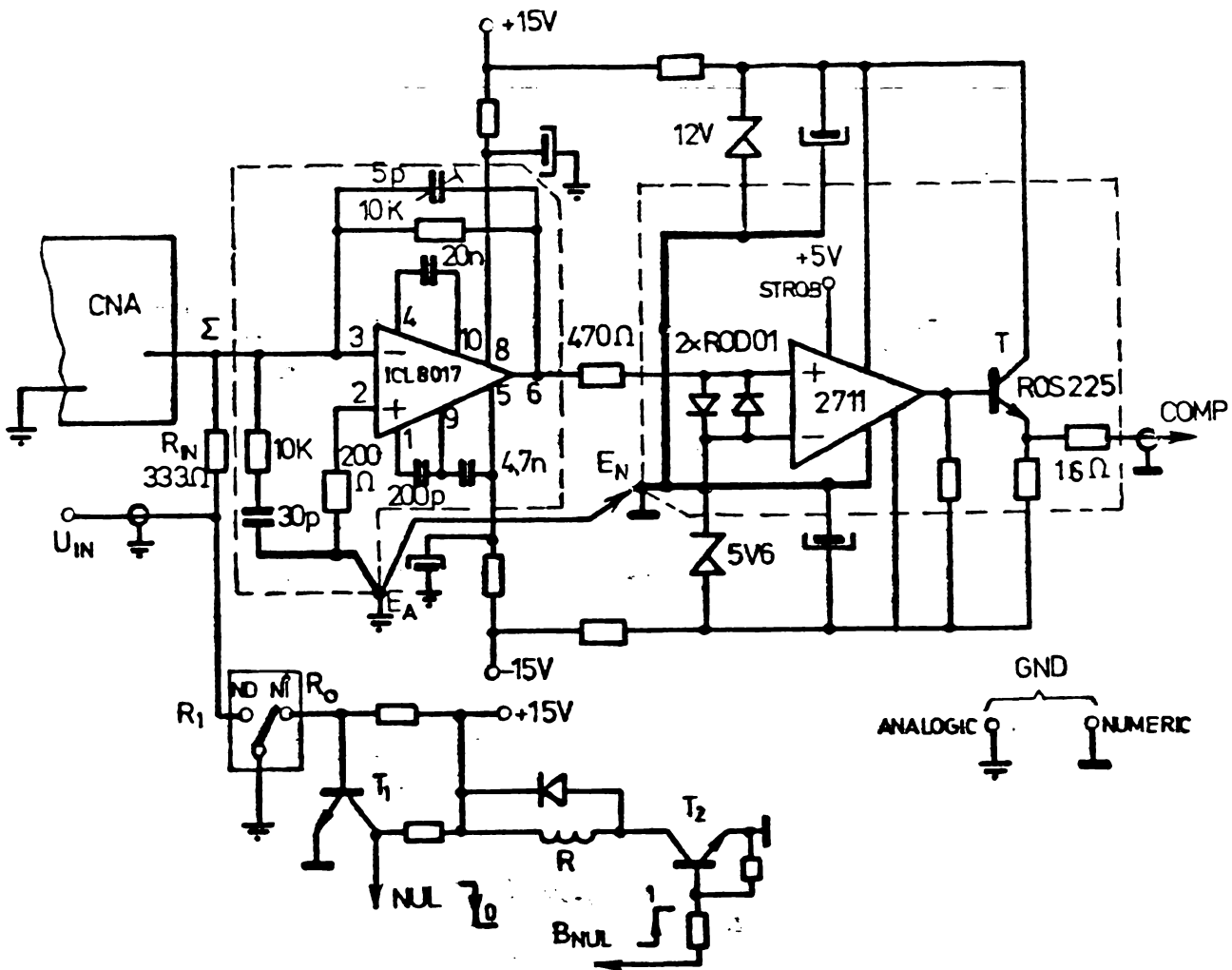


Fig.6.19.

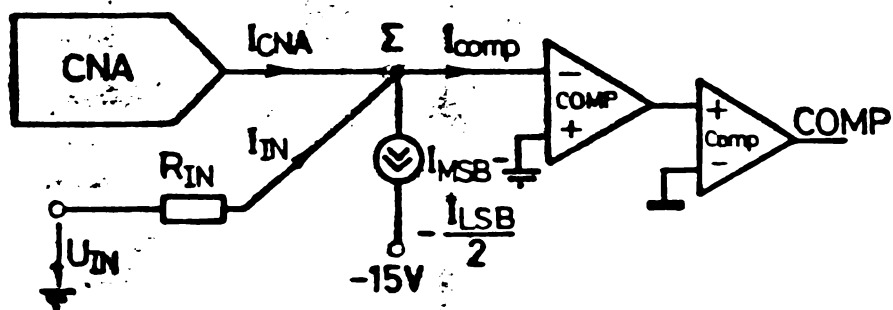


Fig.6.20.

Deoarece curentul de ieșire al CNA (I_{CNA}) intră în nodul (din considerente de realizare a CNA-ului; .c.c. și cheile de comutare) față de situația îndeobște adoptată în literatură 95 când acest curent iese din nod, vom prezenta în cele ce urmează, modul de operare în binar-decalat al CAN-ului și de determinare

a semnelor corecte de la intrarea celor două comparatoare, pentru asigurarea valorii corecte a semnalului COMP.

Compararea se face față de zero, codul introdus în RA corespunde lui $I_{COMP}=0$ (rel.(6.13)):

$$I_{COMP} = I_{CNA} + I_{IN} - (I_{MSB} - \frac{1}{2} I_{LSB}) \cdot 2 \quad (6.13)$$

Codul binar-decalat apare corect, dacă ieșirile Q ale registrului RA sînt folosite și pentru transferul informației în RMI, după cum reiese și din explicativa (6.14)

U_{IN}	I_{IN}	I_{CNA}	MSB ← COD → LSB							
			β_9	β_8	---	β_1	β_0			
$25V - \frac{\Delta}{2}$	$I_{MSB} - \frac{1}{2} I_{LSB}$	0	1	1	1	---	1	1		
0V	0	$I_{MSB} - \frac{1}{2} I_{LSB}$	1	0	---	0	0			
$-25V + \frac{\Delta}{2}$	$-I_{MSB} + \frac{1}{2} I_{LSB}$	$2I_{MSB} - I_{LSB}$	0	0	0	---	0	0		

Codul se ia de la ieșirile Q ale registrului RA

Pentru deducerea semnelor corecte pentru intrările celor două comparatoare în explicativa (6.15) se prezintă trei pași de aproximare pentru un caz particular (cod 11 ... 11), transferul executat de semnalul COMP în rangul pasului în curs și situația curenților din nodul

(6.15)

Etapa de aprox.	Codul în binar-decalat corespunzător lui U_{IN}	Valoare necesară COMP	$I_{IN} = ct.$	I_{CNA}	I_{COMP}	OBS:
1	0 1 1 1 --- 1 1	0	$I_{MSB} - \frac{1}{2} I_{LSB}$	I_{MSB}	$I_{MSB} > 0$	Rezultă corelația: $I_{COMP} > 0 \rightarrow COMP = 0$ și $I_{COMP} < 0 \rightarrow COMP = 1$
2	1 0 1 1 --- 1 1	0	$\frac{1}{2} I_{MSB}$	$\frac{1}{2} I_{MSB}$	$\frac{1}{2} I_{MSB} > 0$	
3	1 1 0 1 --- 1 1	0	$\frac{1}{4} I_{MSB}$	$\frac{1}{4} I_{MSB}$	$\frac{1}{4} I_{MSB} > 0$	

Corespunzător cu (6.15) se deduc semnele pentru intrări ca pe fig.6.20.

6.5.3. Aspecte referitoare la acordul CAN

Liniaritatea integrală reprezintă parametrul esențial ce caracterizează funcția de transfer a unui convertor A/N [33], [69], [80], [82], [94]. CAN va prezenta o eroare de liniaritate integrală $\varepsilon(x)$ față de caracteristica de transfer liniară (rel. (6.16) după cum urmează:

$$y = ax + b + \varepsilon(x) \quad (6.16)$$

unde y este mărimea de ieșire a CAN iar x cea de intrare; constantele "a" și "b" depind de modul cum se construiește caracteristica ideală a CAN. Astfel că, după modul în care se stabilesc constantele a și b , dreapta $y=ax+b$ față de care se stabilește eroarea de liniaritate, poate fi:

a) "dreapta optimă", atunci când abaterile maxime, pozitive și negative ale caracteristicii CAN-ului $y=f(x)$, față de aceasta, sînt egale.

b) "dreapta de calibrare", atunci când $y=ax+b$ intersectează dependentă $y=f(x)$, în două puncte.

Autorul aduce, în acest caz, contribuții originale privitoare la două aspecte; contribuții prezentate în lucrarea [85], și anume:

- justificarea teoretică a acordării CAN în punctele $x=0$ și $x=0,7$ FS;

- acordarea CAN în trei puncte printr-o corecție ulterioară pentru al treilea punct (corecție "soft").

Acordul inițial al CAN-ului, în două puncte

Așa cum se prezintă în literatură (spre ex. [17]) și analizînd rezultatele experimentale efectuate de autor în [96], caracteristica de transfer a unui CAN "bun" prezintă următoarele caracteristici:

- erorile diferențiale de liniaritate sînt mari în jurul codului minim (ne referim la codul pentru care ieșirea analogică a CAN în cazul nostru, este nulă);

- caracteristica $f(x)$ este în general concavă [17], [46,47], [50];

- în apropierea codului maxim (+M) erorile sînt în general minime.

În continuare vom înțelege prin cod maxim (+M) codul pentru care mărimea I_{CNA} este maximă, iar prin cod minim (-M), codul corespunzător pentru $I_{CNA}=0$ (pentru a generaliza ușor rezultatele și la modul obișnuit de operare bipolară).

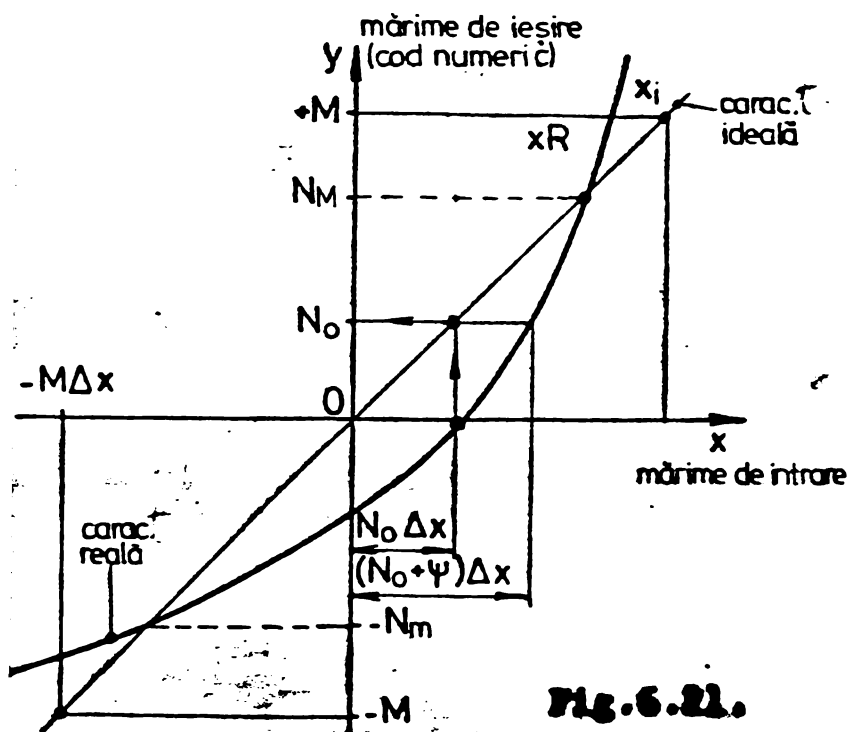


Fig. 6.21.

