

## 4.

# Sistemul ieșirilor analogice

### 4.1 Generalități. Schema bloc

Sistemul ieșirilor analogice (SOA) asigură comunicația între sistemul numeric de conducere (SNC) și procesul condus (PC), realizând compatibilitatea dintre forma numerică a semnalelor emise de SNC și forma analogică acceptabilă de către elementele PC.

Funcția esențială a SOA constă în implementarea comenzilor elaborate de către SNC în conformitate cu algoritmul de conducere. În marea majoritate elementele de execuție (EE) operează cu intrări analogice, ceea ce necesită conversia numeric-analogică a comenzilor date de SNC. Spre deosebire de sistemul intrărilor analogice (SIA - cap.5), unde informația sub formă analogică trebuie memorată doar pe durata scurtă necesară conversiei în forma numerică, SOA ridică problema (dificilă) a memorării comenzii sub forma analogică pe toată durata de timp cât aceasta rămâne constantă. Există tendința ca semnalele de ieșire ale SOA să fie semnale unificate de tensiune ( $\pm 5V, \pm 10V, \pm 20V$ ), fie semnale unificate de curent. Ele se obțin de la convertoare numeric analogice (CNA) prin prelucrări corespunzătoare (amplificări, deplasări de zero, conversie tensiune-curent,...).

Din punct de vedere al structurii se întâlnesc două variante fundamentale:

1. cu utilizarea unui singur CNA, în comun de către toate canalele de ieșire. Se utilizează un demultiplexor (DMUX) care conectează ieșirea CNA la canalul specificat (*figura 4.1*). SNC transmite la SOA adresa canalului cărui îi este destinată comanda precum și valoarea numerică a comenzii, care este înscrisă în registrul comenzii transmise (RCT). Memoriile analogice

$MA_k$ , servesc la memorarea ieșirii CAN. Nu s-au figurat eventualele amplificatoare sau convertoare tensiune-curent.

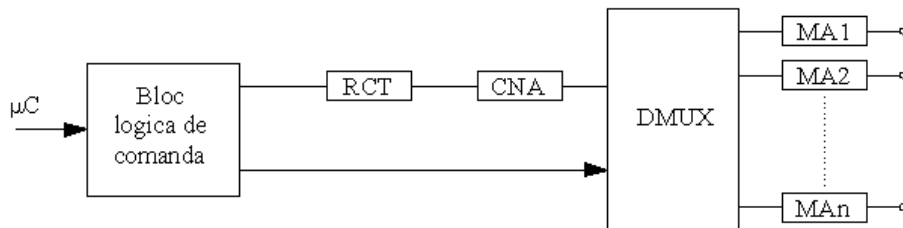


Figura 4.1 Structura unui SOA cu CNA comun.

2. cu utilizarea câte unui CNA pentru fiecare canal în parte. În acest caz DMUX operează cu semnale numerice, iar valoarea numerică a comenzii este introdusă într-un registru RCT care precede fiecare CAN (figura 4.2). Practic DMUX este un decodificator care activează înscrierea valorii de pe magistrala de date a  $\mu P$  în registrul corespunzător canalului căruia îi este destinată comanda.

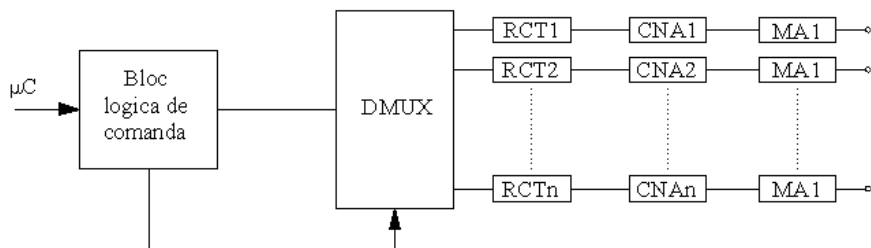


Figura 4.2 Structura unui SOA cu CNA multiple.

## 4.2. Coduri. Reprezentarea numerică a numerelor zecimale

### 4.2.1 Sisteme de numerație

Fără alte considerații suplimentare se prezintă în continuare echivalența dintre sistemele de numerație utilizate:

Se mai subliniază, de asemenea, algoritmul de conversie din sistemul binar în cel hexazecimal (fiind mai folosit) și care se bazează pe descompunerea în grupe de patru (tetrade) a caracterelor corespunzând reprezentării binare și echivalarea fiecărei tetrade conform tabelului 4.1.

Tabelul 4.1. Coduri de reprezentare a numerelor

zecimal	hexazecimal	binar	Gray
0	0	0000	0000
1	1	0001	0001
2	2	0010	0011
3	3	0011	0010
4	4	0100	0110
5	5	0101	0111
6	6	0110	0101
7	7	0111	0100
8	8	1000	1100
9	9	1001	1101
10	A	1010	1111
11	B	1011	1110
12	C	1100	1010
13	D	1101	1011
14	E	1110	1001
15	F	1111	1000

De exemplu:  $A18_H = 1010\ 0001\ 1000_2$ .

#### 4.2.2 Reprezentarea binară în virgulă fixă

Se pot reprezenta atât numere întregi cât și numere fracționare, dar la acestea din urmă punctul (virgula) nu se reprezintă fizic (în registru sau locația de memorie), iar programatorul trebuia să știe între care biți ai cuvântului este localizat.

##### a) reprezentarea numerelor pozitive (cod binar natural BN)

Reprezentarea este sugerată direct de conversia din sistemul zecimal în cel binar. Un cuvânt de 1 octet poate reprezenta numere între 0 și 255, deci o mărime fizică reprezentată printr-un cuvânt pe 8 biți poate fi măsurată cu o rezoluția de  $1/256$ . În cazul în care aceasta rezoluție nu este satisfăcătoare pentru mărimea corespunzătoare cuvântului care o reprezintă în  $\mu P$  poate fi pe 2 sau mai multi octeți.

De exemplu: codul numărului  $N=254$  va fi 1111 1110 (în binar natural BN). Evident, acest cod este un cod unipolar deoarece poate fi utilizat numai la reprezentarea numerelor naturale (semnalelor de o singură

polaritate). Pentru reprezentarea numerelor întregi (semnale de ambele polarități) se utilizează coduri bipolare (prezentate la punctele b, c, d).

**b) reprezentarea numerelor binare în mărime și semn (MS)**

În această reprezentare bitul MSB  $a_{n-1}$  este egal cu **1** pentru minus și **0** pentru plus, restul biților reprezentând numărul în valoare absolută  $N$  (codul BN de la punctul a).

Numerele reprezentabile se situează în intervalul:

$$[-2^{(n-1)}-1 \leq N \leq 2^{(n-1)}].$$

Utilizând 1 octet se pot reprezenta numere în domeniul  $[-127, 127]$ , iar utilizând 2 octeți (corespunzând magistralelor de date de 16 biți), se pot reprezenta numere în domeniul  $[-32767, 32767]$ . Această reprezentare în mărime și semn are o utilizare redusă, doar în unele voltmetre digitale.

În unele lucrări pentru acest cod este utilizată denumirea de cod binar deplasat, deoarece față de codul BN, utilizând de exemplu un octet, poate reprezenta, de asemenea, 256 de numere dar domeniul de reprezentare s-a deplasat (translatat) de la  $[0, 255]$  în cazul BN la  $[-127, 127]$  în cazul MS (de fapt codul MS a asigurat reprezentarea a numai 255 de numere, 0 având o reprezentare dublă).

Acest număr  $N$  cu semn de lungime  $n-1$  biți poate fi reprezentat și scalat, adică împărțit cu  $2^{n-1}$ , în acest caz considerându-se că punctul (virgula) este situat întotdeauna după bitul de semn.

**c) reprezentarea numerelor binare cu semn în complement față de 1 (C1)**

Particularitățile acestei reprezentări sunt:

- pentru numere pozitive reprezentarea este identică cu MS;
- pentru numere negative  $N$ , se definește negatul acestuia  $/N$  sau complementul sau față de 1, ca fiind numărul obținut prin negarea sau complementarea fiecărui bit al lui  $N$ .

Este evidentă relația:  $N_{MS} + N_{C1} = 111111 \dots 111111$ . MSB, adică bitul de semn respectă convenția introdusă în cazul reprezentării MS, adică are valoarea **1** pentru numere negative și **0** pentru numere pozitive. Scalarea se poate face în aceleași condiții ca și în cazul MS.

**d) reprezentarea numerelor binare cu semn în complement față de 2 (C2)**

Această codificare este cea mai utilizată în  $\mu P$  deoarece simplifică foarte mult efectuarea operațiilor aritmetice:

- pentru numere pozitive codificarea este identică cu MS și C1;

- pentru numere negative, un număr  $N$  se codifică în  $C_2$  identic cu  $C_1$ , dar în plus se adaugă 1 la LSB (bitul cel mai puțin semnificativ). Bitul de semn (MSB) menține aceleași convenții de la codificarea MS și C. Sunt evidente relațiile:

$$N_{MS} + N_{C_1} + 1 = 1000\dots0000 = 2^n \quad \text{sau} \quad 2^n - N_{MS} = N_{C_1} + 1.$$

Conform definiției,  $N_{C_1} + 1$  este chiar complementul față de 2 a lui  $N$ , deci se va putea scrie  $N_{C_2} = 2^n - N_{MS}$ . Foarte des se utilizează notația:  $N_{C_2} = (-N)$ , prin aceasta înțelegându-se implicit că numărul negativ respectiv este reprezentat în  $C_2$ .

Pentru exemplificare se considera situațiile:

$$\begin{aligned} 126_{10} &= 0111\ 1110_{BN} = 0111\ 1110_{MS} = 0111\ 1110_{C_1} = 0111\ 1110_{C_2} \\ -126_{10} &= 1111\ 1110_{MS} = 1000\ 0001_{C_1} = 1000\ 0010_{C_2} \end{aligned}$$

### 4.2.3 Reprezentarea în virgula flotantă

Aceasta înlătură dezavantajele reprezentării în virgula fixă, care apar în cazul numerelor mari (care necesită mai mulți octeți) și a celor fracționare (care necesită scalări).

Un număr  $N$  se formează utilizând 2 componente:

- E** - denumită exponent, care definește ordinul de mărime al numărului, și
- M** - mantisa, care precizează mărimea exactă a numărului.

Reprezentarea este dată de relația:  $N = M \cdot B^E$ ,

$B$  fiind baza (de obicei 2). Atât mantisa, cât și exponentul se pot reprezenta pe unul sau mai mulți octeți.

### 4.2.4 Coduri binar-zecimale

#### a) Codul 8421 (BCD)

Fiecare cifră zecimală este codificată separat cu 4 cifre binare. Grupurile respective se scriu în același ordine în care au fost scrise și cifrele zecimale. *De exemplu:*

$$251_{10} = 0010\ 0101\ 0001_{BCD}$$

#### b) Codul Gray

Este un cod binar care are proprietatea că reprezentarea oricărui 2 numere consecutive diferă printr-o singură cifră. Acest cod este foarte util la

realizarea codificatoarelor de poziție (traductoare numerice - §3.5), unde modificarea simultană a mai multor ranguri ar putea conduce la citiri eronate.

#### 4.2.5 Reprezentarea datelor alfa numerice

Cel mai folosit este codul ASCII (American Standard Code for Information Interchange). Codul de bază este pe 7 biți, deci permite reprezentarea a 128 de caractere standard. Cele mai utilizate caractere sunt prezentate mai jos (tabelul 4.2).

