

OPTIMIZAREA CONDUCERII PROCESULUI DE PRODUCERE A OȚELULUI ÎN CUPTOARELE CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul INGINERIE ENERGETICĂ
de către

Ing. Petre-Lucian GHERMAN

Conducător științific: Prof.univ.dr.ing. Flavius Dan ȘURIANU

Referenți științifici: Prof.univ.dr.ing. Ioan FELEA
Prof.univ.dr.ing. Ion MIRCEA
Prof.univ.dr.ing. Teodor HEPUȚ

Ziua susținerii tezei : 16.XII.2011

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---------------------------------------------|--------------------------------------------|
| 1. Automatică | 8. Inginerie Industrială |
| 2. Chimie | 9. Inginerie Mecanică |
| 3. Energetică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 4. Ingineria Chimică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 5. Inginerie Civilă | 12. Ingineria sistemelor |
| 6. Inginerie Electrică | 13. Inginerie energetică |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 14. Calculatoare și tehnologia informației |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2011

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Teza de doctorat este rodul activității desfășurate în cadrul *Departamentului de Electroenergetică al Facultății de Electrotehnică și Electroenergetică din Timișoara*, sub îndrumarea permanentă, generoasă și plină de înțelegere a conducătorului științific, Prof.dr.ing. Șurianu Flavius Dan. Domniei sale îi adresez cele mai respectuoase și prețioase mulțumiri și pe această cale, pentru modul în care a știut să mă ghideze și să mă formeze în acești ani. Aportul său a fost cu totul remarcabil și sunt deosebit de încântat de a fi putut beneficia de această colaborare, care va continua și pe mai departe.

Lucrarea reprezintă materializarea mai multor studii și cercetări ale autorului efectuate în perioada 2007 – 2011 și finalizate în cadrul studiilor doctorale desfășurate în domeniul Inginerie Energetică la Universitatea „Politehnica” din Timișoara.

Pe parcursul elaborării tezei am avut o colaborare fructuoasă cu domnul Conf.dr.ing. Nicolae Rusu-Anghel de la Facultatea de Inginerie din Hunedoara, căruia, de asemenea, îi mulțumesc.

Mulțumesc în mod deosebit colectivului Departamentului de Electroenergetică, în special domnului Decan Prof.dr.ing. Petru Andea și domnului Prof.dr.ing. Ștefan Kilyeni pentru sfaturile și sugestiile primite în vederea finalizării tezei.

De asemenea, mulțumesc în mod deosebit, și pe această cale, membrilor comisiei de analiză a tezei de doctorat, Prof.dr.ing. Ioan Felea (Universitatea din Oradea), Prof.dr.ing. Ion Mircea (Universitatea din Craiova) și Prof.dr.ing. Teodor Hepuț (Universitatea „Politehnica” din Timișoara), pentru atenția cu care au parcurs teza de doctorat, pentru criticile și aprecierile formulate și pentru sfaturile primite.

Nu în ultimul rând, doresc să adresez călduroase mulțumiri soției mele, pentru suportul necondiționat și înțelegerea de care a dat dovadă în acești ani, și, de asemenea, întregii mele familii.

Timișoara, Decembrie 2011

Petre-Lucian GHERMAN

Sofiei mele

Gherman, Petre-Lucian

Optimizarea conducerii procesului de producere a oțelului în cuptoarele cu arc electric de curent continuu

Teze de doctorat ale UPT, Seria 13, Nr. 3 , Editura Politehnica, 2011, 236 pagini, 149 figuri, 21 tabele.

ISSN: 2069-8208

ISBN: 978-606-554-400-0

Cuvinte cheie: cuptoare electrice cu arc de curent continuu, analiză energetică, haos, conducerea procesului, simulare.

Rezumat: Tematica tezei se încadrează în preocupările actuale din domeniul electroenergetic privind utilizarea avansată a energiei electrice la marii consumatori, cum sunt noile cuptoare cu arc electric de curent continuu. Deși pe plan mondial există multe cercetări în domeniu, problema reglării arcului electric de curent continuu în vederea obținerii puterii maxime a acestuia în orice regim, nu este complet rezolvată.

Pe baza unor cercetări proprii, arcul electric de curent continuu a fost modelat matematic utilizând teoria haosului, iar pentru aplicarea acestui model au fost studiate, experimental, mai multe sisteme de alimentare cu energie electrică de curent continuu a cuptorului. A rezultat că sistemul format din transformator-redresor necomandat și choppere este, la momentul actual, cel mai performant. Pentru acest caz a fost conceput un sistem de conducere a procesului bazat pe teoria haosului. Sistemul a fost proiectat, modelat și simulat, rezultând performanțe net superioare soluțiilor prezentate în literatura de specialitate.

Metodologiile elaborate au la bază o abordare teoretică riguroasă și completă, finalizându-se prin realizarea unor instrumente soft de aplicabilitate generală, utile în modelarea și conducerea altor procese care se confruntă cu semnale haotice. Aplicațiile software au fost realizate în mediul Matlab, înglobând și programele specializate de analiză, cu utilizarea eficientă a facilităților de interfață specifice sistemelor de operare Microsoft Windows.

Aplicațiile numerice concrete din cadrul tezei se referă, în exclusivitate, la cuptoare electrice cu arc de curent continuu reale, existente în practica industrială.

CUPRINS

Acronime	9
Lista de figuri	10
Lista tabele	15
1. INTRODUCERE	
1.1. Oportunitatea și obiectivele tezei.....	17
1.2. Prezentarea conținutului tezei.....	18
1.3. Modul de valorificare a cercetărilor și perspective de continuare.....	19
2. PROBLEME GENERALE PRIVIND ÎNCĂLZIREA CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU	21
2.1. Teoria microscopică a arcului electric	21
2.1.1. Introducere.....	21
2.1.2. Plasma arcului electric	21
2.1.2.1. Generalități.....	21
2.1.2.2. Ecuațiile microscopice ale plasmei	22
2.1.3. Fenomene fizice în arcul electric	22
2.1.3.1. Procese elementare de suprafață	22
2.1.3.1.1. Emisia termoelectronică și termoionică în câmp electric.....	22
2.1.3.1.2. Emisia electronică secundară	27
2.1.3.1.3. Emisia fotoelectronică	28
2.1.3.1.4. Ionizarea superficială și pulverizarea catodică	29
2.1.3.2. Procese elementare de volum	29
2.1.3.2.1. Termoionizarea și ionizarea prin șoc.....	29
2.1.3.2.2. Fotoionizarea	31
2.1.3.2.3. Recombinarea	32
2.1.3.3. Ionizarea plasmei	33
2.1.4. Curentul electric în arc	33
2.1.4.1. Mișcarea individuală a purtătorilor de sarcină electrică	33
2.1.4.2. Mișcarea globală a purtătorilor de sarcină electrică	34
2.1.5. Expresia curentului electric de conducție în arc.....	36
2.1.5.1. Bilanțul puterilor	36
2.2. Teoria macroscopică a arcului electric	37
2.2.1. Arcul electric alimentat cu tensiune continuă.....	37
2.2.1.1. Amorsarea arcului electric	37
2.2.1.2. Structura arcului electric	39
2.2.1.3. Caracteristicile statică și dinamică ale arcului electric alimentat cu tensiune continuă	41
2.3. Cuptoare cu arc electric	43
2.3.1. Tipuri de cuptoare cu arc electric	43
2.3.2. Bazele fizice ale descărcării în arc electric	44
2.3.2.1. Cuptoare cu arc electric de curent alternativ.....	46

6 Cuprins

2.3.2.2. Elemente constructive ale cuptoarelor cu arc electric cu acțiune directă	48
2.3.2.3 Regimuri de funcționare ale cuptoarelor cu arc electric pentru topirea oțelului.....	51
2.3.2.4 Echipamentul electric al cuptoarelor cu arc electric de curent alternativ.....	53
2.3.2.5. Funcționarea cuptorului cu arc electric alimentat la tensiune continuă	54
2.4. Concluzii	56
3. ANALIZA EXPERIMENTALĂ A REGIMURILOR DE LUCRU ALE CUPTOARELOR ELECTRICE CU ARC DE CURENT CONTINUU (DC-EAF)	58
3.1. Introducere	58
3.2. Analiza tensiunii pe arcul electric.....	60
3.3. Concluzii.....	63
4. ANALIZA ENERGETICĂ A SISTEMELOR DE ALIMENTARE CU ENERGIE A CUPTOARELOR ELECTRICE CU ARC DE CURENT CONTINUU.....	64
4.1. Introducere.....	64
4.2. Analiza redresorului comandat	66
4.2.1. Reglajul redresorului	66
4.2.1.1. Funcționarea la curent constant.....	66
4.2.1.2. Funcționarea la putere constantă	68
4.2.1.3. Funcționarea la putere constantă cu limitare de curent.....	70
4.3. Utilizarea de choppere de putere	73
4.3.1. Reglajul chopperelor.....	73
4.3.1.1. Funcționarea la curent constant.....	74
4.3.1.2. Reglajul la putere constantă.....	75
4.3.1.3. Reglajul la putere constantă cu limitare de curent	77
4.4. Analiză comparativă, din punct de vedere energetic, a celor două sisteme de alimentare a cuptorului cu arc electric de curent continuu.....	79
4.4.1. Alimentare prin redresor comandat	79
4.4.2. Alimentare prin choppere	82
4.4.3. Calitatea energiei.....	84
4.4.3.1. Distorsiunile armonice și interarmonice.....	85
4.4.3.2. Nesimetria de tensiune.....	87
4.4.3.3. Efectul de flicker.....	88
4.4.3.4. Puterea (P) și factorul de putere(FP).....	89
4.4.4. Performanțele redresorului.....	91
4.4.4.1. Eficiența	91
4.4.4.2. Randamentul redresării.....	92
4.4.4.3. Factorul de undă.....	92
4.4.4.4. Factorul de formă.....	93
4.4.4.5. Factorul de utilizare al transformatorului.....	93
4.5. Concluzii.....	94
5. SEMNALE ȘI SISTEME HAOTICE	96
5.1. Introducere	96
5.2. Noțiuni fundamentale ale dinamicii neliniare	97
5.2.1. Sistemul dinamic.....	97
5.2.1.1. Spațiul fazelor sau spațiul stărilor	97
5.2.1.2. Dinamica sau ecuația de mișcare a sistemului	97

5.2.1.2.1. Sistemul dinamic continuu	98
5.2.1.2.2. Sistemul dinamic discret	99
5.2.1.2.3. Iterația Poincaré și secționarea Poincaré.....	100
5.2.1.3. Sisteme dinamice conservative și disipative.....	102
5.2.2. Atractori.....	104
5.2.3. Dependența sensibilă de condițiile inițiale.....	105
5.3. Descrierea cantitativă a comportamentului haotic	106
5.3.1. Spectrul exponenților Lyapunov.....	106
5.3.2. Entropia Kolmogorov – Sinai.....	111
5.4. Sisteme dinamice tridimensionale cu comportament haotic.....	112
5.4.1. Modelul Lorenz.....	112
5.4.2. Modelul Rössler	120
5.4.3. Modelul Chua.....	123
5.5. Reconstrucția spațiului fazelor și identificarea atractorului din datele experimentale.....	127
5.5.1. Considerații generale.....	127
5.6. Reglajul sistemelor dinamice haotice	128
5.6.1. Metoda OGY.....	129
5.6.1.1. Reglajul atractorului HÉNON cu metoda OGY.....	132
5.6.1.2. Reglajul atractorului LORENZ cu metoda OGY.....	133
5.6.1.3. Reglajul atractorului RÖSSLER cu metoda OGY.....	136
5.6.2. Metoda OPEN-LOOP.....	140
5.6.3. Metoda lui Pyragas.....	140
5.7. Concluzii.....	141
6. PACHET SOFTWARE PENTRU ANALIZA SISTEMELOR HAOTICE.....	142
6.1. Introducere.....	142
6.2. Obiectivele pachetului software și conceperea acestuia.....	142
6.3. Concluzii.....	151
7. UTILIZAREA TEORIEI HAOSULUI PENTRU REGLAJUL FUNCȚIONĂRII CUPTOARELOR CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU	153
7.1. Introducere	153
7.2. Aspecte ale urmării funcționării cuptorului cu arc electric de curent continuu.....	153
7.2.1. Controlul regimului haotic al tensiunii pe arc utilizând principiul „time delay” pentru poziția electrodului	159
7.2.2. Controlul nivelului de haos al arcului electric utilizând principiul „time- delay” pentru reglajul convertorului DC-DC.....	161
7.3. Simularea soluției propuse pentru reglajul funcționării cuptoarelor de curent continuu.....	162
7.4. Implementarea sistemului de control	164
7.4.1. Generalități.....	164
7.4.2. Implementarea unui sistem „Hardware In The Loop” pentru modelarea proceselor haotice.....	165
7.4.3. Implementarea unui sistem „Hardware In The Loop” pentru modelarea sistemului de poziționare a electrodului.....	166
7.5. Implementarea hardware a sistemului de control pentru sisteme haotice	168
7.6. Concluzii.....	169

8. CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE.....	171
Anexe	
Anexa 1. Programe pentru determinarea indicilor de calitate ai energiei.....	179
Anexa 2. Programe pentru analiza semnalelor haotice	181
Anexa 3. Codul sursă pentru algoritmul de reglaj al cuptorului electric.....	194
Anexa 4. Implementare hardware a reglajului arderii arcului electric de curent continuu în cuptoarele electrice.....	204
Anexa 5. Implementarea generatorului Lorentz.....	221
Anexa 6. Sintează privind lucrările proprii.....	226
Bibliografie	229

ACRONIME

EAF	- Electric Arc Furnace
DC	- Direct Current
DSI	- Dependența sensibilă de condițiile inițiale
FFT	- Fast Fourier Transform
FP	- Factorul de putere
GUI	- Graphical User Interface
IEC	- International Electrotechnical Commission
IGBT	- Insulated Gate Bipolar Transistor
LLE	- Largest Lyapunov Exponent
RMS	- Root Mean Square
RTW	- Real Time Workshop
THD	- Total Harmonic Distortion
TDD	- Total Demand Distortion
TDDD	- Indicele de distorsiune discret total al curentului solicitat de sarcină
TIDD	- Indicele interarmonic discret al curentul solicitat de sarcină

LISTA DE FIGURI

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
1.	Fig. 2.1.	Strat de ioni pozitivi absorbiți de electronii liberi din metal
2.	Fig. 2.2.	Câmpul petelor
3.	Fig. 2.3.	Distribuția câmpului $E(x)$ între anod A și catod K .
4.	Fig. 2.4.	Distribuția potențialului electric $U(x)$ între anod A și catod K
5.	Fig. 2.5.	Variația coeficientului α_r cu presiunea
6.	Fig. 2.6.	Deformarea coloanei plasmei
7.	Fig. 2.7.	Efectul Pinch; ejecția de plasmă
8.	Fig. 2.8.	Stratul de ieșire al electronilor
9.	Fig. 2.9.	Formarea canalului arcului electric
10.	Fig. 2.10.	Variația mărimilor electrice la descărcarea în arc
11.	Fig. 2.11.	Structura arcului electric
12.	Fig. 2.12.	Caracteristica statică a arcului electric
13.	Fig. 2.13.	Caracteristicile arcului electric la electric amorsare și stingere
14.	Fig. 2.14.	Caracteristicile arcului la trecerea de la o valoare la alta a curentului electric
15.	Fig. 2.15.	Tipuri de cuptoare cu arc electric
16.	Fig. 2.16.	Caracteristica tensiune – curent electric a canalului de descărcare
17.	Fig. 2.17.	Cuptor cu arc electric trifazat (a) și diagrama fazorială în cazul transformatorului cu neutrul izolat (b)
18.	Fig. 2.18.	Amorsarea arcului electric trifazat (a) și forma curentului electric pe faza A (b).
19.	Fig. 2.19.	Construcția cuptorului cu arc electric trifazat pentru topirea oțelului
20.	Fig. 2.20.	Construcția unei cuve de topire
21.	Fig. 2.21.	Procese pe durata elaborării șarjei într-un cuptor cu arc electric
22.	Fig. 2.22.	Schema electrică monofilară de alimentare a unui cuptor cu arc electric
23.	Fig. 2.23.	Cuptor cu arc electric alimentat cu tensiune continuă
24.	Fig. 2.24.	Cuptor cu vatră conductoare
25.	Fig. 2.35.	Aspectul specific al arcului electric alimentat cu tensiune alternativă (a), respectiv cu tensiune continuă (b)
26.	Fig. 3.1.	Prezentarea schematică a structurii cuptorului
27.	Fig. 3.2.	Variația tensiunii pe arcul electric
28.	Fig. 3.3.	Variația curentului prin arcul electric
29.	Fig. 3.4.	Reprezentarea schematică a arcului electric de curent continuu
30.	Fig. 3.5.	Arc electric la $4 \times 10^3 A$
31.	Fig. 3.6.	Diametrul arcului electric în funcție de lungimea, L , la $4 \times 10^3 A$
32.	Fig. 3.7.	Tensiunea pe arcul electric în funcție de lungime
33.	Fig. 3.8.	Arcul electric înainte de a deveni instabil
34.	Fig. 3.9.	Arcul electric difuz la $7 \times 10^3 A$
35.	Fig. 3.10.	Arc electric "liniștit" la $8,1 \times 10^3 A$

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
36.	Fig. 4.1.	Schema cu un redresor comandat
37.	Fig. 4.2.	Schema cu un redresor necomandat urmat de chopper de putere
38.	Fig. 4.3.	Punte trifazată
39.	Fig. 4.4.	Diagrama bloc de comandă la curent constant
40.	Fig. 4.5.	Controlul curentului electric al redresorului comandat
41.	Fig. 4.6.	Schema de funcționare la putere constantă a redresorului comandat
42.	Fig. 4.7.	Controlul în putere al redresorului comandat
43.	Fig. 4.8.	Schema bloc de reglare a puterii cu limitare de curent pentru redresorul comandat
44.	Fig. 4.9.	Controlul puterii cu limitare de curent la redresorul comandat
45.	Fig. 4.10.	Blocul de control al curentului chopperului
46.	Fig. 4.11.	Răspunsul la semnal treaptă a curentului chopperului
47.	Fig. 4.12.	Diagrama bloc a controlului la putere constantă a chopperului
48.	Fig. 4.13.	Răspuns la semnal treaptă
49.	Fig. 4.14.	Schema bloc de reglare a chopperului la putere constantă cu limitare de curent.
50.	Fig. 4.15.	Diagramele chopperului de reglare a puterii la curent constant.
51.	Fig. 4.16.	Caracteristicile redresorului comandat
52.	Fig. 4.17.	Conținutul de armonici al tensiunii și curentului
53.	Fig. 4.18.	Caracteristicile de ieșire ale chopperelor
54.	Fig. 4.19.	Conținutul de armonici al mărimilor caracteristice.
55.	Fig. 4.20.	Valorile măsurate pentru flicker pe o perioadă de 6 ore
56.	Fig. 4.21.	Factorul de putere al cuptorului cu arc electric de curent continuu pentru 30 de minute
57.	Fig. 5.1.	Descrierea evoluției stării unui sistem în spațiul fazelor
58.	Fig. 5.2.	Reprezentarea grafică a iterației unidimensionale neinvertibile
59.	Fig. 5.3.	Ilustrarea procedurii de secționare Poincaré
60.	Fig. 5.4.	Ilustrarea conservării volumului din spațiul fazelor
61.	Fig. 5.5.	O traiectorie de fază tipică a oscilatorului armonic amortizat
62.	Fig. 5.6.	Două traiectorii de fază ale unui sistem dinamic ce evoluează din condiții inițiale învecinate
63.	Fig. 5.7.	Dependența sensibilă de condițiile inițiale ilustrată în cazul unui sistem dinamic continuu.
64.	Fig. 5.8.	Dependența sensibilă de condițiile inițiale în cazul iterației logistice
65.	Fig. 5.9.	Atractorul Hénon. Punctele marcate cu romburi sunt soluțiile obținute cu ajutorul unui calculator cu simplă precizie, iar cele marcate cu steluțe sunt cele obținute cu ajutorul unui calculator cu dublă precizie
66.	Fig. 5.10.	Cercul inițial de rază ε , după un timp, t , al evoluției sistemului, devine o elipsă ale cărei axe sunt definite cu ajutorul exponenților Lyapunov λ_1 și λ_2
67.	Fig. 5.11.	Punctul fix, O , este un punct de echilibru hiperbolic atractiv
68.	Fig. 5.12.	Punctul fix, O , are o varietate stabilă bidimensională (planul YOZ) și una instabilă, unidimensională, perpendiculară pe acest plan

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
69.	Fig. 5.12.	Orbitele tind spre cele două puncte fixe C și C' , prin traiectorii spirale în jurul acestora
70.	Fig. 5.14.	Orbita ce pleacă din origine, de-a lungul varietății instabile a punctului O , face o buclă în jurul lui C , sau a lui C' în funcție de direcția inițială de plecare și se întoarce din nou în origine, de-a lungul varietății stabile a acesteia
71.	Fig. 5.15.	Traietoria de fază tipică pentru $r > r_0$
72.	Fig. 5.16.	Proiecția în planul YOZ a traiectoriei de fază care descrie spirale în jurul celor două puncte fixe C și C'
73.	Fig. 5.17.	Atractorul Lorenz – o reprezentare tridimensională
74.	Fig. 5.18.	Comportarea sistemului Lorenz în funcție de diferitele valori ale parametrului r
75.	Fig. 5.19.	Iterația de tip cort obținută prin reprezentarea maximelor $Z(t)$ din modelul Lorenz
76.	Fig. 5.20.	Atractorul Rössler
77.	Fig. 5.21.	O prezentare schematică a celor două puncte fixe, F_{\pm} , cu varietățile lor
78.	Fig. 5.22.	Iterația inversabilă construită prin secționarea Poincaré a atractorului Rössler
79.	Fig. 5.23.	Diagrama de bifurcație pentru valorile lui y_n în funcție de parametrul a
80.	Fig. 5.24.	Spectrul exponenților Lyapunov în funcție de parametrul a , iar $b=2$ și $c=4$
81.	Fig. 5.25.	(a) Circuitul electric cu dioda Chua, (b) Caracteristica U-I a rezistorului neliniar
82.	Fig. 5.26.	Comportarea oscilatorie a sistemului evidențiată pentru variabila x ($R=0.416$; $C_1=1$)
83.	Fig. 5.27.	Spectrul de putere în cazul comportării oscilatorii ilustrate în Fig.5.26 pentru aceleași valori ale parametrilor
84.	Fig. 5.28.	Diagrama de fază pentru situația ilustrată în Fig.5.26
85.	Fig. 5.29.	Oscilația periodică a lui x și oscilația periodică a lui y ($R=0.46$; $C_1=1.01$)
86.	Fig. 5.30.	Diagrama de fază și spectrul de putere în cazul comportamentului oscilatoriu ilustrat în Fig.5.29
87.	Fig. 5.31.	Oscilația haotică a sistemului și spectrul de putere a variabilei x ($R=0.9$; $C_1=1.01$)
88.	Fig. 5.32.	Atractorul straniu
89.	Fig. 5.33.	Evoluțiile aceluiasi sistem haotic, dar pentru două condiții inițiale puțin diferite (a) Direcțiile stabilă și instabilă ale punctului fix instabil \bar{x}_0 , cu vectorii proprii \bar{e}_s și \bar{e}_i , precum și "deplasarea" \bar{g} a punctului fix la
90.	Fig. 5.34.	schimbările mici ale parametrului p ; (b) Schimbarea poziției punctului fix într-una nouă, astfel că \bar{x}_{n+1} se află acum pe varietatea stabilă a vechiului punct fix instabil.
91.	Fig. 5.35.	Înainte de aplicarea controlului punctele de iterare, marcate cu "x", se așează pe atractor, iar după declanșarea controlului, la fiecare pas de iterare se va înregistra același punct, marcat cu "•"

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
92.	Fig. 5.36.	Secționarea Poincaré a atractivului Lorenz și înregistrarea valorilor $z = z_{max}$
93.	Fig. 5.37.	Iterația unidimensională obținută din z_n
94.	Fig. 5.38.	Determinarea punctului fix al iterației unidimensionale ilustrate în Fig.5.37
95.	Fig. 5.39.	Determinarea punctului fix pentru două valori ale parametrului de control r , și anume: pentru $r=28$ (albastru) și $r=28,5$ (verde).
96.	Fig. 5.40.	Traectoria de fază (în culoarea roșie), selectată prin aplicarea controlului OGY, din mulțimea traectoriilor de fază ale atractivului Lorenz
97.	Fig. 5.41.	În urma aplicării controlului dinamica haotică descrisă de atractiv a fost înlocuită cu o dinamică periodică descrisă de o curbă închisă
98.	Fig. 5.42.	Evoluția în timp a variabilei x a sistemului Lorenz, înainte și după aplicarea controlului
99.	Fig. 5.43.	Secționarea Poincaré a atractivului Rössler
100.	Fig. 5.44.	Dinamica unidimensională descrisă prin punctele secționării Poincaré a atractivului Rössler
101.	Fig. 5.45.	Determinarea punctului fix al iterației unidimensionale ilustrate în Fig.5.44
102.	Fig. 5.46.	Determinarea punctului fix al iterației unidimensionale pentru două valori ale parametrului a , și anume: pentru $a = 0.398$ (albastru) și pentru $a = 0.396$ (verde)
103.	Fig. 5.47.	Traectoria de fază periodică selectată cu ajutorul controlului OGY din mulțimea traectoriilor atractivului
104.	Fig. 5.48.	Dinamica haotică descrisă de atractivul Rössler este înlocuită cu dinamica periodică descrisă de o curbă închisă
105.	Fig. 5.49.	Evoluția periodică a sistemului Rössler, după aplicarea controlului
106.	Fig. 6.1.	Placa de achiziții de date PCI 6024e CA-1000
107.	Fig. 6.2.	Interfața principală
108.	Fig. 6.3.	Achiziționarea semnalului
109.	Fig. 6.4.	Blocul Waveform Chart pentru redarea spectrului Lyapunov
110.	Fig. 6.5.	Blocul Waveform Chart pentru redarea diagramei Delay Plot pentru semnalul achiziționat
111.	Fig. 6.6.	Interfața principală de lucru cu mediul Matlab
112.	Fig. 6.7.	Spectrul Fourier pentru semnalul achiziționat
113.	Fig. 6.8.	Diagrama de bifurcație pentru semnalul achiziționat
114.	Fig. 6.9.	Forma ecuațiilor diferențiale de tip Lorenz
115.	Fig. 6.10.	Seria de timp a iterației Henon.
116.	Fig. 6.11.	Diagrama de bifurcație a iterației Henon
117.	Fig. 6.12.	Reprezentarea celui mai mare exponent Lyapunov al iterației
118.	Fig. 7.1.	Schema de alimentare cu energie electrică a unui cuptor cu arc electric de curent continuu
119.	Fig. 7.2.	Convertoare coborâtoare DC-DC în paralel cu reglaj PI și partajarea curentului
120.	Fig. 7.3.	Diagrama de bifurcație
121.	Fig. 7.4.	Forma de undă și diagrama de Delay Plot pentru tensiunea pe arc
122.	Fig. 7.5.	Variația coeficienților Lyapunov

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
123.	Fig. 7.6.	Procedura de modelare a cuptorului cu arc electric de curent continuu
124.	Fig. 7.7.	Tensiunea rezultată pentru o valoare constantă a curentului pe arc
125.	Fig. 7.8.	Reglajul "time-delay" pentru poziția electrozudului
126.	Fig. 7.9.	"Time-delay" bazat pe controlul unei unități DC – DC
127.	Fig. 7.10.	Schema de simulare pentru patru chopere în paralel, cu redresor necomandat
128.	Fig. 7.11.	Rezultatele reglajului PI
129.	Fig. 7.12.	Rezultatele „time-delay” pentru reglajul poziției electrozudului, pentru timpul de întârziere $\tau = 1$ s
130.	Fig. 7.13.	Rezultatele „time-delay” pentru reglajul poziției electrozudului, pentru timpul de întârziere $\tau = 0,01$ s
131.	Fig. 7.14.	Placa de dezvoltare Microchip Explorer 16
132.	Fig. 7.15.	Generator de semnal haotic de tip Lorentz
133.	Fig. 7.16.	Parametrii de configurare pentru generatorul Lorentz
134.	Fig. 7.17.	Servomotor hidraulic pentru reglarea poziției electrozudului
135.	Fig. 7.18.	Reglajul "Time-Delay Feedback"
136.	Fig. 7.19.	Schema de reglaj Time Delay Feedback în buclă închisă
137.	Fig.A.4.1.	Componente și caracteristici
138.	Fig.A.4.2.	Integrarea mediului Matlab Simulink RTW
139.	Fig.A.4.3.	Arhitectura Real-Time Workshop
140.	Fig.A.4.4.	Automatic Program Building
141.	Fig.A.4.5.	Setarea parametrilor de simulare
142.	Fig.A.4.6.	Setarea parametrilor de simulare cu generarea automată a codului
143.	Fig.A.4.7.	Analiza modelului
144.	Fig.A.4.8.	Schema de generare a codului
145.	Fig.A.4.9.	Alegerea System Target File
146.	Fig.A.4.10.	Configurarea System Target File
147.	Fig.A.4.11.	Generarea unui fișier șablon (<i>grt_vc.tmf</i>) și a unui fișier de construcție personalizat (<i>customized makefile: model.mk</i>)
148.	Fig.A.4.12.	Faza finală de construire a executabilului
149.	Fig.A.4.13.	Faza finală de generare a executabilului

LISTA DE TABELE

Nr. crt.	Numărul tabelului	Titlul tabelului
1.	Tabelul 4.1.	Indicii de distorsiune armonică pentru sursa cu redresor comandat
2.	Tabelul 4.2.	Indicii de distorsiune armonică pentru sursa cu chopper
3.	Tabelul 4.3.	Datele calculate pentru sursa de putere cu redresor comandat
4.	Tabelul 4.4.	Datele calculate pentru sursa de putere cu choppere
5.	Tabelul 4.5.	Valorile flickerului pentru sursa cu redresor comandat
6.	Tabelul 4.6.	Valorile flickerului pentru sursa cu choppere
7.	Tabelul 4.7.	Factorul de putere pentru sursa de putere cu redresor comandat
8.	Tabelul 4.8.	Factorul de putere pentru sursa de putere cu choppere
9.	Tabelul 4.9.	Eficiența pentru sursa de putere cu redresor comandat
10.	Tabelul 4.10.	Eficiența pentru sursa de putere cu choppere
11.	Tabelul 4.11.	Randamentul redresării pentru sursa de putere cu redresor comandat
12.	Tabelul 4.12.	Randamentul redresării pentru sursa de putere cu choppere
13.	Tabelul 4.13.	Valoarea factorului de undă pentru sursa de putere cu redresor comandat
14.	Tabelul 4.14.	Valoarea factorului de undă pentru sursa de putere cu choppere
15.	Tabelul 4.15.	Valoarea factorului de formă pentru sursa de putere cu redresor comandat
16.	Tabelul 4.16.	Valoarea factorului de formă pentru sursa de putere cu choppere
17.	Tabelul 4.17.	Valoarea factorului de utilizare al transformatorului pentru sursa de putere cu redresor comandat
18.	Tabelul 4.18.	Valoarea factorului de utilizare al transformatorului pentru sursa de putere cu choppere
19.	Tabelul 7.1	Indici de calitate ai energiei electrice

16 Lista de tabele

Nr. crt.	Numărul tabelului	Titlul tabelului
20.	Tabel A.4.1.	Configurațiile care pot fi utilizate în generarea automată de cod pentru diferite target-uri
21.	Tabel A.4.2.	Fișiere generate în procesul de construcție a unui executabil

1. INTRODUCERE

1.1. Oportunitatea și obiectivele tezei

Energetica este unul dintre domeniile cu cele mai spectaculoase evoluții în ultimul timp, legate, în special, de dezvoltarea sistemelor de calcul și respectiv, a unor noi echipamente și a unor noi concepții și abordări în producerea, transportul și utilizarea energiei electrice. Aceste evoluții s-au produs în paralel cu creșterea complexității, preciziei, calității și economicității proceselor tehnologice.

Tema tezei de doctorat tratează o problemă de mare actualitate în producția de oțel și anume, aceea a optimizării obținerii oțelului utilizând cuptoare cu arc electric în curent continuu, având în vedere că, în prezent, pe plan mondial, peste 40% din cantitatea de oțel se obține în cuptoare cu arc electric în curent alternativ, fapt ce determină un mare consum de energie electrică și puternice perturbații ale calității energiei electrice livrate consumatorilor aflați în vecinătatea acestor cuptoare. Extinderea utilizării cuptoarelor cu arc electric în curent continuu are la bază dezvoltarea electronicii de putere și a tehnicii de calcul, cu influențe benefice asupra posibilității de control al proceselor fizice care au loc în cuptor în timpul funcționării acestuia [Arad2010], [Șurianu2007].

Deși România are o industrie metalurgică destul de dezvoltată, în țara noastră nu există nici un cuptor electric cu arc de curent continuu și nici cercetări semnificative în domeniul respectiv.

Nu același lucru se poate spune despre țările puternic industrializate (Japonia, China, Franța, Germania, Italia, SUA, Canada și Africa de Sud), unde topirea metalelor cu ajutorul arcului electric în curent continuu este deja implementată în multe unități de producție [Bowman1994],[Bracale2004].

Cu toată experiența câștigată în exploatarea cuptoarelor cu arc electric în curent continuu se constată că există o serie de probleme referitoare la modelarea cuptorului, soluția de alimentare cu energie electrică de curent continuu (redresor comandat sau convertor DC-DC), găsirea unei variante cu performanțe optime din punct de vedere al calității energiei electrice, a factorului de putere etc.. Astfel, conducerea optimală a procesului de topire în vederea minimizării consumului de energie și alte aspecte privind, inclusiv calitatea șarjei, nu au primit, încă, o soluție unitară, domeniul aflându-se la început de drum [Ladoux2005], [Lăzăroiu2010b].

