

614.5+8  
90 H

**UNIVERSITATEA TEHNICA TIMISOARA  
FACULTATEA DE INGINERIE HUNEDOARA**

# **TEZA DE DOCTORAT**

**CU TITLUL**

## **STUDIUL CUPTOARELOR CU ARC DE CURENT CONTINUU**

**ELABORATA DE**

**ing.EUGEN RADUCA**

**BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA**

**CONDUCATOR STIINTIFIC**

**prof.dr.ing.ANTON SAIMAC**

**- 1995 -**

## I N T R O D U C E R E

Prezenta lucrare reprezinta o etapa esentiala a activitatii de cercetare desfasurata de autor in domeniul echipamentelor de inalta tehnologie.

In cadrul tezei, in conditiile realizarii minime in domeniu din tara si a bibliografiei publicate sarace, in esenta, din lume, s-au studiat diferite aspecte teoretice si practice legate de conceperea, realizarea, experimentarea si optimizarea cuptoarelor cu arc electric de curent continuu. Pentru atingerea obiectivelor, pe parcursul cercetarilor, a fost necesara documentarea profunda si solutionarea unui spectru larg de probleme, dintr-o paleta extinsa de discipline stiintifice: fizica teoretica, teoria sistemelor, mecanica aplicata, automatica, electronica, calculatoare, hidraulica, actionari electromecanice, masurari electronice, stiinta materialelor.

Teza este structurata pe cinci capitole, la care se adauga cinci anexe, care sustin afirmatii esentiale lansate in prezenta lucrare. Problemele teoretice au fost tratate in primele patru capitole. In scopul verificarii unor ipoteze emise si a solutionarii unor probleme cu caracter aplicativ, in conditiile lipsei pregnante de informatii, s-a procedat la conceperea, realizarea si experimentarea pe criterii de similitudine a unui model. Date despre modelul creat sunt prezentate la finalul paragrafelor. Experimentarile efectuate pe model sunt prezentate in ultimul capitol al tezei.

In capitolul I se prezinta sintetic stadiul cercetarilor si al realizarii din domeniu si se face o comparatie critica intre complexele de obtinere a otelului cu arc electric in curent continuu si cele clasice si cele in curent alternativ.

In capitolul II se face o analiza teoretica, fenomenologica, aprofundata a arcului electric de curent continuu din cuptor, ceea ce a condus la finalizari teoretice, inclusiv propunerea unui model electronic pentru studiul arcului electric.

In capitolul III se prezinta studiul pentru conceperea si realizarea echipamentelor pentru cuptoarele cu arc electric de

curent continuu; sunt cercetate subansamblele sistemice componente ale unei astfel de instalatii si se propun solutii cu caracter general pentru implementarea acestora. In finalul paragrafelor se fac referiri concrete la modelul creat.

In capitolul IV sunt expuse prin grafice, diagrame si ordinograme rezultate ale cercetarilor teoretice si practice efectuate cu utilizarea directa a unui calculator PC-386.

In capitolul V este prezentat modelul realizat, precum si o parte a masuratorilor si experimentarilor efectuate asupra acestuia, utilizandu-se in acest scop un echipament profesional al firmei Tektronix.

Pentru sprijinul competent si permanent care mi-a fost acordat aduc cele mai sincere multumiri conducatorului stiintific, d-lui prof.dr.ing.Anton Saimac.

Mulumesc, de asemenea, in mod deosebit d-lui prof.dr.ing. Stefan Garlasu pentru sugestiile si incurajarile pe care mi le-a adresat in mod constant.

Consideratiile mele cele mai sincere eruditiei d-lui prof.dr.doc.Iosif Tripsa de la I.P.Bucuresti, care a gasit ragazul pentru recenzarea lucrarii de fata si pentru indrumarile date.

Aduc multumiri, de asemenea, d-lui prof.dr.ing.Ioan Sora de la U.T.Timisoara pentru indrumarile metodologice si tehnice ce mi le-a furnizat in special in faza de debut si la finalizarea tezei.

Mulumesc conducerii Facultatii de Inginerie din Hunedoara pentru conditiile oferite in pregatirea tezei, precum si colegilor din Catedra de Discipline Tehnice si in special d-lui conf.dr.ing.Nicolae Rusu, pentru rabdarea cu care au studiat referatele si teza si pentru recomandarile facute .

Mulumesc, nu in ultimul rand, conducerii Universitatii "Eftimie Murgu" Resita, pentru aprobarea unui stagiu de pregatire de o saptamana la Montanuniversitat Leoben, Austria.

De asemenea aduc multumiri colegilor, cu care am purtat discutii rodnice in timpul elaborarii tezei si tuturor celor care au contribuit la redactarea acestei lucrari.

## C A P I T O L U L I

### STADIUL ACTUAL SI PERSPECTIVELE PRIVIND CUPTOARELE CU ARC ELECTRIC

#### **§.1.1. CARACTERISTICI GENERALE ALE ELABORARII OTELURILOR IN COMPLEXELE (CUPTOARELE) CU ARC ELECTRIC**

Productia mondiala de otel marcheaza o continua evolutie calitativa si cantitativa, ponderea otelului electric in totalul productiei fiind si el in crestere, intre 1970-1990 cresterea medie fiind de cca.5% pe an, situatie relevata in [71][179]. In 1994 productia de otel electric lichid a fost de cca.220 milioane tone, adica 28% din totalul mondial realizat si se estimeaza ca in anul 2000 cca. 35% din otel va fi elaborat in cuptoare electrice cu arc de curent continuu[182]. Dintre cuptoarele electrice aflate in constructie in 1994 cca.75% sunt cu arc de c.c.[182].

In prezent otelul electric se obtine in trei mari categorii de complexe (cupatoare), care in ordinea ascendenta a importantei si ponderii economice sunt :

- complexe cu plasma sub vid
- complexe prin inductie cu canal sau creuzet
- complexe cu arc electric de curent alternativ sau continuu

Dintre acestea, ultimele doua procedee constituie azi, baza productiei de otel electric ; obtinerea otelului prin plasma sub vid este in faza instalatiilor de productie experimentala sau de foarte mica capacitate, o prima tendinta de raspandire fiind anuntata pentru acest deceniu [153][168]; cuptoarele electrice prin inductie, folosite in principal pentru elaborarea fontei si a aliajelor neferoase, sunt folosite in otelarii, in special pentru realizarea unor marci de oteluri ce includ elemente de aliere cu temperatura de vaporizare scazuta sau elemente grele cu un pronuntat caracter de segregare.Cuptoarele cu inductie desi au un loc destul de bine definit in elaborarea otelului ,in prezent nu fac o concurenta

majora cuptoarelor cu arc electric. Acest fapt se datoreaza in principal sorturilor mai restranse de otel elaborat si capacitatilor instalate mai reduse ale cuptoarelor cu inductie fata de cele cu arc electric.

Obtinerea pe cale industriala a otelurilor electrice in cuptoarele cu arc electric de curent alternativ are o vechime de aproximativ 80 de ani, ceea ce a permis elaborarea si perfectionarea unor procedee care actualmente sunt relativ bine stapanite sub aspect tehnologic si functional. Obtinerea industriala a otelului in complexele cu arc electric de curent continuu a inceput aprosape simultan in Franta si SUA in 1975, si desi metodele si tehnologiile de obtinere sunt inca in faza de dezvoltare, rezultatele tehnice si economice obtinute sunt de prim rang. In prezent, la mai putin de doua decenii de la primele capacitati instalate, sunt puse in functiune mai multe zeci de complexe de productie de foarte mare capacitate, de zeci si peste o suta de tone. (v. **Anexa 1**)[187][198][206].

Principalele avantaje ale topirii si elaborarii otelurilor in complexele cu arc electric sunt:

1. cuptoarele cu arc electric au o constructie robusta permitand obtinerea a cca 500-2000 sarje [166][196], interval in care se executa asupra lor doar reparatii si intretineri curente.

2. varietate foarte mare a compozitiei incarcaturii unei sarje: amestec de deseuri de toate calitatile si materie metalica ale caror procentaje se intind de la o extrema la cealalta: 100% materie metalica → 100% deseuri [126] [173] [174][191].

3. investitie mai redusa comparativ cu cuptoarele "clasice" de exemplu cu mai mult de 30% comparativ cu cuptoarele Siemens-Martin pentru capacitati instalate mai mari de 100t.

4. posibilitati de realizare a unor complexe uriase, in prezent lucrand cuptoare de pana la 400t in curent alternativ [203] si 160t in curent continuu [206].

5. gama foarte larga rentabila de capacitati de productie instalata [2-400t] [206]

-productivitate ridicata de peste 100t/h la complexele foarte mari de ex. in [111][181][195][199][205] si cu posibilitati de obtinere a unor productii de peste 300-400000t/an.

-puteri unitare ridicate de alimentare cu energie electrica

pana la  $P_u=160\text{MVA}$  prin utilizarea sistemelor UHP[179][206]

6.consum specific de energie redus:400-750kWh/t[116][179] (valorile mai mari fiind pentru capacitatile de productie mai mici) din care cca 250-600kWh/t se regaseste in energia arcului electric.

7.comparativ cu cuptoarele Siemens-Martin consumul energetic specific pentru elaborarea unei tone de otel este de cca 3 ori mai redus.[171]

8.control precis al energiei introduse in cuptor, datorat in principal implementarii echipamentelor performante de comanda si control.

9.posibilitati excelente de automatizare si robotizare a procesului.

10.timp redus de incarcare cu materie prima al cuptorului si evacuare a otelului prin folosirea automatizarii, robotizarii si a tehnicii de calcul[106][111].

11.puteri electrice specifice foarte ridicate /tona pana la 1000kVA/t[144][195]

12.timp redus de elaborare a sarjei in prezent intervalul de topire frecvent intalnit fiind 45-70min/sarja [166][179][194]

13.procent de rebutare a sarjei foarte redus

14.cheltuieli de intretinere si reparatie mai mici comparativ cu instalatiile clasice si in continua scadere [167][196]

15.tehnologie utilizand echipamente de automatizare si conducere complexe, performante, inclusiv calculatorul [163][178][181][196].

In prezent este in curs de generalizare utilizarea calculatoarelor pentru: simularea proceselor electrice, termice si chimice din cuptor, masurarea marimilor electrice, termice, hidraulice, pneumatice din complex [124] [132] [134] [163][178], pana la sfarsitul deceniului prognozandu-se implementarea unor sisteme complexe de conducere cu aplicarea inteligentei artificiale si a sistemelor expert [179]. Se preconizeaza, de asemenea, computerizarea completa a conducerii complexelor cu arc electric prin utilizarea retelelor de calculatoare, a automatizarii si robotizarii: rolul factorului uman va fi in principal doar de supraveghere si intretinere, reducandu-se in continuare timpii morti.

16.calitate foarte buna a otelului elaborat printr-o asimilare

mai buna a elementelor de aliere si a micșorării gradului de incluziuni nemetalice[127][143], acesta fiind unul din factorii esentiali in cresterea continua a cantitatii de otel obtinut[128][169]

17. scaderea continua a pretului de cost al fontei si otelului obtinut in principal prin imbunatatirea tehnologiilor de obtinere, automatizarea procesului tehnologic, cresterea capacitatilor unitare de productie. Principalele perfectionari frecvent prezentate se refera la:

: utilizarea complexelor oala-cuptor[127][136]

: instalatii de turnare continua a otelului[181]

: folosirea pe scara larga a arzatoarelor cu gaz si oxicomustibil[108][111][146][172][186]

: cuptoare cu evacuare excentrica prin fund [106][111][143][196]

: imbunatatirea calitatii electrozilor si al sistemului de racire al acestora [107][110][115][120][180][197].

: imbunatatirea sistemului de racire al cuptorului [111] [116][117][146][172][179][186][195]

: posibilitatea functionarii cu arcuri electrice lungi[195]

: utilizarea zgurelor spumante[116][179]

18. timpul de formare al personalului de specializare este redus[179] in conditiile utilizarii de personal cu un nivel de pregatire generala bun.

19. obtinerea de succese continue in conditiile diminuării cheltuielilor pentru reducerea poluarii fonice si chimice a mediului inconjurator precum si in perturbarea retelelor electrice de alimentare[116][144][179]

20. carburarea metalului datorita folosirii electrozilor de grafit este de cca. 0,005%[139] datorat consumului de electrozi redus de cca. 1kg-3kg/t[166]

21. flexibilitate in alegerea sistemului de deplasare a electrozilor ; in [158] sunt prezentate principalele caracteristici tehnice ale tipurilor de sisteme utilizate curent pentru deplasarea electrozilor.

## § 1.2. STUDIU COMPARATIV CRITIC INTRE COMPLEXELE CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU ( CAECC ) SI DE CURENT ALTERNATIV ( CAECA )

### § 1.2.1. Avantaje ale CAECC fata de CAECA

In acest paragraf vor fi prezentate sumar, comparativ, principalele avantaje tehnico-economice ale complexelor cu arc electric de curent continuu (CAECC) fata de cele cu arc electric de curent alternativ (CAECA).

1. curent specific prin electrozi de valoare mai mare [129] [154]. In fig.8 [154] este prezentata incarcarea cu curent maxim admis a electrozilor din grafit in curent continuu si in curent alternativ iar in Anexa 2 tabelul T.2.1 sunt date comparativ consumurile de electrozi pentru diferite capacitati ale cuptoarelor la diferite societati economice.

2. stabilitate mai buna a arcului de c.c. fata de cel de c.a.; aceasta face posibil lucrul in curent continuu cu arcuri de lungime mai mare ceea ce permite transmiterea unei aceleiasi puteri electrice incarcaturii la un curent efectiv mai redus [166].

3. reducerea considerabila, cu cca 30% - 60% a fluctuatiilor de putere prin efectul de oscilati al parametrilor arcului electric ("flicker") [129] [135] [142] [179] [187] [198]; in acest mod se realizeaza o incarcare aproximativ simetrica a fazelor retelei, fara aparitia fenomenului de pendulare de tensiune de pe o faza pe alta.

4. reducerea numarului de scurtcircuite cu cca. 50% [139] [166] [179], in special in faza de topire a incarcaturii cuptorului, cu efecte favorabile: marirea randamentului puterii introduse prin arc in cuptor, imbunatatirea factorului de putere global al instalatiei cu cca. 5% - 7% , micșorarea pierderilor de putere specifice prin efect Joule - Lenz [129] [130] [135] [154] [179].

5. posibilitatea reducerii controlate a curentului de scurtcircuit la valori usor superioare curentului nominal de lucru, cu efecte favorabile asupra solicitarii zidariei, retelei electrice, fiabilitatii instalatiei in general [130] [198].



6. flexibilitate mare in stabilirea numarului de electrozi si a amplasarii lor, in scopul obtinerii unei distributii cit mai uniforme a cimpului termic in topitura [130] [179]. [194]

7. reducerea pierderilor prin inductie si efect pelicular in circuitele electrice.

8. posibilitatea reglarii elegante si fine a puterii electrotermice introdusa in cuptor.

9. poluare fonica mai redusa, cu cca 5-20 dB, [129] [130] [135] [139] [179] [198] , functie de capacitatea si de varianta constructiva a complexului si de tehnologia procesului de elaborare. In **Anexa 2 tabelul T 2.2** este prezentat un studiu comparativ pentru complexe de 12t CAECC si CAECA .

10. solicitari electrice si mecanice ale electrozilor mult mai reduse, ceea ce conduce la un consum mai mic de electrozi cu cca. 2 Kg/t otel adica 30% -50% [129] [130] [131] [135] [142] [166] [179] [187].

11. consum de energie electrica / tona otel elaborat mai redus cu cca. 5% - 13% [129] [135] [139] [142] [198].

12. calitate mai buna in ansamblu a otelului obtinut [135] [139] [187] sub aspectul proprietatilor fizico-mecanice ale acestuia si in special in cazul otelurilor aliate [139] [187].

13. poluare chimica mai redusa [129] [139] [179]. In **Anexa 2 tabelul T 2.3** este prezentata o analiza comparativa a prafului aspirat de la complexe de productie similare de 25t, CAECC si respectiv CAECA.

14. conversie relativ simpla a complexelor CAECA in CAECC [187] [198]

15. o mai buna asimilare a elementelor de adaos [142] si de aliere, atat sub aspectul valoric cit si temporal; in cazul Cr, Mo, Va, W, asimilarea este de 91% - 100%. In **Anexa 2 tabelul T 2.4** este prezentata cresterea in procente a asimilarii pentru diverse elemente de aliere. Sub aspect temporal timpul de asimilare al unor elemente de aliere se reduce la mai putin de jumătate [129]. Aceasta conduce la micșorarea timpului de elaborare a sarjei [166], cu toate consecintele favorabile care decurg de aici.

16. carburare mai redusa a metalului cu cca. 0,1% - 0,3% /h [139].

17. o mai buna desulfurare a otelului obtinut [139].

18. reproductibilitate superioara a procesului tehnologic , abaterile parametrilor de reglare pe durata desfasurarii procesului fiind de cca. 2% -3% [129].

19. reducerea numarului de trepte la transformatorul UHP de la 10 -20 la 2 - 3, in conditiile unui reglaj superior calitativ al parametrilor procesului, practic intr-o plaja continua prin utilizare puntilor comandate de mare putere cu tiristoare [130].

20. reducerea consumului de materiale refractare cu cca.4Kg/t [142] sau cca.30% [130] [179] [198], printr-o durabilitate mai mare a lor [131] [142].

21.- reducerea costului otelului elaborat cu 900 yeni/t [130] sau 8 - 12 DM/t [198].

22. topire mai uniforma si mai rapida a incarcaturii realizata prin flexibilitatea mai mare a dispunerii electrozilor si arzatoarelor cu gaz si oxicomustibile [129] [130].

23. amorsare mult mai usoara a arcului electric [129] [184].

24. reducerea timpului de elaborare a sarjei cu cca.5% [129] sau 1 - 2 min [184].

25. spumare mai redusa a zgurei

### **\$ 1.2.2.Dezavantaje ale CAECC fata de CAECA**

1.Costurile de investitie sunt cu cca.30% - 40% mai mari [131] [142] [179]. In Anexa 2 tabelul T 2.5 este prezentat un studiu asupra costurilor unitar valorice pentru subansamble mari ale unui CAECC comparativ cu un CAECA.

2.Spatiul ocupat de un CAECC este aproape dublu fata de unul ocupat de un CAECA [184].

### § 1.3. PIERDERI ELECTRICE IN RETEAUA SCURTA IN CURENT ALTERNATIV SI CEA IN CURENT CONTINUU

#### § 1.3.1. Consideratii teoretice

Schema electrica echivalenta a retelei scurte difera in cazul complexului cu arc electric de curent alternativ CAECA, unde este strabatuta de curenti alternativi nesinusoidali, de cea in cazul complexului cu arc electric de curent continuu CAECC, unde este strabatuta de curenti continui pulsatorii.

In curent alternativ, pentru conexiunea Yy12 a transformatorului de forta, impedanta echivalenta a retelei scurte  $Z_{ech. c.a.}$  este prezentata in fig.1.1 [23] si este data de relatia (1.1)

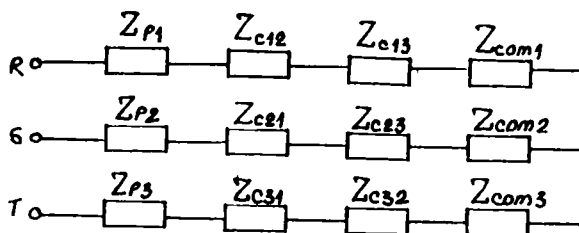


Fig.1.1. Schema electrica echivalenta a retelei scurte in c.a.

$$Z_{ech.c.a.} = \sum_{i=1}^3 (Z_{p_i} + Z_{c_i} + Z_{com_i}) = \sum_{i=1}^3 (R_{p_i} + R_{c_i}) + j\omega \sum_{i=1}^3 (L_{p_i} + L_{c_i}) + \sum_{i=1}^3 Z_{com_i}$$

cu  $i=1,2,3$  corespunzator fazelor R,S,T.

$Z_{p_i}$  - impedanta proprie a conductorului de pe faza  $i$

$Z_{c_i}$  - impedanta echivalenta de cuplaj a fazei  $i$

$Z_{com_i}$  - impedanta echivalenta de comutatie a fazei  $i$

unde:

$$Z_{p1} = R_{p1} + j\omega L_{p1} \quad (1.2)$$

$$Z_{c1} = R_{c1} + j\omega L_{c1} \quad (1.3)$$

Schema electrica echivalenta a retelei scurte in curent continuu este prezentata in fig.1.2 iar expresia inductivitatii sale echivalente  $Z_{ech. c.c.}$  este data de relatia (1.4).

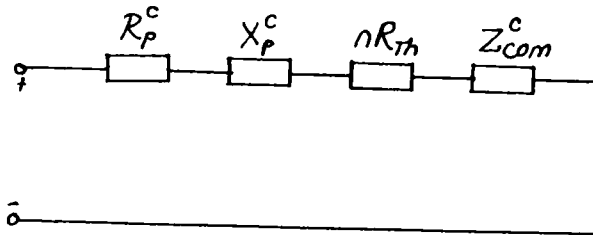


Fig.1.2. Schema electrica echivalenta a retelei scurte in c.c.

$$Z_{ech. c.c.} = Z_p^c + nR_{Th}^c + Z_{com}^c = R_p^c + j\omega L_p^c + nR_{Th}^c + Z_{com}^c \quad (1.4)$$

$Z_p^c$  - impedanta proprie a conductoarelor retelei scurte  
 $R_{Th}$  - rezistenta echivalenta in conductie a unui tiristor  
 $n$  - numarul de tiristoare conectate in serie, aflate in conductie simultan  
 $Z_{com}^c$  - inductivitatea echivalenta de comutatie  
Impedantele proprii ale conductoarelor  $Z_{p1}, Z_p^c$  sunt marimi ale retelei ce depind de material si de caracteristicile ei geometrice. Impedanta echivalenta de cuplaj  $Z_{c1}$  rezulta ca urmare a existentei cuplajului mutual intre conductorul fazei i cu cele ale conductoarelor celorlalte doua faze.  
Impedantele de comutatie  $Z_{com}$  i au fost introduse de autor ca urmare a pierderilor suplimentare aparute, in special prin scurtcircuitele de amorsare a arcului.  
Impedanta echivalenta de comutatie  $Z_{com}^c$ , introdusa de autor,

exprima atat pierderile datorate scurtcircuitelor pentru amorsarea si reamorsarea arcului,  $Z_{com}^1$ , cat si cele din semiconductoare prin procesul de comutatie,  $Z_{com TH}$ .

$$Z_{com}^c = Z_{com}^1 + Z_{com TH} \quad (1.5)$$

### § 1.3.2 Concluzii

Comparand in conditii similare pierderile electrice echivalente in curent alternativ  $P_{p\ ech. c.a.}$  cu cele din curent continuu  $P_{p\ ech. c.c.}$ :

$$P_{p\ ech. c.a.} = I^2 * Z_{ech. c.a.} \quad (1.6)$$

$$P_{p\ ech. c.c.} = I^2 * Z_{ech. c.c.} \quad (1.7)$$

rezulta ca compararea pierderilor in cele doua cazuri se reduce la compararea impedantelor echivalente.

In baza relatiilor :

$$U = I * R \quad (1.8)$$

$$X = \frac{d\psi}{dt} L \quad (1.9)$$

se deduce:

1)

$$Z_p^c < < \Sigma_{i=1}^3 Z_{p i} \quad (1.10)$$

deoarece :

$$R_p^c < \Sigma_{i=1}^3 R_{p i} \quad (1.10.1)$$

( lungimi totale ale conductoarelor retelelor scurte in c.a. si c.c. comparabile, mai mici pentru lucrul in c.c. )

$$X_p^c < \Sigma_{l=1}^3 X_{pl} \quad (1.10.2)$$

( variatiile di/dt sunt mai mici in cazul curentului continuu pulsatoriu fata de cel alternativ echivalent ).

II)

$$Z_{com}^1 < Z_{com} \quad (1.11)$$

( pierderile prin comutatie datorate scurtcircuitelor sunt superioare in cazul complexelor in c.a. fata de cele in c.c., diferenta fiind mai mare in faza de topire )

In compararea pierderilor in retea scurta mai trebuie avute in vedere, pe baza relatiilor (1.1) si (1.4), urmatoarele aspecte:

1) inductivitatea de cuplaj  $Z_{c1}$  din c.a. practic nu are echivalent in c.c., influenta intre conductoare in acest ultim caz se poate neglija.

2) impedanta  $Z_{com} T_h$  nu are echivalent in c.a., pentru minimizarea ei trebuind sa se lucreze cu arcuri lungi.

3) pierderile in tiristoarele in conductie  $P_{T_h}$  :

$$P_{T_h} = n \cdot U_{T_h} \cdot I_{T_h} \quad (1.12)$$

cu:

$$U_{T_h} = IR_{T_h} = 1 + 1,5V - ct \quad (1.13)$$

sunt remarcabile doar in cazul arcurilor scurte (cca.2%), in situatia arcurilor foarte lungi scazand mult (cca.0,5%).

III) In ansamblu se poate concluziona ca pierderile electrice in retea scurta in c.a. si c.c.,  $P_{ech. c.a.}$ ,  $P_{ech. c.c.}$ , sunt comparabile ca valoare, usor mai scazute in c.c. fata de c.a., mai putin in zona de optim, unde in c.c. apar scaderi importante ale lui  $P_{ech. c.c.}$  datorate in principal valorii ridicate a tensiunii pe arc  $U_{arc c.c.}$  si a pulsatiilor reduce ale curentului di/dt, deci:

$$P_{ech. c.c. opt.} < P_{ech. c.a. opt.} \quad (1.14)$$

IV) Determinarea exacta a pierderilor in retelele scurte in c.a. si c.c. este practic deosebit de dificil de realizat, datorita dificultatii determinarii directe a marimilor componente ale impedantelor  $Z_{ech.c.a.}$  si  $Z_{ech.c.c.}$  ce intervin in relatiile ( 1.1 ) si ( 1.4 ) , care au un caracter dinamic.

#### §.1.4. CONCLUZII

In capitolul I au fost prezentate principalele avantaje pe care le prezinta obtinerea industriala a otelurilor in complexele cu arc electric. De asemenea s-a facut o comparatie generalizata critica sub aspectul avantajelor si dezavantajelor tehnice si economice intre producerea otelurilor in complexe cu arc electric de c.c. (CAECC) si complexe cu arc electric de c.a. (CAECA).

Pe baza bibliografiei si a cercetarilor proprii au fost evidentiata un numar de 25 avantaje ale CAECC fata de CAECA si doar doua dezavantaje majore. Ascensiunea CAECC este marcata si prin trimiterea spre consultare in Anexa 1 si Anexa 2 unde sunt prezentate, tabelar si comparativ, elemente care sustin numeric cele afirmate in acest capitol.

De asemenea s-a intreprins o analiza teoretica comparativa - sustinuta ulterior, partial de experimentari- , a pierderilor in retea scurta in complexele CAECA si CAECC.

In final s-a concluzionat ca pierderile in retelele scurte in cele doua categorii de complexe cu arc electric, in c.a. si c.c. sunt global comparabile, usor mai mici in ansamblu pentru CAECC, iar in zonele de optim :  $P_{ech.c.c.opt.} < P_{ech.c.a.opt.}$ .

De asemenea s-au evidentiata cauzele dificultatii estimarii exacte a pierderilor electrice in retele scurte ale celor doua tipuri de complexe.

## C A P I T O L U L    I I

### MODELAREA ARCULUI ELECTRIC DE CURENT CONTINUU PENTRU COMPLEXELE CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU

#### §.2.1.GENERALITATI

In capitolul de fata se vor analiza succint principalele procese fizice de interes ce au loc in arcul electric de curent continuu, in sensul obtinerii unui model al acestuia, exprimat prin elemente de circuit, electrice si electronice, care sa-l aproximeze cat mai exact.

Arcul electric este o descarcare autonoma in gaze sau vapori metalici, pe parcursul careia suportul material al arcului se gaseste sub forma de plasma. Plasma este starea materiei aflata, din punct de vedere energetic, pe cel mai inalt nivel, formata dintr-un ansamblu de particule neutre, pozitive, negative si fotoni, cvasineutra electric la stare microscopica. Particulele pozitive sunt ionii atomici si moleculari, particulele negative sunt in principal electronii, particulele neutre sunt atomii sau moleculele aflate intr-o stare cuantica fundamentala sau excitata; fotonii apar ca urmare a unor interactiuni dintre particulele de mai sus. Trecerea curentului electric prin arc este rezultatul miscarii dirijate a purtatorilor de sarcina electrica: ionii si electronii. Formarea si disparitia acestora are loc in mod continuu, in urma unei game foarte variate de interactiuni, atat intre particulele din coloana arcului- procese elementare de volum- cat si intre particulele din arc si cele din mediile invecinate- procese elementare de suprafata- care determina si gradul de ionizare  $X$  al plasmii, care in cazul arcului electric de curent continuu are valori tipice  $10^{-4} < X < 10^{-2}$

Existenta arcului electric stationar este posibila doar prin stabilirea unui echilibru termodinamic al plasmii. La echilibru termodinamic, cand conditiile de excitare exterioara si de racire ale plasmii in unitate de timp se conserva,



numarul de purtatori de sarcina electrica aparuti, este egal cu numarul de purtatori de sarcina care dispar prin procese de recombinare, in unitate de timp. Trecerea de la o stare de echilibru termodinamic la alta este posibila prin modificarea parametrilor excitatori externi si plasmei in cadrul unui sistem de reglare automata SRA.

### §.2.2.ECUATIILE MACROSCOPICE ALE PLASMEI

In general starea si comportarea plasmei sunt determinate de un grup de relatii matematice cunoscute sub numele de ecuatii macroscopice ale plasmei. Acestea sunt: ecuatiile lui Maxwell:

$$\nabla \bar{E} = 4\pi c q_e (n_p - n_e) \quad (2.1)$$

$$\nabla \bar{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \bar{B} = \frac{1}{C^2} \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + 4\pi \bar{j} \quad (2.4)$$

ecuatia dinamicii fluidelor:

$$\rho_m \frac{\partial \bar{u}}{\partial t} = \bar{j} \times \bar{B} - \nabla p - \rho_m \nabla \varphi \quad (2.5)$$

legea lui Ohm generalizata:

$$\frac{m_e}{n_e q_e^2} \frac{\partial \bar{j}}{\partial t} = \bar{E} + (\bar{u} + \frac{\bar{j}}{n_e q_e}) \times \bar{B} - \frac{\nabla p}{n_e q_e} - R \bar{j} \quad (2.6)$$

expresia densitatii de masa a plasmei:

$$\rho_m = n_e m_e + n_p m_p + n_i m_i \quad (2.7)$$

Simbolurile sunt cele cunoscute [11], indicii e, p, g, se

refera la electroni, ioni pozitivi, respectiv particulele neutre din plasma.

Datorita dificultatilor matematice si fizice deosebite in analiza generalizata a plasmei, arcul electric, ca forma a plasmei, va fi analizat prin particularizarea ecuatiilor (2.1)-(2.7), cu accent pe interpretarea fenomenologica.

### §.2.3.FENOMENE FIZICE IN ARCUL ELECTRIC

#### §.2.3.1.Procese elementare de suprafata

Daca printr-o metoda oarecare temperatura unui metal (cristal) este ridicata pana la o valoare  $T$ , astfel incat energia cinetica a electronilor din cristal  $W_e$  sa depaseasca energia de extractie,  $\Phi_e = q_e V_0$ :

$$W_e = m \frac{V_e^2}{2} > q_e V_0 \quad (2.8)$$

atunci electronii pot parasii metalul, numarul lor in unitate de timp si de suprafata dupa o directie (ox) fiind :

$$\frac{j_e}{q_e} = (1-r) \int_{\left(\frac{2\lambda}{m}\right)^{\frac{1}{2}}}^{\infty} v_x n(v) dv_x \quad (2.9)$$

cu:  $r$  - coeficient de reflexie mediu

Fenomenul este cunoscut si se numeste emisie termoelectronica.

Daca procesul de emisie termoelectronica are loc intr-un camp electric de intensitate  $E$ , electronii vor avea o miscare dirijata, determinand aparitia unui curent electric de densitate  $J_e$ .

Densitatea de curent este dependenta de valoarea temperaturii metalului de emisie  $T$  si de cea a campului  $E$  avand una din expresiile :

$$\bar{J}_e = A(1-\bar{r})T^2 \exp\left(-\frac{q_e V_o}{kT}\right) \quad (2.10)$$

$$\bar{J}_e = \frac{q_e W_F^{\frac{1}{2}}}{2\pi h \chi(q_e V_o)^{\frac{1}{2}}} E^2 \exp\left(-\frac{8\pi(2m_e(q_e V_o))^{\frac{1}{2}}}{3hE}\right) \quad (2.11)$$

$$\bar{J}_e = A(1-\bar{r}) T^2 \exp\left(\frac{q_e V_o - q_e(q_e E)^{\frac{1}{2}}}{kT}\right) \quad (2.12)$$

unde :

$$A = \frac{4\pi q_e m_e k^2}{h^3} = 120 \text{ A/cm}^2 \text{ grad}^2 \quad (2.13)$$

Ecuatia (2.10) se foloseste pentru temperaturi T mari si campuri E mici.

Ecuatia (2.11) se foloseste pentru temperaturi T mici si campuri E mari.

Ecuatia (2.12) se foloseste pentru temperaturi T si campuri E de valori intermediare celor doua din expresiile (2.10) si (2.11).

Teoria indica ca fiind E - mari,  $E > 10^8$  V/cm dar practica arata ca sunt suficiente a se considera valori de  $E \approx 10^8$  V/cm. Valori mici ale lui E sunt considerate orientativ :  $E < 10^7$  V/cm. In ce priveste valorile temperaturii T, in analiza prezenta, acestea se considera mici pentru  $T < (n \cdot 10^2)^\circ\text{C}$  si mari pentru  $T > (n \cdot 10^5)^\circ\text{C}$ .

In realitate s-a constatat ca datorita prezentei stratului de ioni pozitivi absorbiti de electronii liberi din metal (fig.2.1), apare o crestere a densitatii de curent  $j_e$  data prin una din relatiile (2.10)-(2.12), precum si aparitia unor zone cu potentiale diferite pe suprafata metalului emisiv, asa numitul "camp al petelor" (fig.2.2).

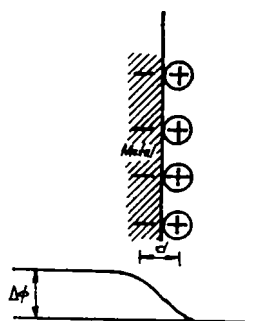


Fig.2.1. Strat de ioni pozitivi absorbiti de electronii liberi din metal

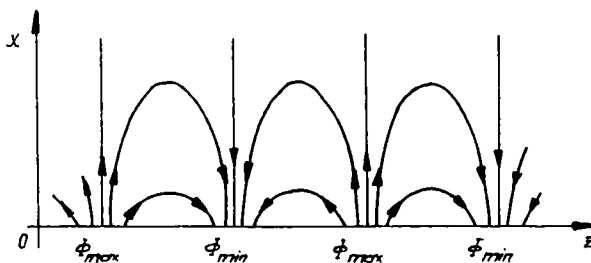


Fig.2.2. "Campul petelor" pe suprafata metalului emisiv

Prezenta structurii de mozaic din punct de vedere al lucrului de iesire pe suprafata emitatoare, indica o posibila diferenta a distributiei campului electric  $E$  in preajma electrozilor, fata de celalalte portiuni ale spatiului zonei anod - catod. Matematic, solutia se determina pe baza rezolvarii in conditii particulare a ecuatiei lui Poisson :

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -4\pi g, \quad (2.14)$$

care in regim stationar are forma [158]:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = 4\pi j \left( \frac{m_e}{2q_e} \right)^{\frac{1}{2}} V^{-\frac{1}{2}} \quad (2.15)$$

cu solutia [158]:

$$V^{\frac{3}{4}} = 3\left[\pi j \left(\frac{m_e}{2q_e}\right)^{\frac{1}{2}}\right]^{\frac{1}{2}} x + C_1 \quad (2.16)$$

cu  $C_1=0$

In acest fel expresia campului electric  $E(x)$  in spatiul anod-catod este :

$$|E(x)| = \frac{dv}{dx} = \frac{4}{3} \left[ \frac{9\pi}{2} j \left(\frac{2m_e}{q_e}\right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{2}{3}} x^{\frac{1}{3}} \quad (2.17)$$

distributia acestuia fiind indicata prin curba 1 din fig.2.3.

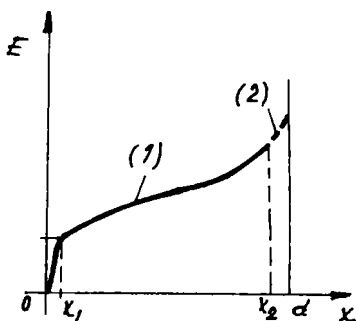


Fig.2.3.Distributia campului  $E(x)$  intre anodul A si catodul K

Prin cresterea temperaturii unui metal, creste nu numai energia cinetica a electronilor din conductor dar si energia de vibratie a ionilor retelei cristaline, astfel ca pe langa emisia tremoelectronica, poate avea loc si o emisie termoionica. Expresia curentului ionic, formal este asemanatoare cu cea data de relatiile (2.10)-(2.12).

De asemenea, practic si pe suprafata anodului A se constata aparitia de zone cu potentiale de iesire diferite ca in fig.2.2, datorate absorbtiei de electroni in straturi diferite pe suprafata anodului. Stabilirea distributiei campului electric in vecinatatea anodului se face matematic pe baza unei ecuatii de tipul (2.15) care conduce in final la un rezultat de tipul (2.17) ceea ce implica prelungirea curbei 1 din fig.2.3 cu curba 2, de panta diferita, datorita in principal diferentelor de masa intre ioni,  $m_1$  si electroni,  $m_e$  :  $m_1 \gg m_e$  [158].

La valoarea totala a curentului prin arc contribuie, desi cu pondere mai redusa, si sarcini electrice libere aparute prin alte procese de suprafata: emisia electronica secundara; emisia fotoelectronica; ionizarea superficiala[158]. Cantitativ, emisia electronica secundara este caracterizata de coeficientul emisiei secundare  $\delta$  egal cu :

$$\delta = \delta_e + \delta_i \quad (2.18)$$

definit ca numarul mediu de electroni emisi pentru un electron primar incident si care are expresia:

$$\delta = \int_0^{\infty} n(x)f(x)dx = \left(\frac{B}{2}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{\epsilon}\right) f(0) \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\alpha x)}{(x_0-x)^{\frac{1}{2}}} dx \quad (2.19)$$

cu:

$f(x)$  - probabilitatea ca electronii secundari sa paraseasca solidul

$\epsilon$  - energia medie necesara producerii unui electron secundar

$\alpha$  - coeficient ce depinde de tipul solidului si starea lui

$$\alpha = \frac{\text{concentratia gazului Fermi excitat}}{\text{concentratia gazului Fermi natural}} \quad (2.20)$$

$$B = - \pi n q_0^4 \ln \frac{W_{Pr}}{W_0} = ct. \quad (2.21)$$

unde:

$W_{Pr}$ -energie primara a electronilor incidenti

$W_0$ -energia minima primara, corespunzatoare lui  $f(0)$  care determina emisia de electroni secundari.

Analog, se defineste si se determina  $\delta_i$ , coeficientul datorat unui ion incident pe suprafata solidului.

Densitatea de curent datorita emisiei fotoelectronice, dupa particularizarile corespunzatoare, este : [158]

$$j_p = \frac{\alpha A h^2}{2k^2} \left[ (\gamma - \gamma_0) + \frac{q_0(q_0 E)^{\frac{1}{2}}}{h} \right]^2 \quad (2.22)$$

cu A dat de relatia (2.13).

Valoric, contributia ionizarii superficiale este cu totul neglijabila la curentul electric prin arc, inasa fenomenul prezinta importanta sub aspectul consecintelor pe care il are asupra electrozilor : prin ciocnirea particulelor de electrozi, atomi sau grupe de atomi parasesc solidul, determinand consumarea acestora, fenomen cunoscut sub denumirea de pulverizare catodica. Numarul mediu de atomi pulverizati S, de un ion incident este :

$$S = C(W_{cin} - W_0) \quad (2.23)$$

cu :

C,  $W_0$  - constante dependente de ionul incident si electrod

$W_{cin}$  - energia particulei incidente

Avand in vedere pretul ridicat al electrozilor de grafit din cuptoarele cu arc electric, precum si efectele favorabile asupra cresterii productivitatii si calitatii sarjei, relatia (2.23) se constituie ca un indicator pentru scaderea consumului de electrozi.

#### §.2.3.2. Procese elementare de volum

Procesele elementare de volum sunt esential responsabile de circulatia unui curent electric de durata intre electrozi. Principalele fenomene care genereaza purtatorii de sarcina libera in plasma arcului electric, sunt: termoionizarea, ionizarea prin soc si fotoionizarea. Contributia pe care o au electronii la ionizarea atomilor gazului prin termoionizare si ionizare prin soc este data de intensitatea de ionizare prin electroni,  $(du_e/dt)_e$ , care reprezinta numarul de ionizari efectuate de electroni in unitate de spatiu si de timp :

$$\left(\frac{du_e}{dt}\right)_e = N n_e \int_{2W_1/m}^{\infty} v_e Q_1^{(e)}(v_e) f(v_e) dv_e \quad (2.24)$$

care pentru o distributie maxwelliana a vitezei electronilor are valoarea [158]:

$$\left(\frac{du_e}{dt}\right)_e = N n_e Q_1^{(e)} v_e \left[ \left( \frac{W_1}{kT} + 1 \right) \exp\left(-\frac{W_1}{kT}\right) \right] \quad (2.25)$$

Analog, contributia ciocnirilor atomilor gazului intre ei la ionizarea gazului este data de intensitatea de ionizare corespunzatoare,  $(du_e / dt)_g$ :

$$\left(\frac{du_e}{dt}\right)_g = N^2 Q_1^{(g)} 2^{1/2} v_g \left[ \left( \frac{2W_1}{kT} + 1 \right) \exp\left(-\frac{2W_1}{kT}\right) \right] \quad (2.26)$$

unde :

$Q_1^{(e)}(v_e)$  - sectiunea eficace a electronului

$Q_1^{(g)}(v_g)$  - sectiunea eficace a atomului neutru

$N$  - concentratia atomilor gazului

$n_e$  - concentratia electronilor

Pentru ca descarcarea sa fie autonoma in conditiile neglijarii celorlalte procese de ionizare, trebuie indeplinita conditia :

$$\alpha_w = \beta_w (e^{ad} - 1) \quad (2.27)$$

cu:

$$\alpha_w = p f_1 \left( \frac{E}{p} \right) - \text{cifra de ionizare a electronului} \quad (2.28)$$

$$\beta_w = p f_2 \left( \frac{E}{p} \right) - \text{cifra de ionizare a ionului pozitiv} \quad (2.29)$$

unde:

$d$  - distanta dintre electrozi

$p$  - presiunea gazului in care se produce arcul electric

Contributia fotoionizarii la ionizarea gazului este exprimata prin intensitatea de fotoionizare  $(du_e/dt)_f$  :



$$\left(\frac{dn_e}{dt}\right)_f = \alpha_p \frac{2\pi}{c^2} \left(\frac{kT}{h}\right)^3 \exp[(-\xi)(\xi^2 + 2\xi + 2)] \quad (2.30)$$

cu:

$\alpha_v$  - numar de fotoionizari produse pe unitate de lungime de drum de un foton

iar cu  $\xi$  s-a notat:

$$\xi = \frac{W_f}{kT} \quad (2.31)$$

Disparitia purtatorilor liberi de sarcina din plasma arcului se datoreaza procesului de recombinare dintre particulele purtatoare de sarcina electrica. Ca si celalalte procese de volum, la scara macroscopica, recombinarea este un fenomen statistic si neuniform pe intregul volum al plasmii; el este mai intens la periferia acesteia. Procesul de recombinare este exprimat cantitativ prin viteza de recombinare dintre particulele libere purtatoare de sarcina electrica :

$$\frac{dn}{dt} = -\alpha_r n_p = -\alpha_r n^2 \quad (2.32)$$

cu :

$$\alpha_r = \int_0^\infty v Q_r(v) f(v) dv = v Q_r \quad (2.33)$$

$\alpha_r$  - coeficient de recombinare.