Pentru modul de operare al CNA (din paragraful 6.5.1) rezultatele expuse în continuare vor fi valabile considerînd că abscisa (fig.6.21) are la stînga $x < 0$.

S-au notat:

- x - variabila analogică de intrare,
- y - variabila numerică de ieșire,
- Δx - cuanta CAN, raportată la intrare

-M, +M - capetele de scală (FS) pentru mărimea y.

În conformitate cu cele expuse anterior, vom considera caracteristica de transfer a CAN, o curbă de gradul doi, de forma:

$$x_R = Ay^2 + By + C \quad (6.16)$$

iar cea ideală:

$$x_I = \Delta x \cdot y \quad (6.17)$$

Abaterrea maximă $\bar{\epsilon}_d = x_R - x_I$ va corespunde unui cod N_0 , astfel că putem scrie:

$$\epsilon_d(N_0) = \psi \Delta x \quad (6.18)$$

unde $\psi_{\max} = \pm 1$

Problema principală, pusă în continuare, este de a acorda corect CAN-ul, adică de a aproxima cît mai bine dreapta x_I cu curba x_R , și prin urmare de a găsi două puncte N_M și N_{-M} , pentru care $\epsilon_d(N_M) = \epsilon_d(-N_M) = 0$ astfel încît abaterrea maximă $\epsilon_d(N_0)$ să satisfacă inegalitatea:

$$\varepsilon_d(N_0) \leq \Delta x \quad (6.19)$$

CAN odată construit, prin măsurători directe asupra sa putem afla mărimile N_M , $-N_m$ precum și N_0 , cu care putem identifica caracteristica (6.16), determinînd A, B și C după cum urmează:

$$\begin{cases} x_R(N_M) = N_M \Delta x \\ x_R(-N_m) = -N_m \Delta x \\ x_R(N_0) = N_0 \Delta x + \psi \Delta x \end{cases} \quad (6.20)$$

Inlocuind (6.16) în (6.20) se obține sistemul:

$$\begin{cases} AN_M^2 + BN_M + C = N_M \Delta x \\ AN_m^2 - BN_m + C = -N_m \Delta x \\ AN_0^2 + BN_0 + C = (N_0 + \psi) \Delta x \end{cases} \quad (6.21)$$

Soluția sistemului este dată de (6.22):

$$\begin{cases} A = -\Delta x \frac{N_M + N_m}{(N_m + N_0)a} \psi \\ B = \Delta x \left(1 + \frac{N_M - N_m}{a} \psi\right) \\ C = \Delta x N_M \cdot N_m \frac{N_M + N_m}{(N_m + N_0)a} \psi \end{cases} \quad (6.22)$$

cu: $a = N_M^2 + N_M(N_m - N_0) - N_m N_0$

Eroarea diferențială de liniaritate va fi:

$$\varepsilon_d = x_R - x_1 = Ay^2 + (B - \Delta x)y + C \quad (6.23)$$

Prin urmare, rădăcinile ecuației $\varepsilon_d = 0$ vor fi $-N_m$ și N_M , și impunînd funcției $\varepsilon_d(y)$ să aibe un extrem în N_0 , obținem succesiv:

$$\frac{\partial \varepsilon_d}{\partial y} = 2Ay + B - \Delta x = 0 \quad \rightarrow \quad N_0 = \frac{\Delta x - B}{2A} \quad (6.24)$$

Observînd că $-N_m$ și N_M sînt rădăcinile ecuației (6.23) $\varepsilon_d = 0$, vom avea:

$$\begin{cases} N_M - N_m = \frac{\Delta x - B}{A} \\ -N_M \cdot N_m = \frac{C}{A} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad N_0 = \frac{N_M - N_m}{2} \quad (6.25)$$

Cu (6.25) valorile coeficienților A, B și C devin:

$$\left\{ \begin{array}{l} A = -4 \Delta x \frac{\psi}{(N_M + N_m)^2} \\ B = \Delta x \left(1 + 4 \psi \frac{N_M - N_m}{(N_M + N_m)^2} \right) \\ C = 4 \Delta x \frac{N_M \cdot N_m}{(N_M + N_m)^2} \psi \end{array} \right. \quad (6.26)$$

Sistemul (6.26) reprezintă noile valori ale coeficienților A, B și C pentru caracteristica acordată în $-N_m$ și N_M , pentru care eroarea $\varepsilon_d(y)$ devine:

$$\varepsilon_d(y) = 4 \Delta x \psi \frac{-y^2 + (N_M - N_m)y + N_M \cdot N_m}{(N_M + N_m)^2} \quad (6.27)$$

Primul punct de acord va fi $-N_m = -M$ din considerentele enunțate la începutul paragrafului. Pentru a determina zona în care va fi cuprins al doilea punct de acord N_M , vom pune condiția ca pentru codul M, $\varepsilon_d < \Delta x$ și deci vom avea succesiv:

$$\begin{aligned} - \psi \Delta x &\leq \varepsilon_d(M) < 0 \\ - \psi \Delta x &\leq \frac{4 \psi \Delta x}{(N_M + N_m)^2} (-M^2 + (N_M - M)M + N_M \cdot M) < 0 \end{aligned}$$

pentru $\psi > 0$, $\varepsilon_d < 0 \rightarrow 2M(M - N_M) < 0 \rightarrow N_M < M$

și deci:

$$\frac{M(M - N_M)}{(M + N_M)^2} \geq \frac{1}{8} \quad (6.28)$$

Răzolvînd (6.28) obținem: $N_{M1,2} = -5M \pm 5,6M$ din care reținem soluția:

$$N_M = 0,65 M \quad \text{pentru } \psi = 1 \quad (6.29)$$

Analog, punînd condiția $|\varepsilon_d(M)| \leq \frac{1}{2} \psi \Delta x$ vom obține soluția:

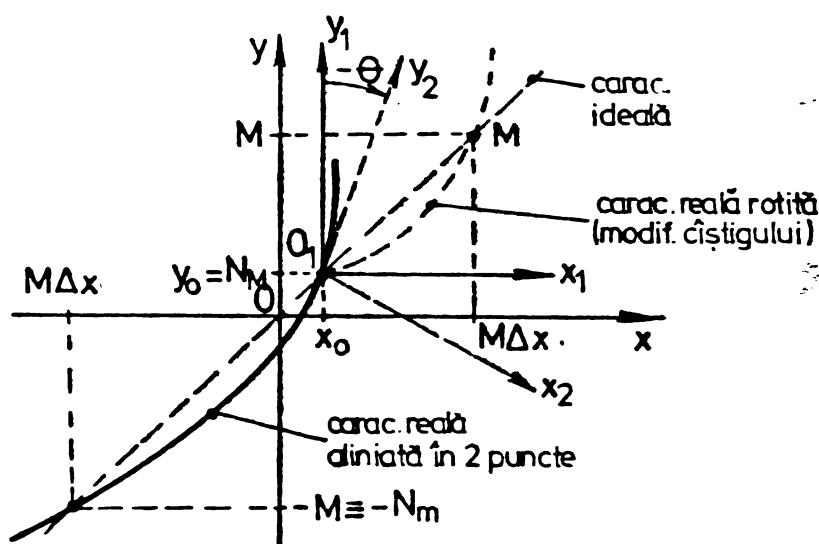
$$N_M = 0,79 M \quad (6.30)$$

Situația (6.30) justifică obișnuința constructorilor de a acorda convertorul la 0,75 FS.

Acordul CAN în trei puncte

Presupunând caracteristica CAN aliniată în punctele $-M$ și N_M după cele prezentate anterior, aplicăm o corecție de câștig (prin soft, rotind axele de coordonate) pentru a reduce erorile de neliniaritate la mai puțin de Δx pentru FS.

Pentru determinarea unghiului de rotire al axelor vom impune următoarea ipoteză:



- $N_M = 0,65 M$; $-N_m = -M$
- rotim arcul de parabolă cu unghiul θ în jurul punctului N_M pînă ce $\varepsilon_d(M) = 0$, deci caracteristica va trece prin M , fig. 6.22.

Funcția ce descrie caracteristica reală va fi: (pentru acord în $-N_M$ și N_M)

Fig. 6.22)

$$x_R = 4 \Delta x \frac{\psi}{(N_M - N_m)^2} \left[-y^2 + (N_M - N_m + \frac{(N + N_m)^2}{4}) y + N_M \cdot N_m \right] \quad (6.31)$$

Translatînd sistemul de coordonate XOY cu vectorul OO_1 , coordonatele unui punct în sistemul $X_1O_1Y_1$ vor fi date de relația:

$$\begin{cases} x = x_1 + N_M \Delta x \\ y = y_1 + N_M \end{cases}$$

și rescriind ecuația (6.31):

$$x_1 = - \frac{4 \Delta x \psi}{(N_M + M)^2} y_1^2 + \Delta x \left[1 - \frac{4 \psi}{N_M + M} \right] \cdot y_1 \quad (6.32)$$

În continuare efectuăm rotația sistemului $x_1O_1y_1$ cu - conform cu relațiile:

$$\begin{cases} x_1 = x_2 \cos \theta + y_2 \sin \theta \\ y_1 = -x_2 \sin \theta + y_2 \cos \theta \end{cases} \quad (6.33)$$

Relația (6.32) devenind:

$$x_2 \cos \theta + y_2 \sin \theta = - \frac{4 \Delta x \psi}{(N_M + M)^2} (-x_2 \sin \theta + y_2 \cos \theta)^2 +$$

$$+ \Delta x \left(1 - \frac{4 \psi}{N_M + M}\right) (-x_2 \sin \theta + y_2 \cos \theta) \quad (6.34)$$

Pentru care impunem condiția să treacă prin punctul de coordonate : $(M \cdot \Delta x, M)$

$$(1 + \Delta x^2) \sin \theta = - \frac{4 \Delta x \psi}{(N_M + M)^2} (-\Delta x \sin \theta + \cos \theta) \left[M(-\Delta x \sin \theta + \cos \theta) + \right.$$

$$\left. + M + N_M \right] \quad (6.35)$$

Neglijînd Δx^2 și $\Delta x \sin \theta$, (6.35) devine:

$$\sin \theta \cong - \frac{4 \Delta x \psi}{(N_M + M)^2} \cos \theta (M \cos \theta + M + N_M)$$

$$\text{și } \operatorname{tg} \theta \cong - \frac{4 \Delta x \psi}{(N_M + M)^2} (2M + N_M) \quad (6.36)$$

Relația (6.36) particularizată pentru cazul nostru (convertor de 10 biți); devine:

$$M = 1024 \quad N_M = 0,65 \cdot 1024 = 665,6 \quad \psi = 1$$

Si considerînd caracteristica ideală, bisectoarea sistemului xoy

$$\operatorname{tg} \theta \cong -3,8022 \cdot 10^{-3} \quad (6.37)$$

Conform cu (6.37) la codul maxim prezentat de CAN, pentru cazul nostru trebuie să aplicăm o corecție de $\cong -1,36$ bit, și prin urmare între $0,87 + 5M = 898,5$ și $M = 1024$ putem aplica o corecție prin "soft" de -1 bit față de codul prezentat la ieșire de către CAN. Această corecție devine operabilă numai dacă prin acordarea în două puncte a CAN ($-M$ și $0,79M$) nu se poate asigura liniaritatea de $\pm \frac{1}{2}$ LSB pe toată gama convertorului, fapt ce va ieși în evidență numai după experimentarea CAN-ului.