În acest context, principalele obiective ale prezentei teze de doctorat sunt următoarele:

- Analiza particularităților arcului electric de curent continuu în vederea modelării lui matematice prin metode avansate (de exemplu, teoria haosului). Deși în literatură există cercetări privitoare la modelarea cuptoarelor cu arc electric de curent continuu, modelele elaborate de diverși cercetători sunt aproximative (neputându-se lua în calcul toate fenomenele complexe din cuptor) și au importanță, mai ales, din punct de vedere tehnologic. Aceste modele fiind foarte voluminoase, nu pot fi folosite în timp real în conducerea proceselor din cuptor. Din acest motiv, se va încerca întocmirea unui model matematic al arcului electric în curent continuu, bazat pe teoria haosului și utilizabil în mod direct în conducerea procesului de topire;

- Stabilirea soluției optime de alimentare cu energie electrică de curent continuu a cuptorului cu arc electric analizând experimental și comparativ, performanțele a două sisteme moderne (redresor comandat sau convertor DC-DC);
 - Punerea în evidență a caracterului haotic al tensiunii și curentului prin arcul electric, în vederea aplicării unor metode specifice teoriei haosului pentru analiza comportării sale;
 - Sistematizarea și analiza cunoștințelor existente pe plan mondial în domeniul haosului nedeterminist, în vederea aplicării lor în modelarea și conducerea proceselor din cuptorul cu arc electric de curent continuu;
 - Conceperea și realizarea unui pachet software pentru analiza proprietăților haotice ale unei serii de date inclusiv achiziția semnalului care urmează a fi studiat;
 - Utilizarea teoriei haosului în vederea conceperii și proiectării unor sisteme performante de conducere a cuptorului cu arc electric de curent continuu urmărind curentul prin arc și tensiunea pe electrozi;
 - Simularea sistemelor de conducere propuse în vederea analizei performanțelor lor;
 - Implementarea hardware a soluțiilor de control propuse utilizând o placă de dezvoltare în vederea aplicării directe în producție a cercetărilor efectuate.
- Obținerea acestor obiective a necesitat un studiu aprofundat și o cunoaștere amănunțită atât a fenomenelor din cuptorul cu arc electric de curent continuu, cât și a unor metode moderne, mai puțin aplicate în practică, privind conducerea proceselor dinamice cu comportament haotic.

1.2. Prezentarea conținutului tezei

Conținutul tezei este dezvoltat pe parcursul a opt capitole.

În capitolul 2 se face o analiză microscopică și macroscopică a arcului electric de curent continuu precum și a construcției cuptoarelor cu arc electric de curent continuu.

În capitolul 3 se prezintă o analiză a regimurilor de funcționare ale cuptoarelor cu arc electric de curent continuu. Urmărind formele de variație în timp ale curentului prin arcul electric și ale tensiunii pe arc se constată, pe baza unor experimentări, caracterul total neliniar și haotic al acestora. Se pune în evidență faptul că un control clasic al acestor mărimi nu poate da rezultatele cerute de o exploatare optimă a acestor cuptoare, adică, menținerea cât mai constantă a curentului și tensiunii, deci a puterii arcului electric. Experimentările au fost efectuate pe un cuptor electric aflat în faza de punere în funcțiune, la Georgsmarienhütte GmbH, Georgsmarienhütte, Germania.

În capitolul 4 se face o analiză comparativă a două metode moderne de alimentare cu energie electrică a arcului de curent continuu, și anume: – transformator - redresor comandat sau transformator - redresor necomandat - convertor DC/DC. Analiza se face pe baza prelucrării unui mare volum de date experimentale rezultând faptul că din toate punctele de vedere, ultima soluție prezentată (transformator-redresor necomandat-convertor DC/DC) are performanțe mai bune și deci, această soluție va fi folosită în capitolele următoare. Totodată, au fost analizate performanțele sistemelor de conducere a curentului și tensiunii arcului electric existente la nivelul actual al tehnicii, constatându-se că performanțele obținute sunt departe de a fi cele mai bune. Această analiză se face pe baza rezultatelor experimentale obținute de la două cuptoare identice de 50 MW, unul alimentat prin redresor comandat, iar celalalt prin chopper. Ambele cuptoare

aparțin unei firme din Italia, iar măsurătorile au fost efectuate în vara anului 2010. Firma nu și-a dat acordul pentru publicarea altor date de identificare.

În capitolul 5 sunt studiate și sistematizate principalele cunoștințe existente, în prezent, în teoria haosului și în conducerea proceselor haotice. Sunt scoase în evidență proprietățile semnalelor haotice și condițiile pe care trebuie să le îndeplinească un semnal pentru a putea fi considerat haotic.

În capitolul 6 se propune un software unitar, care să permită achiziția și analiza semnalelor haotice. În vederea demonstrării stării de haos a unui semnal și a indicilor de calitate ai acestuia (coeficienți Lyapunov, entropia Kolmogorv-Sinai, puncte de bifurcație, diagrame de fază, atractori etc.), trebuie efectuate, după achiziția semnalului, o serie de calcule foarte laborioase. Softul care a fost conceput în această lucrare are tocmai rolul de a efectua, într-un mod unitar, toate aceste calcule și este deosebit de util în dezvoltarea capitolelor următoare.

În capitolul 7 se demonstrează că există două surse majore de haos în funcționarea unui cuptor cu arc electric: lungimea arcului și convertorul DC/DC. Având în vedere aceste aspecte au fost concepute, proiectate și simulate soluții moderne de conducere pentru curentul și tensiunea pe arc, respectiv, pentru convertorul DC/DC. Soluțiile prezentate permit obținerea unor performanțe net superioare situațiilor actuale.

Soluțiile prezentate au fost implementate hardware folosind Real-Time-Workshop (RTW) de la MATLAB-SIMULINK și o placă de dezvoltare Microchip Explorer 16. Soluția propusă permite aplicarea directă în practică, cu costuri minime, a noilor sisteme de conducere.

În capitolul 8 se prezintă concluziile generale rezultate din studiile efectuate, principalele contribuții originale ale autorului, precum și direcțiile viitoare de cercetare.

Lucrarea mai conține șase anexe în care sunt date: programe pentru determinarea indicilor de calitate ai energiei, programe pentru analiza semnalelor haotice, algoritmul de reglaj al cuptorului cu arc electric de curent continuu, implementare hardware a reglajului arderii arcului electric de curent continuu în cuptoarele electrice (mediul de proiectare Real-Time-Workshop (RTW)), implementarea generatorului Lorenz și sinteza privind lucrărilor proprii.

1.3. Modul de valorificare a cercetărilor și perspective de continuare

Dintre principalele direcții de cercetare care pot continua rezultatele obținute în cadrul aceste teze se pot enumera:

- Aplicarea în practica reală a rezultatelor cercetărilor originale prezentate și efectuarea eventualelor corecții necesare;
- Determinarea performanțelor energetice ale cuptoarelor cu arc electric de curent continuu conduse după principiile propuse, deoarece este de presupus că menținerea constantă a tensiunii și curentului electric pe arc vor conduce la o netă îmbunătățire a acestora;
- Aplicații ale teoriei haosului pentru alte procese care se confruntă cu semnale haotice, cu obținerea, ca și în cazul de față, a unor performanțe superioare de conducere.

Rezultatele cercetărilor efectuate în cadrul tezei de doctorat au fost valorificate parțial prin prezentarea unor articole de specialitate (Anexa 6), la diverse conferințe științifice internaționale. De asemenea, sunt în curs discuții cu firma Arcelor Mittal pentru aplicarea metodelor propuse în lucrare, în cadrul lucrărilor de reparații capitale ale propriilor cuptoare electrice de topit oțelul.

Teza se întinde pe 236 pagini, conține 149 figuri, 21 tabele, 253 relații matematice, 131 referințe bibliografice. O parte din contribuțiile personale a fost validată prin publicarea a 19 lucrări științifice, dintre care 4 cotate ISI și 6 indexate în alte baze internaționale de date.

Autorul mulțumește în mod deosebit conducătorului științific, dl. Prof.dr.ing. Flavius Dan Șurianu, pentru îndrumarea competentă, permanentă, extrem de eficientă și plină de înțelegere acordată de-a lungul perioadei de elaborare a tezei.

Nu în ultimul rând, mulțumesc familiei și colegilor care m-au înțeles și sprijinit în realizarea tezei și în special d-lui Conf.dr.ing. Nicolae Rusu, care a inițiat aceste cercetări.

Autorul,

2. PROBLEME GENERALE PRIVIND ÎNCĂLZIREA CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU

2.1. Teoria microscopică a arcului electric

2.1.1. Introducere

Arcul electric este o descărcare autonomă în gaze sau vapori metalici pe parcursul căreia suportul material al arcului se găsește sub formă de plasmă. Curentul electric prin arc poate avea valori diferite, de la fracțiuni de amperi până la sute de kiloamperi, situații în care parametrii arcului se modifică într-o gamă foarte largă.

Arcul electric a fost descris pentru prima dată în anul 1802 de către V. Petrov. Prima utilizare industrială a arcului electric pentru sudare cu electrod de cărbune aparține lui Bernardos și a fost realizată în 1882. În afară de diverse tipuri de sudare de-a lungul anilor arcul electric a fost folosit pentru realizarea lămpilor de mare putere (proiectoare) folosite în cinematografie, iar în ultima perioadă de timp în cuptoarele electrice pentru topit oțelul și alte substanțe.

Există și arcuri electrice nedorite, în special în transmisia și distribuția energiei electrice și în echipamentele electronice. Aceste arcuri nedorite sunt eliminate prin metode variate și nu fac obiectul lucrării de față.

2.1.2. Plasma arcului electric

2.1.2.1. Generalități

Plasma este starea materiei aflate, din punct de vedere energetic, pe cel mai înalt nivel (comparativ cu celelalte trei stări: solidă, lichidă și gazoasă) și formată dintr-un ansamblu de particule neutre, pozitive, negative și fotoni, fiind cvasineutră electric la starea microscopică [Golovanov1997]. Particulele pozitive sunt ioni atomici și moleculari, particulele negative sunt în principal electronii (există un număr redus de ioni negativi formați prin atașare electronică), particulele neutre sunt atomi sau molecule aflate într-o stare cuantică fundamentală sau excitată; fotonii apar ca urmare a anumitor interacțiuni dintre particulele de mai sus. Plasma arcului electric se caracterizează printr-un grad de ionizare X mediu sau relativ ridicat, cuprins, aproximativ, între valorile $10^{-4} < X < 10^{-2} (10^{-1})$, careia îi corespund temperaturi curente, T , în coloana plasmei de $T = (3000^0 - 12000^0)K$, timp în care, desigur, gradul de ionizare, X și temperatura, T sunt într-o dependență reciprocă.

Trecerea curentului electric prin arc este rezultatul mișcării dirijate a purtătorilor de sarcină electrică: ionii și electronii. Formarea și dispariția acestora are loc în mod continuu în urma unei game foarte variate de procese elementare, adică de interacțiuni atât între particulele din coloana arcului (proces elementare de volum) cât și între particulele din arc și în cele din mediile învecinate (proces elementare de suprafață).

Existența arcului electric staționar este posibilă doar prin stabilirea unui echilibru termodinamic al plasmei. La echilibru termodinamic, dacă condițiile de excitare exterioară și răcire ale plasmei se conservă, numărul de purtători de sarcină electrică apărute în unitate de timp este egal cu numărul de purtători de sarcină, care dispar prin procese de recombinare.

2.1.2.2. Ecuațiile microscopice ale plasmei

În general starea și comportarea plasmei sunt determinate de un grup de relații matematice cunoscute sub denumirea de ecuații microscopice ale plasmei [Universitatea2000]:

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

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

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \end{array} \right\} \text{- ecuațiile lui Maxwell,} \quad (2.3)$$

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

$$\rho_m \cdot \frac{\partial \bar{u}}{\partial t} = \bar{j} \times \bar{B} - \nabla p - \rho_m \cdot \nabla \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \end{array} \right\} \text{- ecuația dinamicii fluidelor,} \quad (2.5)$$

$$\frac{m_e}{n_e \cdot q_e^2} \cdot \frac{\partial \bar{j}}{\partial t} = \bar{E} + \left(\bar{u} + \frac{\bar{j}}{n_e \cdot q_e} \right) \times \bar{B} - \frac{\nabla p}{n_e \cdot q_e} - R \cdot \bar{j} \quad \text{- legea lui Ohm generalizată,} \quad (2.6)$$

$$\rho_m = n_e \cdot m_e + n_p \cdot m_p + n_g \cdot m_g \quad \text{- densitatea de masă a plasmei.} \quad (2.7)$$

Celelalte simboluri sunt cele consacrate cu observația că indicele „e” se referă la electroni, „p” la ionii pozitivi, „g” la particulele neutre, iar „c” este viteza luminii.

Analiza generalizată a plasmei se lovește de dificultăți matematice și fizice deosebite. De aceea, se efectuează analize particulare pentru diferitele categorii de plasmă. Arcul electric având ca suport fizic o formă a plasmei, se tratează în acest context.

2.1.3. Fenomene fizice în arcul electric

2.1.3.1. Procese elementare de suprafață

2.1.3.1.1. Emisia termoelectronică și termoionică în câmp electric

Dacă printr-o metodă oarecare temperatura unui metal (cristal) este ridicată până la valoarea T , astfel încât energia cinetică a electronilor din cristal, W_e , să îndeplinească condiția [Șora1983]:

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

unde: $\frac{1}{2} \cdot m \cdot v_e^2 = k \cdot T \quad (2.9)$

v_e - reprezintă viteza medie a electronului.

V_0 - potențialul de ieșire.

Numărul de electroni care părăsesc metalul în unitatea de timp fiind:

$$\frac{j}{q_e} = (1 - \bar{r}) \int_{\left(\frac{2x}{m}\right)^{0.5}}^{\infty} v_x \cdot n(v_x) \cdot dv_x \quad (2.10)$$

unde: \bar{r} - coeficient de reflexie mediu.

Expresia densității de curent maxim termoelectronic este:

$$j = A \cdot (1 - \bar{r}) \cdot T^2 \exp\left(-\frac{q_e \cdot V_0}{k \cdot T}\right), \quad (2.11)$$

cu: $A = \frac{4nq_e \cdot m_e \cdot k^2}{h^3} = 120 \frac{A}{\text{cm}^2 \cdot \text{grd}^2} \quad (2.12)$

Relația (2.11) nu indică faptul că densitatea curentului termoelectronic ar depinde de intensitatea câmpului electric, E , aplicat la suprafața cristalului emițător. În realitate s-a constatat că, dacă lucrul de ieșire $q_e \cdot V_0$ scade, curentul de emisie crește cu creșterea câmpului electric, E , de la suprafața emițătoare, fenomen cunoscut sub numele de efect Schottky. Așadar, aplicând un câmp electric, E , între doi electrozi, anodul, A și catodul, K , densitatea de curent de emisie termoelectronică poate avea valoarea maximă:

$$j = A \cdot (1 - \bar{r}) \cdot T^2 \cdot \exp\left(\frac{q_e \cdot V_0 - q_e \cdot (q_e \cdot E)^{\frac{1}{2}}}{k \cdot T}\right). \quad (2.13)$$

Emisia electronilor la temperatura obișnuită ($\sim 300^0\text{K}$) este complet neglijabilă; este posibilă însă și o emisie de electroni la această temperatură (emisie termoelectronică "la rece"), dacă intensitatea, E , are valori foarte mari ($E \cong 10^8 \frac{\text{V}}{\text{m}}$), fenomen numit emisie autoelectronică. Densitatea curentului autoelectronic este dat de expresia:

$$j = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} v_x \cdot D(v_x) \cdot n(v_x, v_y, v_z) \cdot dv_x \cdot dv_y \cdot dv_z, \quad (2.14)$$

care pentru o distribuție Fermi-Dirac a electronilor din metal, la $T = 0$, are valoarea:

$$j = \frac{q_e \cdot W_F^{\frac{1}{2}}}{2n \cdot h \cdot \chi \cdot (q_e \cdot V_0)^{\frac{1}{2}}} \cdot E^2 \cdot \exp\left(-\frac{8n \cdot \left(2m_e(q_e \cdot V_0)^{\frac{1}{2}}\right)}{3h \cdot E}\right), \quad (2.15)$$

unde: D - coeficient de transparență al barierei de potențial:

$$D = \exp \left[-\frac{4\pi \cdot m^2}{h} \cdot \int_0^d [W_p(x) - W]^{\frac{1}{2}} dx \right], \quad (2.16)$$

$$D(v_x) = \exp \left[-\frac{8\pi \cdot (2m_e)^{\frac{1}{2}}}{3h} \cdot \frac{\left(x - \frac{m_e \cdot v_x^2}{2} \right)^{\frac{3}{2}}}{q_e \cdot E} \right]. \quad (2.17)$$

Se poate aprecia deci, că emisia termoelectronică în câmp electric se poate exprima prin 3 relații în funcție de valorile temperaturii metalului de emisie, T , și ale câmpului electric, E , aplicat, și anume:

- relația (2.11), pentru T mari și $|\bar{E}|$ mici.
- relația (2.12), pentru T mici și $|\bar{E}|$ mari.
- relația (2.13), pentru T și $|\bar{E}|$ de valori intermediare.

În realitate s-a constatat că densitatea de curent, j , este mai mare, prin scăderea lucrului de ieșire de la valoarea Φ_e , la valoarea:

$$\Phi'_e = \Phi_e - \Delta\Phi_e, \quad (2.18)$$

unde: $\Delta\Phi_e = \theta \cdot 4\pi \cdot n_{max} q_e^2 d$, (2.19)

cu: $n_{max} \cong 10^8 N$,

și: $N = 10^{21} \div 10^{22} cm^{-3}$ - pentru metale,

Această scădere se datorează așa numitelor straturi absorbite, care sunt ioni așezați în straturi pe suprafața cristalului de emisie. (Figura 2.1.):

$$\theta = \frac{n}{n_{max}} \text{ - fracțiune de suprafață acoperită cu ioni absorbiți. } \quad (2.20)$$

Ordinul de mărime al lui $\Delta\Phi_e$ este: $\Delta\Phi_e \cong 1eV$.

Acoperirea neuniformă a emițătorului cu ioni determină formarea pe suprafață a unor zone cu potențial de ieșire, V_0 , diferite (așa numitul "câmp al petelor"), ceea ce corespunde unor lucruri de ieșire pentru electroni diferite:

$$\Phi_{min} < \Phi'_e < \Phi_{max}. \quad (2.21)$$

Rezultă deci o structură de mozaic pe suprafața emițătoare din punct de vedere al lucrului de ieșire. În prezența câmpului electric, E , între doi electrozi, o parte din electronii ce părăsesc suprafața catodului, K , prin zonele de maxim (electronii cu energii cinetice mai reduse) sunt accelerați în zonele cu Φ_{max} și frânați în zonele cu Φ_{min} .

Având în vedere cele prezentate este de așteptat ca în apropierea catodului, K , distribuția câmpului electric să fie diferită față de celelalte porțiuni ale spațiului anod-catod.

Matematic, în axa arcului electric problema poate fi pusă de ecuația lui

Poisson: $\frac{d^2V}{dx^2} = -4\pi \cdot \rho_e$, (2.22)

ρ_e - sarcina negativă din unitatea de volum.

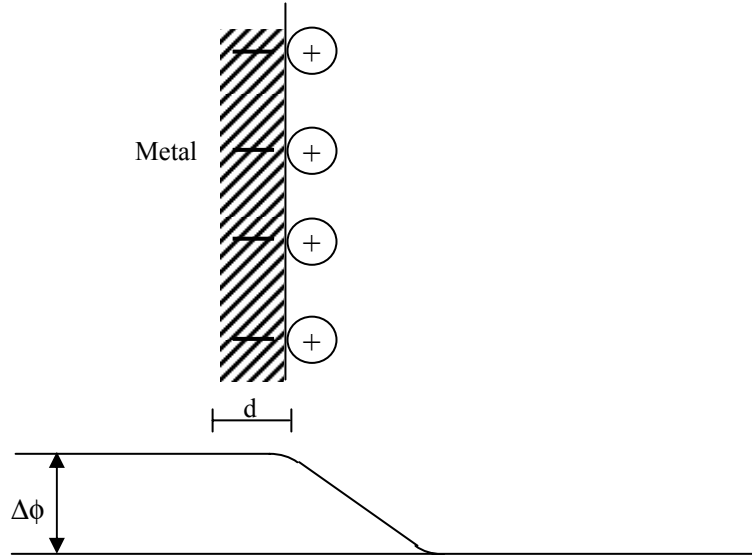


Fig.2.1. Strat de ioni pozitivi absorbiți de electronii liberi din metal

Considerând energia cinetică a electronilor ce părăsesc catodul, K , mică în comparație cu lucrul, ϕ_e , se poate scrie:

$$\frac{m \cdot v_e^2}{2} = e \cdot V_0 \quad . \quad (2.23)$$

Cum în regim staționar:

$$j = q_e \cdot v_e \quad , \quad (2.24)$$

din (2.22), (2.23) și (2.24), rezultă:

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

$$\frac{d}{dx} \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{dV}{dx}\right)^2 \right] = \frac{d}{dx} \left[8\pi \cdot j \cdot \left(\frac{m_e}{2q_e}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot V^{\frac{1}{2}} \right] \quad ,$$

$$\frac{dV}{dx} = 16\pi \cdot j \cdot \left(\frac{m_e}{2q_e}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot V^{\frac{1}{2}} + C \quad ,$$

unde: $C = 0$ pentru $x = 0$, $V = 0$, $\frac{dV}{dx} = 0$, în caz contrar:

- pentru $\frac{dV}{dx} < 0$ nici un electron nu ajunge la anodul, A;
- pentru $\frac{dV}{dx} > 0$ nu există sarcină spațială în jurul catodului, K.

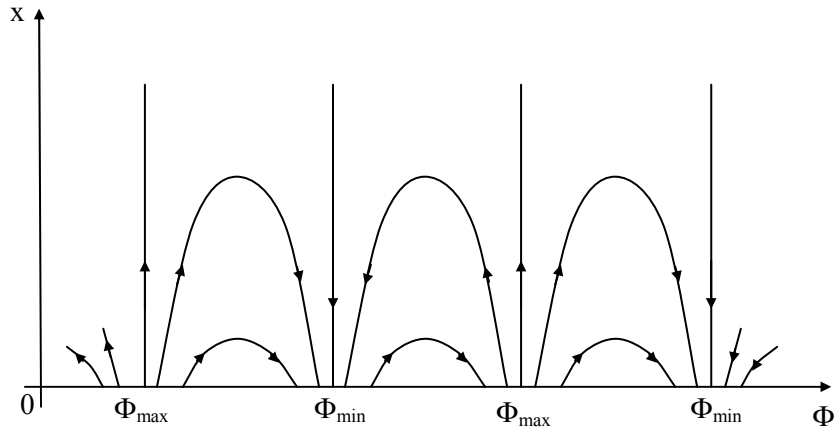


Fig.2.2. Câmpul petelor

Deci :
$$\frac{dV}{dx} = 4 \cdot \left[n \cdot j \cdot \left(\frac{m_e}{2q_e} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot V^{\frac{1}{4}},$$

cu soluția:
$$V^{\frac{3}{4}} = 3 \left[n \cdot j \cdot \left(\frac{m_e}{2q_e} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot x + C_1, \quad C_1 = 0,$$

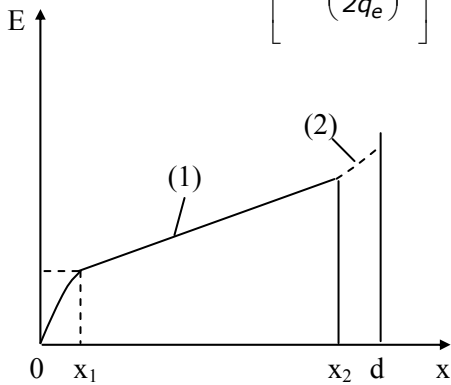


Fig.2.3. Distribuția câmpului $E(x)$ între anod A și catod K

rezultă:

$$|E(x)| = \frac{dV}{dx} = \frac{4}{3} \cdot \left[\frac{9n}{2} \cdot j \cdot \left(\frac{2m_e}{q_e} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{2}{3}} \cdot x^{\frac{1}{3}} \quad (2.25)$$

a cărei distribuție în spațiul anod-catod e prezentată în fig.2.3. prin curba (1).

Ridicând temperatura unui metal (cristal) crește nu numai energia cinetică a electronilor din conductor, dar și energia de vibrație a ionilor rețelei cristaline, astfel că, pe lângă emisia termoelectronică poate avea loc și o emisie termoionică. Densitatea curentului termoionic, j , este:

$$j = C \cdot T^{\frac{1}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{I_a + W_i}{k \cdot T}\right), \quad (2.26)$$

unde:
$$C = B \cdot \frac{g_p}{g_a}, \quad (2.27)$$

g_p - greutatea statistică a ionilor pozitivi;
 g_a - greutatea statistică a atomilor neutri;

$$B = \frac{4\pi \cdot q_i \cdot m_i \cdot k^2}{h^3}, \quad (2.28)$$

I_a - energia necesară îndepărtării unui ion de rețea.

În prezența unui câmp electric favorabil emisia termoionică este stimulată (cazul anodului A) și pe suprafața anodului, A, se constata apariția unor zone cu potențiale de ieșire, V_i , diferite, datorate absorbției de electroni ce se așează în straturi pe suprafața anodului. Expresia câmpului electric E_a în regiunea anodului, în axa arcului electric, este formal dată de relația (2.25), dar valoric, este mai mică datorită masei ionului $m_i \gg m_e$, care implică energii sporite. Deci, curba (1) din (figura 2.3.) trebuie prelungită cu curba (2), figurată punctat.

Experimental s-a constatat că aplicând între 2 electrozi situați la distanța d , tensiunea, U , diagrama potențialului $U(x)$ a arcului electric are forma prezentată în figura 2.4.

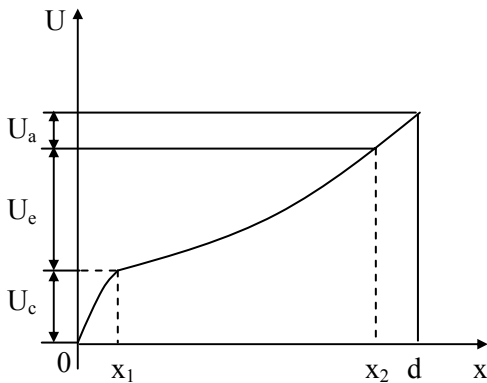


Fig. 2.4. Distribuția potențialului electric $U(x)$ între anod A și catod K

Având în vedere că $U = |\vec{E}| \cdot d$ și comparând-o cu alura curbei (1) și (2) din figura 2.3., concluzia este evidentă. Tensiunea din fața catodului, U_K , respectiv a anodului, U_A , au valori $U_A \cong (1 \div 5)V$, $U_K \cong (10 \div 30)V$, în funcție de parametrii concreți ai arcului.

2.1.3.1.2. Emisia electronică secundară

Dacă un fascicol de electroni cade asupra unui solid o parte a fascicolului este reflectată, iar altă parte pătrunde în solid, unde pierde treptat energia, excitând electronii rețelei pe nivele energetice superioare.

O parte dintre aceștia din urmă se pot mișca înspre suprafață și dacă au energie suficientă, părăsesc solidul în calitate de electroni secundari. Cantitativ, emisia electronică secundară este caracterizată de coeficientul emisiei secundare, definit ca numărul mediu de electroni emiși pentru un electron primar incident:

$$\delta = \int_0^{\infty} n(x) \cdot f(x) \cdot dx = \left(\frac{A}{2}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{8} \cdot f(0) \cdot \int_0^{x_0} \frac{\exp(-a \cdot x)}{(x_0 - x)^{\frac{1}{2}}} \cdot dx, \quad (2.29)$$

unde:
$$n(x) = \left(\frac{A}{2}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{\varepsilon \cdot (x_0 - x)^{\frac{1}{2}}}, \quad (2.30)$$

$f(x)$ - probabilitatea ca electronii secundari din rețea să părăsească solidul;
 ε - energia medie necesară producerii unui electron secundar;

$$A = -\pi \cdot n \cdot q_e^4 \cdot \ln \frac{W_{pr}}{W_0} = ct. , \quad (2.31)$$

unde: W_{pr} - energia primară a electronilor incidenți;
 W_0 - energia primară minimă a electronilor incidenți (corespunzătoare lui $f(0)$) care determină emisia de electroni secundari;
 α - coeficient ce depinde de tipul solidului și starea lui.
 În mod analog se definește și coeficientul care reprezintă numărul de electroni emiși în medie, datorat unui ion incident pe suprafața solidului.

2.1.3.1.3. Emisia fotoelectronică

Prin iradierea unui solid cu fotoni de energie $h\nu$, electronii pot părăsi solidul dacă prin absorbție, energia lor cinetică depășește lucrul de ieșire, W_e . La $T = 0^0 K$ energia cinetică a electronului ce părăsește solidul este: $\frac{1}{2} m \cdot v_e^2 = h(\nu - \nu_0)$. Densitatea curentului fotoelectronic rezultat este:

$$j = \frac{4\pi \cdot a \cdot q_e \cdot m_e \cdot k \cdot T}{h^3} \cdot \int_{x-h\nu}^{\infty} \ln \left(1 + \exp \left(\frac{W_x - W_F}{k \cdot T} \right) \right) \cdot dW_x =$$

$$= a \cdot A \cdot T^2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \ln(1 + e^t) \cdot dt = a \cdot A \cdot T^2 \cdot f(\xi) \quad , \quad (2.32)$$

unde: $\xi = \frac{h(\nu - \nu_0)}{k \cdot T}$, (2.33)

$$f(\xi) = e^\xi - \frac{1}{2^2} e^{2\xi} + \frac{1}{3^2} e^{3\xi} + \dots, \text{ pentru } \xi \leq 0, \quad (2.34)$$

$$f(\xi) = \frac{1}{2} \xi^2 + \frac{\pi^2}{2} - e^{-\xi} + \frac{1}{2^2} \cdot e^{-2\xi} - \frac{1}{3^2} \cdot e^{-3\xi} + \dots, \text{ pentru } \xi \geq 0, \quad (2.35)$$

$$A = \frac{4\pi \cdot q_e \cdot m_e \cdot k^2}{h^3} = 120 \frac{A}{\text{cm}^2 \cdot \text{grad}^2}, \quad (2.36)$$

$$t = \frac{W_F - W_x}{k \cdot T}, \quad (2.37)$$

$$a = \frac{\text{concentrația gazului Fermi excitat}}{\text{concentrația gazului Fermi normal}}.$$

S-a constatat că densitatea curentului de emisie, j , depinde de prezența câmpului electric.

Pentru $\nu - \nu_0 \ll \frac{q_e \cdot (q_e \cdot E)^{\frac{1}{2}}}{h}$ (2.38)

se obține expresia:
$$j = \frac{\alpha \cdot A \cdot h^2}{2k^2} \left[(\nu - \nu_0) + \frac{q_e \cdot (q_e \cdot E)^{\frac{1}{2}}}{h} \right]^2 \quad (2.39)$$

unde A este dat de relația (2.36).

2.1.3.1.4. Ionizarea superficială și pulverizarea catodică

După ciocnirea particulelor neutre ale plasmei cu suprafața solidului o parte din acestea revin în volumul plasmei ca ioni pozitivi sau negativi. Ionizarea superficială este indicată prin coeficientul de ionizare β :

$$\beta = \frac{a}{a+1},$$

unde:

$$a = \frac{g_i}{g_a} \cdot \exp\left(-\frac{W_i - \varphi}{k \cdot T}\right). \quad (2.40)$$

De remarcat că contribuția ionizării superficiale la curentul electric prin arc este foarte redusă.

Prin ciocnirea particulelor de electrozi are loc și un alt fenomen; atomi sau grupe de atomi părăsesc solidul, fenomen cunoscut sub denumirea de pulverizare catodică. Numărul mediu de atomi pulverizați, S , de un ion incident este:

$$S = C \cdot (W_{cin} - W_0).$$

unde: C , W_0 - constante dependente de natura ionul incident și materialul electrozului; W_{cin} - energia atomilor incidenti.

Micșorarea numărului de atomi pulverizați, S , din electrozii arcului electric determină micșorarea vitezei de consumare a electrozilor, deci creșterea productivității și scăderea prețului de cost pentru utilizarea arcului electric.

Valoric, contribuția ionizării superficiale este cu totul neglijabilă la curentul electric prin arc, însă fenomenul prezintă importanță sub aspectul consecințelor pe care îl are asupra electrozilor: prin ciocnirea particulelor de electrozi, atomi sau grupe de atomi părăsesc solidul, determinând consumarea acestora, fenomen cunoscut sub denumirea de pulverizare catodică.

2.1.3.2. Procese elementare de volum

2.1.3.2.1. Termoionizarea și ionizarea prin șoc

Dependența de temperatură a vitezei medii a unui gaz este descrisă de relația [Bădărău1963]:

$$v_m = \sqrt{\frac{3k \cdot T}{m}}. \quad (2.41)$$

Din teoria ciocnirilor se știe că în cazul ciocnirii unei particule de masă, m_A , de o altă particulă de masă, m_B , energia maximă, ΔW , transferată particulei B este:

$$\Delta W = \frac{m_A \cdot v_A^2}{1 + \frac{m_A}{m_B}}. \quad (2.42)$$

Rezultă deci, că pentru a schimba starea internă a uneia sau ambelor particule poate fi folosită, cel mult, energia cinetică a mișcării relative, ΔW_{lim} :

$$\Delta W_{lim} = \frac{\mu \cdot v_r^2}{2}, \quad (2.43)$$

unde:

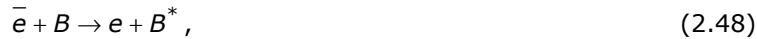
$$\bar{v}_r = \bar{v}_A - \bar{v}_B, \quad (2.44)$$

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{m_A} + \frac{1}{m_B}. \quad (2.45)$$

Dacă energia, ΔW , transferată particulei B depășește energia de ionizare, W_i , particula neutră, B , se ionizează. De exemplu:



Ionizarea particulei B poate fi făcută și în trepte în situația în care energia transferată la o ciocnire $\Delta W_c < W_i$; în această situație într-o primă fază, particula B trece din starea fundamentală în stare excitată, de exemplu:



apoi, după o nouă ciocnire, particula excitată, B , transmite energie unei alte particule, care în etapa următoare va ioniza o a treia particulă, C , de exemplu:



Energia schimbată între particule în toate aceste situații se face brusc, adică prin șoc, fiind favorizată de creșterea temperaturii, T .