Este de remarcat ca prin intreruperea actiunii oricarui agent ionizator al gazului, recombinarea nu are loc instantaneu ci numarul purtatorilor liberi de sarcina va scadea de la valoarea  $n_1$  la  $n_2$  dupa o lege data de relatia :

$$\frac{1}{n_2} - \frac{1}{n_1} = \alpha_r (t_2 - t_1) \quad (2.34)$$

Timpul scurs din momentul intreruperii energiei furnizata extern arcului electric si pana in momentul anularii conductivitatii electrice  $\sigma$  defineste constanta de timp  $\tau$  a arcului electric, care se poate determina conform relatiei :

$$\tau = \frac{dQ}{dG} \frac{\sigma S}{l} \quad (2.35)$$

unde:

S - sectiunea coloanei arcului in care are loc conductia electrica

l - lungimea coloanei arcului

Q - energia interna a arcului electric

G =  $\sigma S/l$  - conductanta arcului electric

p - presiunea gazului in care se produce arcul

$\sigma$  - conductivitatea arcului electric, data de relatia :

$$\sigma = \frac{q_e^2 n^{3/4} m_e^{1/4} (kT)^{3/4}}{Q_{ed}^{1/2} h^{3/2} 2^{1/4} 3^{1/2}} \exp\left(-\frac{q_e U_i}{2kT}\right) \quad (2.36)$$

#### §.2.4. CURENTUL ELECTRIC IN ARC

Densitatea totala a curentului electric de conductie ce circula intre anodul A si catodul K este data de expresia :

$$j_{tot} = \Sigma_{i-a}^m j_{ia} + \Sigma_{i-p}^m j_{ip} = q_e \Sigma_{i-1}^m n_{e,i} \mu_e + q_p \Sigma_{i-1}^m n_{p,i} \mu_p = q_p n_e (u_e + u_p) \quad (2.37)$$

plasma fiind neutra electric :

$$\Sigma n_e = \Sigma n_p \quad (2.38)$$

Marimile  $u_e$  si  $u_p$  reprezinta vitezele pe directia campului electric ale electronilor, respectiv ionilor pozitivi si ele se determina in arcul electric pe baza modelului acestuia [158] .

Plasma arcului este considerat un amestec omogen de gaze electronice, ionice si neutru cu :

$$\Sigma n_e = \Sigma n_p < n_g \quad (2.39)$$

descrie de trei functii de distributie  $f_a(r,v,t)$ ,  $f_p(r,v,t)$  si  $f_g(r,v,t)$ , care satisfac trei ecuatii de tip Boltzman. Solutiile sunt [11]:

$$u_s = \frac{1}{n_s} \int v_x \cos \omega f_1 d\bar{v} = 0,766 \left( \frac{2m_e}{m_g} \right)^{1/4} \left( \frac{qE}{m_p n Q_d} \right)^{1/2} \quad (2.40)$$

$$u_p = \frac{1}{n_p} \int v_x f(\bar{v}) d\bar{v} = \left( \frac{2q_p E}{\pi m_p Q_p N} \right)^{1/2} \quad (2.41)$$

cu:

$Q_d$  - sectiunea eficace de difuzie

$Q_t$  - sectiunea eficace de transfer

Considerand arcul electric in sectiune un cerc, se obtine expresia curentului electric de conductie ce curge intre anod si catod,  $I_{AK}$ .

$$I_{AK} = j_{cat} \pi R^2 \quad (2.42)$$

cu:

$\pi R^2$  - aria sectiunii transversale a coloanei arcului electric in care exista conductie electrica.

Pe baza relatiei care descrie puterea dezvoltata in arcul electric [158]:

$$\frac{1}{i} \frac{di}{dt} - \frac{1}{u} \frac{du}{dt} = \frac{1}{\tau} \frac{u_i - P}{P} \quad (2.43)$$

in curent continuu, cand:

$$u = ct ; \quad i = ct \quad (2.44)$$

la echilibru termodinamic al arcului electric cand:

$$\frac{du}{dt} = \frac{di}{dt} = 0 \quad (2.45)$$

tinand cont si de structura marimilor expresiei (2.44) se obtin curbele cunoscute ce formeaza asa-numitele caracteristici statice ale arcului electric.

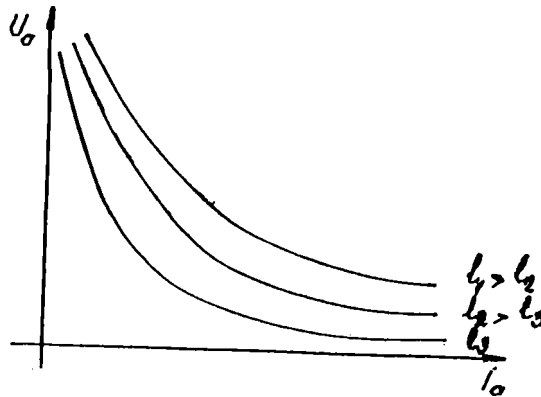


Fig.2.4 Caracteristicile statice ale arcului electric de curent continuu.

### §.2.5.MODELAREA ARCULUI ELECTRIC DE CURENT CONTINUU PRIN DISPOZITIVE ELECTRONICE DE CIRCUIT

Pe baza analizei fenomenologice dar si experimentale a arcului electric de curent continuu, se propune pentru plasma acestuia modelul prezentat in fig.2.5

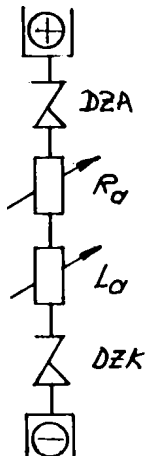


Fig.2.5.Modelarea arcului electric de curent continuu prin dispozitive electronice de circuit

In acest fel diferenta de potential dintre electrozi se poate exprima cu relatia :

$$U_{AK} = U_{DZA} + R_o I_o + L_o \frac{di_o}{dt} + U_{DZK} \quad (2.46)$$

Diodele Zenner DZA si DZK modeleaza coloana arcului din vecinatatea anodului A, respectiv catodului K, in acord cu prezentarea fenomenologica din § 2.3.1. Tensiunilor stabilizate  $U_{ZA}$  si  $U_{ZK}$  li se asociaza valorile caderilor de tensiune de la anodul A, respectiv catodul K si care sunt cunoscute in literatura. ( ex: [87]). Pe baza relatiei (2.46) se poate afirma ca in cazul situarii unuia dintre cei doi electrozi in contact cu incarcatura cuptorului, dioda Zenner asociata acestuia se manifesta ca o componenta distribuita, ceea ce permite un transfer direct a energiei termice din arc catre incarcatura.

Rezistenta  $R_a = 1/G_a$  exprima rezistenta electrica a coloanei plasmii care se stabileste la echilibrul termodinamic al plasmii.

Determinarea ei se face la limita pentru  $\Delta t \rightarrow 0$  in conditiile existentei echilibrului plasmii arcului pe baza relatiei (2.39), cu relatia (2.47):

$$R_o = \frac{U_{AK} - U_{DZA} - U_{DZK}}{I_o} \quad (2.47)$$

Valoarea lui  $R_a = 1/G_a$  trebuie sa fie aceeaasi cu cea din relatia (2.35). Se constata evident ca determinarea ei in cazul de fata este mai simpla deoarece in cazul relatiei (2.35),  $\sigma$  se determina greu pe baza relatiei (2.36). Prezenta inductivitatii  $L_a$  este sugerata de intarzierea cu care are loc deionizarea plasmii fata de momentul intreruperii agentilor externi de excitare ai plasmii.

Pe aceste baze se poate defini constanta de timp  $T_a$  a arcului electric, cu relatia:

$$T_o = \frac{L_o}{R_o} \quad (2.48)$$

care se asociaza constantei  $\tau$  definite in § 2.3.2 avand aceiasi semnificatie fenomenologica dar fata de care prezinta

avantajul unei determinari facile. Cunoasterea constantei  $T_a$  este de importanta practica imediata, valoarea ei fiind utilizata la calculul elementelor din componenta reguletoarelor instalatiei.

## §.2.6.DETERMINAREA CONSTANTEI DE TIMP $T_a$ A ARCULUI ELECTRIC

### 2.6.1.Principiul de masurare a constantei de timp $T_a$ .

Pentru masurarea constantei de timp  $T_a$  a arcului electric definita prin relatia (2.48) s-a conceput si s-a realizat o schema electronica ce are schema bloc prezenta in figura 2.6 :

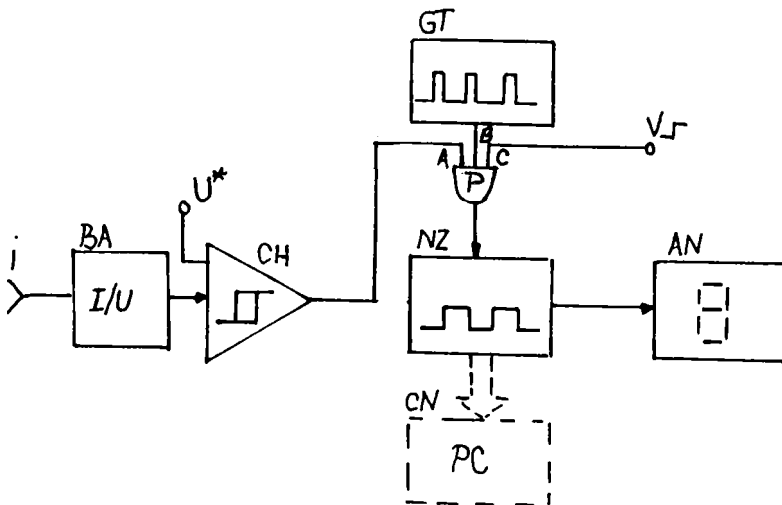


Fig.2.6.Schema bloc de principiu pentru masurarea constantei de timp  $T_a$  a arcului electric de curent continuu.

- BA - bloc adaptare
- CH - comparator cu histerezis
- GT - generator de tact
- NZ - numarator zecimal;
- P - poarta SI pentru validare
- AN - afisaj numeric
- CN - calculator numeric PC

Principiul de functionare este urmatorul :

Initial se aduce la zero numaratorul NZ. In momentul suspendarii furnizarii de energie arcului electric, (intreruperii alimentarii) apare un semnal de validare la intrarea "C" a portii P, ceea ce va determina ca impulsurile din oscilatorul GT sa incrementeze numaratorul NZ.

Asa cum s-a demonstrat, curentul prin arc nu se anuleaza instantaneu ci scaderea acestuia se face dupa o lege exponentiala, deci nivelul logic "1" se pastreaza la intrarea "A" a portii SI pana in momentul bascularii comparatorului CH. Momentul de basculare "1" → "0" a iesirii comparatorului CH este dependent de nivelul prereglat de la intrarea comparatorului CH si evidentiaza tocmai scaderea curentului prin arc de la valoarea maxima  $I_{MAX}$  la valoarea  $K_1 \cdot I_{MAX}$  unde :

$$K_1 = 0,1 \quad (2.49)$$

conform modului general de definire al constantelor de timp [48].

Deci, in concluzie, echipamentul masoara intervalul de timp  $T_a$  in care curentul prin arcul electric scade de la valoarea maxima  $I_{MAX}$  la valoarea  $K_1 \cdot I_{MAX}$ .

Afisajul AN indica valoarea curenta din registrul tampon al numaratorului NZ.

Daca frecventa de lucru a generatorului GT este  $f_{GT}$  si valoarea finala afisata de numaratorul AN este  $V_F$ , atunci constanta de timp  $T_a$  (in secunde) se determina cu relatia :

$$T_a = \frac{V_F}{f_{GT}} \quad (2.50)$$

Precizia de masurare este data de precizia frecventei de lucru a generatorului de tact GT si de precizia de lucru a comparatorului CH. In cazul folosirii unui oscilator cu quart pentru GT se poate garanta fara precautii deosebite o eroare  $\epsilon_{GT}$ :

$$\epsilon_{GT} < 10^{-3} \quad (2.51)$$

Eroarea de comparare a blocului CH poate fi considerata :

$$\epsilon_{CH} < 1\% \quad (2.52)$$

de asemenea fara o proiectare si implementare foarte restrictiva.

Deci se poate aprecia ca eroarea maxima  $\epsilon_{MAX T_a}$  de masurare a constantei  $T_a$  este cea :

$$\epsilon_{MAX T_a} = 1\% \quad (2.53)$$

Cum, in general, se accepta erori de determinare pentru constantele proceselor :

$$\epsilon_{T_p} \geq 5\% \quad (2.54)$$

se poate concluziona ca echipamentul prezentat satisface in intregime scopului.

### 2.6.2.Implementarea echipamentului

Schema prezentata a fost implementata dupa cum urmeaza :

Generatorul de tact printr-un oscilator RC cu frecventa de oscilatie  $f_{GT}$ :

$$f_{GT} = 1kHz \quad (2.55)$$

si deviatia de frecventa  $\Delta f_{GT}$ :

$$\Delta f_{GT} < 0,5\% \quad (2.56)$$

Comparatorul CH prin AO de precizie, elementele pasive fiind de buna calitate ceea ce a permis erori :

$$\epsilon_{CH} < 1,5\% \quad (2.57)$$

Numaratorul zecimal NZ este unul integrat, care poate numara de la 0 la 2000, cu driver incorporat pentru afisaj pe 3 1/2 digiti pe 7 segmente. Eroarea garantata este :



$$e_T < 2\% \quad (2.58)$$

superioara cerintelor minime de calitate.

### §.2.7. AMORSAREA ARCULUI ELECTRIC

Intre doi electrozi situati la distanta  $d$  intre ei, intr-un mediu gazos, neutru global electric, poate circula un curent electric daca :

1) exista purtatori liberi de sarcina electrica in mediul gazos

2) miscarea purtatorilor liberi de sarcina intre cei doi electrozi este ordonata printr-un procedeu oarecare.

In cazul arcului electric de curent continuu, prezenta campului electric dirijat intre cei doi electrozi permite atat generarea purtatorilor liberi de sarcina electrica, conform proceselor elementare prezentate in § 2.3, cat si dirijarea acestora catre cei doi electrozi.

In acest caz rezulta modelele utilizate pentru amorsarea arcului electric: [158]

1) se micsoareaza distanta  $d$  intre electrozi pana la valori submilimetrice prin punerea in contact a anodului A si catodului K. In aceasta situatie pe de-o parte are loc marirea considerabila a campului  $E$  dintre electrozi, iar pe de alta parte se va produce o incalzire locala puternica in zona de contact dintre electrozi. In acord cu relatiile (2.10) si (2.12) se va amorsa si apoi se va mentine arc electric prin marirea distantei  $d$  dintre electrozi in conditiile evolutiei arcului pe una din caracteristicile statice.

In prezent aceasta metoda este utilizata in totalitate in complexele industriale cu arc electric de curent continuu, sub forma contactului indirect intre electrozi, prin intermediul incarcaturii cuptorului, buna conductoare electrica.

2) se aplica o diferenta de potential  $U_0$  intre cei doi electrozi, numita tensiune de strapungere, astfel incat sa apara un camp electric intens  $E_0$  in acord cu relatia (2.11):

$$E_s = \frac{U_s}{d} \quad (2.59)$$

care sa determine ionizarea gazului (ionizare prin camp). Pentru amorsarea arcului in aceasta situatie se utilizeaza o sursa de inalta tensiune, auxiliara.

Acest procedeu nu se utilizeaza in prezent in complexele cu arc electric de curent continuu la scara industriala, dar progrese in tehnologia materialelor si a dispozitivelor electronice de putere in special l-ar putea impune prin avantajele pe care le aduce : eliminarea scurtcircuitelor intre electrozi, marirea factorului de putere, marirea fiabilitatii instalatiei prin reducerea socurilor electrice si mecanice.

### §.2.8. CONCLUZII

In capitolul II s-a intreprins o analiza teoretica amanuntita la nivel microscopic a arcului electric pentru complexele CAECC si se considera drept contributiile personale urmatoarele:

1. S-au analizat fenomenele de suprafata si volum din arc electric de curent continuu directionat pe cuptorul cu arc electric de curent continuu, in asa maniera, incat sa evidentieze cat mai direct proprietatile fizice ale plasmii din cuptor .

2. S-au pus in evidenta analitic, neuniformitatile intensitatii campului electric E in spatiul anod-catod care constituie baza teoretica a modelului arcului electric formulat in §.2.5.

3. S-a evidentiat o legatura matematica intre fenomenele fizice din arc si consumul de electrozi.

4. S-a stabilit expresia curentului electric prin arc pentru valori ale arcului electric intalnite in complexele CAECC.

5. S-a stabilit un model electronic original al arcului de curent continuu prin a carui analiza pot fi descrise fenomene

electrotermice din arc si cuptor.

6. S-a definit pe baza modelului electric creat, constanta de timp  $T_a$  a arcului electric, evidentiindu-se si importanta acesteia.

7. S-a indicat o metoda facila de masurare a constantei arcului electric  $T_a$ .

8. S-a realizat un echipament cu care s-au facut masuratori ale constantei  $T_a$ .

9. S-au prezentat, pe baza studiilor intreprinse, posibilitati teoretice si modalitatile practice de amorsare ale arcului electric .si se prognozeaza ca metoda de perspectiva pentru amorsare, cea bazata pe crearea tensiunii de strapungere  $U_a$ .

C A P I T O L U L    I I I

CONCEPEREA SI REALIZAREA COMPLEXULUI CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU

§.3.1    SCHEMA BLOC GENERALA A INSTALATIEI.

Instalatia conceputa are schema bloc functionala prezentata in figura 3.1.

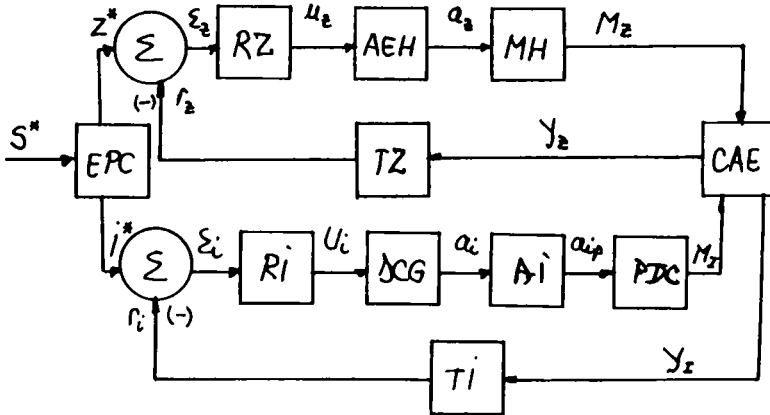


Fig.3.1.Schema bloc functionala a complexului CAECC.

- EPC- element de prescriere complex;
- RZ- regulator de impedanta;
- AEH- amplificator electrohidraulic;
- MH- cilindru hidraulic cu dubla actiune;
- TZ- traductor de impedanta;
- RI- regulator de curent;
- DCG- dispozitiv de comanda pe grila;
- AI- amplificator de impulsuri;
- PDC- punte redresoare comandata;
- CAE- instalatia cuptor propriu-zisa;
- TI- traductor de curent.

Elementul de prescriere complex EPC furnizeaza referinta de curent  $I^*$ , respectiv de impedanta  $Z^*$ , fiind in esenta un convertor numeric - analogic, al carui numar de biti este dependent de eroarea admisa la prescriere,  $\epsilon_r$ . Semnalul numeric  $S^*$ , provine dintr-un calculator numeric PC prin portul paralel PRN.

Traductorul de impedanta TZ este un element de masurare electronic complex, care furnizeaza la iesirea sa o tensiune electrica proportionala cu valoarea momentana a impedantei echivalente a arcului electric din cuptor. Traductorul este de conceptie proprie, fiind experimentat de autor cu bune rezultate.

Regulatorul de impedanta RZ, poate avea caracteristica de tip releu sau de tip proportional in acord cu necesitatea comandarii dispozitivului AEH, actionand in functie de semnul erorii  $e_z$  :

$$\epsilon_z = Z^* - r_z \quad (3.1)$$

Amplificatorul hidraulic AEH poate fi un electrodistributor sau o servovalva. In functie de polaritatea tensiunii de comanda  $u_z$ , elementul stabileste sensul de curgere al fluidului prin etajul de putere al circuitului hidraulic.

Motorul hidraulic MH reprezinta elementul de executie din bucla de impedanta a instalatiei, fiind un cilindru hidraulic cu dubla actiune. In functie de sensul fluidului stabilit prin elementul AEH, acesta realizeaza deplasarea sistemului de electrozi sus - jos.

Traductorul de curent TI este unul clasic fiind realizat in principal cu transformatoare de curent pe fiecare faza. Tensiunea de la iesirea sa  $r_1$ , este proportionala cu curentul efectiv prin arc I.

Regulatorul de curent RI este de tip adaptiv, electronic, fiind realizat cu amplificatoare operationale si avand un caracter proportional - integrator PI in raport cu eroarea  $e_1$ :

$$\epsilon_1 = I^* - r_1 \quad (3.2)$$

rezultat in urma calculului buclei de curent. Tensiunea de

iesire  $u_1$  se modifica in limitele cerute de etajul urmator(v.fig.3.1) care este unul tipic, binecunoscut in literatura sub aspect tehnic.

Dispozitivul de comanda pe grila DCG este compus din 6 etaje identice, cate unul pentru fiecare faza, fiecare fiind realizat in jurul unui circuit integrat specializat de comanda in faza. La iesirile circuitului trebuie furnizate impulsuri pentru comanda tiristoarelor puntii PTC.

Amplificatorul de impulsuri AI este compus din 12 etaje amplificatoare identice, avand ca sarcina infasurarea cate unui transformator pentru fiecare din iesirile circuitelor integrate, unde impulsurile apar cate doua, decalate la  $60^\circ$  electrice. Ele realizeaza amplificarea in putere a impulsurilor de comanda la valorile necesare pentru grila tiristoarelor, precum si separarea galvanica intre etajele de comanda ale instalatiei si partea de forta a acesteia, reprezentata de puntea cu tiristoare PTC.

Puntea cu tiristoare PTC este compusa din doua redresoare trifazate in punte, conectate in paralel si comandate simetric cu un decalaj electric intre ele de  $30^\circ$ , ceea ce face ca ansamblul sa se comporte ca un redresor dodecafazat. In functie de intarzierea impulsurilor de comanda in raport cu faza pe al carui tiristor se aplica, se stabileste valoarea curentului prin arcul electric.

Subansamblul CAE cuprinde cuptorul de elaborare propriu-zis impreuna cu infrastructura de rezistenta si echipamentele auxiliare de functionare. Au fost studiate si s-au facut experimentari pe doua tipuri de cuptoare, unul avand 6 electrozi in bolta dispusi pe un cerc imaginar cu centrul in centrul de simetrie al cuptorului, celalalt cu doi electrozi in bolta. Pentru cuptorul cu 6 electrozi in bolta departarea fiecarui electrod de centrul cuptorului a fost determinata cu calculatorul, pe baza unui program de optimizare prezentat in §.3.10 si §.4.2.

Avand in vedere regimul de lucru deosebit de dur al instalatiei s-au proiectat si realizat o serie de limitari si protectii uneori dublate, care au vizat : limitarea curentului de scurtcircuit prin arc, limitarea cursei electrozilor in cuptor, asigurarea unei raciri corespunzatoare prin ventilatie

### §.3.2. FUNCTIA DE TRANSFER GENERALA A INSTALATIEI CONCEPTE.

#### §.3.2.1.Spatiul de reglare al complexului CAECC.

Considerente tehnico-economice ale procesului tehnologic impun, in esenta, controlul in permanenta al puterii electrice  $P$  (implicit termice), introdusa in cuptor. Particularitatile sistemului determina ca spatiul de reglare  $S$  sa fie cvadridimensional :

$$S = \{ P, I, Z, d \} \quad (3.3)$$

insa cu doar doi vectori liniar independenti. Considerand ca cele doua marimi liniar independente sunt impedanta arcului electric  $Z$  si curentul prin arc  $I$  si avand in vedere faptul ca evident compunerea  $I*Z$  nu este univoc determinata in spatiul de reglare, se impune o strategie specifica de reglaj (v.§.3.11) si considerarea a doua forme pentru schema bloc structurala a complexului.

In fig.3.2 si respectiv fig.3.3 sunt prezentate cele doua scheme bloc structurale pentru cele doua situatii precizate :

- schema bloc structurala in cazul conducerii procesului cu curent constant (fig.3.2)
- schema bloc structurala in cazul conducerii procesului cu impedanta arcului electric constanta (fig.3.3)

#### §.3.2.2.Functia de transfer a complexului in situatia reglarii impedantei $Z$ a arcului electric.

Semnificatia simbolurilor utilizate este :

$H_1^1(s)$ - functia de transfer a subsistemului de prescriere a valorii impedantei  $Z^*$  din cadrul elementului de prescriere complex EPC;

$H_1^2(s)$ - functia de transfer a subsistemului de prescriere a valorii curentului  $I^*$  din cadrul elementului de prescriere complex EPC;

$H_2(s)$ - functia de transfer a regulatorului de impedanta  $RZ$

$H_3(s)$ - functia de transfer a amplificatorului electrohidraulic AEH;

$H_4(s)$ -functia de transfer a cilindrului hidraulic MH cu dubla actiune;

$H_5(s)$ - functia de transfer a traductorului de impedanta TZ;

$H_6(s)$ - functia de transfer a regulatorului de curent RI;

$H_7(s)$ - functia de transfer a dispozitivului de comanda pe grila DCG;

$H_8(s)$ - functia de transfer a amplificatorului de impulsuri AI;

$H_9(s)$ - functia de transfer a puntii cu tiristoare PDC;

$H_{10}(s)$ - functia de transfer a traductorului de curent TI;

$H_{e1}(s)$ - functia de transfer a subsistemului ansamblului CAE din bucla de impedanta modelat la curent constant  $I=ct$ ;

$H_{e2}(s)$ -functia de transfer a subsistemului ansamblului CAE din bucla de curent modelat la impedanta constanta  $Z=ct$ ;

$H_{e3}(s)$ - functia de transfer a subsistemului ansamblului CAE din bucla de curent modelat la curent constant  $I=ct$ .

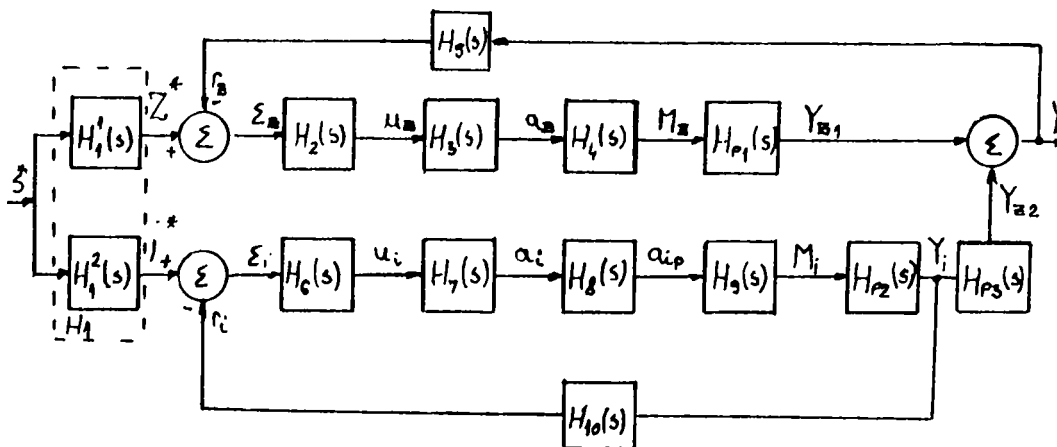


Fig.3.2.Schema bloc structurala pentru calculul functiei de transfer a complexului in cazul reglarii impedantei  $Z$  a arcului electric.

Pe baza fig.3.2 se poate scrie :



$$\begin{aligned}
 Y_Z(s) &= Y_{Z1}(s) + Y_{Z2}(s) = \\
 &= (H_2(s) * H_3(s) * H_4(s) * H_{P1}(s)) * (Z^*(s) + H_5(s) * Y_Z(s)) + H_{P3}(s) * Y_I(s) = \\
 &= (H_2(s) * H_3(s) * H_4(s) * H_{P1}(s)) * (H_1^1(s) * S^*(s) + H_5(s) * Y_Z(s)) + \\
 &+ H_{P3}(s) \frac{H_6(s) * H_7(s) * H_8(s) * H_9(s) * H_{P2}(s)}{(1 + H_6(s) * H_7(s) * H_8(s) * H_9(s) * H_{P2}(s)) * H_{10}(s)} * H_1^2(s) * S^*(s) \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

Notand cu :

$$H_{DZ}(s) = H_2(s) * H_3(s) * H_4(s) * H_{P1}(s) \quad (3.5)$$

functia de transfer pe calea directa de impedanta si cu :

$$H_{D1}(s) = H_6(s) * H_7(s) * H_8(s) * H_9(s) * H_{P2}(s) \quad (3.6)$$

functia de transfer pe calea directa de curent rezulta :

$$H_Z(s) = \frac{Y_Z(s)}{S^*(s)} = \frac{H_1^1(s) * H_{DZ}(s) + \frac{H_1^2(s) * H_{P3}(s) * H_{D1}(s)}{1 + H_{D1}(s) * H_{10}(s)}}{1 - H_{DZ}(s) * H_5(s)} \quad (3.7)$$

**§.3.2.3. Functia de transfer a complexului in situatia reglariei curentului I prin arcul electric.**

In plus fata de fig.3.2 in fig.3.3 intervine functia :  $H_{P4}(s)$ -functia de transfer a subsistemului ansamblului CAE din bucla de impedanta modelat la impedanta constanta  $Z=ct$ ;  
Pe baza fig.3.3 se poate scrie :

$$\begin{aligned}
 Y_I(s) &= Y_{I1}(s) + Y_{I2}(s) = \\
 &= H_6(s) * H_7(s) * H_8(s) * H_9(s) * H_{P2}(s) * (I^*(s) * H_{10}(s) * Y_I(s)) + H_{P4}(s) * Y_Z(s) =
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= (H_6(s) * H_7(s) * H_8(s) * H_9(s) * H_{P2}(s)) * (H_1^2(s) * S^*(s) + H_{10}(s) * Y_f(s) + \\
 &+ H_{P4}(s) * \frac{H_2(s) * H_3(s) * H_4(s) * H_{P1}(s)}{1 + H_2(s) * H_3(s) * H_4(s) * H_5 * H_{P1}(s)} * H_1^1(s) * S^*(s) \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

rezulta :

$$H_f(s) = \frac{Y_f(s)}{S^*(s)} = \frac{H_1^2(s) * H_{Df}(s) + \frac{H_1^1(s) * H_{P4}(s) * H_{DZ}(s)}{1 + H_{DZ}(s) * H_5(s)}}{1 - H_{Df}(s) * H_{10}(s)} \quad (3.9)$$

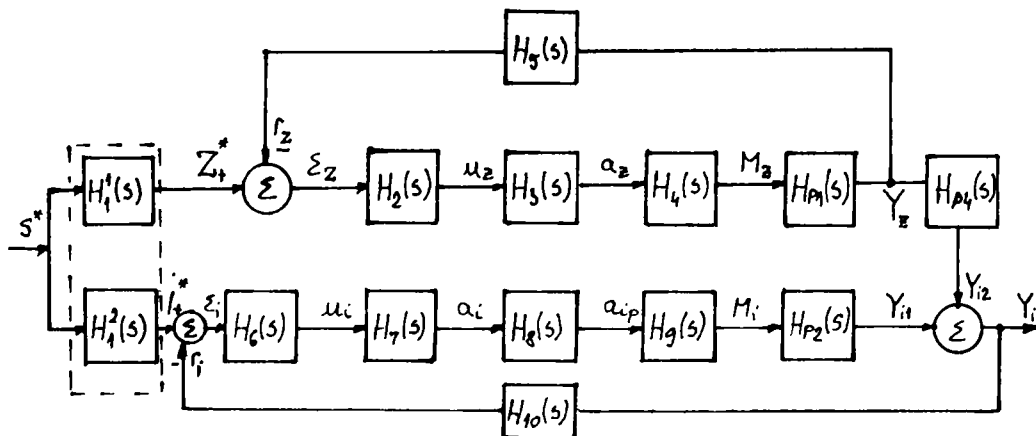


Fig.3.3 Schema bloc structurala pentru calculul functiei de transfer a complexului in cadrul reglarii curentului I prin arc electric.

### §.3.3.REDRERORUL COMANDAT PENTRU REGALREA CURENTULUI PRIN ARC

#### §.3.3.1.Consideratii pentru alegerea optima a redresorului comandat

Redresorul electronic de putere este unul din subansamblele care determina major performantele tehnico-economice ale instalatiei. Principalele criterii de optimizare avute in vedere in alegerea variantei redresorului comandat de putere

sunt:

- calitatea producerii si reglariei arcului electric de c.c.
- randamentul electric global al redresorului
- perturbarea sistemului energetic de catre redresor
- supradimensionarea transformatorului UHP

### §.3.3.2.Criteriu eliminatoriu de alegere a redresorului

In majoritatea tarilor producerea, transportul si distributia energiei electrice se face in sistem alternativ trifazat.

Schema bloc generala a redresorului de putere utilizat este prezentata in fig.3.4.

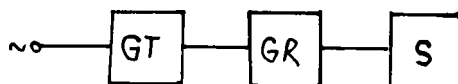


Fig.3.4.Schema bloc generala a redresorului de putere

GT - grup de transformare

GR - grup de redresare propriu-zis

S - sarcina electrica (electromecanica)

Grupul de transformare GT converteste valorile parametrilor electrici dati ai sistemului energetic, in valori necesare la intrarea redresorului electronic propriu-zis GR. Grupul GT poate fi compus din unul sau mai multe elemente de transformare, conectate in cascada, paralel sau mixt; puterea ceruta de redresorul GR, deci cea necesara aparenta  $S_2$  in secundarul grupului GT este:

$$S_2 = qU_2I_2 \quad (3.10)$$

unde:

$U_2$ -tensiunea efectiva in secundar

$I_2$ -curentul efectiv in secundar

$q$ -numarul de cai de curent prin transformator

Pe baza relatiei (3.5) [ 88 ] in functie de numarul cailor de

curent  $q$ , se obtine puterea aparenta maxima in secundar:

$$S_{2M} = \frac{\Pi U_{dM} J_{dM}}{\sqrt{2} \sqrt{q} \sin \frac{\Pi}{q}} = K_{2M} P_{dM} \quad (3.11)$$

cu:

$I_{dM}$ -curentul mediu redresat maxim

$U_{dM}$ -tensiunea medie redresata maxima

$P_{dM}$ -puterea dezvoltata in sarcina

Considerand numarul de cai de curent  $q$  drept valoare continua, se poate determina numarul optim al acestora in baza relatiei:

$$S_{2M}^1(q) = 0 \quad (3.12)$$

Solutia ecuatiei transcendente(3.12) este:

$$q_{opt} = 2,7 \quad (3.13)$$

si nu depinde de numarul de pulsuri  $p$  obtinut la iesirea redresorului. Cum fizic  $q \in \mathbb{N}^*$ , rezulta ca fiind cele mai favorabile valorile:

$$q = 2 \text{ si } q = 3 \quad (3.14)$$

Aceste solutii corespund posibilitatii realizarii unui grup GT echivalent bifazat sau trifazat, deci a utilizarii de celule elementare de redresare CER, bifazate sau trifazate. In tabelul T3.1. sunt date valorile factorului de utilizare  $K_{2FU}(q)$ :

$$K_{2FU}(q) = \frac{1}{K_{2M}(q)} = \frac{P_{dM}}{S_{2M}} \quad (3.15)$$

si care indica ce fractiune din puterea aparenta devine putere utila pe sarcina in conditiile comandarii redresorului la unghiul de conductie maxim  $\alpha_0 = \alpha_{max}$ .

Tabelul T.3.1.

q	2	3	6	12
$K_{zFu}(q)$	0,636	0,675	0,551	0,399

Puterile instalate, uriase cerute de complexele CAECC exclud utilizarea unor echipamente bifazate, deci singura solutie posibila este utilizarea redresoarelor trifazate. Celula elementara de redresare CER trifazata este redresorul trifazat monoalternanta, deci pentru grupul GR optim din acest punct de vedere sunt utilizarea redresoarelor trifazate, monoalternanta si bialternanta si combinatii ale acestora. In acest context in continuare vor fi prezentate studii si rezultate privitoare la urmatoarele categorii de redresoare comandate:

-redresorul trifazat monoalternanta cu transformator in conexiunea Yy12 sau Dd12, notat M3/0 si cel monoalternanta cu transformator Yd11 sau Dy11, notat M3/30

-redresorul trifazat bialternanta in punte cu transformator in conexiune Yy12 sau Dd12, notat M6/0 si cel bialternanta cu transformator Yd11 sau Dy11, notat M6/30

-redresorul cu 12 pulsuri la iesire obtinut prin functionarea in paralel a doua redresoare, unul de tip M6/0 si altul de tip M6/30, notat M12.

In figura 3.5. sunt prezentate schemele electrice redresoarele studiate.

### §.3.3.3. Indici de performanta ai redresoarelor comandate

Indicii de performanta ce vor fi luati in considerare pentru determinarea variantei optime a redresorului comandat utilizat sunt calitativ de doua categorii :

A. indici absoluti, a caror valori depind de datele concrete pentru redresoare apartinand aceleasi clase

B. indici relativi (raportati), a caror valoare este unica

pentru redresoare ce apartin unei aceleiasi clase.

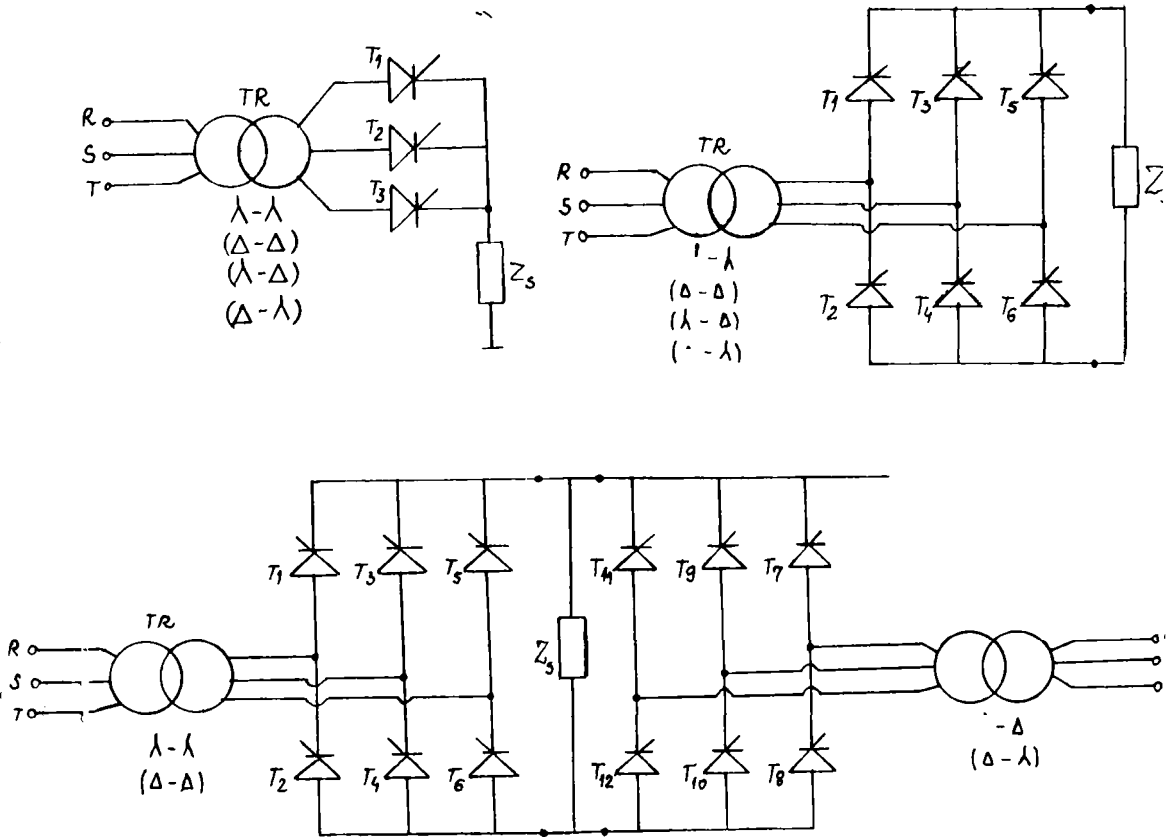


Fig.3.5.Schema electrica si forma tensiunii redresate pentru redresoarele comandate a)M3; b)M6; c)M12.

### §.3.3.3.1.Indici de calitate absoluti

1.Tensiunea medie redresata ideala: $U_a(\alpha)$

$$U_d(\alpha) = \frac{1}{T} \int_{\alpha_0}^{\alpha_0+T} \sqrt{2} U_2 \sin \alpha d\alpha = \sqrt{2} U_2 \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha_0 = U_{dM} \cos \alpha_0 \quad (3.16)$$

2. Tensiunea efectivă în gol  $U_{eR}(\alpha)$ :

$$U_{eR}(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha_0}^{\alpha_0+T} (\sqrt{2} U_2 \sin \alpha)^2 d\alpha} = U_{2\lambda} \sqrt{1 + \frac{p}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{p} \cos 2\alpha_0} \quad (3.17)$$

3. Tensiunea medie reală a redresorului  $U_{dR}(\alpha)$ :

$$U_{dR}(\alpha) = U_d(\alpha) - U_{dR}(\alpha, \gamma) = U_{dM} \left( \cos \alpha - \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \right) \quad (3.18)$$

unde:

$U_{dR}(\alpha, \gamma)$  - tensiune pierdută prin comutație

$\gamma$  - unghi de comutație

4. Tensiunea inversă maximă apărută pe un dispozitiv semiconductor  $U_{revM}$ :

$$U_{revM} = 2\sqrt{2} U_2 \cos \frac{\pi}{q_R} \quad (3.19)$$

cu  $q_R$  - numărul cailor de curent prin redresorul propriu-zis.

5. Armonicile tensiunii redresate

Analiza armonică a tensiunii de la ieșirea redresorului se bazează, așa cum se știe, pe dezvoltarea în serie Fourier a unei funcții periodice  $f(t)$ :

$$f(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (C_n \cos n\omega t + S_n \sin n\omega t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (3.20)$$

a caror coeficienți în cazul studiat au expresiile:

$$C_0 = U_{dM} \cos \alpha \quad (3.20.1)$$

$$C_n = \frac{2U_{dM}}{v^2 - 1} (v \sin v \sin \alpha + \cos v \cos \alpha) \quad (3.20.2)$$

unde :

$$S_n = \frac{2U_{dM}}{v^2-1}(v \cos \alpha \sin \alpha - \sin \alpha \cos \alpha) \quad (3.20.3)$$

$$A_n = \frac{2U_{dM}}{v^2-1} \sqrt{v^2 - (v^2-1) \cos^2 \alpha} \quad (3.20.4)$$

$$\varphi_n = -\arctg \frac{S_n}{C_n} \quad (3.20.5)$$

$$v = np \quad (3.20.6)$$

n-numarul de ordine al armonicii din dezvoltarea in serie.

6. Puterea de calcul a transformatorului  $S_T$ .

$$S_T = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) \quad (3.21)$$

De fapt prezinta importanta coeficientul  $k_{ST}$  ce intervine in relatia :

$$S_T = k_{ST} S_R \quad (3.22)$$

si care exprima practic coeficientul de supradimensionare al transformatorului de alimentare (care pentru un CAECC este de obicei de tip UHP), pentru obtinerea la bornele redresorului a unei puteri  $S_R$ .

In tabelul T.3.2. sunt date valorile coeficientului  $k_{ST}$  pentru redresoarele analizate:

Tabelul T.3.2.