CAPITOLUL 7

CONCLUZII

7.1. Rezultate experimentale

Convertorul analog-numeric a fost realizat pornind de la experiența acumulată cu ocazia experimentărilor făcute asupra convertorului de 8 bit prezentat de autor în [84] și realizat în cadrul unor contracte [96].

Convertorul numeric-analogic (CNA) are o structură asemănătoare cu cel prezentat în cap.6. Registrul de aproximare succesivă RAS este însă neprogramabil, CAN-ul executând conversii simple prin aproximare succesivă doar pentru semnale unipolare, în domeniul (0 - 5) V.

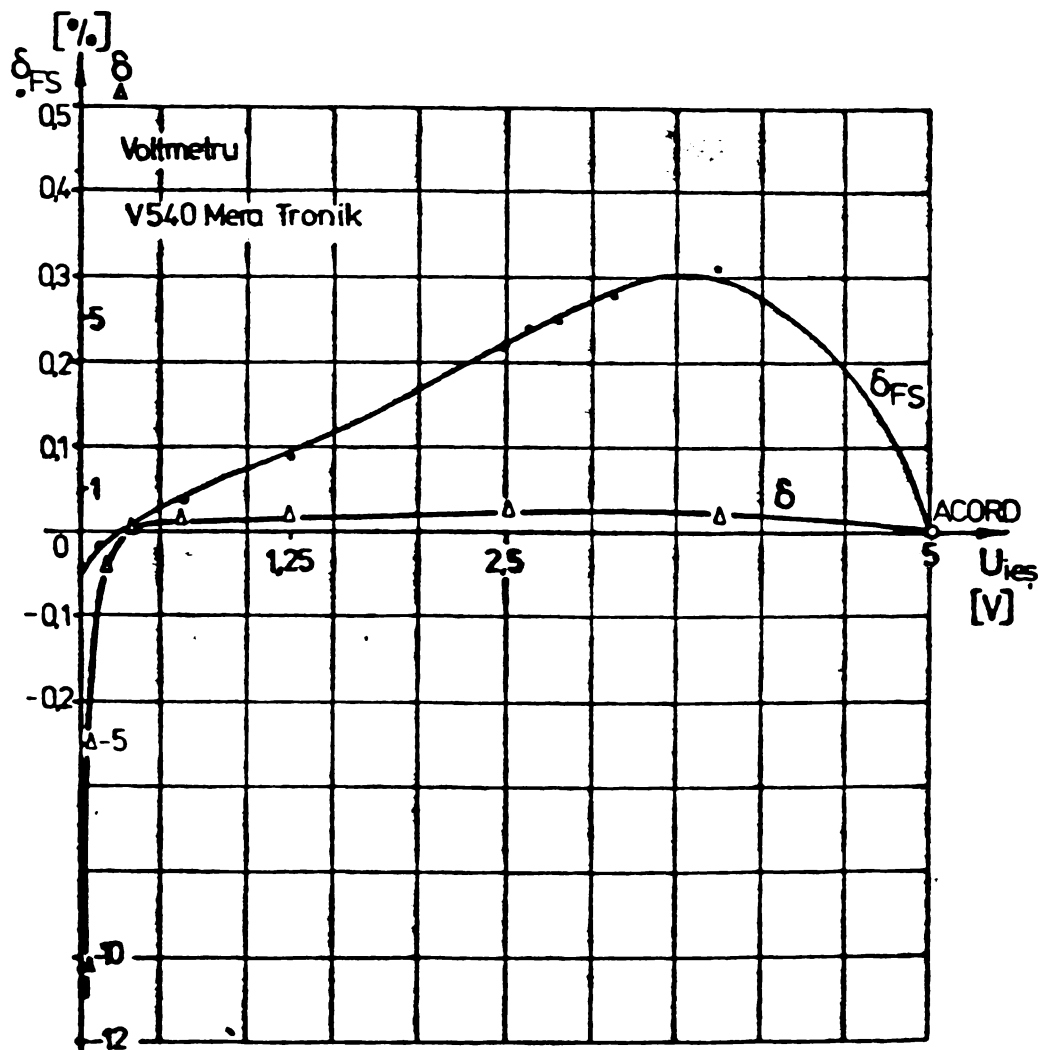


Fig.7.1.

Măsurătorile făcute asupra CNA-ului au condus la curbele de erori ($\delta_{FS} [\%] = \frac{U_{ies} - U_{iD}}{5^v} \cdot 100$ și $\delta [\%] = \frac{U_{ies} - U_{iD}}{U_{iD}} \cdot 100$) din fig.7.1.

Erorile ridicate în fig.7.1 au fost obținute la un acord al CNA-ului la cap de scală pentru a observa alura funcției de transfer prezentată în fig.7.2.

Curbele din fig.7.1 conduc la următoarele concluzii:

- Acordând corect CNA-ul la (0,75 - 0,79) FS se pot obține erori raportate la FS, δ_{FS} 0,2%, și prin urmare se justifică afirmația că pînă la 9 bit putem construi cu componente din țară, CNA-uri "adevărate" (cap.6) și deci este necesar să mediem numai bitul al 10-lea.

- Caracteristica de transfer a CNA este aproximativ de gradul doi, ceea ce justifică acordul la 0,75 FS.

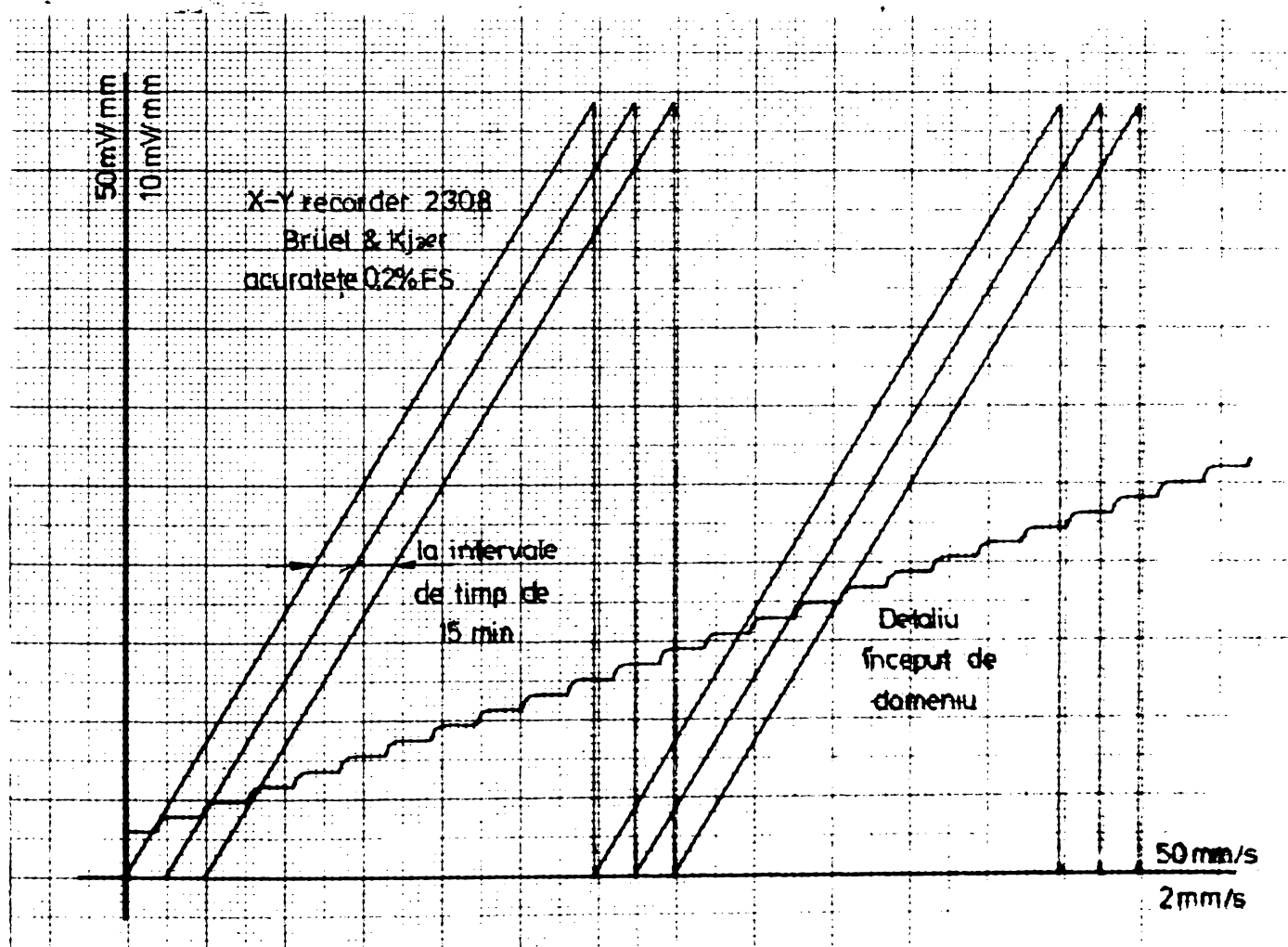


Fig.7.2.

Fig.7.2 prezentând atât un detaliu din jurul codului minim cât și repetabilitatea în timp a caracteristicii de trans-

fer, probează justetea alegerii structurii de CNA, în tehnologie discretă, adoptate în cap.6.