*Tabelul 4.2 Caracterele ASCII*

Caracter	Cod ASCII	Caracter	Cod ASCII	Caracter	Cod ASCII	Caracter	Cod ASCII
b(blanc)	20	0	30	@	40	P	50
!	21	1	31	A	41	Q	51
“	22	2	32	B	42	R	52
#	23	3	33	C	43	S	53
\$	24	4	34	D	44	T	54
%	25	5	35	E	45	U	55
&	26	6	36	F	46	V	56
‘	27	7	37	G	47	W	57
(	28	8	38	H	48	X	58
)	29	9	39	I	49	Y	59
*	2A	:	3A	J	4A	Z	5A
+	2B	;	3B	K	4B	[	5B
,	2C	<	3C	L	4C	\	5C
-	2D	=	3D	M	4D	]	5D
.	2E	>	3E	N	4E	^	5E
/	2F	?	3F	O	4F	_	5F
	60	h	68	p	70	x	78
a	61	i	69	q	71	y	79
b	62	j	6A	r	72	z	7A
c	63	k	6B	s	73	{	7B
d	64	l	6C	t	74		7C
e	65	m	6D	u	75	}	7D
f	66	n	6E	v	76	~	7E
g	67	o	6F	w	77	triunghi	7F

Tab-09-'\t' în C;  
 Enter (carriage return) - 0D- '\r';  
 space-20;  
 formfeed -0c - '\f';  
 linia nouă -0a - '\n';  
 tab vertical - 08 -'\v';  
 backslash - 5c -'\\";

De asemenea, s-au asociat coduri ASCII și pentru caractere mai speciale (cod ASCII extins), utilizând 8 biți, cu consecința existenței a 256 de coduri ASCII. Există astfel coduri ASCII pentru caractere de forma: â, ö, è, é.

În cele ce urmează se prezintă un program C care afișează toate caracterele corespunzând codului ASCII extins, deschizând pentru aceasta un fișier carasc.txt (văzut ca un stream generalizat) și accesat printr-un pointer la structura FILE.