	M3	M6	M 12
$k_{ST}$	1,48	1,05	1,05



### §.3.3.3.2.Indici de performanta relativi

1.Factorul de redresare  $D_r(\alpha)$ :indica coeficientul cu care s'apropie in orice moment valoarea medie ideala a tensiunii redresate  $U_d(\alpha)$  de valoarea maxima instantanee a tensiunii redresate  $\sqrt{2}U_2$ :

$$D_r(\alpha) = \frac{U_d(\alpha)}{\sqrt{2}U_2} = \frac{\sin\pi/p \cos\alpha}{\pi/p} \quad (3.23)$$

2.Factorul de eficacitate  $E_{er}(\alpha)$ :

$$E_{er}(\alpha) = \frac{U_d^2(\alpha)}{U_{em}^2} 100\% \quad (3.24)$$

Acesta indica procentual in orice moment, care este valoarea energiei transmise prin arc fata de cea maxima teoretica.

3.Factorul de ondulatie  $F(\alpha)$ :indica coeficientul cu care se apropie in orice moment valoarea medie ideala a tensiunii redresate  $U_d(\alpha)$  de valoarea corespunzatoare a tensiunii efective  $U_{er}(\alpha)$ :

$$F(\alpha) = \frac{U_d(\alpha)}{U_{er}(\alpha)} = \frac{\frac{\sqrt{2}\sin\pi/p \cos\alpha}{\pi/p}}{\sqrt{1 + \frac{p}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{p} \cos 2\alpha}} \quad (3.25)$$

4.Coefficientul de ondulatie  $\gamma(\alpha)$ :exprima o modalitate de indicare a ponderii tensiunii alternative  $U$  in cadrul tensiunii medii redresate  $U_d(\alpha)$ :

$$\gamma(\alpha) = \frac{U_-(\alpha)}{U_d(\alpha)} = \sqrt{\left[\frac{U_d(\alpha)}{U_d(\alpha)}\right]^2 - 1} = \sqrt{\frac{1}{F^2(\alpha)} - 1} \quad (3.26)$$

5.Factorul de supratensiune inversa  $K_{rev}$ :indica de cate ori este mai mare valoarea tensiunii inverse ce apare pe un dispozitiv semiconductor din cadrul redresorului, fata de tensiunea medie redresata maxima  $U_{dm}$ :

$$K_{rev} = \frac{U_{rev}}{S_0 U_{dM}} = \frac{1}{S_0 \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} q} \quad (3.27)$$

$S_0$ -numarul celulelor elementare CER echivalente din cadrul redresorului.

In tabelul T 3.3 sunt prezentate valorile pentru acest coeficient.

Tabelul T.3.3.

	M3	M6	M12
$K_{rev}$	2.09	1.04	1.01

6. Factorul de armonici  $D_k(\alpha)$ ,  $k \in \mathbb{N}$ ,  $k=1$ : indica coeficientul pe care il reprezinta armonica de ordinul  $k$   $D_k(\alpha)$  fata de fundamentala considerata ca fiind de valoare unitara:

$$D_k(\alpha) = \frac{I_k(\alpha)}{I_f(\alpha)} = \frac{2\sqrt{v^2 - (v^2 - 1)\cos^2 \alpha}}{(v^2 - 1)\cos \alpha} \quad (3.28)$$

7. Factorul de putere total  $\lambda(\alpha)$ : este o masura a randamentului electric al redresorului:

$$\lambda(\alpha) = \frac{P}{S} = V \cos \varphi_1 \quad (3.29)$$

cu:

$$V = \frac{I_1}{I} \quad (3.29.1)$$

$V$  - continutul in fundamentala al tensiunii redresate obtinute.

cu:

$$\cos\varphi_1 = \cos\alpha \quad (3.29.2)$$

$\cos\varphi_1$  -factorul de putere al fundamentalei curentului de linie  
Relatia (3.29) si rezultatele prezentate in Anexa 3 au o  
importanta deosebita din punct de vedere tehnic si economic  
prin aceea ca indica necesitatea de a se lucra in zona de  
putere maxima a redresorului. Acest fapt are implicatii  
importante si in stabilirea strategiei de reglare a puterii  
introduse prin arc.

7. Factorul pierderilor de comutatie  $K_x$ : indica valorile  
raportate ale pierderilor de comutatie in functie de valorile  
unghiului de comutatie  $\gamma$ :

$$K_x = \frac{I_K}{I_{dM}} \quad (3.30)$$

In Anexa 3.1 ,in urma rularii programului prezentat, apar  
valorile indicilor de calitate relativi pentru tipurile de  
redresoare comandate studiate pentru valori ale unghiului de  
comanda  $\alpha \in [0^\circ, \alpha_{cr}]$  cu incrementul  $\Delta\alpha=1^\circ$

### §.3.3.3.3. Elasticitatea reglarii energiei transmisa prin arc

In cazul redresoarelor de putere pentru producerea arcului  
electric in CAECC, prezinta o importanta deosebita valoarea  
unghiului de comanda  $\alpha$  de la care apare fenomenul de conductie  
intrerupta, numit unghi critic  $\alpha_{cr}$  :

$$\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \quad (3.31)$$

Pentru valori ale unghiului de comanda  $\alpha > \alpha_{cr}$  pot exista  
perioade in care tensiunea continua la iesirea redresorului  
comandat sa fie nula, adica sa fie puternic favorizata  
deionizarea plasmii (v. §.2.3), deci pentru oricare din  
tipurile de redresoare ce se utilizeaza in complexele CAECC  
pot fi luate practic in considerare numai unghiuri de reglare

de comanda din domeniul  $\alpha_c \in [0^\circ, \alpha_{cr}]$ .

Se propun doi parametrii ce sunt o masura a elasticitatii de reglare a energiei transmise prin arc :

1. Coeficientul de elasticitate  $KE_d$  al tensiunii medii redresate:

$$KE_d = \frac{U_d(\alpha_c)}{U_{dmax}} \quad (3.32)$$

ce exprima raportul maxim la care poate fi coborata tensiunea medie fata de cea maxima posibila la iesirea redresorului, fara sa apara conductie intrerupta.

2. Coeficientul de elasticitate al tensiunii efective  $KE_{ef}$ :

$$KE_{ef} = \frac{U_d^2(\alpha_c)}{U_d^2_{max}} \quad (3.33)$$

ce este o masura a raportului maxim in care se poate modifica energia prin arc fara sa apara conditii sigure pentru deionizarea plasmiei. In tabelul T.3.4. sunt date valorile  $\alpha_{cr}, KE_d, KE_{ef}$  pentru redresoarele analizate.

Tabelul T.3.4

	M3	M6	M12
$\alpha_{cr}$	30	60	75
$KE_d$	0.866	0.5	0.259
$KE_{ef}$	0.853	0.321	0.088

Valorile teoretice ale coeficientilor  $KE_{ef}, K_d$  sunt apropiate de cele ce pot fi utilizate practic, tensiunea medie  $U_d(\alpha)$  neputand cobori sub o limita  $U_d(\alpha_{cr}) < U_{min}$  arc conform modelului arcului electric (v. § 2.5 ).

#### § 3.3.4. Realizarea redresoarelor comandate

Redresorul comandat de putere realizat este unul de tip dodecafazat, constituit din doua redresoare trifazate in punte conectate in paralel conform schemei electrice prezentate in fig.3.5.c.. Transformatoarele utilizate TR1, TR2 sunt de tip  $\Delta$ -Y, respectiv Y-Y, avand fiecare puterea nominala :

$$P_N = 20 \text{ [kVA]} \quad (3.34)$$

alimentandu-se pe partea primara de la reseaua trifazata  $U_{\sim} = 3 \cdot 380 \text{ V}$ .

Fiecare din infasurarile secundare ale fiecărei faze cuprinde doua bobine identice si independente proiectate pentru parametrii nominali : tensiune in gol  $U_{2r0}$  si curentul in sarcina  $I_{2rN}$  :

$$U_{2r0} = 29 \text{ [V ~]} \quad (3.35.1)$$

$$I_{2rN} = 100 \text{ [A ef]} \quad (3.35.2)$$

Tiristoarele utilizate T<sub>1</sub>-T<sub>12</sub> sunt de tip T700N2600 ceea ce permite ca la iesirea fiecărei din cele doua punti sa fie furnizat un curent nominal  $I_N$ - de cca :

$$I_N = 2000 \text{ [A]} \quad (3.36)$$

In acest fel, prin dimensionarea specifica a transformatoarelor de alimentare si a celor doua punti trifazate [152] s-a inlaturat utilizarea unor sigurante UR pentru protectia tiristoarelor si experimentarile efectuate au confirmat justetea ipotezelor si a dimensionarilor facute prin aceea ca echipamentul redresat de forta nu a suferit nici un fel de avarie.

Prin modul de dimensionare si realizare al transformatoarelor TR1 si TR2 s-a asigurat o flexibilitate marita a instalatiei in scopul largirii gamei de experimentari. Astfel, redresorul de putere poate fi utilizat prin legarea in serie a bobinelor secundare de pe fiecare infasurare la parametrii nominali:

tensiune medie redresata  $U_{NGS}$  si curent mediu redresat  $I_{MAX S}$  de cca:

$$U_{NGS} = 136 [V] \quad (3.37.1)$$

$$I_{MAX S} = 360 [A] \quad (3.37.2)$$

Prin legarea in paralel a infasurarilor bobinelor secundare se obtin parametrii nominali pentru redresor :

$$U_{NGP} = 68 [V] \quad (3.38.1)$$

$$I_{MAX P} = 720 [A] \quad (3.38.2)$$

Se mentioneaza ca pentru regimuri de scurta durata prin arc, s-au masurat curenti de lucru de cca. 1,5-2 ori mai mari.

### § 3.4 DISPOZITIVUL DE COMANDA PE GRILA

#### § 3.4.1 Comanda puntii redresoare

Dispozitivul DCG asigura forma si momentul de aplicare ale semnalelor pentru comanda puntii trifazate de putere. Dintre cele trei modalitati de comanda ale redresoarelor [13],[39]:

- a) comanda prin zero cu referinta constanta in timp;
- b) comanda prin zero cu referinta liniara variabila in timp;
- c) comanda prin faza,

s-a optat pentru ultima, deoarece se poate asigura o rezolutie de putere extrem de fina, in sensul sesizarii si comandarii de variatii de putere prin sarcina foarte mici. Schema simplificata a circuitului pentru comanda tiristoarelor sau triacelor este prezentata in fig.3.6, iar formele de unda caracteristice comenzii prin faza sint date in fig.3.7.

Semnificatia simbolurilor din figura este urmatoarea:

$V_m$ -tensiune proportionala cu puterea disipata in sarcina

Ea reprezinta marimea de reactie necesara stabilizarii valorii puterii disipate in sarcina

$V_R$  - tensiunea internă de referință cu care se compară tensiunea de reacție  $V_S$

$V_G$  - reprezintă rezultatul comparării prescrierii  $V_R$  cu reacția  $V_S$ , deci abaterea

$i_{GT}$  - curentul de comandă al dispozitivului de putere; el este comandat (validat sau inhibat) prin mărimea  $V_G$

$V_{sinc}$  - tensiunea de sincronizare dintre comandă și circuitul de forță

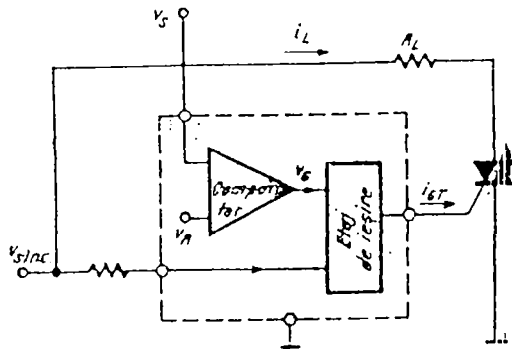


Fig.3.6 Schema simplificată a circuitului integrat pentru comanda tiristoarelor și triacelor

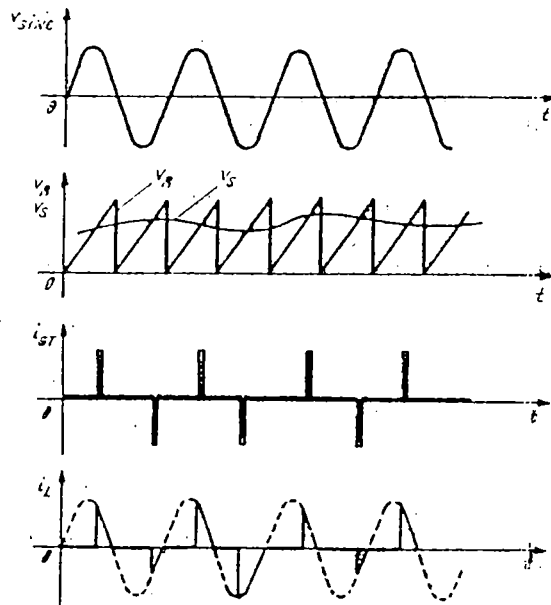


Fig.3.7 Formele de undă caracteristice comenzii prin fază

$V_R$ -tensiune liniar variabila sincronizata pe frecventa retelei  
Impulsurile de aprindere iar sunt generate la fiecare  
coincidenta a reactiei  $V_S$  cu panta crescatoare a prescrierii  
 $V_R$ .Curentul prin sarcina  $I_L$  se constata ca se prezinta (pentru  
sarcina rezistiva), ca fractiuni de semialternanta ceea ce  
denota ca prin acest mod de comanda se poate obtine o  
rezolutie mare a puterii de sarcina.Principalul dezavantaj al  
comenzii este generarea de armonici superioare frecventei  
semnalului de sincronizare folosit, a caror amplitudine  
relativa este mare mai ales la unghiuri de conductie reduse  
ale dispozitivului de putere.

#### § 3.4.2 Proiectarea dispozitivului de comanda pe grila

Pentru generarea controlata a impulsurilor, poate fi folosit  
un circuit integrat de comanda prin faza de tip  $\beta$ A44 145.  
Schema electrica, constructia,functionarea si performantele  
sale generale sunt prezentate in [12].

In stabilirea posibilitatii utilizarii cu rezultate  
performante a C.I.  $\beta$ A44 145 in instalatia analizata prezinta  
importanta determinarea urmatoarelor parametrii:

1. frecventa maxima de functionare a circuitului  $f_m$ :

$$f_m = \frac{1}{\pi \cdot \Delta t} \arcsin\left[\frac{V_{BB}}{V_{SNC}} \left(1 + \frac{R_1^o}{R_2^o}\right)\right] \quad (3.39)$$

cu  $\Delta t \approx 50 \mu s$ : marime intrinseca circuitului [ 13 ] [95]

Se obtine:

$$f = \frac{1}{\pi \Delta t} \cdot \frac{\pi}{2} = 10kHz \quad (3.40)$$

Aceasta valoare corespunde pentru dispozitivul conceput.

2. stabilitatea temporala a generarii impulsului de  
aprindere  $d_{to}$ , data de relatie:



$$dt_0 = \alpha_\tau d\tau + \alpha_z dV_{z\tau} + \alpha_v dV_z \quad (3.41)$$

cu:

$$\alpha_\tau = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} = \ln \frac{2V_{z\tau}}{V_{z\tau} + V_0} \quad (3.42)$$

$\alpha_\tau$ - sensibilitatea in raport cu componentele externe circuitului integrat :

$$\alpha_z = \frac{\partial t_0}{\partial V_{z\tau}} = \tau \cdot \frac{V_0}{V_{z\tau}(V_{z\tau} + V_0)} \quad [s/V] \quad (3.43)$$

$\alpha_z$ - sensibilitatea in raport cu variatia tensiunii interne stabilizate  $V_{z\tau}$

$$\alpha_v = \frac{\partial t_0}{\partial D_0} = - \frac{\tau}{V_{z\tau} + V_0} \quad (3.44)$$

$\alpha_v$ - sensibilitatea in raport cu functia de comanda  $V_0$  unde:

$\tau$ - constanta dependenta de montajul adoptat [ 13 ]  
Prin strategia de alimentare si conectare corespunzatoare a circuitului BAA 145 [ 13 ] se asigura o repetabilitate buna a generarii impulsurilor de valoare acceptabila:

$$- 28,8 \text{ grad/V} \leq \frac{d\alpha}{dV_0} \leq - 14,4 \text{ grad/V} \quad (3.45)$$

unde:

$$\Delta t_0 = \delta \cdot \Delta V_0 \quad \text{pt. } \Delta \rightarrow 0 \quad (3.46)$$

3. durata impulsului generat:  $t_p$

$$t_p = \tau \ln \left[ \frac{V^* - V_{lim}}{V^* - V_0^{11}} \cdot \frac{R_0}{R_0 + R_{16}} \right] \quad (3.47)$$

Prin calcule in functie de valorile extreme ale componentelor, [ 13 ] se obtine:

$$t_{p\min} = 0.086 \text{ ms} \quad (3.48.1)$$

$$t_{p\max} = 7 \text{ ms} \quad (3.48.2)$$

adica:

$$t_{p\text{ opt}} \in [t_{p\min}; t_{p\max}] \quad (3.49)$$

unde cu  $t_{p\text{ opt}}$  s-a notat durata optima a impulsului necesar pentru aprinderea unui tiristor din puntea redresoare comandata si a carei valoare pentru tiristoarele prezentata in § 3.3.4.este data in [ 12 ]

Puterea obtinuta pe sarcina prin comanda bialternanta cu circuit BAA 145 este obtinuta pe baza relatiei:

$$P(V_\theta) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left\{ \frac{1}{2} \cdot \varphi(V_\theta) - \frac{1}{4} \cdot \sin [2\varphi(V_\theta)] \right\} \quad (3.50)$$

cu  $\varphi(V_\theta)$  - unghi de conductie in radiani  
ea determinandu-se cu :

$$P_0 = \frac{V_{s0}^2}{R_s} \quad (3.51)$$

$P_0$  - puterea medie disipata in sarcina

Valorile limita obtinute sunt:

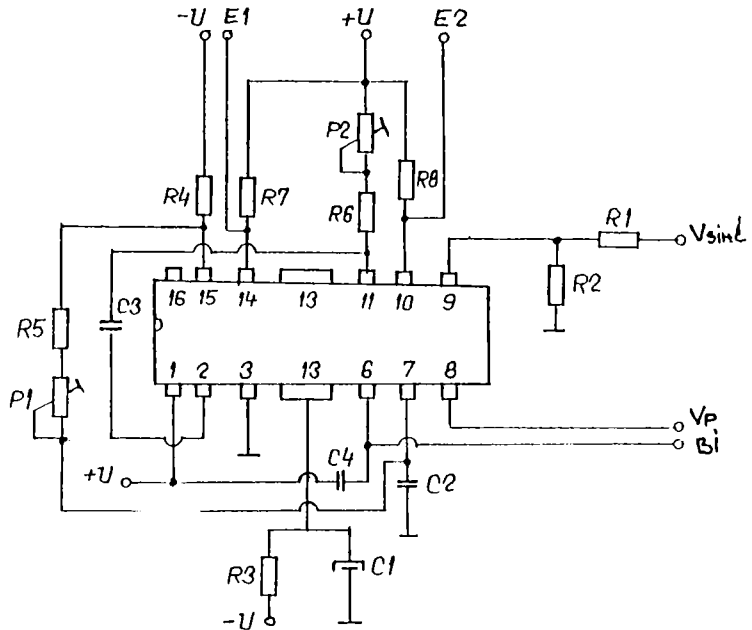
$$P_{\min} = 0 \quad \text{pentru} \quad \varphi(V_\theta) = \varphi(V_{\theta\min}) = 0 \text{ rad} \quad (3.52.1)$$

$$P_{\max} = 0.972 P_0 \quad \text{pentru} \quad \varphi(V_\theta) = \varphi(V_{\theta\max}) = (177 / 180)\pi \text{ rad} \quad (3.52.2)$$

In instalatie sint utilizate 6 circuite integrate, cite unul pentru fiecare faza, comandand 2 tiristoare ale unei faze din secundarul transformatorului.

Schema electronica pentru unul din D.C.G. realizata cu C.I.βAA145 pentru comanda a doua tiristoare ale aceleiasi faze, este prezentata in fig.3.8

Fig.3.8  
D.C.G.cu BAA145



### § 3.5. AMPLIFICATORUL DE IMPULSURI

#### § 3.5.1 Principiul de realizare

Amplificatorul de impulsuri realizeaza majorarea in putere a impulsurilor generate de dispozitivul de comanda pe grila, fara modificarea traseului temporal al acestora si imbunatatirea formei impulsului prin realizarea unei supracresteri pe frontul crescator al acestora; de asemenea este realizata si separarea galvanica pe cale electromagnetica intre circuitul de comanda si cel de forta. Circuitul utilizat in instalatie este prezentat in fig.3.9

Tranzistorul T amplifica impulsul in putere, grupul R1-D1 permitand disiparea energiei de magnetizare a transformatorului Trf dupa blocarea tranzistorului T. Rezistorul R2 din secundarul transformatorului limiteaza amplitudinea curentului prin grila G a tiristorului, iar dioda D2 permite accesul in grila G doar a alternantelor pozitive ale semnalului furnizat de secundarul transformatorului Trf.

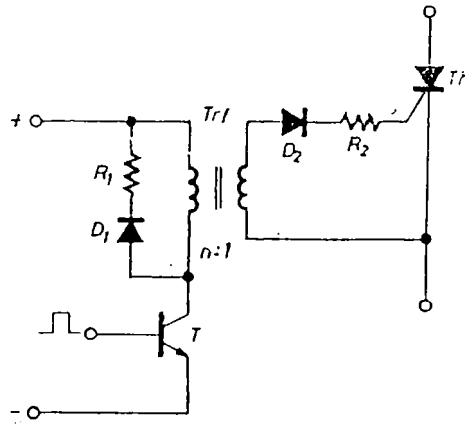


Fig.3.9 Amplificator de impulsuri cu separare galvanica avand ca sarcina principala transformatorul de impuls  $Tif$ .

### § 3.5.2 Implementarea circuitului

In fig.3.10 este prezentata implementarea schemei pentru unul din cele 12 circuite amplificatoare de impuls identice.

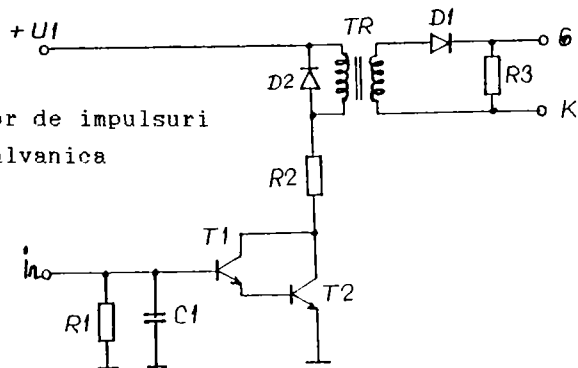


Fig.3.10 Amplificator de impulsuri cu separare galvanica

Se mentioneaza ca proiectarea D.C.G. cu C.I. BAA 145 cat si a amplificatorului de impulsuri prezentat s-a efectuat dupa un algoritm propriu, prezentat in [ 150 ] , utilizand calculatorul.

### § 3.6. TRADUCTORUL DE CURENT

#### § 3.6.1. Proiectarea traductorului de curent

Traductorul de curent furnizeaza la intrarea regulatorului de curent RI o tensiune electrica proportionala cu curentul prin arc. Dimensionarea traductorului s-a realizat pe baza referintelor [84] [99] [184].

Ca si traductoare propriu-zise de curent, sunt utilizate 6 transformatoare de curent TC cate unul montat pe fiecare faza din secundarele celor doua transformatoare de alimentare TR1 si TR2. Tensiunile alternative furnizate de cele 6 transformatoare TC sunt redresate obtinandu-se o constanta de timp a ansamblului pentru frecventa retelei  $f=50[\text{Hz}]$ ,  $T_{\pi}$  :

$$T_{\pi} = \frac{1}{n \cdot f} = \frac{1}{6 \cdot 50 \text{ Hz}} = 3,3 \text{ [ms]} \quad (3.53)$$

Funcția de transfer a ansamblului este :

$$H_{\pi}(s) = \frac{K_I}{1+s \cdot T_{\pi}} \quad (3.54)$$

Utilizarea transformatoarelor de curent TC asigura atat o precizie corespunzatoare functionarii instalatiei cat si separarea galvanica intre partea de forta si partea de comanda.

#### §.3.6.2. Implementarea traductorului de curent.

Traductorul de curent are schema electronica prezentata in fig.3.11. si a fost implementat prin doua traductoare trifazate independente, actionand fiecare pe unul din cele doua secundare ale transformatoarelor TR1 respectiv TR2. Din punct de vedere al structurii de reglare cele doua traductoare de curent TI1 si TI2 sunt cuplate in paralel. Aceasta varianta a fost preferata celei de implementare unitara a celor 6 transformatoare de curent TC deoarece confera instalatiei o flexibilitate mai mare pentru un acelasi pret de cost si

performante tehnice ale traductorului.

Fiecare din cele 6 transformatoare de curent TC1÷TC6 furnizeaza in secundarul sau cate o tensiune alternativa proportionala cu curentul ce trece prin faza pe care este montat transformatorul TC corespunzator. Redresarea tensiunii obtinute se face prin doua grupuri de diode D1÷D6 ce debiteaza pe rezistenta de sarcina  $R_s$  :

$$R_s = R_{s1} \parallel R_{s2} \quad (3.55)$$

Elementele de circuit utilizate sunt comune : traductoarele de curent TC de tip T200/5 iar diodele de tip D10N10.

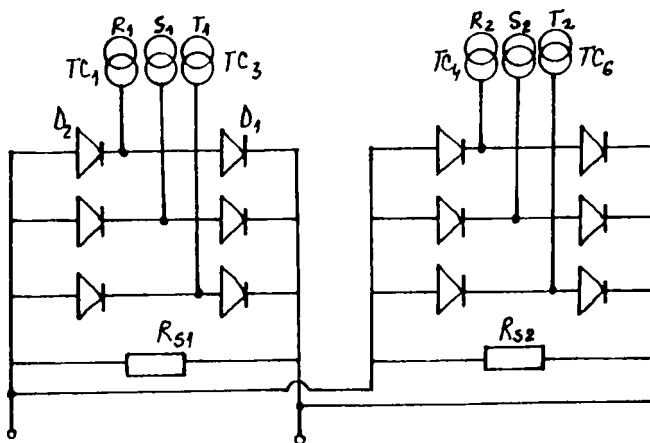


Fig.3.11 Schema electrica a traductorului de curent.

### §.3.7.REGULATORUL DE CURENT

#### §.3.7.1. Proiectarea regulatorului de curent

Determinarea tipului si parametrilor regulatorului de curent RI ( fig.3.1.) se poate face pe baza uneia din schemele bloc structurale prezentate in fig.3.2 respectiv fig.3.3. Functiile de transfer ale elementelor ce intra in calcul : dispozitivul

de comanda pe grila DCG ( $H_7(s)$ ), a amplificatorului de impulsuri AI ( $H_8(s)$ ), puntea dodecafazata comandata PDC ( $H_9(s)$ ) se pot determina relativ simplu si au fost prezentate de autor in [158]. Dificultatea in stabilirea tipului regulatorului o constituie determinarea functiilor de transfer pentru subsistemele elementare ale instalatiei tehnologice  $H_{P1}(s)$ ,  $H_{P2}(s)$ ,  $H_{P3}(s)$ ,  $H_{P4}(s)$  care nu au un corespondent fizic direct si distinct in sistem reprezentand modelari necesare ale procesului tehnologic. Acestea au fost liniarizate si aproximate de autor, ca si elemente de sistem cel mult de gradul 1. Pe baza acestor considerente se construiesc prin transpunerea schemei din fig.3.2, bucla de curent cu reactie unitara prezentata in fig.3.12 pentru care se poate scrie functia de transfer a partii fixate  $H_{f1}(s)$

$$\begin{aligned}
 H_{f1}(s) &= H_{DCG}(s) \cdot H_{AI}(s) \cdot H_{PDC}(s) \cdot H_{P2}(s) \cdot H_{PI}(s) = H_{EEI}(s) \cdot H_{P2}(s) \cdot H_{PI}(s) = \\
 &= \frac{K_{EEI}}{1+sT_{21}} \cdot \frac{K_I}{1+sT_{PI}} \cdot \frac{K_{LD}}{1+sT_{LD}} \quad (3.56)
 \end{aligned}$$

cu  $H_{P2}(s)$  liniarizata :

$$H_{P2}(s) = \frac{K_{LD}}{1+sT_{LD}} \quad (3.57)$$

unde, parametrii  $K_{LD}$  si  $T_{LD}$  sunt variabili in functie de domeniul de lucru  $D_1$ .

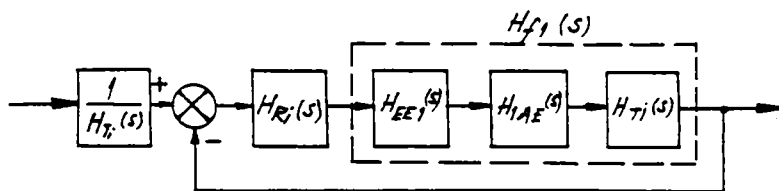


Fig.3.12. Bucla de curent cu reactie unitara

Funcția de transfer a regulatorului de curent  $H_{RI}(s)$  se obține utilizând varianta Kessler a criteriului modulului [29], deci  $H_{RI}(s)$  are forma :

$$H_{RI}(s) = \frac{1+s\theta}{\theta s} \quad (3.58)$$

unde :

$$\theta_1 = T_{LD} \quad (3.59.1)$$

$$\theta = 2K_I * K_{EEL} * K_{LD} * (T_f + T_{E1}) \quad (3.59.2)$$

deci regulatorul folosit va fi unul de tip PI având funcția de transfer:

$$H_{RI}(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) \quad (3.60)$$

cu :

$$K_R = \frac{\theta_1}{\theta} = \frac{T_{LD}}{2 * K_I * K_{EEL} * K_{LD} * (T_{E1} + T_f)} \quad (3.61)$$

$$T_I = \theta_1 = T_{LD} \quad (3.62)$$

Procesul studiat fiind unul cu caracteristici variabile în timp, este necesar ca regulatorul implementat să fie unul de tip adaptiv. Metode generale pentru proiectarea sistemelor adaptive nu au fost elaborate, de aceea se impune folosirea metodelor specifice diverselor categorii de sisteme adaptive [29].

Se considera ca pentru cuptorul cu arc electric de curent continuu, utilizarea semnalelor de proba pentru identificarea procesului urmată de autoajustarea parametrului reglat, constituie o modalitate solidă pentru asigurarea unei funcționări optime a instalației. În cazul utilizării unor semnale standard : impuls, treaptă unitară, sinus, etc. drept semnale de proba, pe timpul  $\Delta t$  al transmiterii lor, procesul rămâne fără marime de prescriere, ceea ce conduce la



perturbarea sensibila a procesului din functionarea sa normala. Aceasta situatie este practic acceptabila numai pentru cazul in care :

$$\Delta t \ll T_{min} \quad (3.63)$$

unde :

$T_{min}$ -constanta de timp cea mai mica din proces care este semnificativa ca valoare in procesul de calcul (proiectare) ,deci este impetuos necesar ca identificarea procesului sa se faca foarte rapid.

Evitarea ramanerii procesului fara prescriere poate fi realizata daca se foloseste drept semnal de proba zgomotul alb.

Schema de principiu pentru acordarea regulatorului de curent RI cu utilizarea zgomotului alb  $z_i^*$  este prezentata in fig.3.13.

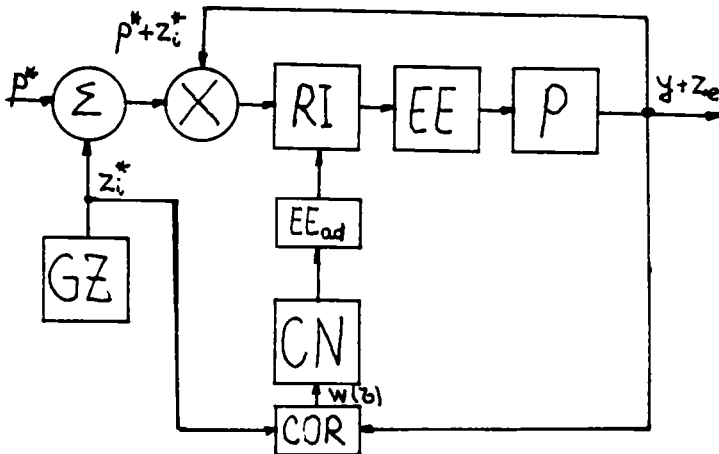


Fig.3.13. Schema bloc de principiu pentru acordarea regulatorului adaptiv de curent RI folosind zgomotul alb.

GZ-generator de zgomot alb;

CN-calculator numeric;

COR-corelator;

EE<sub>ad</sub>-element de executie adaptiv;

EE-element de executie;  
P-proces.

In fig.3.13 se constata ca peste semnalul de prescriere  $P^*$  este suprapus zgomotul  $z^*_1$  de la iesirea generatorului de zgomot GZ. In acest fel raspunsul obtinut la iesirea sistemului va fi unul compus. Corelatorul COR permite obtinerea tocmai a functiei pondere  $W(\tau)$  a sistemului. Calculatorul CN determina valoarea parametrilor de acord  $K_R$  si  $T_r$  pe baza criteriului de performanta stabilit, iar elementul de executie  $EE_{ad}$  modifica efectiv parametrii de acord  $K_R$  si  $T_r$  ai regulatorului de curent RI.

### §.3.7.2.Implementarea regulatorului de curent

Pentru modelul creat a fost utilizat un sistem adaptiv mai usor de implementat si anume cel cu model etalon. Modelul etalon realizat este unul simplificat.

Regulatorul de curent a fost implementat printr-un regulator electronic a carui schema este prezentata in fig.3.14.

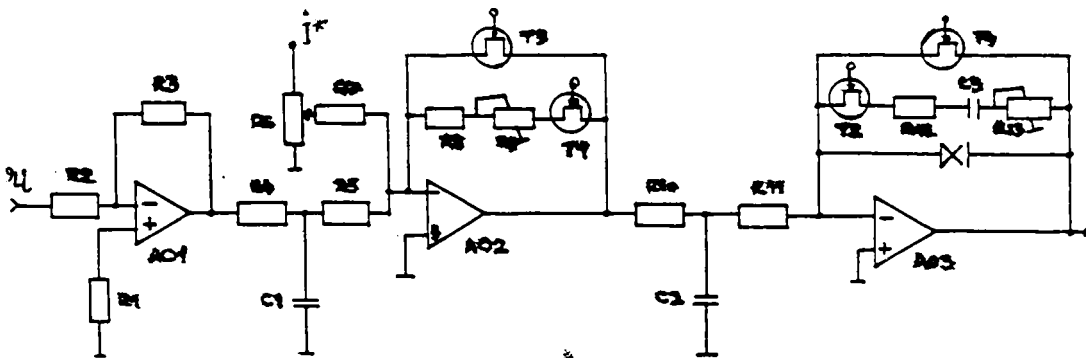


Fig.3.14. Schema electronica a regulatorului de curent

Amplificatorul operational AO1 este un inversor cu rol de adaptare. Circuitul integrat AO2 realizeaza functia P a regulatorului si insumarea dintre marimea de prescriere de curent  $I^*$  provenita prin potentiometrul R6 si marimea de reactie  $r_1$  de la traductorul de curent TI, ce este disponibila la iesirea lui AO1. Amplificatorul AO3 realizeaza functia I a regulatorului. Constantele de timp  $K_R$  si  $T_r$  ale regulatorului sunt predefinite prin semireglabilele R9 respectiv R13, iar functia adaptiva a regulatorului PI pentru parametrii P respectiv I, este asigurata prin comanda tranzistoarelor TEC-J, T1 si respectiv T2. Acestea lucreaza in zona nesaturata, in jurul originii, ca rezistente variabile controlate in tensiune pe baza relatiei :

$$r_{DS} = r_0 \frac{1}{1 - \frac{U_{GS}}{U_P}} \quad (3.64)$$

unde :

$r_{DS}$ -rezistenta dren-sursa

$$r_0 = \frac{1}{g_0} \quad (3.65)$$

$$g_0 = -\frac{2I_{DSS}}{U_P} \quad (3.66)$$

$g_0$ -conductanta canalului la  $U_{GS}=0$

$U_P$ -tensiune de prag a tranzistorului TEC-J utilizat

$I_{DSS}$ -curentul de dren de saturatie al tranzistorului utilizat

Comanda efectiva a tranzistoarelor T1 si T2 se face de la un sistem de calcul PC printr-o interfata care din punct de vedere "hard" este identica cu echipamentul prezentat in §.3.9.

Tranzistoarele T3 si T4 scurtcircuiteaza regulatorul de curent RI in cazul unei avarii a sistemului.

Circuitele AO1÷AO3 sunt de tip 8A741J, tranzistoarele T1÷T4 de tip 2N4093, rezistoarele R1 - R13 de tip RPM iar capacitorii C1 - C3 cu poliester.

### §.3.8. SISTEMUL DE DEPLASARE AL ELECTROZILOR

#### §.3.8.1. Schema bloc functionala

Instalatia pentru deplasarea electrozilor poate fi constituita dintr-un echipament electrohidraulic cu caracteristica de tip bipozitional (A) sau de tip proportional (B).

Schema functionala de principiu a echipamentului electrohidraulic de tip bipozitional este prezentata in fig.3.15 iar cea a echipamentului cu caracteristica liniara in fig.3.16. Se constata ca constructiv si functional cele doua tipuri de scheme sunt asemanatoare, esential diferind de la o schema la alta elementul de distributie al fluidului pentru motorul hidraulic MoH : electrodistributorul ED1, respectiv servovalva SV.

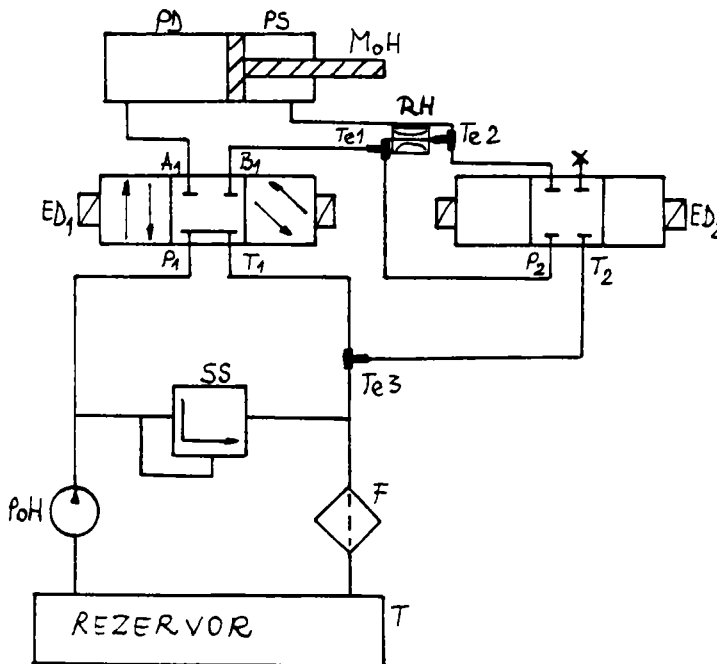


Fig.3.15.Schema functionala a echipamentului electrohidraulic de tip bipozitional

T - rezervor de ulei  
PoH - electropompa hidraulica  
F - filtru  
SS - supapa de sens  
ED1 - electrodistribuator principal  
ED2 - electrodistribuator auxiliar  
MoH - cilindru hidraulic  
Te1,Te2,Te3 - racorduri de distributie fluid  
RH - rezistenta hidraulica

Deplasarea ansamblului portelectrozi este asigurata printr-un cilindru hidraulic cu dubla actiune MoH.

Deplasarea se face cu viteza constanta in ambele sensuri, pentru utilizarea echipamentului bipozitional sau cu viteza controlata variabila in situatia utilizarii echipamentului cu caracteristica de tip proportional. Schimbarea sensului de deplasare al elementului de executie hidraulic se realizeaza prin comanda adecvata asupra electrodistributorului ED1 in cazul (A) respectiv a servovalvei SV in cazul (B). Logica de comandata a echipamentelor prezentate este asigurata de sistemul prezentat in §.3.12.

Pentru etapa de testari a instalatiei bipozitionale a fost prevazut si un al doilea electrodistribuator ED2 ce asigura in regim normal viteze de deplasare mici.

### § 3.8.2.Functia de transfer a sistemului proportional pentru deplasarea electrozilor

Stabilirea dependentei dintre deplasarea  $d$  a cilindrului MoH si a curentului de comanda  $i$  al servovalvei in conditiile minimizarii perturbatiilor, se face pe baza ecuatiilor privind [61] [158]:

- echilibrul de miscare al sertarului servodistributor :

$$e = C_1 i + C_2 \dot{d} + C_3 (P_L - P_D) \quad (3.67)$$

- ecuatia de curgere prin servovalva :

$$Q = C_4 e - 2C_5(P_L - P_D) \quad (3.68)$$

- conservarea debitului :

$$Q = C_6 d' + C_7 P_L + C_8 P_C' + C_9(P_L - P_D) \quad (3.69)$$

- echilibrul de miscare al organului de executie :

$$C_{10} d'' + C_{11} d' + C_{12} d = C_{14} P_L - C_{15} P_C \quad (3.70)$$

in care :

e - deplasarea relativa dintre sertar si corpul servovalvei in raport cu pozitia lor neutra;

$P_L$  - presiunea in camera de lucru a motorului hidraulic;

$P_C$  - contrapresiunea in camera de evacuare a motorului;

$P_D$  - presiunea la iesirea pompei hidraulice;

$C_1 \div C_{15}$  - coeficienti generalizati.

Se obtine :

$$H_{ABR}(s) = \frac{d(s)}{i(s)} = \frac{K_5}{K_4 + K_5 s + K_2 s^2 + K_1 s^3} \quad (3.71)$$

in care  $K_1 \div K_5$  sunt coeficientii cumulati ce se exprima in functie de coeficientii  $C_1 \div C_{15}$  :

$$K_1 [cm^4 s^2] = C_{10}(C_7 + C_9) \quad (3.72)$$

$$K_2 [cm^4 s] = C_{11}(C_7 + C_9) - 2C_{10}(C_3 C_4 - C_5 - C_9) \quad (3.73)$$

$$K_3 [cm^4] = C_{12}(C_7 + C_9) + C_6(C_{14} + C_{15}) - 2C_{11}(C_3 C_4 - C_5 - C_9) \quad (3.74)$$

$$K_4 [cm^4/s] = C_2 C_4(C_{14} + C_{15}) - 2C_{12}(C_3 C_4 - C_5 - C_9) \quad (3.75)$$

$$K_5 \left[ \frac{cm^5}{s \cdot A} \right] = C_1 C_4(C_{14} + C_{15}) \quad (3.76)$$

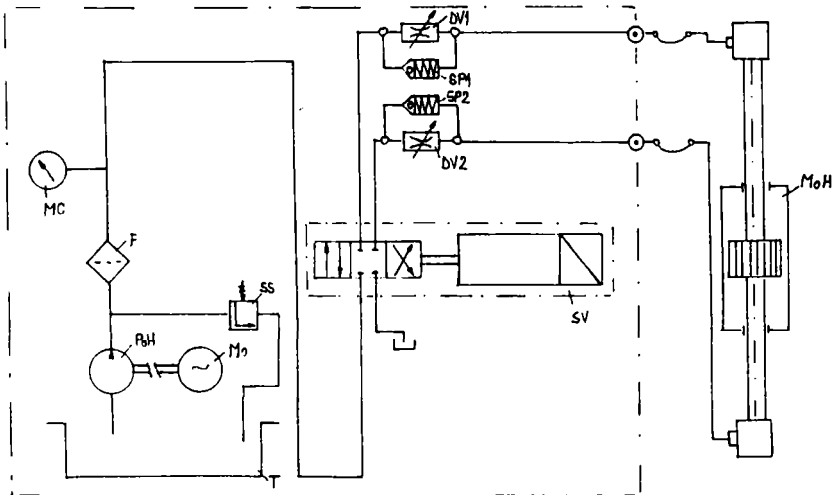


Fig.3.16.Schema functională a echipamentului electrohidraulic de tip proporțional

- Mo - motor de antrenare;
- PoH - pompa hidraulică;
- F - filtru ulei;
- MC - manometru de control;
- SS - supapa de sens de deversare;
- SV - servovalvă proporțională;
- DV1, DV2 - drosere pentru reglarea vitezei;
- SP1, SP2 - supape de sens pentru protecție;
- MoH - motor hidraulic cu dubla acțiune;
- T - rezervor ulei.