De asemenea, fig.7.1 și 7.2 dovedesc valabilitatea criteriului "erorilor economice" pentru sortarea rezistoarelor din rețeaua R-2R, criteriu dedus în paragraful 4.4.

În figurile următoare sînt prezentate cele două plăci ale CAN-ului de 8 bit, fig.7.3 reprezentînd CNA-ul, sursa de referință și comparatorul, iar fig.7.4 registrul RAS.

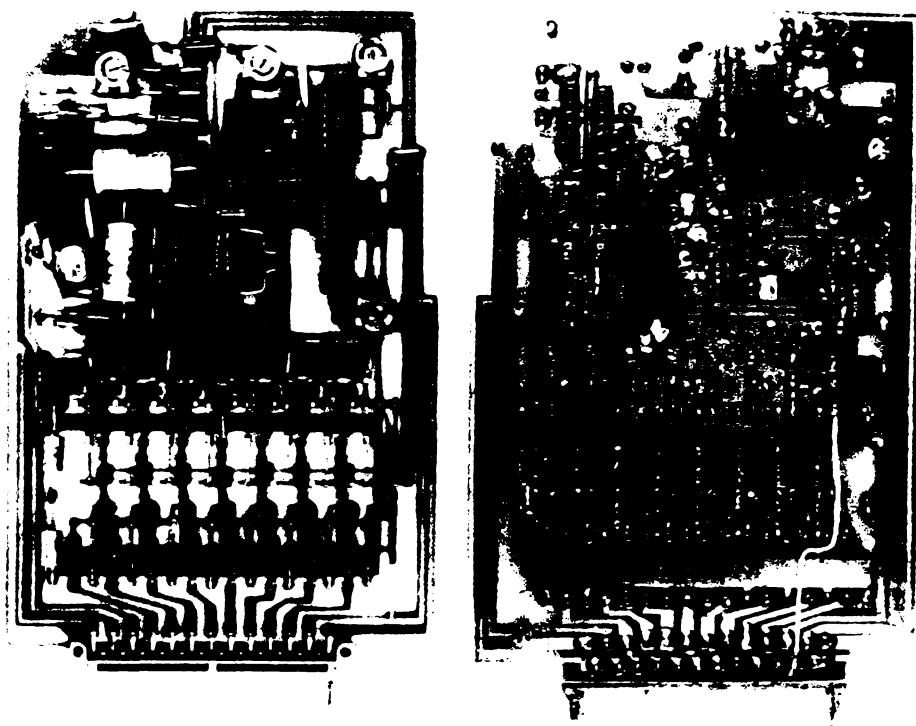
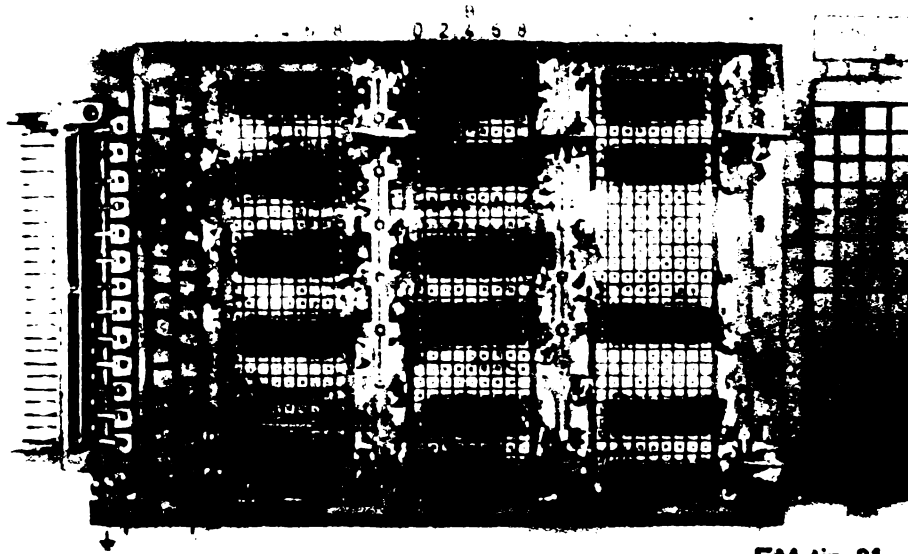


Fig.7.3.

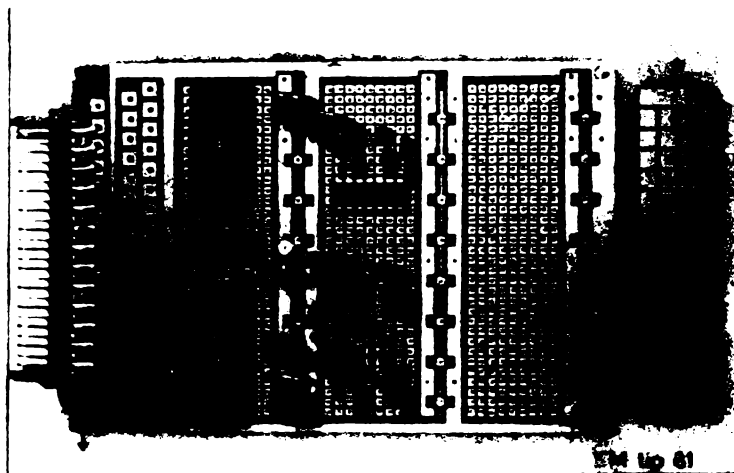
CAN cu mediere topologică a cărui scheme și organigrame de funcționare au fost prezentate în cap.7 are partea numerică implementată cu circuite TTL standard după cum se observă în fig.7.5, fig.7.6 și fig.7.7.

CNA a fost realizat pe două plăci (fig.7.8); rețeaua R-2R, cheile de curent și generatoarele de c.c. pe o placă, pe cealaltă, sursa de referință, comparatorul și circuitul de comandă și afișare a determinării tensiunii de decalaj.



EM tip 81

Fig.7.4.



EM tip 81

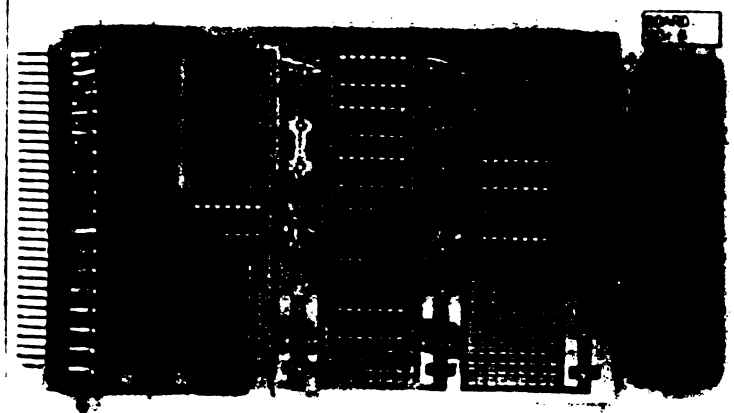
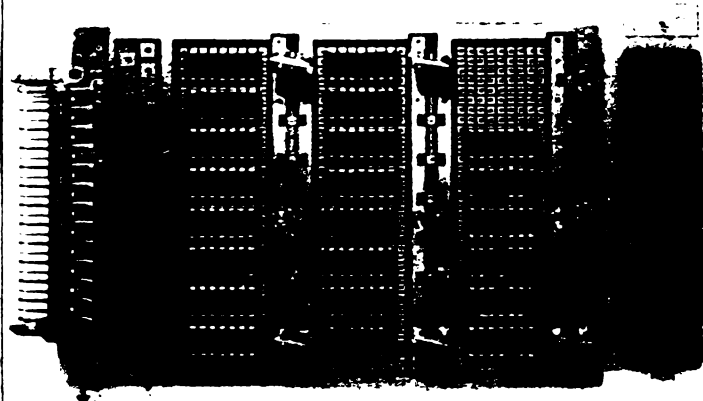


Fig.7.5.



EM tp 81

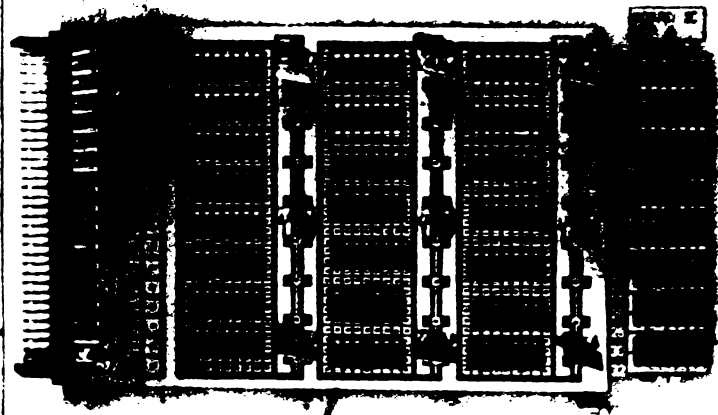
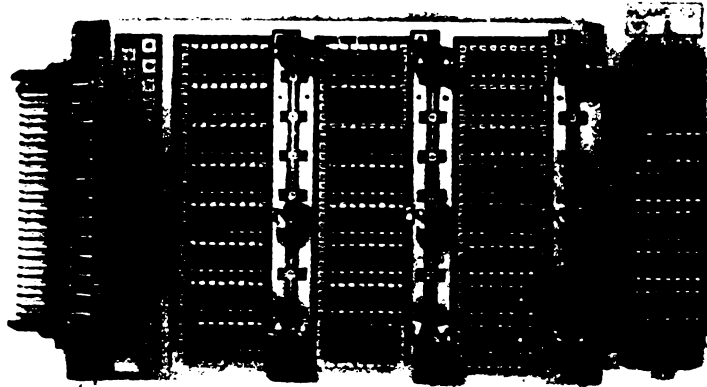


Fig.7.6.



EM tp 81

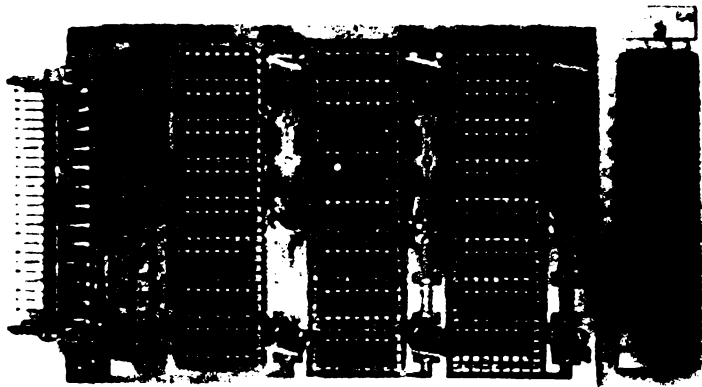


Fig.7.7.