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
void main(){
    int i,j;
    FILE *carascii;
    if((carascii=fopen("c:\\tc\\caresc.txt","w"))==NULL){
        puts("nu pot crea fisierul destinatie");
        return;
    }
    fprintf(carascii,"ncod smb cod smb cod smb cod smb cod smb cod");
    fprintf(carascii," smb cod smb cod smb\n");
    for(i=0; i<32; i++){
        for(j=0; j<=7; j++){
            printf("%3d  %c ", 8*i+j, 8*i+j);
            fprintf(carascii,"%3d  %c ", 8*i+j, 8*i+j);
        }
        printf("\n");
        fprintf(carascii, "\n");
        getch();
    }
    fclose(carascii);
}
```

*Observație:* În cazul standardelor impuse calculatoarelor IBM PC s-a definit și un cod extins al tastaturii, codurile ASCII fiind generate în zona tampon a tastaturii în urma apăsării unei taste sau a unei combinații de taste. De notat că în unele cazuri se va genera un cod dublu, primul caracter fiind nul (marcat în cele ca urmează prin /00). În astfel de situații este vorba de taste speciale, pentru care se va face o dublă citire de caracter:

Esc-1B; F1-3B/00; F2-3C/00; F3-3D/00; F4-3E/00; Shift/Esc-B; Shift/F1-54/00; Shift/F2-55/00; Shift/7-37; Shift/8-38; Shift/9-39.

### 4.3 Elemente analogice de memorare

Aceste circuite au sarcina de a menține un timp relativ îndelungat valoarea comenzii sub forma analogică. Soluția cea mai frecventă este de a utiliza tranzistoare MOSFET cu impedanța de intrare foarte mare ( $10^{15}$  ohmi), ceea ce asigură o viteză de scădere în timp a tensiunii unui condensator conectat la poarta de 0.1 %/oră.

O implementare a acestei variante este prezentată în *figura 4.3.a*. Comutatorul  $K_i$  conectează ieșirea CNA pe condensatorul C. Tensiunea cu care s-a încărcat condensatorul C este repetat de sursa S a tranzistorului FET pe intrarea convertorului tensiune-curent.

O soluție mai bună îl reprezintă circuitul de eșantionare-memorare de tip integrator (*figura 4.3.b*), la care, prin conectarea condensatorului de memorare în bucla de reacție negativă a unui amplificator operațional AO, se multiplică valoarea capacității condensatorului C prin efect Miller (cu un factor de  $10^4 \dots 10^5$ , cât este câștigul în buclă deschisă a AO). Ca urmare, se pot obține durate, respectiv precizii mari de memorare.

### 4.4 Convertoare numeric-analogice

#### 4.4.1. Principiul de funcționare

Convertorul numeric-analogic (CNA, DAC – Digital to Analog Converter) este circuitul care transformă o intrare sub formă numerică (în sistem de numerație binar) într-o mărime de ieșire analogică. Conversia are la baza relația (1) cu care se calculează valoarea zecimală a unui număr cu n

cifre:

$$N = \sum_{i=1}^n a_i 2^{i-1}$$





*Interfața numerică* transformă nivelele logice ale datelor numerice de intrare în semnale de comanda pentru grupul de *comutatoare analogice*.

Comutatoarele controlează curenții prin *rețeaua de rezistoare* care realizează funcția de ponderare a valorilor binare. Valorile curenților prin rețea sunt determinate de valorile rezistențelor rețelei și de valoarea *tensiunii de referință* ( $U_r$ ). Astfel, dacă mărimea de intrare este exprimată fracționar prin numărul:

$$N = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n} ;$$

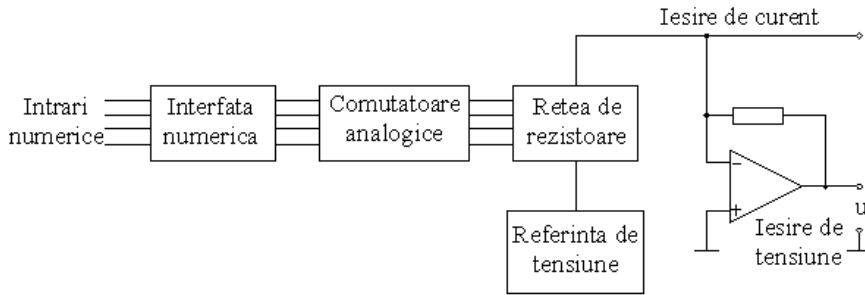


Figura 4.4 Schema bloc a unui convertor numeric-analogic

Mărimea de ieșire din convertor va fi:

$$A = U_r (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n})$$

care reprezintă caracteristica de transfer a CNA. In fig.4.5 se prezintă grafic caracteristica idealizată a unui CNA de trei biți și semn.

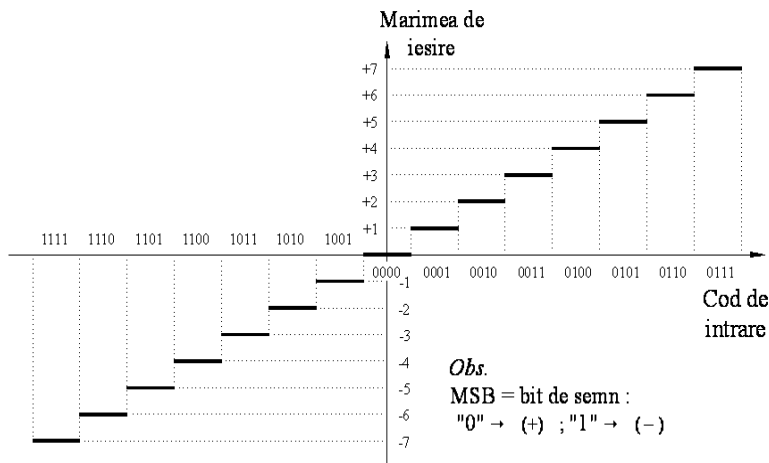


Figura 4.5 Caracteristica de transfer a unui convertor numeric-analogic

Rețeaua de rezistoare poate fi de tipul ponderat (figura 4.6.a) sau (cea mai folosită) de tipul R-2R (figura 4.6.b).

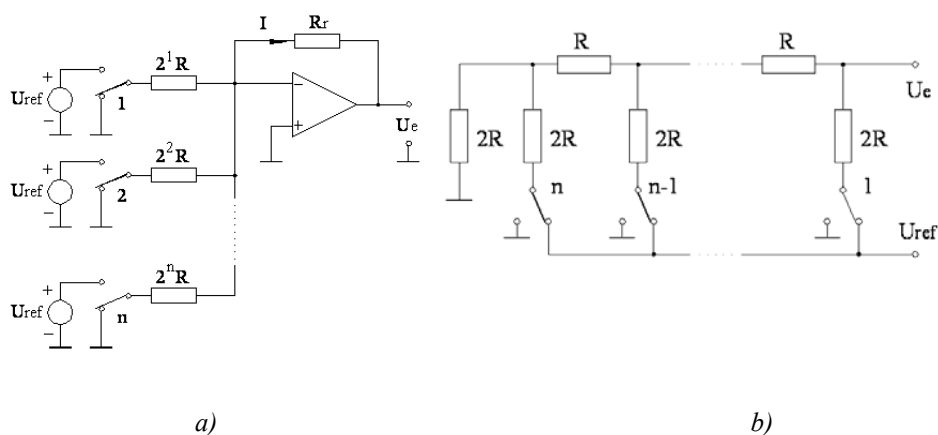


Figura 4.6 Scheme de rețele de rezistoare: a) de tip ponderat, b) de tip R-2R

#### a) CNA cu rețea R-2R

În figura 4.7 este prezentată schema unui CNA unipolar de  $n$  biți, cu rețea R-2R.

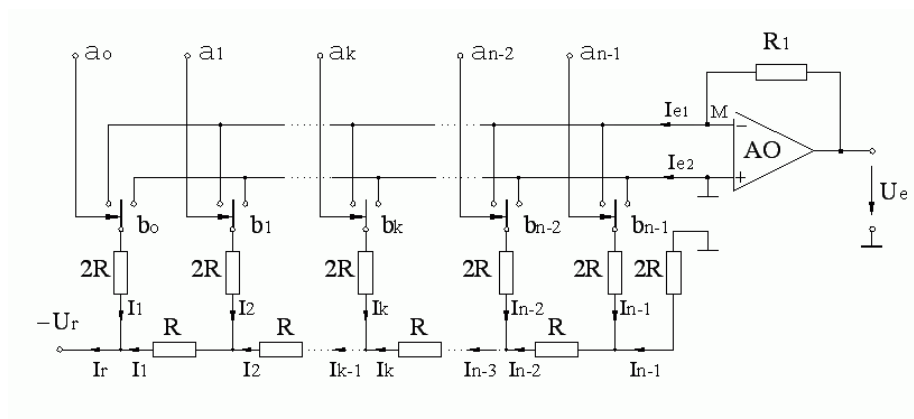


Figura 4.7 CNA unipolar cu rețea R-2R

Structura acestui convertor cuprinde o rețea de rezistențe de valori  $R$ - $2R$  (figura 4.7). Rezistența echivalentă a rețelei **R-2R** care încarcă sursa de tensiune de referință  $-U_r$  este egală cu  $R$ , rezultând curentul de referință  $I_r = U_r/R$ . Acest curent de referință se divide succesiv cu 2 în nodurile rețelei, rezultând curenții:  $I_k = I_r/2^k$  ( $k=1,2,\dots,n$ ), corespunzători comutatoarelor  $b_k$ .

Suma algebraică a curenților în nodul **M** se obține din:

$$I_{e1} = \sum_{k=0}^{n-1} a_k I_k = \sum_{k=0}^{n-1} a_k \frac{U_r}{2^k R} = \frac{U_r}{R} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^{-k}$$

Expresia din partea dreaptă a ultimei sume constituie forma echivalentă pentru exprimarea unui număr în cod binar natural.

$$I_{e1} = N \cdot \frac{U_r}{R}$$

Curentul  $I_{e2}$ , cules de la masa fizică ( intrarea neinversoare a AO) și care este complementul lui  $I_{e1}$  față de  $I_r$  va fi:

$$I_{e2} = (I - N) \cdot \frac{U_r}{R}$$

Pe de altă parte, scriind relația de bază pentru amplificatorul operațional în configurație inversoare:

$$\frac{U_e}{R_{reactie}} = -\frac{U_r}{R_{intr.ech.}} ; \text{ ținând cont că: } R_{reactie} = R_1 \text{ și } \frac{U_r}{R_{intr.ech.}} = I_e$$

se obține în final:

$$U_e = \left( \frac{R_1 \cdot U_r}{2^n \cdot R} \right) \cdot N$$

Ultima relație evidențiază dependența liniară a tensiunii de ieșire de codul numărului ai cărui biți comandă comutatoarele **b0, b1, b2, b3,.....bn-1**.

În figurile 4.8.a,b se simbolizează CNA cu ieșirea în tensiune (a), respectiv cu ieșirea în curent (b).

Este evident că CNA prezentat este aplicabil numai pentru semnale unipolare, cărora le corespund coduri binar naturale BN (v. punctul a din paragraful anterior).

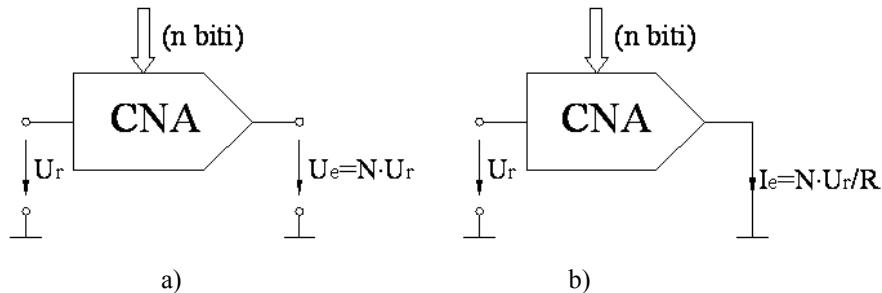


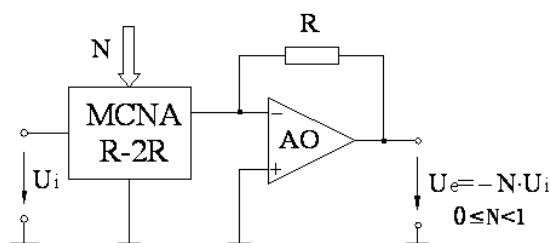
Figura 4.8 CNA cu ieșire în tensiune (a), respectiv curent (b)

**b) Convertor digital-analogic multiplicator (MCNA)**

Pentru toate CNA – urile, ieșirea analogică  $U_e$  este produsul dintre un număr  $N$  și o referință analogică  $U_r$ . În acest sens, toate CNA sunt multiplicatoare. Se utilizează această denumire pentru cazurile în care referința analogică este o variabilă de intrare, putând deci să prezinte ambele polarități.

$$U_e = N \cdot U_i$$

Această expresie arată că, un MCNA este în esență un atenuator programabil numeric, după cum se observă în *figura 4.9* pentru cazul rețelei R-2R.



*Figura 4.9 CNA multiplicator*

**c) Un exemplu industrial de CNA – DAC 08**

Se prezintă circuitul DAC 08 (*figura 4.10*), care este un CNA de mare viteză, pe 8 biți. Printre caracteristicile principale se amintesc:

- ieșiri complementare de curent;
- timpul de stabilizare a curentului de ieșire: tipic 85 ns;
- posibilitatea interfațării directe cu circuite TTL, CMOS, ECL, HTL, PMOS;
- neliniaritate maximă 0,1% pe întregul domeniu de temperatură;
- banda de frecvență largă: 1 MHz;
- tensiuni de alimentare:  $\pm 4,5 \text{ V} \dots \pm 18 \text{ V}$ .