### § 3.8.3 Traductorul de impedanta

#### § 3.8.3.1 Principiul de realizare

Traductorul de impedanta este unul din elementele cheie ale instalatiei. Impedanta se masoara indirect, prin efectuarea raportului intre semnalul furnizat de un traductor de tensiune TT si cel furnizat de un traductor de curent TC. Tensiunea si curentul sunt marimi continue, ale caror intrari sunt conectate in circuitul de forta al instalatiei. Traductoarele respective trebuie sa fie de tip cu separare galvanica atat pentru protejarea partii de comanda cat si pentru protectia personalului de exploatare. Pentru separarea galvanica pot fi utilizate dispozitive electromagnetice, de exemplu de tip transformator, sau dispozitive optoelectronice, de exemplu de tip optocuplor. Pentru primul caz este necesara utilizarea procedurii de modulare-demodulare a semnalului de masurat. In ambele situatii, in special pe portiunea initiala a traductorului, pot apare erori datorita neliniaritatilor elementelor din cadrul traductorului, astfel ca domeniul acceptabil de masurare  $D_T$  este mai mic decat domeniul maxim de masurare  $D_M$  :

$$D_T < D_M \quad (3.77)$$

Extinderea domeniului acceptabil de masurare la :

$$D_T^1 = D_T \quad (3.78)$$

se poate face prin introducerea unor coeficienti de corectie  $K_{Dn1}, i=1, k$ , daca se cunoaste caracteristica de transfer a traductorului. Coeficientii  $K_{Dn1}$  pot fi realizati pe baza unor circuite atasate traductorului sau pot fi introdusi analitic printr-un dispozitiv matematic. A doua solutie poate fi utilizata, daca instalatia cuprinde un echipament de calcul.

Determinarea impedantei  $Z$  a arcului se face prin efectuarea raportului intre semnalele furnizate de traductoarele TT si TC. Aceasta se realizeaza cu un divizor analogic de doua cadrane. Semnalul obtinut la iesire este :



$$U_z = K_z \cdot \frac{U_{TT}}{U_{TC}} \quad (3.79)$$

$K_z$  - coeficient variabil in functie de domeniile traductoarelor  $D_{UTT}$  si  $D_{UTC}$ .

Schema bloc a traductorului de impedanta este prezentata in fig.3.17.

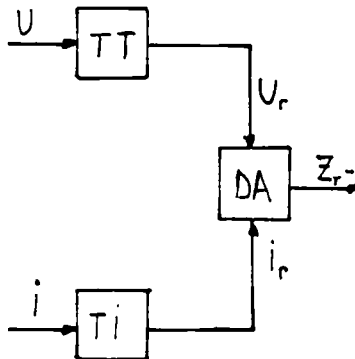


Fig.3.17 Schema bloc a traductorului de impedanta

TT - traductor de tensiune

TI - traductor de curent

DA - divizor analogic

### § 3.8.3.2 Traductorul de curent TC.

Traductorul de curent TC are schema bloc prezentata in fig.3.18

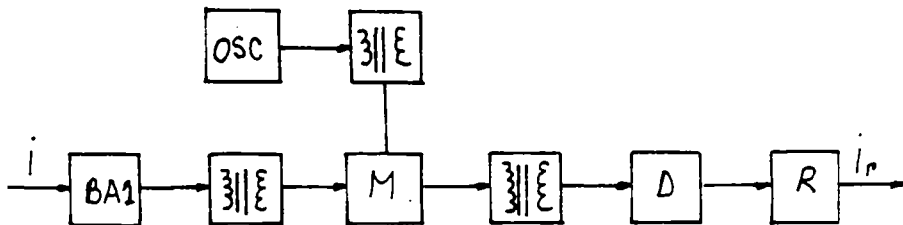


Fig.3.18 Schema bloc a traductorului de curent

OSC - oscilator  
M - modulator  
D - demodulator  
BA1 - bloc adaptor  
R - redresor

Funcția de transfer pe întreg domeniul liniar (cvasiliniar) DTC este :

$$H_{TC}(s) = \frac{K_I}{1+sT_{TC}} \quad (3.80)$$

Pentru extinderea domeniului de măsură de la DTC  $\rightarrow$  DTC<sup>1</sup> se introduc coeficienți de corecție  $k_I^1$  astfel ca funcția de transfer generală este :

$$H_{TC}(s) = \frac{K_I}{1+sT_{TC}} \quad (3.81)$$

cu :

$$K_I = K_I' * k_I \quad (3.82)$$

$k_I = 1$  pentru domeniul liniar;

$k_I \neq 1$  pentru domeniul [DTC<sup>1</sup>] - [DTC].

### § 3.8.3.3 Traductorul de tensiune TT

Traductorul de tensiune TT are schema bloc prezentată în FIG.3.19, principial asemănătoare cu cea a traductorului de curent TC.

Funcția de transfer a traductorului este:

$$H_{TT}(s) = \frac{K_T}{1+sT_{TT}} \quad (3.83)$$

unde :

$$K_T = K_T' * k_T \quad (3.84)$$

cu :

$k_T = 1$  pentru  $D_{TT}$ ;

$k_T \neq 1$  pentru  $[D_{TT}^{-1}] - [D_{TT}]$ .

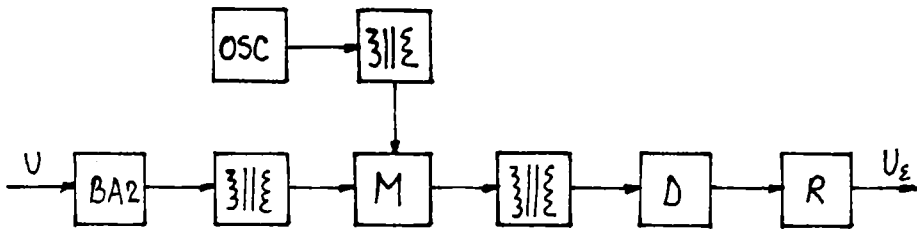


Fig.3.19.Schema bloc a traductorului de tensiune

### § 3.8.3.4 Divizorul analogic.

Realizarea divizorului analogic se face pe baza circuitului prezentat in fig.3.20

Pentru tranzistoarele din circuit caracterizat de parametrii  $\alpha_0, \alpha_1, i_{c0}, i_{e0}$  se foloseste modelul Ebers-Moll dat prin ecuatiile:

$$i_E = \frac{i_{e0}}{1 - \alpha_0 \alpha_1} \left( \exp \frac{qU_E}{kT} - 1 \right) - \frac{\alpha_1 i_{c0}}{1 - \alpha_0 \alpha_1} \left( \exp \frac{qU_c}{kT} - 1 \right) \quad (3.85)$$

$$i_c = \frac{\alpha_0 i_{e0}}{1 - \alpha_0 \alpha_1} \left( \exp \frac{qU_E}{kT} - 1 \right) - \frac{i_{c0}}{1 - \alpha_0 \alpha_1} \left( \exp \frac{qU_c}{kT} - 1 \right) \quad (3.86)$$

$$\alpha_0 i_{e0} = \alpha_1 i_{c0} \quad (3.87)$$

Se va face analiza in ipoteza ca amplificatoarele din circuit AO prezinta caracteristicile amplificatorului ideal

In aceasta situatie se pot scrie relatiile:

$$V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = V_{d4} = 0 \quad (3.88)$$

$$i_1 = i_{c1} ; i_2 = i_{c2} ; i_3 = i_{c3} ; i_4 = i_{c4} \quad (3.89)$$

$$u_{c1} = -V_{d1} = 0 \quad (3.90)$$

$$U_2 = u_{c2} \quad (3.91)$$

$$u_{E1} - u_{E2} + u_{c2} = 0 \quad (3.92)$$

$$u_{c2} = U_2 = u_{E2} - u_{E1} \quad (3.93)$$

$$u_{c4} + V_{d4} = 0 \quad (3.94)$$

$$u_{c4} = -V_{d4} = 0 \quad (3.95)$$

$$u_{c3} = U_2 \quad (3.96)$$

$$U_2 = u_{E3} - u_{E4} \quad (3.97)$$

$$u_{E3} = u_{E4} + U_2 \quad (3.98)$$

Pe baza relatiilor (3.86)-(3.88) si (3.94) prin calcule elementare rezulta:

$$i_{c2} = \frac{\alpha_1 i_{c0}}{1 - \alpha_0 \alpha_1} \left( \exp \frac{q u_{E1}}{kT} - 1 \right) - \frac{i_{c0}}{1 - \alpha_0 \alpha_1} \left( \exp \frac{q u_{c1}}{kT} - 1 \right) = \left( i_{c1} - \frac{1 - \alpha_1}{1 - \alpha_0 \alpha_1} i_{c0} \right) \exp \frac{q U_2}{kT} + \frac{1 - \alpha_1}{1 - \alpha_0 \alpha_1} i_{c0}$$

adica:

$$\frac{i_{c2} - i_{c0}^*}{i_{c1} - i_{c0}^*} = \exp \frac{qU_2}{kT} \quad (3.100)$$

unde prin  $i_{c0}^*$  s-a notat :

$$i_{c0}^* = \frac{1 - \alpha_1}{1 - \alpha_0 \alpha_1} i_{c0} \quad (3.101)$$

Deoarece  $\alpha_0 \approx 1$  rezulta :

$$i_{c0}^* = i_{c0} \quad (3.102)$$

Pentru

$$i_1 \gg i_{c0} \text{ si } i_2 \gg i_{c0} \quad (3.103)$$

pe baza relatiilor (3.89), (3.100), (3.102) se obtine:

$$\exp \frac{qU_2}{kT} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{R_1 V_2}{R_2 V_1} \quad (3.104)$$

adica pentru  $R_1 = R_2 = R'$  :

$$U_2 = -\frac{kT}{q} \ln \frac{V_2}{V_1} \quad (3.105)$$

Analog se deduce ca :

$$\exp \frac{qU_2}{kT} = \frac{i_{c3} - i_{c0}^*}{i_{c4} - i_{c0}^*} \quad (3.106)$$

si pentru :

$$i_{c3} \gg i_{c0} \text{ , } i_{c4} \gg i_{c0} \quad (3.107)$$

pe baza rel. (3.90), (3.95), (3.107) rezulta pentru  $R_3 = R_4 = R''$

$$U_{lim} = V_3 \exp \frac{-qU_2}{kT} \quad (3.108)$$

Din (3.101), (3.107) cu aproximatiile (3.104), (3.108) se obtine

$$\frac{i_{c2}}{i_{c1}} = \frac{i_{c3}}{i_{c4}} \quad (3.109)$$

sau:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{i_3}{i_4} \quad (3.110)$$

Avand in vedere ca :

$$i_1 = \frac{V_1}{R_1}, i_2 = \frac{V_2}{R_2}, i_3 = \frac{V_3}{R_3}, i_4 = \frac{U_{lim}}{R_4} \quad (3.111)$$

rezulta:

$$U_{lim} = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} * \frac{V_1 V_3}{V_2} \quad (3.112)$$

Pentru  $R_1=R_2=R'$  si  $R_3=R_4=R''$  se obtine:

$$U_{lim} = \frac{V_1 V_3}{V_2} \quad (3.113)$$

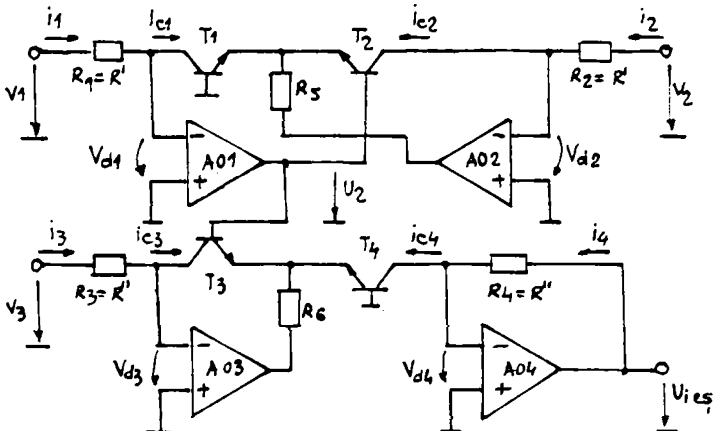


Fig.3.20 Schema de principiu a divizorului analogic

Utilizand la intrarea pentru  $V_1$  semnalul furnizat de traductorul de tensiune TT, la intrarea pentru  $V_2$  semnalul furnizat de traductorul de curent prin arc TC, iar la intrarea  $V_3$ , o tensiune pentru modificarea factorului de amplificare, montajul se constituie ca un traductor de impedanta cu functia de transfer:

$$H_{TZ}(s) = \frac{K_{TZ}}{1+sT_{TZ}} \quad (3.114)$$

cu

$$K_{TZ} = \frac{K_T}{K_I} * V_3 \quad (3.115)$$

#### §.3.8.4.Regulatorul de impedanta

##### §.3.8.4.1. Proiectarea regulatorului de impedanta.

Stabilirea tipului si parametrilor regulatorului de impedanta RZ (fig.3.1) se face pe baza uneia din schemele bloc structurale prezentate in fig.3.2 sau fig.3.3.

Functia de transfer a echipamentului electrohidraulic AEH, este data de relatia (3.71), care se poate pune sub forma:

$$H_{ARR}(s) = \frac{K_{EH}}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_3)} \quad (3.116)$$

unde :

$$K_{EH} = K_5 \quad (3.117)$$

$$T_1 * T_2 * T_3 = K_1 \quad (3.118)$$

$$T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3 = K_2 \quad (3.119)$$

$$T_1 + T_2 + T_3 = K_3 \quad (3.120)$$

Ca si in cazul regulatorului de curent RI dificultatea in stabilirea tipului de regulator RZ folosit, o reprezinta determinarea functiilor de transfer ale subsistemelor elementare  $H_{P1}(s)$ ,  $H_{P2}(s)$ ,  $H_{P3}(s)$ ,  $H_{P4}(s)$ . Cu aceleasi considerente prezentate in §.3.7. se construiesc bucla de reactie unitara de impedanta prezentata in fig.3.21.

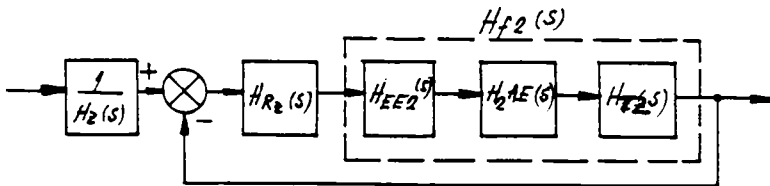


Fig.3.21. Bucla de impedanta cu reactie unitara.

Pentru partea fixata functia de transfer  $H_{rz}(s)$  este :

$$\begin{aligned} H_{rz}(s) &= H_{EH}(s) * H_{MH}(s) * H_{AE}(s) * H_{TZ}(s) = H_{EE1}(s) * H_{PI}(s) * H_{TZ}(s) = \\ &= \frac{K_{EH}}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_3)} * K_{LI} * \frac{K_{TZ}}{1+sT_{TZ}} \quad (3.121) \end{aligned}$$

Considerand drept cea mai mica constanta de timp dintre  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  pe  $T_3$ , se obtine functia de transfer pentru partea fixata  $H_{rz}(s)$  :

$$H_{rz}(s) = \frac{K_{EH}}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_{E2})} * K_{LI} * K_{TZ} \quad (3.122)$$

in care :

$$T_{E2} = T_3 + T_{TZ} \quad (3.123)$$

Se va utiliza deci un regulator de impedanta cu functia de

transfer  $H_{rz}(s)$  :



$$H_{RZ}(s) = K_{RZ} \frac{(1+sT_{r1})(1+sT_{r2})}{s} \quad (3.124)$$

cu constantele :

$$K_{RZ} = \frac{1}{2 \cdot K_{EH} \cdot K_{LI} \cdot K_{IZ} \cdot T_{E2}} \quad (3.125)$$

$$T_{r1} = T_1 \quad (3.126)$$

$$T_{r2} = T_2 \quad (3.127)$$

Regulatorul de impedanta RZ, ca si cel de curent RI, trebuie sa fie de tip adaptiv, in acest sens fiind valabile considerentele prezentate in § 3.7.

### §.3.8.4.2. Implementarea regulatorului de impedanta RZ

Regulatorul de impedanta RZ a fost implementat prin circuitul electronic a carui schema este prezentata in fig.3.22.

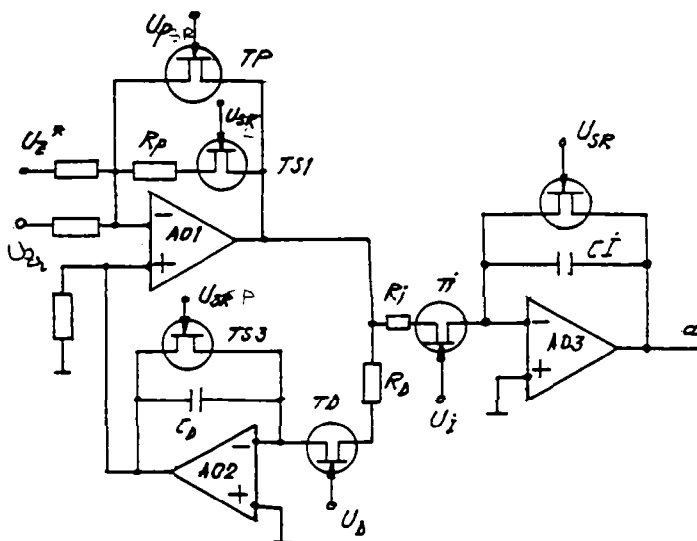


Fig.3.22.Schema electronica a regulatorului de impedanta RZ.

Amplificatorul AO1 realizeaza atat insumarea semnalului de prescriere de impedanta  $U_z^*$  cu semnalul de reactie  $U_{z^*}$ , cat si functia proportionala P a regulatorului.

Operationalul AO2, utilizat in montaj inversor pe bucla de reactie a circuitului AO1, realizeaza functia derivativa D a regulatorului, iar operationalul AO3 asigura functia de integrare I.

Functia adaptiva a regulatorului pentru parametrii P, I, respectiv D este asigurata pe baza principiului prezentat in § 3.7.2 si anume prin comanda in tensiune a tranzistoarelor TEC-J TP, TI, respectiv TD in baza rel.(3.66).

Prin tranzistoarele TS1, TS2, TS3 se scurtcircuiteaza regulatorul in situatia unei avarii in instalatie.

Toate elementele de circuit utilizate in schema din fig.3.22 sunt produse la IPRS Baneasa.

### § 3.9 ELEMENT DE PRESCRIERE COMPLEX

#### 3.9.1 Consideratii teoretice

Se considera drept element de prescriere complex EPC, un echipament care permite obtinerea la iesirea sa a n valori distincte ale unei marimi electrice  $M_x$ , utilizate ca marimi de prescriere pornind de la un vector numeric  $V^*_p$ .

Se prezinta in continuare modul de realizare al unui element de prescriere pentru curentul prin arc  $I^*$  si pentru impedanta arcului electric  $Z^*$  intr-un complex de elaborare in curent continuu.

Valorile celor doua marimi trebuie sa se incadreze in limitele

$$I^*_{\min} < I^* < I^*_{\max} \quad (3.128)$$

$$Z^*_{\min} < Z^* < Z^*_{\max} \quad (3.129)$$

astfel incat in orice moment sa fie indeplinite conditiile:

$$P_{\min} < P^* < P_{\max} \quad (3.130)$$

$$S^*(p_i) \subset S_{\text{adm}}(p_i) \quad i=1,k \quad (3.131)$$

$$\Delta\alpha^* < \Delta\alpha_{\min} \quad (3.132)$$

unde:

$P^*$  - puterea introdusa in cuptor

$P_{\min}, P_{\max}$  - puterile minime, respectiv maxime care d.p.d.v.

functional si tehnologic pot fi introduse in cuptor

$S^*(p_i)$  - hiperspatiul parametrilor procesului  $p_i$   $i=1,k$  generat prin valorile de prescriere  $I^*, Z^*$

$S_{\text{adm}}$  - hiperspatiul maximal functional si tehnologic

Conditiiile ( 3.130 ) si ( 3.131 ) exprima limitele intre care se pot modifica puterea introdusa prin arc  $P^*$  respectiv fiecare din parametrii  $p_i$   $i=1,k$  ai procesului .

Conditia ( 3.132 ) arata ca incrementul unghiului de comanda de prescriere  $\Delta\alpha^*$  trebuie sa fie suficient de fin, astfel ca rezolutia parametrilor prescrisi procesului sa satisfaca conditiile tehnologice impuse [ 159 ] .

Schema bloc a elementului de prescriere complex EPC este prezentata in fig.3.23

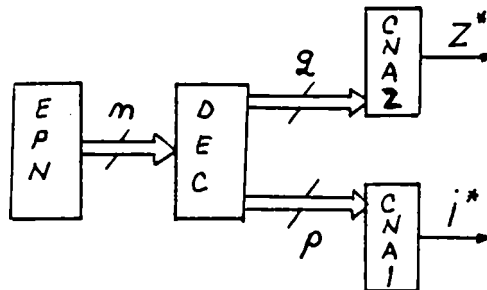


Fig.3.23 - Schema bloc a elementului de prescriere complex EPC

EPN - element de prescriere numeric

DEC - decodificator

CNAZ - convertor numeric - analogic pentru prescriere  $Z^*$

CNAI - convertor numeric - analogic pentru prescriere  $I^*$

Elementul de prescriere numeric EPN genereaza codul corespunzator conducerii procesului cu parametri impusi de tehnologie. Codul poate fi generat in sistem local sau cel mai performant, printr-un sistem numeric de calcul inclus in bucelele din proces, adica care realizeaza atat achizitia parametrilor  $p_i$   $i=1,k$  cat si calculul codului numeric  $E_p^*$  si transmiterea lui pe  $m$  linii de date. Decodificatorul DEC asigura separarea (in forma numerica) a marimilor de prescriere pentru impedanta  $Z_n^*$  si curent  $I_n^*$ . In situatia utilizarii pentru EPN a unui calculator numeric blocul DEC este implicit inclus in calculator, facand parte din logica de generare a marimilor  $Z_n^*$  si  $I_n^*$ .

Convertoarele numeric-analogice CNAZ si CNAI de  $q$  si respectiv  $p$  biti fiecare, realizeaza conversiile  $Z_n^* \rightarrow Z^*$  respectiv  $I_n^* \rightarrow I$  cu rezolutiile:

$$\Delta I^* = \frac{I_{max}^* - I_{min}^*}{2^q} \quad (3.133)$$

$$\Delta Z^* = \frac{Z_{max}^* - Z_{min}^*}{2^q} \quad (3.134)$$

care fiecare trebuie sa asigure indeplinirea conditiei (3.132).

### 3.9.2 Implementarea schemei

Schema bloc de principiu din fig.3.23 a fost implementata printr-un echipament a carui schema este data in fig.3.24.

Elementul de prescriere numeric EPN este constituit dintr-un calculator tip PC-386 SX. Acesta achizitioneaza datele din proces si le implementeaza conform algoritmului prezentat in [159]. Pe magistrala de date MD la portul PRN1 sunt furnizate

pe 8 biti, succesiv, valorile de prescriere  $I^*_N$  si  $Z^*_N$ . Registrul tampon RT de  $2*8$  biti construit cu bistabile D de tip CDB 474 inmagazineaza valorile receptionate de pe magistrala de date MD si le mentine pana la prezenta unei noi valori. Cele doua grupuri de registre tampon  $RT_A$  si  $RT_B$  receptioneaza datele de pe MD in contratimp, logica de comanda fiind asigurata de trei linii ale magistralei de comanda si control a calculatorului, MCC, prezente la portul PRN1. Convertoarele numeric analogice CNA de 8 biti fiecare  $CNA_A$  si  $CNA_B$ , de tip DAC 08, asigura valorile de prescriere  $I^*$  si  $Z^*$  necesare sistemului de reglare al complexului.

Pentru fiecare din convertoare rezolutia este:

$$R_z = \frac{1}{2^8} = \frac{1}{256} \quad (3.135)$$

Deoarece :

$$I^*_{\min} = Z^*_{\min} = 0V \quad (3.136)$$

$$I^*_{\max} = Z^*_{\max} = 10V \quad (3.137)$$

cuanta de tensiune asigurata este :

$$R_z U = \frac{Z^*_{\max} - Z^*_{\min}}{R_z} = \frac{I^*_{\max} - I^*_{\min}}{R_z} = \frac{10V}{256} = 39 [mV/bit] \quad (3.138)$$

Circuitele comandate in continuare de marimile  $I$  si  $Z$  sunt de tip  $\beta A A 145$  la care dependenta iesire-intrare este :

$$H_{\beta A A 145} = \frac{E}{I} = \frac{180^\circ}{8V} = 22,5 [^\circ/V] \quad (3.139)$$

Pentru elementul realizat se obtine deci o rezolutie ce determina un increment al unghiului de comanda :

$$\Delta \alpha^* = H_{\beta A A 145} * R_z U = 22,5 [^\circ/V] * 39 * 10^{-3} [V/bit] = 0,88 [^\circ/bit] \quad (3.140)$$

suficient de fin pentru asigurarea unei conduceri performante a ansamblului.

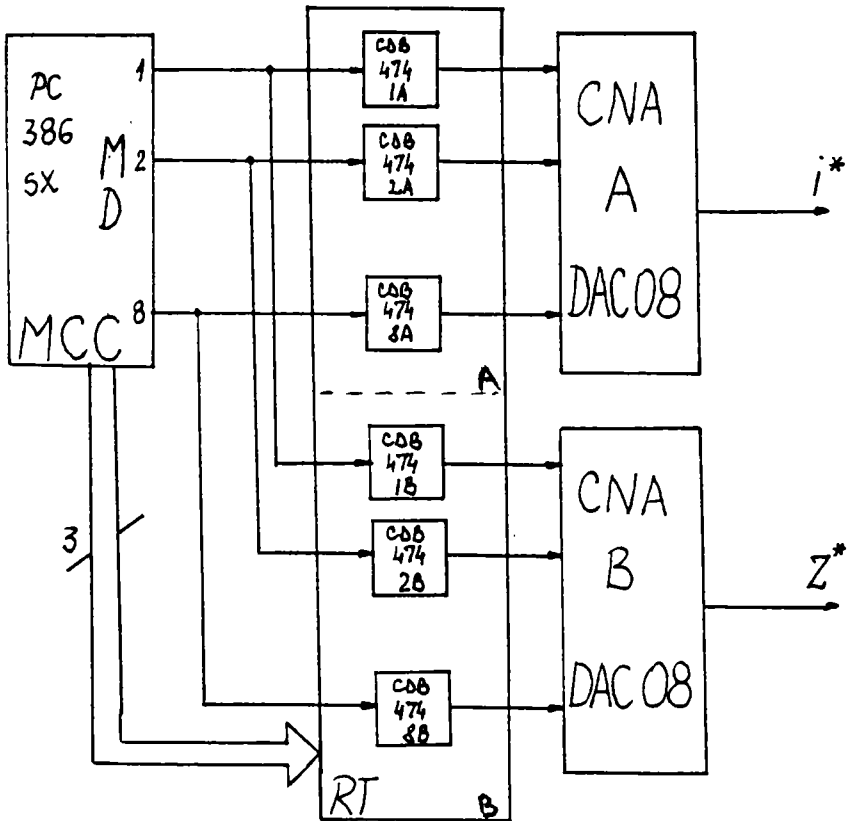


Fig.3.24.Schema bloc a elementului de prescriere complex EPC realizat

- RT - registru tampon
- CNA - convertor numeric - analogic
- MD - magistrala de date paralela
- MCC - magistrala de comanda si control

### \$ 3.10. CAMPUL TERMIC LA CUPTORUL CU 6 ELECTROZI IN BOLTA

#### \$ 3.10.1. Transmiterea caldurii in cuptor

In diferitele stadii ale elaborarii, intre diferitele medii ale complexului : electrozi, incarcatura, pereti, mediu ambiant intervin diferit, ca pondere, toate cele trei modalitati de transmitere a caldurii : conductie, convecție, radiatie.

Transmiterea caldurii prin conductie este legata de repartitia in spatiu si variatia in timp a temperaturii, adica de expresia campului de temperatura  $\theta$ :

$$\theta = f(x,y,z,t) \quad (3.141)$$

care poate fi stationar sau nestationar.

Conductia termica stationara este determinanta la calculul pierderilor termice prin pereti si bolta cuptoarelor, iar cea nestationara la stabilirea variatiei in timp a temperaturii incarcaturii, deci implicit la determinarea puterii maxime a sursei primare de energie termica din cuptor.

Stabilirea campului de temperatura se face prin rezolvarea ecuatiei diferentiale a conductiei termice a lui Fourier :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = a \Delta \theta + \frac{q_v}{\rho^1 c} \quad (3.142)$$

in care:

$$a = \frac{\lambda}{\rho^1 c} \quad (3.143)$$

$a$  - difuzivitatea termica, care caracterizeaza posibilitatea de egalizare a temperaturii intr-un corp incalzit neuniform, in  $[m^2/s]$ ;

$\lambda$  - conductivitatea termica a materialului, in  $[W/mK]$ , depinzand de material si temperatura;

$\rho^1$  - densitatea materialului, in  $[kg/m^3]$ ;

$c$  - caldura masica a materialului, in  $[J/kgK]$ , depinzand de material si temperatura;

$q_v(x,y,z,t)$  - densitatea de volum a fluxului termic produs de

sursele interioare de caldura, in  $[W/m^3]$ ;

$\Delta\theta$  - laplacianul temperaturii.

Rezolvarea ecuatiei (3.142) este posibila numai in cazuri particulare, prin impunerea conditiilor de determinare univoca a procesului si care cuprind :

- conditii geometrice, care determina forma geometrica si dimensiunile corpului.

- conditii fizice, care stabilesc valorile marimilor  $a, \lambda, \rho$  si  $c$ , precum si repartitia in spatiu si variatia in timp a surselor interioare de caldura ;

- conditii initiale, care determina repartitia temperaturii in interiorul corpului la momentul initial;

- conditii la limita, care exprima repartitia si variatia temperaturii sau a fluxului termic pe suprafata corpului.

Pentru cazul conductiei unidimensionale ecuatiea (3.141) se exprima sub forma:

$$\alpha(\theta)\rho \frac{\partial\theta}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x}(\lambda(\theta)\frac{\partial\theta}{\partial x}) + \frac{b-1}{x}(\lambda(\theta)\frac{\partial\theta}{\partial x}) \quad (3.144)$$

unde :

$b$  - factor de forma ce descrie geometria :

$b=1$  pentru placa;

$b=2$  pentru cilindru (corespunzator lucrului cu arcuri electrice lungi);

$b=3$  pentru sfera (corespunzator lucrului cu arcuri electrice scurte);

Convectia termica este determinanta pentru evaluarea pierderilor termice la suprafata peretilor cuptorului si la suprafata incarcaturii cuptorului.

Fluxul termic transmis prin convecție  $\Phi$  se obtine din formula lui Newton:

$$\phi = \frac{\theta_f - \theta_s}{R_{tc}} \quad (3.145)$$

unde:

$\theta_f$  - temperatura fluidului ;

$\theta_s$  - temperatura solidului ;

$R_{tc}$  - rezistenta termica de conductie  $[K/W]$ , data de:



$$R_{sc} = \frac{1}{\alpha_c A} \quad (3.146)$$

in care:

$\alpha_c$  - transmisivitatea (coeficientul de convecție sau cedare de căldură), în  $[W/m^2K]$ ;

A - suprafața de cedare a căldurii, în  $[m^2]$ .

Transmisivitatea  $\alpha_c$  are la rândul ei o expresie complexă depinzând de :

- natura mișcării fluidului (liberă sau forțată);
- regimul de curgere : laminar  $0 < Re < 2320$  sau turbulent:  $Re > 2320$ ;
- proprietățile fizice ale fluidului;
- forma, dimensiunea suprafeței de schimb de căldură precum și orientarea acesteia față de direcția de curgere a fluidului, exprimate prin relații criteriale sau empirice.

Radiația reprezintă principala modalitate de transmisie a energiei termice de la arc către încărcătură, realizându-se pe baza legilor radiației termice :

- legea lui Stefan-Boltzmann :

$$M(T) = \frac{\Phi(T)}{A} C_n \left( \frac{T}{100} \right)^4 \quad (3.147)$$

cu:

M(T) - fluxul total emis de unitatea de suprafață a corpului negru;

$\Phi(T)$  - temperatura absolută a corpului negru;

$C_n = 5,77 W/m^2k^4$  - coeficientul de radiație al corpului negru;

A - suprafața emitatorului.

- legea lui Wien-Planck :

$$\frac{M_\lambda(\lambda, T)}{\Delta \lambda} = \frac{c_1}{\lambda^5} \frac{1}{e^{\frac{c_2}{\lambda T}} - 1} \quad (3.148)$$

cu :

$\lambda$  - lungimea de unda;

$c_1 = 3,73 \cdot 10^{-18}$  [W/m<sup>2</sup>];

$c_2 = 1,438 \cdot 10^{-2}$  [mk].

- legea lui Kirchhoff exprimata prin :

$$\epsilon(T) = \frac{M^1(T)}{M(T)} \quad (3.149.1)$$

sau :

$$\epsilon_\lambda(\lambda, T) = \frac{M_\lambda^1(\lambda, T)}{M_\lambda(\lambda, T)} \quad (3.149.2)$$

cu :

$M(T)$  - emitanta termica totala a corpului real aflat la aceeași temperatura cu corpul negru  $M(T)$ ;

$M_\lambda(\lambda, T)$  - emitanta termica spectrala a corpului real aflat la aceeași temperatura cu corpul negru  $M_\lambda(\lambda, T)$ ;

$\epsilon(T)$  - emisivitatea totala a corpului real;

$\epsilon_\lambda(\lambda, T)$  - emisivitatea spectrala a corpului real.

In realitate convecția termica nu poate fi separata de radiatie, ceea ce conduce la o expresie complexa pentru fluxul termic transmis  $\Phi_{AB}$  între două puncte A și B ale mediului (A - sursa, B - receptorul, fiecare caracterizate prin anumiti parametrii fizico-geometrici,):

$$\Phi_{AB} = \phi_c + \phi_r = \alpha(\theta_A - \theta_B)A \quad (3.150)$$

cu:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_r = \alpha_c + \epsilon C_n \left[ \frac{\left(\frac{T_A}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_B}{100}\right)^4}{\theta_A - \theta_B} \right] \quad (3.151)$$

$\Phi_c$  - fluxul termic transmis prin convecție;

$\Phi_r$  - fluxul termic transmis prin radiatie;

$\alpha$  - transmisivitatea complexa;

$\alpha_c$  - transmisivitatea prin convecție;

$\alpha_r$  - transmisivitatea prin radiatie.

### § 3.10.2. Distributia densitatii fluxului termic in cuptor.

Pe baza consideratiilor teoretice din paragraful precedent se vor determina valorile raportate ale densitatii fluxului termic,  $q_{Tn}(i,j)$ , pentru un numar de NR puncte, situate pe o sectiune transversala din spatiul cuptorului cu 6 electrozi in bolta :

$$NR = m \cdot p \quad (3.152)$$

cu:

m - numarul de puncte de pe raza sectiunii;

p - numarul de puncte de pe un cerc de raza data a sectiunii.

Vor fi analizate doua situatii :

a) cazul arcurilor electrice lungi, situatie in care se poate considera cu buna aproximatie ca valorile  $q_{Tn}(i,j)$  se regasesc pe verticalele paralele cu directia arcului electric.

b) cazul arcurilor electrice scurte, situatie in care curbele echitermice  $q_{Tn}(i,j)$  descriu suprafete care la limita sunt sfere.

Se va considera situatia normala in care se stabilesc 6 arcuri electrice, iar densitatea fluxului termic total  $q_T$ , intr-un punct  $P(i,j)$  in sectiunea prezentata, se obtine prin aplicarea principiului superpozitiei, considerandu-se ca suma a densitatilor fluxurilor elementare  $\Sigma q_k$ , cu  $k=1 \div 6$ , a celor 6 arcuri electrice:

$$q_T = \Sigma_{k=1}^6 q_k \quad (3.153)$$

In fig.3.25 este evidentiata pozitia punctelor  $P(i,j)$  dintr-un sector al sectiunii in care se vor determina valorile densitatilor de flux raportate  $q(i,j)$ , precum si pozitiile celor 6 electrozi notati : A,B,C,D,E,F ,simetric dispusi fata de centru O, la distanta a si sub unghiuri la centru  $\theta_a$  egale:

$$\theta_c = \frac{360^\circ}{6} = 60^\circ \quad (3.154)$$

Se definesc :

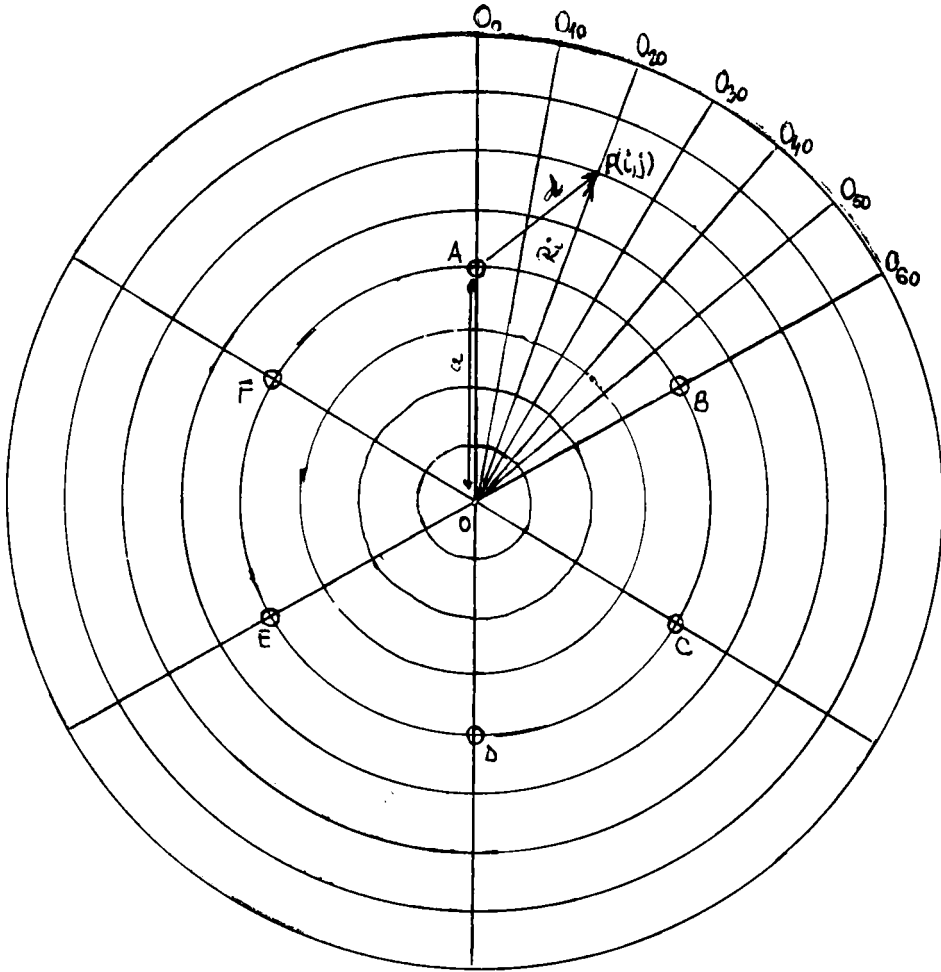


Fig.3.25 Sectiune transversala prin cuptorul cu 6 electrozi in bolta

$$R_i = \frac{D}{m} * i \quad (3.155)$$

in care :

$R_i$  - distanta punctului  $P(i,j)$  fata de centrul  $O$ ,  $i = 1 \div m$

$D$  - distanta normata masurata pe raza.

si:

$$\theta_j = \frac{360^\circ}{j} \quad (3.156)$$

in care :

$\theta_j$  - unghiul la centru format de raza de origine  $OO_0$  cu raza pe care este situat punctul  $P(i,j)$ ,  $j = 1 \div p$

In conditii de izotropie a sectiunii in cuptor, distributia densitatii de flux  $q_T(i,j)$ , deci implicit si a campului termic este simetrica fata de oricare diametru ce trece prin doi electrozi in conditiile existentei arcurilor electrice neperturbate. Asadar este suficient a se determina distributia lui  $q_T(i,j)$  pentru unul din cele sase sectoare de cerc figurate, deci numarul de puncte de masura  $NRR$  va fi:

$$NRR = m * \frac{p}{6} = m * n \quad (3.157)$$

Fluxul termic total  $\Phi_T$ , pe baza caruia se determina densitatile de flux  $q_T(i,j)$ , se obtine pe baza ecuatiilor (3.142), (3.145), (3.150), constituind o problema complexa, rezolvabila prin particularizarea situatiilor [23 ], [24 ].

Pe baza relatiei :

$$q_T = \frac{\Phi_T}{A} \quad (3.158)$$

in care:

$A$  - suprafata pe care se determina  $q_T$ .

se pot determina densitatile de flux pentru fiecare punct  $P(i,j)$  :

$$q_T(i,j) = \frac{\Phi_T}{A(i,j)} \quad (3.159)$$

unde :

$$q_T(i,j) = \sum_{k=1}^6 q_{TK}(i,j) \quad (3.160)$$

corespunzator celor sase electrozi notati A,B,C,D,E,F.

Se va considera ca o masura cantitativa a distributiei termice parametrul  $q_{TK}(i,j)$  definit :

$$q_{TK}(i,j) = \frac{\Phi_T}{A(i,j)} \frac{1}{|\Phi_T|} \quad (3.161)$$

$q_{TK}(i,j)$  - densitatea normata a fluxului termic;

$|\Phi_T|$  - scalar, numeric egal cu  $\Phi_T$ , cu  $\Phi_T$  obtinut pe baza ecuatiilor (3.142)-(3.151).

In cazul arcurilor electrice scurte sursa termica poate fi considerata punctuala, caz in care suprafetele  $A(i,j)$  sunt considerate sferice.

In cazul arcurilor electrice lungi sursa termica poate fi considerata un cilindru de raza  $r \ll R_1$ , caz in care  $q_T(i,j)$  se vor considera determinate pe periferia cercurilor de raze  $R_1$ .

Pentru obtinerea sumei (3.160) cu  $q(i,j)$  sub forma (3.161) este necesara determinarea distantelor de la fiecare electrod A,B,C,D,E,F la fiecare punct P(i,j). Pe baza figurii 3.25 prin calcule simple se obtin relatiile :

$$d_A(i,j) = \sqrt{a^2 + R_1^2 - 2aR_1 \cos(OA, OP(i,j))} \quad (3.162.1)$$

$$d_B(i,j) = \sqrt{a^2 + R_1^2 - 2aR_1 \cos[60^\circ - (OA, OP(i,j))]} \quad (3.162.2)$$

$$d_C(i,j) = \sqrt{a^2 + R_1^2 - 2aR_1 \cos[120^\circ - (OA, OP(i,j))]} \quad (3.162.3)$$

$$d_p(i,j) = \sqrt{a^2 + R_i^2 - 2aR_i \cos[180^\circ - (OA, OP(i,j))]} \quad (3.162.4)$$

$$d_z(i,j) = \sqrt{a^2 + R_i^2 - 2aR_i \cos[120^\circ + (OA, OP(i,j))]} \quad (3.162.5)$$

$$d_r(i,j) = \sqrt{a^2 + R_i^2 - 2aR_i \cos[60^\circ + (OA, OP(i,j))]} \quad (3.162.6)$$

Valorile normate ale densitatilor fluxului termic in spiritul definitiei data de (3.145) pentru diverse distante normate ale electrozilor fata de centrul O, rezulta in urma rularii programului din **Anexa 4**, fiind determinate cu ajutorul calculatorului.