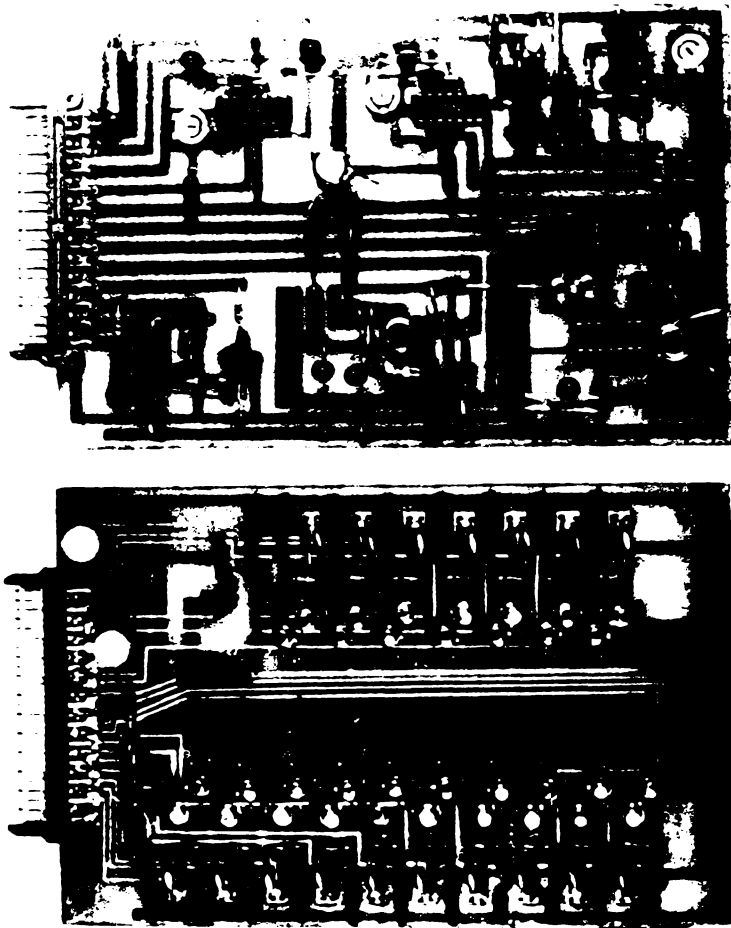


Fig.7.8.

Pe baza tabelului 7.1 au fost trasate curbele de erori din fig.7.9 (curba a) (Voltmetrul HP 3455 A prezintă după un an de funcționare eroarea 0,013 %) pe baza căroră se prezintă variante de acord a CNA (fig.7.9 b și c) ținând seama că coeficienții de influență ai biților $\beta_{8,7...}$ se divid fiecare cu 2 față de β_9 .

Tabelul 7.1.

Cod numeric $\beta_i=1$	$(V) / (\%)$	β_0	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5
Mediat	U_{ies}	0,004756	0,009667	0,01948	0,03895	0,0784	0,15669
	δ	-2,5968	-1,00966	-0,26214	-0,26214	0,352	0,2816
	b_{FS}	-0,00253	-0,00197	-0,00102	-0,00204	0,0055	0,0088
β_6	β_7	β_8	β_9	β_{9+8}	β_{9+8+7}	$\beta_{9+8+7+6}$	β_{9+0}
0,3129	0,6258	1,2512	2,5082	3,7571	4,380	4,6916	4,9892
0,128	0,128	0,096	+0,328	0,1893	0,11428	0,08772	-0,11611
0,008	0,016	0,024	+0,164	0,142	0,1	0,08224	-0,116

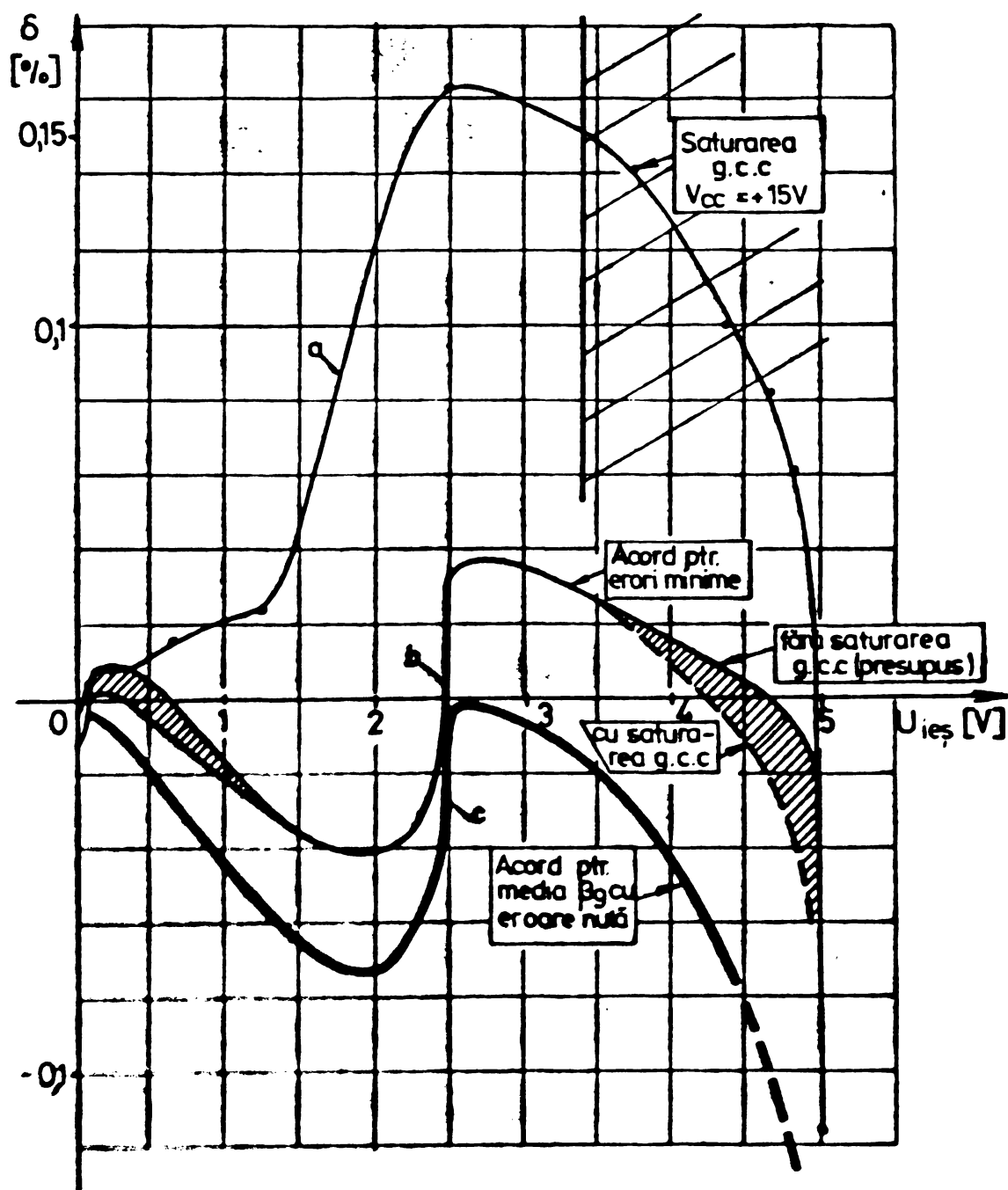


Fig.7.9.

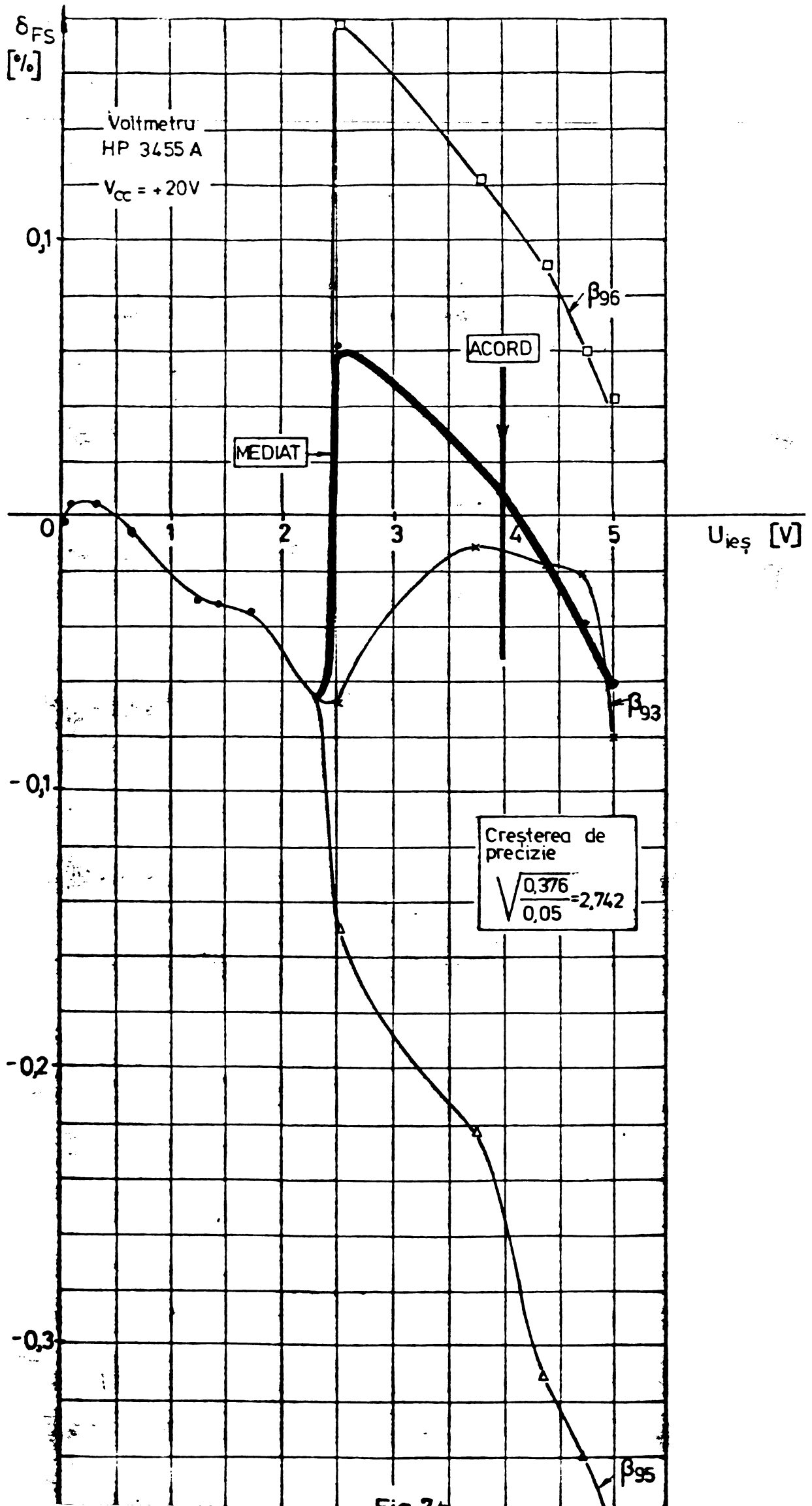


Fig. 74

Tabelul 7.2.