DAC 08 este un CNA multiplicator, la care curentul de ieșire este rezultatul produsului dintre curentul de referință și numărul prezent la intrările digitale. Curentul corespunzător capătului de scară este:

$$I_{FS} = \frac{255}{256} \cdot I_{ref}, \quad \text{unde } I_{ref} = I_{14}.$$

Pentru toate stările logice:

$$I_0 + \bar{I}_0 = I_{FS}$$

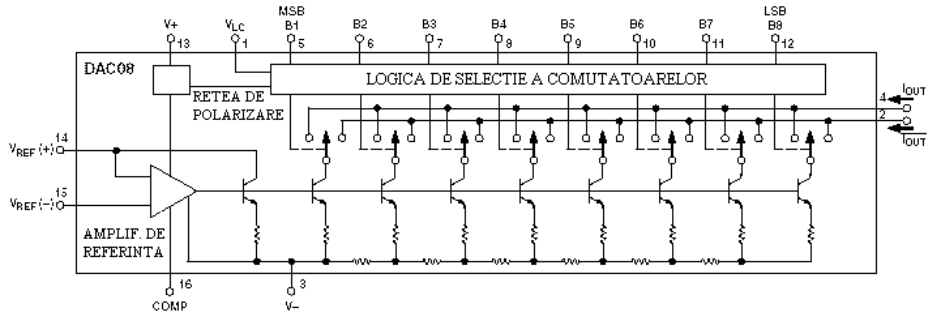


Figura 4.10 Schema CNA DAC 08

În figura 4.11 se prezintă schema de funcționare cu ieșiri bipolare a DAC 08.

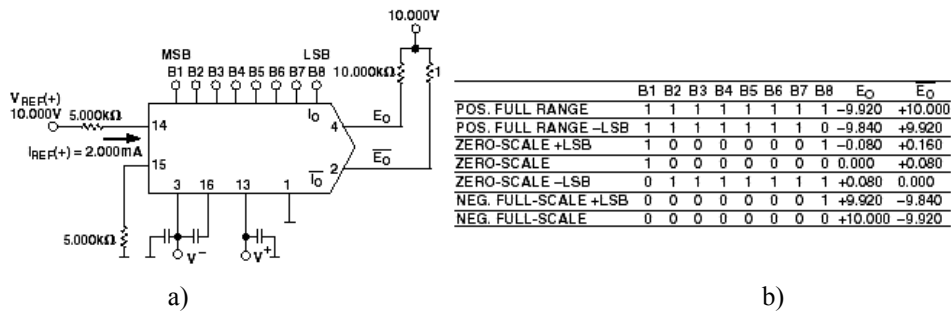


Figura 4.11 Funcționarea bipolară a DAC 08: a) schema electrică; b) tabelul de stări

#### 4.4.2 Soluții pentru interpretarea diferitelor coduri numerice la intrarea CAN

Exemplu: CNA pentru coduri mărime și semn (cod binar deplasat) a numerelor întregi (semnale bipolare).

Conform §4.2,  $N_{MS} = N_{BN} - 2^{n-1}$ ,  $2^{n-1}$ , reprezentând valoarea de translatare (decalare) dintre cele 2 coduri.

Se știe că în general pentru CNA (conform exemplului din §4.4.1):

$$I_e = \frac{U_r \cdot N_{BN}}{2^n \cdot R}$$

Din cele două relații se obține:

$$I_e - \frac{U_r}{2^n \cdot R} = \frac{U_r \cdot N_{MS}}{2^n \cdot R}$$

Pentru implementarea fizică a relației anterioare se pornește de la observația că circuitul utilizat (reprezentat în *figura 4.12*) trebuie să genereze curentul de ieșire:

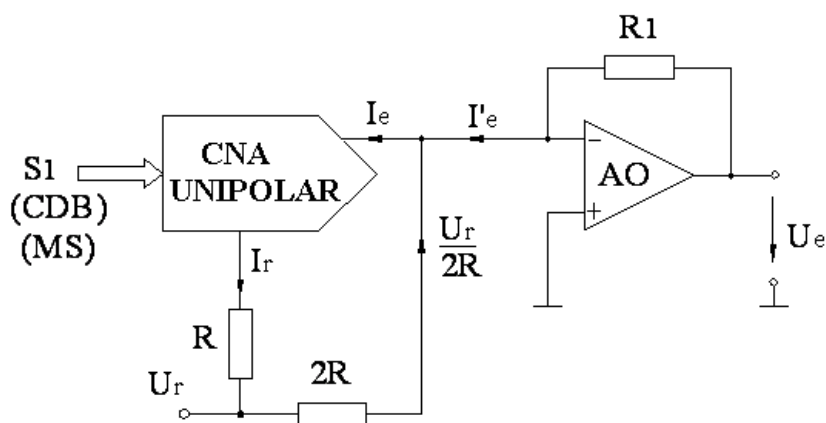
$$I_{e1} = I_e - \frac{U_r}{2^n \cdot R}.$$

În figură, s-a notat cu  $I_r$  curentul de referință dat de relația:  $I_r = \frac{U_r}{R}$ ;

tensiunea de la ieșirea CNA bipolar este:  $U_e = R_1 \cdot I_{e1}$ , obținându-se în final funcția de transfer:

$$U_e = \frac{R_1 \cdot U_r \cdot N_{MS}}{2^n \cdot R}$$

care corespunde unui CNA bipolar cu semnal de intrare în cod binar deplasat (mărime și semn, MS).



*Figura 4.12. Schema unui CNA bipolar*

Analog se obțin CNA pentru coduri numerice de intrare de forma C1 sau C2.

#### 4.4.3. Caracteristicile CNA

**a) Coduri utilizate și formatul secvenței de intrare**, - există soluții pentru oricare dintre codurile analizate la §4.2 (unele CNA având switchuri pentru a accepta diverse coduri la intrare), semnalele de intrare fiind TTL, DTL sau MOS. Marea majoritate acceptă numai semnale în format paralel, nefiind dotate cu registre de memorare și cu logică de conversie seria-paralel.

**b) Rezoluția** - este determinată de numărul de biți  $n$  care compun codul admis la intrarea CNA (practic rezoluția este  $2^n$  din domeniu). Există CNA pe 10, 12, 14, 16, 18, (20) de biți.

**c) Mărimea de ieșire** - cele mai multe CNA oferă la ieșire un curent, schema R-2R fiind dominantă în tehnica actuală. Unele convertoare posedă un rezistor intern ce poate fi folosit în reacția unui AO cuplat exterior, astfel încât se obține ușor o ieșire în tensiune de semn invers curentului.

**d) Timpul de stabilizare** - se definește ca intervalul de timp care se scurge din momentul schimbării numerice a intrării și până în momentul în care s-a obținut efectul acestei schimbări în semnalul de ieșire analogică, cu o eroare mai mică decât cea precizată. Acest timp de stabilizare exprimă viteza de conversie. Incluzând și timpul de comutare a comutatoarelor, acesta depinde substanțial de viteza de variație a semnalului de ieșire din AO final. O valoare uzuală este  $15 \cdot 10^{-9}$  s, pentru care se obține o precizie de 0.1%.

**e) eroarea de câștig și eroarea de deplasare** - ambele noțiuni se definesc în legătura cu caracteristica de transfer a CNA, care reprezintă dependența mărimii de ieșire de mărimea de intrare. Cele două erori sunt evidențiate grafic în fig. 4.13.

Eroarea de deplasare se mai numește de zero sau de decalaj și se datorează în mare parte curenților de scurgeri peste comutatoarele deschise. În urma unor astfel de procese apar semnale diferite de 0 la ieșire atunci când intrarea este nulă.

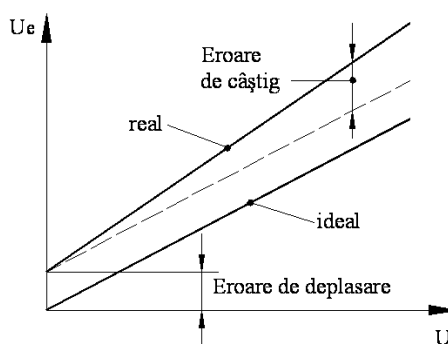


Fig. 4.13. Eroarea de câștig și de deplasare

**f) eroarea de neliniaritate** - se definește în condițiile anulării erorii de câștig și a celei de deplasare și rezultă ca diferență între valorile extrase din caracteristica de transfer reală și ideală.

## 4.5. Acționări cu motoare de curent continuu

### 4.5.1. Generalități

Motoarele de curent continuu (MCC) sunt foarte mult folosite în acționările electrice reglabile, ele oferind posibilitatea realizării unor game



largi de reglare în condiții tehnico-economice favorabile. Pentru restrângerea domeniului de abordat, se face precizarea că se va discuta în continuare despre acționările cu servomotoare de cc (MCC cu excitație constantă – separată sau cu magneți permanenți). Plecând de la construcția unui MCC (figura 4.14.a – micromotor de cc cu rotor pahar), se amintește principiul de funcționare, pe baza ecuațiilor fundamentale:

Tensiunea electromotoare indusă:

$$E_0 = k_E \Omega \Phi_E$$

Constanta constructivă:

$$k_E = pN / (2 \cdot \pi a)$$

Cuplul electromagnetic:

$$M = k_E \Phi_E I_A \quad (\text{nu este } f(\Omega))$$

Caracteristica mecanică:

$$\Omega = U_A / (k_E \Phi_E) - (R_A + R) \cdot M / (k_E^2 \Phi_E^2) \quad ,$$

unde:  $p$  – nr. perechi de poli;  $2a$  – nr. căi de curent;  $N$  – nr. spire/crestatură;  $\Omega$  – viteza unghiulară;  $\Phi_E$  – flux de excitație (considerat constant);  $I_A$  – curentul prin rotor;  $R_A$  – rezistența rotorului (indusului);  $R$  – rezistența adițională în serie cu  $R_A$ .

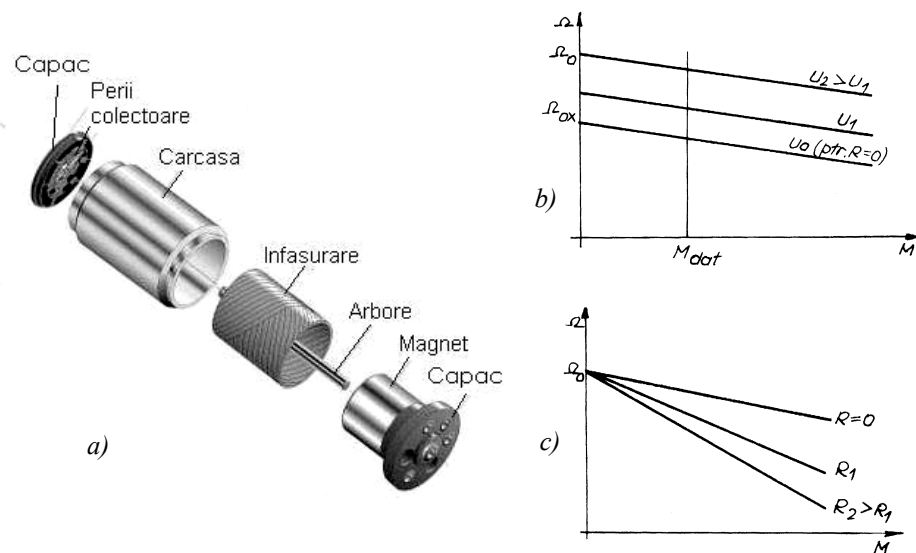


Figura 4.14 Servomotorul de curent continuu: a) construcție; b) caracteristica mecanică naturală; c) caracteristica mecanică artificială

Caracteristica cuplului electromagnetic (neglijând pierderile):

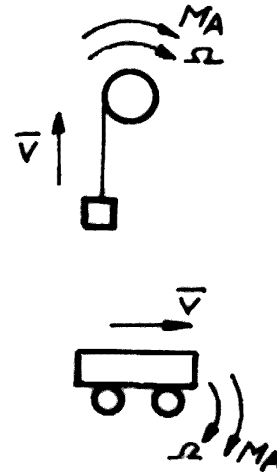
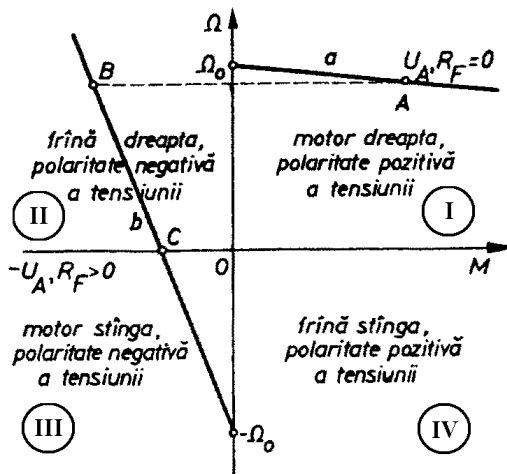
$$M = k I_A$$

Caracteristicile mecanice ale MCC au un caracter rigid în sensul că turația scade relativ puțin la mărirea cuplului rezistent. Reglarea turației (vitezei unghiulare) se poate realiza prin mai multe metode:

- prin tensiunea de alimentare  $U_A$ , la flux de excitație constant (*figura 4.14.a*). Această soluție este cea mai folosită în cazul servomotoarelor de cc datorită randamentului și gamei de reglare a turației pe care o asigură;
- prin slăbirea fluxului de excitație, la MCC cu excitație separată;
- prin intercalarea unei rezistențe în serie cu indusul sau șuntarea acestuia cu o rezistență (*figura 4.14.c*);

Din punct de vedere a sensului relativ dintre cuplul  $M$  și viteza unghiulară, se disting regimurile de motor și de frână. Considerând caracteristicile mecanice prezentate anterior, funcționarea unei acționări electrice poate avea loc în 4 cadrane (*figura 4.15.a*):

- în cadranele I și III în regim de motor (momentul motor este în același sens cu sensul mișcării, deci cu  $v$  sau  $\Omega$ ),
- în cadranele II și IV în regim de frână (momentul motor este în sens contrar cu sensul mișcării);



a)

b)

Fig.4.15. Funcționarea unei acționări în 4 cadrane:

a) sensurile cuplului și vitezei unghiulare; b) exemple practice

Sub aspectul modului de desfășurare al fenomenelor de frînare, acestea se pot asocia la 2 cazuri frecvent întâlnite în practică (*figura 4.15.b*):