Au fost efectuate calcule pentru un numar de puncte NRR:

$$NRR = m \cdot n \cdot q = 50 \cdot 15 \cdot 12 = 9000 \text{ puncte din cuptor} \quad (3.163)$$

iar electrozii au fost amplasati la distantele :

$(3/10) \cdot R_{max}$ ,  $(2/5) \cdot R_{max}$ ,  $(1/2) \cdot R_{max}$ ,  $(3/5) \cdot R_{max}$ ,  $(7/10) \cdot R_{max}$ ,  
 $(4/5) \cdot R_{max}$ ,  $(9/10) \cdot R_{max}$ .

Pe baza interpretarii rezultatelor obtinute, rezulta urmatoarele concluzii:

- distributia campului termic depinde de pozitia electrozilor;
- densitatea de flux este maxima dupa variabila  $i$  pe axele de simetrie ale sectiunilor ce trec prin electrozi si dupa variabila  $j$  pe inelele ce cuprind electrozii;
- densitatea de flux este minima dupa variabila  $i$  pe bisectoarele axelor de simetrie ale sectiunilor ce trec prin electrozi si dupa variabila  $j$  in centrul sau pe periferia cuptorului, in functie de pozitia  $a$  a electrozilor.
- distributia cea mai uniforma a campului termic, in functie de pozitia electrozilor se obtine pentru distanta  $d$  a electrozilor fata de centrul cuptorului de cca. :

$$d = \frac{4}{5} R_{max} \quad (3.164)$$

in care:

$R_{max}$ - raza cuptorului.

In § 4.2 fig.4.7 este prezentata dependenta uniformitatii campului termic in cuptor in functie de pozitia electrozilor.

### § 3.11. STRATEGIA DE REGLARE A ENERGIEI INTRODUSA IN CUPTOR PRIN ARCUL ELECTRIC

#### § 3.11.1.Principii generale de reglare

Reglarea parametrilor arcului electric se face pe baza caracteristicilor statice ale arcului prezentate in § 2.4. fig.2.4.

Din punct de vedere al transferului energetic de la arc catre incarcatura cuptorului functionarea instalatiei comporta doua posibilitati calitativ diferite:

- a.) energia transferata de la arc catre incarcatura este constanta intr-un interval de timp  $\Delta t$
- b.) energia transferata de la arc catre incarcatura se modifica in intervalul de timp  $\Delta t$

Cele doua posibilitati de reglare se pot realiza fie la curent constant  $I$  prin arc (modificand impedanta  $Z$  a arcului) ,fie sub impedanta echivalenta constanta  $Z$  a arcului (modificand curentul  $I$  prin arc) si se concretizeaza prin implementarea strategiilor prezentate in §.3.11.2 respectiv §.3.11.3. Desigur, in exploatare folosirea la un moment dat a uneia sau alteia dintre posibilitati se face cu respectarea prescriptiilor tehnologice.



**§ 3.11.2. Reglarea puterii electrice transmise prin arc incarcaturii cuptorului pastrand constanta impedanta  $Z$  a arcului electric**

Ordinograma algoritmului pentru modificarea puterii electrice transmise prin arc electric in cuptor cu pastrarea constanta a impedantei arcului electric  $Z_{arc} = ct$  este data in fig.3.26.

Prin blocul (1) se citesc secvential sau simultan valorile parametrilor de interes din proces (notate cu indicele "0") si se prescrie noua putere pentru arc electric  $P^*$ .

Prin blocul (2) se testeaza daca noua putere  $P^*$  este acceptabila in conditiile concrete tehnologice de la momentul respectiv. In caz contrar se revine prin blocul (3) la inceputul algoritmului de reglare.

Blocul (4) stabileste daca puterea prin arc trebuie marita sau micorata adica determina sensul evolutiei marimilor de reglare pe una din cele doua cai logice similare (A) sau (B). Vom rezuma in continuare numai calea (A), corespunzatoare cresterii puterii prin arc.

Prin blocul (5) se micsoareaza unghiul de comanda  $\alpha_0$  a tiristoarelor redresorului comandat de putere (se mareste durata conductiei tiristoarelor) ceea ce determina marirea valorii medii a curentului prin arc.

Prin (6) creste usor lungimea arcului ceea ce determina o mica crestere a tensiunii pe arc si o scadere a curentului prin arc.

Cu (7) se calculeaza impedanta arcului  $Z_0$  in noile conditii existente. Daca impedanta  $Z_0$  nu tinde spre valoarea initiala  $Z_0$ , se ridica in continuare usor electrozii, daca  $Z_0 \rightarrow Z_0$  se verifica daca putere existenta este egala cu cea prescrisa. In caz afirmativ procesul de reglare se considera terminat. In caz contrar procedeul de reglare se reia de la blocul (5), etapele (6), (7), (8), (9) urmand sa fie din nou parcurse pana cand abaterea  $\Delta P^* = |P_0 - P^*|$  va fi acceptabila.

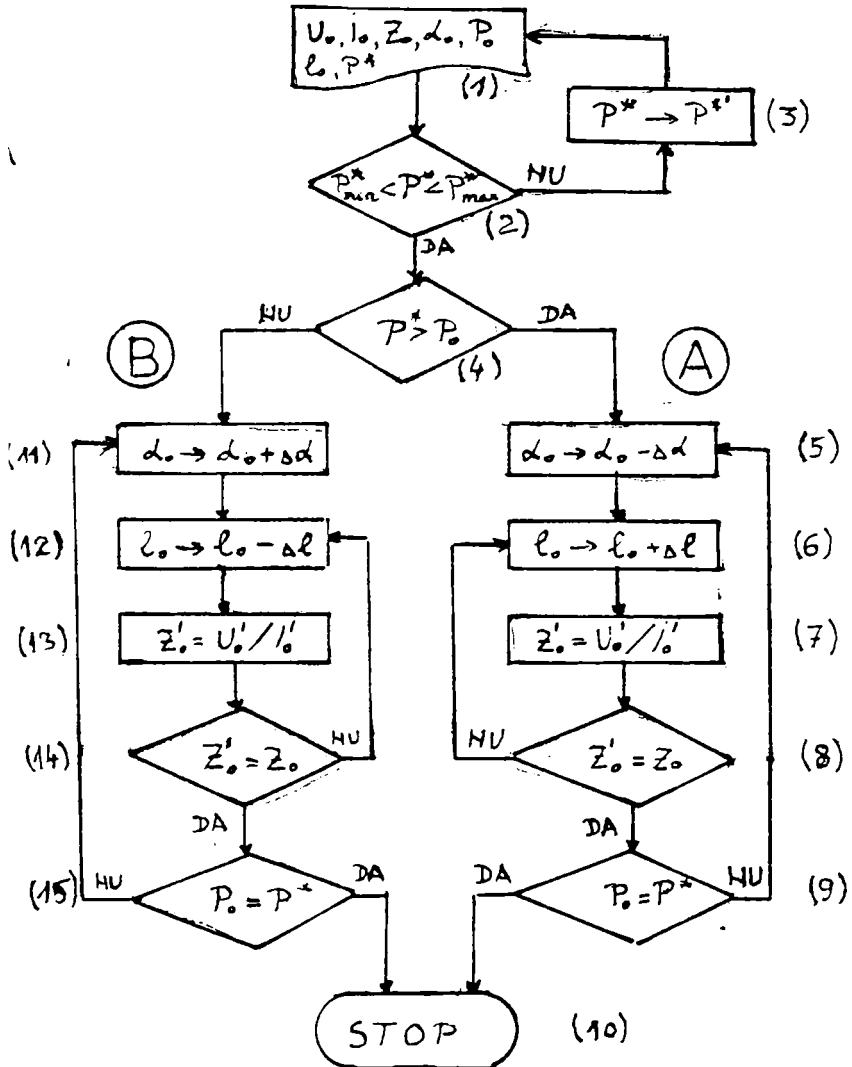


Fig.3.26.Modificarea puterii electrice transmise prin arc in cuptor cu pastrarea constanta a impedantei arcului electric

§ 3.11.3. Reglarea puterii electrice transmise prin arc incarcaturii cuptorului pastrand constant curentul I prin arcul electric

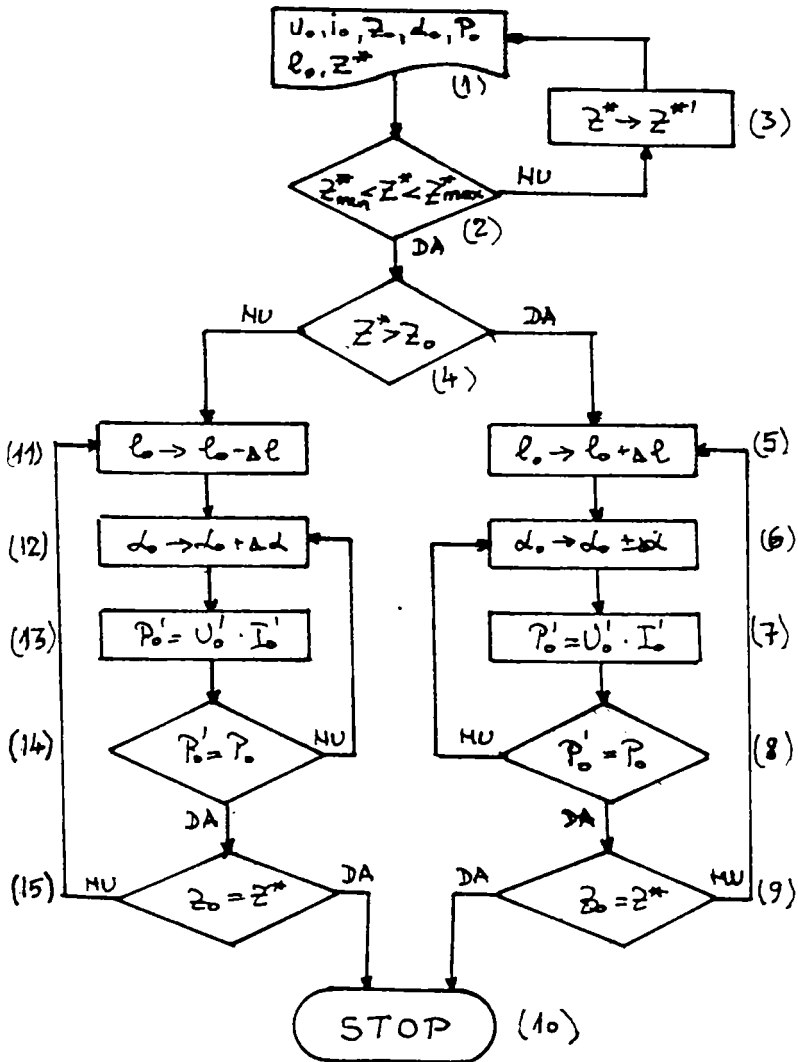


Fig.3.27 Modificarea impedantei arcului electric cu pastrarea constanta a puterii electrice transmise prin arc.

Ordinograma algoritmului pentru modificarea impedantei arcului electric  $Z_{arc}$  cu pastrarea constanta a puterii electrice prin arc este data in fig.3.27

Prin blocul (1) se citesc valorile parametrilor din proces (notate cu indicele "0") precum si valoarea prescrisa pentru impedanta arcului electric  $Z^*$ .

Blocul (2) testeaza daca noua impedanta  $Z^*$  este acceptabila in conditiile concrete existente, in caz negativ fiind necesara schimbarea lui  $Z^*$  cu  $Z^{*'}.$

Blocul (4) stabileste sensul modificarii impedantei arcului, in functie de acesta parcurgandu-se secventele (A) sau (B). Pe calea (A) in situatia necesitatii maririi impedantei prin blocul (5) se mareste lungimea arcului apoi se modifica prin blocul (6) curentul prin arc. Blocul (7) calculeaza noua putere  $P_0$  in arc iar blocul (8) testeaza daca  $P_0$  tinde spre puterea initiala  $P_0$ . Daca (8) este indeplinita se testeaza (9), in caz afirmativ algoritmul fiind incheiat.

In cazul neverificarii conditiei (8) se modifica curentul prin arc prin blocul (6) iar in cazul neverificarii conditiei (9) se reia secventa (A) de la blocul (5).

Se precizeaza ca strategia reglarii si conducerii cuptoarelor cu arc impune utilizarea ambilor algoritmi conform prescriptiilor tehnologice.

## § 3 12 ECHIPAMENTUL LOGIC DE COMANDA AL INSTALATIEI

### §.3.12.1. Consideratii teoretice

Echipamentul logic de comanda al instalatiei trebuie sa asigure, in principal, miscarea ansamblului portelectrozi astfel incat arc electric sa evolueze la parametrii prescrisi de tehnologie, direct sau indirect. Instalatia, in general, poate functiona in unul din regimurile urmatoare : a) manual, MAN; b) semiautomat, SAUT; c) automat, AUT. In acest fel instalatiei i se confera o flexibilitate deosebita in ansamblu, atat pentru punerea in functiune, cat si pentru testari si masurari asupra unor subsansamble ce o compun.

Schema bloc generală a echipamentului de comandă și acționare a electrozilor este prezentată în fig.3.28.

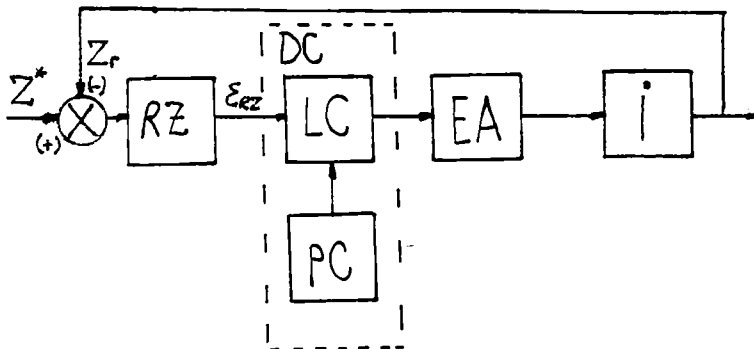


Fig.3.28 Schema bloc de comandă și acționare a electrozilor cuptorului cu arc electric de curent continuu.

- DC-dispozitiv de comandă ;
- PC-pupitru de comandă ;
- RZ-regulator de impedanță ;
- LC-logica de comandă ;
- EA-echipament de acționare a electrozilor ;
- I-instalația tehnologică (cuptorul cu arc) ;

Blocurile LC și PC care formează dispozitivul de comandă DC trebuie proiectate și implementate în mod unitar. Această cerință se realizează pe baza diagramei de stări a dispozitivului de comandă DC, prezentată în fig.3.29.

Tranziția între stările dispozitivului este condiționată de prezența semnalelor  $S_0 \dots S_{2n}$  interne sau externe sistemului. Scrierea ecuațiilor logice de tranziție a stărilor s-a făcut pe baza metodelor clasice cunoscute [ 62 ]. În acest sens se

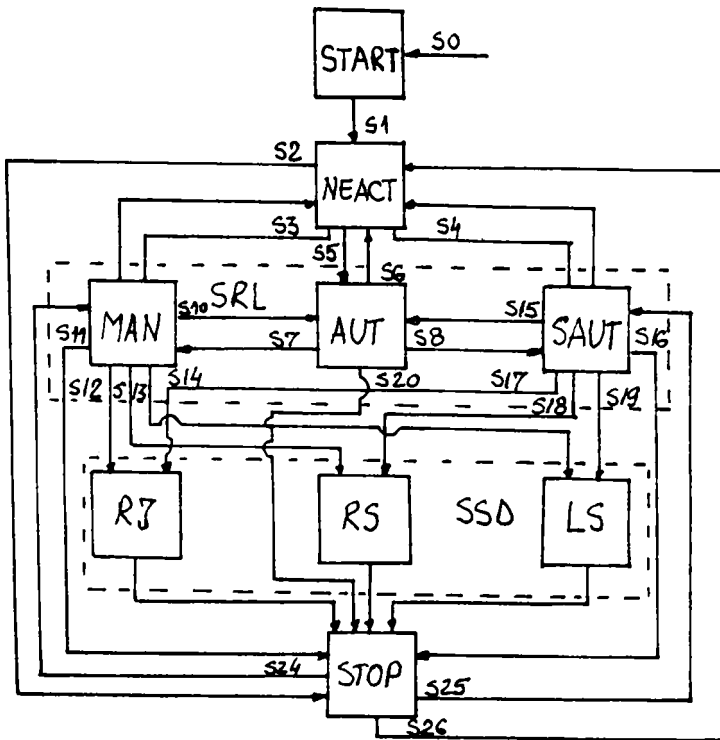


Fig.3.29.Diagrama de tranzitie a starilor pentru dispozitivul de comanda DC realizat.

SRL-selectie regim de lucru

MAN-manual

SAUT-semiautomat

AUT-automat

SSD-selectie sens deplasare electrozi

RJ-repede jos

RS-repede sus

LS-lent sus

considera ca sistemul de deplasare al electrozilor trebuie sa asigure trei categorii de miscari : rapid jos RJ, rapid sus RS, necesare in procesul de functionare normala si lent jos LJ, necesara in procesul de testari al echipamentului si la amorsarea arcului electric. In functionare, cele trei categorii de miscari se executa daca semnalele logice

corespunzatoare SRJ, SRS, SLJ sunt activate, situatie descrisa de urmatoarele ecuatii logice :

$$SRJ = (AUT + \bar{\epsilon}_{RZ} + MAN + CRJ + SAUT + V1) \cdot \bar{AV} \quad (3.165)$$

$$SRS = (AUT + \epsilon_{RZ} + MAN + CRS + SAUT + V2) \cdot \bar{AV} \quad (3.166)$$

$$SLJ = AUT + \bar{\epsilon}_{RZ} \cdot \bar{AV} + MAN + CLJ + SAUT + V3 + \bar{AV} \quad (3.167)$$

in care :

-SRJ,SRS,respectiv SLJ reprezinta marimi de actionare pentru echipamentul de actionare EA, pentru deplasarea in jos cu viteza mare, deplasarea in sus cu viteza mare, respectiv deplasarea in jos cu viteza mica;

-AUT,MAN,respectiv SAUT reprezinta semnale pentru functionarea in regim automat, manual, respectiv semiautomat;

-CRJ,CRS,respectiv CLJ reprezinta comenzi de la panou pentru deplasarea echipamentului portelectrod in jos cu viteza mare, deplasarea in sus cu viteza mare, respectiv deplasarea in jos cu viteza mica;

-V1,V2,V3 semnale de validare in regim semiautomat;

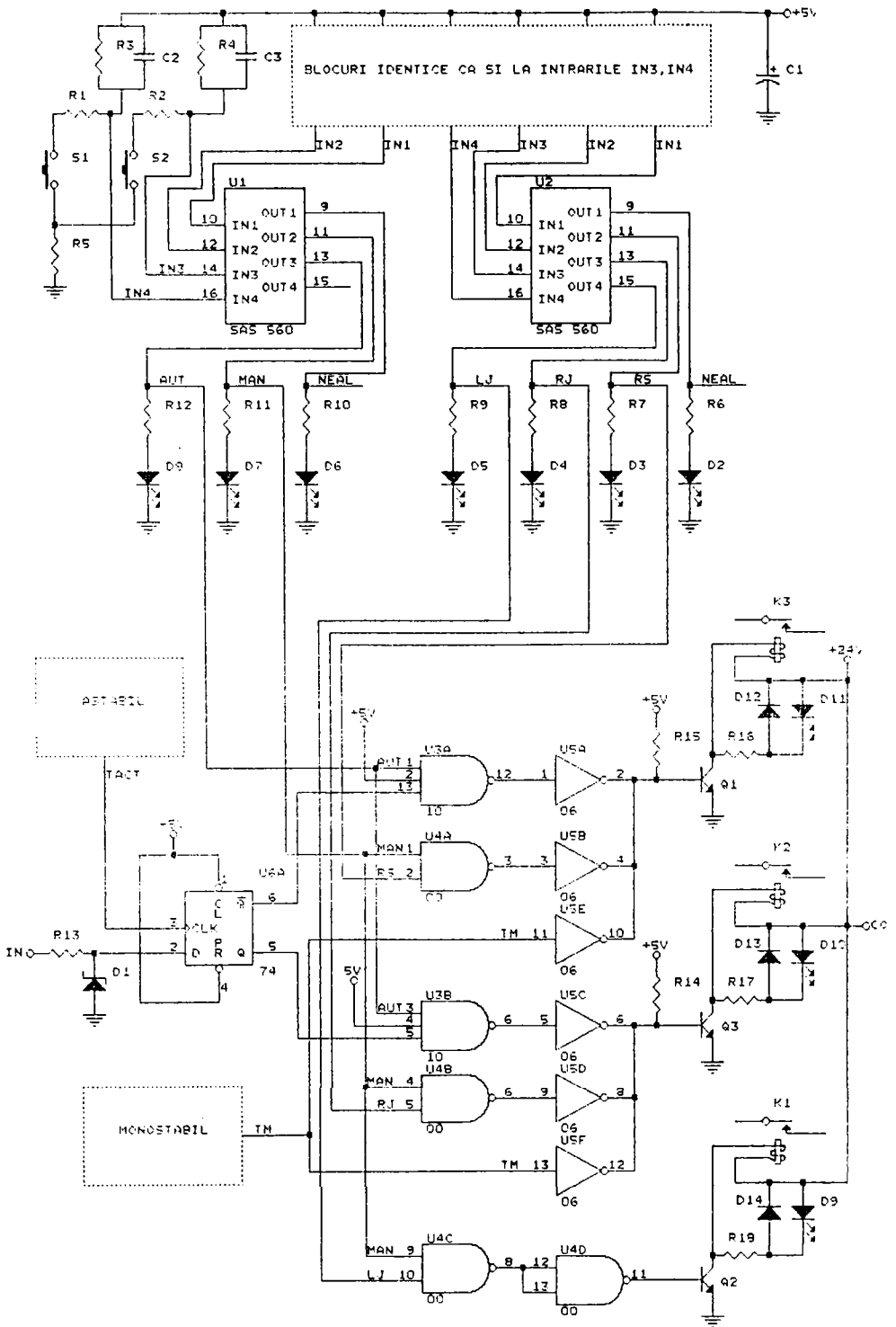
-AV semnal de avarie in instalatie.

Se precizeaza ca semnalele amintite mai sus sunt, de fapt, combinatii ale semnalelor  $S_0 \div S_{28}$ .

Verificarea corectitudinii functionarii s-a realizat prin utilizarea de tehnici specifice automatelor programabile si partial prin simulare pe un calculator numeric.

### § 3.12.2 Implementarea pe model

Implementarea dispozitivului s-a facut cu circuite logice combinacionale si secventiale in tehnologie TTL. Schema electronica este prezentata in fig.3.30. Ca nota specifica autorul o considera utilizarea comutatoarelor senzoriale de tip SAS 560S la implementarea subblocului SRL prin relizarea de catre acestea a functiei logice  $f_{SRL}$ :





$$f_{SMI} = \bar{A}_1 \bar{A}_2 \bar{A}_3 \bar{A}_4 + \bar{A}_1 \bar{A}_2 \bar{A}_3 A_4 + \bar{A}_1 \bar{A}_2 A_3 \bar{A}_4 + A_1 \bar{A}_2 \bar{A}_3 \bar{A}_4 \quad (3.168)$$

Acest fapt a permis simplificarea scrierii ecuatiilor de stare, precum si posibilitatea utilizarii directe a comenzii senzoriale a starilor de la pupitrul de comanda PC.

### §.3.13. CONCLUZII

Capitolul III constituie contributia teoretica si practica a autorului la studiul pentru conceperea si realizarea echipamentelor pentru cuptoarele cu arc electric de curent continuu. Au fost rezolvate prin aport personal urmatoarele probleme :

1. S-a conceput schema bloc a cuptorului cu arc de curent continuu si s-a determinat functia de transfer generala a acestuia;
2. S-a evidentiat complexitatea reglarii parametrilor sistemului, aratandu-se ca sistemul evolueaza intr-un spatiu cvadimensional; s-au definit si prezentat doua modalitati efective de reglare a parametrilor arcului electric, in acest context aratandu-se necesitatea modelarii specifice a instalatiei pentru cele doua situatii precizate;
3. S-au analizat calitativ si cantitativ posibilele tipuri de redresoare ce pot fi utilizate pentru producerea arcului de curent continuu si s-a demonstrat ca varianta optima o constituie redresorul comandat dodecafazat, notat M12;
4. S-au definit, calculat si s-a prezentat importanta a doi noi indici de calitate relativi ai redresoarelor comandate si anume :
  - A. Coeficientul de elasticitate al tensiunii medii redresate  $KE_a$ ;
  - B. Coeficientul de elasticitate al tensiunii efective redresate  $KE_{e,r}$ ;
5. S-au cercetat posibilele tipuri de reglatoare adaptive ce pot fi utilizate in CAECC si s-a proiectat si realizat unul, simplu de acordat prin calculator, bazat pe modificarea

liniara a rezistentei dren - sursa rds a unui tranzistor de tip TEC-J;

6. S-au cercetat posibile tipuri de actionari electrohidraulice utilizate la deplasarea sistemului portelectrozi, rezultand ca atat cele bipozionale cat si cele proportionale sunt performante .

7. S-a conceput si realizat intr-un mod original elementul instalatiei considerat cheie de catre autor: traductorul de impedanta TZ ,care ulterior implementat pe model, a dat bune rezultate ;

8. S-a definit elementul de prescriere complex EPC si s-a particularizat apoi pentru doua marimi din proces: curentul  $I^*$  si impedanta  $Z^*$  ;acest echipament, simplu de proiectat si realizat, prezinta avantajele pe care le poseda dispozitivele numerice;

9. S-a determinat campul termic intr-un cuptor cu 6 electrozi in bolta in situatia arcurilor lungi si scurte si s-a evidentiat locul optim de amplasare al acestora din punct de vedere al uniformitatii campului in cuptor;

10. S-au prezentat doi algoritmi generali de conducere, utilizabili intr-un cuptor cu arc electric de curent continuu;

11. S-a prezentat o modalitate de concepere a echipamentului logic de comanda bazat pe scrierea ecuatiilor de stare si s-a exemplificat realizarea acestuia pentru modelul creat;

## C A P I T O L U L I V

### UTILIZAREA CALCULATORULUI IN STUDIUL CUPTOARELOR CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU

#### § 4.1. CERCETARI PENTRU OPTIMIZAREA REDRESOARELOR DE PUTERE ALE CARCC

Cercetarile asupra redresoarelor de putere au constat in determinarea indicilor de calitate pentru redresoarele comandate de tip M3, M6, M12. In acest scop au fost scrise in Turbo Pascal programe ce determina valorile indicilor de calitate relativi prezentati in §.3.3 : factorul de redresare  $D_r(\alpha)$ , factorul de eficacitate  $E_{er}(\alpha)$ , factorul de ondulație  $F(\alpha)$ , coeficientul de ondulație  $\Gamma(\alpha)$ , continutul in armonici  $\lambda(\alpha)$ , pierderile raportate de comutatie  $K_x(\alpha, \gamma)$ .

Programul, prezentat in Anexa 3.1, calculeaza indicii de calitate mentionati pentru mutatoarele M3, M6, M12, iar programul din Anexa 3.2 determina pierderile de comutatie raportate. Unghiurile de conductie considerate sunt:

$$\alpha \in [0, \alpha_p] \quad (4.1)$$

cu pasul :

$$\Delta \alpha = 1^\circ \quad (4.2)$$

iar in cazul pierderilor de comutatie se considera valorile unghiului de comutatie :

$$\gamma \in [5^\circ \dots 30^\circ] \quad (4.3)$$

cu :

$$\Delta \gamma = 5^\circ \quad (4.4)$$

Rezultatele obtinute in urma rularii programelor sunt prezentate grafic, sintetic in continuare.

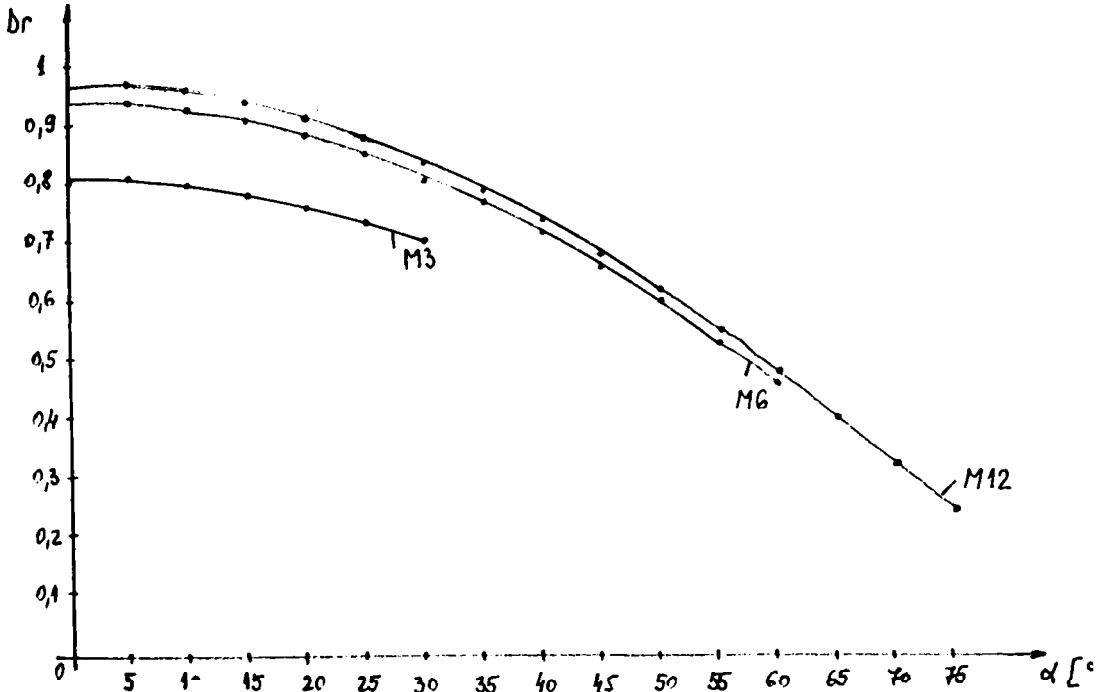


Fig.4.1 Dependenta  $D_r = f(\alpha)$  pentru redresoarele M3, M6, M12

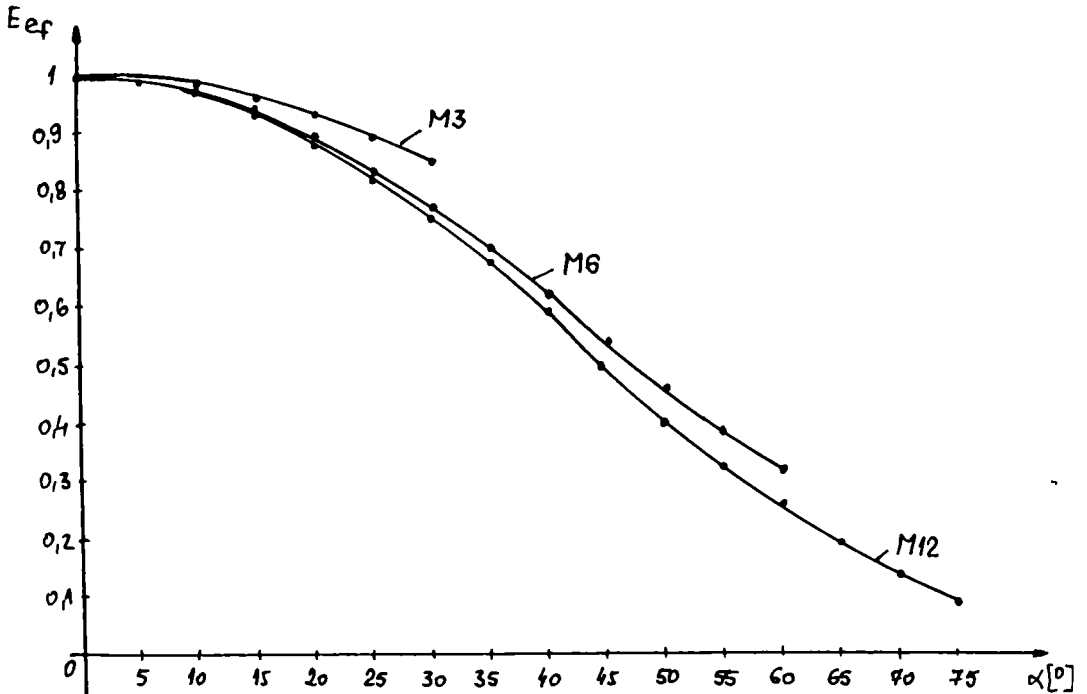


Fig.4.2 Dependenta  $E_{ef} = f(\alpha)$  pentru redresoarele M3, M6, M12

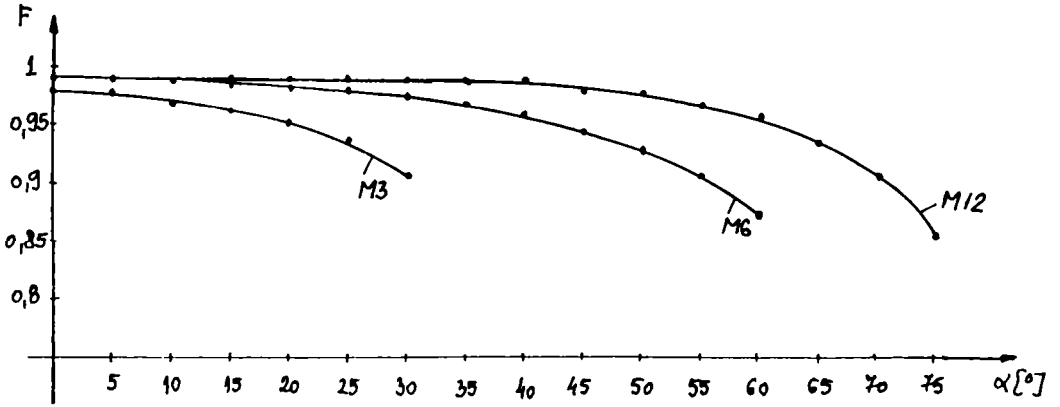


Fig.4.3 Dependenta  $F = f(\alpha)$  pentru redresoarele M3, M6, M12

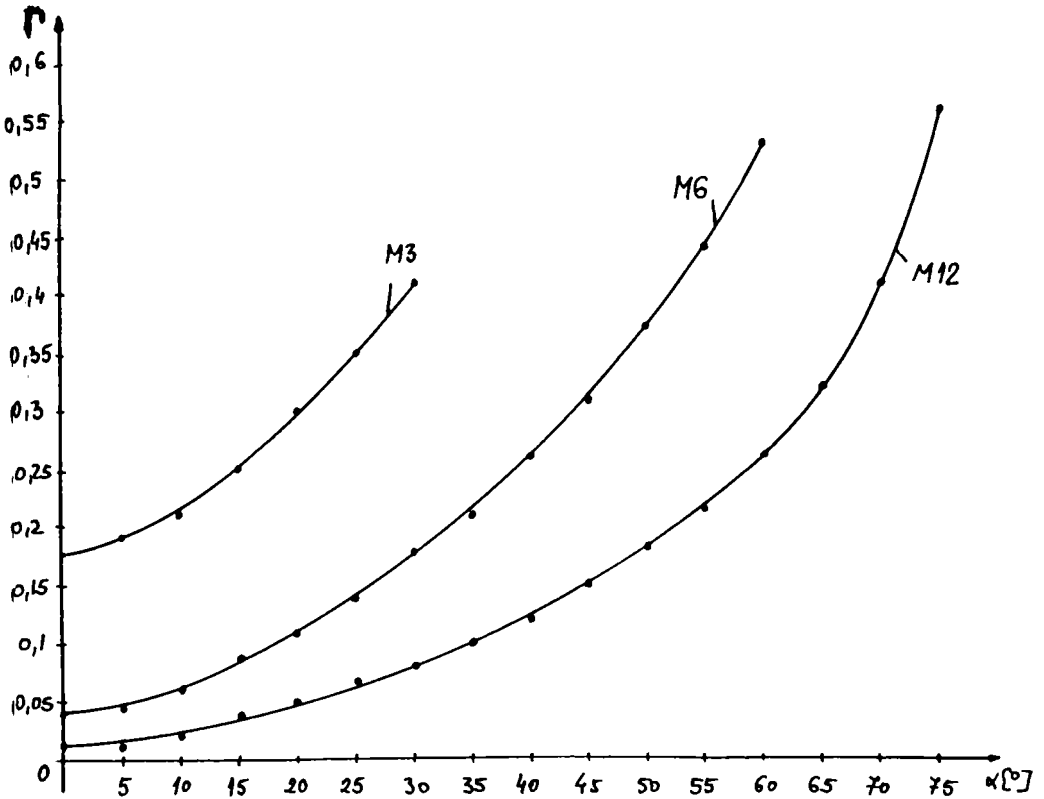


Fig.4.4 Dependenta  $F^m = f(\alpha)$  pentru redresoarele M3, M6, M12

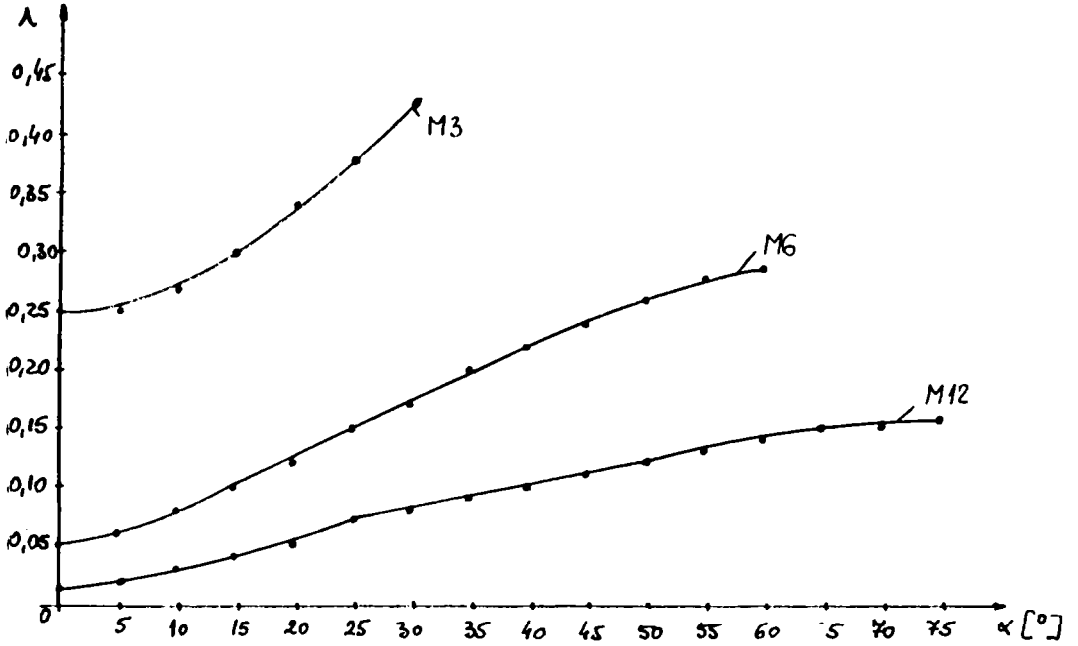


Fig.4.5 Dependenta  $\lambda=f(\alpha)$  pentru redresoarele M3, M6, M12

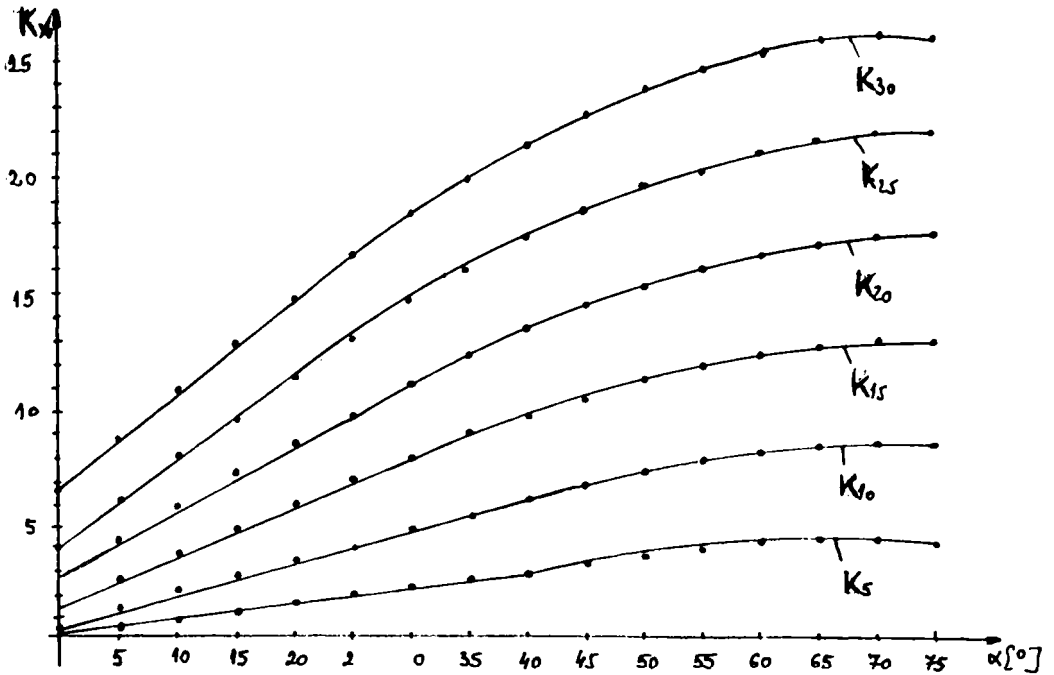


Fig.4.6 Dependenta  $K_x=f(\alpha, \gamma)$

#### § 4.2. CERCETARI PENTRU OPTIMIZAREA AMPLASARII ELECTROZILOR INTR-UN CUPTOR CU 6 ELECTROZI IN BOLTA

Pe baza studiilor prezentate in § 3.10 s-a scris un program in Turbo Pascal pentru determinarea distributiei campului termic intr-un cuptor cu 6 electrozi in bolta, pentru diverse pozitii simetrice ale electrozilor fata de axa centrala a cuptorului.

S-au calculat densitatile normate ale fluxului termic  $q_{TN}(i,j)$ , atat pentru arcurile lungi cat si pentru cele scurte, cu ipotezele simplificatoare prezentate in § 3.10.2, intr-un numar de 9000 de puncte dintr-o sectiune perpendiculara pe axa cuptorului.

S-a considerat drept criteriu de optimizare raportul Q:

$$Q = K \frac{q_{TN}(i,j)_{max}}{q_{TN}(i,j)_{min}} \quad (4.5)$$

cu:

$K_q$ -factor de scara

care reprezinta o modalitate de exprimare a decalajului termic intre punctul cel mai rece si cel mai cald din sectiunea respectiva.

Determinarea densitatii de flux s-a facut in conditiile amplasarii electrozilor la distantele :

$a_1=(3/10)R_{max}$ ,  $a_2=(2/5)R_{max}$ ,  $a_3=(1/2)R_{max}$ ,  $a_4=(3/5)R_{max}$ ,  
 $a_5=(7/10)R_{max}$ ,  $a_6=(4/5)R_{max}$ ,  $a_7=(9/10)R_{max}$ , de centrul cuptorului, in urma rularii programului prezentat in Anexa 4.

In tabelul T.4.1 sunt prezentate valorile factorului Q pentru cazurile de amplasare ale electrozilor precizate mai sus (s-a considerat  $R_{max}=1$ ) iar in fig.4.7 sunt figurate dependentele factorului Q de pozitia electrozilor.