Contribuția pe care o au electronii la ionizarea atomilor gazului este dată de intensitatea de ionizare prin electroni $\left(\frac{du_e}{dt}\right)_e$, care reprezintă numărul ionizărilor efectuate de electroni pe distanța de 1cm, într-o secundă.

$$\left(\frac{du_e}{dt}\right)_e = N \cdot n_e \cdot \int_{\frac{2w_i}{m}}^{\infty} v_e \cdot Q_i^{(e)}(v_e) \cdot f(v_e) \cdot dv_e. \quad (2.51)$$

Presupunând o distribuție maxwelliană a vitezei electronilor se obține:

$$\left(\frac{du_e}{dt}\right)_e = N \cdot n_e Q_i^{(e)} \cdot v_e \cdot \left[\left(\frac{w_i}{k \cdot T} + 1 \right) \exp\left(- \frac{w_i}{k \cdot T} \right) \right]. \quad (2.52)$$

Analog contribuția ciocnirilor dintre atomii gazului între ei la ionizarea gazului este dată de intensitatea de ionizare corespunzătoare, $\left(\frac{du_e}{dt}\right)_g$:

$$\left(\frac{du_e}{dt}\right)_g = N^2 \cdot Q_i^{(g)} \cdot 2^{\frac{1}{2}} \cdot v_g \cdot \left[\left(\frac{2w_i}{k \cdot T} + 1 \right) \exp\left(- \frac{2w_i}{k \cdot T} \right) \right], \quad (2.53)$$

unde: $Q_i^{(e)}(v_e)$ - secțiunea eficace a electronului;
 $Q_i^{(g)}(v_g)$ - secțiunea eficace a atomului neutru;
 N - concentrația atomilor gazului;
 n_e - concentrația electronilor.

Dacă între doi electrozi situați într-un gaz, la distanța „ d ” unul de altul, se aplică o tensiune, U , peste mișcarea de agitație termică a particulelor gazului se va presupune și o mișcare ordonată a particulelor purtătoare de sarcină electrică în câmpul $E = \frac{U}{d}$. În acest fel energia cinetică medie, W_{med} , a acestora din urmă va

crește și prin ciocnirea cu alte particule vor apărea noi purtători de sarcină electrică. Procesul de ionizare al gazului se desfășoară în avalanșă, condițiile ionizării fiind determinate de cifra de ionizare, α , a electronului, respectiv cifra de ionizare, β , a ionului pozitiv, care reprezintă numărul de perechi de purtători de sarcină generați

de un singur electron (respectiv un singur ion pozitiv) accelerați într-un câmp electric $|\vec{E}|$, pe lungime de unitate.

Se demonstrează că:

$$\alpha = p \cdot f_1 \cdot \left(\frac{E}{p}\right), \quad (2.54)$$

$$\beta = p \cdot f_2 \cdot \left(\frac{E}{p}\right), \quad (2.55)$$

unde: p - presiunea gazului în care are loc descărcarea.

Pentru ca descărcarea să fie autonomă în condițiile neglijării celorlalte procese de ionizare, trebuie îndeplinită condiția:

$$\alpha = \beta \cdot (e^{\alpha d} - 1). \quad (2.56)$$

Dispariția purtătorilor liberi de sarcină din plasma arcului se datorează procesului de recombinare dintre particulele purtătoare de sarcină electrică. Ca și celelalte procese de volum, la scară macroscopică, recombinarea este un fenomen statistic și neuniform pe întregul volum al plasmei. El este mai intens la periferia plasmei.

2.1.3.2.2. Fotoionizarea

Prin absorbția cuantelor de energie radiantă de către atomii sau moleculele unui gaz pot fi provocate ionizări ale particulei, A , neutră a gazului, fie direct:



fie în trepte, realizându-se intermediar excitarea particulei A :



Desigur, pentru realizarea procesului de ionizare trebuie îndeplinită condiția:

$$h \cdot \nu \geq W_i, \quad (2.60)$$

respectiv: $h \cdot \nu \geq W_e.$ (2.61)

unde: W_i - energie de ionizare și W_e - energie de excitare a particulei A .

Radiația poate proveni fie din exterior (ex: radiația cosmică, ce nu prezintă interes în cazul arcului electric), fie din interiorul volumului plasmei, în urma altor procese elementare cum sunt, de exemplu, recombinarea radiativă ion - electron:



sau captura radiativă a electronului de către atomul sau molecula neutră:



Contribuția fotoionizării la ionizarea gazului este exprimată prin intensitatea de fotoionizare $\left(\frac{dn_e}{dt}\right)_f$:

$$\left(\frac{dn_e}{dt}\right)_f = p \cdot \int_{\nu_i}^{\infty} \alpha_{\nu} \cdot dn = \bar{\alpha}_{\nu} \cdot p \cdot \frac{2\pi}{C^2} \left(\frac{k \cdot T}{h}\right)^3 \cdot \exp(-\xi) \cdot (\xi^2 + 2\xi + 2), \quad (2.64)$$

$$\text{cu: } \xi = \frac{W_i}{k \cdot T}, \quad (2.65)$$

unde: α_{ν} - numărul de fotoionizări produse pe unitate de lungime de drum de un foton.

2.1.3.2.3. Recombinarea

Recombinarea purtătorilor de sarcină electrică este procesul invers al ionizării. Recombinarea este favorizată de o viteză mai redusă a purtătorilor de sarcină electrică. De aceea fenomenul este mai intens pe periferia plasmă. De asemenea, recombinația dintre un electron și un ion pozitiv este mult mai puțin probabilă decât cea dintre un ion pozitiv și unul negativ. Procesul de recombinație este unul fotoemisiv fie că se realizează între un electron și un ion pozitiv (relația (2.62)), fie că se face între doi ioni:



Fotonul rezultat poate genera fotoionizarea sau fotoexcitarea altei particule (ex. relația (2.57), respectiv (2.58) și (2.59), dacă este îndeplinită condiția (2.60), respectiv (2.61)).

Procesul de recombinație al particulelor purtătoare de sarcină electrică este exprimat de viteza de recombinație $\frac{dn}{dt}$:

$$\frac{dn}{dt} = -a_r \cdot n_p \cdot n_n = -a_r \cdot n^2 , \quad (2.67)$$

unde: $a_r = \int_0^{\infty} v \cdot Q_r(v) \cdot f(v) \cdot dv \cong \bar{v} \cdot \bar{Q}_r$ - coeficient de recombinație, (2.68)

iar $Q_r(v)$ - secțiune eficace de recombinație.

Înterupând acțiunea oricărui agent ionizator al gazului, concentrația purtătorilor de sarcină va scădea în timp după o lege care se obține prin integrarea relației (2.67): $\frac{1}{n_2} - \frac{1}{n_1} = a_r(t_2 - t_1)$.

Pe baza relației (2.68) se determină timpul de viață instantaneu al ionului τ_i definit:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{n}{\tau_i} ,$$

de unde: $\tau_i = \frac{1}{a_r \cdot n}$. (2.69)

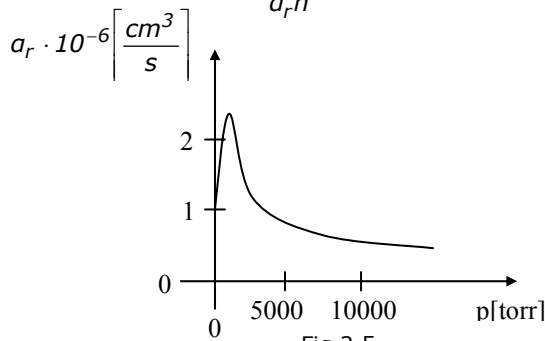


Fig.2.5.

La presiuni normale de lucru α_r se poate aproxima prin:

$$\alpha_r = 4n \cdot q_e \cdot (\mu_p + \mu_u) . \quad (2.70)$$

Pentru aer la presiunea $p = 1 atm$ și $T = 0^\circ C$.

Variația coeficientului α_r cu presiunea, este prezentată în fig.2.5.

Pentru comparație coeficientul de recombinație α_r dintre electroni și ioni pozitivi pentru aer în condiții de presiune și temperatură normală este de $\alpha_r = 1,7 \cdot 10^{-7} [cm^3 S^{-1}]$.

Fiind favorizat de viteze mai mici, rezultă că procesul de recombinație este mai intens la periferia plasmă, aceasta determinând o distribuție neuniformă a conductivității în secțiune, fapt verificat experimental.

2.1.3.3. Ionizarea plasmei

Considerând plasma arcului electric ca pe un amestec izoterm a trei gaze: electronic, ionic și neutru electric, se poate determina gradul de ionizare, X , al plasmei arcului electric pe baza formulei lui Saha:

$$N \cdot \frac{x^2}{1-x^2} = \frac{2g_i}{g_g} \cdot \left(\frac{2\pi \cdot m_e \cdot k \cdot T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} \exp\left(-\frac{V_i}{k \cdot T}\right)$$

respectiv,

$$p \cdot \frac{x^2}{1-x^2} = \frac{2g_i}{g_g} \cdot \left(\frac{2\pi \cdot m_e}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot k \cdot T^{\frac{5}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{V_i}{k \cdot T}\right), \quad (2.71)$$

unde:

$$p = p_g + p_e + p_i = N \cdot (1+x) \cdot k \cdot T. \quad (2.72)$$

După calcule rezultă concentrația electronilor în plasmă:

$$n_e \equiv \frac{p^{\frac{1}{2}} \cdot k \cdot T^{\frac{1}{4}} \cdot (2\pi \cdot m_e)^{\frac{3}{4}}}{h^{\frac{3}{2}}} \cdot \exp\left(-\frac{q_e \cdot U_i}{2k \cdot T}\right), \quad (2.73)$$

și conductivitatea:

$$\sigma = \frac{q^2 \cdot n^{\frac{3}{4}} \cdot m_e^{\frac{1}{4}} \cdot (k \cdot T)^{\frac{3}{4}}}{Q_{ac} \cdot p^{\frac{1}{2}} \cdot h^{\frac{3}{2}} \cdot 2^{\frac{1}{4}} \cdot 3^{\frac{1}{2}}} \cdot \exp\left(-\frac{q_e \cdot U_i}{2k \cdot T}\right). \quad (2.74)$$

2.1.4. Curentul electric în arc

2.1.4.1. Mișcarea individuală a purtătorilor de sarcină electrică

Ignorând agitația termică, mișcarea unei particule de masa m și sarcină q într-un câmp electromagnetic arbitrar $\vec{E}(\vec{r}, t); \vec{B}(\vec{r}, t)$, în condițiile vitezelor nerelativiste este dată de expresia forței electromagnetice [Boulet2003]:

$$m \cdot \frac{d\vec{v}}{dt} = q \cdot (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}), \quad (2.75)$$

Dacă $\vec{E}(\vec{r}, t) = ct.$; $\vec{B}(\vec{r}, t) = 0$, particula se mișcă în direcția câmpului cu

$$\text{accelerația: } a = \frac{d\vec{v}}{dt} = \frac{q \cdot \vec{E}}{m} = ct. \quad (2.76)$$

Dacă curenții prin arc au valori mari (kiloamperi și mai mari) în coloana de plasmă a arcului electric se face simțită forța Lorentz, F_L , asupra particulelor de sarcină electrică, dirijată spre axul coloanei, astfel încât acesta suferă o compresiune, fenomen numit efect Pinch. Pe unitatea de volum forța Lorentz, F_L , are expresia:

$$\vec{F}_L = \vec{j} \times \vec{B} = \text{grad} \bar{p}, \quad (2.77)$$

j - densitatea de curent;

B - inducția magnetică proprie;

p - presiunea gazului în care în care are loc descărcarea.

Efectul Pinch coroborat cu diferența mare de conductivitate dintre electrozi și coloana arcului determină un diametru variabil al coloanei plasmei cu un maxim în zona centrală (fig.2.6.).

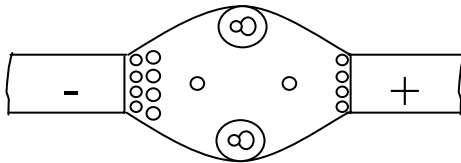


Fig.2.6. Deformarea coloanei plasmei

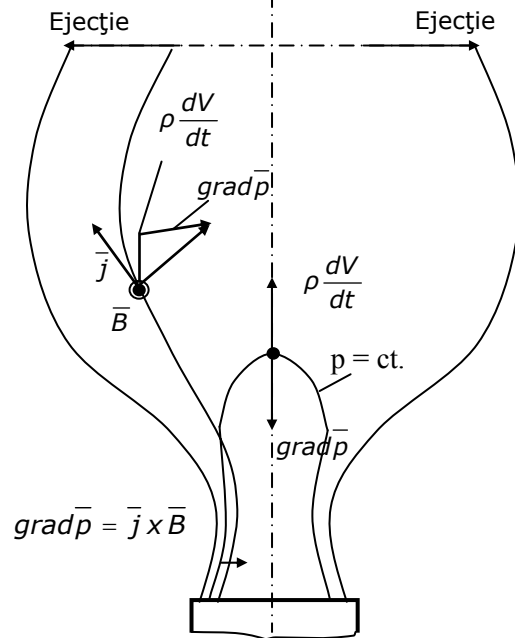


Fig.2.7. Efectul Pinch; eiecția de plasmă

Efectul acestei asimetrii este formarea de curenți de plasmă către axa de simetrie transversală a arcului electric care are drept consecință eliminarea unei mase de plasmă și deci deionizarea arcului electric (figura 2.7.).

2.1.4.2. Mișcarea globală a purtătorilor de sarcină electrică

În studiul ansamblului de particule ne interesează de obicei valorile medii ale diferitelor mărimi; pentru o mărime oarecare, $Q(v)$, a unei particule, valoarea medie este dată de expresia:

$$Q(\bar{r}, t) = \frac{1}{n(\bar{r}, t)} \cdot \int_{\bar{v}} Q(v) \cdot f(\bar{r}, \bar{v}, t) \cdot d\bar{v}, \quad (2.78)$$

unde, $f(\bar{r}, \bar{v}, t)$ - funcția de distribuție care reprezintă densitatea de particule în spațiul (r, v) cu:

$$\left\{ \begin{array}{l} d\bar{r} = dx \cdot dy \cdot dz \\ d\bar{v} = dv_x \cdot dv_y \cdot dv_z \end{array} \right\}, \quad (2.79)$$

iar: $n(\bar{r}, t) = \int_{\bar{v}} f(\bar{r}, \bar{v}, t) d\bar{v}$ - concentrația particulelor în punctul \bar{r} la momentul t .

Funcția de distribuție $f(\bar{r}, \bar{v}, t)$ reprezintă tocmai soluția ecuației cinetice a gazelor (Boltzman):

$$\bar{v} \cdot \nabla_r f + \bar{Q} \cdot \nabla_v f + \frac{\partial f}{\partial t} = \left(\frac{\partial f}{\partial t} \right)_c^+ - \left(\frac{\partial f}{\partial t} \right)_c^- , \quad (2.80)$$

unde: ∇_r - gradientul funcției f în spațiul normal,
 ∇_v - gradientul funcției f în spațiul vitezelor,

$\left(\frac{\partial f}{\partial t} \right)_c^+$, respectiv $\left(\frac{\partial f}{\partial t} \right)_c^-$ - numărul de particule scoase, respectiv introduse în

domeniul de viteze cuprins între v și $v + dv$ în unitate de volum și de timp.

Pentru o plasmă în care $ne \cong np \ll ng$ starea amestecului de gaze electronic, ionic și neutru este descrisă de trei funcții de distribuție: $f_e(\bar{r}', \bar{v}, t)$, $f_p(\bar{r}', \bar{v}, t)$ respectiv $f_g(\bar{r}', \bar{v}, t)$ care satisfac trei ecuații de tip Boltzman cuplate prin intermediul termenilor de ciocnire Cik:

$$\frac{\partial f_e}{\partial t} + v_e \cdot \nabla_r \cdot f_e + Q_e \cdot \nabla_v \cdot f_e = C_{ee} + C_{eg} + C_{ep} , \quad (2.81)$$

$$\frac{\partial f_p}{\partial t} + v_p \cdot \nabla_r \cdot f_p + Q_p \cdot \nabla_v \cdot f_p = C_{pe} + C_{pp} + C_{pg} , \quad (2.82)$$

$$\frac{\partial f_g}{\partial t} + v_g \cdot \nabla_r \cdot f_g + Q_g \cdot \nabla_v \cdot f_g = C_{ge} + C_{gp} + C_{gg} , \quad (2.83)$$

Considerând plasma omogenă adică:

$$\nabla_r \cdot f_e = \nabla_r \cdot f_p = \nabla_r \cdot f_g = 0 , \quad (2.84)$$

și neglijând termenii C_{eg} , C_{ge} , C_{ep} , C_{pe} , C_{pp} , C_{gp} pentru ecuațiile (2.82), respectiv (2.83), soluțiile se pun în forma descompusă după polinoamele Legendre:

$$f(v, w) = \sum_n P_n[\cos \omega \cdot f_n(v)] \cong f_0(v) + \frac{v_x}{v} \cdot f_1(v) , \quad (2.85)$$

aproximație valabilă pentru câmp electric slab.

O dată determinate valorile lui f_0 , respectiv f_1 , se pot determina mărimile medii ce caracterizează mișcarea ansamblului de particule purtătoare de sarcină electrică. Astfel viteza medie pătratică, v_e^2 , a electronilor este:

$$\bar{v}_e^2 = \frac{1}{n_e} \cdot \int v^2 \cdot f_0 \cdot d\bar{v} = 1.75 \cdot \left(\frac{2m_e}{m_g} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{q_e \cdot E}{m_e \cdot N \cdot Q_d} , \quad (2.86)$$

iar viteza în direcția câmpului electric este u_e :

$$u_e = \frac{1}{n_e} \cdot \int v_x \cdot \cos \omega f_1 \cdot d\bar{v} = 0.766 \cdot \left(\frac{2m_e}{m_g} \right)^{\frac{1}{4}} \cdot \left(\frac{q_e \cdot E}{m_e \cdot N \cdot Q_d} \right)^{\frac{1}{2}} . \quad (2.87)$$

Expresia vitezei ionilor în direcția câmpului electric rezultă:

$$u_p = \frac{1}{n} \cdot \int v_x \cdot f(\bar{v}) \cdot d\bar{v} = \left(\frac{2q_p \cdot E}{n \cdot m_p \cdot Q_t \cdot N} \right)^{\frac{1}{2}} , \quad (2.88)$$

unde: Q_d - secțiunea eficace de difuzie;
 Q_t - secțiunea eficace de transfer.

Odată cu creșterea curentului electric prin arc eroarea în aprecierea vitezelor date de relațiile (2.87), (2.88) crește.

2.1.5. Expresia curentului electric de conducție în arc

Densitatea totală a curentului electric de conducție care circulă între anod și catod este dată de expresia:

$$j_{tot} = j_e + j_p = q_e n_e u_e + q_p n_p u_p, \quad (2.89)$$

Cum plasma este neutră din punct de vedere electric se poate afirma că:

$$n_e = n_p,$$

deci rezultă:

$$j_{tot} = q_e n_e u_e + q_p n_p u_p = q_e n_e (u_e - u_p), \quad (2.90)$$

valorile lui n_e , u_e , u_p fiind determinate anterior.

Considerând că secțiunea transversală a arcului electric reprezintă aria unui cerc se obține expresia curentului electric de conducție între anod și catod, I_{AK} .

$$I_{AK} = j_{tot} \cdot \pi \cdot R^2, \quad (2.91)$$

unde: πR^2 - aria secțiunii transversale a coloanei arcului electric în care există conducție electrică.

2.1.5.1. Bilanțul puterilor

Sub aspect global, bilanțul puterilor în unitatea de volum din coloana arcului electric poate fi scris sub forma:

$$\frac{\partial}{\partial t} (\rho q_e) + \text{div} P_s + R_v - v \cdot \text{grad} \bar{p} = \sigma E^2, \quad (2.92)$$

Semnificația termenilor este următoarea:

- $\frac{\partial}{\partial t} (\rho q_e)$ - derivata energiei interne;
- $\text{div} P_s$ - fluxul puterii transferate pe unitatea de suprafață;
 P_s este dat în $[\text{W}/\text{m}^2]$;

$$\text{div} P_s = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{1}{V} \oint_{\Sigma} P_s \cdot dA, \quad (2.93)$$

- R_v - puterea radiată de unitatea de volum din plasmă sub formă de radiații ale atomului excitat ($W = \nu \cdot h$) care revine la nivelul de bază. Sub formă continuă plasma radiază în condițiile recombinării între un electron și un ion, și frânării electronului în câmpul unui ion pozitiv;

$v \cdot \text{grad} \bar{p}$ - puterea transferată prin expansiune locală de plasmă.

Sub formă integrală, extinsă la volumul V al arcului electric considerat în întregime, ecuația se scrie sub forma:

$$\int_V \frac{\partial}{\partial t} (\rho q_e) dV + \int_V (\text{div} P_s + R_v - v \cdot \text{grad} \bar{p}) dV = \int_V \sigma E^2 dV. \quad (2.94)$$

Primul termen din partea stângă reprezintă derivata dQ/dt a energiei interne, al doilea termen reprezintă puterea disipată, P , iar termenul din dreapta reprezintă puterea dezvoltată, $u \cdot i$, în arcul electric:

$$\frac{dQ}{dt} + P = u \cdot i \quad (2.95)$$

Ecuția descrie echilibrul termodinamic al arcului electric. Ținând seama că arcul electric are temperatura ridicată (3000...12000⁰ K) și că există o legătură între temperatură și gradul de ionizare, se poate admite conținutul de energie, Q , drept o funcție de conductanța arcului electric, adică:

$$Q = f(G), \quad (2.96)$$

și prin derivare:

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{dQ}{dG} \cdot \frac{dG}{dt}.$$

Relația se înmulțește cu G^{-1} și se obține:

$$\frac{1}{G} \cdot \frac{dG}{dt} = \frac{1}{\frac{dQ}{dG} \cdot G} \left(\frac{ui - P}{P} \right). \quad (2.97)$$

Expresia:

$$\tau = \frac{dQ}{dG} \cdot \frac{P}{G}, \quad (2.98)$$

are dimensiune de timp și se numește *constanta de timp a arcului electric*. Cu această prezentare și observând că $G=i/u$, adică: $\frac{1}{i} \cdot \frac{di}{dt} - \frac{1}{u} \cdot \frac{du}{dt} = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{ui - P}{P}$.

Dependența $u=f(i)$ obținută mai sus se numește caracteristica statică a arcului electric. Expresia curentului electric în arc depinde, așa cum s-a văzut, de geometria arcului, pentru o excitație externă fixată.

2.2. Teoria microscopică a arcului electric

2.2.1. Arcul electric alimentat cu tensiune continuă

2.2.1.1. Amorsarea arcului electric

Descărcarea în arc electric impune apariția la electrozi a unei cantități importante de sarcini electrice. Pentru a extrage electroni din stratul superficial de atomi ai suprafeței electrodului (fig.2.8.) trebuie învinse forțele, F , de atracție între sarcinile electrice, ceea ce corespunde efectuării unui lucru mecanic, L , cel puțin egal cu lucrul mecanic de extracție, L_e [Fu2002]:

$$L_e = F \cdot d = e \cdot E_e \cdot d = e \cdot U_e \quad (2.99)$$

unde: e – este sarcina electronului ($1,6021 \cdot 10^{-19}$ C)

U_e – tensiunea de ieșire (dependentă de natura electrodului);

E_e – intensitatea câmpului electric;

d – distanța corespunzătoare lucrului mecanic de extracție.

În cazul descărcării sub formă de arc electric, energia necesară pentru producerea sarcinii electrice la electrozi se asigură prin încălzirea acestora.

În prima etapă electrodul, E (figura 2.8.), este presat asupra materialului, M , aflat în stare solidă și care urmează a fi încălzit. Circuitul de alimentare și deci, zona de contact dintre electrod și metal, sunt parcurse de curentul de scurtcircuit al sursei (figura 2.9.a). Datorită contactului imperfect, zona dintre electrod și metalul solid este caracterizată de o rezistență electrică ridicată. La trecerea curentului

electric de scurtcircuit, în această zonă are loc o puternică disipare de căldură, care conduce la topirea locală a materialului și formarea unei lentile, L , cu material lichid (figura 2.9.b).

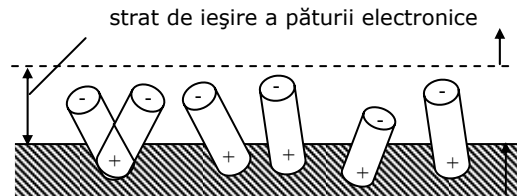


Fig.2.8. Stratul de ieșire al electronilor

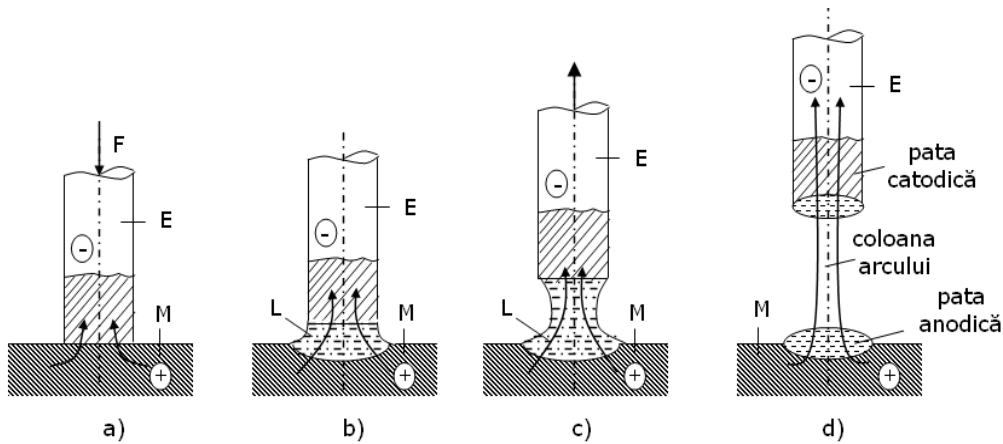


Fig.2.9. Formarea canalului arcului electric

Deși contactul dintre electrod și material este bun, rezistența electrică în zonă rămâne ridicată din cauza creșterii rezistivității materialului cu temperatura. Căldura degajată determină topirea în continuare a zonei de contact. La un moment dat, electrodul se ridică antrenând în acest fel și materialul lichid (figura 2.9.c). În zona centrală a canalului cu metal lichid, datorită secțiunii reduse (gâtuirea canalului), rezistența electrică este ridicată și deci, apare o intensă degajare de căldură. Materialul lichid ajunge, în această zonă, la temperatura de fierbere. Apar vapori ai metalului, ușor ionizabili, iar canalul conductor dintre electrod și metalul în stare solidă se întrerupe.

Între cei doi electrozi se formează un canal cu sarcini electrice, având o anumită conductivitate și prin care va trece curentul electric determinat de sursă (figura 2.9.d). Intervalul de timp dintre momentul ruperii canalului cu metal lichid și momentul formării canalului conductor (cu sarcini electrice spațiale) este suficient de mic pentru ca, practic, să nu se observe întreruperea curentului electric în circuit. Trecerea curentului electric prin canalul ionizat dintre electrod și metal determină încălzirea zonei, intensificarea proceselor de termoionizare, creșterea conductivității canalului, creșterea în continuare a intensității curentului electric, I , în canal și reducerea tensiunii, U_A , la bornele canalului conducător (figura 2.10.). Curentul electric în circuit va fi limitat de valoarea impedanței sursei de alimentare.

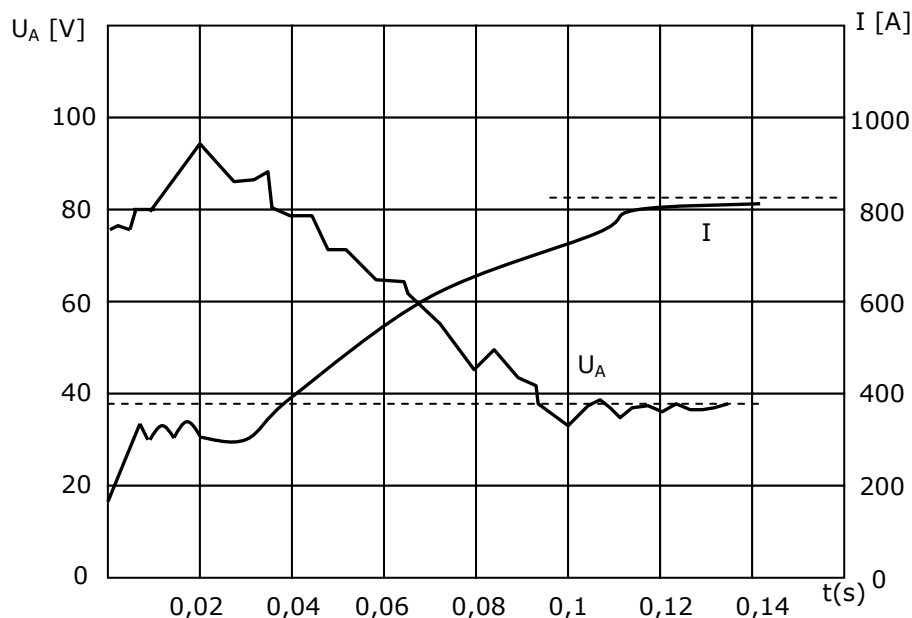


Fig.2.10. Variația mărimilor electrice la descărcarea în arc

Densitatea, J , a curentului de emisie termoelectronică poate fi determinată din relația lui Richardson:

$$J = A \cdot T_c^2 \cdot e^{-\frac{e \cdot U_e}{k \cdot T_c}} = A \cdot T_c \cdot e^{-\frac{B}{T_c}}, \quad (2.100)$$

în care: A - este o constantă a cărei valoare depinde de materialul și natura catodului;

T_c - temperatura catodului;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} [J/K]$ - constanta lui Boltzmann; $B = \varepsilon \cdot Y_g / k$.

Bombardarea cu ioni a catodului poate determina emisie de electroni secundari, dacă este îndeplinită condiția:

$$W_m - (L_e + W_e) > 0, \quad (2.101)$$

în care: W_m - energia cedată de ion electrodului bombardat;

W_e - energia pe care o are electronul emis.

Electronii astfel emiși (electroni secundari) sunt accelerați în câmpul electric dintre anod și catod acumulând energie cinetică. Prin ciocnire cu atomii de gaz, electronii de viteză ridicată cedează energia lor atomilor ciocniți determinând ionizarea acestora.

2.2.1.2. Structura arcului electric

Canalul arcului electric dintre anod și catod poate fi divizat în trei zone cu caracteristici diferite (figura 2.11)[Hocine2008]:

- zona catodică, căreia îi corespunde căderea de tensiune U_c ;
- coloana arcului electric, căreia îi corespunde căderea de tensiune U_{ca} ;
- zona anodică, căreia îi corespunde căderea de tensiune U_a ;

Electronii plecați de la catod determină în drumul lor spre anod ionizări intense în urma cărora apar ioni pozitivi, de viteză relativ mică (masa acestora fiind de cel puțin 1840 ori mai mare ca a electronilor). În jurul catodului rezultă o concentrație importantă de ioni pozitivi care vor determina, în zona catodică, o intensitate ridicată a câmpului electric ($10^7 \dots 10^{11}$ V/m). Zona catodică este deci caracterizată de o cădere relativ mare de tensiune (figura 2.11), aproximativ egală cu potențialul de ionizare al gazului la suprafața catodului.

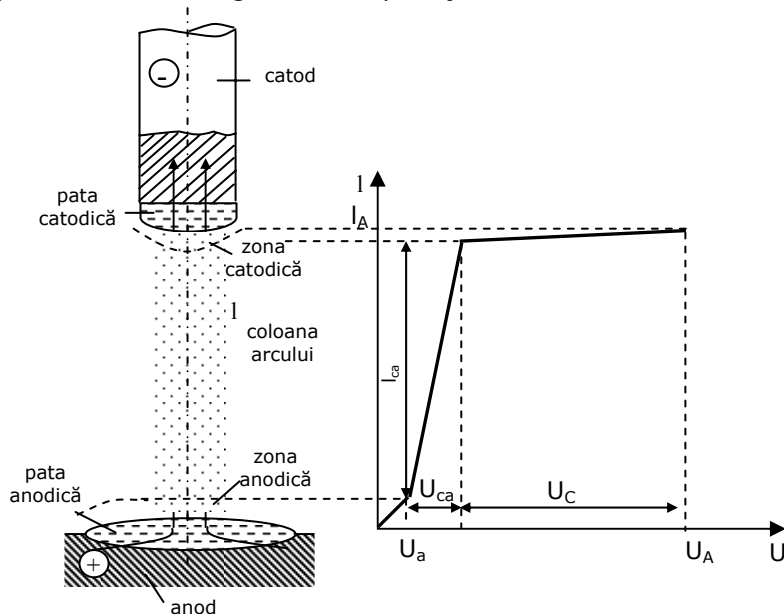


Fig.2.11. Structura arcului electric

Pe suprafața catodului apare o zonă numită pată catodică (PC), de temperatură ridicată, reprezentând baza (piciorul) arcului electric.

În cazul în care catodul este confecționat din cărbune sau din wolfram, datorită conductivității termice mai reduse decât la alte materiale metalice, temperatura petei catodice va fi mai ridicată față de cazul în care catodul corespunde materialului de încălzit cu o conductivitate termică mai ridicată și asigurând astfel un transfer mai rapid a căldurii în material. Temperatura petei catodice este deci diferită în cazul în care, drept catod, este electrozul din cărbune, respectiv materialul de încălzit.

Rezultă că, în cele două cazuri, intensitatea curentului electric în canalul arcului va fi diferită (fenomenele de la catod sunt determinante în dezvoltarea descărcării electrice).

Cea mai mare porțiune a descărcării în arc electric (de lungime l_A) o reprezintă „coloana arcului” cuprinzând ioni pozitivi, ioni negativi și atomi neutri, aflați sub formă de plasmă, la o temperatură de $5000^0 \dots 10000^0$ K. Datorită conductivității ridicate, căderea de tensiune pe coloana arcului electric este relativ redusă.