[v] / [%]	β_0	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	
U_{ies}	0,004765	0,009661	0,01945	0,03890	0,07831	0,156440	
δ	-2,41255	-1,0711	-0,41574	-0,41574	0,23705	0,12185	
δ_{FS}	-0,00235	-0,00209	-0,00162	-0,00324	0,0037	0,0038	
	β_6	β_7	β_8	β_{8+5}	β_{8+6+5}	$\beta_{8+7+6+5}$	
U_{ies}	0,31252	0,62474	1,24842	1,40458	1,71698	2,3403	
δ	+0,00665	-0,0416	-0,1264	-0,11852	-0,10274	-0,14695	
δ_{FS}	0,00041	-0,0052	-0,0316	-0,0333	-0,03531	-0,06888	
ACORD							
	β_9	β_{9+8}	$\beta_{9+8+5+3}$	β_{9+8+7}	$\beta_{9+8+7+6}$	β_{9-0}	
	1	2	3	4	5	6	
Mediata	U_{ies}	2,5031	3,7509	3,94588	4,3740	4,6855	4,9925
	δ	0,124	0,02426	0,01465	-0,0226	-0,04241	-0,05005
	δ_{FS}	0,062	0,0182	0,01156	-0,01977	-0,03976	-0,05
β_{91}	U_{ies}	2,4973	3,7399	3,93501	4,3622	4,6734	4,98105
	δ	-0,108	-0,2693		-0,58514	-0,3005	-0,27927
	δ_{FS}	-0,054	-0,202		-0,512	-0,2817	-0,279
β_{92}	U_{ies}	2,50231	3,7484	3,9452	4,37138	4,6630	4,9905
	δ	0,0924	-0,04266		-0,08274	-0,09574	-0,09009
	δ_{FS}	0,0462	-0,032		-0,0724	-0,08976	-0,09
β_{93}	U_{ies}	2,4971	3,7445	3,9367	4,3665	4,6771	4,904
	δ	-0,116	-0,14666		-0,19428	-0,22161	-0,819
	δ_{FS}	-0,058	-0,11		-0,17	-0,20776	-0,8182
β_{94}	U_{ies}	2,50335	3,7495	3,94492	4,3725	4,6845	4,9151
	δ	0,134	-0,0133		-0,05714	-0,06374	-0,15996
	δ_{FS}	0,067	-0,01		-0,05	-0,05976	-0,1598
β_{95}	U_{ies}	2,4922	3,7389	3,9323	4,3593	4,6703	4,9762
	δ	-0,312	-0,296		-0,35885	-0,36667	-0,37637
	δ_{FS}	-0,156	-0,222		-0,314	-0,34376	-0,376
β_{96}	U_{ies}	2,5089	3,7561	3,9512	4,3795	4,6905	4,9971
	δ	0,356	0,16266		0,10285	0,06425	0,04204
	δ_{FS}	0,178	0,122		0,09	0,06024	0,042

	1	2	3	4	5	6	7
U_{ies}		2,4943	3,7412	3,9333	4,3631	4,6730	4,9785
β_{97}		-0,228	-0,23466		-0,272	-0,30907	-0,33033
δ_{FS}		-0,114	-0,176		-0,238	-0,28976	-0,33
U_{ies}		2,50025	3,7467	3,9432	4,3705	4,6825	4,9915
β_{98}		0,01	-0,088		-0,10285	-0,10641	-0,07007
δ_{FS}		0,005	-0,066		-0,09	-0,09976	-0,07

situație

$$U_{ID} = 3,9453024 \text{ V}$$

$$\text{pentru } +V_{oc} = 20 \text{ V}$$

CNA-ul acordat la 0,79 FS prezintă erorile tabelate în 7.2 și prezentate în fig.7.10. Prin medierea bitului cel mai semnificativ (β_9) se obține un câștig de precizie de 2,7 cifre binare față de utilizarea bitului 95, ceea ce probează criteriul de proiectare prezentat în paragraful 5.6. De asemenea curba simetrică a erorilor obținută, concordă foarte bine cu cele prezentate teoretic în paragraful 4.1.

În final vom aminti că frecvența de tact intern a CAN-ului este limitată în esență de răspunsul comparatorului la cca 1 s (v.fig.7.11).

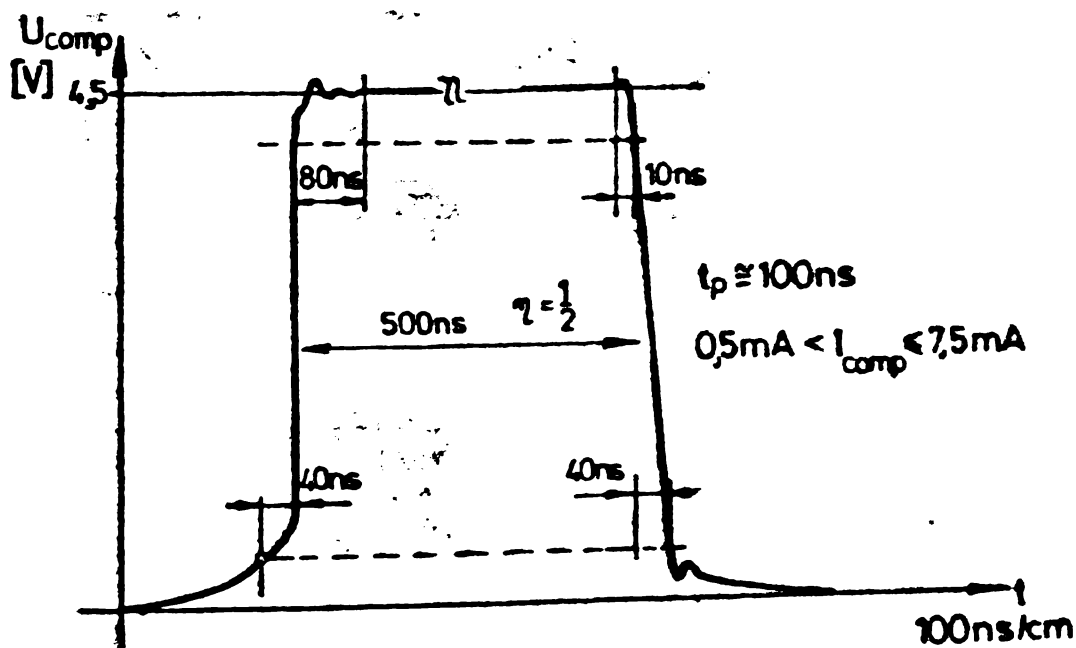


Fig.7.11.

7.2. Concluzii finale

În domeniul CAN de precizie de 15 bit sau chiar mai mult, evoluția pe plan mondial a mers în sensul măririi preciziei statice și punerea în concordanță a rezoluției cu liniaritatea și stabilitatea, în timp și cu temperatura, a acestor CAN, avînd ca urmare apariția de CAN și CNA avînd 15 - 18 bit, "adevărate".

Progresul uriaș în această direcție s-a datorat unei puternice baze de dispozitive și circuite obținute atît prin tehnologii de integrare monolitică cît și hibridă. Trebuie amintit că progresele reale au fost obținute odată cu trecerea la structuri hibride, singurele capabile să asigure dezideratul "ajustării funcționale" în scopul obținerii unor rețele de precizie ridicată și bine precizată. Desigur că problemele centrale în elaborarea unui CAN, sînt legate atît de ridicarea preciziei cît și a vitezei de conversie, astfel că în principiu progresul în domeniul CAN se poate exprima sintetic prin posibilitatea de a obține o "productivitate" maximă (adică produsul număr de bit x frecvența de conversie).

În principiu precizie mare se obține pe seama renunțării la viteză și invers, astfel că compromisul adoptat de proiectant reflectă în general nivelul atins de componentele de bază, precum și de tehnologiile de realizare a CAN.

Lucrarea de față se înscrie pe această direcție, adică de asigurare a unui compromis optim între tehnologiile și baza de componente autohtonă pe de o parte, și precizia (respectiv productivitatea CAN) pe de altă parte, prin adoptarea unor structuri de CAN și strategii de proiectare adecvate. Autorul adoptă structuri de CAN ce asigură medierea erorilor instrumentale a celulelor componente, ale CAN, structuri ce permit o creștere a preciziei utilizînd elemente de circuit cu calități ce nu asigură obținerea preciziilor dorite la CAN de tip combinat (nu se pune problema la cele directe).

Analizînd medierea topologică din punct de vedere probabilistic autorul obține rezultate valabile și pentru baze de componente evolute, putîndu-se astfel împinge precizia CAN peste limita fizică existentă.

Contribuțiile originale aduse de autor în cadrul lucrării, sînt următoarele:

1. Reluînd principiul de "mediere al erorilor primare" prezentat în literatură de specialitate [97], arată că eroarea tensiunii de ieșire este nulă (așa cum s-a specificat în [97]) numai dacă abaterea ϵ a mediei Y a grupului Y_i de celule elementare, față de valoarea Y_0 ideală (a caracteristicii unei celule elementare considerată ideală) este nulă. Ceea ce înseamnă că media Y este axată pe valoarea ideală Y_0 , caz absolut particular și greu de imaginat a fi realizabil. (fapt de altfel neprecizat în [97]).

1.1. Se estimează valorile termenilor neglijați în [97], termeni notați cu ψ_0 de autor și se constată că au o pondere importantă comparabil mai mare decît cea prezentată în literatură, nulă, datorită neglijarii, contribuind la micșorarea erorii tensiunii mediate, așa cum reiese analizînd relația (5.15).

1.2. Analizează situația în care CNA de mediat este încărcat la ieșire, cu un coeficient de sarcină $\lambda \neq 0$ și demonstrează că eroarea tensiunii de ieșire mediate crește substanțial față de situația $\lambda = 0$ cu un termen dependent de codul de convertit N (v. rel. (5.17)). Acest lucru permite să se justifice necesitatea de a nu încărca CNA, deoarece erorile suplimentare ce apar nu pot fi compensate.

1.3. Autorul ajunge la concluzia că erorile tensiunii medii raportate la cap de scală (FS) sînt de ordinul ppm-ului (v. fig. 5.5) chiar pentru abateri ale mediei grupului de celule de $\delta Y_0 = 2\%$ ceea ce impune analiza dispersiei mediei: $D\{Y_0\}$ obținută prin medierea a n celule elementare selectate dintr-o distribuție Gaussiană.

2. Abordează o tratare probabilistică a problemei medierii topologice, tratare originală neîntîlnită în literatura de specialitate. În acest sens propune o selecție a perechilor de celule elementare Y_{01} (rel. (5.19) și fig. 5.7) selecție ce va conduce la dispersia mediei cea mai mică, așa cum s-a arătat la finele cap. 5.

Pentru cazul general, determină valoarea mediei $M\{Y_0\}$ (rel. (5.37)) și a dispersiei $D\{Y_0\}$ (rel. (5.48)).