Tabelul T.4.1

a	Arc lung	Q	Arc scurt
3/10	10,25		3,85
2/5	9,49		3,56
1/2	9,05		3,24
3/5	8,63		2,93
7/10	8,30		2,68
4/5	8,21		2,67
9/10	8,25		3,45

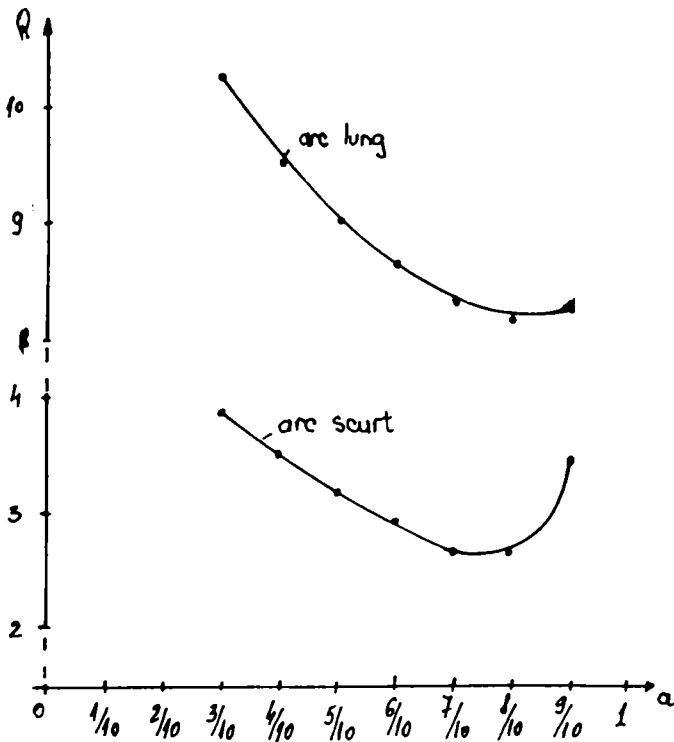


Fig.4.7.  
Dependenta factorului Q  
de pozitia electrozilor  
in bolta



### 4.3. GENERAREA REFERINTEI DE CURENT I\* SI A IMPEDANTEI Z\*

A fost conceput un program pentru generarea din calculator a referintei de curent I\* si a impedantei Z\* ce are ca suport "hard" elementul de prescriere complex EPC prezentat in § 3.9. In fig.4.8 este prezentata ordinograma programului creat, acesta fiind prezentat in Anexa 5.

Dupa lansarea in executie a programului, de la tastatura se introduce "Z" sau "I" si apoi se introduc valori intre 0...10,00 corespunzator marimii de prescriere in modul conventional 0...10V.

Valoarea este convertita in binar si este apoi transmisa la portul de iesire paralel al calculatorului PC. In functie de tasta apasata anterior "I" sau "Z" este selectat registrul tampon pentru prescriere I\* sau Z\*.

Valoarea I\* sau Z\* se pastreaza in registrul tampon RT pana la o noua activare a registrului corespunzator.

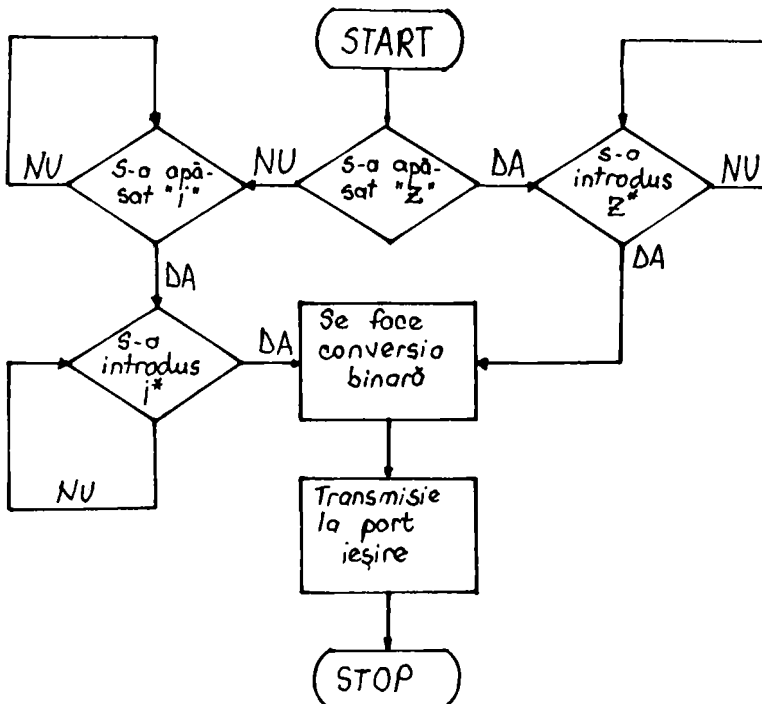


Fig.4.8.Ordinograma programului pentru prescrierea din calculator a curentului I\* si impedantei Z\*

§ 4.4. CERCETARI PENTRU CONDUCEREA COMPLEXULUI CAECC PRIN SISTEM DE CALCUL

Conducerea performanta a CAECC presupune introducerea calculatorului in bucelele de comanda si reglare ale sistemului.

Ordinograma generala pentru conducerea CAECC prin calculator este prezentata in fig.4.9.

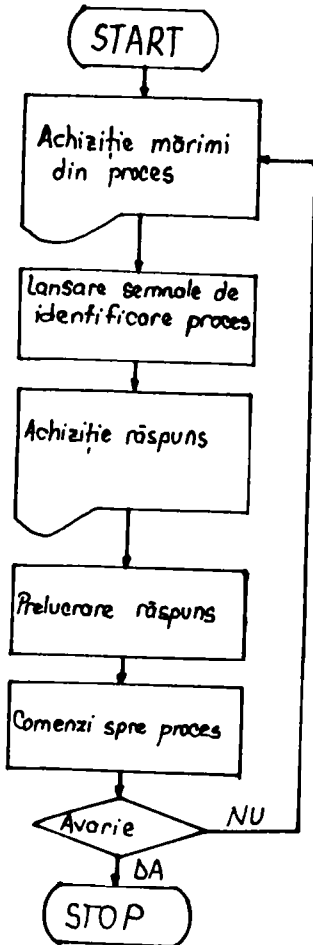


Fig.4.9  
Conducerea CAECC prin calculator

Dintre problematicile prezente in ordinograma au fost abordate si solutionate partial sau total dupa cum urmeaza :

- a fost conceput, proiectat si realizat un sistem de achizitiei prin portul serial a marimilor lente din proces (v.fig.5.6);

- a fost scris un program pentru achizitia si prelucrarea in sistem tip "instrumente de masura virtuale" (pentru osciloscop virtual) a marimilor achizitionate;

- au fost create o serie de subrutine cu caracter aplicativ de sistem, vis-a-vis de sistemul de calcul PC-386 concret utilizat.

De asemenea problematica prelucrării raspunsului sistemului la o excitatie standard se considera partial rezolvata prin utilizarea unor programe de firma pentru analiza de semnale.

Dificultatea cea mai mare se considera a fi determinarea efectiva in timp real a coeficientilor reguletoarelor adaptive RI si RZ care presupun si existenta unei baze de date cat mai complete despre sistemul ce se doreste a fi condus.

#### § 4.5.CONCLUZII

In capitolul IV s-a prezentat modul in care a fost utilizat un sistem de calcul de tip PC-386 pentru proiectarea, optimizarea si conducerea unui cuptor cu arc electric de curent continuu.

1.In § 4.1 din prezentarea grafica, in fig.4.1-fig.4.5 a variatiei unor indici de calitate relativi ai redresoarelor electronice de putere comdate de tip M3, M6, M12 obtinute prin rulara unor programe in Turbo Pascal date in Anexa 3.1, rezulta superioritatea mutatorului M12 fata de mutatoarele M3 si M6. Fig.4.6 prezinta numeric pierderile relative care apar intr-un mutator la valori ale unghiurilor de comanda  $\alpha \in [0, \alpha_{cr}]$  pentru diferite valori ale unghiului de comutatie  $\gamma$ .

2. Paragraful § 4.2 a fost consacrat determinarii numerice a campului termic exprimat, de asemenea, in valori relative, intr-un cuptor cu 6 electrozi in bolta. Graficul din fig.4.7 indica ca distanta de amplasare optima a fiecaruia din cei 6 electrozi fata de centrul cuptorului pe cea situata la cca. :

$$a = \frac{4}{5} R_{\max} \quad (4.6)$$

Prin analiza rezultatelor obtinute in urma rularii programului prezentat in Anexa 4, mai rezulta ca punctele de maxima intensitate termica se obtin pe razele pe care sunt dispusi electrozii, iar cele de minim se obtin pe bisectoarele a doua raze consecutive, pe care se afla electrozii.

3.Prescrierea numerica a impedantei  $Z^*$  si a curentului  $I^*$  realizata practic cu bune rezultate, si a carei programare a fost prezentata in § 4.3, trebuie inteleasa ca solutionare a unui mic segment din cadrul marii problematici care este conducerea cu calculatorul a complexelor CAECC.

4.Conducerea cu calculatorul a CAECC reprezinta una din problemele de maxima dificultate teoretica si practica, datorata complexitatii unui astfel de sistem, ce are un caracter puternic neliniar intr-un spatiu de lucru multidimensional. In § 4.4 au fost prezentate etapele generale ce trebuiesc urmate si solutionate de un sistem de conducere performant. Dintre acestea se considera ca doua prezinta o dificultate deosebita :

- a) cea referitoare la identificarea sistemului in timp real;
- b) cea referitoare la calculul parametrilor de reglare adaptivi.

## C A P I T O L U L V

### EXPERIMENTARI SI CONCLUZII FINALE

#### **§.5.1. PREZENTAREA GENERALA A ANSAMBLULUI EXPERIMENTAL**

Instalatia a fost realizata modular pe blocuri. Acest mod de proiectare si implementare a permis obtinere unei instalatii cu o flexibilitate sporita si derularea mai simpla si eficienta a experimentarilor.

Principalele subansamble functionale componente sunt :

1. Transformatoarele de alimentare TR1, TR2 in conexiune Y-Y respectiv Y- $\Delta$ ;
2. Doua puncti redresoare trifazate;
3. Blocul surselor de alimentare;
4. Echipamentul electric de forta si comanda al ansamblului electrohidraulic;
5. Echipamentul electric de forta si comanda al buclei de curent;
6. Ansamblul cuptor;
7. Ansamblul echipamentului electrohidraulic;
8. Blocul dispozitivelor de comanda pe grila D.C.G. si al amplificatoarelor de impulsuri AI $\bar{}$ ;
9. Traductorul de impedanta TZ;
10. Traductorul de curent trifazat TC2;
11. Regulatorul de curent RI;
12. Regulatorul de impedanta RZ;
13. Elementul de prescriere complex EPC;
14. Panoul de comanda si control PCC.

Fotografiile subansamblelor componente sunt prezentate in fig. 5.1-fig.5.9.

Dintr-o sumara observare a acestora se constata ca pe parcursul experimentarilor s-au utilizat mai multe tipuri de echipamente pentru un acelasi modul functional. Astfel, au fost efectuate experimentari atat cu un echipament

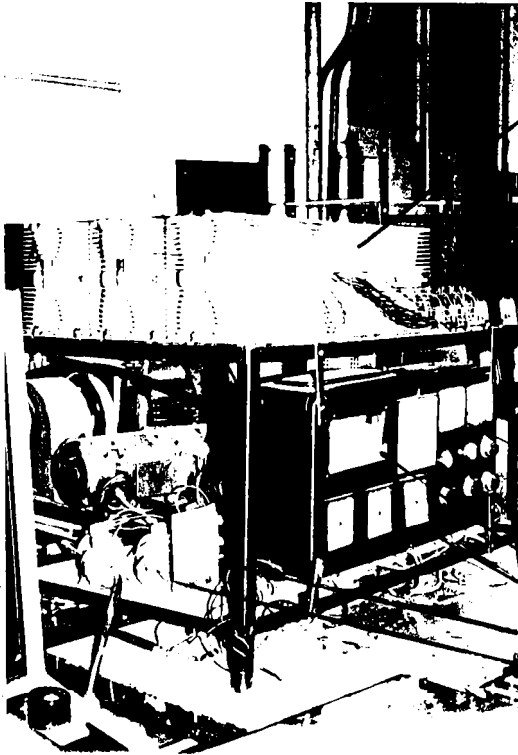


Fig. 5.1. Pupitul de comanda si redresorul de putere

- 1 Pupitul de comanda
- 2 Redresorul de putere "TAC"
- 3 Traductorul de curent "TCC"
- 1A butoanele pornit-oprit ale instalatiei si semnalizariile corespunzatoare
- 1B panoul pentru logica sistemului de actiunare a electrozilor
- 1C aparate pentru masurarea curentului si tensiunii pe arc precum si pentru masurarea temperaturii in cuptor.
- 3A transformatoarele de curent
- 3B placa electronica de adaptare

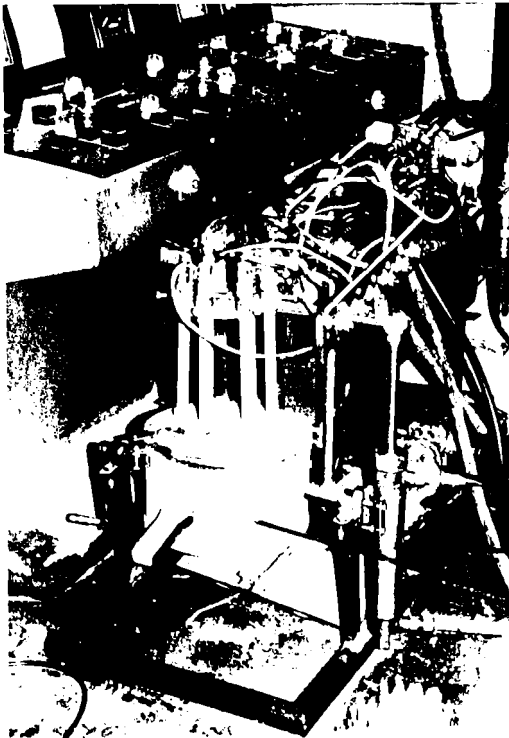


Fig. 5.2. Cuptorul cu 6 electrozi inalta si echipamentul electrohidraulic cu caracteristica bipozitionala

- 1 Ansamblul cuptor cu 6 electrozi inalta
- 2 Cilindrul hidraulic ventur deplasarea sistemului portelectrod
- 3 Generatorul de ulei
- 4 Ansamblul motor electric pompa hidraulica
- 5 Electroredistribuitoare

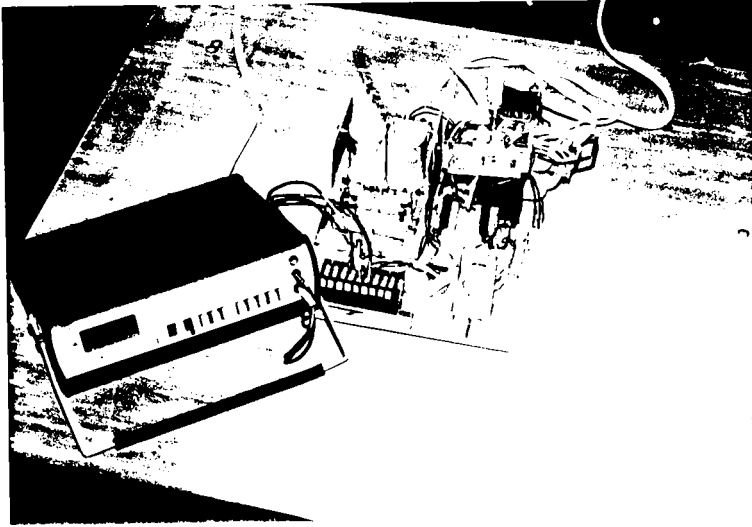


Fig.5.3. Sursa de alimentare pentru blocurile de comanda si reglare (0, 15V 1A, 112V 0,5A, 115V 0,6A, 121V 1A, filtrate, stabilizate si protejate la scurtcircuit.)

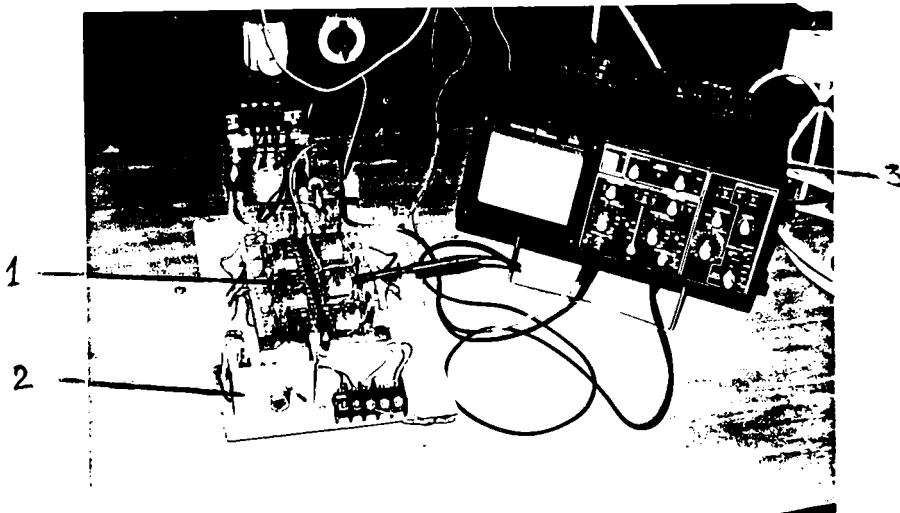


Fig.5.4. Dispozitiile de comanda pe grile

- 1 Placa dispozitiilor de comanda pe grile 1001 si 2 amplificatorilor de impulsuri AI
- 2 Sursa 112V/2A
- 3 Osciloscop cu doua canale tip "Hong Chang" 3502

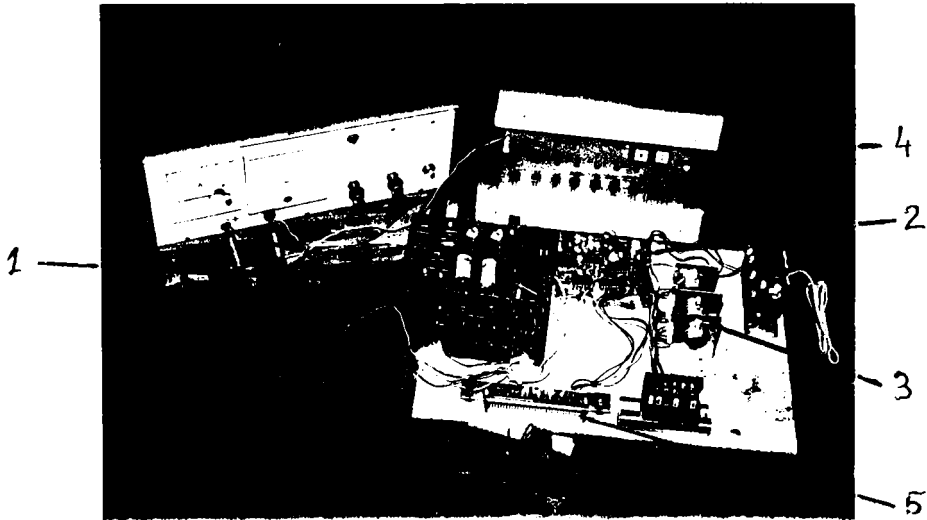


Fig. 5.5. Regulatorul de curent și blocul de comandă și echipamentul electroidraulic

- 1 Regulatorul de curent de tip EI
- 2 Placa logice de comandă a instalației
- 3 Echipamentul de putere pentru acționarea servodistribuitoarelor
- 4 Panoul logic de comandă și semnalizare
- 5 Sistemul conector mama fata între panoul logic de comandă și placa logica de comandă a instalației

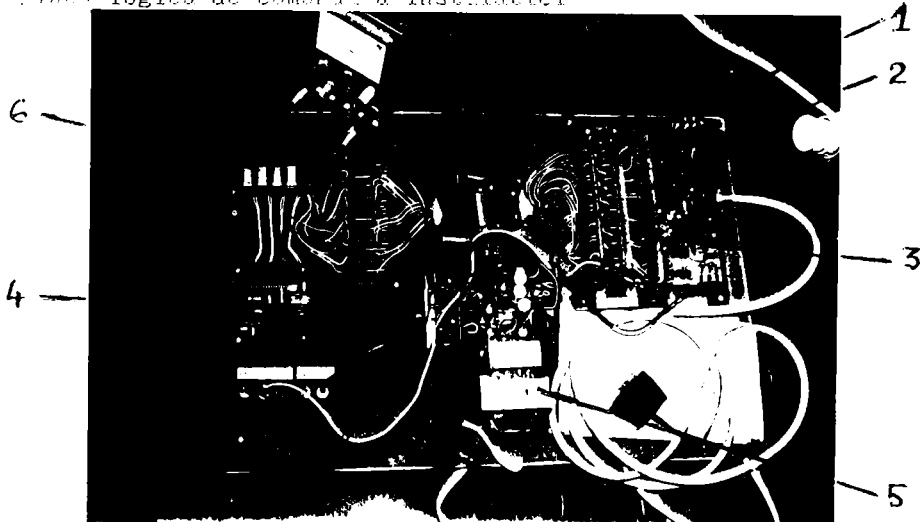


Fig. 5.6. Interfața serială dintre sistemul de calcul IC-VIII și model

- 1 Converter paralel serie 32/1 și sistemul de afișare pe LED-uri
- 2 Placa pentru programarea bitului de achiziție
- 3 Placa adaptare convertor paralel serie 32/1 și port intrare calculator
- 4 Converter analog numeric
- 5 Blocul sursei de alimentare
- 6 Afișajul de control pentru valorile scrișilor achiziționate



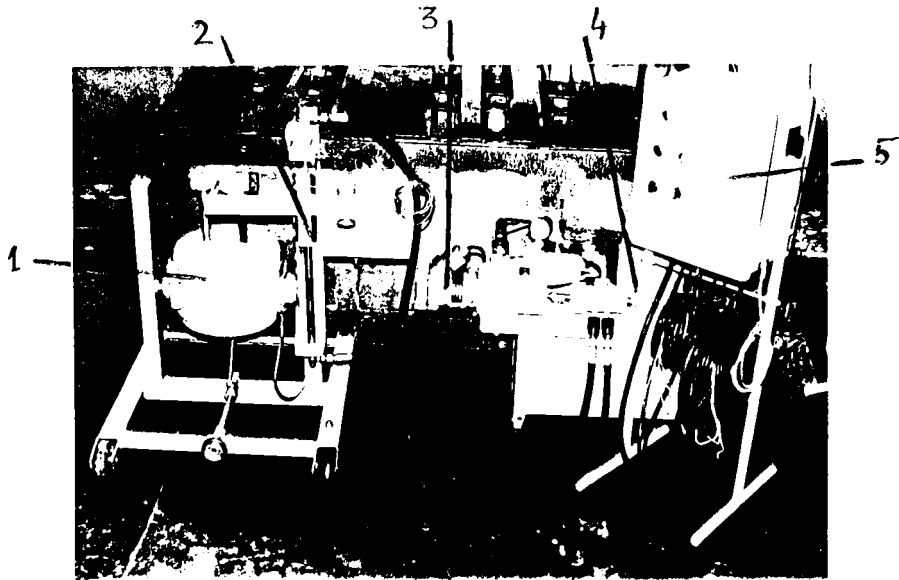


Fig. 7. Echipamentul electrohidraulic de tip proporțional și captorul cu doi electroti în boltă.

- 1. Captorul cu doi electroti în boltă
- 2. Cilindrul hidraulic pentru deplasarea sistemului pe electrod
- 3. Electrodistributivul proporțional de producție APB
- 4. Asamblajul pentru exemplul motor electric pompa hidraulică
- 5. Panoul electric de comandă al instalației electrohidraulice

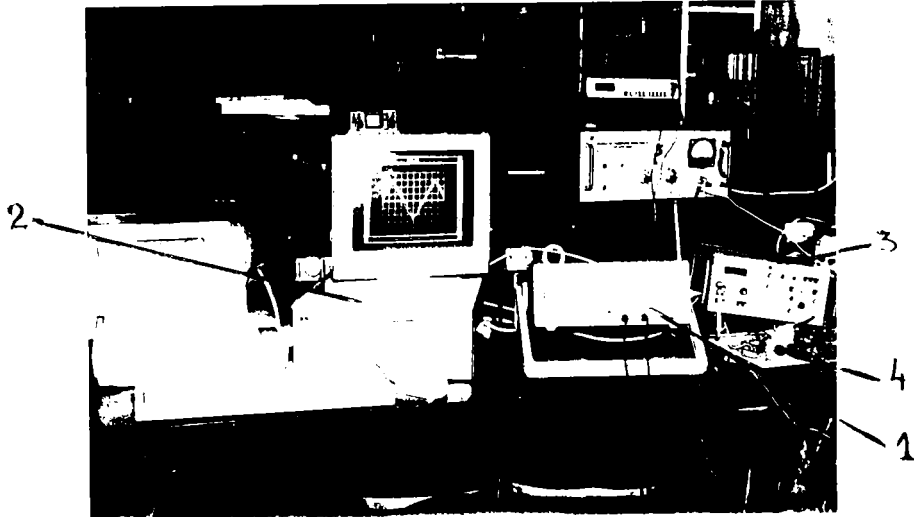


Fig. 8. Sistemul de achiziție și producție (tip TRIPOLIX) și eticheta de asamblare.

- 1. Osciloscop cu dublu canal, memorie digitală și interfață pentru cuplarea cu microcalculator IC - tip Tektronix 201
- 2. Sistem de control IC 386
- 3. Generator de impulsii
- 4. Traductor electronic de învelitoare TE

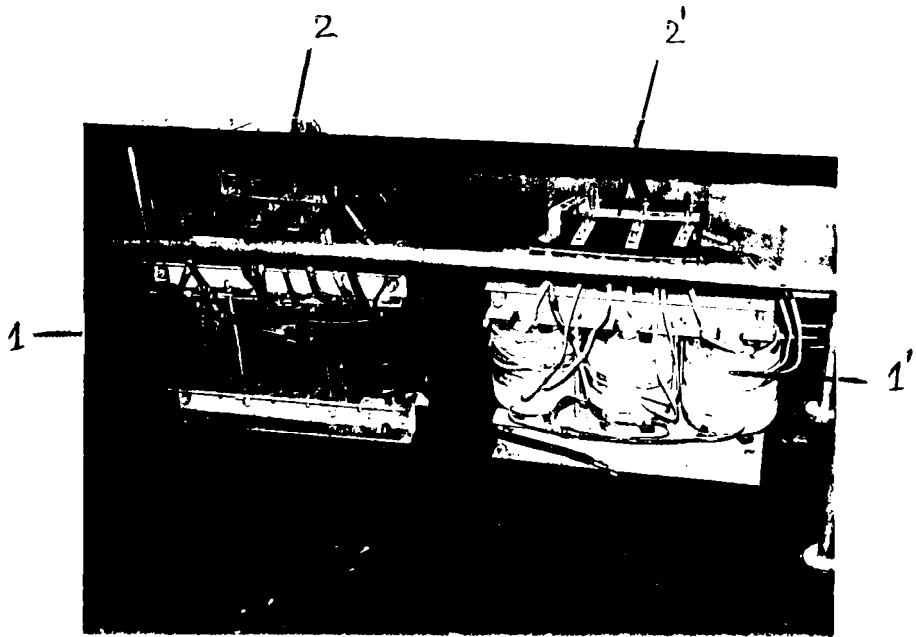


Fig 5.9. Transformatoarele de alimentare TP1 și TP2  
1,1 Transformatoarele de alimentare TP1 în conexiune Y Y  
respectiv TP2 în conexiune Y Δ  
2,2 Plăcile de borne ale transformatoarelor de alimentare  
cu punțile pentru schimbarea conexiunilor înfășurărilor  
secundare ale fiecărei faze a fiecărui transformator

electrohidraulic de tip proportional (fig.5.7) cat si cu unul cu caracteristica bipozitionala (fig.5.2). De asemenea, a fost utilizat un cuptor cu doi electrozi in bolta (fig.5.7), in special in faza preliminara a experimentarilor si pentru masurarea constantei de timp  $T_a$  a arcului electric, precum si un cuptor cu sase electrozi in bolta (fig.5.2), positionati optim cu programul prezentat in §.4.2 si Anexa 4, pentru masuratori termice in cuptor.

### §.5.2. PROGRAMUL DE MASURATORI SI EXPERIMENTARI

Programul de masuratori si experimentari s-a desfasurat in trei etape mari:

- 1.Masuratori si testari asupra subansamblelor instalatiei;
- 2.Punerea in functiune a instalatiei;
- 3.Masuratori si testari asupra instalatiei;

pe baza urmatoarelor program:

1. Verificarea functionala a schemei electrice de forta si comanda a buclei de curent;
2. Verificarea functionala a schemei electrice de forta si comanda a echipamentului electrohidraulic;
3. Masuratori si testari asupra transformatoarelor de forta ale instalatiei;
4. Reglarea si testarea surselor de alimentare ale instalatiei;
5. Verificarea functionala a echipamentului logic de comanda al instalatiei si masurari statice asupra lui;
6. Vizualizarea pe osciloscop si inregistrarea impulsurilor de comanda furnizate de dispozitivul de comanda pe grila DCG ;
7. Vizualizarea pe osciloscop si inregistrarea formelor de unda la traductorul de tensiune TT;
8. Vizualizarea pe osciloscop si inregistrarea formelor de unda la traductorul de curent TI;
9. Vizualizarea pe osciloscop si inregistrarea formelor de unda la traductorul de impedanta TZ;
10. Vizualizarea pe osciloscop si inregistrarea raspunsului indicial si ponderal al echipamentului electrohidraulic;
11. Realizarea buclei de curent si efectuarea de teste si

masuratori asupra acesteia;

12. Realizarea buclei de impedanta si efectuarea de teste si masuratori asupra acesteia;

13. Masurarea constantei de timp  $T_a$  a arcului electric de curent continuu;

14. Experimentari asupra amorsarii arcului electric;

15. Vizualizarea pe osciloscop a formelor de unda ale retelei de alimentare in conditiile functionarii instalatiei;

16. Vizualizarea pe osciloscop si inregistrarea formelor de unda ale tensiunii si curentului prin sarcina la iesirea puntii duodecafazate;

17. Experimentari asupra stabilitatii sistemului.

### **§.5.3. EXPERIMENTARI SI CONCLUZII**

#### **§.5.3.1. Generalitati**

Experimentarile au inclus masuratori in regim static si in regim dinamic.

Masuratorile in regim static au fost efectuate in mod clasic "punct cu punct", iar cele in regim dinamic, pentru evidentierea rezultatelor experimentale, au fost efectuate cu ajutorul unui sistem profesional de achizitie, prelucrare si prezentare grafica a informatiei, de tip TEKTRONIX ce include:

- un osciloscop cu memorie si interfata pentru calculatorul PC de tip TEKTRONIX 2201;
- calculatorul PC-386;
- imprimanta grafica LX-400.

Erorile garantate pentru acest sistem sunt  $\epsilon < 2\%$ , mult mai mici decat in sistemul clasic. (ce presupune masuratori "punct cu punct" si apoi realizarea grafica prin interventia operatorului). In §.5.3.6. sunt prezentate masuratori in regim dinamic asupra subsamblelor sistemului, la testare sau in functiune : traductoare, reglatoare, elemente de executie.

### §.5.3.2. Experimentari si concluzii la masurarea constantei de timp $T_a$ a arcului electric

Constanta de timp  $T_a$  a arcului electric definita in §.2.5. a fost masurata cu un echipament a carui schema bloc a fost prezentata in fig.2.6.

Experimentarile pentru determinarea constantei  $T_a$  au dus la stabilirea unei dependente :

$$T_a = f(I) \quad (5.1)$$

prezentate in fig.5.10.

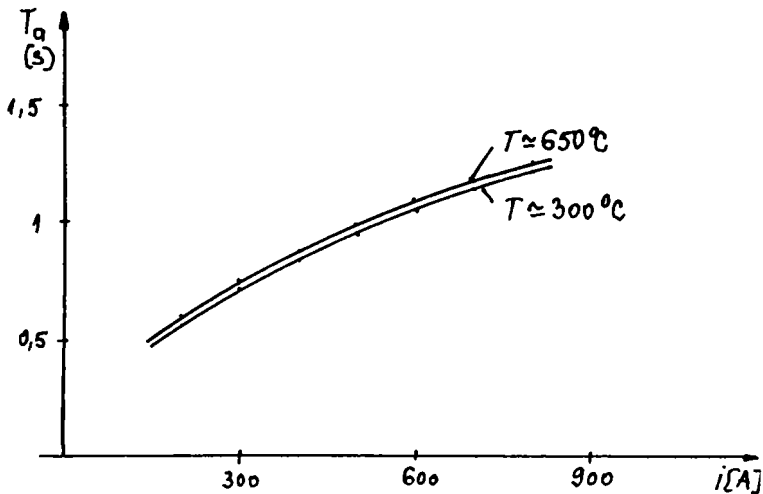


Fig.5.10 Dependenta constantei  $T_a$  de curentul prin arc  $I$  si temperatura din cuptor  $T_c$

Se evidentiaza urmatoarele aspecte :

1. Valoarea constantei  $T_a$  depinde de valoarea curentului  $I$  prin arc, crescand cu valoarea acestuia;
2. Valoarea constantei  $T_a$  depinde de valoarea temperaturii  $T$  din cuptor, marindu-se usor cu valoarea acesteia;
3. Valoarea constantei  $T_a$  depinde de parametrii electrici ai redresorului de putere, crescand cu inductivitatea echivalenta  $L_R$  a acestuia;

### §.5.3.3. Experimentari si concluzii la amorsarea arcului electric

Amorsarea s-a realizat prin primul procedeu prezentat in §.2.7. (scurtcircuit controlat).

S-au constatat urmatoarele :

1. Numarul de amorsari reusite NAR depinde de timpul cat electrozii sunt in contact cu metalul  $t_{c1}$ . S-a constatat ca exista doua valori limita pentru acesta, una inferioara  $t_{c1 \text{ inf}}$ , sub care amorsarea reusita este foarte improbabila, si una superioara  $t_{c1 \text{ sup}}$  peste care numarul de amorsari NAR creste foarte lent. (v. fig.5.11)

In conditiile concrete de testare existente s-a determinat valoarea  $t_{c1 \text{ sup}}$  ca fiind egala cu :

$$t_{c1 \text{ sup}} = 2,5 \text{ [s]} \quad (5.2)$$

2. Numarul de amorsari reusite NAR creste cu valoarea curentului de scurtcircuit controlat prin arc  $I^*_{sc}$ ; exista o valoare limita inferioara  $I^*_{sc \text{ inf}}$  sub care amorsarea este foarte improbabila; s-a determinat  $I^*_{sc \text{ inf}}$  :

$$I^*_{sc \text{ inf}} = 100 \text{ [A]} \quad (5.3)$$

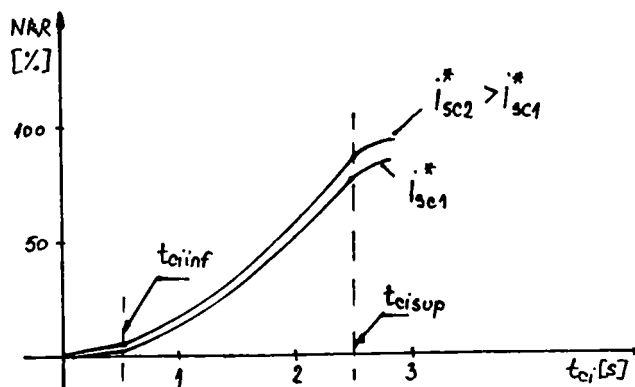


Fig.5.11. Dependenta numarului de amorsari reusite NAR de timpul de contact electrozi-metal  $t_{c1}$  si curentul prin arc  $I^*_{sc}$

#### **§.5.3.4.Experimentari si concluzii asupra stabilitatii arcului electric**

Experimentarile comparative pe cuptorul cu doi electrozi in bolta si cel cu sase electrozi in bolta au evidentiat urmatoarele :

1. Stabilitatea arcului este superioara la cuptorul cu doi electrozi in bolta fata de cel cu sase electrozi in bolta; la cuptorul cu sase electrozi in bolta este posibila amorsarea unuia sau mai multor arcuri intre electrozi si incarcatura, iar stingerea unuia dintre acestia conduce la necesitatea modificarii rapide a distantei l electrod-incarcatura deci la perturbari ale sistemului;
2. Stabilitatea arcului creste cu temperatura existenta in cuptor;
3. Nu s-au putut trage concluzii asupra stabilitatii arcului in functie de modul de dispunere a polaritatii (+) (-) pe cei sase electrozi;

#### **§.5.3.5.Experimentari si concluzii asupra determinarii unghiului critic $\alpha_{cr}$**

S-au facut experimentari pentru determinarea unghiului critic  $\alpha_{cr}$  asupra unui redresor trifazat in punte M6 si unui redresor duodecafazat M12. S-a constatat ca in ambele situatii unghiul critic real  $\alpha_{cr R}$  este superior unghiului critic teoretic  $\alpha_{cr T}$ . S-a estimat ca :

$$\alpha_{cr R} = 1,1 \alpha_{cr T} \quad (5.4)$$

#### **§.5.3.6.Experimentari si concluzii asupra dinamicii echipamentului**

In acest paragraf sunt prezentate selectiv cateva din diagramele obtinute cu echipamentul Tektronix amintit

anterior.

In fig.5.12 este prezentata forma impulsurilor obtinute la iesirea D.C.G.. Latimea optima  $T_p$  a lor a fost determinata prin calcul si apoi ajustata experimental; se constata ca :

$$T_p = \frac{6,5}{16,4} * 5ms = 1,98 ms \quad (5.5)$$

O durata prea scurta  $T_p$  conduce la neamorsarea tiristorului, iar o durata prea mare la inrautatarea fenomenului de comutatie.

In fig.5.13 este prezentata determinarea experimentală a constantei de timp  $T_{TT}$ , a traductorului de tensiune TT; se constata ca aceasta este :

$$T_{TT} = \left(\frac{2}{16,4}\right) * 2ms = 0,24 [ms] \quad (5.6)$$

In fig.5.14 este prezentat raspunsul traductorului de tensiune TT la un semnal periodic dreptunghiular la frecventa de taiere a acestuia; in acest fel, din diagrama se constata ca aceasta frecventa este aproximativ :

$$f_{TT} = 400 [Hz] \quad (5.7)$$

In fig. 5.15 este determinata experimental constanta de timp  $T_{TI}$  a traductorului de curent TI; se constata ca aceasta este

$$T_{TI} = \frac{12}{16,4} * 20ms = 14,6 [ms] \quad (5.8)$$

In fig.5.16 este prezentat raspunsul traductorului de curent TI la un semnal periodic dreptunghiular la frecventa de taiere a acestuia; din diagrama se constata ca aceasta frecventa este:

$$f_{TI} = 27 [Hz] \quad (5.9)$$

In fig.5.17 este prezentata determinarea experimentală a functiei de transfer a traductorului de impedanta TZ la o frecventa din banda normala de lucru a traductorului; se



constata ca liniaritatea L% este mai slaba la capetele de banda. In zona mediana AB liniaritatea L% este :

$$L\% > 5\% \quad (5.10)$$

Aceasta liniaritate corespunde pentru valori ale semnalelor de intrare :

$$U_{IT} = 2...8 \text{ V} \quad (5.11)$$

$$U_{IT} = 20...80 \text{ mV} \quad (5.12)$$

Aceste valori corespund unui domeniu maxim de reglaj al impedantei Z de cca. :

$$\frac{K_{Z \min}}{K_{Z \max}} = \frac{\frac{2 \text{ V}}{80 \text{ mV}}}{\frac{8 \text{ V}}{20 \text{ mV}}} = 1 : 16 \quad (5.13)$$

Avand in vedere ca sistemul analizat este puternic nelinier, se considera ca liniaritatea data de relatia (5.13) este acceptabila, dar domeniul maxim de reglaj al impedantei este redus.

In conditiile acceptarii unei neliniaritati de cca. 15% pentru traductorul de impedanta TZ domeniul maxim de reglaj al impedantei devine :

$$\frac{K_{Z \min}}{K_{Z \max}} = \frac{\frac{1,2 \text{ V}}{120 \text{ mV}}}{\frac{10 \text{ V}}{15 \text{ mV}}} = 1 : 67 \quad (5.14)$$

In fig.5.18 este prezentata determinarea constantei de timp  $T_{fAHP}$  a actionarii electrohidraulice proportionale AHP constatandu-se ca acesta are valoarea :

$$T_{fAHP} = \frac{14}{16,4} \cdot 0,5s = 0,42 \text{ [ms]} \quad (5.15)$$

In fig.5.19 este prezentata dinamica sistemului AHP la o excitatie triunghiulara cu frecventa  $f=22\text{Hz}$ .

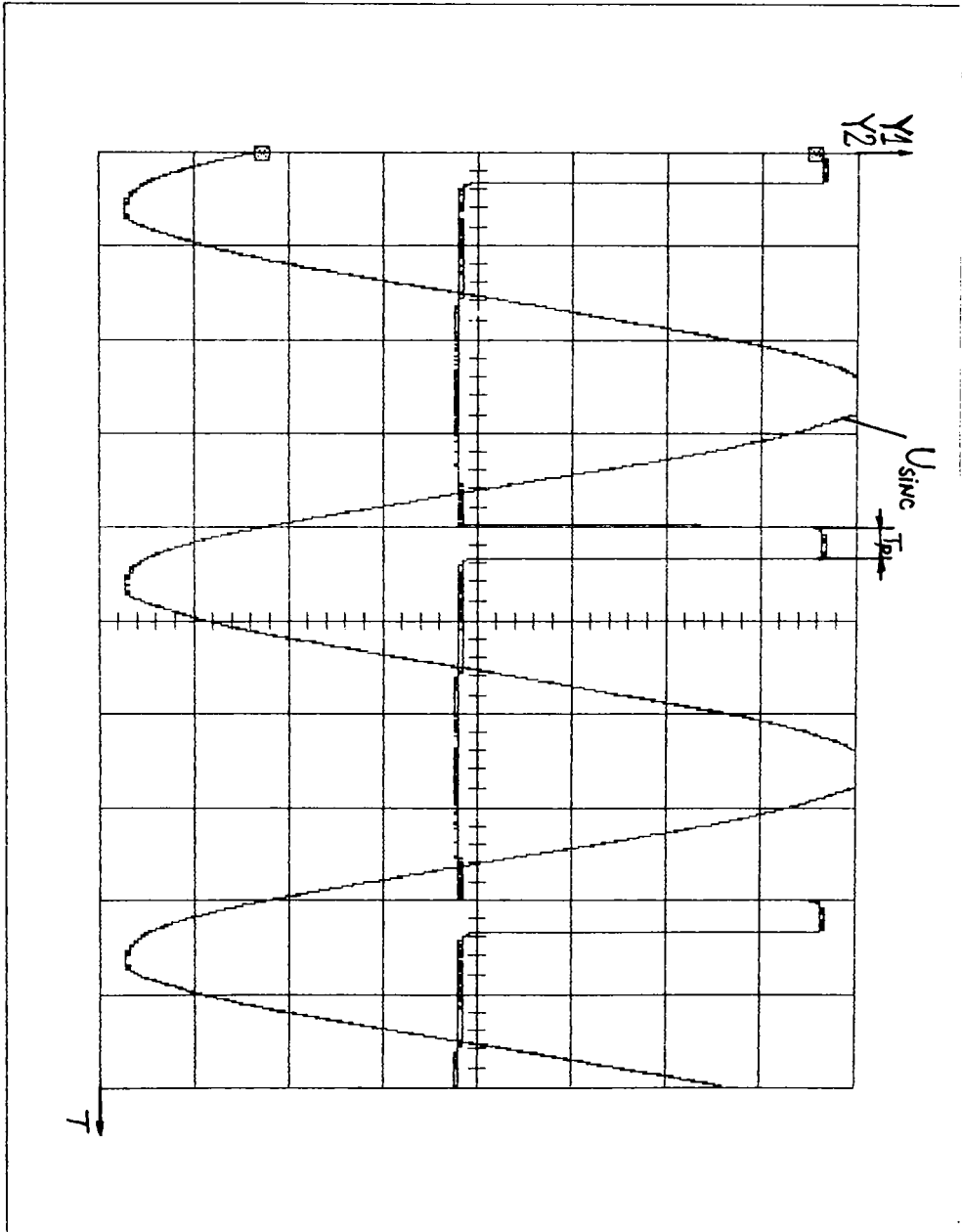


Fig.5.12 Impulsurile furnizate de D.C.G.