Zona anodică a spațiului dintre electrozi cuprinde, în special, sarcină negativă formată din electroni care „bombardează” anodul. Acesta se încălzește intens ajungând până la temperatura de topire a materialului anodului

(temperatură, însă, mai coborâtă decât cea din canalul de plasmă). Conductivitatea zonei anodice este mai redusă decât cea a canalului de plasmă și deci, apare o cădere de tensiune importantă, deoarece intensitatea câmpului electric în zona anodică este relativ mare.

Ca și la catod, în zona anodului apare pata anodică (PA) a cărei dimensiuni variază, menținând practic constantă densitatea de curent.

Arcul electric dintre electrozi poate fi, în mare măsură, caracterizat prin căderile de tensiune în lungul canalului de descărcare sau prin valorile câmpului electric în zonă și prin temperatura din canal. La arcul electric de lungime redusă, cea mai mare parte a tensiunii aplicate se găsește în zonele anodică și catodică, iar temperatura cea mai ridicată este în coloana arcului. În cazul arcului electric de lungime mare, căderea de tensiune pe coloana acestuia devine importantă.

Utilizarea electrozilor metalici determină, în general, funcționarea cu temperatură relativ redusă, 2300...2400 °C, la catod și 2500...2600 °C, la anod. La utilizarea electrozilor din cărbune, la catod poate fi obținută o temperatură de 3000...4000 °C, iar la anod, 4900 °C, coloana arcului electric fiind caracterizată de o temperatură de 4700...9700 °C.

2.2.1.3. Caracteristicile statică și dinamică ale arcului electric alimentat cu tensiune continuă

Caracteristica statică a arcului electric, $U_A=f(I)$, definește dependența dintre tensiunea, U_A , la bornele arcului electric și intensitatea, I , a curentului în canalul descărcării, atunci când curentul, I , prezintă o variație lentă [Jones2002].

În figura 2.12 sunt indicate două caracteristici statice pentru lungimile l_{A1} și l_{A2} ale canalului de descărcare ($l_{A1} > l_{A2}$). Se observă, faptul, că pot fi puse în evidență trei zone caracteristice: ab, bc și cd.

Forma caracteristicii statice este determinată în special de comportarea coloanei arcului (plasmă), deoarece căderea de tensiune catodică, U_c , ca și căderea de tensiune anodică, U_a , sunt puțin influențate de intensitatea curentului electric în arc.

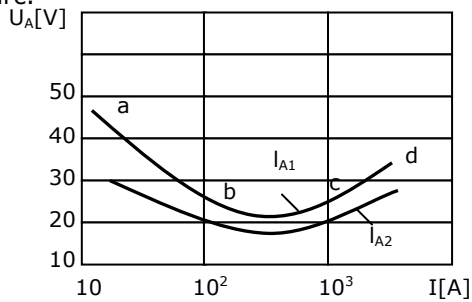


Fig.2.12. Caracteristica statică a arcului electric

În porțiunea *ab* a caracteristicii, pentru valori relativ reduse ale curentului electric, deși secțiunea transversală a coloanei arcului crește odată cu valoarea curentului electric (densitatea de curent rămânând practic constantă), temperatura canalului crește mai repede, deoarece aria suprafeței laterale a canalului, reprezentând suprafața de răcire, crește mai puțin decât volumul

canalului de descărcare și procesele de termoionizare sunt mai intense, iar conductivitatea canalului crește, determinând scăderea tensiunii la bornele arcului electric. În porțiunea *ab*, rezistența electrică a arcului este negativă.

În porțiunea *bc*, la valori relativ mari ale curentului electric, după atingerea unei secțiuni transversale maxime a coloanei arcului, conductivitatea canalului crește practic liniar cu intensitatea curentului electric, astfel încât căderea de tensiune, U_{ca} , pe coloana arcului electric, rămâne, practic, constantă.

În zona cd , specifică curenților de amplitudine foarte mare, procesele de ionizare ating nivelul de saturație, plasma prezentând o conductivitate constantă. Prin creșterea densității curentului electric în coloana arcului, crește și tensiunea la bornele acestuia.

Deoarece intensitatea câmpului electric în coloana arcului este, practic, constantă, se poate scrie:

$$U_A = U_c + U_a + E_{ca} \cdot l_{ca}, \quad (2.102)$$

unde: - E_{ca} - este intensitatea câmpului electric în coloana arcului;
- l_{ca} - lungimea coloanei arcului electric, aproximativ egală cu distanța dintre electrozi;

Deoarece căderile de tensiune catodică și anodică rămân constante pentru un domeniu relativ mare al curenților din arc electric, relația (2.102) se mai poate scrie sub forma:

$$U_A \cong k + E_{ca} \cdot l_{ca}, \quad (2.103)$$

unde: $k = U_c + U_a$.

Pentru valori ale curentului electric în domeniul (20...500) A, căderea de tensiune (în V) la bornele arcului electric poate fi determinată din relația aproximativă de mai jos, în care intensitatea, I , a curentului în arc electric este exprimată în A:

$$U_A \cong 20 + 0,04 \cdot I$$

În cazul unei variații rapide a curentului electric este necesar a lua în considerare inerția termică a coloanei cu plasmă.

În fig.2.13 este prezentată caracteristica $U_A = f(I)$ - caracteristica dinamică - la amorsarea arcului electric (curba a) și la stingerea arcului electric (curba b). Din figura 2.13 se observă faptul că tensiunea de amorsare a arcului electric, U_{am} , este mai mare ca tensiunea de stingere, U_{st} , datorită ionizării remanente și inerției termice a coloanei de plasmă.

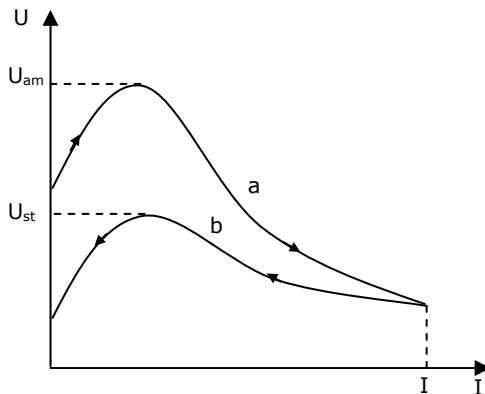


Fig.2.13. Caracteristicile arcului electric la amorsare și stingere

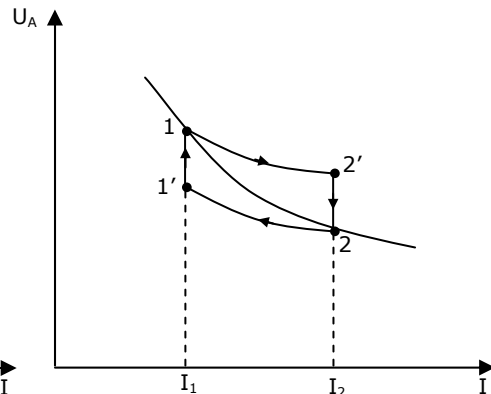


Fig.2.14. Caracteristicile arcului la trecerea de la o valoare la alta a curentului electric

Inerția termică a canalului de descărcare poate fi pusă în evidență și în cazul trecerii rapide a curentului în arc de la valoarea I_1 la valoarea I_2 sau invers (figura 2.14).

Dacă inițial, arc electric funcționa în punctul 1 al caracteristicii (figura 2.14) și curentul electric în arc este crescut la valoarea $I_2 > I_1$, datorită inerției termice a canalului de descărcare, punctul de funcționare se va deplasa pe porțiunea

1-2' a caracteristicii, se va stabili inițial în punctul 2' și apoi, în timp, va ajunge în punctul 2 al caracteristicii statice. În mod asemănător are loc trecerea de la valoarea I_2 la valoarea I_1 , ($I_2 > I_1$) a curentului electric (inițial pe caracteristica 2-1' și apoi, în timp, se ajunge la punctul 1 al caracteristicii).

În cazul arcului electric alimentat cu tensiune continuă, regimurile dinamice, având un rol important în determinarea caracteristicilor energetice, apar în perioadele de amorsare și stingere a arcului electric și sunt însoțite de pregnante fenomene tranzitorii, puse în evidență și în rețeaua electrică de alimentare.

2.3. Cuptoare cu arc electric

Cuptoarele cu arc electric folosesc căldura dezvoltată în canalul arcului electric pentru încălzirea și topirea metalelor. În cazul cuptoarelor cu arc electric și rezistență, o parte din căldură rezultă prin radiație-convecție a arcului electric, iar o altă parte, prin conducție, la trecerea curentului electric prin masa materialului de procesat, caracterizat printr-o rezistență electrică semnificativă.

2.3.1. Tipuri de cuptoare cu arc electric

Clasificarea cuptoarelor cu arc electric se face în funcție de modul de transfer a energiei termice spre materialul de încălzit sau în funcție de domeniul de utilizare [Golovanov1997].

În funcție de modul de transfer a energiei sunt utilizate următoarele tipuri de cuptoare (figura 2.15):

- cu acțiune directă (figura 2.15.a) la care arcul electric se dezvoltă între electrozi și materialul de încălzit;
- cu acțiune indirectă (figura 2.15.b) la care arcul electric se dezvoltă între doi electrozi iar căldura se transmite spre materialul de încălzit, în special, prin radiație;
- cu acțiune mixtă, arc electric și rezistență (figura 2.15.c), la care are loc disipare de căldură atât în arcul electric, cât și în rezistența electrică a materialului.

În funcție de domeniul de utilizare sunt:

a). *Cuptoare pentru elaborarea oțelurilor*, în construcție trifazată, cu acțiune indirectă (arcul electric se stabilește între electrozii conectați în triunghi) sau cu acțiune directă (arcurile electrice se stabilesc între electrozi și metal), ultima variantă fiind cea mai întâlnită. Capacitatea acestor cuptoare poate ajunge la 400 tone/șarjă, cu puteri unitare de 80×10^6 W sau (120×10^6 VA) și un consum specific de energie electrică de: $500 \dots 640 \times 10^3$ Wh/t. În cele mai multe cazuri (peste 90%), aceste cuptoare au cătușeala bazică determinată de aspecte specifice ale procesului metalurgic.

b). *Cuptoarele pentru afinare și aliere*, care au o construcție asemănătoare celor pentru topire, fiind caracterizate prin procese exoterme. Puterea unitară a transformatoarelor de alimentare, la acest tip de cuptoare, nu depășește 4×10^6 VA.

c). *Cuptoarele pentru reducere, cu arc și rezistență electrică*, destinate pentru producerea feroaliajelor și a altor materiale obținute din oxizi. La aceste cuptoare, electrozii sunt introduși în materialul de topit, arcul electric stabilindu-se în interiorul încărcăturii. Se folosesc pentru reducerea minereurilor în prezența cărbunelui reducător, la temperaturi ridicate, ca și pentru obținerea carborundului și pentru grafitare.

d). *Cuptoare cu arc electric sub vid*, cu acțiune directă, alimentate în special la tensiune continuă, utilizate pentru producerea elementelor greu fuzibile și active chimic: molibden, zirconiu, titan și a oțelurilor de calitate superioară.

e). *Cuptoare pentru topire sub strat de flux protector* alimentate cu tensiune alternativă, permit obținerea de oțeluri aliate și aliaje metalice de calitate superioară.

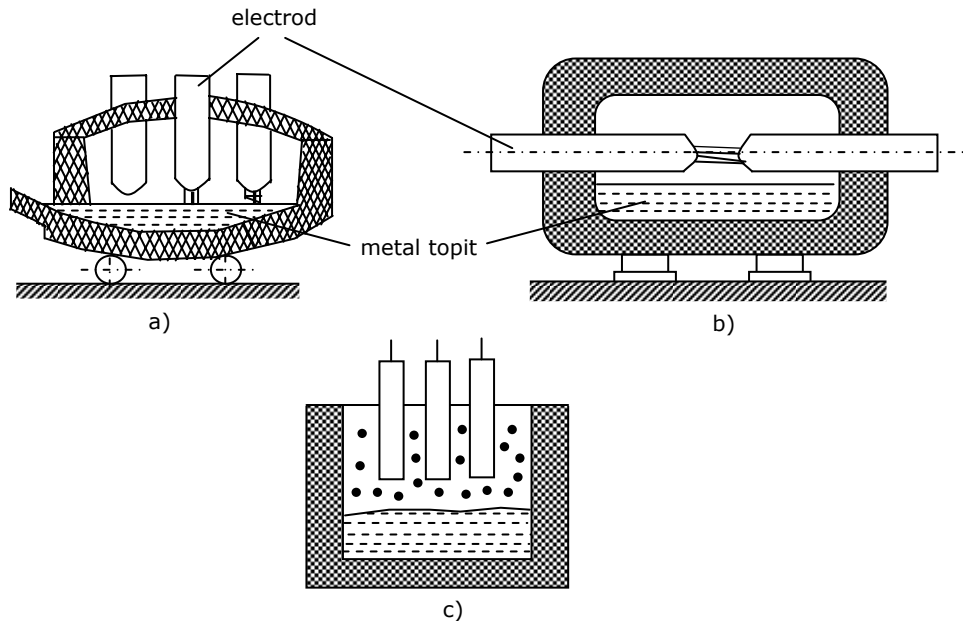


Fig.2.15. Tipuri de cuptoare cu arc electric

Principalele mărimi utilizate pentru caracterizarea, din punct de vedere energetic, a cuptoarelor cu arc electric, sunt:

S – puterea aparentă a cuptorului (transformatorului de alimentare a cuptorului);

s – puterea specifică a cuptorului [10^3VA/t];

w_t – consumul specific de energie electrică pe durata topirii [10^3Wh/t];

D – productivitatea cuptorului [t/h];

D_t – productivitatea cuptorului pe durata topirii [t/h];

m – capacitatea cuptorului [t];

λ – factorul de putere ;

η – randamentul cuptorului ;

2.3.2. Bazele fizice ale descărcării în arc electric

Între doi electrozi plasați într-un mediu gazos și între care se aplică o tensiune, trece curent electric dacă se realizează un canal cu purtători de sarcină (electroni, ioni pozitivi sau negativi), care prezintă, așadar, conductivitate electrică.

Având în vedere faptul că, inițial, în mediul gazos există un număr nesemnificativ de purtători de sarcină, pentru realizarea canalului conductor între

electrozi este necesar să se realizeze procese care să conducă la ionizarea mediului și producerea unui mare număr de purtători de sarcină.

Principalele procese care determină apariția de sarcini electrice în spațiul dintre electrozi sunt:

- ionizarea prin ciocnire;
- fotoionizarea spațială;
- termoionizarea spațială;

De asemenea, o serie de fenomene ce au loc la electrozi determină producerea de sarcini electrice care concură la realizarea canalului conducător :

- termoionizarea la suprafața electrozilor;
- emisia secundară determinată de bombardarea catodului cu ioni pozitivi;
- emisia la rece;

Principalele fenomene care determină dezvoltarea arcului electric sunt cele de termoionizare.

În analiza proceselor care conduc la formarea canalului de descărcare electrică trebuie avute în vedere și fenomenele de recombinare și difuzie care determină reducerea concentrației de sarcină electrică.

Principalele caracteristici ale canalului de descărcare electrică între doi electrozi, pot fi puse în evidență din caracteristica de tensiune – curent a descărcării (figura 2.16). Caracteristica din figura 2.16 este ridicată pentru o configurație de doi electrozi aflați la $10 \times 10^{-2} \text{m}$ distanță, fiecare electrod având aria secțiunii transversale de $1 \times 10^{-4} \text{m}^2$.

Caracteristica tensiune – curent electric (figura 2.16) pune în evidență, în primul rând, neliniaritatea acesteia. Zona *AB* definește descărcarea electrică neautonomă și corespunde curentului electric (de intensitate foarte redusă) determinat de sarcinile electrice naturale ale mediului.

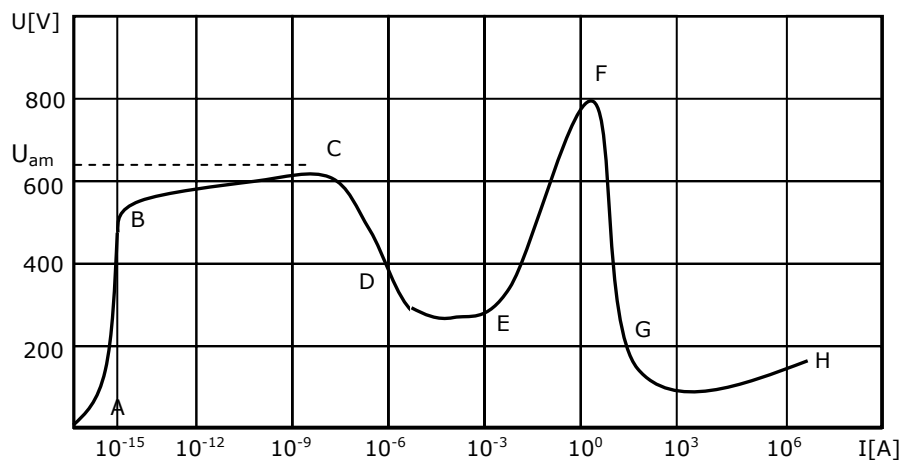


Fig.2.16. Caracteristica tensiune – curent electric a canalului de descărcare

La creșterea tensiunii aplicate, în zona *BC* (zona descărcărilor semiautonome) apar primele fenomene de ionizare, dar încă insuficient de intense. Începând din punctul *C*, care corespunde tensiunii inițiale (de amorsare), U_{am} , descărcarea electrică este autonomă, respectiv cantitatea de sarcină electrică produsă prin fenomene de ionizare este suficientă pentru a asigura dezvoltarea, în continuare, a descărcării electrice numai pe baza energiei câmpului electric dintre electrozi.

Zona *DE* a caracteristicii corespunde parametrilor lămpilor cu luminiscentă; începând din punctul *F* apare regimul de arc electric, utilizat atât în tehnica iluminatului (lămpi fluorescente, cu descărcări în vapori metalici), cât și pentru obținerea de energie termică. Arcul electric reprezintă o descărcare electrică autonomă caracterizată de o mare densitate a curentului electric și care se stabilește la valori reduse ale tensiunii electrice.

2.3.2.1. Cuptoare cu arc electric de curent alternativ

Utilizarea cuptoarelor cu arc electric trifazat (figura 2.17.) permite încălzirea practic simetrică a rețelei electrice de alimentare.

În cazul în care transformatorul, *T*, este cu neutrul efectiv legat la pământ, iar materialul din cuptor se află în mod natural la potențialul pământului, arc electric trifazat cuprinde de fapt trei arcuri electrice independente, monofazate, care se dezvoltă între fiecare fază și încălzătură.

Sistemul trifazat de tensiuni de alimentare [Bălan2007]:

$$\begin{aligned} u_A &= U \cdot \sin \omega t; \\ u_B &= U \cdot \sin (\omega t - 2\pi/3); \\ u_C &= U \cdot \sin (\omega t - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (2.139)$$

aplicat între fiecare electrod și materialul din cuptor determină amorsarea arcului electric pe fiecare fază, la depășirea tensiunii de amorsare U_{am} .

Pe faza A, arc electric amorsează în momentul t_A determinat din relația:

$$U \cdot \sin \omega t_A = U_{am}. \quad (2.140)$$

Din relația (2.140) rezultă:

$$t_A = \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin \left(\frac{U_{am}}{U} \right). \quad (2.141)$$

În cazul în care neutrul transformatorului de alimentare, *T*, este izolat (separatorul, *S*, din figura 2.17.a, este deschis), curentul din arc electric parcurge cel puțin două faze ale transformatorului. Dacă, de exemplu, arc electric este amorsat între fazele *B* și *C*, potențialul metalului, în diagrama fazorială (figura 2.17.b) corespunde punctului *M* (la mijlocul distanței dintre vârfurile fazorilor \underline{U}_B și \underline{U}_C). Între electrodul de pe faza *A* și metalul din cuva de topire apare o diferență de potențial, U_{AM} , de 1,5 ori mai mare ca tensiunea de fază, U_{AO} .

Amorsarea arcului electric are loc în momentul t'_A când tensiunea, U_{AM} , devine egală cu tensiunea de amorsare, U_{am} :

$$1,5 \cdot U \cdot \sin \omega t'_A = U_{am}. \quad (2.142)$$

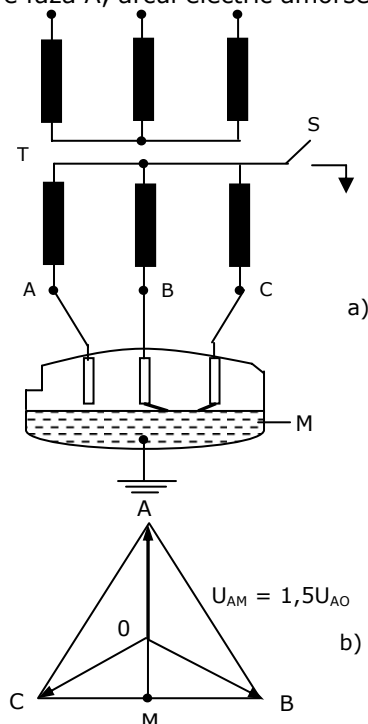


Fig.2.17. Cuptor cu arc electric trifazat (a) și diagrama fazorială în cazul transformatorului cu neutrul izolat (b)

Momentul amorsării arcului electric pe faza A rezultă din relația (2.142):

$$t'_A = \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin\left(\frac{U_{am}}{1,5 \cdot U}\right) \quad (2.143)$$

Analiza comparativă a relațiilor (2.141) și (2.143) pune în evidență că $t'_A < t_A$ și deci, în cazul transforma-toarelor lucrând cu neutrul izolat, amorsarea arcului electric se face mai repede, arcu electric se menține pe o durată mai mare și are loc un transfer mai bun de căldură spre materialul de încălzit.

Avantajele pe care le determină alimentarea prin intermediul unui transformator cu neutrul izolat fac ca practic, toate instalațiile cu arc electric trifazat să utilizeze un transformator în conexiune Y/Δ , asigurând în acest fel și eliminarea armonicilor de rangul 3 și de multipli de trei din rețeaua electrică de alimentare.

În figura 2.18 este indicată variația mărimilor electrice în cazul unui cuptor cu arc electric trifazat. În momentul t_1 (figura 2.18.a), tensiunea de pe faza A devine egală cu tensiunea de amorsare și are loc amorsarea arcului electric pe această fază. Pentru $t < t_1$, arcu electric era amorsat între fazele B și C, iar sensul curentului era de la C spre B, deoarece potențialul fazei C era mai pozitiv decât cel al fazei B.

Așadar, în momentul t_1 , curentul din arcu electric al fazei A se va închide prin faza B.

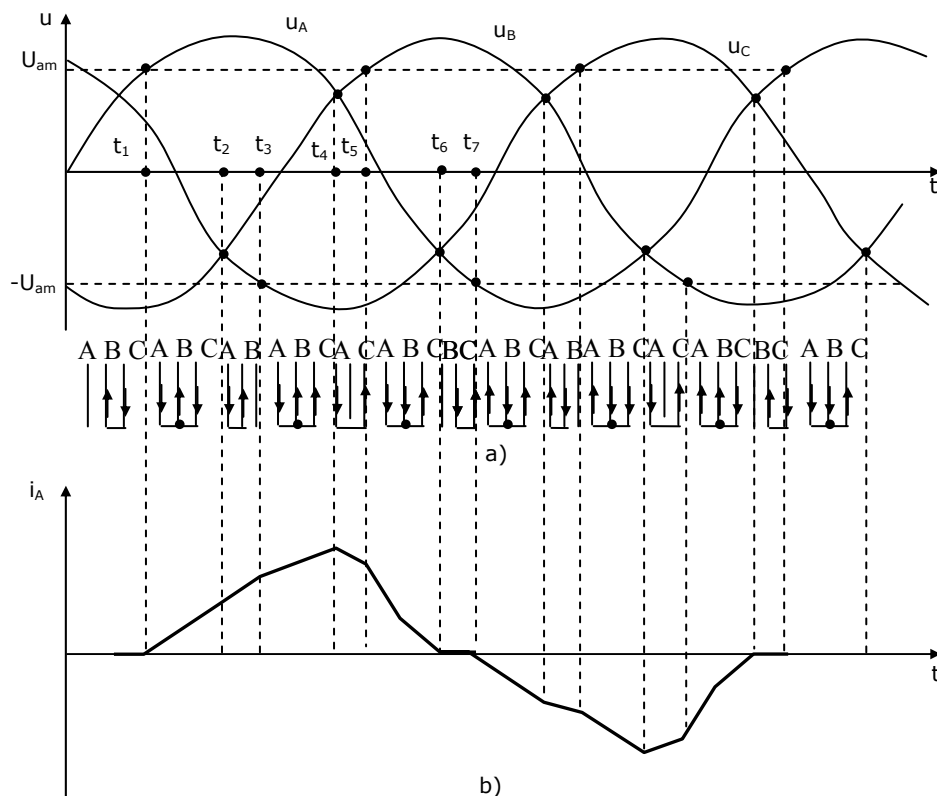


Fig.2.18. Amorsarea arcului electric trifazat (a) și forma curentului electric pe faza A (b)

În momentul t_2 , potențialele față de pământ ale fazelor B și C sunt egale (diferența de potențial dintre fazele B și C este nulă) și deci curentul electric între fazele B și C se întrerupe, dar arcu electric continuă să se mențină între fazele A și B.

În momentul t_3 are loc amorsarea arcului electric pe faza C (polaritate negativă), iar curentul electric de pe faza A se va închide prin fazele B și C .

În momentul t_4 , tensiunea între fazele A și B devine nulă, curentul electric între cele două faze se întrerupe și arcul electric continuă să fie amorsat între fazele A și C .

În momentul t_5 , are loc amorsarea arcului electric pe faza B , iar curenții de pe fazele A și B se închid prin faza C .

În momentul t_6 , diferența de potențial dintre fazele A și C devine nulă și deci, se întrerupe curentul electric dintre cele două faze, iar descărcarea prin arc electric continuă între fazele B și C (se stinge arcul electric de pe faza A).

În momentul t_7 are loc reamorsarea arcului electric pe faza A (polaritate negativă), iar procesul se dezvoltă asemănător cu cel descris mai sus.

În figura 2.18.b, este indicată forma aproximativă a curentului electric pe faza A . Alegerea amplitudinii tensiunii de fază, U , de valoare relativ redusă, în figura 2.18.a determinat apariția pauzei de curent. Din figura 2.18.a, se observă că pentru a obține arderea fără pauze a arcului electric este necesar ca amplitudinea tensiunii aplicate pe fază să fie, cel puțin dublă față de tensiunea de amorsare.

2.3.2.2. Elemente constructive ale cuptoarelor cu arc electric cu acțiune directă

Cuptoarele cu arc electric cu acțiune directă sunt utilizate la topirea oțelului, elaborarea oțelurilor aliate și înalt aliate, topirea metalelor și aliajelor greu fuzibile [Trepps Schuh2007].

Aceste cuptoare nu sunt recomandate la topirea materialelor neferoase având în vedere procentul ridicat de material ars pe durata procesului tehnologic.

Din punct de vedere constructiv (figura 2.19) cuptorul pentru topirea oțelului cuprinde: cuva de topire 1, coloana de pivotare 2, transformatorul de alimentare 3, rețeaua scurtă (legătura electrică dintre transformator și electrozi) 4, portelectrozii 5, dispozitivul de comandă hidraulică a electrozilor 6, electrozii 7 și jghebul de golire 8.

Transformatorul de cuptor este plasat într-o încăpere specială aflată în imediata apropiere a cuptorului.

Rețeaua scurtă cuprinde trei porțiuni. Prima porțiune este realizată sub forma unui pachet de bare și asigură legătura dintre bornele secundare ale transformatorului și ieșirea din încăperea unde este plasat acesta. Cea de a doua porțiune este realizată cu cabluri flexibile din cupru și preia variațiile datorate modificării poziției electrozilor pe durata elaborării șarjei. Cea de a treia porțiune, realizată din bare răcite cu apă, este solidară cu portelectrodul 5 al fazei respective și izolată electric de acesta prin intermediul unor izolatoare 9. Transformatorul de cuptor, 3, este plasat într-o încăpere, 10, separată de zona de lucru a cuptorului. Arcul electric, 11, apare între electrozii 7 și masa metalului, 12, care urmează a fi procesat.

În figura 2.20 este indicată construcția unei cuve de topire cu căptușeală bazică. Cuvă de topire cuprinde în principal următoarele: vatra 1, realizată din praf de magnezită, stampat și sinterizat; pereții laterali 2, realizați din cărămizi de magnezită; gura de lucru 3; bolta 4, din cărămizi de silică; electrozii 5, inel portant 6, răcit cu apă, carcasa 7 și materialul lichid 8.

Carcasa cuptorului, 7, este realizată din tablă de oțel, rigidizată cu profile din oțel și este dimensionată să reziste la eforturile determinate de zidăria refractară

și metalul topit din interior. Carcasa poate avea o formă conică, cilindrică sau combinată (partea inferioară conică și cea superioară cilindrică). În construcția combinată cele două părți pot fi demontate independent, iar pereții căptușelii pot fi realizați cu o înclinare de circa 20° față de verticală. Se obține astfel, practic, o dublare a duratei de viață a zidăriei refractare având în vedere atenuarea solicitărilor termice determinate de radiația directă a arcului electric. Carcasa în construcție combinată permite înlocuirea părții superioare uzate cu o alta pregătită în prealabil, ceea ce reduce de 3...4 ori durata reparațiilor la cald, ca și a reparațiilor capitale.

Bolta cuptorului, 4, de formă sferică, este prevăzută cu orificii (inele din oțel nemagnetic, răcite cu apă) pentru trecerea electrozilor. Bolta este realizată din cărămizi din silică sau crom-magnezită (grosime $H_b = 200...500 \times 10^{-3} \text{m}$) zidite într-un inel portant din oțel, răcit cu apă.

Ușa de lucru a cuptorului este folosită pentru executarea reparațiilor, a operațiilor necesare în timpul topirii, a ajustărilor după scurgerea metalului ca și la evacuarea zgurii. Ușa este acționată cu ajutorul unui mecanism de ridicare și este plasată etanș pe o ramă din oțel, răcită cu apă. Ușa are, în mod uzual, o lățime de circa 0,8 din înălțime.

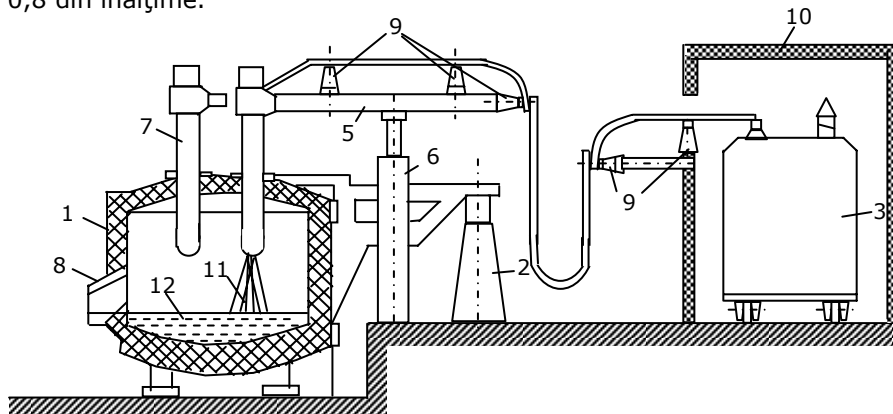


Fig.2.19. Construcția cuptorului cu arc electric trifazat pentru topirea oțelului

Jghebul de golire permite evacuarea metalului topit, fiind fixat de carcasa cuptorului și este căptușit cu material refractar.

Căptușeala cuptorului cu arc electric pentru topit oțel, 2, poate fi bazică (la topirea oțelurilor pentru lingouri) sau acidă (la turnarea de piese), folosindu-se ca materiale refractare cărămizile de silică sau magnezită.

Vatra cuptoarelor bazice, de grosime H_v , este o construcție complexă ce cuprinde în partea inferioară un strat termoizolant, 9 (azbest sau alte materiale izolante sub formă de plăci), unul sau două rânduri de cărămizi din șamotă normală, 10, și un strat de lucru, 1, compus din câteva rânduri cu cărămizi din magnezită. Zidăria vetrei trebuie să se afle la mai mult de $50 \times 10^{-3} \text{m}$ de mantaua cuptorului. Spațiul rămas se umple cu praf din șamotă sau magnezită. Stratul superior (de lucru) al vetrei se stampează din praf de magnezită deshidratat, cu gudron deshidratat de huiă și cu adaos de reziduuri de bitum.

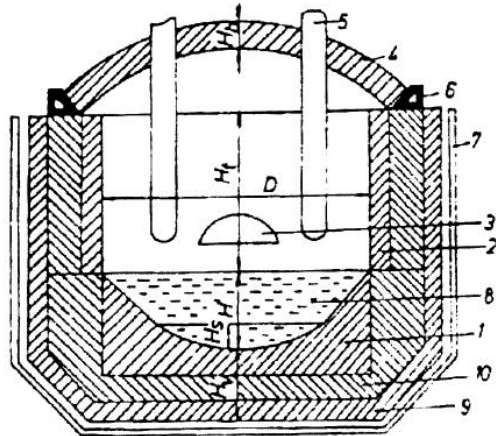


Fig.2.20. Construcția unei cuve de topire

Vatra cuptoarelor acide este realizată asemănător ca a celor bazice, dar utilizează cărămizi din silică. Sunt prevăzute rosturi de dilatare de circa 1,5% din lungimea zidăriei. Stratul stampat constă dintr-un amestec de nisip cuarțos, spărtură de silică și argilă refractară, iar ca liant este utilizată melasa și dextrina uscată.

Pereții cuptorului cu căptușeală bazică se realizează din blocuri stampate anterior și cărămizi magneto-cromitice nearse (casetate); mai rar se stampează chiar în cuptor. Pereții cuptoarelor acide se realizează din cărămizi de silică.

Datorită izolației termice relativ reduse temperatura mantalei cuptorului ajunge până la 400°C.

Electrozii, 5, ai cuptoarelor cu arc electric trebuie să îndeplinească următoarele condiții principale:

- conductivitate electrică ridicată;
- conductivitate termică redusă;
- temperatura de înmuiere ridicată;
- rezistență ridicată la acțiunea agenților termici, în special a oxigenului;
- posibilitate de prelucrare mecanică;
- preț de cost redus;
- rezistență mecanică corespunzătoare pe durata de lucru (una din cele mai

grave avarii la cuptorul cu arc electric este ruperea electrodului pe durata lucrului).