2.1. Deoarece expresiile demonstrate prin rel.(5.37) și (5.48) sînt dificil de utilizat în scopul determinării unor criterii de proiectare, autorul aproximează pentru cazul concret din acest capitol, funcția densității de repartiție cu rel.(5.52) cu care apoi determină atît media $M\{Y_0\}$ cu rel.(5.59) cît și dispersia $D\{Y_0\}$ cu rel.(5.70).

Expresiile obținute sînt date cu o foarte bună aproximație atîta timp cît se satisface relația (5.72).

2.2. Se analizează patru posibilități de sortare și mediere a celulelor elementare (cazul analizat în extenso fiind notat cu 3), care privity comparativ permit următoarele afirmații:

2.2.1. Medierile prezentate la cazurile 1 și 2 (fig.5.10 și 5.11) deși deosebit de comode din punct de vedere al modalității de selecție a celulelor sînt neutilizabile datorită erorilor mari ale mediilor M_1 și M_2 față de valoarea dorită, finală.

2.2.2. Cazul 4 de sortare, avantajos față de 3 ca efort de sortare deși prezintă o eroare medie neglijabilă $M_4=0$ dispersia mediei realizată este de 4 ori mai mare ca la selecția analizată (3).

2.2.3. Procedul de selecție 3 analizat în extenso, rămîne cel mai avantajos din punct de vedere al abaterii mediei și a dispersiei realizate, necesitînd însă un efort suplimentar în selecție, efort exprimat prin inegalitatea $\sigma_m \ll \psi$.

3. Se enunță criteriile de proiectare pentru CNA mediate topologic, ca urmare a analizei cîștigului în precizie $\frac{\delta}{\delta\gamma}$ realizat de acesta, rezultînd evident că limita rațională de mărire a preciziei CNA este de 3 bit (din punct de vedere al "consumului" de celule elementare v.fig.5.15). Din analiza făcută de autor rezultînd următoarele:

3.1. Medierea topologică (3) utilizînd 5 perechi de celule elementare, conduce la o mărire a preciziei de 3 bit cu o probabilitate $P \approx 0,58$ respectiv 2 bit cu $P \approx 1$.

3.2. Rangul binar imediat următor celui mai semnificativ (β_{m-2}) va avea nevoie de maxim 3 perechi pentru a realiza liniaritatea finală a CNA cu o creștere de 3 bit.

3.3. Procedul de mediere topologică (3) poate fi exploatat în două sensuri:

3.3.1. Mărirea preciziei CNA cu trei ranguri binare peste limitele tehnologice existente actual pe plan mondial.

3.3.2. Realizarea de CNA cu precizii sporite la prețuri de cost mici, prețuri obținute prin utilizarea unor componente "slabe".

4. Propune o structură de CNA cu mediere (fig.5.18) pentru care determină numărul de celule "consumate" în vederea obținerii unei creșteri de precizie de minim 2 bit, medierea făcându-se pentru primii 2 - 3 biți semnificativi.

5. Proiectează și realizează o structură originală de CAN cu aproximare succesivă de 10 biți, direct conectabilă la un sistem cu μ P 8080, structură ce-și poate modifica modul de funcționare după conținutul cuvântului de comandă dat de μ P. Principalele facilități realizate sînt:

5.1. Mediere topologică tip 3.

5.2. Conversie simplă cu număr de biți programabil.

5.3. Determină tensiunea de decalaj raportată la intrare și corectează sau nu rezultatul.

5.4. Prezintă rezultatul în cod complement față de 2.

6. Se evaluează criterii "economice" de sortare a rezistoarelor rețelei R-2R: rel.(4.34), (4.36) și (4.44) valabile atît pentru rețele directe cît și pentru cele inversate.

7. Demonstrează necesitatea efectuării acordului CAN în două puncte (la codul minim și 0,75 din codul maxim) pentru caracteristici de transfer de gradul doi.

7.1. Estimează prin calcul corecția "soft" necesară a fi adusă rezultatului în cazul unui acord în trei puncte.

8. Realizează un model experimental de CAN de 10 bit utilizînd aproximarea succesivă precum și medierea topologică la bitul cel mai semnificativ.

Structura de convertor este direct conectabilă la sisteme cu μ P de tip 8080 sau 8085 asigurînd modificarea strategiei de operare a CAN prin cuvîntul de comandă dat de μ P. Totodată CAN își poate corecta "local", tensiunea de decalaj. Rezultatele experimentale obținute pe model atestă, concluziile teoretice ale lucrării probînd posibilitatea obținerii de creș-

teri în precizie de 2 - 3 bit cu un efort în circuite rezonabile.

x

x

x

Teza elaborată constituie rezultatul unei activități susținute din partea autorului, concentrată în deosebi în ultimii doi ani, activitate desfășurată sub îndrumarea competență și plină de înțelegere a conducătorului științific, prof. dr.ing.Eugen Pop.

Pentru sfaturile primite pe întreaga durată a pregătirii doctoratului, pentru sprijinul profesional și moral cu prilejul elaborării lucrării, autorul îi aduce cele mai calde mulțumiri rămânându-i profund îndatorat.

De asemenea, autorul adresează calde mulțumiri pentru discuțiile, sfaturile și prețioasele recomandări primite în perioada de elaborare a tezei de la referenții științifici:

Prof.dr.ing.Edmond Nicolau de la Institutul politehnic
București,

Dr.ing.Aurel Millea de la Institutul național de metrologie

Conf.dr.ing.Ioan Brașovan de la Institutul politehnic
Timișoara.

Pe această cale autorul mulțumește catedrei de electronică, colegilor, pentru sprijinul și înțelegerea acordată în perioada de redactare a tezei.

BIBLIOGRAFIE

1. Herman Schmid - "Electronic Analog/Digital Conversions" Van Nostrand Reinhold Company 1970.
2. Pop F., Stoica V. - "Principii și metode de măsurare numerică", Ed.Facla, 1977.
3. David F., Hoeschele Jr. - "Analog-to-Digital/Digital-to-Analog Conversions Techniques", John Wiley and Sons Inc., 1968.
4. Loriferne B. - "Le conversion numerique-analogique", Mesures, regulation, automatisme. Novembre, Decembre 1975, Jan., Febr. 1976.
5. Freeman Jang - "Ladder Networks are Easy to Design" Electronic Design, July 5, 1967.
6. Edm.Nicolau, Al.Ppopvici - "Introducere în cibernetica sistemelor hibride", Ed.Tehnică, București, 1975.
7. ■ ■ ■ - "Zarubeznaia radioelectronica" no.5, 1967, p.90-100.
8. Kelson G., Stellrecht H., Perloff D.D. - "IEEE J. of Solid State Circuits", v.SC.-8, no.6, Dec.1973, p.396-403.
9. A.Paul, Brokaw - "IEEE J. of Solid State Circuits" v.SC.-13, no.6, Dec.1978, p.736-745.
10. A.A.Wild, Maior, M.Bodea - "AMC" vol.27, 1978, p.183-186.
11. ■ ■ ■ - "Zarubeznaia radioelectronica", no.6, 1976, p.52-60.
12. Krujk K.F. - "IEEE J. of Solid State Circuits" v.SC.-8, no.6, 1973, p.404-406.
13. Edm.Nicolau, M.Beliș - "Măsuri electrice și electronice", Ed. didactică și pedagogică, București, 1972.
14. ■ ■ ■ - "IEEE Journal of Solid State Circuits" v.SC.-13, no.6, Dec.1978, p.170.
15. Howard K.Schoewetter - "A High-Speed Low-Noise 18-Bit Digital - to - Analog Converter", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement", vol.IM-27, no.4, Dec.1978, p.413-417.
16. Willard K.Bucklen - "Video Digitizing Gets Extra bit of Resolution From Flash ADC", Electronic Design Jan.22, 1981, p.75-79.
17. Pop F., Nafornită I. - "Asupra erorilor de măsurare a puterii prin metoda multiplicării numerice", Metrologia aplicată, 1979, vol.26, nr.3.
18. Tuthill M., Burton D.P. - "Low-Cost A-D Converter Links Easily with Microprocessors", Electronics, Aug.30, 1979.

19. * * * - "Ultra-High Speed Digital-to-Analog Converter DAC 63"
Burr-Brown, Notes, 1981.
20. * * * - "Monolithic Video A-D Converter", TRW LSI Products,
1978.
21. * * * - "Successive Approximation A-D Converter", TRW LSI Pro-
ducts, 1980, MODEL TDC 10131J, TDC 1016J-8,9,10, TDC 1007J,
TDC 1007 PCB, TDC 1001,2J.
22. Schoeff John A. - "A Microprocessor - Compatible High-Speed
8 bit DAC", IEEE Journal of Solid-State Circuits, V.SC.-13,
no.6, p.746-753.
23. Hnatek F.R. - "A User Handbook of D/A and A/D Converters",
John Wiley & Sons. Inc., 1976.
24. Hnatek F.R. - "Microprocessor-Digital Converter Applications"
Monolithic Memories Inc., Vol.1, no.4, april.1977.
25. Dennis R.Morgan - "A-D Conversion Using Geometric Feedback
AGC", IEEE Transactions on Computers, Vol.C-24, no.11, Nov.
1975, p.1074-1078.
26. Klass B.Klaassen - "Digitally Controlled Absolute Voltage
Division", IEEE Transactions on Instrumentation and Measu-
rement, Vol.24, no.2, June, 1975, p.106-112.
27. Hiroshi Ameniya - "Dual-Slope Integration Analog-to-Digital
Converter With Digital Self-Calibration", IEEE Transactions
on Instrumentation and Measurement, Vol.IM-28, no.1, March.
1979, p.84-86.
28. Reinhard GoBler - "Prüfmethoden für A-D-Umsetzer" Elektronik,
1975, Heft 12, p.56-60.
29. Reinhard GoBler - "Schnelle A/D-Umsetzer Prinzipien-Probleme
- Kennwerte" Elektronik, 1975, Heft 11, p.83-87.
30. Mokhoff Nicolas - "Monolithic Approach Bears Fruit in Data
Conversion", Electronics, May 10, 1979, p.105-116
31. Amazeen B., Holloway P., Mercer D. - "Monolithic D-A Converter
Operates on Single Supply", Electronics, Febr. 28, 1980,
p.125-131.
32. Naylor J. - "Testing Digital Analog and Analog/Digital Conver-
ters", IEEE Trans.Circuits Syst., Vol.CAS-25, July 1978.
33. Rickus Koeman, Jos Reedholm - "Error Corection Speeds up A-D
Conversion Tenfold", Electronics, Sept.2, 1976, p.89-93.