Y1 = 50V/div

Y2 = 5V/div

T = 5ms

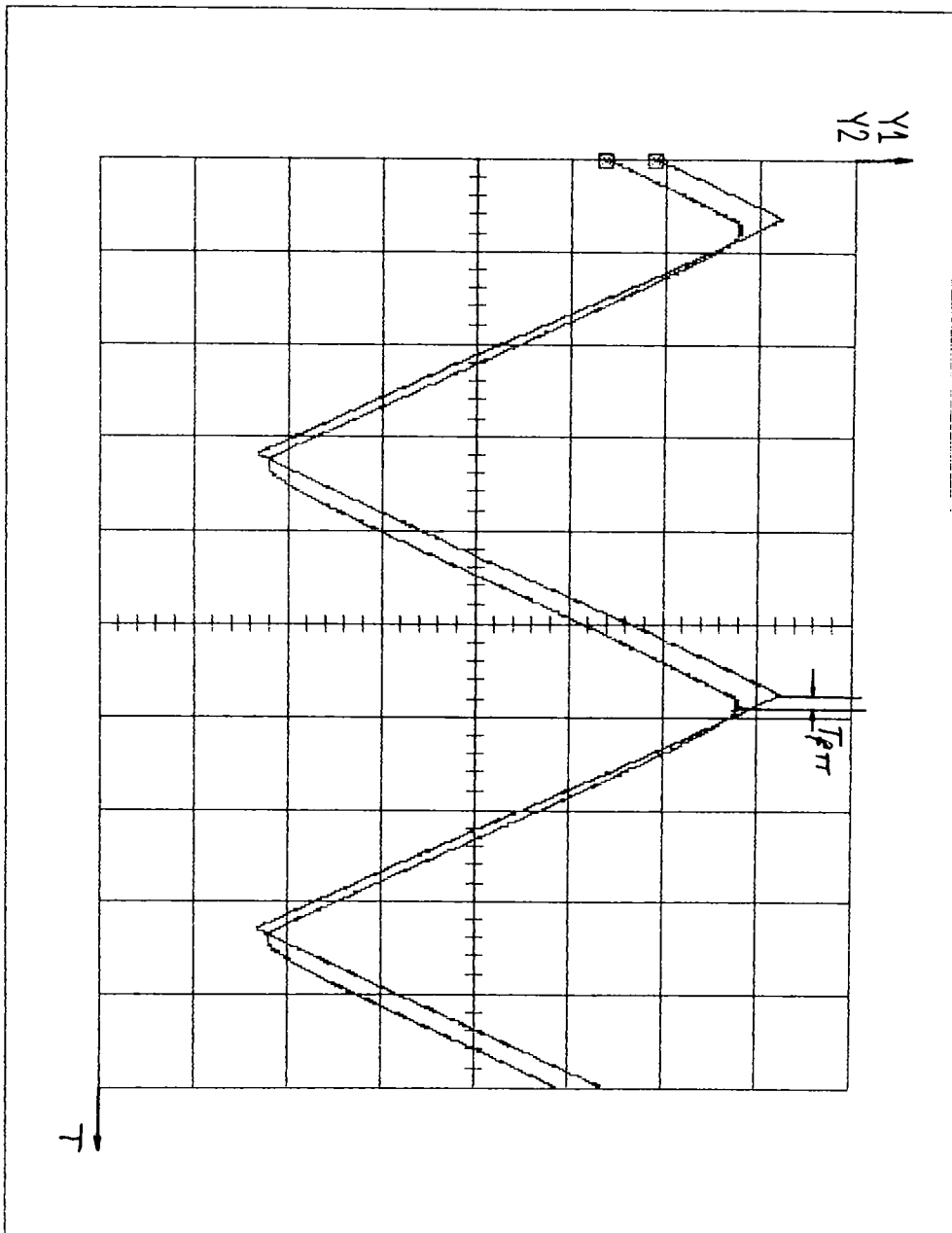


Fig.5.13 Determinarea experimentală a constantei de timp  $T_{PTT}$  a traductorului de tensiune TT prin răspunsul la un semnal triunghiular cu  $f=100$  Hz

$Y1 = 5V/div$

$Y2 = 0.5V/div$

$T = 2ms$

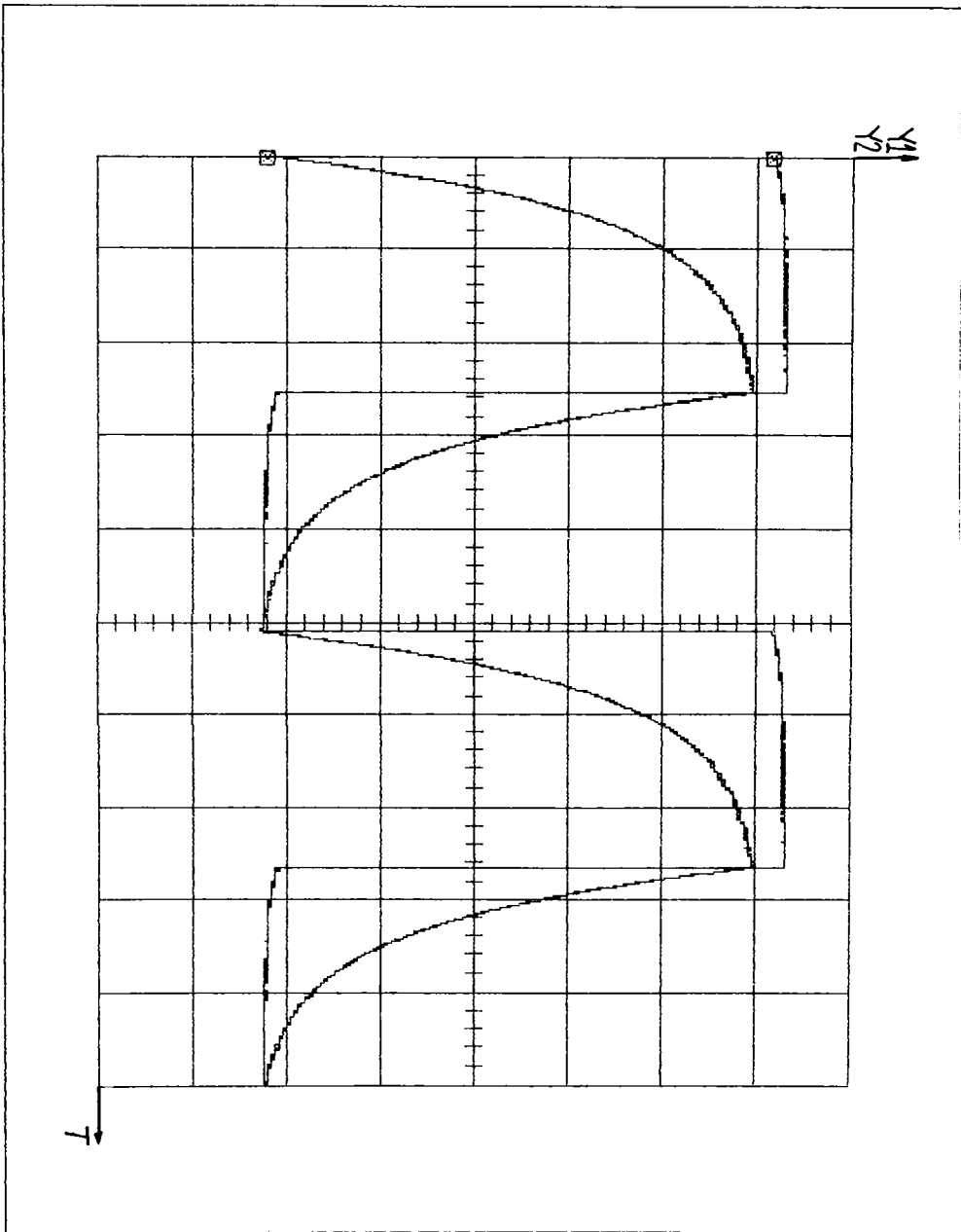


Fig.5.14 Determinarea experimentală a frecvenței de tăiere ( $f=400\text{Hz}$ ) al traductorului de tensiune TT prin răspunsul la un semnal dreptunghiular

Y1 = 5V/div

Y2 = 0.5V/div

T = 0.5ms

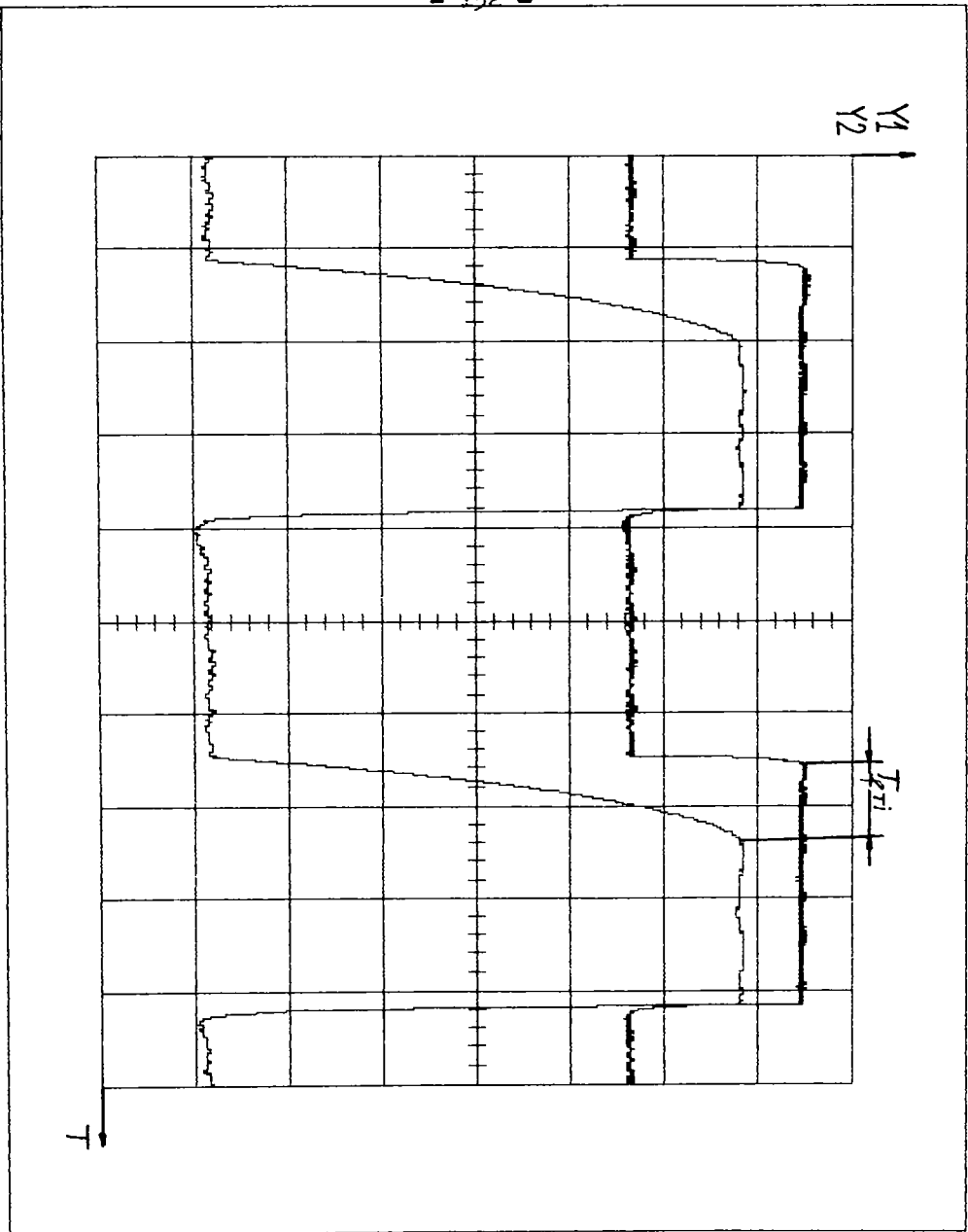


Fig.5.15 Determinarea experimentală a constantei de timp  $T_{fri}$  a traductorului de curent TC prin răspunsul la un semnal dreptunghiular la  $f=10$  Hz

Y1 = 50mV/div

Y2 = 0.5V/div

T = 20ms

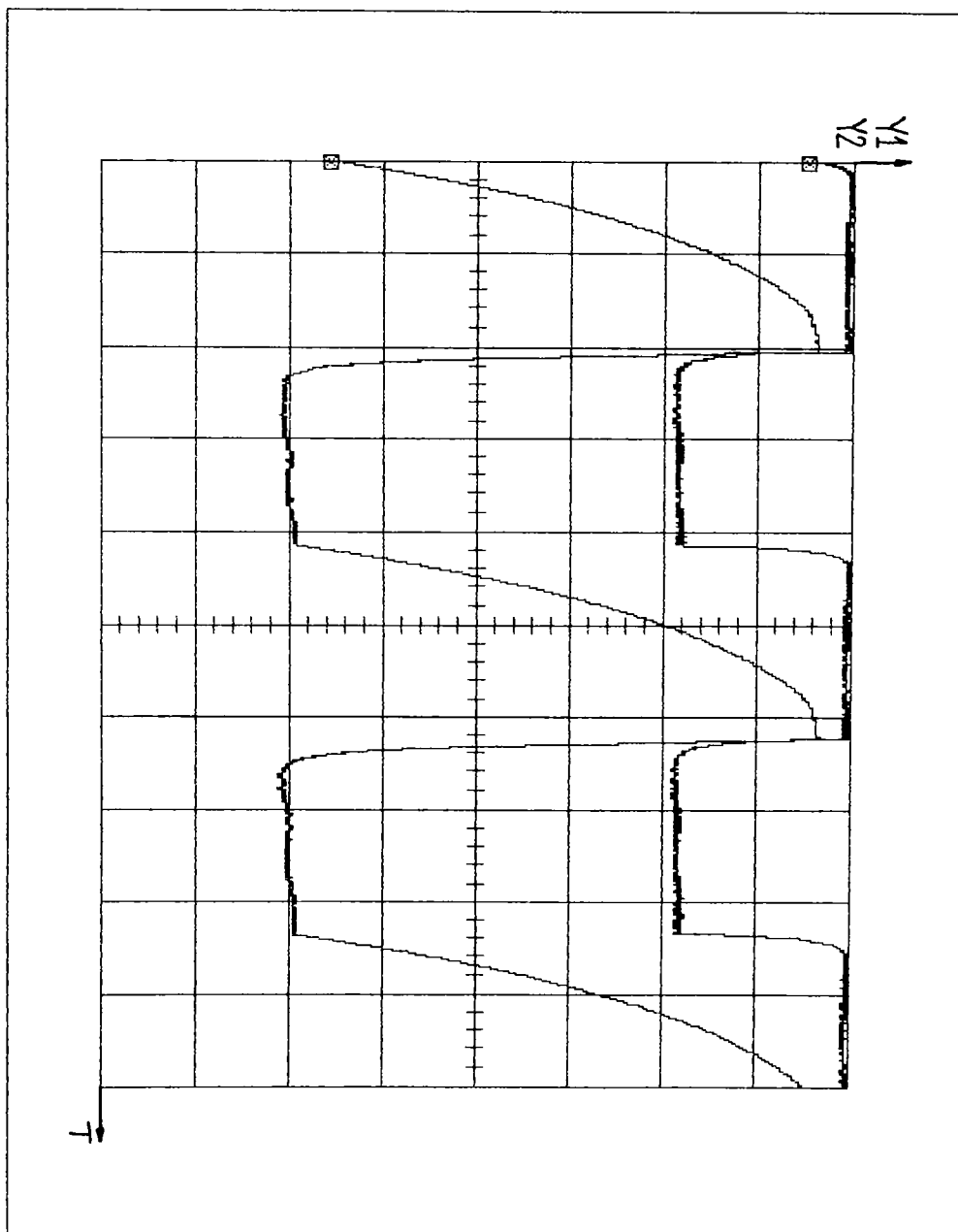


Fig.5.16 Determinarea experimentală a frecvenței de tăiere ( $f_T=27\text{Hz}$ ) al traductorului de curent TC prin răspunsul indicial

Y1 = 50mV/div

Y2 = 0.5V/div

T = 10ms

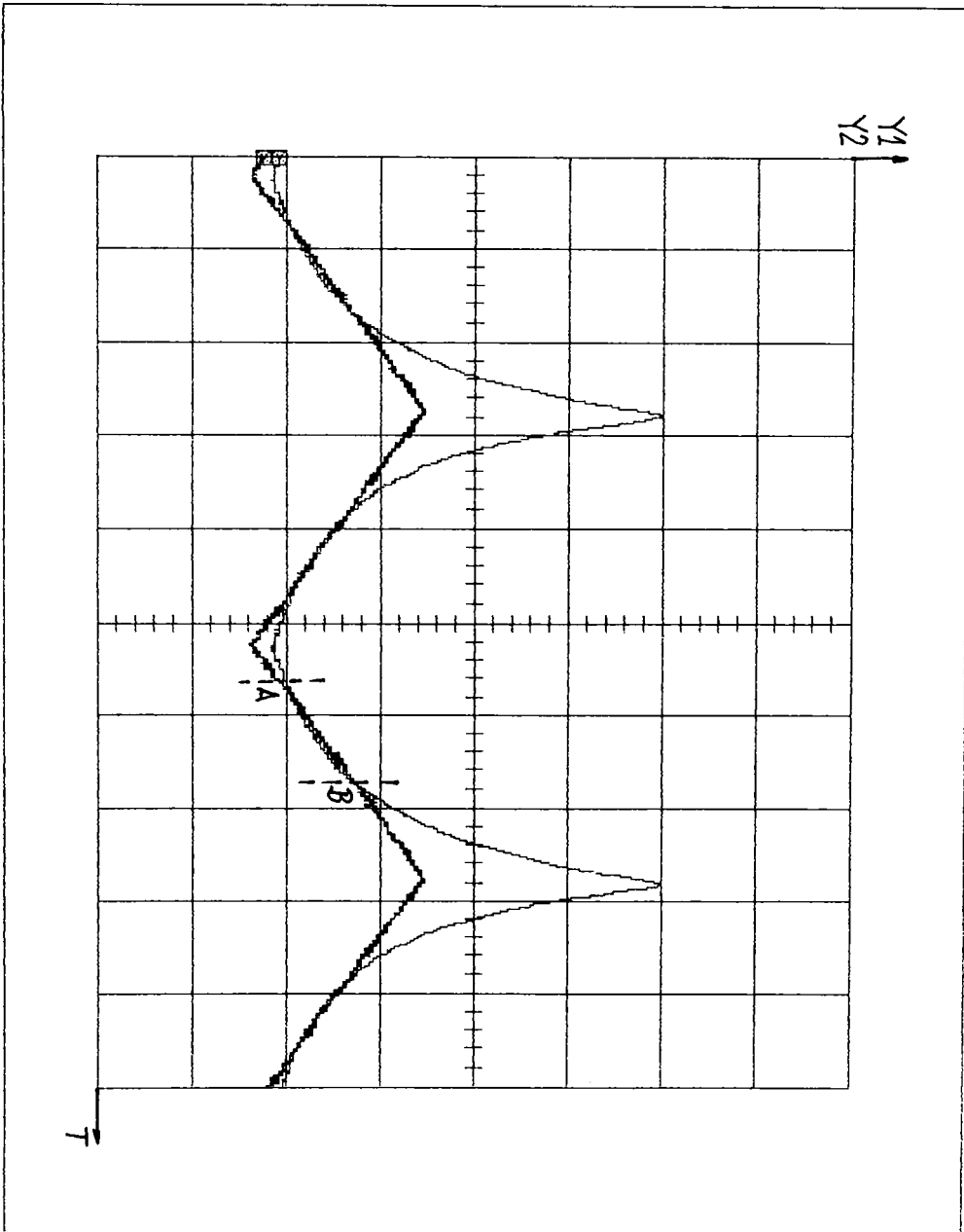


Fig.5.17 Determinarea experimentală a funcției de transfer a traductorului de impedanță TZ

Y1 = 50 mV/div

Y2 = 2 V/div

T = 20 ms

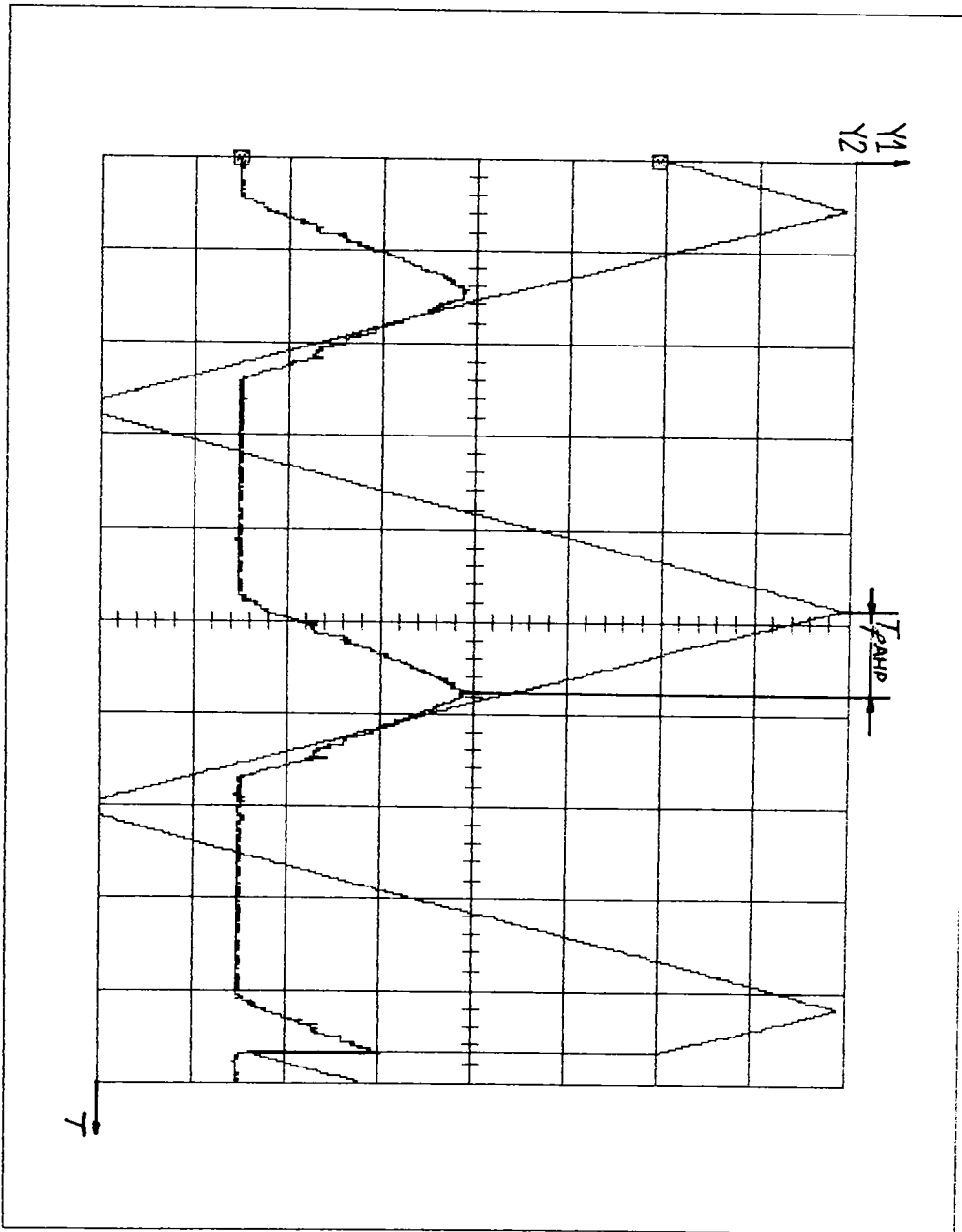


Fig.5.18 Determinarea experimentală a constantei de timp  $T_{RAMP}$  a acționării electrohidraulice prin răspunsul la un semnal triunghiular cu  $f=4.75$  Hz

Y1 = 0.1 V/div

Y2 = 2 V/div

T = 0.5 s



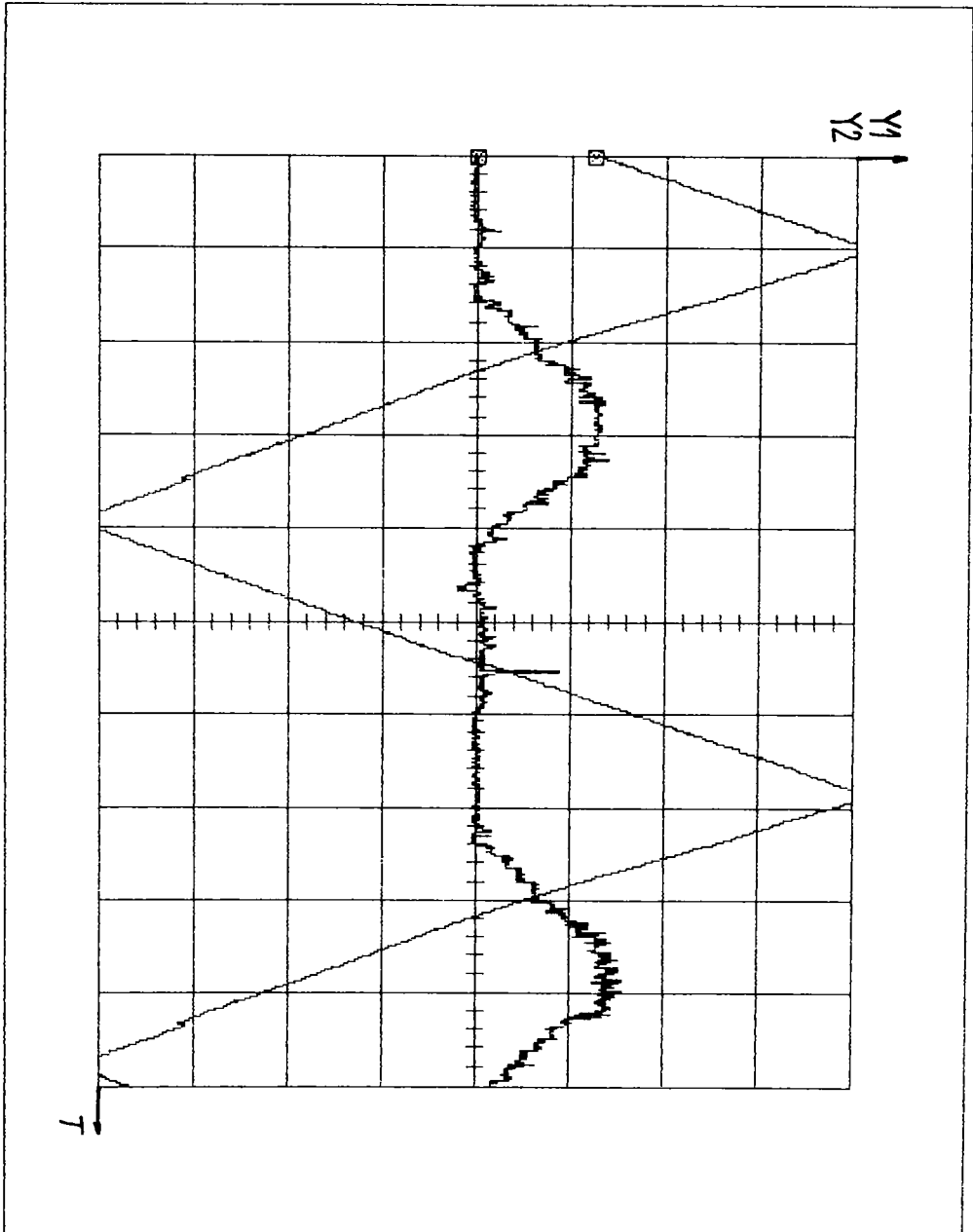


Fig.5.19 Raspunsul sistemului electrohidraulic la un semnal triunghiular cu frecventa  $f = 22$  Hz.

Y1 = 50 mV/div

Y2 = 2 V/div

T = 0.1 s

Caracteristica de transfer a servovalvei proportionale folosite este prezentata in fig.5.20

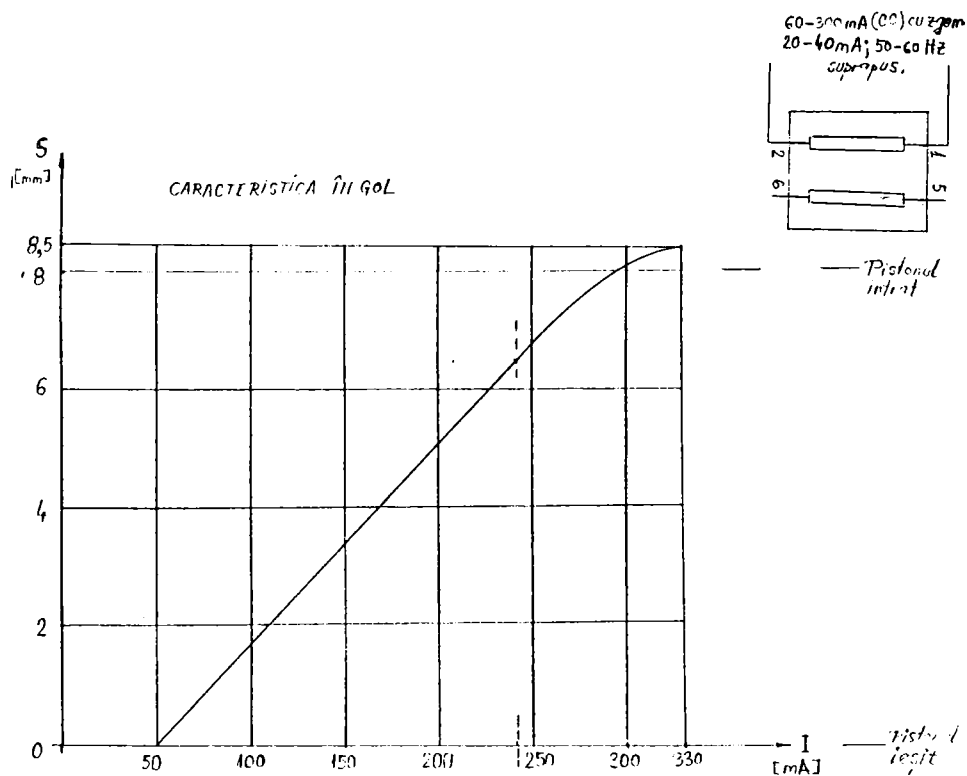


Fig.5.20. Caracteristica de transfer a servovalvei proportionale

In fig.5.21 este prezentata forma curentului si tensiunii prin puntea duodecafazata M12 la unghi de conductie maxim  $\beta_{max}$ .

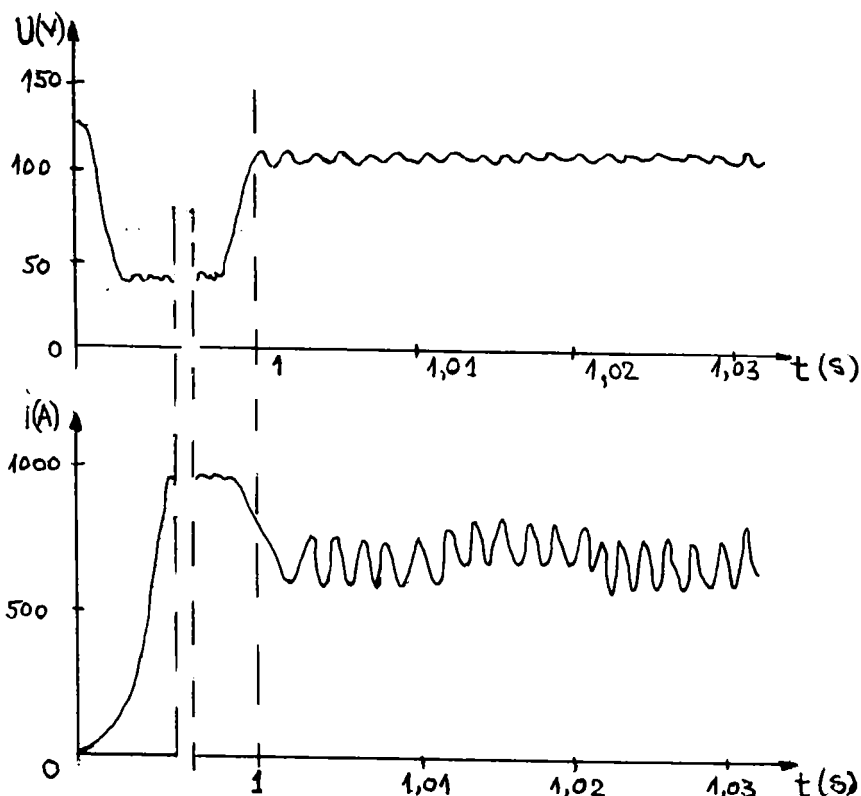


Fig.5.21.Curentul si tensiunea prin arc la mutatorul M12

Diagramele prezentate permit atat evidentierea performantelor sistemului realizat, cat si a modului de efectuare a masuratorilor.

#### §.5.4. CONCLUZII FINALE

In prezenta lucrare s-au abordat si solutionat o serie de probleme teoretice si aplicative intr-o tematica noua de larga preocupare tehnica internationala si cu realizari minime la nivel national. In rezumat, principalele contributii originale aduse la studiul cuptoarelor cu arc electric de curent continuu se considera a fi :

1. S-a aratat ca sub aspectul performantelor si al produselor obtinute, complexele cu arc electric de curent continuu pentru

elaborarea otelurilor sunt superioare instalatiilor similare in curent alternativ si celor clasice ( \$ 1.1 ; \$ 1.2 ; Anexa2). Pe baza bibliografiei si a cercetarilor proprii, s-au evidentiat un numar de 25 avantaje ale CAECC fata de CAECA si doar doua dezavantaje majore ( \$ 1.2 );

2. S-a demonstrat ca in conditii similare de functionare, pierderile electrice globale in retea scurta in CAECC si CAECA sunt comparabile, usor mai mici pentru CAECC, iar in zonele de optim :  $P_{ech.c.c.opt} < P_{ech.c.a.opt}$  ( \$ 1.3 );

3. S-au analizat fenomenele de suprafata si volum din arcul electric de curent continuu directionat pe cuptorul cu arc electric de curent continuu, in asa maniera, incat sa evidentieze cat mai direct proprietati fizice ale plasmii din cuptor, cu utilitate imediata asupra CAECC. ( cap II );

4. S-a evidentiat o legatura matematica intre fenomenele fizice din arc si consumul de electrozi ( \$ 2.3.1 );

5. S-a stabilit expresia curentului electric prin plasma arcului pentru domeniul de valori intalnite in complexele CAECC ( \$ 2.4 );

6. S-a stabilit un model electronic original al arcului de curent continuu, prin a carui analiza pot fi descrise fenomene electrotermice din arc si cuptor ( \$ 2.5 );

7. S-a definit pe baza modelului electric creat, constanta de timp  $T_a$  a arcului electric, evidentiindu-se si importanta acesteia ( \$ 2.5 );

8. S-a indicat o metoda facila de masurare a constantei arcului electric  $T_a$  si s-a realizat un echipament cu care s-au facut masuratori ale constantei  $T_a$  ( \$ 2.6 ). S-a constatat ca valoarea acesteia creste usor cu valoarea curentului prin arcul electric si depinde de parametrii electrici ai redresorului de putere, crescand cu valoarea inductivitatii echivalente a acestuia ( \$ 5.3.2 );

9. S-au prezentat, pe baza studiilor intreprinse, posibilitati teoretice si modalitatile practice de amorsare ale arcului electric si se prognozeaza ca metoda de perspectiva pentru amorsare, cea bazata pe crearea tensiunii de strapungere  $U_a$ , datorita solicitarii electromecanice mai reduse a instalatiei si a pierderilor electrice mai mici in sistem ( \$ 2.7 );

10. S-a conceput schema bloc a cuptorului cu arc de curent continuu, evidentiindu-se complexitatea sistemului de reglare, care evolueaza intr-un spatiu cvadridimensional si s-a determinat functia de transfer generala a acestuia ( § 3.1; § 3.2 );

11. S-a aratat ca datorita neliniaritatilor mari din sistem, sunt necesare modelari specifice ale instalatiei pentru diverse situatii de reglaj ; in acest sens s-au definit si prezentat doua modalitati efective de reglare a parametrilor arcului electric, determinandu-se functiile de transfer si anume pentru cazul reglarii curentului I prin arc respectiv al reglarii impedantei Z a arcului electric ( § 3.2.2 ; § 3.2.3);

12. S-au analizat calitativ si cantitativ posibilele tipuri de redresoare ce pot fi utilizate pentru producerea arcului de curent continuu si s-a demonstrat prin tabelele si graficile obtinute ca varianta optima o constituie redresorul comandat dodecafazat, notat M12 ( § 3.3; § 4.1 Anexa 3.1 ) ;

13. S-au definit, calculat si s-a prezentat importanta a doi noi indici de calitate relativi ai redresoarelor comandate si anume ( § 3.3.3.3 ):

A. Coeficientul de elasticitate al tensiunii medii redresate  $KE_a$ ;

B. Coeficientul de elasticitate al tensiunii efective redresate  $KE_{er}$ ;

14. S-a aratat ca pentru conducerea performanta a cuptorului cu arc de curent continuu, este necesara utilizarea sistemelor de reglare adaptiva; in acest sens s-a proiectat si realizat un regulator acordabil prin calculator, bazat pe modificarea liniara a rezistentei dren - sursa rps , a unui tranzistor de tip TEC-J ( § 3.7; § 3.8.4 );

15. S-au cercetat posibile tipuri de actionari electrohidraulice utilizate la deplasarea sistemului portelectrozi, rezultand ca atat cele bipozitionale cat si cele proportionale sunt performante ; echipamentul proportional permite obtinerea unei dinamici optime a actionarii ( § 3.8 ; § 5.3.6 );

16. S-a conceput si realizat intr-un mod original elementul instalatiei considerat cheie de catre autor: traductorul de impedanta TZ ,care ulterior implementat pe model, a dat bune

rezultate ; s-a constatat ca neliniaritati ale traductorului in limita a 15% ,nu influenteaza calitatea reglariei in situatia utilizarii pentru deplasarea sistemului portelectrozi, a echipamentului electrohidraulic proportional ( § 3.8.3;

§ 5.3.6 ) ;

17. S-a definit, proiectat si realizat elementul de prescriere complex EPC; prin particularizarea acestuia si utilizarea lui drept element de prescriere pentru curentul  $I^*$  si impedanta  $Z^*$  in experimentarile pe model, s-a imbunatatit substantial repetabilitatea experimentarilor fata de situatia utilizarii a doua potentiometre pentru prescrierea lui  $I^*$  si  $Z^*$  ( § 3.9; § 4.3; Anexa 5 );

18. S-a determinat campul termic intr-un cuptor cu 6 electrozi in bolta in situatia arcurilor lungi si scurte si s-a evidentiat locul optim de amplasare al acestora din punct de vedere al uniformitatii campului in cuptor, ca fiind situat la cca. 4/5 pe raza fata de centrul cuptorului; de asemenea s-a calculat ca punctele de maxima intensitate termica se obtin pe razele pe care sunt dispusi electrozii, iar cele de minim se obtin pe bisectoarele a doua raze consecutive, pe care se afla electrozii( § 3.10; § 4.2; Anexa 4 );

19. S-au prezentat doi algoritmi generali de conducere, utilizabili intr-un cuptor cu arc electric de curent continuu ( § 3.11 );

20. S-a prezentat o modalitate de concepere a echipamentului logic de comanda bazat pe scrierea ecuatiilor de stare, ceea ce permite utilizarea proiectarii asistate de calculator si s-a exemplificat realizarea acestuia pentru modelul creat; pentru simplificarea proiectarii s-a utilizat circuitul integrat SAS 560S care efectueaza functia logica data de rel.(3.168), cu presetarea canalului  $A_1$  ( § 3.12 ).

21. S-a prezentat un algoritm general pentru conducerea performanta a unui CAECC. Dintre problemele ce trebuiesc solutionate se considera ca doua prezinta o dificultate deosebita : a) cea referitoare la identificarea sistemului in timp real; b) cea referitoare la calculul parametrilor de reglare adaptivi. Se considera ca modul de solutionare a acestora contribuie, in mod esential, la calitatea performantelor sistemului (§.4.4);

22. In urma cercetarii si experimentarilor efectuate asupra amorsarii arcului electric prin scurtcircuit controlat ,s-a constatat existenta a trei domenii in planul "numar de amorsari reusite NAR - timp de scurtcircuit  $t_{c1}$ " : a) sub un timp minim de contact electrozi-incarcatura  $t_{c1inf}$  ,amorsarea arcului electric nu se produce (eventual la curenti  $I_{sc}$  foarte mari); b) peste un timp superior de contact electrozi-incarcatura  $t_{c1sup}$  ,amorsarea arcului depinde foarte slab de curentul de scurtcircuit  $I_{sc}$ ; c) pentru valori  $t_{c1inf} < t_{c1} < t_{c1sup}$  timpul  $t_{c1}$  depinde dupa o curba in "S" de curentul de scurtcircuit  $I_{sc}$  (§.5.3.3);

23. Stabilitatea sistemului pentru mentinerea si amorsarea arcului este invers proportionala cu numarul de arcuri electrice ce exista la un moment dat si creste usor cu temperatura existenta in cuptor (§.5.3.4);

24. S-au micorata erorile de masura si prelucrare sub 2% si s-au obtinut prelucrari grafice de maxima credibilitate prin folosirea unui echipament profesional pentru achizitie, prelucrare si prezentare grafica, de tip Tektronix;

A N E X A 1

Tabel T1.