- mecanismul de ridicare, în care regimul de motor este posibil numai în cadranul I ( la ridicare M este pozitiv și viteza de deplasare are normal același sens), iar regimul de frână numai în cadranul IV (la coborâre viteza are sensul minus corespunzător deplasării în jos, dar cuplul M are sens pozitiv exact ca la regimul motor, opunându-se accelerării coborârii).
- mecanismul de translație, de exemplu pentru un cărucior sau un vehicul, în care regimul de motor este posibil în ambele cadrane I și III (corespunzător celor 2 senzori posibile ale mișcării) și corespunzător regimul de frânare poate exista, de asemenea, în ambele cadrane II și IV.

Alături de (servo)motoarele de cc de tipul celui prezentat în *figura 4.14*, în prezent se întâlnesc în acționările moderne MCC cu comutație statică (fără perii – Brushless DC servomotor), la care comutarea alimentării căilor de curent se realizează cu contactoare statice comandate de senzori de poziție (cu traductoare Hall) (*figura 4.16*), evitându-se uzura și înlăturând cuplul de frecare al ansamblului colector-perie.

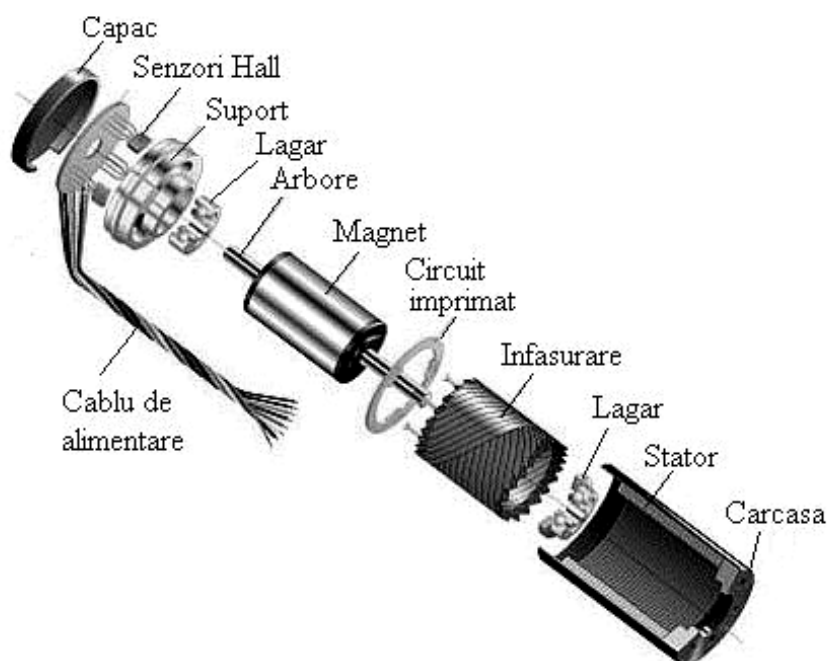


Figura 4.16 Servomotorul de c.c. fără perii

#### 4.5.2. Tehnici pentru reglarea turației MCC prin variația tensiunii la borne

##### a) Convertoare de putere. Generalități

Prin denumirea de convertoare de putere se definesc dispozitivele și circuitele electronice care asigură diferitele variante de conversie a energiei electrice de curent alternativ și curent continuu, nivelul energetic fiind impus de elementele de execuție (EE). Se poate face următoarea clasificare:

1. *Convertoare de curent alternativ - curent continuu (c.a.-c.c.)* – îndeplinesc funcția de redresor și pot fi clasificate în funcție de modalitatea de comutație:

- cu comutație naturală (necomandate), de regulă cu diode;
- cu comutație forțată (comandate), realizate în principal cu tiristoare.

Acestea pot funcționa în anumite situații și ca invertoare, inversându-se sensul fluxului de energie. Redresoarele comandate constituie una dintre cele mai utilizate soluții pentru comanda MCC în general și a comenzii asistate de calculator în special. În *figura 4.17* sunt prezentate diferite regimuri de lucru.

2. *Convertoare curent continuu - curent alternativ (c.c.-c.a.)*

Acestea se numesc invertoare și principalele lor aplicații sunt: acționarea motoarelor de curent alternativ, a rețelelor de bord, alimentarea sarcinilor cu factor de putere scăzut etc.

3. *Convertoare curent alternativ - curent alternativ (c.a.-c.a.)*

Acestea transformă energia de curent alternativ cu anumiți parametri (tensiune  $U1$ , frecvența  $f1$ , nr. faze  $m1$ ) în energie de curent alternativ cu alți parametri ( $U2, f2, m2$ ). Se disting două cazuri:

- dacă  $f2 \neq f1, u2 \neq u1$ , este vorba de convertoare de frecvență;
- dacă  $f2=f1, u2 \neq u1$ , este vorba de variatoare de tensiune alternativă.

Aplicațiile acestora sunt: variația vitezei la acționările cu motoare de c.a., echipamente electrotermice etc .

4. *Convertoare c.c.-c.c.*, care transformă energia electrică preluată de la o sursă de c.c. cu tensiune constantă în energia de c.c., dar la o tensiune diferită.

Din categoria acestora fac parte:

- -variatoarele de tensiune continuă (choppere), utilizate tot mai mult în comanda MCC;
- -stabilizatoarele de tensiune.

### b) Redresor trifazat în punte complet comandată

Schema de principiu este prezentată în figura 4.18. Rolul redresorului este de a realiza conversia tensiunii alternative trifazate de la rețea în tensiune continuă  $U_d$ , reglabilă, utilizând posibilitatea de comandă a dispozitivelor redresoare (tiristoare) prin variația unghiului de comandă  $\alpha$  a impulsului de amorsare. Tiristoarele primesc impulsuri de amorsare la intervalele de  $\pi/3$  rad electrici, în următoarea succesiune: T1, T2, T3, T4, T5, T6, T1, T2.....

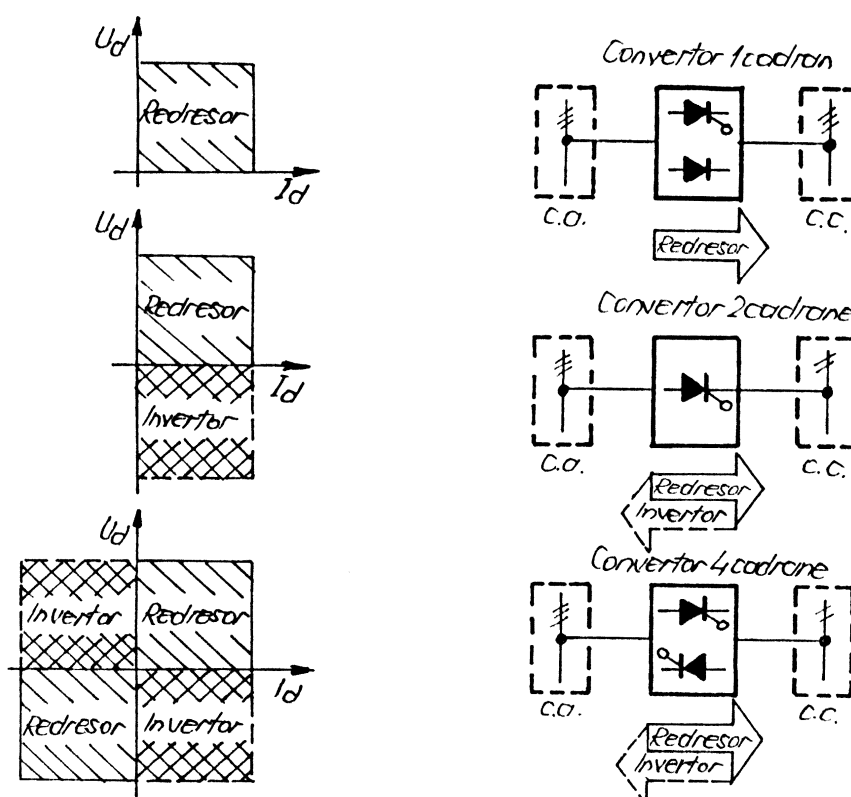


Figura 4.17 Cadranele de funcționare ale convertoarelor

În conducție simultană se află întotdeauna un tiristor din grupul T1, T3, T5 și unul din grupul T2, T4, T6. Valoarea momentană a tensiunii de ieșire este egală cu diferența tensiunilor momentane aplicate tiristoarelor în conducție.

De exemplu, pentru intervalul de timp în care conduc T1 și T2:

$$u_d = u_{s1} - u_{s3}$$

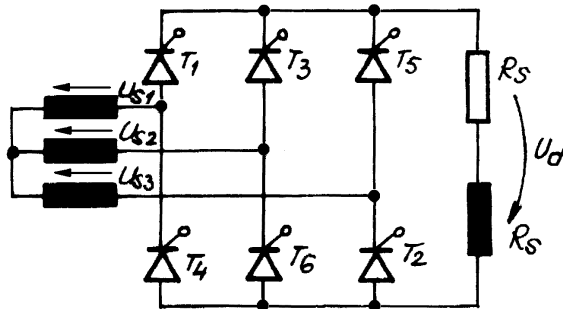


Figura 4.18 Schema redresorului trifazat complet comandat

Diagramele de funcționare sunt prezentate în figura 4.19, în care se observă:

- poziția de referință pentru unghiul de comandă ( $\alpha = 0$ ), egală cu momentul egalității, în domeniul tensiunilor pozitive, a două tensiuni de fază;
- formele tensiunii  $U_d$  pentru unghiurile  $\alpha = 0^\circ$  și  $\alpha = 30^\circ$ .

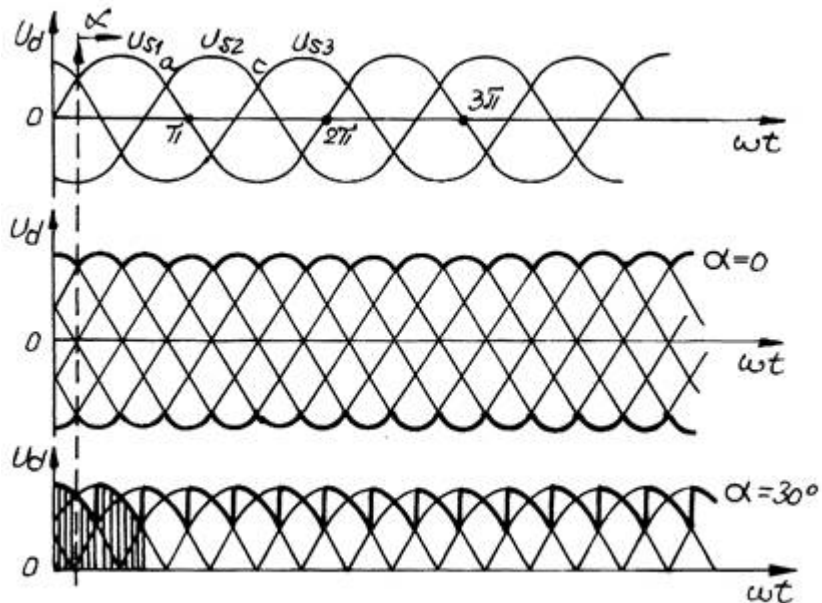


Figura 4.19 Tensiunea medie redresată funcție de unghiul de comandă

Dependența valorii medii a tensiunii redresate  $U_d$  de unghiul de comandă este:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_s \cos \alpha \quad ,$$

unde  $U_s$  este valoarea efectivă a tensiunii din secundarul transformatorului.

Din analiza relației se poate observa că prin modificarea lui  $\alpha$  se poate realiza un reglaj continuu al turației MCC de la 0 la valoarea maximă fără pierderi de putere activă. Mai mult, redresorul în punte trifazată comandată poate funcționa și în regim de inverter ( pentru  $\alpha > 90^\circ$  ), iar prin combinarea antiparalel a două unități se obține o instalație care poate funcționa în cele patru cadrane ale planului  $\Omega, M$ .

### c) Chopper cu stingere forțată

Chopperul sau variatorul de tensiune continuă are o largă utilizare în reglarea turației MCC, transformând tensiunea continuă, aplicată la intrare, în impulsuri dreptunghiulare la ieșire. Valoarea medie a tensiunii de la ieșirea unui chopper sa poate modifica între 0 și cea a tensiunii de alimentare, utilizând 2 metode:

1. modificarea frecvenței unor impulsuri de durate constantă (PFM);
2. modificarea în durată a unor impulsuri de frecvență constantă (PWM - Pulse Width Modulation).

Principiul PWM este ilustrat în *figura 4.20*, în variantele impulsurilor unipolare (a), respectiv bipolare (b).

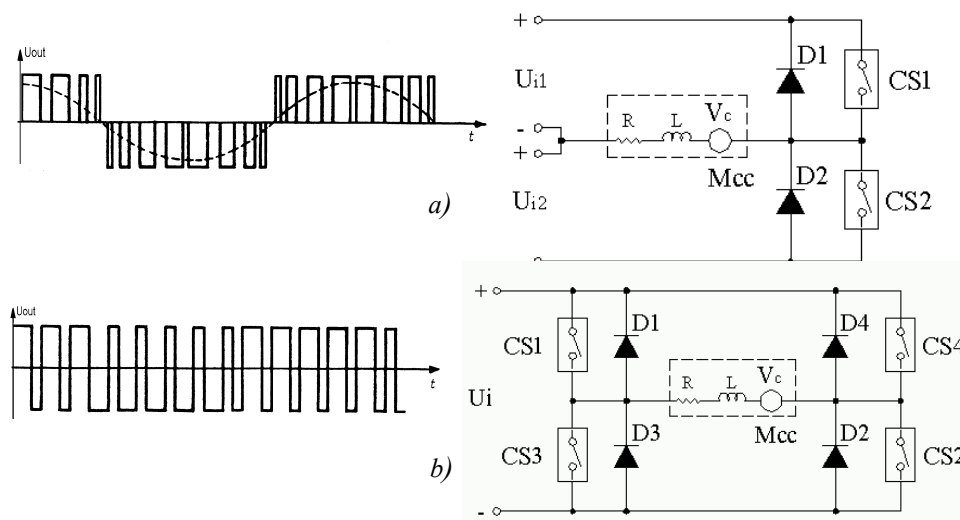
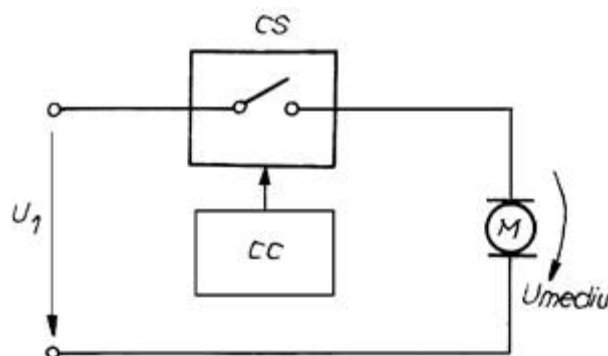


Figura 4.20 Principiul PWM: a) cu impulsuri bipolare; b) cu impulsuri unipolare

Schema bloc a principiului expus este ilustrată în *figura 4.21*. Închizând și deschizând CS după o anumită lege repetată periodic, MCC va fi alimentat cu tensiunea medie:

$$U_{med} = U_1 \frac{T_c}{T}$$

unde  $T_c$  - durata de conectare a contactorului CS,  $T$  - perioada de repetiție a comenzii.



*Figura 4.21 Principiul contactorului static*

În *figura 4.22.a* este prezentată o variantă de contactor static CS (din *figura 4.21*), realizat cu tiristoare. Circuitul utilizat la comanda chopperului trebuie să furnizeze impulsurile de amorsare pentru tiristorul principal T1 cu perioada  $T$ . Amorsarea lui T1 echivalează cu închiderea contactorului static. După un interval  $T_c$  de la comanda lui T1 circuitul de comandă generează impulsul de amorsare pentru T2, iar sarcina (MCC) este deconectată de la sursa de alimentare  $U_1$ .

Menținând constantă perioada  $T$  de repetiție a impulsurilor de comandă la T1 și modificând momentul de apariție al impulsului pentru T2, se realizează modificarea valorii medii a tensiunii de ieșire și implicit modificarea turației MCC.