Sunt utilizați electrozi de cărbune (amestec de antracit, cărbune de retortă, cocs de petrol și smoală, sinterizate în forme speciale la circa 1000 °C) și electrozi din grafit (electrozi din cărbune grafitat la peste 2500 °C). La cuptoarele de putere mare HP (High Power) și de putere foarte mare UHP (Ultra High Power) sunt folosiți electrozi din grafit. Aceștia au diametrul de 100...1000x10⁻³m, lungimi de (1...3) m și sunt prevăzuți cu sisteme de îmbinare.

Portelectrozii, realizează susținerea și deplasarea electrozilor, ca și fixarea conductoarelor rețelei scurte. Partea cea mai importantă a portelectrodului este suportul de electrod, care asigură fixarea electrodului printr-un dispozitiv mecanic (pene de fixare), pneumatic sau hidraulic. Strângerea electrodului în suportul său trebuie să fie sigură, cu o rezistență electrică de contact cât mai redusă, iar presiunea pe electrod trebuie să rămână constantă, independent de temperatură. Se impune, astfel, răcirea cu apă a suportului electrodului.

Mecanismul de deplasare a electrozilor are rolul de a regla lungimea arcului electric (cu o viteză de deplasare de (1 ... 9) m/min) și de a extrage electrozii din cuptor. În mod uzual, acționarea este electromecanică sau hidraulică.

Mecanismul de basculare a cuptorului cu acționare hidraulică sau electromecanică este plasat lateral sau sub cuptor și permite evacuarea zgurii (la o înclinare față de orizontală de 10 ... 20°) sau a metalului (la o înclinare față de orizontală de 40 ... 60°).

Mecanismul de ridicare și rotire a bolții inclusiv a electrozilor, asigură ridicarea cu (150 ... 250) mm a bolții și rotirea cu circa 80° pentru a permite încărcarea cuptorului prin partea superioară. Mecanismul cuprinde o coloană de pivotare acționată hidraulic.

Mecanismul de rotire a cuvei (cu ± 40°) este specific cuptoarelor de mare capacitate și are rolul de a accelera topirea metalului. Acționarea este hidraulică sau electromecanică.

2.3.2.3. Regimuri de funcționare ale cuptoarelor cu arc electric pentru topirea oțelului

Tehnologia de preparare a metalului într-un cuptor cu arc electric cuprinde în principiu următoarele faze (figura 2.21): încărcarea cuptorului, topirea, oxidarea (afinarea) și reducerea (dezoxidarea).

Procesul de topire durează din momentul conectării la rețeaua electrică a cuptorului până la topirea completă a materialului din cuptor.

Principala caracteristică, din punct de vedere energetic, a procesului de topire este funcționarea instabilă a arcului electric. Lungimea arcului electric ($2...3 \times 10^{-2}$ m) se modifică în limite largi la surparea și deplasarea încărcăturii (de la scurtcircuit până la întreruperea curentului electric).

Procesul de topire este caracterizat de variații mari ale intensității curentului electric în circuit (pot apărea 5...10 scurtcircuite pe minut, eliminate prin acțiunea sistemului automat de acționare a electrozilor).

Pe durata procesului de topire, datorită oxigenului din aer, apar fenomene de oxidare ale siliciului, fosforului, manganului, carbonului etc.

În același timp are loc și acumularea de gaze din atmosferă (în special azot și oxigen) de către metalul topit.

Pentru a reduce durata procesului de topire și deci, pentru creșterea productivității cuptorului, în scopul limitării proceselor de oxidare și de acumulare de gaze în metalul lichid, cuptorul trebuie să funcționeze cu puterea maxim disponibilă, deci cu puterea nominală, P_n (figura 2.21.a) și tensiunea nominală, U_n (figura 2.21.b). La sfârșitul perioadei de topire, când temperatura medie a băii este de circa 1500°C (figura 2.21.c), se reduce puterea în cuptor ($0,7 \dots 0,8$) P_n . În perioada de afinare, se reduce cantitatea de carbon din metal, se elimină fosforul și parțial, sulfurul și se asigură degazarea și rafinarea materialului prin eliminarea incluziunilor metalice. Arcul electric arde stabil și menține temperatura metalului la o valoare necesară realizării reacțiilor chimice din proces.

Lungimea arcului electric este de $(5...10) \times 10^{-2}$ m, ceea ce determină creșterea energiei radiate și deci solicitarea termică intensă a pereților cuptorului. Se impune, astfel, reducerea intensității curentului în arc electric și deci, a puterii absorbite de cuptor.

În etapa de reducere se asigură dezoxidarea, desulfurarea și realizarea compoziției necesare procesului de turnare (circa 1700 °C).

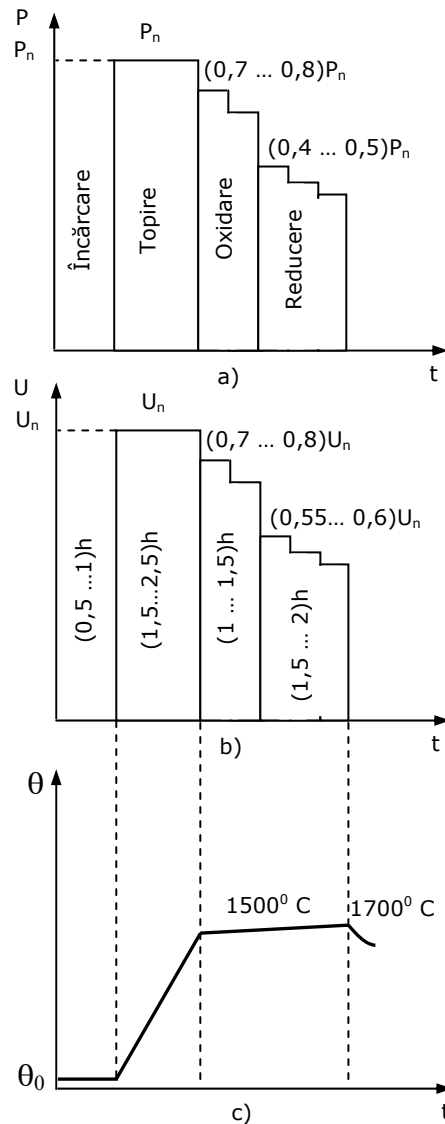


Fig.2.21. Procese pe durata elaborării șarjei într-un cuptor cu arc electric

Arcul electric arde stabil, cu lungime relativ mare, de $(20 \dots 30) \times 10^{-2} \text{m}$, ceea ce conduce la o solicitare termică maximă a pereților interiori ai cuptorului. Din acest motiv, se reduce în continuare puterea dezvoltată în arc electric. Temperatura metalului la sfârșitul etapei de reducere trebuie să corespundă cu temperatura de evacuare din cuptor.

Diagrama indicată în figura 2.21 se referă la valori medii, ale proceselor din instalațiile existente, pentru care durata unei șarje este de 6 ... 8 ore. În instalațiile moderne de topire cu arc electric, se obțin durate de elaborare de 1,5 ... 1,6 ore.

2.3.2.4. Echipamentul electric al cuptoarelor cu arc electric de curent alternativ

Echipamentul electric al cuptoarelor cu arc electric trebuie să asigure desfășurarea în condiții optime a unor complexe procese tehnologice, cu influențe importante asupra rețelei electrice de alimentare. Principalele probleme care trebuie avute în vedere la alegerea schemei de alimentare a unui cuptor electric sunt [Șurianu2008]:

- variația în limite largi a puterii active absorbite pe durata procesului tehnologic, ceea ce impune utilizarea unor transformatoare de construcție specială, cu reglaj în sarcină și stabilitate mecanică ridicată;

- necesitatea stabilizării arcului electric cu ajutorul unei bobine conectată în serie cu circuitul de alimentare; în cazul cuptoarelor de putere mare, inductivitatea proprie a circuitului de alimentare este suficientă pentru stabilizarea arcului electric;

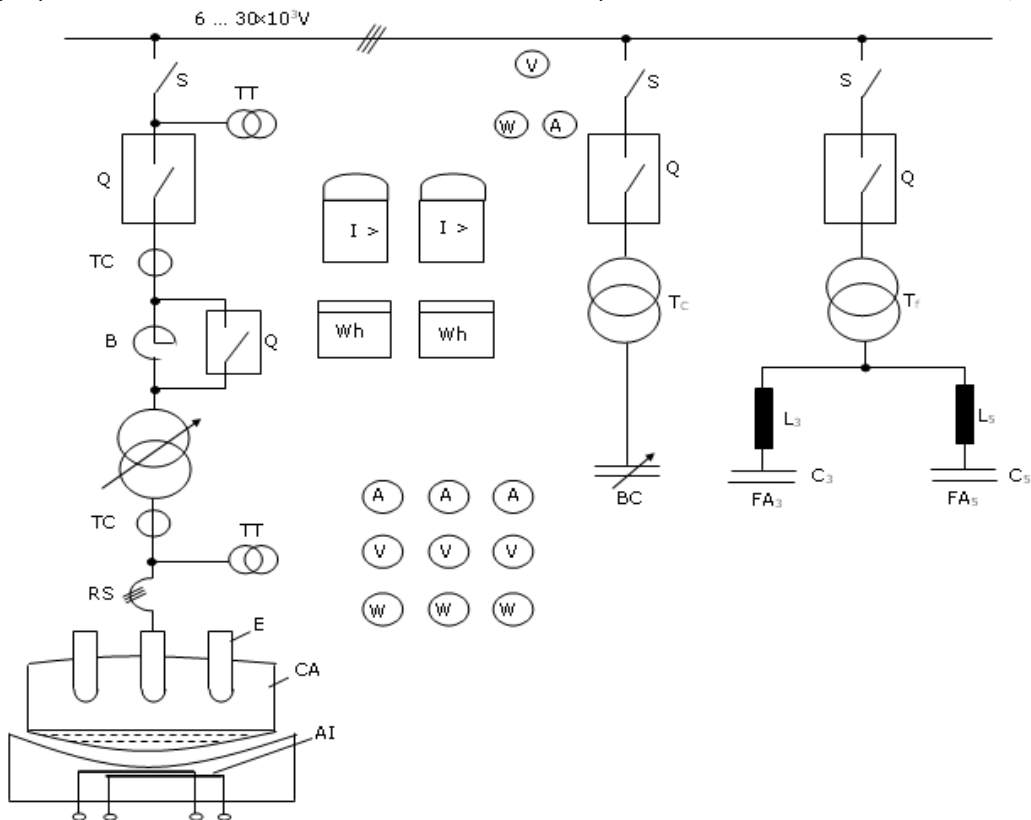


Fig.2.22. Schema electrică monofilară de alimentare a unui cuptor cu arc electric

- variația în limite largi a puterii reactive absorbite, cu apariția efectului de flicker, ceea ce impune utilizarea de instalații de urmărire în timp real a puterii reactive;

- o puternică distorsiune a curbei curentului electric (în special armonice de rang 3 și 5), ceea ce impune utilizarea filtrelor de armonice pe barele de alimentare;

- un important regim nesimetric determinat de inegalitatea reactanțelor pe cele trei faze ale cuptorului (în special în zona rețelei scurte);
- agitația redusă a băii cu metal lichid impune, la cuptoarele de capacitate mare, utilizarea de agitatoare inductive.

În figura 2.22 este indicată schema electrică monofilară a circuitului de alimentare a unui cuptor cu arc electric de curent alternativ pentru topit oțel, de capacitate relativ redusă.

În funcție de puterea unitară a cuptorului acesta se conectează la barele uzinale ale întreprinderii, la tensiuni de (6...35) kV (mai rar, la 110 kV sau 220 kV).

Pe durata procesului de topire, pentru a se stabiliza funcționarea arcului electric, este conectată bobina B care este scurtcircuitată în celelalte faze ale preparării metalului (oxidare, reducere). La cuptoarele de putere mare bobina nu este necesară, circuitul având o inductivitate suficientă pentru limitarea curentului de scurtcircuit la $(2,5...3,5)I_{nominal}$.

La barele de alimentare ale întreprinderii sunt conectate circuitele de filtrare FA_3 și FA_5 (prin intermediul transformatorului T_f , dacă tensiunea pe bare este peste 35 kV), precum și bateria de condensatoare, BC (prin intermediul transformatorului T_c , dacă tensiunea pe barele de alimentare este peste 35 kV), care se utilizează în cazul în care aportul capacitiv, pe armonica fundamentală, a filtrelor de armonici nu este suficient.

Informațiile necesare conducerii procesului și a protecției circuitelor la defecte, se obțin prin intermediul transformatoarelor de măsurare de curent, TC și de tensiune, TT .

Agitația băii de metal lichid se realizează cu ajutorul unui circuit bifazat (notat cu AI în figura 2.22) cu inducție electromagnetică.

Legătură electrică dintre transformatorul de cuptor și electrozi (rețea scurtă) are o importanță deosebită asupra caracteristicilor cuptorului.

2.3.2.5. Funcționarea cuptorului cu arc electric alimentat la tensiune continuă

Cuptorul cu arc electric alimentat la tensiune continuă cuprinde o cuvă de forma cilindrică cu vatră de formă sferică (figura 2.23), în interiorul căreia se află un singur electrod central din grafit. În vatra cuptorului este plasat electrodul de întoarcere a curentului. De asemenea, sunt realizate construcții (figura 2.24) în care vatra cuptorului este realizată dintr-un material conductor iar curentul electric de întoarcere este preluat de electrozi conectați la o placă de fund, din cupru, aflată în contact cu vatra conductoare.

Electrodul central este alimentat de la o sursă de tensiune continuă cu redresoare comandate (tiristoare), conectate în serie cu o bobină pentru limitarea curenților de scurtcircuit și netezirea formei curbei de curent electric.

Pe barele de alimentare ale transformatorului de cuptor este conectat și filtrul de armonici necesar pentru a reduce impactul asupra rețelei electrice de alimentare.

Principalele dezavantaje ale arcului electric alimentat la tensiune alternativă constau în instabilitatea acestuia, deflexia către pereți și consumul relativ ridicat de electrozi din grafit. Arcul electric alimentat la tensiunea alternativă este dirijat către pereți (unghi de 30 ...45°) datorită configurației specifice a curenților electrici din baia cu metal lichid, determinată de schema trifazată a sistemului.

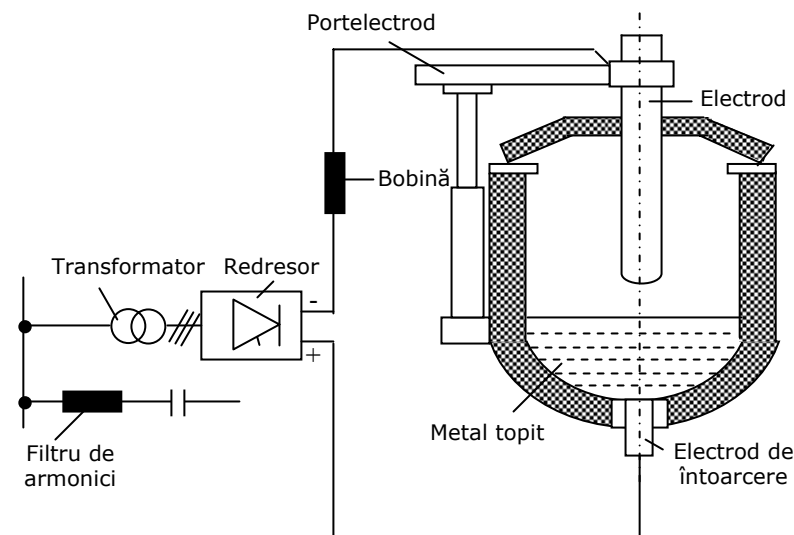


Fig.2.23. Cuptor cu arc electric alimentat cu tensiune continuă

În cazul arcului electric alimentat la tensiune continuă (figura 2.25,b), simetria axială a sistemului determină deflexia redusă a arcului electric spre pereți (unghi de 15...30°) și o rotire lentă a acestuia (de câteva ori pe secundă), într-un mod aleatoriu, determinat de modificări ale forțelor electrodinamice.

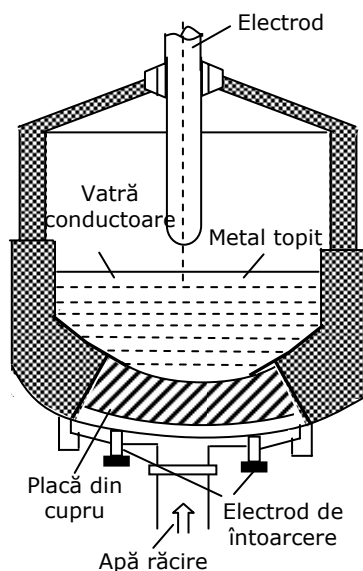


Fig.2.24. Cuptor cu vatră conductoare

Lungimea arcului electric la cuptoarele alimentate cu tensiune continuă (circa $1,1 \times 10^{-3} \text{ m/V}$, la un curent de $(30 \dots 40) \times 10^3 \text{ A}$) este practic dublă față de cazul alimentării la tensiune alternativă (circa $1 \times 10^{-3} \text{ m/V}$, la un curent de $(30 \dots 40) \times 10^3 \text{ A}$).

Acest lucru este posibil și datorită modului specific în care are loc topirea materialului din cuptorul alimentat cu tensiune continuă.

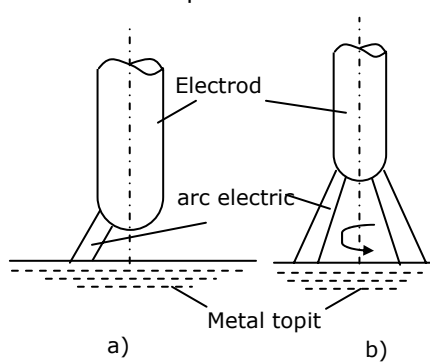


Fig.2.25. Aspectul specific al arcului electric alimentat cu tensiune alternativă(a) și continuă (b)

În prima etapă, arcul electric se dezvoltă între electrodul central și materialul din cuptor și realizează rapid în materialul solid (fier vechi) o gaură (puț) cu diametrul de 1,5...2 ori față de diametrul electrodului. Se observă faptul că pereții cuptorului sunt protejați față de radiația termică a arcului electric, ceea ce le conferă o durată de viață mai mare față de cazul cuptoarelor alimentate cu tensiune alternativă.

În cazul cuptoarelor alimentate cu tensiune alternativă, distribuția temperaturilor în baia cu metal lichid este neuniformă, ceea ce impune, la cuptoarele de capacitate mare, agitarea electromagnetică a metalului. În cazul cuptoarelor alimentate la tensiune continuă repartiția de temperatură în baie este mai omogenă.

Pentru intensificarea procesului de topire ca și pentru agitarea metalului topit, la cuptoarele cu arc electric alimentat cu tensiune continuă poate fi utilizată insuflarea de gaze la partea inferioară a vetrei.

2.4. Concluzii

Elementul de bază al oricărui cuptor electric este arcul electric. Având în vedere această constatare, în capitolul de față au fost tratate o serie de probleme specifice, cum ar fi:

- *plasma arcului electric*. S-au pus în evidență ecuațiile microscopice ale plasmăi ca fiind o stare a materiei aflate, din punct de vedere energetic, pe cel mai înalt nivel și formată dintr-un ansamblu de particule neutre, pozitive, negative și fotoni. Temperatura coloanei de plasmă este în general cuprinsă între 3000⁰K-12000⁰K. Trecerea curentului electric prin arc este rezultatul mișcării dirijate a purtătorilor de sarcină electrică: ionii și electronii. Formarea și dispariția acestora are loc în mod continuu, în urma unei game foarte variate de procese elementare, adică de interacțiuni atât între particulele din coloana arcului (proces elementare de volum) cât și între particulele din arc în cele din mediile învecinate (proces elementare de suprafață). Analiza generalizată a plasmăi presupune dificultăți matematice și fizice deosebite;

- *fenomene fizice în arcul electric*. Au fost tratate utilizând un aparat matematic adecvat procesele elementare de suprafață, adică: emisia termoelectronică și termoionică în câmp electric, emisia electronică secundară și emisia fotoelectronică, ionizarea superficială și pulverizarea catodică. Relațiile matematice utilizate au fost comentate și s-a insistat asupra consecințelor practice. De exemplu micșorarea numărului de atomi pulverizați din electrozii arcului electric

determină micșorarea vitezei de consumare a materialului electrozilor, deci creșterea productivității și scăderea prețului de cost pentru utilizarea arcului electric.

S-au studiat de asemenea procesele elementare de volum cum ar fi: termoionizarea și ionizarea prin șoc, fotoionizarea și recombinația.

- *curentul electric în arc*. S-a analizat matematic și fenomenologic mișcarea individuală a purtătorilor de sarcină electrică, mișcarea globală a purtătorilor de sarcină electrică, s-a stabilit expresia curentului electric de conducție în arc și s-a efectuat bilanțul puterilor.

În a doua parte a capitolului au fost analizate fenomenele reale care se produc în cuptorul electric cu arc de curent continuu cum ar fi: amorsarea arcului electric, structura arcului electric, caracteristicile statică și dinamică ale arcului electric. Au fost puse în evidență complexitatea și neliniaritățile fenomenelor ce au loc în cuptor. În ultima parte a capitolului s-a făcut o descriere constructivă a cuptoarelor electrice cu arc de curent alternativ și de curent continuu precum și regimurile de funcționare ale acestora, punându-se în evidență superioritatea cuptoarelor cu arc de curent continuu față de cele cu arc electric de curent alternativ.

Contribuțiile personale ale autorului constau în:

- analiza și sistematizarea materialului bibliografic existent în momentul de față;

- punerea în evidență și tratarea matematică unitară a fenomenelor legate de teoria microscopică și macroscopică a arcului electric, în vederea unei utilizări, în continuarea lucrării, a concluziilor obținute;

- descrierea constructivă și funcțională a cuptoarelor cu arc electric de curent alternativ și în special de curent continuu, la nivelul actual al tehnicii;

- analiza critică a regimurilor de funcționare ale cuptoarelor electrice.

3. ANALIZA EXPERIMENTALĂ A REGIMURILOR DE LUCRU ALE CUPTOARELOR ELECTRICE CU ARC DE CURENT CONTINUU (DC-EAF)

3.1. Introducere

Cuptoarele electrice cu arc de curent continuu moderne sunt capabile să topească 140 tone de oțel în mai puțin de 40 minute. Cuptorul este prevăzut cu două sisteme esențiale de reglare și anume: unul pentru controlul curentului prin arc și altul, pentru controlul poziției electrodului, deci a căderii de tensiune pe arc. Curentul este modificat prin reglarea unghiului de comandă a tiristoarelor, constanta de timp a circuitului fiind de obicei mai mică de 40×10^{-3} s. Sistemul de reglare a poziției electrodului este mult mai lent având constante de timp de sub 200×10^{-3} s. Datorită modificării permanente a lungimii arcului, curbele tensiunii pe arc și a curentului prin arc au variații în limite largi și cu o dinamică ridicată. Din punct de vedere al optimizării procesului de topire ar fi de dorit ca aceste variații să fie cât mai mici, situație greu de obținut în condițiile tehnice actuale. Schematic, structura cuptorului cu arc electric în curent continuu este prezentată în figura 3.1. [Trepps Schuh2007].

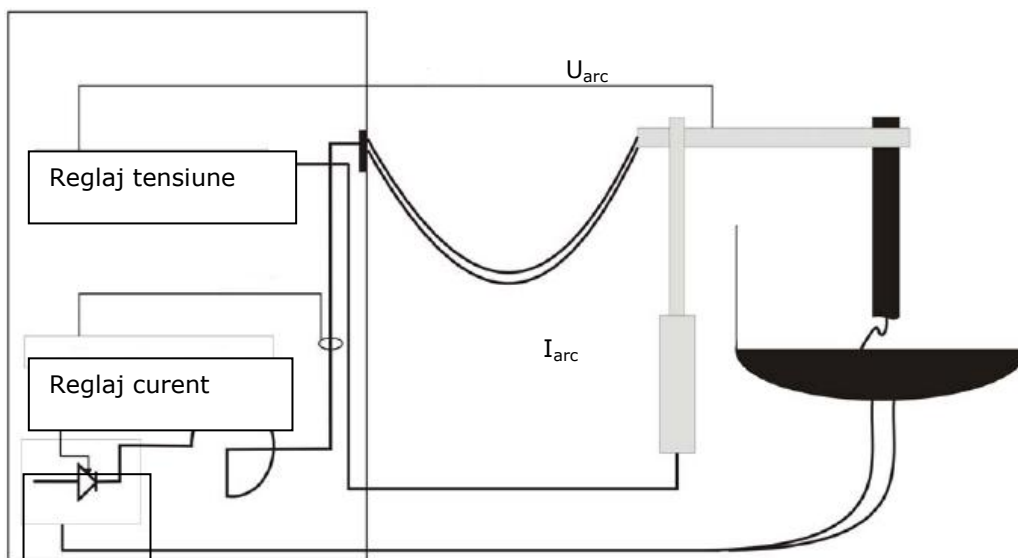


Fig.3.1. Prezentarea schematică a structurii cuptorului

În figurile 3.2. și 3.3. sunt prezentate înregistrări ale curbei tensiunii pe arc, respectiv curentului prin arc, realizate pentru un proces tipic de topire la o instalație nouă, construită în Germania: Georgsmarienhütte GmbH, Georgsmarienhütte.

Pentru a evidenția răspunsul buclelor de curent și de tensiune au fost impuse, de-a lungul celor 350 s de încercări, mai multe valori setate pentru tensiunea pe arc și curentul prin arc.

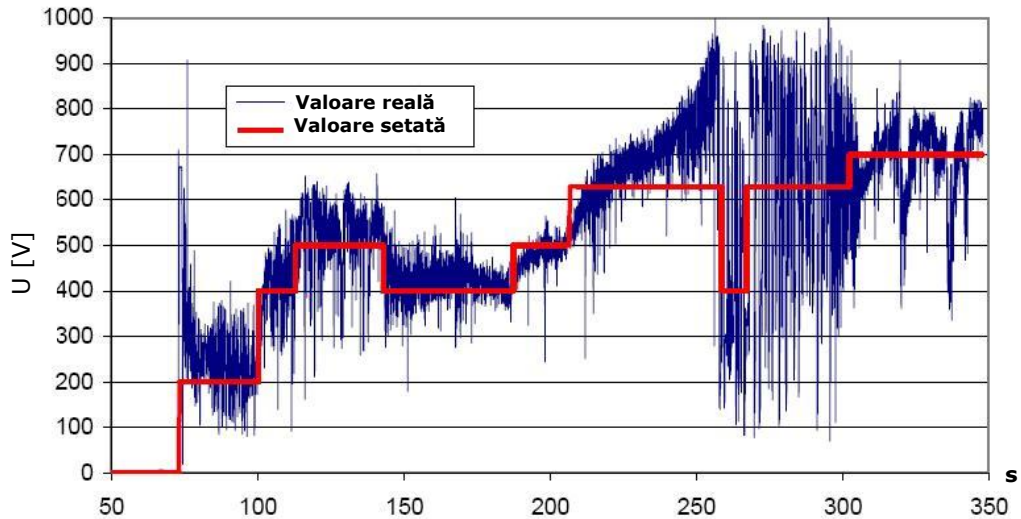


Fig.3.2. Variația tensiunii pe arcul electric

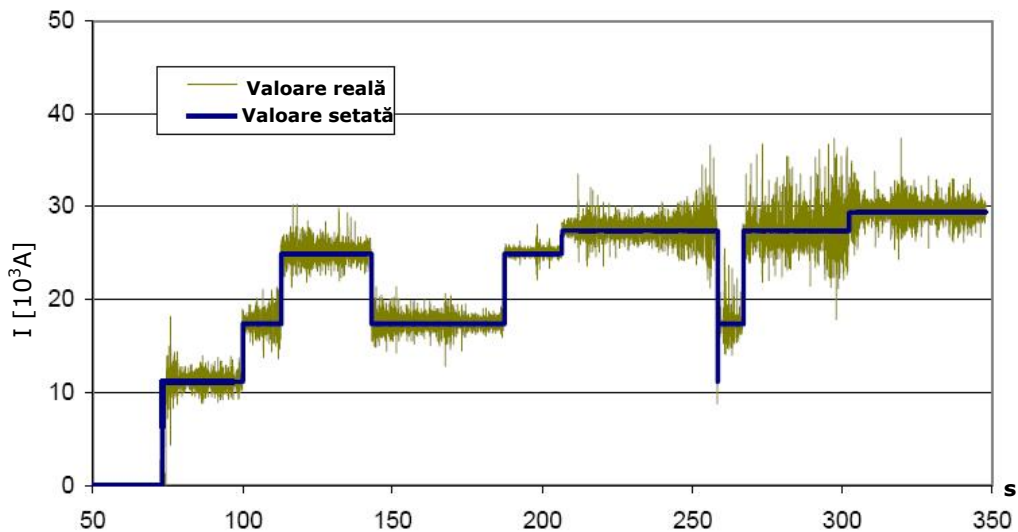


Fig. 3.3. Variația curentului prin arcul electric

Astfel, în figura 3.2. se observă că tensiunea reală pe arcul electric este variabilă într-o plajă foarte largă. În momentul amorsării arcului electric, la $t=75s$, valoarea tensiunii pe arc setată crește în treaptă până la 200 V. La $t=250 s$ se produc variații enorme ale tensiunii. Unghiul de comandă a tiristoarelor tinde la zero, ceea ce corespunde la o tensiune pe arc de aproximativ 1000 V. În ultimele 50s din această perioadă se produce o cădere a materialului și apar cratere în materialul supus topirii.

Lungimea arcului crește prin mișcarea în sus a electrodului, dar această mișcare nu poate compensa scăderea tensiunii pe arc.

În mod alternativ, electrodul este în contact cu materialul, moment în care tensiunea scade aproximativ la zero, având loc, practic, un scurtcircuit.

În timpul perioadei de topire poziția electrodului și lungimea arcului variază considerabil producând fluctuații importante ale tensiunii pe arc, care nu mai pot fi compensate de buclele de reglaj.

Curba curentului prin arc în timpul topirii (figura 3.3.) este mult mai apropiată de cea impusă datorită reglajului mai rapid al curentului prin puntea redresoare, ce poate fi realizat prin modificarea unghiului de comandă al tiristoarelor, dar numai dacă se lucrează în zona activă a suprafeței de reglaj.

Sunt cazuri rare când tensiunea crește la 1100 V datorită neuniformităților procesului de topire, caz în care unghiul de aprindere a tiristoarelor tinde să scadă la zero pentru a menține curentul la o valoare constantă.

Îmbunătățirea performanțelor buclelor de reglaj devine, deci, necesară cel puțin din două motive:

a) menținerea constantă a puterii pe arc, care conduce la creșterea productivității cu cel puțin 10%;

b) un control mai eficient al transferului de căldură la pereții cuptorului și o protecție suplimentară a acestuia.

La funcționarea reală a cuptorului, valorile setate pentru tensiunea pe arc și curentul prin arc, nu se modifică atât de rapid cum sunt prezentate în figurile 3.2. și 3.3. Motivul pentru care, în timpul experimentărilor, au fost produse aceste modificări rapide a fost impus de timpul efectiv avut la dispoziție pentru încercări și de dorința de a trece prin mai multe regimuri de funcționare intervalul respectiv de timp.

3.2. Analiza tensiunii pe arcul electric

Jetul de plasmă de înaltă intensitate care se formează între electrodul de grafit și suprafața de metal are o secțiune mică la catod, care se extinde pe anod (figura 3.4.) [Bowman1994].

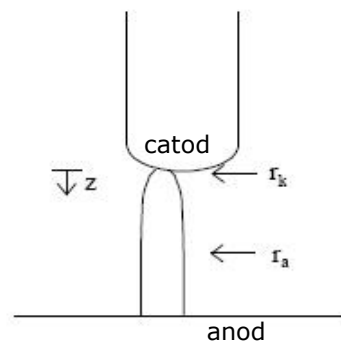


Fig. 3.4. Reprezentarea schematică a arcului electric de curent continuu

Ecuția 3.1. descrie modificarea volumului conductor al arcului în funcție de distanța față de catod.

$$\frac{r_a}{r_k} = 3,2 - 2,2 \exp\left(-\frac{z}{5r_k}\right) \quad (3.1.)$$

Raza arcului, r_a , variază cu distanța, z , iar raza, r_k , a spotului atașat catodului este determinată în funcție de densitatea curentului din apropierea catodului, estimată de Bowman la $3,5 \times 10^7 \text{ A/m}^2$.

În figura 3.5. este prezentată fotografia unui arc electric la $4 \times 10^3 \text{ A}$, iar în figura 3.6. este reprezentată variația diametrului arcului în funcție de lungimea sa.

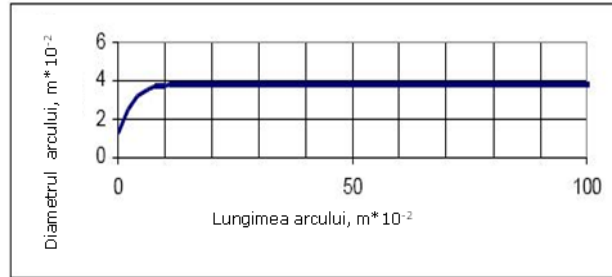


Fig. 3.5. Arc electric la $4 \times 10^3 \text{ A}$ Fig.3.6. Diametrul arcului electric în funcție de lungimea, L , la $4 \times 10^3 \text{ A}$

Tensiunea pe arc se poate obține prin integrare, conform relației 3.2., adică [Jones2002]:

$$U = \rho_a \cdot \sqrt{\frac{I \cdot j_k}{\pi}} \cdot \int \left(\frac{r_k}{r_a}\right)^2 dZ, \quad (3.2)$$

în care: $Z = \frac{z}{r_k}, \quad (3.3)$

unde: ρ_a - rezistivitatea arcului, [$\Omega \text{ m} \times 10^{-2}$]

j_k - densitatea de curent la catod, [$\text{A/m}^2 \times 10^7$];

r_k - raza arcului la catod, [$\text{m} \times 10^{-2}$];

r_a - raza arcului, [$\text{m} \times 10^{-2}$];

I - curentul, [A];

U - tensiunea pe arc, [V];

z - distanța axială față de catod, [$\text{m} \times 10^{-2}$].