-----						
Complexele cu arc electric de curent continuu in functiune						
-----						
Nr. crt.	Operator Tara	Anul in- stalariei	Capaci- tate (t)	Putere insta- lata MW/MVA	Constructor	Obs.
-----						
1	IRSID-Franta	1976	7	4,5/-	Clecim/Davy	-
2	RWTH Aachen-Germania	1981	0,2	0,4/-	MAN GHH	Furnal test
3	SMS Schloeman-Siemag Germania	1982	12	6/-	MAN GHH	Pro- totip
4	MS & A-Africa de Sud	1984	75	-/16	ABB	-
5	Kawasaki Steel Japonia	1985	5	-/2	ABB	-
6	Nucor Corp.-SUA	1985	35	11,5/	MAN GHH	-
7	SME-Franta	1985	75	60/82	Clecim/Davy	-
8	Florida Steel-SUA	1986	30	-/18	ABB	-
9	INCO-Canada	1987	5	-/2	ABB	-
10	Deltasider Steel Italia	1987	30	-/22	Aosta	-
11	Topy Industries Japonia	1988	3,5	15/-	MAN GHH/NKK	-
12	Daido Steel-Japonia	1989	20/25	10/12	Clecim/Davy	-
13	Degussa-Japonia	1989	5	-/2	ABB	-
14	NS & A-Africa de Sud	1989	110	-/40	ABB	Plati na
15	Tokyo Steel Co Ltd. Japonia	1989	130	60/-	MAN GHH/NKK	-
16	ASO Siderurgica Italia	1990	35	-/6	ABB	-
17	Kawasky Steel Japonia	1990	100/125	82/100	Clecim/Davy	-
18	Kyoci Steel Ltd. Japonia	1990	60	40/-	MAN GHH/NKK	-
19	MEFOS-Suedia	1990	5	-/2,5	ABB	Apl. sp.
20	Charter Steel-SUA	1991	70	-/42	ABB	-
21	Florida Steel-SUA	1991	60	40/44	DVAI	-
22	Kobe Steel-Japonia	1991	30	20/-	MAN GHH	-
23	Southern Iron & Steel Works-Norvegia	1991	80	-/67	ABB	-
24	Nakayama Steel Japonia	1991	75	52/68	Clecim/Davy	-
25	Diler Demir Celik Turcia	1992	80	-/67	ABB	-
26	DINC-Turcia	1992	30	-/20	ABB	-
27	Dong Kok Steel Ltd. Korea	1992	100	65/-	MAN GHH/NKK	-
28	HSM-Korea	1992	50	-/35	ABB	-



Nr. crt.	Operator Tara	Anul instalarii	Capacitate (t)	Putere instalata MW/MVA	Constructor	Obs.
29	Hwan Young Steel Korea	1992	100	-/107	ABB	-
30	Kyoci Steel Ltd. Japonia	1992	110	60/-	MAN GHH/NKK	-
31	Korea Iron & Steel Korea	1992	120	65/-	MAN GHH/NKK	-
32	Nakayama Kogyo Japonia	1992	70	78/-	MAN GHH	-
33	Nat Steel Ltd. Singapore	1992	55	-/53	ABB	-
34	Nippon Steel-Japonia	1992	75		Clecim/Davy	-
35	Nucor Corp-SUA	1992	2*150	2*80	MAN GHH	-
36	Tokyo Steel Co Ltd. Japonia	1992	150	70/-	MAN GHH/NKK	-
37	Tung Ho-Taiwan	1992	100/110	82/100	Clecim/Davy	-
38	ESSAR Steel-India	1993	150	-/180	Clecim/Davy	-
39	ASO Siderurgica Italia	1993	40	-/25	ABB	-
40	Kromon Celik-Turcia	1993	80	-/75	ABB	-
41	Mitsubishi Steel Japonia	1993	120	-/75	ABB	-

A N E X A 2

Tabel T 2.1

-----  
**Comparatie intre consumul de electrozi la diferite firme intre  
 complexe, cu arc electric de curent continuu si curent  
 alternativ pentru diverse capacitati instalate**  
 -----

Firma	Capaci- tatea (t)	Puterea (MVA)	Electrozi consumati (kg/t)	
			DC	AC
Mefos	7	4,5	2,3	5,0
SMS's foundry	12	9	1,8	6,7
Florida's tampa	35	18	1,589	4,5
Nucor's Darlington	30	17,2	1,589	4,5
SME	75	83	1,8	-
Tokyo's Kita-Kyushu	130	100	1,1	-

Tabelul T 2.2

-----  
**Comparatie intre nivelul de zgomot masurat pe octava si la 4m  
 de un complex de 12t in curent continuu si unul in curent  
 alternativ**  
 -----

Instala- tia	Nivel de zgomot[dB]								
	-----								
Fercventa de masura a zgo- motului(Hz)	31,5	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
	Complex AC-12t	108	117	106	105	100	91	81	71
Complex DC-12t	87	97	94	92	86	74	64	58	

Label T 2.3

Comparatie intre masa de praf captata dintr-un cuptor de 25t alimentat in curent continuu si unul alimentat in curent alternativ

Proces	Masa de praf extras intr-o ora [kg/h]	
	DC	AC
Topire	6,26	52,5
Afanare	11,6	69,7

Label T 2.4

Sporul de asimilare de elemente de aliere pentru diferite marci de otel la un complex de 12t cu arc, de curent continuu comparativ cu unul de curent alternativ

Elemente de aliere	Sporuri de asimilare [%] pentru diferite marci de oteluri			
	X12M	X12MF	RM5	0,8X18H10T
Cr	5,5	30,0	15,0	7,0
Ni	-	-	-	1,0
W	-	-	12,0	-
Mo	15,0	14,0	2,5	-
Ti	-	-	-	18,0
Mn	32,0	30,0	37,0	35,0
Va	-	25,0	25,0	-
Fe	1,5	1,5	1,5	2,0
Si	21,0	30,0	25,0	-

Tabel T 2.5.

-----  
Comparatie intre investitiile pentru un complex de 40t/25MVA  
in curent alternativ(AC) si unul in curent continuu(DC)  
-----

Echipament	Costuri(unitati valorice)	
	complex AC	complex DC
Componente mecanice	32	25
Transformator UHP	30	-
Convertorul curent alter- nativ-curent continuu in- clusiv transformatorul UHP	-	65
Montarea echipamentului de inalta putere	10	18
Sistemele de reglare	15	11
Fundatii si constructii	13	16
TOTAL	100	135

-----

A N E X A 3.1

A N E X A 3.2

A N E X A 4

A N E X A 5

## B I B L I O G R A F I E

### TRATATE, MANUALE, CURSURI

Nr. crt.	Autor	Titlul lucrării
1.	I.Athanasiu A.Panoiu	Microprocesoarele 8086,286,386.Ed.Teora, Bucuresti,1993
2.	D.Alexa D.Micu	Invertoare si redresoare cu parametrii energetici ridicati,Ed.Tehnica,Bucuresti, 1986.
3.	I.Babutia T.L.Dragomir I.Muresan O.Prosteanu	Conducerea automata a proceselor,Ed.Facla Timisoara,1985
4.	M.Bodea A.Vatasescu,s.a.	Circuite integrate liniare,Vol.II,Ed. Tehnica,Bucuresti,1984
5.	M.Bodea I.Mihut L.Turic V.Tiponut	Aparate electronice pentru masurare si control,Ed.Didactica si Pedagogica, Bucuresti,1985
6.	M.Bodea A.Vatasescu,s.a.	Circuite integrate liniare,Vol.III,Ed. Tehnica,Bucuresti,1984
7.	Th.Borangiu A.Hossu R.Dobrescu S.Molin	Conducerea multiprocesor in timp real a structurilor flexibile de fabricatie, Ed.Tehnica,Bucuresti,1989
8.	Th.Borangiu R.Dobrescu	Automate programabile EA-RSR Bucuresti, 1986

- 
9. S.Barca-Galateanu    Electronica de putere-aplicatii,Ed.  
D.A.Stoichescu        Militara,Bucuresti,1991  
P.Constantin
- 
10. L.Bivolaru            Montarea instalatiilor de automatizare,  
Vol.III-IV,Ed.Tehnica,Bucuresti,1978
- 
11. E.Badarau             Gaze ionizate,procese fundamentale,Ed.  
I.Popescu                Tehnica,Bucuresti,1963
- 
12. M.Bodea,s.a.         Diode si tiristoare de putere,Vol.I-II,  
Ed.Tehnica,Bucuresti,1989
- 
13. M.Bodea,s.a.         Circuite integrate liniare,Vol.IV,Ed.  
Tehnica,Bucuresti,1985
- 
14. M.Ciugudean         Circuite integrate liniare-aplicatii,Ed.  
s.a.                        Facla,Timisoara,1986
- 
15. S.Calin                Reglarea numerica a proceselor tehnolo-  
E.Dumitrache            gice,Ed.Tehnica,Bucuresti,1984  
s.a.
- 
16. S.Calin                Sisteme automate numerice,Ed.Stiintifica  
Ghe.Petrescu             si Enciclopedica,Bucuresti,1984  
I.Tabus
- 
17. V.Caprariu            Sistemul de operare DOS.Functii sistem.  
Ed.Microinformatica,Cluj-Napoca,1991
- 
18. A.Campeanu            ORCAD,Ed.Teora,Bucuresti,1994  
I.Jivet
- 
19. V.Caprariu            Sistemul de operare DOS-Ghidul programa-  
A.Enyedi                  torului,Ed.Microinformatica.Cluj-Napoca  
M.Muntean                1991
-

- 
20. P.Constantin      Electronica industrială,Ed.Didactică și  
    s.a.                      Pedagogică,București,1976
- 
21. S.Calin              Optimizări în automatizări industriale  
    s.a.                      Ed.Tehnică,București,1979
- 
22. E.Ceanga              Electronica industrială,Ed.Didactică și  
    A.Saimac                Pedagogică,București,1981  
    E.Banu
- 
23. D.Comsa              Instalații electrotermice industriale,  
                                    Vol.I-II,Ed.Tehnică,București,1986
- 
24. D.Comsa              Electrotermie,Ed.Tehnică,București,1979  
    L.Pantelimonescu
- 
25. Th.Danila             Dispozitive și circuite electronice,Ed.  
    N.Reus                    Didactică și Pedagogică,București,1982  
    V.Boiciu
- 
26. I.Dragu                Circuite integrate liniare-Amplificatori  
    I.Mihail-Iosif            operationali,Ed.Militară,București,1981
- 
27. I.Dancea              Microprocesoare-arhitectura internă,pro-  
                                    gramare,aplicații.Ed.Dacia,Cluj-Napoca,1979
- 
28. Th.Danila             Amplificatoare operationale.Ed.Teora,  
    N.Cupcea                București,1994
- 
29. I.Dumitrache        Tehnica reglării automate,Ed.Didactică și  
                                    Pedagogică,București,1980
- 
30. D.Damsker            Principii și mijloace noi de automatizare  
                                    a acționarelor electrice,EA-RPR,București  
                                    1964
-



- 
31. I.Dumitrache    Automatizari si echipamente electronice,  
S.Calin            Ed.Didactica si Pedagogica,Bucuresti,1982  
C.Botan  
C.Nitu
- 
32. T.L.Dragomir    Regulate automate,IPTVT-Timisoara,1986
- 
33. P.Dransfield    Instruire programata in metoda locului ra-  
D.F.Haber            dacinilor,Ed.Tehnica,Bucuresti,1980
- 
34. G.B.Dantzig      Programarea liniara a sistemelor mari,Vol.  
N.A.N.Demster      I,Ed.Tehnica,Bucuresti,1990  
M.Kallio
- 
35. D.Dascalu        Circuite electronice,Ed.Didactica si Peda-  
I.Turic              gogica,Bucuresti,1981  
I.Hoffman
- 
36. E.Damaschi      Dispozitive semiconductoare multijonctiune  
Ed.Tehnica,Bucuresti,1980
- 
- 37.J.W.Forrester    Principiile sistemelor.Teorie si autoin-  
struire programata,Ed.Tehnica,Bucuresti,  
1979
- 
38. St.Garlasu      Prelucrarea in timp real a semnalelor fi-  
zice,Ed.Scrisul Romanesc,Craiova,1978
- 
39. St.Garlasu      Electronica de putere,Univ."Eftimie Murgu"  
E.Raduca            Resita,1994-curs
- 
40. P.R.Gray         Circuite integrate analogice.Analiza si  
R.G.Meyer            proiectare,Ed.Tehnica,Bucuresti,1985
- 
41. H.F.Grave        Masurarea electrica a marimilor neelectri-  
ce,Leipzig,1965
-

- 
42. Ghe.Hortopan      Aparate electrice,Ed.Didactica si Pedago-  
gica,Bucuresti,1984
- 
43. I.Ionescu            Masurari si traductoare,Ed.Didactica si  
Pedagogica,Bucuresti,1985
- 
44. S.Ionel  
I.Munteanu            Introducere practica in electronica,Ed.de  
Vest,Timisoara,1994
- 
45. T.Ionescu            Sisteme si echipamente pentru conducerea  
proceselor,Ed.Didactica si Pedagogica,  
Bucuresti,1982
- 
46. N.Iosif  
s.a.                    Tiristoare si module de putere-catalog,  
Ed.Tehnica,Bucuresti,1984
- 
47. V.Ionescu  
C.Rapgea              Conducerea structurala a sistemelor linia-  
re,Ed.Tehnica,Bucuresti,1986
- 
48. G.Ionescu  
V.Ionescu              Automatica de la A la Z,Ed.Stiintifica si  
Enciclopedica,Bucuresti,1987
- 
49. T.Jurca  
D.Stoiciu              Aparate electronice de masurat,U.T.Timi-  
soara,1993
- 
50. A.P.Kopelovici      Sisteme de reglare automata-metode de cal-  
cul ingineresti,Ed.Tehnica,Bucuresti,1963
- 
51. I.I.Krinetki        Calculul sistemelor automate neliniare,  
Ed.Tehnica,Bucuresti,1964
- 
52. A.Kelemen  
M.Imecs                Electronica de putere,Ed.Didactica si  
Pedagogica,Bucuresti,1983
- 
53. A.Kelemen  
M.Imecs                Mutatoare,Ed.Didactica si Pedagogica,  
Bucuresti,1978
-

- 
54. H.Lien                    80286 et ses peripheriques, Edition Radio,  
Paris, 1985
- 
55. F.H.Lange                Signale und Systeme, Berlin, 1965
- 
56. C.Lupu                    Microprocesoare. Aplicatii, Ed. Militara,  
V.Tepelea                    Bucuresti, 1982  
E.Purice
- 
57. M.Munteanu              MS-DOS 6.2. Comenzi, metode, exemple, Ed.  
M.Joldos                      Promedia, Cluj-Napoca, 1994
- 
58. A.Manolescu              Circuite integrate liniare, Ed. Didactica si  
s.a.                              Pedagogica, Bucuresti, 1981
- 
59. D.Mihoc                    Teoria si elementele sistemelor de reglare  
s.a.                              automata, Ed. Didactica si Pedagogica, Bucu-  
resti, 1980
- 
60. G.C.Moisil                Teoria algebrica a schemelor cu contacte  
relee, Ed. Tehnica, Bucuresti, 1965
- 
61. I.Mazilu                    Sisteme hidraulice automate, Ed. Academiei,  
V.Marin                        Bucuresti, 1982
- 
62. P.Naslin                    Circuite logice si automatizari secventia-  
le, Ed. Tehnica, Bucuresti, 1967
- 
63. C.Nitu                      Echipamente electrice si electronice de  
I.Matlac                        automatizare, Ed. Didactica si Pedagogica,  
C.Festila                        Bucuresti, 1980
- 
64. E.Nicolau                 Masurari electronice, Ed. Tehnica, Bucuresti,  
s.a.                                1979
-

- 
65. A.Oprean            Actionari si automatizari hidraulice,Ed.  
A.Darin                Tehnica,Bucuresti,1983  
L.Masalar  
S.Medar
- 
66. A.Oprean            Hidraulica masinilor unelte,Ed.Didactica si  
Pedagogica,Bucuresti,1983
- 
67. W.Oppelt            Tehnica reglarii automate,Berlin,1964
- 
68. I.Oprescu            Automatizari metalurgice,ED.Tehnica,  
I.Varcolacu            Bucuresti,1983
- 
69. M.Preda             Analiza si sinteza circuitelor electrice,  
P.Cristea              Ed.Tehnica,Bucuresti,1968
- 
70. E.Purcell            Electicitate si electromagnetism,Berkley U.
- 
71. E.Plockinger        Electro Stahl-Erzengung Dusseldorf,1979  
O.Etterich
- 
72. Popescu             Materiale electrotehnice Ed.Tehnica,  
s.a.                    Bucuresti,1979
- 
73. Pop V.              Analiza si sinteza dispozitivelor numerice,  
IPTVT,Timisoara,1986
- 
74. R.Rapeanu            Circuite integrate analogice,Ed.Tehnica,  
s.a.                    Bucuresti,1983
- 
75. C.Radoi              Circuite si echipamente electronice indus-  
s.a.                    triale,Ed.Tehnica,Bucuresti,1986
- 
76. N.Racoveanu        Automatica,Ed.Militara,Bucuresti,1980
- 
77. O.Radu              Componente electronice,Ed.Tehnica,  
Bucuresti,1981
-

- 
78. A.Rau                    Cuptoare cu arc electric,Ed.Tehnica  
Bucuresti,1967
- 
79. C.Samoila              Cuptoare si instalatii de incalzire,Ed.  
L.Druga                    Didactica si Pedagogica,Bucuresti,1983  
L.Stan
- 
80. A.Saimac                Utilizarea energiei electrice in metalurgie  
E.Rosu                      Ed.Didactica si Pedagogica,Bucuresti,1980  
C.Gostian
- 
81. G.Sandulescu         Protectia la perturbatii in electronica  
                              industriala si automatizari,Ed.Tehnica,  
Bucuresti,1985
- 
82. R.Stere                 Tranzistoare cu efect de camp,Ed.Tehnica,  
I.Ristea                     Bucuresti,1972  
M.Bodea
- 
83. G.E.Stefan             Circuite integrate digitale,Ed.Didactica si  
I.Draghici                  Pedagogica,Bucuresti,1983  
T.Muresan  
E.Barbu
- 
- 84.C.J.Savant jr.        Calculul sistemelor automate,Ed.Tehnica,  
Bucuresti,1967
- 
85. D.Sangeorzan         Echipamente de reglare numerica,Ed.Militara  
Bucuresti,1990
- 
86. M.Savescu             Metode in analiza circuitelor electronice,  
Ed.Stiintifica si Enciclopedica,Bucuresti,  
1985
- 
87. R.Titeica              Fizica,Vol.I-III,Bucuresti,1973  
I.Popescu
-

- 
88. E.Uhlmann            Power Transmission by Direct Current,  
New-York,1975
- 
89. S.Vacu                Elaborarea otelurilor aliate,Ed.Tehnica,  
s.a.                      Bucuresti,1980
- 
90. W.Weber                Automatisierung von Anlagen der Stahlin-  
P.Schiefer                dustrie Dusseldorf,1986
- 
91. J.C.Yaeger            Introducere in teoria transformarii Laplace  
G.H.Newstead            cu aplicatii in tehnica,Ed.Tehnica,  
Bucuresti,1969
- 
92. \*\*\*\*                  Analog Device "Data Acquisition & Control"  
Catalog, Horwood Massachusets
- 
93. \*\*\*\*                  CCSIT Bucuresti "Full line Condensed"  
Catalog
- 
- 94 . \*\*\*\*                 Electronic Design News:colectia 1989-1995
- 
95. \*\*\*\*                 IPRS Baneasa "Full line Condensed" Catalog
- 
96. \*\*\*\*                 IPRS Baneasa "Tranzistoare cu siliciu"  
Catalog
- 
97. \*\*\*\*                 Microelectronica "Data Book"
- 
98. \*\*\*\*                 National Instruments "IEEE 488 and VXI bus  
Control,Data Acquisition and Analysis"-  
Austin-Texas,1994
- 
99. \*\*\*\*                 Revue General d'Electricite, colectia 1994-  
1995, Paris
- 
100. \*\*\*\*                Rohde & Schwarz "Measuring Equipment"  
Catalog,Munchen-Germany,1990
-

- 
101. \*\*\*\* Siemens "Simatic S5" Catalog,1992
- 
102. \*\*\*\* Siemens "Catalog de tiristoare",1978
- 
103. \*\*\*\* Telemecanique "Automates modulaires multi-  
functions" Catalog,1989
- 
104. \*\*\*\* Texas Instruments "The TTL Data Book for  
Design Engineers"-Dallas-Texas,1976
-

ARTICOLE, STUDII, PRELEGERI, PROSPECTE

Nr. crt.	Autor	Titlul
105.	ABB	Unarc DC furnace /Prospect 1990, 4 pg. --
106.	Ameling D.	Electric arc furnace with eccentric bottom tap system(EBT)offers a new method for slagfree tapping/"Metallurgical Plant and Technology" 1985 N5 pg.36-49
107.	Ameling D. Jaunich H. Schiffarth J. Strunck F-J	Elektrodenverbrauch durch Oberflache Schutz/"Stahl und Eisen" 1983 N24 S75-78
108.	Battles D.D. Knowles D.	New Oxygen-Natural Gas Burner System Improves the Productivity of an Electric Arc Steel Making Furnace/ "Fachberichte Huttenpraxis Metallwelter-Verarbeitung" 1985 Bd 23 N10 S884-886
109.	Bailliencourt R.	Ampli a detection synchrone : le "Tout Numerique"/Electronique, Octobre 1991, pg.52-54
110.	Becver I.	Wege zur Verwinderung des Graphitelektrodenverbruchs bei der Stahlerzeugung und ihre Wirtschaftlichkeit/Fachberichte Huttenpraxis Metallwelter-Verarbeitung 1993 N8 S 508-517
111.	Beare R-D. Overgaard J. Rasnussen E.	An excentric Bottom tapping system-18 Month experience/Iron and Steel Engineer 1984 N7 P27-32



- 
112. Butnariu I. Cercetari privind influenta factorilor tehnologici asupra vitezei de decarburare la preafinarea cu oxigen a bailor metalice inalt aliate cu crom in cuptorul electric cu arc/Metalurgia, Nr.1-2, 1994, pg.54-57
- 
113. Centra-Burkle Regelsystem MCR52 29 pg., april 1987  
GMBH-K4-Micro-processor
- 
114. Cleveland Fume-Extractor Guns Clean the Air/  
Range Euclid Welding design & fabrication, February  
Ohio 1995, pg.26-27
- 
115. Courtenay J-H. Lower Electrode Consumption on through  
Jaunich H. Reduced Sidewall Oxidation/F.N.M.  
1985 Bd.23 N10 S 853-4,6,8,860
- 
116. Crawford G.P. Iron and steelmaking in Soderberg electric  
si Meteo Asso-arc furnaces/Ironmaking and Steelmaking  
ciates 1989 Vol.16 No.5 pg.314-319
- 
117. Charmier F. Computer simulation study at Pechiney-  
Electrode consumption in arc furnace/  
Ironmaking and Steelmaking 1989 Vol16  
No5 pg.289-291
- 
118. Danieli The New Danarc Furnace/Steel Times  
International-september 1991 pg.3
- 
119. Dunyi Z. A linear temperature compensation method  
/Electronic Engineering, January 1995,  
pg.38-39
- 
120. Elsner E.A. Einsatz von Wassergekuehlten Kombinierten  
Reiber D. Graphitelektroden im Lichtbogenofen/  
Messner J. Proceedings of the 1-st European Electric  
Steel Congress/1983 Sept. Aachen

- 
121. Foure H.           Noile tehnologii de elaborare a fontei  
si otelului/Metalurgia, Nr.1, Noutati in  
metalurgie, Vol.I, 1994, pg.35-44 (trad.  
IISI/E/27.16/0
- 
122. Faisandier A.    Elaboration des specifications techniques  
de systemes complexes/Revue de l'Electri-  
cite et de l'Electronique, Nr.1, Juin  
1995, pg.30-36
- 
123. Gilbert J.       Linear Hall-effect devices for sensing/  
Electronic Engineering, April 1995,  
pg.71-72
- 
124. Gordin P.        Use of physical and numerical simulation  
Soide C.            methods to characterise gas flow in triec-  
Dez A.              trode electric arc furnace/Iron and Steel-  
Guillaume I.        making 1992 Vol.19 No4 pg.306-309
- 
125. Hackl H.         Utilizarea si rezultatele agitarii elec-  
tromagnetice la turnarea continua a otelu-  
lui/Metalurgia, Nr.3, Buletin de informare  
documentara, 1994, pg.17-22 (trad. Metall-  
urgical Plant and Technology, Germania,  
1993, nr.2, p.74)
- 
126. Heinke R.        Reflections on operational practices adap-  
Heinen K.            ted in UHP furnace steelmaking in conjunc-  
                      tion with intensive ladle metallurgy/Iron  
                      and Steelmaker 1984 V11 N7 P 29-33
- 
127. Hüge One         Steelmaking Machine/33 Metal Producing  
                      1984 N7 P43-45
-

128. Husken H.           Umweltfreundlich Stahlerzeugung in Lichtbo-  
Meinschausen G.       genofen-Planung, Bau und Betrieb des  
Funk H.                Elektrostahlwerk Bochum der Krupp Stahl  
                          AG/Proceeding of the 1-st European  
                          electric Steel Congress 1983 September  
                          Aachen
- 
129. Hoda Taka-aki     Development of direct current arc furnace/  
Nakayama S.           Proceedings of the Sixth International  
Takahashi M.         Iron and Steel Congress,1990 Nagoya  
                          Japonia pg.200-207
- 
130. International     The Electric arc furnace Brussels 1990  
Iron and Steel  
Institute
- 
131. International     Iron age/Oct.1992,pg.25  
Iron and Steel  
Institute
- 
132. Jeschar R.         Analytical solution for steady and  
                          nonsteady heat conduction with temperature  
                          dependent material Values/Steel Research  
                          1990 No11   pg.560-568
- 
133. Jin tian X.        A new leakage current operated circuit-  
                          breaker/Electronic Engineering, January  
                          1995, pg.39
- 
134. Kurita K.         Recent Trends of Computer Aided-Simulation  
Takatoni K.           /The Sumito Search No38 May 1989 pg15-26  
Ohnishi A.
- 
135. Kai Hua            Direct curent arc furnace/Proccedings of  
Guong Ping Xu         The Sixth International Iron and Steel  
Er Wei Zhao           Congress 1990,Nagoya,Japonia pg208-215
-

136. Klein K-H            Combiniring eccentric bottom tapping and  
Paul G.                    ladle furnace for efficient steelmaking  
Koster V.                  at Badische Stahlwerke AG/Steel Times 1987  
Wethkamp H.               V215 N1 pg22-23
- 
137. Kohle S.             Marimile care influenteaza consumurile de  
energie electrica la cuptoarele electrice  
cu arc/Metalurgia, Nr.1-2, Buletin de  
informare documentara, 1994, pg.8-17  
(trad. Stahl und Eisen, Germania, nr.11,  
1992, p.59)
- 
138. Krantz Asso-        Custom Electrodes Improve Weld Quality/  
ciates Waren            Welding design & fabrication, March  
New Jersey               1995, pg.31-32
- 
139. Malinovsky V.S.    Direct curent arc furnaces/Proceedings of  
Popov A.N.               The Sixth International Iron and Steel  
Davydov V.P.             Congres,1990 Nagoya Japonia pg.195-199
- 
140. Mann D.             Temperature sensors use piezoelectric  
effect/Electronic Engineering, April  
1995, pg.76
- 
141. Mueller G.E.        Unarc DC Steelmaking-An Update On  
Schubert M.               Operating Practice And Results pg.1-12
- 
142. Muller H.G.         DC arc furnace at Florida Steel/Steel  
Hofer L.P.                Times supplement Oct.1992 pg.S10-S12  
Nix E.H.
- 
143. Mills P.             EBT developments at Rotherhan Engineering  
Thornton D.S.             Steels-Aldwark Melting Shop/Steel Times  
1986 V214 N9 P496,498
- 
144. Marchand D.        85-t Lichtbogenofen bei Benteler in Lingen  
erhalt eine Elektroofen-Einhausung mit  
Tuchfilter/Stahl und Eisen 1982 N21 S59-  
-60

- 
145. Parc J'du            Redresseur tres peu polluant pour four a  
Glinski G.            arc(120 MVA)/Revue Generale de L'electricite,  
Wursteisen M.        cite, No.5, 1995, pg.6-11  
Richardeau F.  
Cheron Y.
- 
146. Peterson M.        Oxy-fuel Burners for electric arc furnaces  
/Iron and Steel Engineer 1982 N8 F47-48
- 
147. Pop Ioan            Consideratii privind flicherul datorat  
Pop Corina            cuptoarelor electrice cu arc/Tehnologii si  
                         echipamente tehnologice industriale Vol2,  
                         pg.81-86 Hunedoara 1992
- 
148. Quenec'Hdu Y.     Les Systemes dynamiques hybrides:une  
Gueguen H.            nouvelle problematique/Revue Generale de  
Buisson J.            L'electricite, No.1, 1995, pg.2-9
- 
149. Raduca E.            Cuptor cu arc de curent continuu/Ses.de  
                         com.sept.1991,F.I.Resita
- 
150. Raduca E.            Utilizarea calculatorului in proiectarea  
Ruja I.                circuitelor ptr.DCG din comanda redresoarelor  
Groza D.                cu tiristoare/Ses.de com.sept.1991  
                         F.I.Resita
- 
151. Raduca E.            Unele cercetari asupra arcului electric de  
                         curent continuu in cuptoarele electrice cu  
                         arc/Buletin informativ I.C.M.R. nr.2/1992
- 
152. Raduca E.            O posibilitate de protejare a tiristoarelor  
Ruja I.                fara sigurante ultrarapide/nov.1992  
                         F.I.Resita
- 
153. Raduca E.            Regulator electronic de curent pentru cup-  
                         tor cu arc electric de curent continuu/  
                         Ses. de com.,nov.1992,F.I.Hunedoara
-

154. Raduca E. Stadiul actual si perspectivele privind  
cuptoarele cu arc electric/Referat nr.1  
la Teza de Doctorat, F.I.Hunedoara, 1992
- 
155. Raduca E. Modelarea arcului electric de curent con-  
tinuu cu elemente electronice de circuit/  
Ses. de com.,oct.1993,Univ.Resita
- 
156. Raduca E. Vorrichtung fur der Messung der Zeitkon-  
stanten des Gleichstrom Lichtbogens/  
Montanuniversitate Leoben, Austria,1993
- 
157. Raduca E. Impedanz Regulator fur das Automatische  
System des Gleichstrom Lichtbogenofens/  
Montanuniversitate Leoben, Austria, 1993
- 
158. Raduca E. Cercetari privind optimizarea cuptorului  
cu arc electric de curent continuu/  
Referat nr.2 la Teza de Doctorat, F.I.  
Hunedoara, 1993
- 
159. Raduca E. Algoritmi pentru reglarea parametrilor  
arcului electric de curent continuu in  
cuptoarele electrice cu arc/Analele  
Univ."Eftimie-Murgu"Resita,1994
- 
160. Raduca E. Sinteza dispozitivului de comanda al cup-  
torului cu arc electric de curent continuu  
/Analele Univ."Eftimie-Murgu"Resita,1994
- 
161. Raduca E. Sistem de conducere complex al cuptorului  
cu arc electric de curent continuu/Zilele  
Academice Timisene 27-29 mai 1995
- 
162. Raduca E. Teorie si experimentari in utilizarea  
redresoarelor duodecafazate la topirea  
metalelor in curent continuu/Zilele  
Academice Timisene 27-29 mai 1995
-

163. Ridelvold H.V. Computer Controlled Steel Melting in a 50  
Mohagen M. Tons Electric Arc Furnace Luxembourg  
Thoresen O.P. Disertation D1 1970 pg.315-323
- 
164. Saimac A. Cercetari pe model fizic asupra repartiza-  
rii energiei electrice in coloana de mate-  
riale ce formeaza incarcatura unui furnal  
care urmeaza a utiliza si energie electri-  
ca pentru elaborarea fontei/Contract de  
cercetare, Nr.156/1972
- 
165. Saimac A. Cercetari pe model fizic asupra reparti-  
tiei energiei electrice in cuptoare de  
incalzire a materialelor in vrac/Metalur-  
gia, 26(1974), Nr.4
- 
166. Shimizu H. The first construction of the largest DC  
Maki T. arc furnace in the world/Proceedings of  
Takahashi S. The Sixth International Iron and Steel  
Yamashita H. Congres 1990 Nagoya Japonia pg.190-194  
Morivaki M.  
Nishimoto T.
- 
167. Sandor S. "Ultra-nagyteljesitmenyn villamos wkemen-  
cekaz acelyartasban"/Energiagasdalkodas  
1982 N11 S480-483
- 
168. Semenescu A. Preancalzirea cu arzatoare regenerative  
Nicolae A. a incarcaturii cuptoarelor cu arc  
Mihailescu C. electric pentru elaborarea otelurilor/  
Munteanu M. Metalurgia, Nr.3-4, 1994, pg.52-60
- 
169. Stone I.K. Timken expanda steelmaking using latest  
technology/Steel Times International 1985  
N2 P42-43
- 
170. Stone J. K. USA Update:Steelmakers get hopes for  
recovery/Steel Times International-  
-september 1991 pg.25-26

171. Schneider A. Der Elektrolichtbogenofen-Ein energies-  
parendes Produktions-werfahren bei Thys-  
sen Edelstahl/Fachtberichte Huttenpraxis  
Metallweltvorararbeitung 1983 Bd21 N10 S  
755-6,758 ,760-1
- 
172. Strohmeler B. Production of Steel for flat products in  
Lodewijka B. large UHP arc furnaces at ISCOR Ltd/Pro-  
ceedings of the 1-st European electric  
Steel Congres 1983 September-Aachen
- 
173. Singh A.K. Dri melting in electric arc furnace/Tool  
Tech M. and Alloy Steels 1985 V19 N5 P167-170
- 
174. Shermer K. Einflu kontinuierlicher Beschickung von  
Eisenschawamm auf die Leistung des  
Elektrolightbogenofens/Radex Rundschau  
1985 N4 S 696-700
- 
175. Szekely J. Cateva perspective ale tehnologiilor  
siderurgice/Metalurgia, Nr.1-2, 1995,  
pg.57-62 (trad.Steel Tehnology Interna-  
tional, Anglia, 1994/95)
- 
176. Spingorum D. Activitatea uniunii siderurgistilor  
germani(VDEh)/Metalurgia, Nr.1, Noutati  
in metalurgie, vol.I, 1994, pg.1-19  
(trad.Stahl und Eisen, Germania, nr.12,  
p.38,1992)
- 
177. Tamini Meeting EAF transformer needs/Steel Times  
Construzioni International-september 1991 pg.46  
Electromeccaniche  
Italy
- 
178. Thielker K.H. Prozes-Fuhrung in Lichtbogen-Ofen der  
Stahl und Rohrenwerk Reisholz GmbH  
Luxembourg 1970 Disertation 1  
pg.324-334



179. Teoh L.L.            Electric arc furnace technology:Recent developments and future trends/Iron-making and Steelmaking 1989 vol16 No5 pg.303-313
- 
180. Tomczyk L.        Ohnizemie kosztow zuzycia electrod w piecach lukowych/Wiadomosci Hutnicz 1983 N3 S 77-80  
Matuba E.
- 
181. Veronesi F.        Technological experience and operational objects achiaved with 110/140t electric arc furnace at D.F.L. Falck/Proceedings of the 1-at European electric Steel Congress 1993 September-Aachen  
Trupiano A.  
Perego G.
- 
182. Vervacke S.        Cuptorul cu arc de curent continuu controlat/Metalurgia, Nr.8, Buletin de informare documentara, 1994, pg.7-12 (trad. MPT International, Germania, nr.4, 1994, p.48)  
s.a.
- 
183. Villanucci R.     Thermistor linearization offers low error/Electronic Engineering, September 1994, pg.26
- 
184. Voest-Alpine        The Vai D.C. electric arc furnace 1992 prospect 36 pg.  
Industriean-  
lagenbau
- 
185. Voest-Alpine        Prospect 6 pg.  
Industriean-  
lagenbau
- 
186. Wilson P.            Water Cooled oxygen lances,experience at Sherrnees Steel/Electric Furnace Conference Proceedings 1984 V42 P375-381  
Palmer L.
- 
187. Xingnan Xu         DC arc furnaces in ascendancy/Steel times international Nov.1991 pg.42-44
-

- 
188. Yang X.            Mesure sur site de l'énergie électrique  
      Becaud C.           les erreurs de mesures dues au transforma-  
                          teur de courant/Revue Generale de L'élec-  
                          tricité, No.5, 1995, pg.45-54
- 
189. \*\*\*\*             A future direction for Canadian steel/  
                          Steel Times International-september 1991  
                          pg.23-24
- 
190. \*\*\*\*             Analogue & digital data acquisition on  
                          PCMCIA/Electronic Engineering, February  
                          1995, pg.19
- 
191. \*\*\*\*             Capitalizing on DRI advantages in EAF  
                          Steelmaking/Direct from Midrex 1986 V11  
                          N2 P9-11
- 
192. \*\*\*\*             Chasing some elusive oscillations/  
                          Electronic Engineering, June 1994, pg.  
                          33-41
- 
193. \*\*\*\*             Concentrating on Coutrecoeur for Sidbec-  
                          -Dosco/Steel Times International-september  
                          1991 pg.15-16
- 
194. \*\*\*\*             De arc furnace in full production at  
                          France minimill/Steel Times 1986 V214 N4  
                          P204-205
- 
195. \*\*\*\*             Favorable electricity chargee ald  
                          French minimill/Steel Times 1986 V214  
                          N6 P308,310
- 
196. \*\*\*\*             Innovations from Daniely/Metals and  
                          Minerals International 1986 N1 P15
-

197. \*\*\*\* Le 2-e congres europeen de l'acier  
electrique/Journal de Four Electrique  
1983 N9 P13-16
- 
198. \*\*\*\* Metallurgical Plant and Technology  
International 3/92 pg33-36
- 
199. \*\*\*\* NI Steel places furnace arder/Metal  
Buletin 1986 N7129 P37
- 
200. \*\*\*\* PC-based test system with virtual in-  
strumentation/Electronic Engineering,  
April 1994, pg.25
- 
201. \*\*\*\* Prospect firma MAN GHH-1993-9pg.
- 
202. \*\*\*\* Results of steel production in a 45t D.C.  
plasma primary melting furnace/Casting  
Plant+Tehnology 1986 N3 P13-19
- 
203. \*\*\*\* Soviet steel-an industrial comparison/  
Steel Times International-september 1991  
pag.32-34
- 
204. \*\*\*\* Steuern mit PC-Komfort/Electronic  
Report 1-2/1993, pg.8
- 
205. \*\*\*\* Tabnsa's new wolt ahopnears startup/Metal  
Buletin 1986 N7129 P37
- 
206. \*\*\*\* Worldwide DC Arc Furnace Installations/  
Metal producing 5/92 pg.22
-

C U P R I N S

INTRODUCERE.....	1
CAP.I. STADIUL ACTUAL SI PERSPECTIVELE PRIVIND CUPTOARELE CU ARC ELECTRIC.....	3
1.1. Caracteristici generale ale elaborarii otelurilor in complexele (cuptoarele) cu arc electric.....	3
1.2. Studiu comparativ critic intre complexele cu arc electric de curent continuu ( CAECC ) si de curent alternativ ( CAECA ).....	7
1.2.1. Avantaje ale CAECC fata de CAECA.....	7
1.2.2. Dezavantaje ale CAECC fata de CAECA.....	9
1.3. Pierderi electrice in retea scurta in curent alternativ si cea in curent continuu.....	10
1.3.1. Consideratii teoretice.....	10
1.3.2. Concluzii.....	12
1.4. Concluzii.....	14
CAP.II.MODELAREA ARCLUI ELECTRIC DE CURENT CONTINUU PENTRU COMPLEXELE CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU.....	15
2.1. Generalitati.....	15
2.2. Ecuatiile macroscopice ale plamei.....	16
2.3. Fenomene fizice in arcul electric.....	17
2.3.1. Procese elementare de suprafata.....	17
2.3.2. Procese elementare de volum.....	22
2.4. Curentul electric in arc.....	25
2.5. Modelarea arcului electric de curent continuu prin dispozitive electronice de circuit.....	27
2.6. Determinarea constantei de timp $T_a$ a arcului electric.....	29
2.6.1. Principiul de masurare a constantei de timp $T_a$ .....	29
2.6.2. Implementarea echipamentului.....	31
2.7. Amorsarea arcului electric.....	32
2.8. Concluzii.....	33
CAP.III.CONCEPEREA SI REALIZAREA COMPLEXULUI CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU.....	35
3.1. Schema bloc generala a instalatiei.....	35
3.2. Functia de transfer generala a instalatiei concepute.....	38
3.2.1. Spatiul de reglare al complexului CAECC.....	38

3.2.2. Functia de transfer a complexului in situatia reglarii impedantei $Z$ a arcului electric.....	38
3.2.3. Functia de transfer a complexului in situatia reglarii curentului $I$ prin arc electric.....	40
3.3. Redresorul comandat pentru reglarea curentului prin arc.....	41
3.3.1. Consideratii pentru alegerea optima a redresorului comandat.....	41
3.3.2. Criteriu eliminatoriu de alegere a redresorului...	42
3.3.3. Indici de performanta ai redresoarelor comandate..	44
3.3.3.1. Indici de calitate absoluti.....	45
3.3.3.2. Indici de performanta relativi.....	48
3.3.3.3. Elasticitatea reglarii energiei transmisa prin arc.....	50
3.3.4. Realizarea redresoarelor comandate.....	52
3.4. Dispozitivul de comanda pe grila.....	53
3.4.1. Comanda puntii redresoare.....	53
3.4.2. Proiectarea dispozitivului de comanda pe grila....	55
3.5. Amplificatorul de impulsuri.....	58
3.5.1. Principiul de realizare.....	58
3.5.2. Implementarea circuitului.....	59
3.6. Traductorul de curent.....	60
3.6.1. Proiectarea traductorului de curent.....	60
3.6.2. Implementarea traductorului de curent.....	60
3.7. Regulatorul de curent.....	61
3.7.1. Proiectarea regulatorului de curent.....	61
3.7.2. Implementarea regulatorului de curent.....	65
3.8. Sistemul de deplasare al electrozilor.....	67
3.8.1. Schema bloc functionala.....	67
3.8.2. Functia de transfer a sistemului proportional pentru deplasarea electrozilor.....	68
3.8.3. Traductorul de impedanta.....	71
3.8.3.1. Principiul de realizare.....	71
3.8.3.2. Traductorul de curent TC.....	72
3.8.3.3. Traductorul de tensiune TT.....	73
3.8.3.4. Divizorul analogic.....	74
3.8.4. Regulatorul de impedanta.....	78
3.8.4.1. Proiectarea regulatorului de impedanta.....	78
3.8.4.2. Implementarea regulatorului de impedanta RZ....	80

3.9. Element de prescriere complex.....	81
3.9.1. Consideratii teoretice.....	81
3.9.2. Implementarea schemei.....	83
3.10. Campul termic la cuptorul cu 6 electrozi in bolta....	86
3.10.1. Transmiterea caldurii in cuptor.....	86
3.10.2. Distributia densitatii fluxului termic in cuptor..	90
3.11. Strategia de reglare a energiei introdusa in cuptor prin arcul electric.....	95
3.11.1. Principii generale de reglare.....	95
3.11.2. Reglarea puterii electrice transmisa prin arc incarcaturii cuptorului pastrand constanta impedanta $Z$ a arcului electric.....	96
3.11.3. Reglarea puterii electrice transmisa prin arc incarcaturii cuptorului pastrand constant curentul $I$ prin arcul electric.....	98
3.12. Echipamentul logic de comanda al instalatiei.....	99
3.12.1. Consideratii teoretice.....	99
3.12.2. Implementarea pe model.....	102
3.13. Concluzii.....	104
<b>CAP. IV. UTILIZAREA CALCULATORULUI IN STUDIUL CUPTOARELOR CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU.....</b>	<b>106</b>
4.1. Cercetari pentru optimizarea redresoarelor de putere ale CAECC.....	106
4.2. Cercetari pentru optimizarea amplasarii electrozilor intr-un cuptor cu 6 electrozi in bolta.....	110
4.3. Generarea referintei de curent $I^*$ si a impedantei $Z^*$ ..	112
4.4. Cercetari pentru conducerea complexului CAECC prin sistem de calcul.....	113
4.5. Concluzii.....	114
<b>CAP. V. EXPERIMENTARI SI CONCLUZII FINALE.....</b>	<b>116</b>
5.1. Prezentarea generala a ansamblului experimental.....	116
5.2. Programul de masuratori si experimentari.....	122
5.3. Experimentari si concluzii.....	123
5.3.1. Generalitati.....	123
5.3.2. Experimentari si concluzii la masurarea constantei de timp $T_a$ a arcului electric.....	124
5.3.3. Experimentari si concluzii la amorsarea arcului electric.....	125

5.3.4. Experimentari si concluzii asupra stabilitatii arcului electric.....	126
5.3.5. Experimentari si concluzii asupra determinarii unghiului critic $\alpha_{cr}$ .....	126
5.3.6. Experimentari si concluzii asupra dinamicii echipamentului.....	126
5.4. Concluzii finale.....	138
<b>ANEXE</b> .....	143
Anexa 1. Complexele cu arc electric de curent continuu in functiune.....	143
Anexa 2. Date comparative intre complexele cu arc electric de curent continuu (CAECC) si de curent alternativ (CAECA)....	145
*Anexa 3.1. Program in limbaj Turbo Pascal pentru determinarea indicilor calitativi relativi :Dr( $\alpha$ ), E( $\alpha$ ), F( $\alpha$ ), $\gamma$ ( $\alpha$ ), $\lambda$ ( $\alpha$ ) ai redresoarelor de putere comandate M3, M6, M12 pentru $\alpha \in [0, \alpha_{cr}]$ .....	148
*Anexa 3.2. Program in limbaj Turbo Pascal pentru determinarea pierderilor relative de comutatie in functie de unghiul de suprapunere anodica $\gamma$ .....	148
*Anexa 4. Program in limbaj Turbo Pascal pentru calculul distributiei campului termic intr-un cuptor cu 6 electrozi in bolta in functie de distanta relativa "a" fata de axul cuptorului.....	148
*Anexa 5. Program in limbaj Turbo Pascal pentru prescrierea numerica a curentului I si a impedantei Z a arcului electric.....	148
<b>BIBLIOGRAFIE</b> .....	149
Tratate, manuale, cursuri.....	149
Articole, studii, prelegeri, prospecte.....	159

\* Programele sunt dispuse pe un disc flexibil atasat prezentei  
lucrari