În *figura 4.22 b* este prezentată o schemă principală de contactor static, realizat cu tranzistoare MOSFET de putere.

În prezent se utilizează frecvent structuri integrate de circuite de comandă PWM, un exemplu fiind circuitul A3958 al firmei Allegro MicroSystems (*figura 4.23.a*). Acesta este un circuit integrat care conține o punte completă PWM, comandată serial printr-un cuvânt de 20 biți și care operează la tensiuni maxime de 50 Vcc și curenți maxim  $\pm 2A$ .



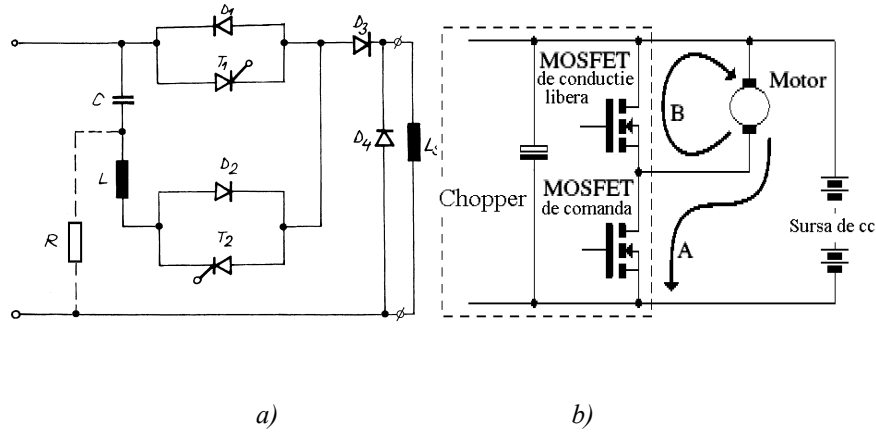


Fig. 4.22 Scheme de contactoare statice: a) cu tiristoare; b) cu tranzistoare MOSFET  
 T1 - tiristorul principal, T2 - tiristorul de stingere, C - condensatorul de stingere,  
 L - inductivitatea de stingere, D4 - dioda de nul (de conducție liberă).

Semnificația biților portului serial este prezentată în tabelul din figura 4.23.b.

Un alt exemplu de circuit industrial, pentru comanda unui MCC fără perii este prezentat în figura 4.24. În componența acestuia se identifică bucla majoră de reglare a vitezei (turației) și bucla de reglare pentru controlul curentului motorului. Se remarcă dubla utilizare a traductoarelor Hall, odată pentru alimentarea succesivă a înfășurărilor motorului și apoi și pentru controlul vitezei unghiulare.

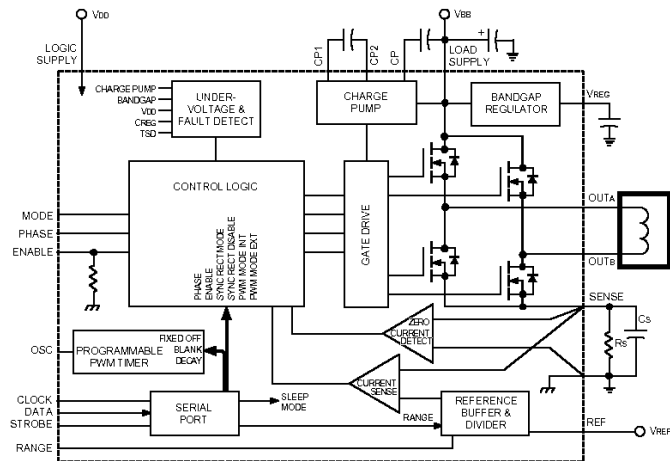


Figura 4.23.a Circuitul PWM A3959 – schema electrică

Bit	Function	Bit	Function
D0	Blank Time LSB	D10	Fast Decay Time MSB
D1	Blank Time MSB	D11	Sync. Rect. Mode
D2	Off Time LSB	D12	Sync. Rect. Enable
D3	Off Time Bit 1	D13	External PWM Mode
D4	Off Time Bit 2	D14	Enable
D5	Off Time Bit 3	D15	Phase
D6	Off Time MSB	D16	Reference Range Select
D7	Fast Decay Time Bit LSB	D17	Internal PWM Mode
D8	Fast Decay Time Bit 1	D18	Test Use Only
D9	Fast Decay Time Bit 2	D19	Sleep Mode

Figura 4.23.b Circuitul PWM A3959 –semnificațiile pinilor

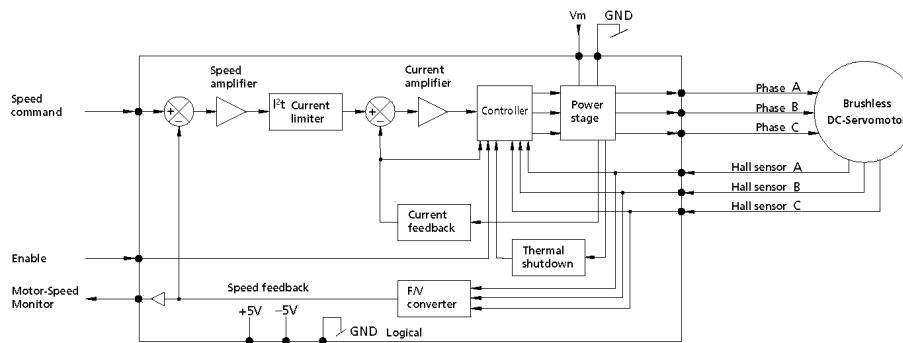


Figura 4.24. Circuit pentru comanda unui MCC fără perii

### 4.5.3 Sisteme de comandă pentru convertoarele de putere

#### a) Sisteme de comandă pentru redresoarele comandate

Asigurarea unui unghi de comandă constant, chiar la variații mari ale frecvenței de referință este principalul obiectiv al acestor sisteme. În acest scop s-au impus circuitele cu calare de fază, (*PLL* – Phase Locked Loop). În figura 4.25, se prezintă schema generală de principiu a unui controler de comandă (monocanal) a convertoarelor cu intrare în c.a. (redresoare, cicloconvertoare) ce utilizează circuite *PLL*. În funcția de mărimea de comandă  $U_{com}$  se modifică unghiul de comandă  $\alpha$ . Se pot obține, corespunzător caracteristicii detectorului de fază funcții de reglaj liniare, cosinusoidale,...etc. Astfel, de exemplu, în cazul unei punți trifazate având tensiunea medie redresată  $U_d = k \cdot \cos \alpha$ , pentru a menține o caracteristică de comandă liniară  $U_d = kI \cdot U_{com}$ , este necesar ca:

$$\alpha = \arccos(k2 \cdot U_{com}).$$

Când bucla de reglare se află în sincronism și circuitul *PLL* urmărește semnalul având frecvența de referință  $f_r$ , oscilatorul comandat în tensiune

*OCT* generează un semnal coerent de fază cu  $f_0 = k3 \cdot f_r$ , comparatorul de fază *DP* compară faza tensiunii de referință (sau alimentare în cazul redresoarelor)  $f_r$  cu faza semnalului la ieșirea numărătorului divizor, care are raportul de divizare  $1/k$ .

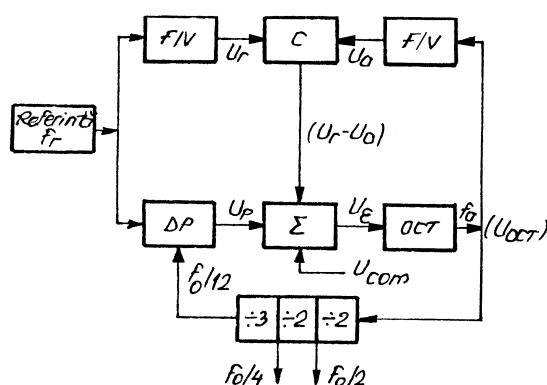


Figura 4.25 Controler pentru convertor c.a. - c.a.

În cazul concret al comenzii unor convertoare trifazate cu 3 sau 6 pulsuri  $k=12$ . Tensiunea de ieșire a amplificatorului sumator  $U_e$  rămâne constantă în regim de buclă calată, furnizând un decalaj inițial necesar menținerii în sincronism. Defazajul dintre  $f_r$  și  $f_0/12$  este chiar unghiul de comandă  $\alpha$ . Ieșirea *OCT* este divizată în schema propusă cu 2; 2; 3, în total cu 12. Frecvența  $f_0/2$  este folosită în cazul punților comandate cu tiristoare, iar  $f_0/4$  în convertoarele trifazate cu punct median sau punți semicomandate, obținându-se trenuri de impulsuri de 6 sau 12 grade.

Pe principiile prezentate anterior (comandă cu control de fază), s-au conceput circuite integrate specializate. În continuare se prezintă două dintre cele mai reprezentative:

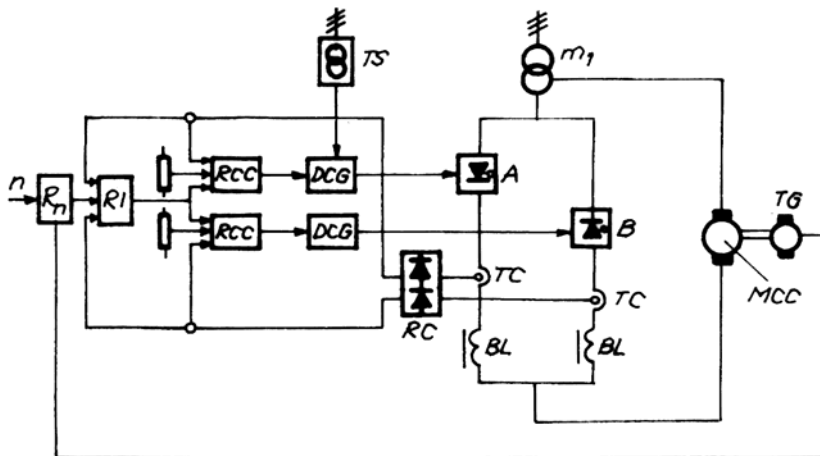
1. **UAA 145** - este utilizat pentru comanda convertoarelor c.a - c.c și c.a - c.a., putând acționa succesiv 2 dispozitive de comutație (tiristoare, triacuri) cu impulsuri cu fază și durate reglabile. Unghiul de comandă poate fi reglat cu o simetrie mai bună de 3 grade.

2. **MAA 436** - realizează în principiu conversia unui semnal de comandă analogic  $U_{com}$  în impuls de amorsare de fază  $\alpha$  reglabilă teoretic în intervalul (0-180) grade.

*Observație:* sistemele de comandă prezentate anterior se integrează industrial împreună cu redresoarele prezentate la §4.5.2 și cu alte elemente

(reglatoare, transformatoare de sincronizare,.....), formând împreună așa numitele variatoare de curent alternativ cu convertoare tiristorizate. Aceste variatoare au prevăzute și intrări pentru semnalele de reacție de la MCC (turație, curent) și pot fi integrate într-o schemă de conducere cu  $\mu C$  a motoarelor de curent continuu. În *figura 4.26* este prezentată schema bloc a variatorului trifazat V3.2 ( $P=1.5-5.5kW$ ), cu convertoare reversibile cu punct median folosit pentru comanda motoarelor cu inerție redusă.

Pentru un anumit sens de rotație o grupă de tiristoare (de exemplu *A*) este comandată în regim de redresor iar cealaltă (*B*) în regim de inverter, unghiurile de comandă respectând relația  $\alpha_A + \alpha_B = 180^\circ$ . Reglarea turației, a



*Figura 4.26 Schema bloc a variatorului trifazat de c.c.*

*TS- transformator de sincronizare, m1- transformator de alimentare, DCG - dispozitiv de comandă pe grilă, BL - bobine de limitare, TC - traductoare de curent, Rn, RI, RCC - reglatoare de turație, curent și curent de circulație, TG - tahogenerator.*

curentului rotoric și a curentului de circulația se face cu bucle dispuse în cascadă, măsurându-se curentul fiecărei grupe de tiristoare cu ajutorul unor traductoare de curent, TC. Turația de lucru se poate regla continuu în limitele 43-1000 rot/min.

### **b) Sisteme de comandă pentru choppere**

S-au impus 2 tipuri de sisteme de comandă:



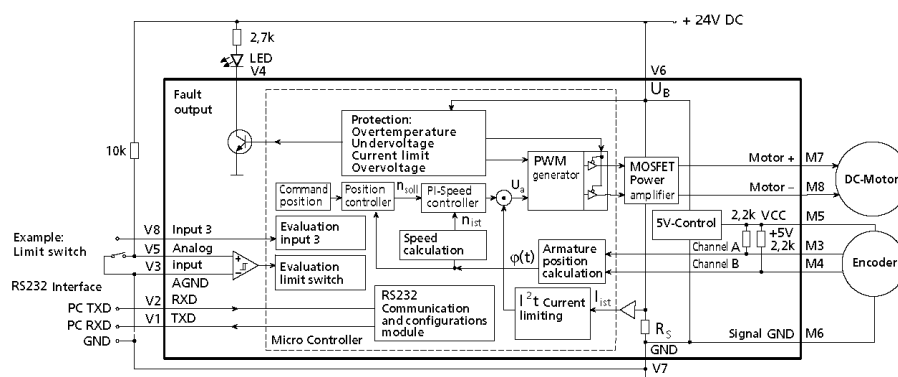


Figura 4.28 Scheme de comandă numerică cu chopper

#### 4.5.4 Sisteme de comandă cu $\mu\text{P}$ a convertoarelor de putere

Sistemele prezentate în cadrul §4.5.3 pot fi la rândul lor comandate de  $\mu\text{P}$ , prin intermediul semnalului analogic generat de CNA. În acest paragraf se prezintă metode mai directe care comandă direct convertoarele de putere fără a mai fi nevoie de sisteme de comandă intermediare clasice.

Aceste sisteme au unele avantaje față de soluțiile din paragraful anterior; unul dintre cele mai importante este posibilitatea de implementare de noi funcții pentru circuitul de comandă, de exemplu, realizarea unei bucle de reglare de viteză cu același circuit care asigură și comanda propriu-zisă a redresorului sau chopperului.