În urma integrării se obține relația 3.4., care ne permite calculul tensiunii pe arc în funcție de lungimea sa și de curent [Jones2002].

$$U_a = \frac{I \rho_a}{m \pi} \left[-\frac{1}{a^2 + ab} + \frac{1}{a^2 + ab \cdot \exp(mL)} + \frac{\ln(a+b)}{a^2} + \frac{mL}{a^2} - \frac{\ln[a + b \cdot \exp(mL)]}{a^2} \right], \quad (3.4)$$

unde: $a = 3.2r_k \quad (3.4.a)$

$b = -2.2r_k \quad (3.4.b)$

$m = -\frac{1}{5r_k} \quad (3.4.c)$

$$r_k = \sqrt{\frac{I \cdot 10^2}{\pi(3500 A / m^2)}} \quad , \quad (3.4.d)$$

unde: U_a – tensiunea pe arc, [V];
 I – curentul, [A];
 ρ_a – rezistivitatea arcului, [$\Omega \text{ m} \times 10^{-2}$];
 r_k – raza arcului la catod, [$\text{m} \times 10^{-2}$];
 L – lungimea arcului, [$\text{m} \times 10^{-2}$].

Această relație este reprezentată grafic în figura 3.7 și reprezintă tensiunea pe arc în funcție de lungimea lui, la diferiți curenți și pentru o rezistivitate a arcului de $0,014 \times 10^{-2} \Omega \text{ m}$.

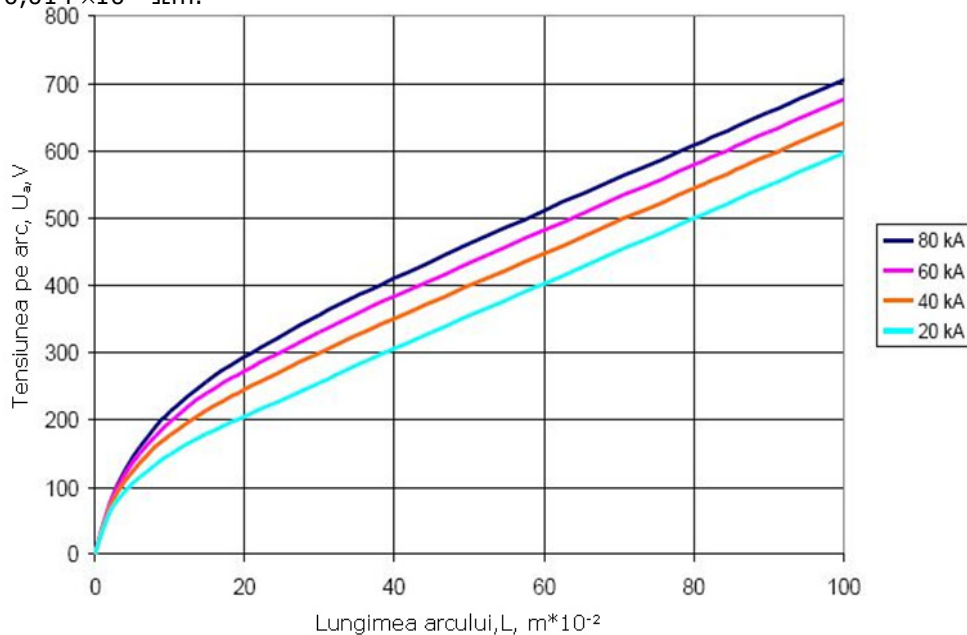


Fig.3.7. Tensiunea pe arc electric în funcție de lungime

Această rezistivitate se poate modifica în limite largi, dacă atmosfera din cuptor conține gaze.



Fig. 3.8. Arc electric înaintea de a deveni instabil

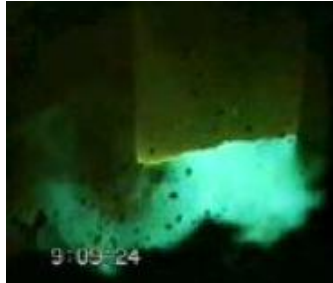


Fig. 3.9. Arc electric difuz la $7 \times 10^3 \text{ A}$



Fig. 3.10. Arc electric "liniștit" la $8,1 \times 10^3 \text{ A}$

În figurile 3.8., 3.9. și 3.10, sunt prezentate trei forme caracteristice ale arcului electric, din care se observă că acesta poate prezenta structuri instabile și mișcări haotice [Jones2002].

Din acest motiv, în relația 3.4., lungimea arcului poate avea o largă plajă de valori, între care nu există legături deterministe. Acest fapt înrăutățește precizia modelării matematice a arcului, cu consecințe asupra performanțelor în exploatarea curentului.

3.3. Concluzii

Pe baza unor experimentări efectuate la un cuptor electric cu arc de curent continuu modern, de mare capacitate, în prima parte a capitolului au fost puse în evidență curbele reale de variație a curentului prin arc și a tensiunii pe arc, pentru diverse regimuri de funcționare ale acestuia. S-a evidențiat faptul că aceste curbe prezintă variații importante ale celor două mărimi, aparent nejustificate. Sistemele de automatizare existente nu reușesc să elimine aceste variații, ceea ce influențează negativ asupra productivității și duratei de viață a cuptorului.

În a doua parte a capitolului se arată că structura arcului electric format între electrod și baia metalică este foarte mult influențată de o serie de factori, cum ar fi:

- omogenitatea băii de metal;
- compoziția chimică a atmosferei cuptorului;
- distribuția câmpurilor electrice și magnetice variabile care modifică într-un mod aleatoriu lungimea arcului.

Din relația 3.4., rezultă faptul că și căderea de tensiune pe arc chiar la valori constante ale curentului se modifică într-o plajă largă, într-un mod aparent aleatoriu. Aceste aspecte au fost puse în evidență și de înregistrările prezentate în subcapitolul 3.1. și fac imposibilă obținerea unor performanțe ridicate ale sistemelor de conducere automată a regimurilor de funcționare a cuptorului.

O îmbunătățire a acestora se va încerca în capitolele următoare ale lucrării, considerând principalul element perturbator (lungimea arcului) ca fenomen cu evoluție haotică și aplicând metode specifice teoriei haosului.

Contribuțiile personale ale autorului constau în:

- punerea în evidență a regimurilor de funcționare ale cuptorului electric cu arc de curent continuu, pe baza unor măsurători și înregistrări realizate într-o instalație reală;

- evidențierea variațiilor importante ale curentului din arcul electric și a tensiunii pe arc, aparent haotice, cu toate că instalația era prevăzută cu sisteme moderne de control;

- datorită imposibilității de măsurare a lungimii arcului electric în timp real și a variației acesteia în funcție de o serie de factori greu de luat în considerare, a fost emisă propunerea de tratare a acesteia ca un fenomen cu evoluție haotică.

4. ANALIZA ENERGETICĂ A SISTEMELOR DE ALIMENTARE CU ENERGIE A CUPTOARELOR ELECTRICE CU ARC DE CURENT CONTINUU

4.1. Introducere

Cuptoarele electrice cu arc sunt utilizate în industria oțelului (35% din producția de oțel pe plan mondial) și ele sunt unele dintre cele mai mari consumatoare de energie din industrie.

Soluția utilizării curentului continuu la cuptoarele cu arc electric este mai puțin poluantă pentru rețeaua de distribuție, înțelegând prin aceasta efectul de flicker, factorul de putere și armonicile. Astfel efectul de flicker este mult redus, în instalațiile moderne el devenind neglijabil, fără să mai necesite măsuri suplimentare, costisitoare, pentru diminuarea lui. Factorul de putere poate fi ridicat până la valori apropiate de $\cos\phi=1$, datorită unor metode noi de comandă a convertoarelor de putere. Efectul deformant al cuptorului este mult redus datorită faptului că între cuptor și sistemul energetic este plasat convertorul de putere cu posibilități multiple de comandă. Toate acestea conduc la necesitatea unor filtre active de putere mult mai mică, deci mai ieftine.

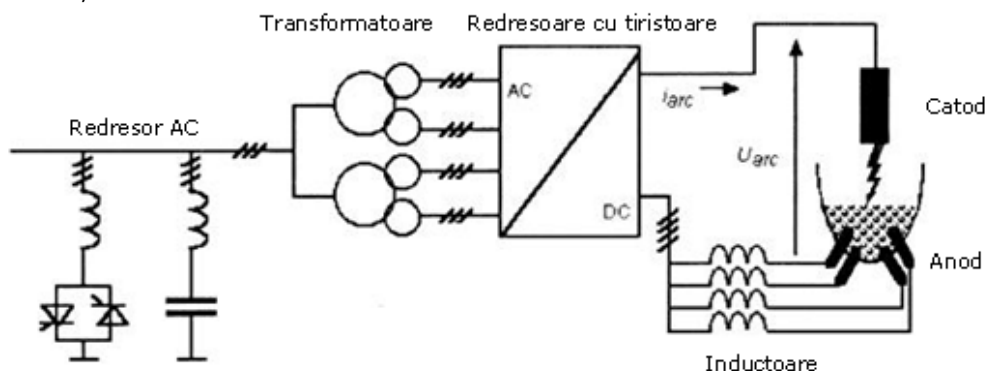


Fig.4.1. Schema cu un redresor comandat

Principial există două metode de alimentare a cuptoarelor electrice cu arc de curent continuu [Arad2010], [Boulet2003], [Ladoux2005]:

- Soluția clasică implică un redresor comandat (figura 4.1.);
- Soluția mai nouă cuprinde un redresor necomandat urmat de chopere de putere (figura 4.2).

Schema din figura 4.1. conține un transformator trifazat, cu o schemă de conexiuni convenabil aleasă pentru a reduce pulsațiile tensiunii redresate. Această tensiune este redresată și transformată în tensiune continuă de către un mutator cu tiristoare. Prin modificarea unghiului de comandă al tiristoarelor se obține o tensiune continuă reglabilă între zero și o valoare maximă, cu care se alimentează, prin intermediul unor inductanțe de filtrare, anodul și catodul cuptorului electric cu arc.

În cazul schemei din figura 4.2. tensiunea alternativă furnizată de transformatorul de alimentare este redresată de către un redresor necomandat obținându-se o tensiune continuă fixă. Această tensiune alimentează principal un chopper, care, prin modificarea perioadei de conducție, produce o tensiune continuă reglabilă între zero și valoarea maximă furnizată de redresorul necomandat. Datorită faptului că, de obicei, la nivelul actual al tehnicii un asemenea chopper are curentul limitat la circa 1500 A, se utilizează mai multe chopperuri legate în paralel.

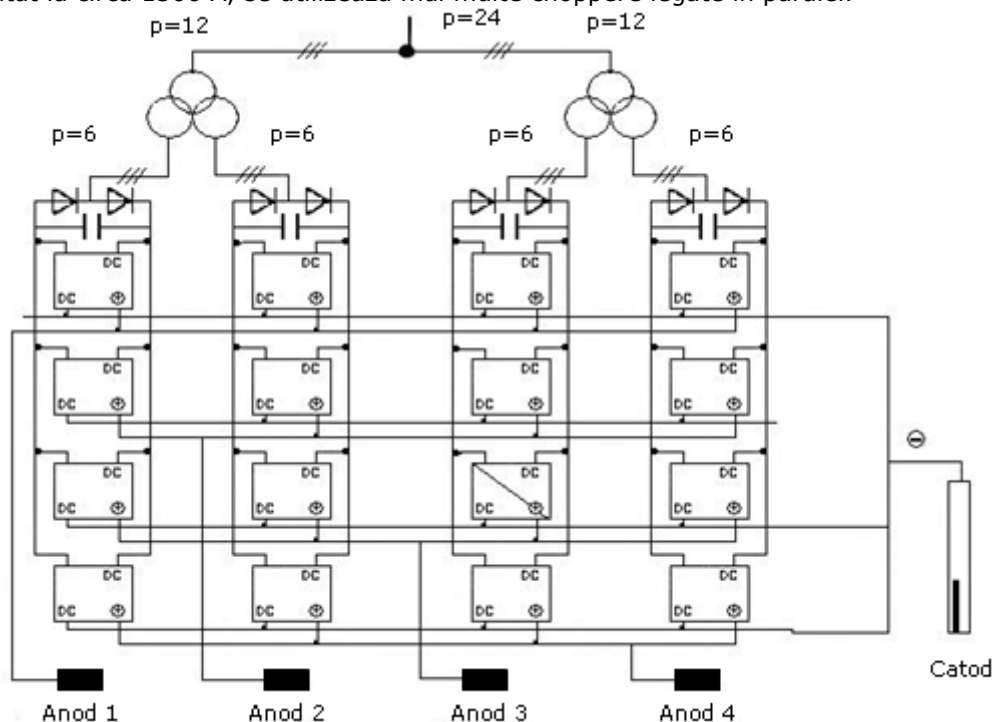


Fig.4.2. Schema cu un redresor necomandat urmat de chopperuri de putere

Ieșirea blocului alimentează anodul și catodul cuptorului electric cu arc. Chopperurile sunt realizate cu tranzistoare IGBT de putere, iar redresorul necomandat, cu diode semiconductoare uzuale.

În capitolul de față se face o analiză cantitativă și calitativă a funcționării celor două tipuri de surse de curent continuu în vederea comparării performanțelor lor. Această analiză se face pe baza rezultatelor experimentale obținute de la două cuptoare identice de 50 MW, unul alimentat prin redresor comandat, iar celalalt prin chopperuri. Ambele cuptoare aparțin unei firme din Italia, iar măsurătorile au fost efectuate în vara anului 2010. Firma nu și-a dat acordul pentru publicarea altor date de identificare.

Din măsurători a rezultat o rezistență a băii de aprox $6 \times 10^{-3} \Omega$, constantă în tot domeniul operațional. Curentul nominal prin electrod este de aproximativ 60×10^3 A, ceea ce necesită o rezistență totală a procesului de aproximativ $14 \times 10^{-3} \Omega$. Tensiunea primară este de 34,5 kV și tensiunea secundară a transformatorului este 920 V.

Performanțele procesului de topire a oțelului depind în mod determinant de două aspecte:

- structura schemei de alimentare cu energie electrică (principiu, performanțe) a cuptorului electric cu arc de curent continuu;
- structura și realizarea practică a sistemelor de conducere a procesului (curentul prin arc și tensiunea pe arc).

Din aceste motive, în continuare sunt analizate ambele aspecte menționate pentru fiecare tip de cuptor luat în studiu.

Se menționează faptul că schemele detaliate ale sistemelor de conducere a procesului de topire a oțelului în cele două cuptoare cu arc electric de curent continuu nu au fost puse la dispoziție de firma proprietară a acestora. S-a permis numai testarea, în diverse regimuri de funcționare, a acestora, pentru determinarea performanțelor lor și efectuarea unor comparații. De altfel din punctul nostru de vedere, aceasta am și urmărit.

4.2. Analiza redresorului comandat

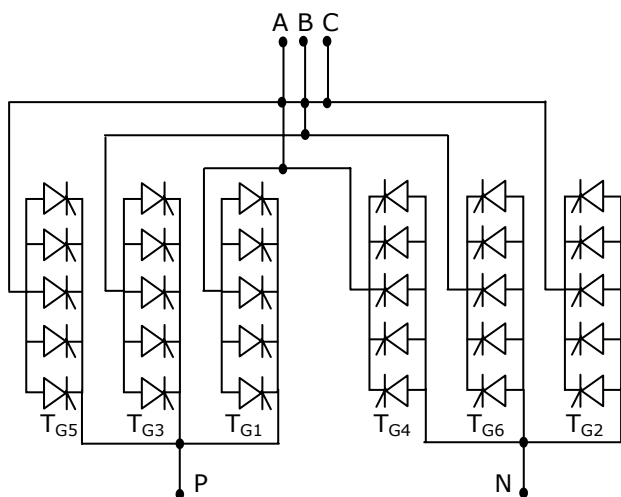


Fig.4.3. Punte trifazată

Redresorul comandat utilizat la cuptorul cu arc de curent continuu testat este echipat cu tiristoare, fiecare putând să asigure maxim 5000 A, la tensiuni de maxim 8000 V. Pentru obținerea curentului necesar procesului de topire se folosește puntea trifazată din figura 4.3.

Schema este clasică (redresor trifazat în punte), iar pentru obținerea curentului necesar cuptorului cu arc pe fiecare ramură au fost montate mai multe tiristoare în paralel pe fiecare fază [Hocine2008].

4.2.1. Reglajul redresorului

4.2.1.1. Funcționarea la curent constant

Regimul de funcționare al cuptorului este cel „la curent constant prin arc” și este implementat pe baza figurii 4.4. Atât regulatorul de balans cât și regulatorul de curent sunt de tipul PI. Valoarea setată pentru curent se aplică regulatorului de curent, iar regulatorul de balans asigură, prin ieșirea sa, o echilibrare a repartiției acestui curent pe ramurile punții.

Valorile de ieșire ale celor două regulatoare sunt limitate, iar blocul \cos^{-1} este folosit pentru a liniariza caracteristica de răspuns a controlerului.

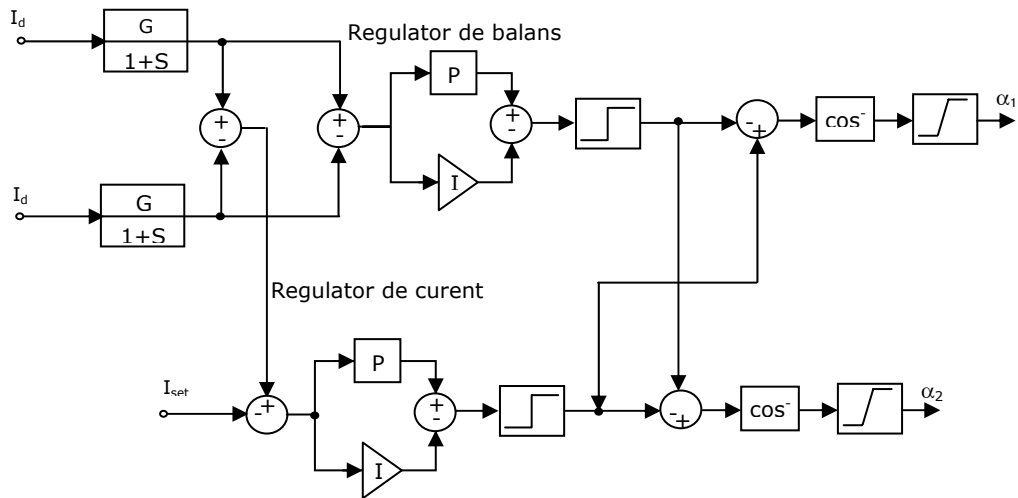
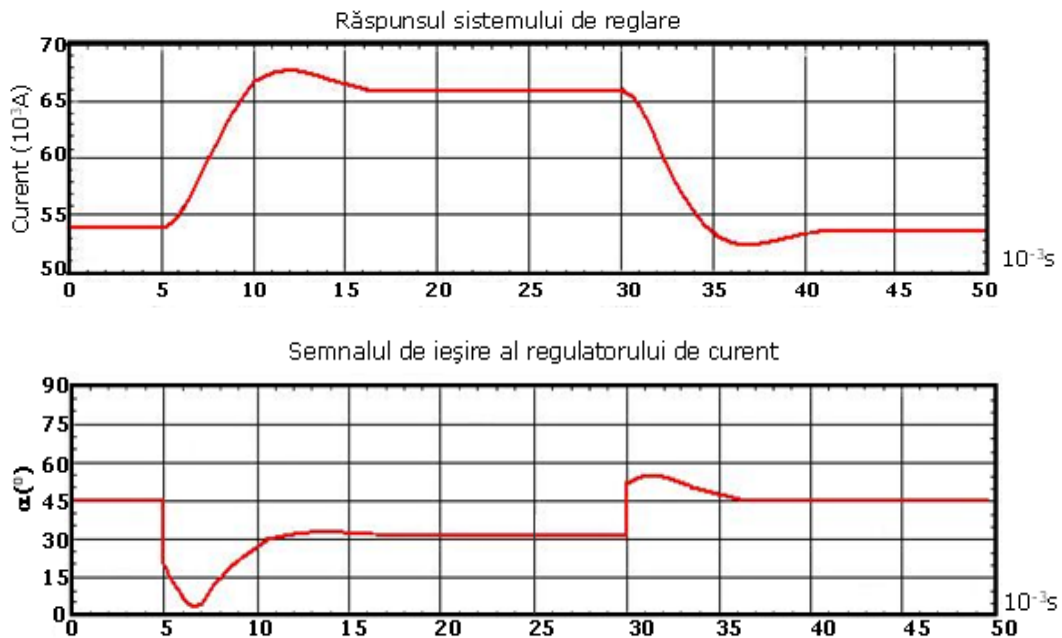


Fig.4.4. Diagrama bloc de comandă la curent constant

Variabilele de proces sunt curenții de pe fiecare punte a redresorului filtrați cu un filtru cu amplificarea 1 și constanta de timp 10^{-3} s. Regulatorul de curent este acordat utilizând metoda limitei de stabilitate și are factorul de amplificare 0,018 și timpul integral 0,16 s. Regulatorul de balans are același factor de proporționalitate, iar constanta de timp de integrare este de 10 ori mai mare. Răspunsul tranzitoriu al regulatorului de curent este dat în figura 4.5., unde α_1 și α_2 sunt unghiurile de comandă ale celor două grupe de tiristoare.



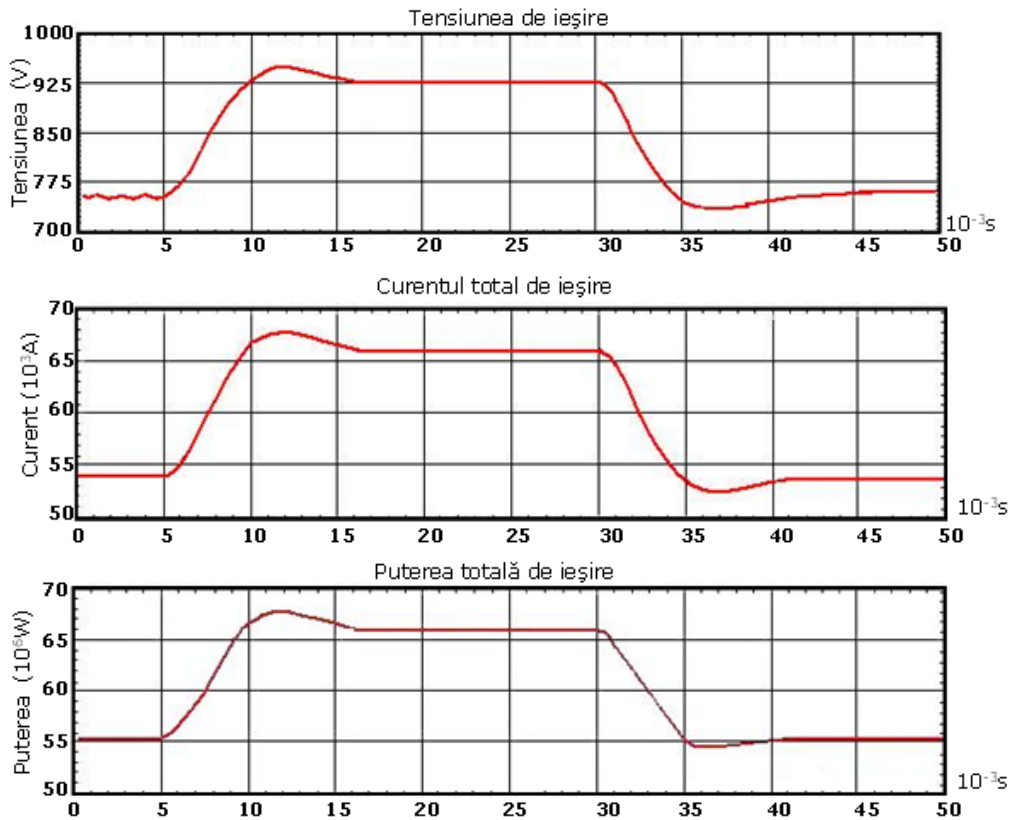


Fig.4.5. Controlul curentului electric al redresorului comandat

Curentul nominal de ieșire a fost stabilit la 60 kA, iar valoarea de setare pentru curent s-a schimbat în treaptă de la $54 \times 10^3 \text{A}$ la $66 \times 10^3 \text{A}$ și invers. Valoarea de suprareglaj este de $1,818 \times 10^3 \text{A}$ corespunzând procentual la 2,75% și se obține după $6,95 \times 10^{-3} \text{s}$ de la variația pozitivă în treaptă a semnalului de setare. Durata procesului tranzitoriu este de $2,525 \times 10^{-3} \text{s}$. Pentru treapta negativă timpul de răspuns crește la $4,725 \times 10^{-3} \text{s}$, suprareglajul $1,498 \times 10^3 \text{A}$ corespunzând la 2,77%. Diferențele se datorează blocurilor \cos^{-1} .

Din analiza acestor curbe se constată că sistemul de comandă a curentului prin arc este foarte rapid și îndeplinește toate condițiile impuse. Dezavantajul îl constituie faptul că valoarea reală a curentului prin arc (nefiltrată) diferă față de valoarea comandată conform precizărilor din capitolul 3.

4.2.1.2. Funcționarea la putere constantă

Alt regim de funcționare posibil pentru cuptorul cu arc electric de curent continuu este menținerea constantă a puterii pe arc. În acest caz se folosește schema de principiu din figura 4.6. Valoarea impusă pentru puterea pe arc se obține la ieșirea blocului de înmulțire a mărimilor „curent \times tensiune” și este aplicată regulatorului de putere de tip PI. Mărimea de ieșire a acestui regulator este limitată

automat în blocurile de limitare și apoi transformată în unghiurile de comandă α_1 și α_2 ale punții cu tiristoare.

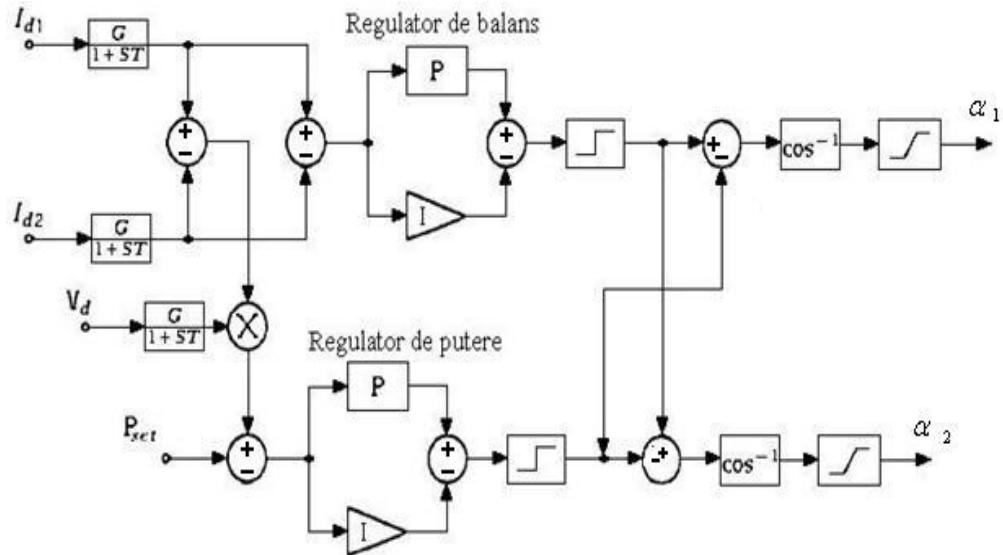
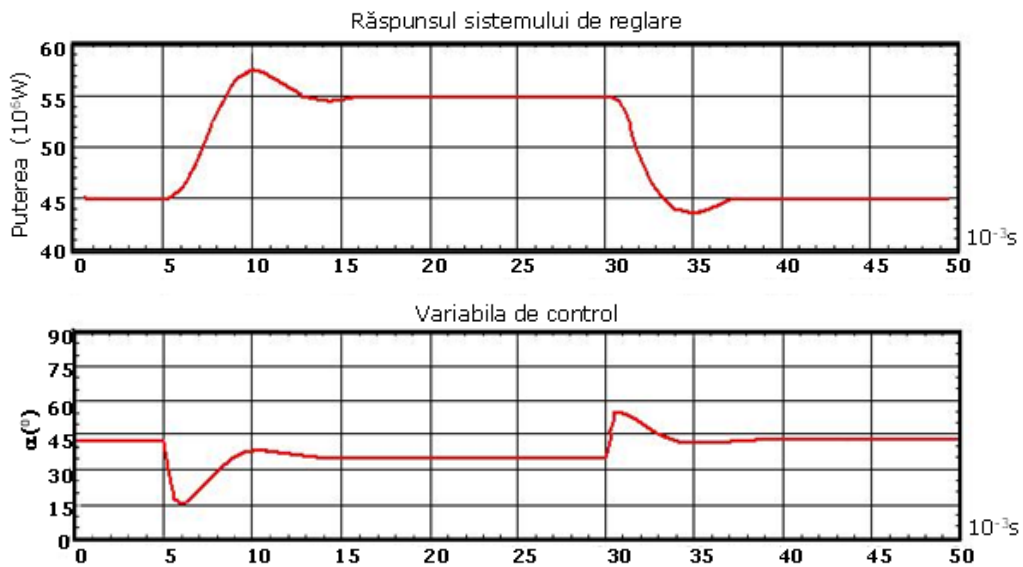


Fig.4.6. Schema de funcționare la putere constantă a redresorului comandat

Variabilele de proces includ curenții de ieșire ai fiecărei punți și tensiunea de ieșire, care a fost filtrată cu un filtru trece-jos cu amplificarea 1 și constanta de timp 1×10^{-3} s. Regulatorul de putere a fost acordat utilizând metoda limitei de stabilitate având factorul de amplificare 0,02 și timpul integral 0,018s. Răspunsul tranzitoriu al controlerului este prezentat în figura 4.7.



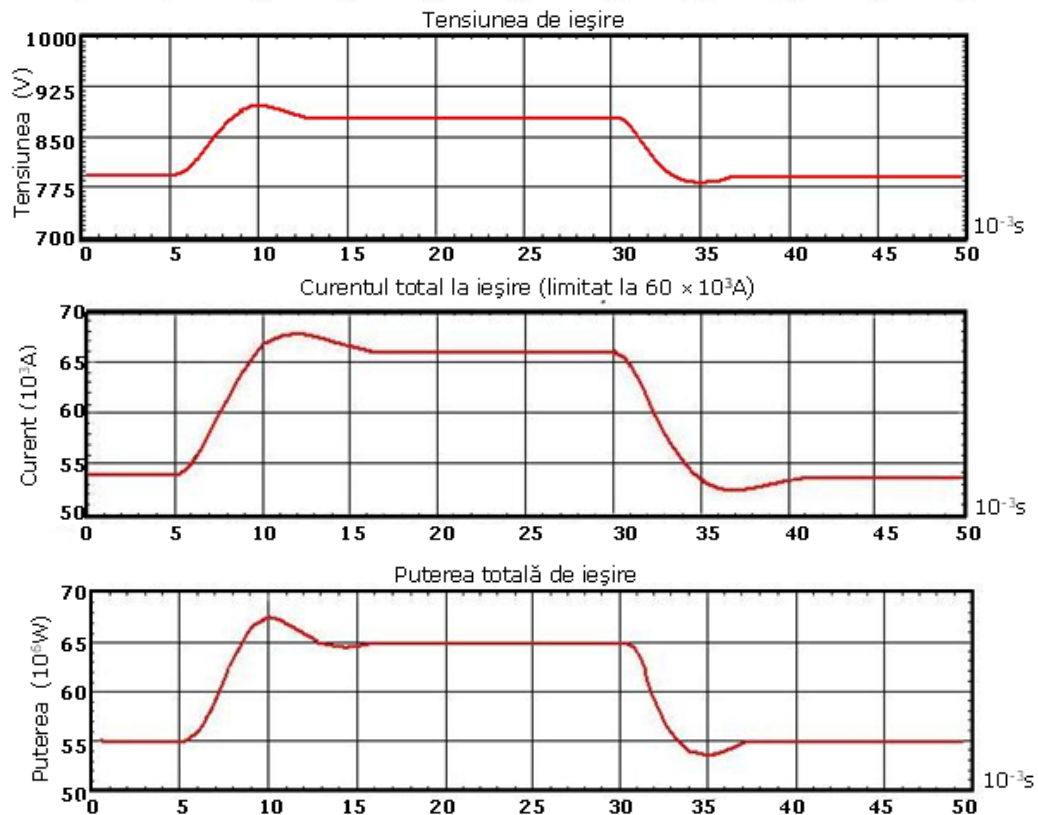


Fig.4.7. Reglarea la putere constantă a redresorului comandat

Puterea nominală de ieșire a fost aleasă $50 \times 10^6 \text{ W}$ iar valoarea impusă se modifică în treaptă între 45 și $55 \times 10^6 \text{ W}$. Pentru variația pozitivă a treptei timpul de întârziere este de $2,15 \times 10^{-3} \text{ s}$, suprareglarea $2,3 \times 10^6 \text{ W}$ (4,2%). Pentru treapta negativă timpul de întârziere este de $1,85 \times 10^{-3} \text{ s}$, suprareglarea $1,4 \times 10^6 \text{ W}$ (3,1%). Din diagramele prezentate se observă că sistemul de conducere asigură, în regim de putere constantă pe arcul electric performanțe tranzitorii și staționare foarte bune. Se menționează faptul că semnalele prezentate sunt filtrate și nu conțin oscilațiile de frecvență ridicată prezentate în capitolul 2 în curbele tensiunii și curentului prin arc.

4.2.1.3. Funcționarea la putere constantă cu limitare de curent

Un regim mai apropiat de utilizarea curentă a cuptorului cu arc electric de curent continuu îl reprezintă funcționarea la putere constantă, cu limitare de curent. Sistemul de conducere al cuptorului are prevăzută și această posibilitate. În acest caz schema de control este prezentată în figura 4.8. Se observă prezența a două regulatoare de tip PI, unul pentru curentul prin arc și unul pentru puterea pe arc. Cele două regulatoare au ca mărimi de referință valoarea limită a curentului I_{lim} și puterea setată P_{set} . Împreună cu regulatorul de balans schema furnizează ca și în cazurile precedente valorile unghiurilor α_1 și α_2 de comandă a punții redresoare.