34. Gadway J.R. - "Principles of Data Acquisition and Conversion", Burr-Brown Application Note AN-79, Aug.1975.
35. * * * - "Principles of Data Acquisition" Datel Notes.
36. Sheingold D.H. - "Analog-Digital Conversion Handbook", Analog Devices Inc., 1973.
37. * * * - EDV, 1973, Vol.18, no.11, p.62-66.
38. Belenicovo E. - "Komutatori analogovih signalov na poluprovodnicovih elementah" Energhia, 1976.
39. * * * - Data conversion products Handbook Analogic, 1975.
40. Bahtiarovim T.D., Dikin S.L. - "Analogo țifrovie preobrazovateli", Zarubejnaja radioelektronika, Nr.1, 1975, p.52-89.
41. Sheingold Daniel H.- "Analog-Digital Conversion notes", Analog Devices Inc. Norwood, 1977.
42. Tietze G. - "Convertoare A/D în domeniul măsurărilor electronice", R.F.Elektronik, 1972, nr.19,20,21,22.
43. A.Millea - "Măsurări electrice. Principii și metode", Ed. Tehnică, București, 1980.
44. Georg O. - "Digitale Messtechnik" ATM nr.3,4, 1975.
45. * * * - EDN, Vol.18, nr.13, p.24-35, 1973.
46. Burr-Brown, General catalog, 1979.
47. Product guide, Analog Devices, 1975.
48. * * * "Designers Guide to V/F Converters", Datel Systems Inc. 1975.
49. * * * - "V/F and F/V Converters", Data conversion products, 1975, Teledyne Philbrick.
50. Dynamic Measurements Corp.(DMC) Product Data, 1976.
51. * * * - "D/A Converters for virtually any Application" Phoenix Data Inc., 1976.
52. * * * - "CMOS Compatible Digital-to-Analog Converter" Beckman, 1974.
53. * * * - "Data Conversion Systems and Modules" Tettex A.G. Zürich, Bulletin A-3001.
54. Soderquist D., Schoeff J. - "Low Cost, High Speed A/D Conversion with DAC-08", PMI AN-16, April. 1975.
55. * * * - "8 Bit High Speed Multiplying D/A Converter", DAC-08, Technical Specifications, July 1975.
56. * * * - "Modular off the Shelf High Speed Data Converters" Computer Labs.

57. * * * - "High Speed Data Acquisition System Modules" Data Translation Inc. (DATA), 1974.
58. * * * - "Preferred Data Conversion Modules", Datel Systems Inc. Bulletin ADBAL 10509, 1975.
59. EDN, 1972, Vol.17, Nr.24, p.18-23.
60. Gordon B.M. - "The Impact of Monolithic Semiconductor Techniques on the Analog/Digital State of the Art. Facts and Fancy".
61. Spofford W.R. - "A 10-Bit Monolithic D/A Converter Using Thin Film Technology".
62. Widlar R.J. - IEEE Journal of Solid State Circuits. V.SC.-6, no.1, Febr.1971, p.2.
64. Dobkin R.C. - Electronic Products Sept.18, 1972, p.87.
65. Tatro R.D. - "Simplifying the Digital to Analog Converter through Hybrid Technology"
66. Travis W.J. - "Economical Hybrid Realisation of D/A Converters".
67. Harry R.Karp - "Digital to Analog Converters, Trading Off Bits and Bucks" Electronics, March 13, 1972.
68. Graeme J. - "Monolithic D/A Improves Conversion Time", EDN March 15, 1971.
69. Sherwin Jim - "Specifying A/D and D/A Converters", National Semiconductor Application Note 156, (AN 156), Febr.1976.
70. Sherwin Jim - "Data Acquisition System Interface to Computers" National Semiconductor Application Note 159 (AN 159) Apr. 1976.
71. Robert C.Dobkin - "IC Voltage Reference has 1 ppm per Degree Drift", National Semiconductor Application Note 161 (AN 161) Jun. 1976.
72. Robert C.Dobkin - "IC Zener Eases Reference Design", National Semiconductor Application Note (AN 173) Nov.1976.
73. Robert C.Dobkin - "References for A/D Converters", National Semiconductor Application Note 184 (AN 184) July 1977.
74. Jake Burma - "CMOS A/D Converter Chips Easily Interface to 8080A Microprocessor Systems", National Semiconductor Application Note 200 (AN 200) March 1978.
75. * * * - "AD 561 Application Notes", Data Acquisition Components and Subsystems. Analog Devices Inc.1980, p.9-21-28.

76. * * * - "DAC 87 - CBI-1/MIL", Burr Brown Catalog Supplement 1979/80, p.5-31-42.
77. * * * - " μ A 722 10 bit Current Source", Fairchild Semiconductor, Nov.1971, p.50.
78. Sonderquist Donn - "Low cost four channel DAC gives ordinary binary coding", Electronic Engineering Mid-Sept. 1978, p.19-21.
79. Ritmanich Will, Freeman Wes - "Software controlled analogue to digital conversion", Electronic Engineering, June 1978, p.15-17.
80. Barry Siedel - "Interpreting ADC and DAC specifications", Electronic Engineering, May 1978, p.54-60.
81. Heinz Kober - "10 Bit - Analog Digital Umsetzer mit automatischer Nullpunktkorrektur", Radio Fernsehen Elektronik 21, 1975.
82. Gordon Bernard M. - "Definition of Accuracy of Voltage to Digital Converters", IEEE Instruments and Control Systems, May 1959, v.32, no.5, p.70.
83. Günter Kochen - "A fast voltage Swich for Digital to Analog Conversion", Electronik, v.17, no.1, Jan.1968.
84. Harea V. - "Convertor A/N cu aproximație succesivă, cu compromis bun. Productivitate - Precizie - Preț de cost", Simpozionul național de Metrologie, București, 29-31 oct. 1981.
85. Harea V. - "Asupra unor aspecte privind acordarea convertorilor analog-numerice (CAN)", Simpozionul național de Metrologie, București, 29-31 oct.1981.
86. Harea V. - "Convertor A/N cu comparare prin înjumătățire" Sesiunea de comunicări "Cântare României", 13 mai 1977.
87. Harea V., Cârstea H. - "Asupra utilizării rețelelor R-2R și tendințe actuale în realizarea DAC", Sesiunea de comunicări "Cântarea României", 8-9 sept.1979.
88. Harea V., Mureșan A., Cârstea H., Mîrza E. - "Sistem de achiziții de date pentru realizarea reglării automate a turației unei mașini electrice cu comutație stațică", Sesiunea jubiliară de comunicări științifice, 27-28 nov.1981, Craiova.
89. Harea V. - "Asupra compensării coeficientului de temperatură al DAC cu rețea R-2R, integrate monolitic", Sesiunea de co-

municări CONDIF, mai 1980, Cluj Napoca.

90. Harea V., "Estimarea toleranțelor, rezistențelor din structura unei rețele R-2R, implicate în proiectarea unui convertor numeric-analogic", Simpozionul național de Teoria sistemelor, iunie 1982, Craiova.
91. Harea V., "Asupra erorilor instrumentale ce apar în cazul divizorului comandat utilizat ca convertor numeric-analogic", Simpozionul național de Teoria sistemelor, iunie 1982 Craiova.
92. Harea V., "Cu privire la sinteza rețelelor ponderate utilizate în convertoare numeric-analogice", Simpozionul național de Teoria Sistemelor, iunie 1982, Craiova.
93. Harea V., "Structură de convertor numeric-analogic ce permite medierea erorilor instrumentale semnificative", Simpozionul național de Teoria sistemelor, iunie 1982, Craiova.
94. Harea V., "Convertoare A/N - principii de conversie", Referat nr.1 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 1979, Catedra EME, Fac. Electrotehnică, I.P. "Traian Vuia" Timișoara
95. Harea V., "Tendințe actuale în realizarea unor DAC cu compromis bun - productivitate - precizie", Referat nr.2 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 1980, Catedra EME, Fac. Electrotehnică, I.P. "Traian Vuia", Timișoara.
96. Harea V., "Protocoale contract - capitoarele de conversie analog-numerică, și anume: contract ICMENERG 1976, contract ICM Reșița 105/80-82 și 69/82-83.
97. Smolov V.B. - "Microelektronie țifro - analogovîe i analogo - țifrovîe preobrazovateli informatii", Energhia, 1976.
98. Tiron Marin - "Prelucrarea statistică și informațională a datelor de măsurare", Ed. Tehnică, București, 1976.
99. ventsel H. - "Theorie des probabilités" Ed. Moscov, 1973.
100. Drujinin G.V. - "Siguranța în funcționare a sistemelor", Ed. Tehnică, București, 1968.
101. Spătarul Al. - "Teoria transmisiunii informației", Ed. Tehnică, București, 1966, vol. I.
102. Edm. Nicolau, Al. Popovici - "Introducere în cibernetica sistemelor discrete", Ed. Tehnică, București, 1966.

103. Abramovitz M., ș.a. - "Cpravocinic po cpețialnîm funcțiam" 1979, Moscova, "Nauca".
104. Fenelon R., Soursoglio R. - "Calcul d'erreur des reseaux de conversion analogique-numerique", L'onde electrique, vol. 49, dec.1968.
105. Manolescu A. - "Sistem de ajustare funcțională a rețelelor de conversie D/A realizate prin tehnologia straturilor subțiri", EFA, vol.24, 1980.
106. * * * - "Fast tunnel-diode window discriminator", Electronic Engineering, vol.52, no.634, febr.1980.
107. Yaoban Chu - "Bazele proiectării calculatoarelor numerice" Ed.Tehnică, București, 1968.
108. Dancea Ioan - "Microprocesoare arhitectură internă, programare, aplicații", Ed.Dacia, 1979.
109. Mureșan T., ș.a. - "Microprocesorul 8080 în aplicații", Ed. Facla, Timișoara, 1981.
110. * * * - "MCS-80/85TM Family user's manual" INTEL, 1979.
111. Peter R.Rang, David G.Larsen, Johnathan A.Titus - "Micro-computer interfacing and programing", Howard W.Sons & Co. Inc., 1977.
112. Cropper C., Whiting J. - "A microprocessor in a inteligent terminal", IEEE COMPCON, febr.1974.
113. Hardy E. - "Microprocessor technology to extend the utility of computer peripherals", IEEE COMPCON, febr.1974.
114. Dodescu Gh., Ionescu Dan, ș.a. - "Minicalculatoare. Aplicații", vol.I, Ed.Tehnică, București, 1977.
115. * * * - "Data acquisition components and subsystems" Analog Devices, 1977.
116. Arhovskii V. - "Shemî pereclucenia analogovîh signalov" Energhia, M. 1970.
117. Kuznetsov A. - "Elementî bîstrobeistvuiuscih analogo-țifrobîh prevbrazovateli", Energhia, M. 1969.
118. M.Quaknine - "Convertisseur analogique-numerique, a micro-processeurs", Mesures, Reg. Aut., 1978.
119. A.Sabatier - "Application pratique des microprocesseurs aux mesures", Mesures, Reg.Aut, nov.1975.
120. Bulucea C. - "Circuite integrate liniare", Ed.Tehnică, 1975.