##### a) Sisteme de comandă cu $\mu\text{P}$ pentru redresoare comandate

În cazul utilizării numai pentru comanda redresoarelor microcalculatorul ( $\mu\text{C}$ ) trebuie să realizeze următoarele funcții:

1. Să sesizeze momentul de referință pentru unghiul de comandă  $\alpha$  la tiristoarelor. Aceste momente sunt sesizate pe o linie a unui port de intrare al  $\mu\text{C}$ . Din punct de vedere hard este necesară prezența unui circuit care să sesizeze momentul de referință, transmițând un impuls TTL spre portul de intrare al  $\mu\text{C}$ .

2. Să realizeze întârzieri precise și reglabile corespunzătoare unghiurilor de comandă, pentru toată plaja de reglare impusă acestuia. S-au impus 2 metode pentru realizarea acestor temporizări (întârzieri):

- utilizarea timerului intern (circuitul 8253) al  $\mu\text{C}$  sau a celui de pe placa de dezvoltare și a sistemului de întreruperi. Avantajul metodei constă în posibilitatea ca  $\mu\text{P}$  să execute alte programe între timp;
- generarea soft a întârzierilor utilizând limbaje de asamblare. Astfel, se construiesc bucle de întârziere, calculul timpului fiind realizat prin însumarea timpilor de execuție specifici fiecărei instrucții (calculați în funcție de numărul ciclurilor mașină specifici fiecărui  $\mu\text{P}$  și a perioadei de tact). Această aplicație soft este un exemplu în care utilizarea limbajelor evolute nu ar fi generat rezultate satisfăcătoare din punct de vedere a preciziei de realizare a timpilor de întârziere (prin compilare nu se poate asigura un control precis al timpului de generare al unor anumitor semnale spre exterior);

3. Să genereze câte un impuls de comandă scurt (uzual de  $100\ \mu\text{s}$ ) pentru fiecare tiristor din redresor, la momentul și în conformitate cu secvența necesară funcționării corecte a redresorului de putere. Aceste impulsuri se obțin pe o linie de ieșire a unuia dintre porturile  $\mu\text{C}$ . Pentru a se asigura izolarea galvanică între circuitul de putere și  $\mu\text{P}$ , transmiterea impulsurilor se realizează prin intermediul unor optocuploare sau prin amplificatoare cu transformatoare de impulsuri.

#### b) Sisteme de comandă cu $\mu\text{P}$ pentru chopper

În cazul utilizării numai pentru comanda chopperului,  $\mu\text{C}$  trebuie să realizeze următoarele funcții:

1. *generarea intervalelor de timp  $T$  și  $T_c$  variabile*, ca și în cazul utilizării redresoarelor comandate. Se pot utiliza două metode pentru generarea intervalelor de timp (temporizărilor) dorite:

- utilizând exclusiv mijloace soft (limbaje de asamblare). În acest caz rămân valabile toate considerațiile de la punctul a) și în special remarca utilizării neraționale a  $\mu\text{P}$  în calitate de simplu numărător și indisponibilizarea să momentană pentru efectuarea unor taskuri mai complexe;
- utilizând sistemul de întreruperi și timer-ul din sistem;

2. *comanda propriu-zisă a tiristoarelor cu impulsuri scurte*. Cele 2 impulsuri se obțin pe 2 linii ale unuia dintre porturile de ieșire ale  $\mu\text{C}$ . Izolarea galvanică între sistem și circuitul de putere se realizează prin amplificatoare cu transformatoare de impulsuri.

## 4.6 Comanda elementelor hidro-pneumatice proporționale

### 4.6.1 Cadrul problemei

Tehnica hidraulicii proporționale și-a cucerit un câmp de aplicabilitate din ce în ce mai mare în ultimele decenii, aria de răspândire fiind dintre cele mai variate: mașini-unelte, roboți, prese, mașini de injectat mase plastice și în general în situațiile în care se cere repetabilitatea ciclurilor. Posibilitatea de a controla forțele, momentele, vitezele și pozițiile, asigură o flexibilitate deosebită. Dezvoltarea acestei tehnici s-a făcut în strânsă legătură cu dezvoltarea  $\mu P$  și  $\mu C$ .

Avantajele oferite sunt următoarele:

- posibilitatea creșterii vitezei motoarelor (datorită faptului că se pot asigura accelerații relativ bine definite și profile diferite pentru viteze) și a preciziei;
- absența șocurilor la inversare (deoarece se pot asigura rampe de trecere de la o viteză la alta);
- reducerea numărului de aparate convenționale în paralel cu posibilitatea încadrării în sisteme complexe de conducere cu  $\mu C$ .

### 4.6.2 Convertoare electromecanice proporționale

#### a) Generalități

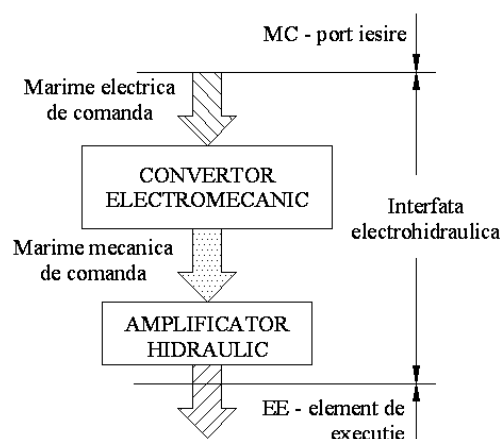


Figura 4.29 Schema de principiu a acționării electrohidraulice.

Aparatura hidraulică proporțională trebuie să conțină între partea de comandă (de regulă de natură electrică cu logica cablată sau cu logica programată –  $\mu C$ ,  $\mu P$ ) și elementul de execuție EE hidraulic, un convertor electromecanic (figura 4.29).

Acesta trebuie să realizeze 2 funcțiuni de bază:

- să transforme mărimea



electrică de comandă (tensiune sau curent) de la intrarea sa într-o mărime mecanică de comandă (deplasare, forță, cuplu);

– să asigure proporționalitatea între cele 2 mărimi de comandă.

### b) Electromagnetul proporțional

Forța electromagnetică dezvoltată de electromagnetul proporțional (EMP), rezultă din variația inductivității proprii sau a unei bobine fixe asociate unui circuit magnetic variabil. Se impune ca forța dezvoltată să fie proporțională cu intensitatea curentului care parcurge bobina de excitație.

Din punct de vedere constructiv soluția principală este arătată prin secțiunea din *figura 4.30*. Circuitul magnetic cu simetrie cilindrică este constituit din carcasa (jugul) exterioară 1, armătura fixă (opritorul) 2, bușa de ghidare 3 și armătura culisantă 4, toate fabricate din material feromagnetic. Fluxul magnetic prin acest circuit este generat de solenația bobinei de excitație 5. Mișcarea armăturii culisante este transmisă prin tija nemagnetică 6, care se poate deplasa în interiorul unui canal cilindric practicat în axul armăturii fixe. Întrefierul principal (axial) dintre suprafețele frontale ale celor 2 armături cilindrice și șaiba din material nemagnetic 8 delimitează cursa utilă a armăturii clasice. Între bușa de ghidare și armătura culisantă coaxială există întrefierul tehnologic (radial) 9, de grosime redusă.

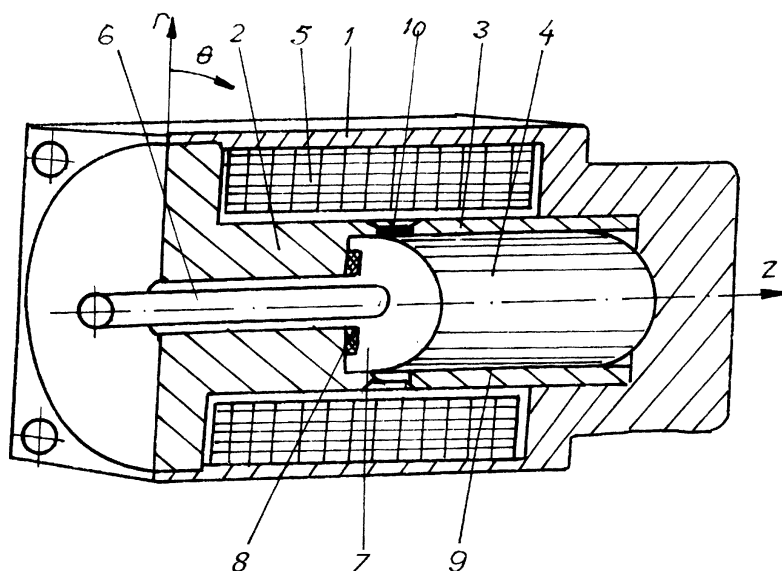


Figura 4.30 Construcția electromagnetului proporțional

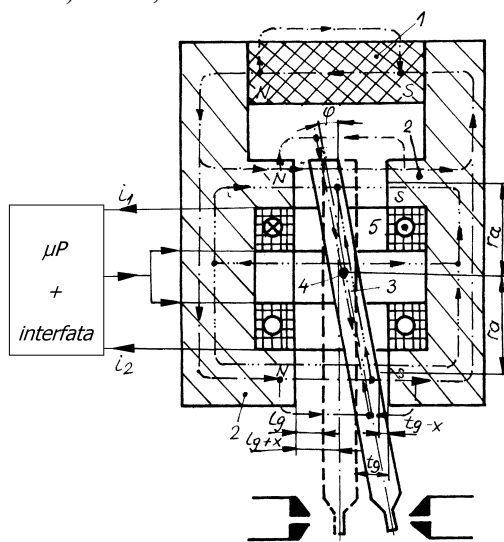
EMP se pot clasifica în:

1. EMP de deplasare, dacă forța dezvoltată acționează direct asupra unui arc (exact ca în cazul distribuitorilor proporționale), cursa armăturii mobile fiind relativ mare (3-5 mm). Proporționalitatea intrare/ieșire este echivalentă în această situație cu proporționalitatea curent/deplasare. Liniaritatea acestei dependențe este condiționată de liniaritatea caracteristicii de transfer a arcului;

2. EMP de forță, dacă forța dezvoltată acționează prin intermediul unui plunjer (sau unei supape) împotriva unui arc echivalent de mare rigiditate (similar cu construcția ventilelor pilotate de presiune sau de debit). Deplasarea armăturii mobile este relativ redusă (<1.5mm).

### c) Motorul de cuplu (torsional)

Soluția de principiu a unui motor de cuplu este prezentată în *figura 4.31*. Acesta se caracterizează prin elemente active (magnet permanent sau bobine) fixe, asociate unui circuit



*Figura 4.3. Motorul de cuplu electrohidraulic.*