Acordarea reguletoarelor se face ca și în cazurile precedente. Pentru a verifica funcționarea corectă a schemei, valoarea impusă de putere a fost modificată între $45 \times 10^6 \text{W}$ și $55 \times 10^6 \text{W}$, iar curentul limitat la $60 \times 10^3 \text{A}$. Rezultatele sunt prezentate în figura 4.9.

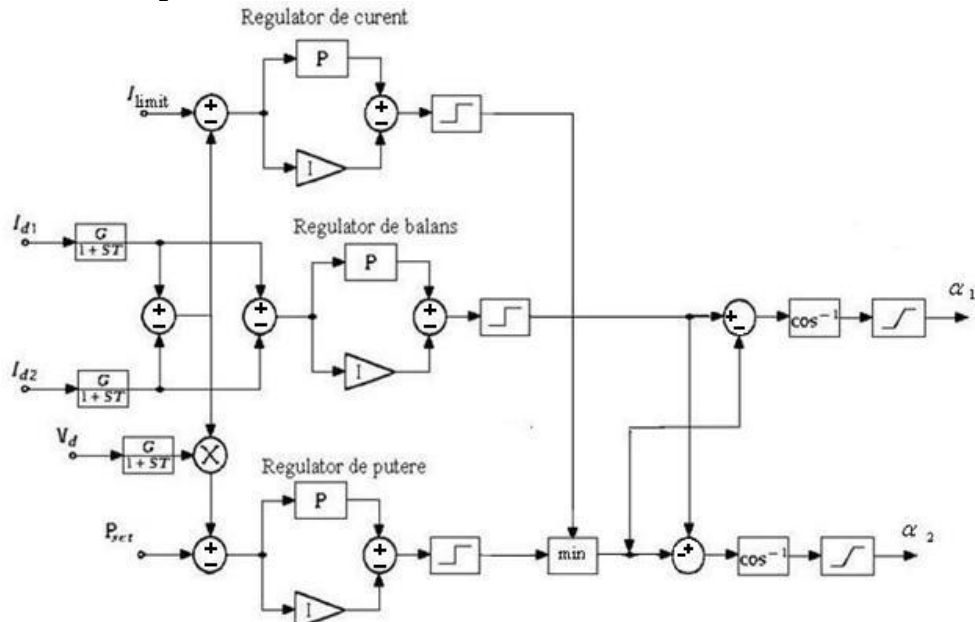
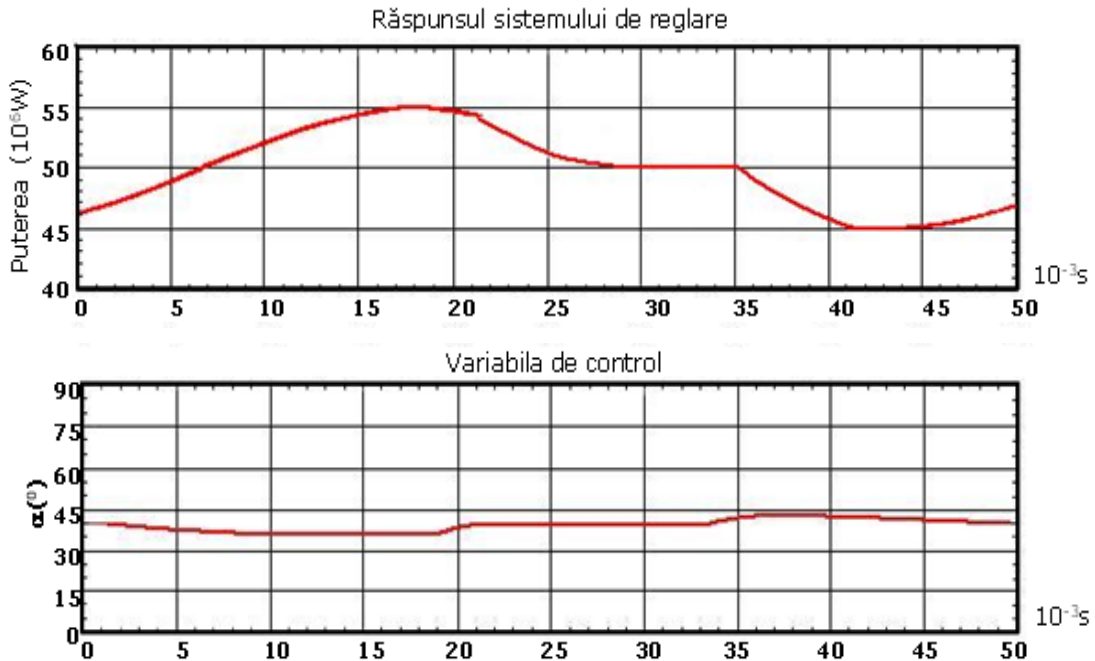


Fig.4.8. Schema bloc de reglare a puterii cu limitare de curent pentru redresorul comandat



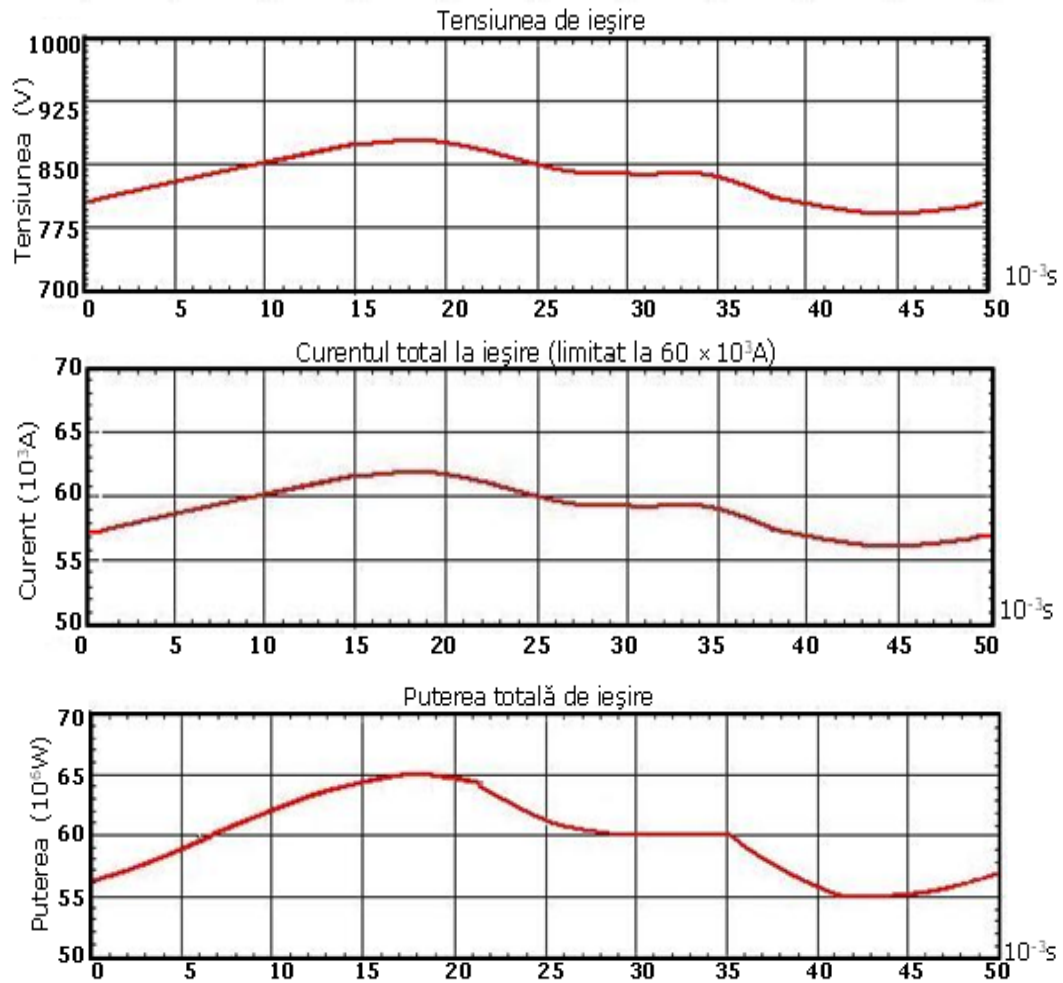


Fig.4.9. Reglarea puterii cu limitare de curent la redresorul comandat

Se observă că atâta timp cât curentul prin arc este sub valoarea limită, reglajul se face la putere constantă. În momentul în care curentul tinde să depășească valoarea limită I_{lim} , puterea scade și nu mai poate fi menținută constantă. Se consideră că acest mod de abordare a reglajului este corect din punct de vedere al protecției instalației de alimentare cu energie electrică a cuptorului.

Se menționează faptul că schemele de conducere ale procesului de topire prezentate anterior au caracter structural, schemele detaliate nefiind accesibile.

4.3. Utilizarea de choppere de putere

Chopperul este alimentat cu tensiunea constantă furnizată de redresorul necomandat și prin modificarea duratei sale de conectare se poate obține, la ieșire, o tensiune medie cu valoarea cuprinsă între zero și tensiunea redresată. Frecvența de comutare (f_s) a tranzistoarelor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) este, în general, în domeniul kHz și se definește prin:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad T_s = \frac{1}{f_s}, \quad (4.1)$$

ca fiind durata relativă de conducție a chopperului.

Datorită faptului că, la nivelul tehnicii actuale, curentul maxim printr-un tranzistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) este ordinul 1500-2000A, pentru obținerea curentului în arcul electric, necesar pentru topire (zeci de kA) se utilizează mai multe choppere legate în paralel [Gherman2003].

În acest caz, frecvența la ieșire este dată de relația:

$$f_c = n \cdot f_s \quad (4.2)$$

unde: n - este numărul de secțiuni în paralel.

Fiecare interval $\frac{T_s}{n}$, poate fi împărțit în două subintervale, notate T_x și T_y , și care reprezintă perioada când IGBT-ul (Insulated Gate Bipolar Transistor) m , respectiv $m-1$, conduce.

$$T_x = \left(D - \frac{m-1}{n} \right) T_s, \quad (4.3)$$

$$T_y = \frac{T_s}{n} - T_x, \quad (4.4)$$

$$\frac{m-1}{n} < D \leq \frac{m}{n}. \quad (4.5)$$

Funcționarea în paralel a mai multor choppere presupune o repartiție egală a curentului prin fiecare chopper, ceea ce poate produce anumite fenomene haotice, după cum se va vedea în capitolul 6.

4.3.1. Reglajul chopperelor

După cum s-a precizat, reglajul chopperelor se face modificând durata relativă de conectare. Ieșirea depinzând liniar de această durată nu sunt necesare blocuri de liniarizare [Gherman2011].

Ca și în cazul utilizării redresoarelor comandate pentru alimentarea cu tensiune continuă a arcului electric se studiază cele trei regimuri tipice menționate.

4.3.1.1. Funcționarea la curent constant

În acest caz, se impune ca valoarea curentului continuu din arcul electric să fie constantă. Schema de comandă care asigură acest regim este prezentată în figura 4.10. Din punct de vedere informațional această schemă este asemănătoare schemei din figura 4.4., cu precizarea că nu mai sunt necesare blocurile de liniarizare, \cos^{-1} .

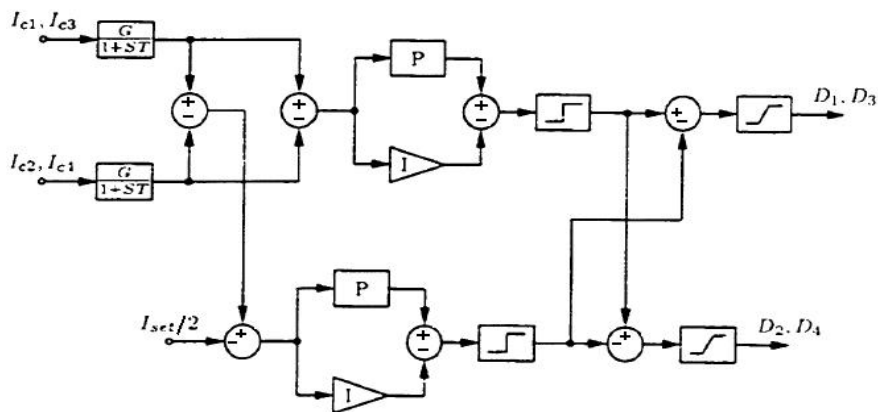
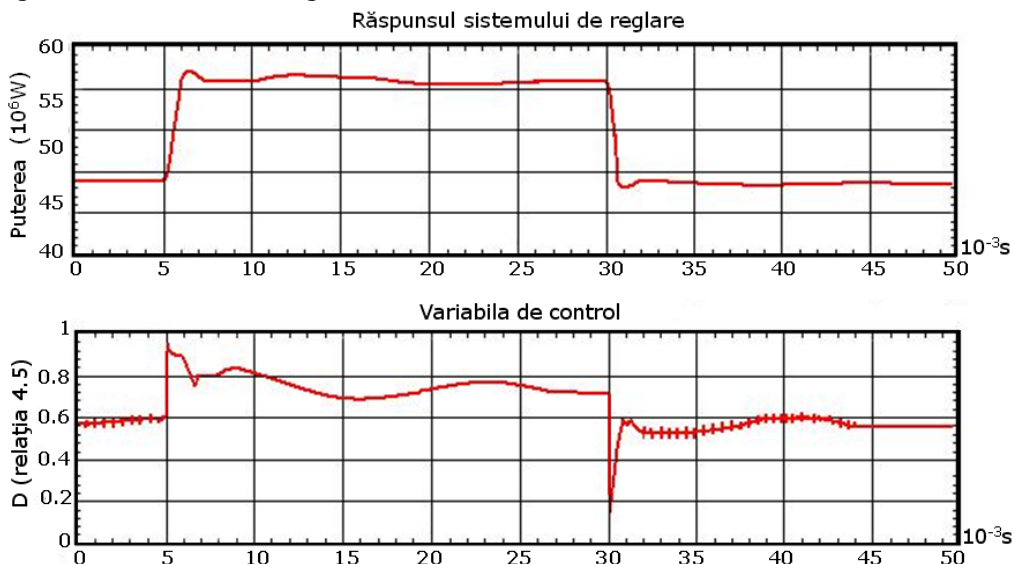


Fig.4.10. Blocul de reglare al curentului chopperului

Variabilele de proces includ curentul de ieșire al fiecărui chopper care a fost filtrat cu un filtru trece-jos având amplificarea 1 și constanta de timp $0,2 \times 10^{-3}$ s. Regulatorul de curent a fost acordat prin metoda limitei de stabilitate și are factorul de amplificare 10 și timpul integral $0,14 \times 10^{-3}$ s. Regulatorul de balans are același factor de amplificare dar constanta de timp este de 3×10^{-3} s. Răspunsul tranzitoriu al regulatorului este dat în figura 4.11.



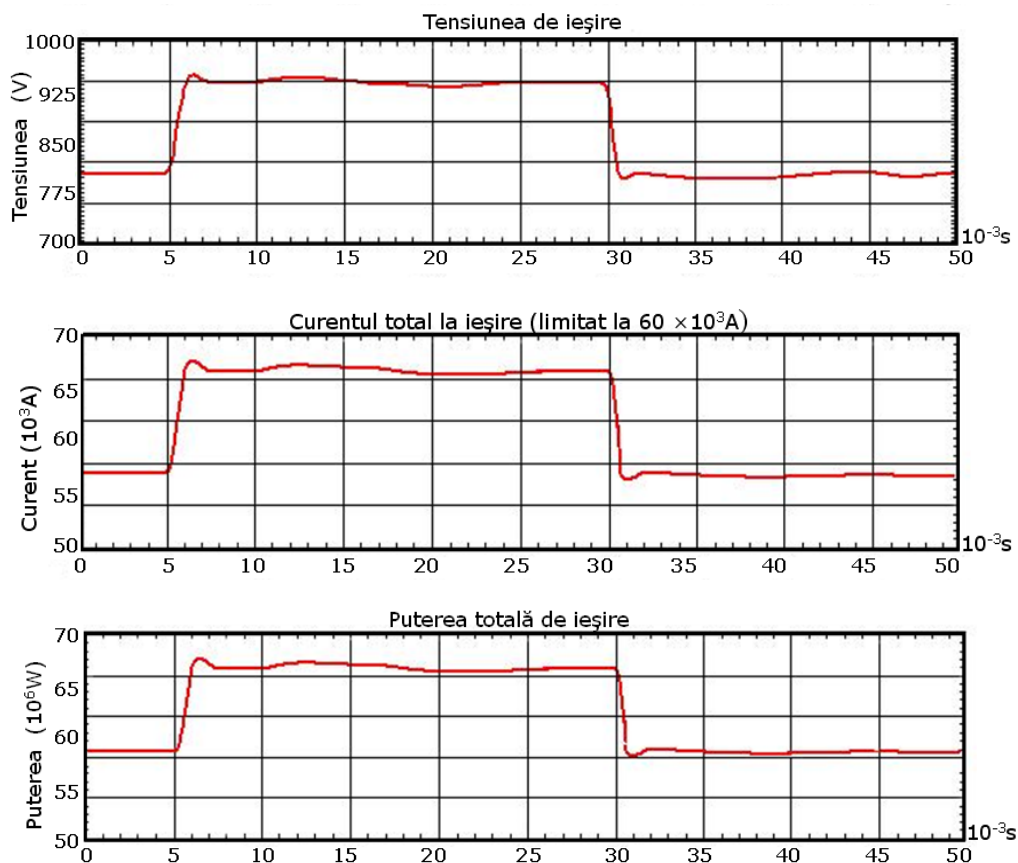


Fig.4.11. Răspunsul la semnal treaptă a curentului chopperului

Curentul nominal de ieșire a fost ales 60×10^3 A, iar valoarea impusă de curent se modifică în treaptă între $(54 \dots 66) \times 10^3$ A. Pentru treapta pozitivă timpul de întârziere este $0,575 \times 10^{-3}$ s, suprareglajul $1,15 \times 10^3$ A (1,75%). Pentru treapta negativă timpul de întârziere este $0,375 \times 10^{-3}$ s, suprareglajul $0,733 \times 10^3$ A (1,36%). Diferența între cele două suprareglaje denotă faptul că regulatoarele nu sunt perfect liniare.

Ca o observație generală putem menționa faptul că, în acest caz, performanțele reglării (suprareglaj, durata procesului tranzitoriu) sunt mai mici decât în cazul utilizării redresorului comandat, ca sursă de tensiune continuă.

4.3.1.2. Reglajul la putere constantă

În cazul în care se dorește ca puterea arcului electric să fie constantă, (opțiune tehnologică) instalația de automatizare existentă oferă și această posibilitate.

Reglajul la putere constantă se realizează utilizând schema din figura 4.12.

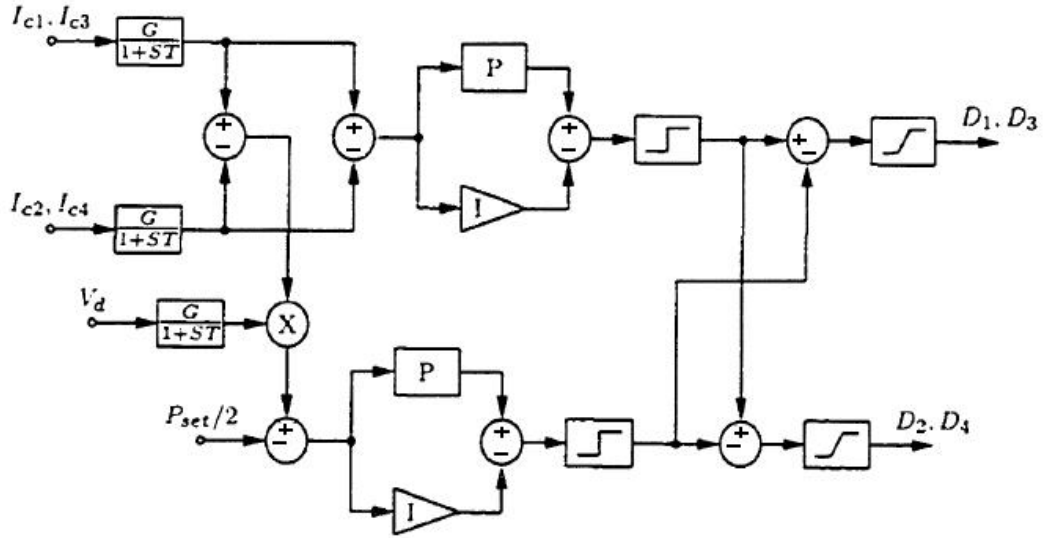
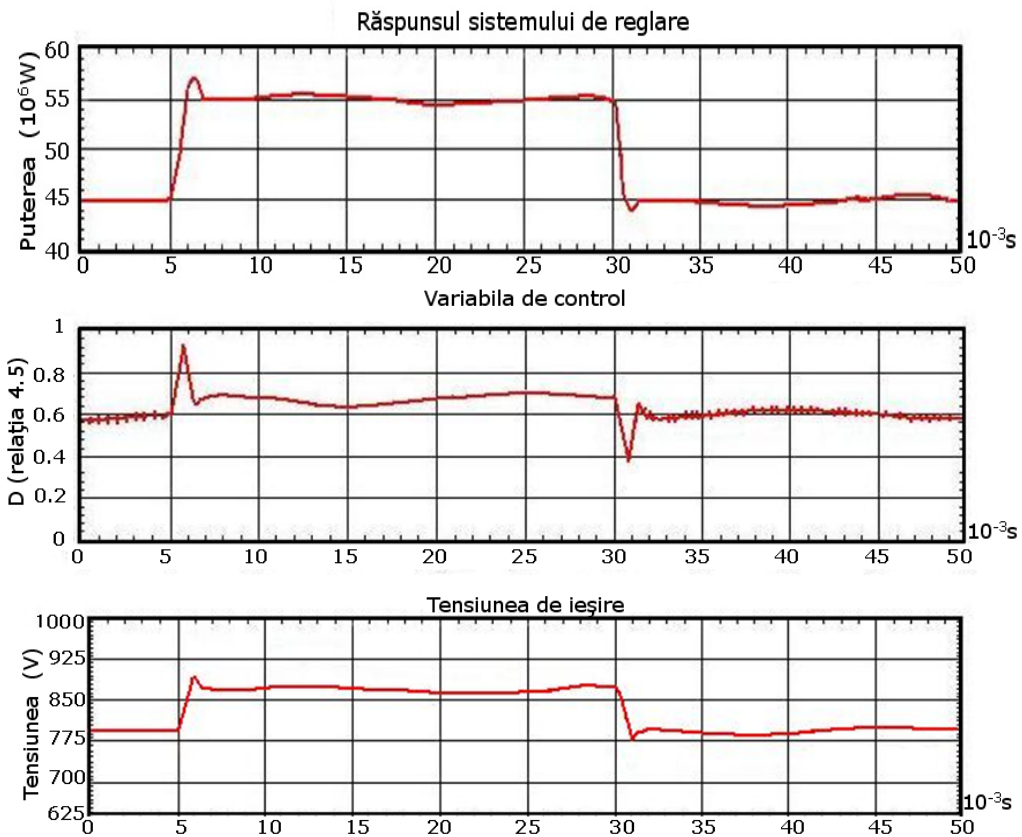


Fig.4.12. Diagrama bloc a reglajului la putere constantă a chopperului



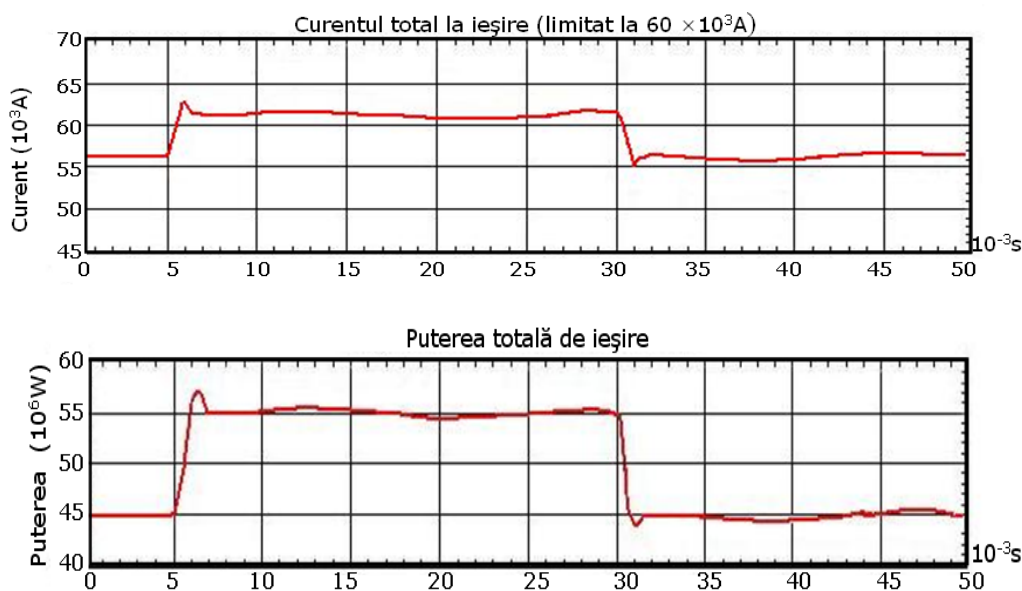


Fig.4.13. Răspuns la semnal treaptă

Valoarea reală de putere în arc, aplicată regulatorului de putere de tip PI se obține la ieșirea elementului de înmulțire (curent \times tensiune) și este comparată cu valoarea impusă. Regulatorul de putere elaborează semnalul de comandă, care este limitat și comparat cu semnalul elaborat de regulatorul PI de balans și, în final, comandă chopperele.

Regulatorul de putere a fost acordat prin metoda limitei de stabilitate și are factorul de amplificare 7,5 și timpul integral $0,3 \times 10^{-3}$ s. Regulatorul de balans a fost acordat ca în cazul precedent.

Puterea nominală de ieșire a fost aleasă la 50×10^6 W cu variația semnalului treaptă între $(45...55) \times 10^6$ W. Pentru treapta pozitivă timpul de întârziere a fost $0,65 \times 10^{-3}$ s, suprareglajul $1,25 \times 10^6$ W (2,28%). Pentru treapta negativă timpul de întârziere a fost $0,625 \times 10^{-3}$ s, suprareglajul $1,27 \times 10^6$ W (2,82%). Diferența între suprareglări arată că regulatorul de curent nu este perfect liniar, diferența fiind de 275×10^3 W.

Se observă că și în acest caz, performanțele reglării sunt superioare situației în care arcul electric este alimentat prin redresor comandat (suprareglajul, timpul tranzitoriu).

4.3.1.3. Reglajul la putere constantă cu limitare de curent

Pentru protecția instalației de alimentare cu tensiune continuă, se obișnuiește limitarea curentului debitat de choppere. Schema bloc care realizează reglajul la putere constantă cu limitare de curent este dată în figura 4.14. În acest caz, pe lângă regulatorul de putere, PI, și regulatorul de balans de tip PI, apare un regulator suplimentar, tot de tip PI, pentru limitarea curentului.

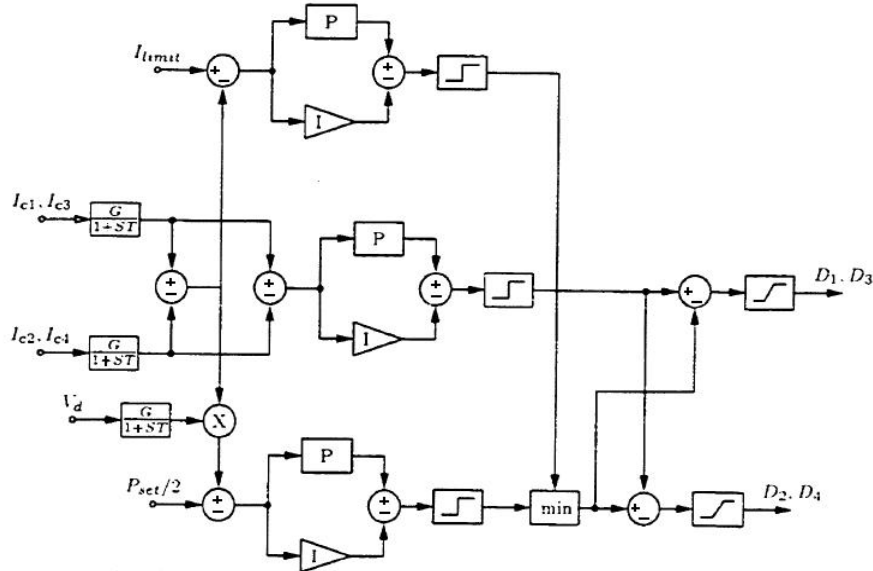
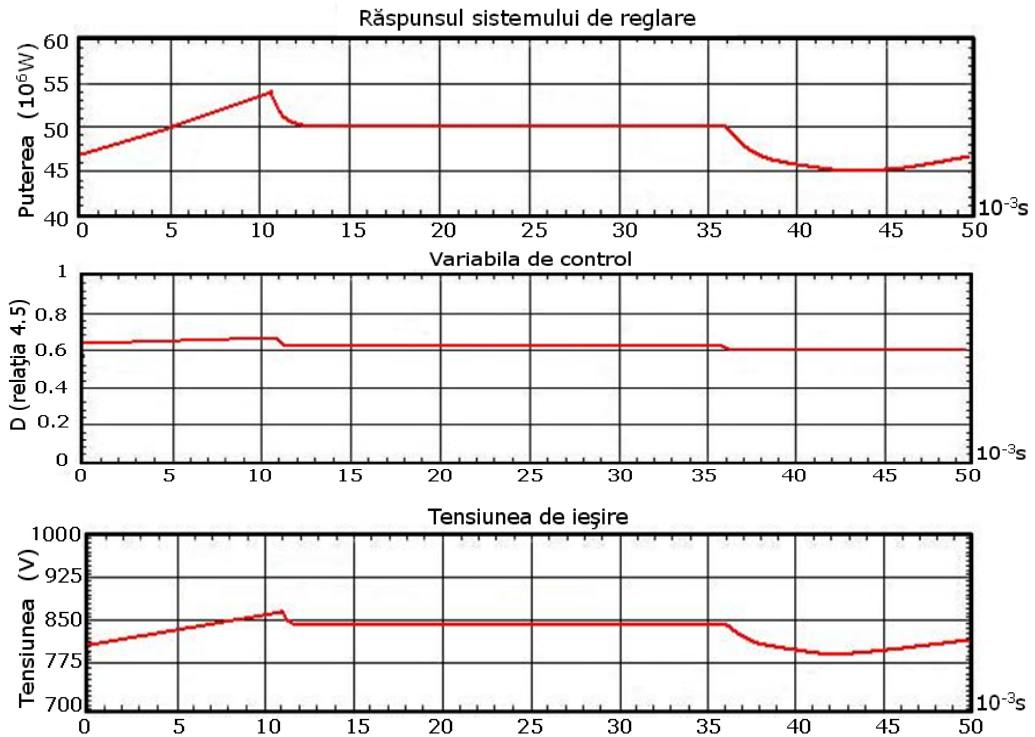


Fig.4.14. Schema bloc de reglare a chopperului la putere constantă cu limitare de curent

S-a considerat o variație lentă a puterii impuse între $(45...55) \times 10^6$ W (figura 4.15.), limita de curent fiind de 60×10^3 A. Se observă că în cazul în care convertorul lucrează în limitare de curent, puterea nu mai poate fi menținută constantă, ceea ce este absolut normal.



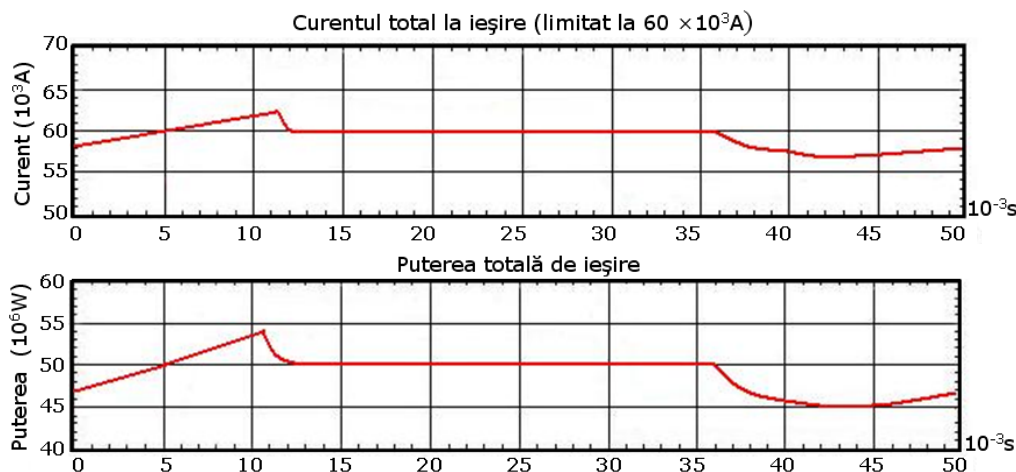


Fig.4.15. Diagramele chopperului de reglare a puterii la curent constant

Din diagramele prezentate, se observă că toate cele trei regimuri impuse pentru alimentarea cu energie electrică de curent continuu a cuptorului cu arc, sunt realizate de către sistemul de conducere. În cazul utilizării chopperelor ca sursă de energie, performanțele de reglaj obținute sunt superioare cazului în care arcul electric este alimentat de la un redresor comandat.

4.4. Analiză comparativă, din punct de vedere energetic, a celor două sisteme de alimentare a cuptorului cu arc electric de curent continuu

După cum s-a menționat, au fost analizate două cuptoare de curent continuu cu puterile de câte 50×10^6 W, fiecare. Rezistența electrică a băii de metal este $6 \times 10^{-3} \Omega$ și rămâne constantă în timpul procesului. Puterea de 50×10^6 W și curentul în arc de 60×10^3 A necesită o rezistență totală de $14 \times 10^{-3} \Omega$.

Pentru determinarea și compararea principalelor mărimi energetice (paragrafele 4.4.3. și 4.4.4.) ale celor două sisteme de alimentare, au fost efectuate experimente asupra celor două cuptoare, unul alimentat de la un redresor comandat, iar celălalt de la un redresor necomandat și choppere de putere. Au fost înregistrate mărimile cuptoarelor la funcționarea în timp real și au fost prelucrate în scopul menționat.