feromagnetic deformabil. Magnetul permanent 1 (uzual din aliaj ALNICO) creează componenta principală de flux magnetic constant, ale cărui linii de câmp (reprezentate prin linii-punct) se închid, preponderent, prin circuitul feromagnetic (în forma de punte în figură) al motorului de cuplu. Prin urmare, cele 4 brațe (piese polare) fixe 2 ale circuitului feromagnetic în forma de punte sunt magnetizate cu polaritățile din figură.

Deși armătura mobilă 3 (de pe diagonala punții magnetice) este și ea magnetizată nu poate fi deplasată în raport cu centrul ei de oscilație, întrucât cuplul dezvoltat prin interacțiunea magnetului permanent cu circuitul feromagnetic nu poate învinge rigiditatea ridicată a resortului torsional de centrare a armăturii mobile în poziția neutră (reprezentată cu linie întreruptă).

Din punct de vedere al exploatării este de reținut proporționalitatea dintre curentul  $i$  aplicat la intrare (mărimea de comandă) și deviația unghiulară  $\varphi$  obținută la ieșire:  $\varphi = k \cdot i + k'$

#### d) Motorul de forță (motorul hidrodinamic)

Acesta are același rol ca și motorul de cuplu și anume de a crea o mărime de ieșire (aici o deplasare liniară coaxială cu axele celor 2 bobine) proporțională cu mărimea de intrare (curentul de comandă al bobinei mobile).

### 4.6.3 Aparate proporționale pentru comanda (reglajul) debitului și a presiunii

#### a) Distribuitoare proporționale

Față de distribuitorul convențional, cel proporțional conduce la economia de aparate hidraulice (drosele și distribuitoare de comutație). De asemenea, prin comandă după program a variației secțiunilor de droselizare se realizează și controlul variației vitezelor, deci evitarea șocurilor, ceea ce permite creșterea vitezei maxime a motorului. În figura 4.32 este prezentată soluția de comandă a unui hidromotor liniar care permite variația vitezei liniare a acestuia (prin controlul debitului) și evitarea șocurilor.

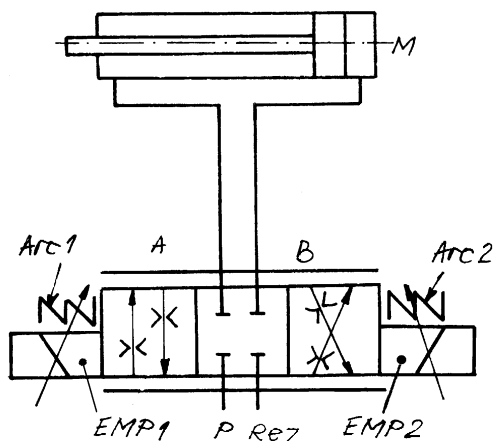


Fig.4.32. Comanda hidromotorului liniar

Constructiv, distribuitorul proporțional utilizează în calitate de convertor unul sau doi electromagneți proporționali *EMP* (§4.6.2). Dacă *EMP* nu sunt acționați, sertarul este menținut în poziția de mijloc de 2 arcuri plasate la extremități. În acest caz, toate legăturile sunt obturate. Dacă se acționează, spre exemplu, *EMP1*, armătura mobilă a acestuia va deplasa sertarul spre dreapta împotriva arcului din extremitatea dreaptă, până când forța generată de *EMP2* (proporțională cu semnalul electric de comandă) va fi echilibrată de forța arcului ARC2. Urmare

Constructiv, distribuitorul proporțional utilizează în calitate de convertor unul sau doi electromagneți proporționali *EMP* (§4.6.2). Dacă *EMP* nu sunt acționați, sertarul este menținut în poziția de mijloc de 2 arcuri plasate la extremități. În acest caz, toate legăturile sunt obturate. Dacă se acționează, spre exemplu, *EMP1*, armătura mobilă a acestuia va deplasa sertarul spre dreapta împotriva arcului din

acestei deplasări se realizează legăturile  $P \rightarrow B$  și  $A \rightarrow Rez$ . Fiecărei valori a semnalului de comandă îi corespunde o poziție a sertarului, respectiv, o anumită secțiune de droselizare, deci un anumit debit.

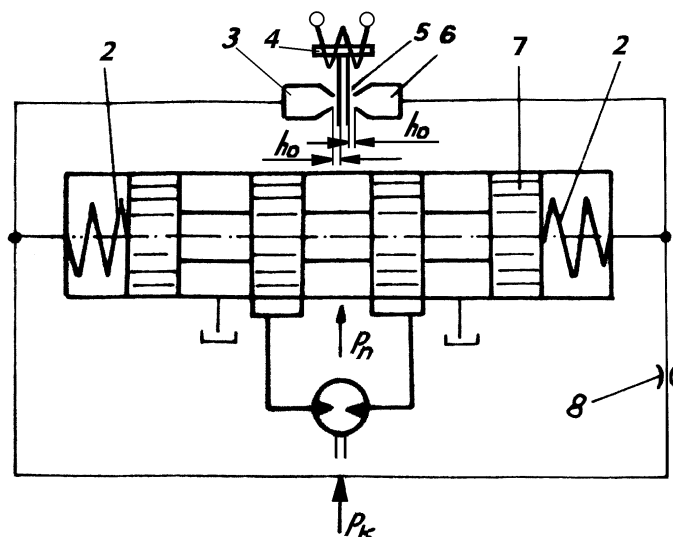
În mod similar se comandă distribuitorul cu EMP2.

### b) Servo-distribuitoare (servovalve, amplificatoare hidraulice)

Din punct de vedere funcțional (și din anumite puncte de vedere și constructiv) servovalva se aseamănă cu distribuitorul proporțional nefiind posibilă o delimitare netă între cele două. De aici și diferitele denumiri aproximativ echivalente pentru aceste aparate hidraulice.

Denumirea de amplificator hidraulic este justificată de amplificarea prin intermediul fluidului a puterii semnalului de intrare (de regulă de natura electrică) de până la  $10^6$ , ieșirea fiind un semnal de natură hidraulică.

În *figura 4.33* este reprezentat schematic un amplificator electrohidraulic cu 2 etaje de amplificare cu ajutorul clapetă. Armătura mobilă a electromagnetului 4 este asamblată cu clapeta 5 (motor de cuplu, analizat în paragraful anterior), plasată între două ajutoraje 3 și 6 cu care face jocurile  $h_0$  pe fiecare latură. Când clapeta se găsește în poziție mediană, fluidul intră în ajutorajul din conducta de comandă cu presiunea  $p_k$  prin droselele identice 1 și 8. Conductele de legătura între ajutoraj și drosele sunt legate la părțile frontale ale unui distribuitor cu sertar 7, cu 4 umeri și care are în capete două arcuri 2.



*Figura 4.33. Construcția unui amplificator electrohidraulic*

În poziția mediană a clapetei, care corespunde unui semnal de intrare nul, furnizat de bobina 4, sertarul 7 va ocupa o poziție neutră sub acțiunea arcurilor 2 și a presiunilor egale la cele 2 extremități. În momentul transmiterii la intrarea bobinei a semnalului de comandă, clapeta va fi deviată proporțional cu mărimea și semnul acestuia.

Ca exemplu, prin devierea spre stânga, fluidul care iese din ajutorul din stânga va fi droselizat mai mult, deci va crește presiunea în capătul din stânga al sertarului față de cea din dreapta. Sub acțiunea acestei diferențe de presiune, sertarul se va deplasa la dreapta învingând rezistența arcului din dreapta. Astfel, sistemul transformă deplasarea clapetei plasate între ajutaje (care reprezintă primul etaj de amplificare) în deplasarea sertarului, care comandă motorul hidraulic (al doilea etaj de amplificare).

În figura 4.34 este prezentată construcția servovalvei a cărei funcționare a fost descrisă anterior. În calitate de drosel constante 9 se pot folosi jiclere identice. Pe desen s-a notat cu 1 electromagnetul care are armătura 2 fixată în elementul elastic 3, constituit dintr-o țeavă din oțel cu pereți subțiri (0,03 mm). Clapeta 4, asamblată rigid cu armătura mobilă, se deplasează în timpul funcționării servovalvei între ajutajele 5, care pot fi reglate axial cu ajutorul unor șuruburi. În conducta de intrare a uleiului în servovalva este montat un filtru 10, care protejează de impurități droselurile 9.

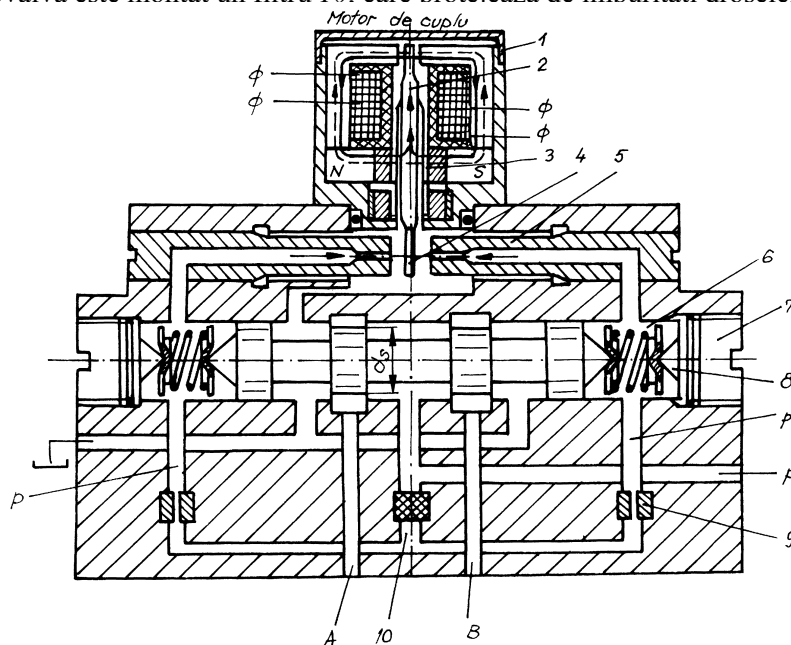


Fig.4.34. Construcția servovalvei electrohidraulice

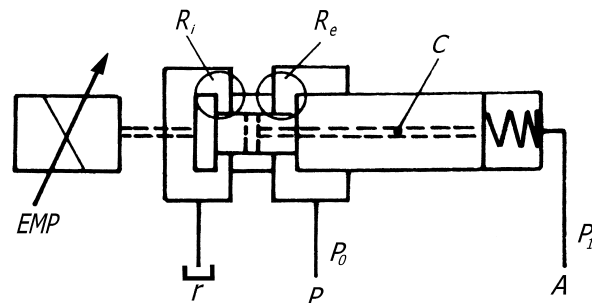
Arcurile 6, montate în capetele sertarului sunt identice și se fixează între două șaibe pe reazeme conice 8, tensionarea reglabilă a arcurilor efectuându-se cu șuruburile 7.

Parametrii servovalvei sunt:

- curent de comandă:  $I_{\max} = \pm 20 \text{ mA}$ ;
- cursa maximă a clapetei:  $h_{\max} = \pm(0,05 - 0,1) \text{ mm}$ ;
- cursa sertarului:  $x_{\max} = (0,5-1) \text{ mm}$ ;
- presiune de lucru:  $(70-210) \text{ daN/cm}^2$ .

### c) Ventile de reglare a presiunii

Acestea se dispun în serie pe circuitul de presiune și permit deversarea debitului în exces al uleiului spre rezervor. Schema funcțională a unui asemenea ventil este ilustrată în *figura 4.35*.



*Fig.4.35. Construcția ventilului de reglare a presiunii*

Funcționarea este următoarea: o acționare a *EMP* (electromagnet proporțional) va deplasa sertarul spre dreapta, împotriva arcului, ceea ce cauzează scăderea rezistenței hidraulice  $R_i$  și creșterea lui  $R_e$ . Prin aceasta, creșterea presiunii de la ieșire  $P_i$ , proporțională cu curentul de comandă, acționează și în spațiul arcului (prin canalul *C*), rezultând o forță care va echilibra forța electromagnetului.