4.4.1. Alimentare prin redresor comandat

În figurile 4.16. și 4.17., sunt date înregistrările efectuate asupra mărimilor cuptorului.

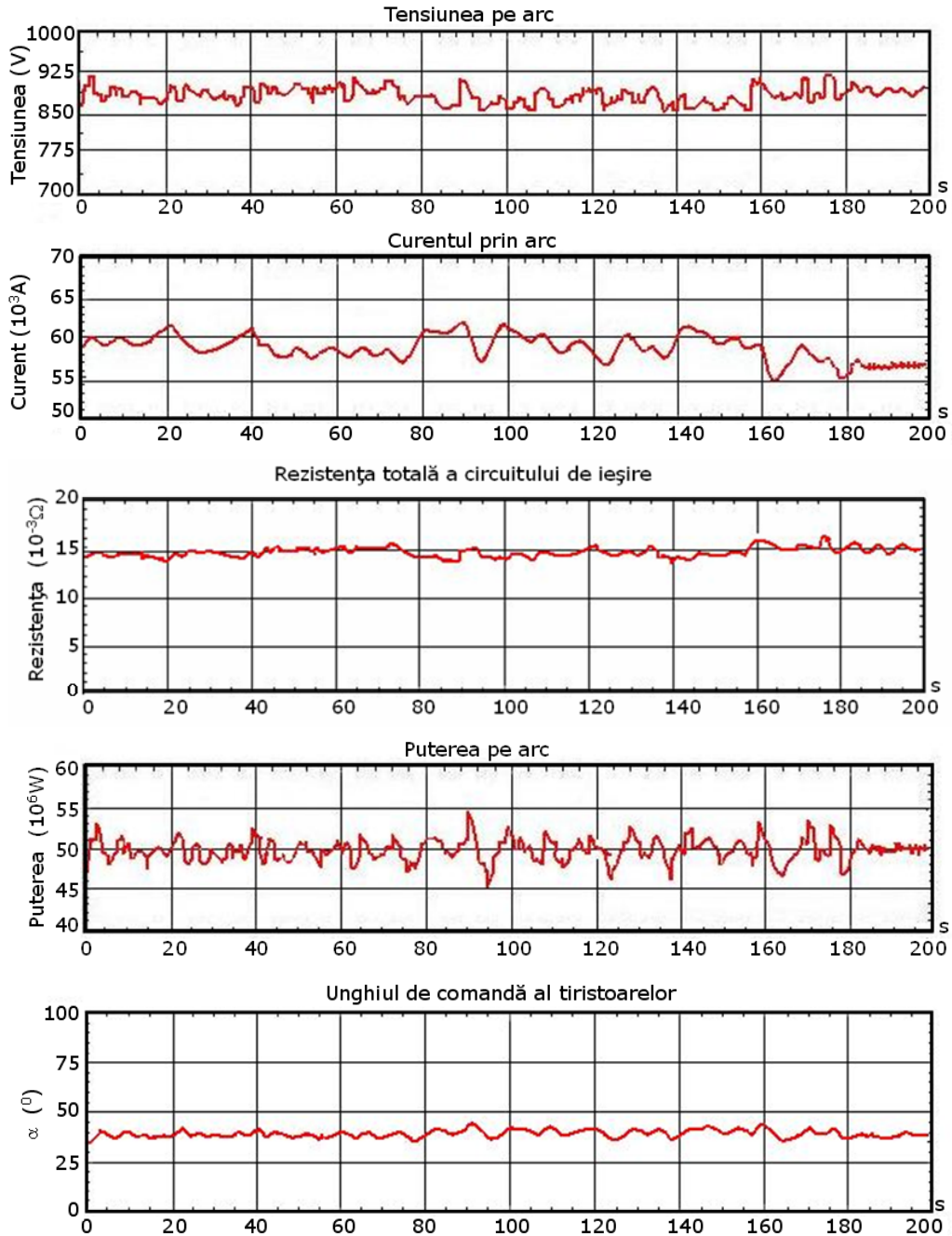
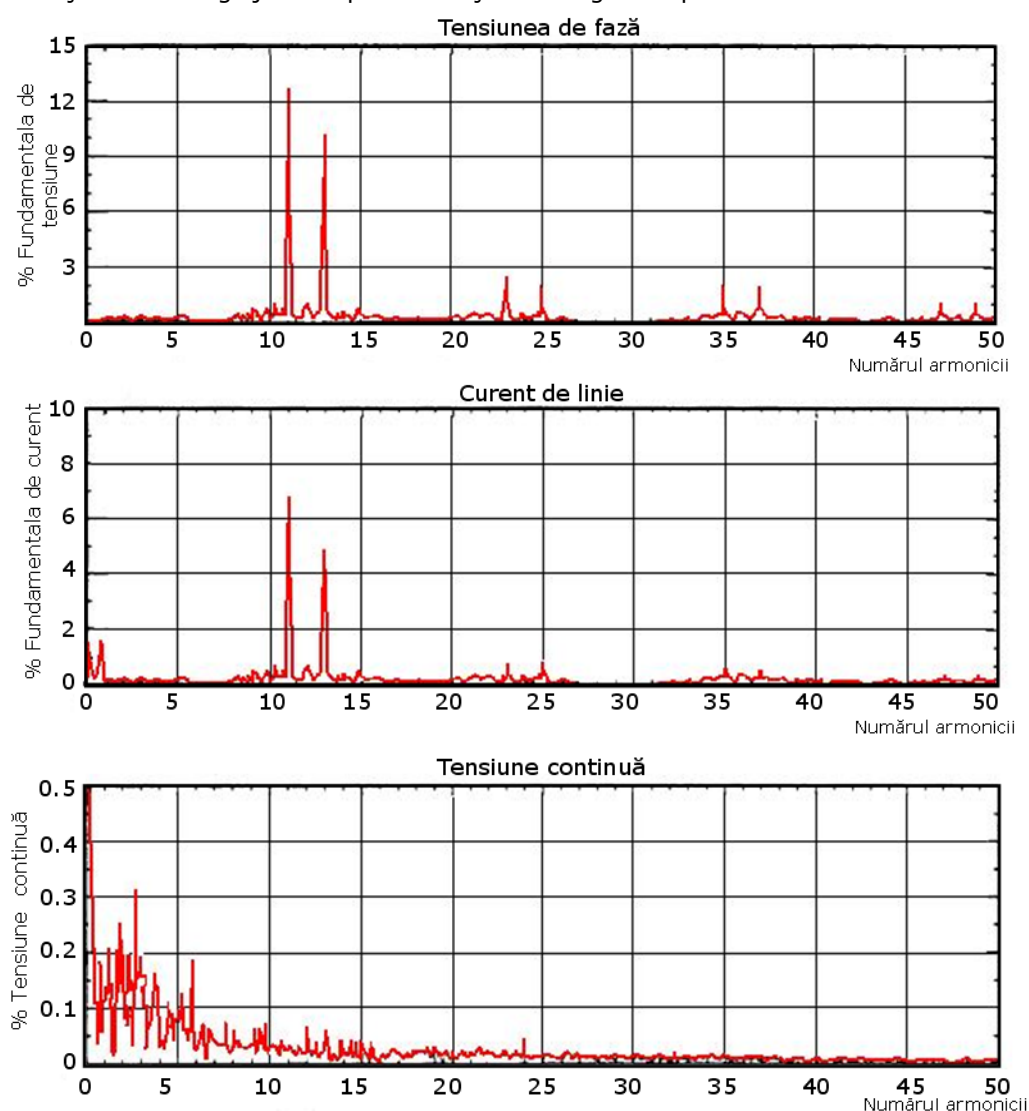


Fig.4.16. Caracteristicile redresorului comandat

În timpul înregistrărilor căderea de tensiune pe arc s-a modificat în mod aleatoriu între 860V și 920 V, iar curentul prin arc între $55 \times 10^3 \text{A}$ și $62 \times 10^3 \text{A}$, tot după o lege aleatoare. Puterea pe arc s-a modificat în același timp între $45 \times 10^6 \text{W}$ și $55 \times 10^6 \text{W}$, iar unghiul de comandă a tiristoarelor a variat între 26,5 grade și 40 grade. Caracteristic acestui regim este în special faptul că, deși sistemele proprii de reglaj erau în funcțiune, s-au observat fluctuații mari ale tensiunii și curentului pe arc, deci ale puterii disipate de arcul electric, ceea ce reprezintă un impediment din punct de vedere tehnologic.

Datorită caracterului aleatoriu de variație a mărimilor din cuptor metodele tradiționale de reglaj nu au putut menține un regim de putere constantă.



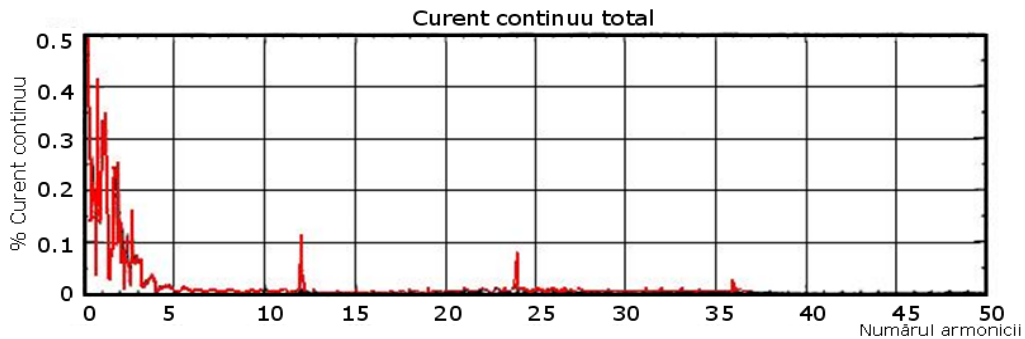
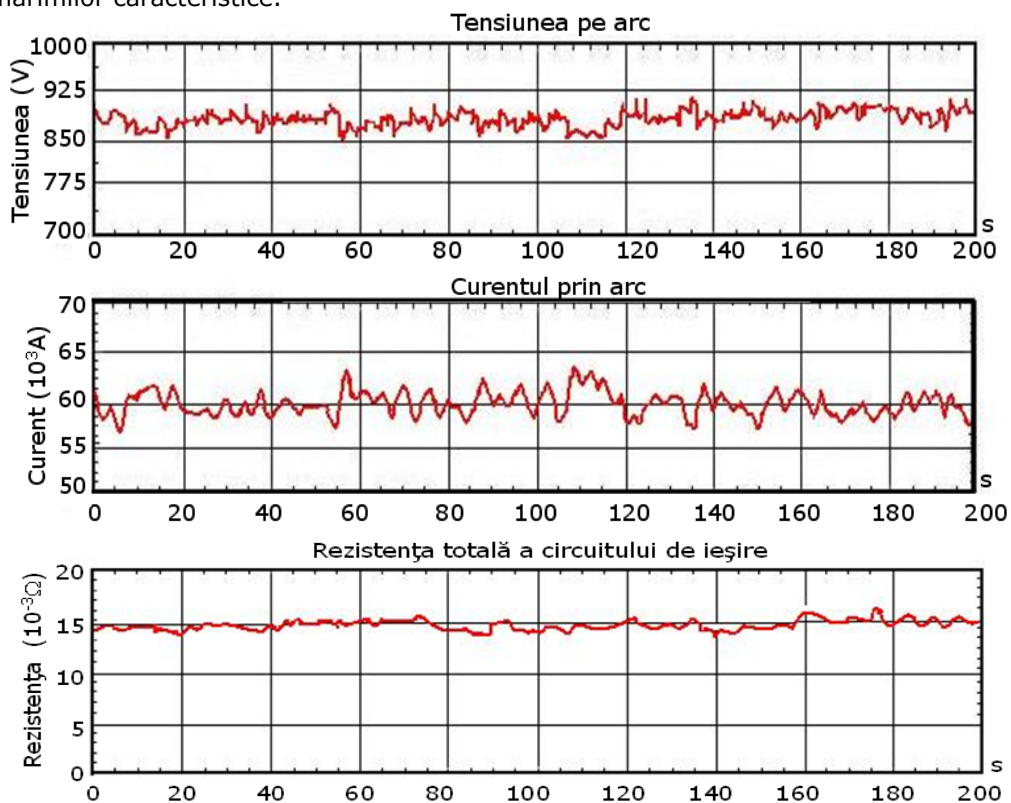


Fig.4.17. Conținutul de armonici al tensiunii și curentului

Datorită prezenței sistemului de filtrare, (care nu a putu fi deconectat în timpul măsurărilor), se observă că au mai rămas, atât în tensiunea de fază a transformatorului, cât și în curentul de linie, preponderente armonicile de ordinul 11 și 13, cu o amplitudine destul de importantă.

4.4.2. Alimentare prin choppere

În figura 4.18 sunt prezentate înregistrările efectuate asupra mărimilor cuptorului, iar în figura 4.19 este prezentat spectrul de frecvențe al armonicilor mărimilor caracteristice.



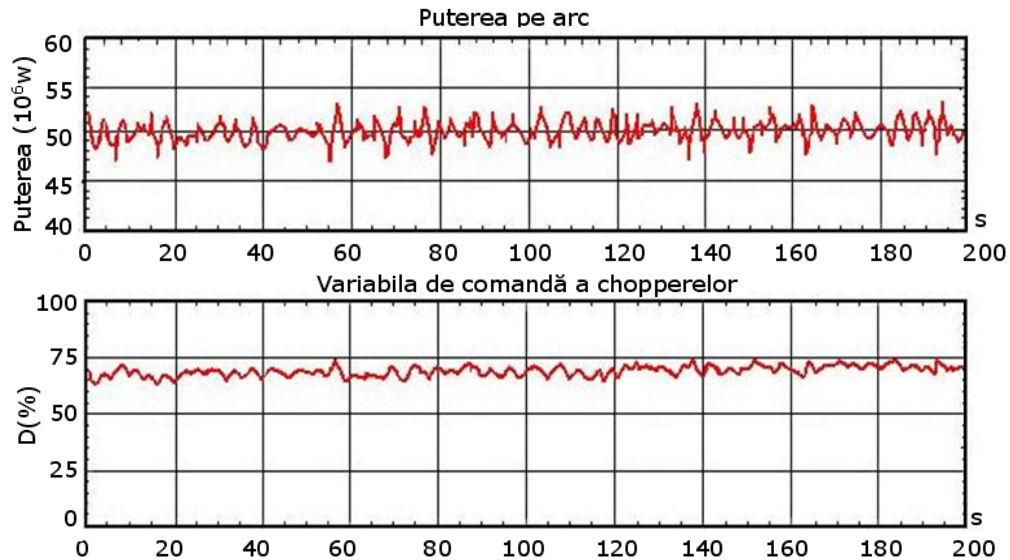
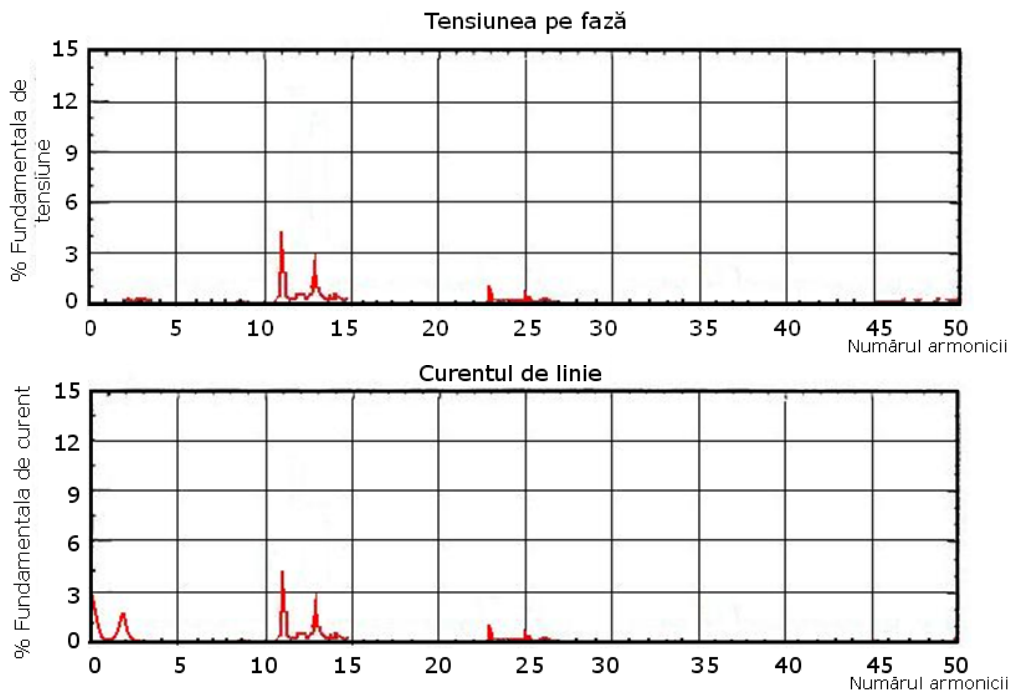


Fig.4.18. Caracteristicile de ieșire ale chopperelor

Din înregistrările efectuate, se observă o variație a căderii de tensiune pe arc între 850V și 920V, a curentului prin arc între $57 \times 10^3 \text{A}$ și $63 \times 10^3 \text{A}$ și a puterii totale pe arc între $47 \times 10^6 \text{W}$ și $53 \times 10^6 \text{W}$. Caracterul variațiilor este tot aleatoriu, dar se observă o ușoară îmbunătățire a curbei puterii disipate pe arc, în sensul reducerii acestor variații. Sistemul de reglare nu a putut menține constante mărimile caracteristice (tensiune-curent-putere).



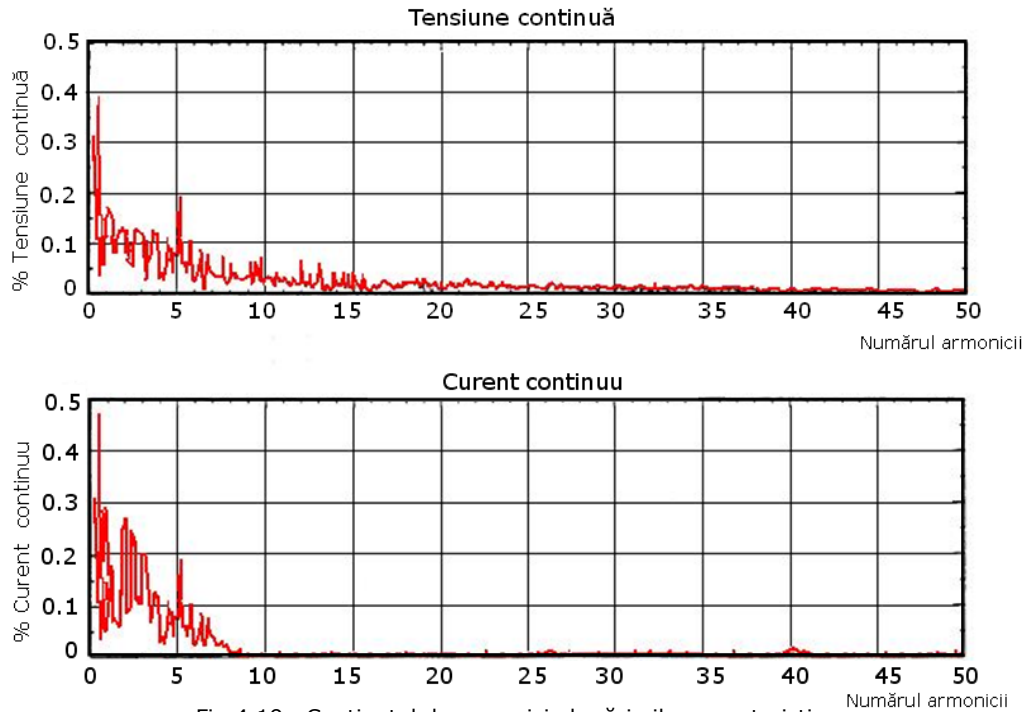


Fig.4.19. Conținutul de armonici al mărimilor caracteristice

Se observă o îmbunătățire a componenței spectrale a tensiunii pe fază, față de cazul precedent: rămân importante (nefiltrate) armonicile de ordinul 11 și 13, dar ponderea lor scade de la circa 11% în cazul transformator-redresor comandat, la circa 4% în cazul transformator-redresor necomandat – choppere. Se menționează și în acest caz, că sistemul de filtrare existent nu a putut fi scos din funcție pe durata încercărilor experimentale.

Toate înregistrările au fost efectuate cu aparatură profesională, cu toate sistemele de control ale procesului în funcțiune. Aceste înregistrări vor fi prelucrate în subcapitolele următoare, dar la prima vedere se constată că sistemul de alimentare a cuptorului electric cu arc prin redresor necomandat și choppere este superior sistemului de alimentare cu redresor comandat.

4.4.3. Calitatea energiei

Indicii de calitate ai energiei sunt definiți pentru forme de undă periodice. La cuptoarele electrice cu arc pentru topirea oțelului, aceste forme de undă, se schimbă în permanență și nu sunt periodice. Analiza unor asemenea sarcini se face utilizând ferestre de date determinate statistic. IEC (*International Electrotechnical Commission*) recomandă mărimea unei asemenea ferestre de 10 cicluri, care corespund la 200×10^{-3} s [Mattavelli1998], [White2010], [Wu2003].

În lucrarea de față, indicii de calitate ai energiei electrice au fost calculați utilizând 100 de ferestre de date, reprezentând 20 de ferestre de funcționare.

Principalele mărimi de interes, urmărite, sunt: factorul de putere (FP), distorsiunea armonică totală (THD), distorsiunea totală pe o perioadă cerută (TDD) și indicele de severitate a flicker-ului pe termen scurt (P_{st}).

Se precizează că indicii de calitate se referă la rețeaua electrică de alimentare primară a cuptoarelor cu arc electric de curent continuu, rețea care este de curent alternativ trifazat. Analiza este utilă pentru stabilirea măsurilor necesare menținerii calității energiei electrice în sistemul electroenergetic.

4.4.3.1. Distorsiunile armonice și interarmonice

Armonicele reprezintă multiplii întregi ale frecvenței fundamentale, semnalul fiind format din suma componentei fundamentale și a componentelor armonice individuale.

Pentru a reprezenta nivelele de distorsiune armonică sunt utilizați indicii THD și TDD [Bracale2004].

Instabilitatea procesului de topire și semnalul de comandă al controlerului cauzează de asemenea distorsiuni la alte frecvențe: interarmonice și subarmonice. Ele sunt luate în calcul împreună sub forma unui termen de distorsiuni interarmonice.

THD este, în general, scrisă pentru tensiune și conține două componente:

$$THD = \sqrt{TDHD^2 + TIHD^2} \quad (4.6)$$

unde TDHD este distorsiunea totală armonică:

$$TDHD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2} \quad (4.7)$$

și TIHD este distorsiunea totală interarmonică:

$$TIHD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=0}^{h_{max}-1} VRSS_{h,h+1}^2} \quad (4.8)$$

Termenul VRSS este utilizat pentru suma pătratelor tensiunilor interarmonice între două armonici consecutive, h și $h+1$.

Utilizând o frecvență de rezoluție de 5 Hz, VRSS este definită prin:

$$VRSS_{h,h+1} = \sqrt{\sum_{f=50h+5}^{50(h+1)-5} V_f^2} \quad (4.9)$$

TDD este scrisă pentru curent și constă în doi termeni:

$$TDD = \sqrt{TDDD^2 + TIDD^2} \quad (4.10)$$

unde TDDD este indicele de distorsiune discret total al curentului solicitat de sarcină:

$$TDDD = \frac{1}{I_{sol}} \sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2 \quad (4.11)$$

iar TIDD este indicele interarmonic discret al curentului solicitat de sarcină:

$$TIDD = \frac{1}{I_{sol}} \sum_{h=0}^{h_{max}-1} IRSS_{h,h+1}^2 \quad (4.12)$$

$IRSS_{h,h+1}$, se referă la interarmonicile de curent situate între armonicile h și $h+1$ și este definit prin:

$$IRSS_{h,h+1} = \sqrt{\sum_{f=50+5}^{50(h+1)-5} I_f^2} \quad (4.13)$$

Datorită schimbării continue a TDD acesta a fost normalizat utilizând curentul maxim solicitat de sarcină pe armonica fundamentală și a fost luat egal cu 1500A.

În cazul de față armonicile au fost calculate utilizând FFT și pentru obținerea spectrului de armonici a fost utilizat mediul MATLAB (Anexa 1a).

Indicii de distorsiune armonică măsurați pentru sistemul de alimentare cu redresor comandat și pentru cel cu chopper sunt prezentați în tabelele 4.1 și 4.2.

Tabelul 4.1. Indicii de distorsiune armonică pentru sursa cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
V_{in} (kV)	18.091	17.981	18.033	18.070	18.083
I_l (A)	1270.5	1230.1	1251.6	1262.5	1267.2
TDHD(%)	17.387	15.795	16.607	17.131	17.276
TIHD(%)	8.3367	4.6070	6.6255	7.8255	8.2917
THD(%)	18.230	17.566	17.910	18.089	18.173
TDDD(%)	10.436	9.6789	10.088	10.308	10.386
TIDD(%)	6.8797	3.2482	5.0632	6.3186	6.8316
TDD(%)	12.004	10.795	11.289	11.671	11.944

Tabelul 4.2. Indicii de distorsiune armonică pentru sursa cu chopper

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
V_{in} (kV)	18.980	18.974	18.978	18.980	18.980
I_l (A)	959.24	955.86	957.43	958.46	958.97
TDHD(%)	5.6828	5.6085	5.6601	5.6771	5.6814
TIHD(%)	1.1481	0.4132	0.7080	1.0206	1.1051
THD(%)	5.7255	5.6968	5.7047	5.7180	5.7227
TDDD(%)	3.4913	3.3669	3.3881	3.4511	3.4823
TIDD(%)	2.1507	0.8071	1.3428	1.8959	2.0624
TDD(%)	4.7153	3.5746	3.9383	4.4327	4.6086

Rezultatele arată că atât THD cât și TDD sunt mult mai mici când se utilizează alimentarea arcului prin choppere de putere.

La nivelul de 95% CPF, THD pentru redresorul comandat, este 18,09% față de 5,72% la alimentarea cu choppere. Similar TDD, pentru redresorul comandat, este 11,67% față de 4,43% la alimentarea cu choppere.

4.4.3.2. Nesimetria de tensiune

Nesimetria de tensiune este definită prin relația:

$$V_{nes} = \frac{V_{neg}}{V_{pos}} \times 100\% \quad (4.14)$$

unde: V_{neg} este secvența negativă a tensiunii; V_{pos} este secvența pozitivă a tensiunii.

Utilizând notația fazorială se poate scrie:

$$V_{pos} = \frac{1}{3} |V_{a1} \angle \theta_{a1} + aV_{b1} \angle \theta_{b1} + a^2V_{c1} \angle \theta_{c1}| \quad (4.15)$$

$$V_{neg} = \frac{1}{3} |V_{a1} \angle \theta_{a1} + a^2V_{b1} \angle \theta_{b1} + aV_{c1} \angle \theta_{c1}| \quad (4.15)$$

unde a este un număr complex:

$$a = 1 \angle 120^\circ = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.16)$$

Mărimea și faza fundamentale de tensiune au fost obținute pentru a calcula nesimetriile de tensiune pentru fiecare fereastră de date. Programul MATLAB este dat în Anexa 1b.

Datele calculate pentru sursa de putere cu redresor comandat, respectiv cu chopper sunt prezentate în tabelele 4.3 și 4.4.

Tabelul 4.3. Datele calculate pentru sursa de putere cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
V_{an} (kV)	18.100	17.979	18.032	18.070	18.090
V_{bn} (kV)	18.089	17.983	18.033	18.072	18.085
V_{cn} (kV)	18.085	17.980	18.033	18.069	18.083
V_{pos} (kV)	17.811	17.682	17.743	17.787	17.803
V_{neg} (kV)	33.171	1.1344	9.9960	20.316	28.545
V_{nes} (kV)	0.1867	0.0064	0.0563	0.1146	0.1607

Tabelul 4.4. Datele calculate pentru sursa de putere cu choppere

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
V_{an} (kV)	18.984	18.973	18.978	18.982	18.984
V_{bn} (kV)	18.983	18.971	18.977	18.982	18.983
V_{cn} (kV)	18.984	18.972	18.978	18.981	18.983
V_{pos} (kV)	18.948	18.942	18.946	18.948	18.948
V_{neg} (kV)	6.9327	0.6307	2.3892	1.6635	6.4751
V_{nes} (kV)	0.0366	0.0033	0.0126	0.0246	0.0342

Rezultatele arată că nesimetria este mult mai mică în cazul utilizării sursei de putere cu choppere.

La nivelul de 95% CPF, nesimetria de tensiune pentru redresorul comandat este 0,1146% față de 0,0246% la choppere.

4.4.3.3. Efectul de flicker

Termenul de flicker se referă la impactul fluctuațiilor de tensiune asupra lămpilor electrice și în final asupra ochiului uman. Pentru aprecierea flickerului nu este suficientă analiza variațiilor de tensiune și trebuie ca o persoană să fie prezentă pentru a vedea posibilele schimbări în intensitatea luminoasă.

IEC definește flickerul sub forma indicilor statistici P_{st} și P_{lt} . P_{st} reprezintă indexul de severitate al flickerului de scurtă durată și se calculează pe un interval de 10 minute. P_{lt} reprezintă indicele de severitate al flickerului de lungă durată și constă în $12 \cdot P_{st}$ valori.

$P_{st} > 1$, reprezintă un nivel de iritabilitate pentru cel puțin 50% din persoanele supuse analizei. Valorile instantanee ale flickerului au fost obținute folosind IEC flickermeter, rezultatele au fost analizate utilizând mediul MATLAB pentru a obține valorile P_{st} .

Programul MATLAB este dat în Anexa 1c.

În tabelele 4.5 și 4.6 sunt prezentate valorile flickerului instantaneu măsurate pentru redresorul comandat, respectiv sursa cu choppere. Valorile instantanee de flicker au fost măsurate pentru fiecare fază și apoi determinate pentru toate trei fazele.

Tabelul 4.5. Valorile flickerului pentru sursa cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
P_{sta}	6.6339	1.0967	2.3131	4.5082	5.9110
P_{stb}	5.8278	0.7666	2.3508	4.4023	5.5197
P_{stc}	7.2990	1.0037	2.5649	4.8797	6.4364
P_{st}	6.5348	1.2097	2.4602	4.5068	5.3236

Tabelul 4.6. Valorile flickerului pentru sursa cu choppere

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
P_{sta}	0.2107	0.0317	0.0823	0.1391	0.1816
P_{stb}	0.2660	0.0271	0.0839	0.1566	0.2123
P_{stc}	0.1861	0.0377	0.0912	0.1370	0.1620
P_{st}	0.1864	0.0491	0.0869	0.1264	0.1639

Rezultatele arată clar că efectul de flicker este mult redus atunci când se utilizează ca sursă de putere schema cu choppere. Valorile P_{st} corespunzând valorilor tabelate ale flickerului instantaneu sunt 1,4604 pentru redresorul comandat, respectiv 0,2663 pentru sursa cu choppere.

În figura 4.20 se prezintă evoluția valorilor P_{st} pe o perioadă de 6 ore.

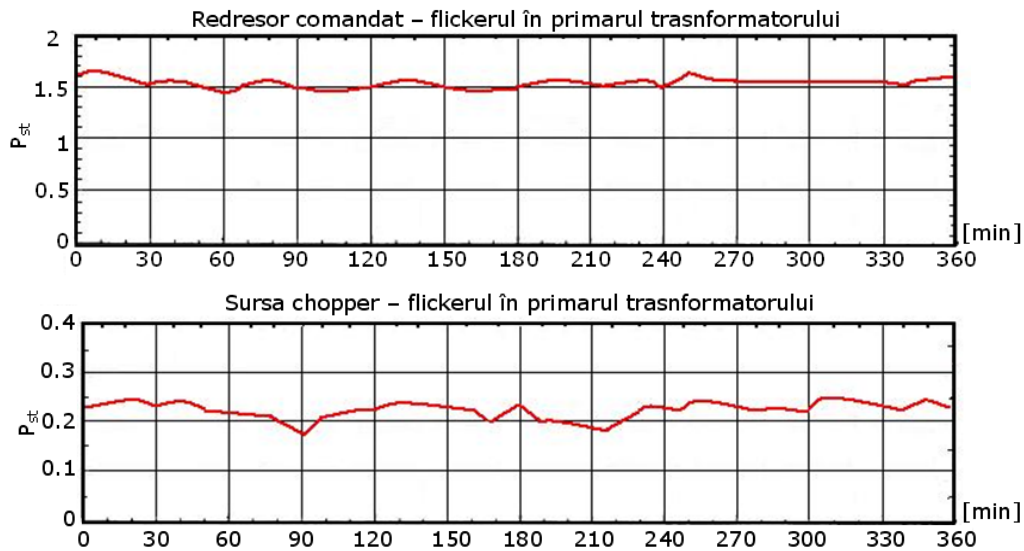


Fig.4.20. Valorile măsurate pentru flicker pe o perioadă de 6 ore

Din figura 4.20. se observă că efectul de flicker este de aproximativ șapte ori mai pronunțat în primarul transformatorului în cazul redresorului comandat, față de sursa de alimentare cu choppere. De altfel, la un nivel mediu de P_{st} de aproximativ 0,2 efectul de flicker devine neglijabil și nu mai trebuie luate măsuri suplimentare pentru diminuarea lui, ceea ce înseamnă o reducere de echipamente.

4.4.3.4. Puterea (P) și factorul de putere(FP)

Tradițional, factorul de putere este definit ca fiind cosinusul unghiului de fază între tensiune și curent. Această definiție este valabilă dacă în sistem nu sunt armonici, ceea ce nu este cazul cuptoarelor electrice.

Atunci când valorile RMS ale tensiunii, curentului și puterii sunt cunoscute, factorul de putere pe fază poate fi calculat folosind relația:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{U_{ln} I_l} \quad (4.17)$$

unde, U_{ln} și I_l sunt puterea pe fază, valoarea RMS a tensiunii de fază și valoarea RMS a curentului de linie incluzând armonicile.

Factorul de putere măsurat pentru sursa de putere cu redresor comandat, respectiv cu choppere este dat în tabelele 4.7 și 4.8.

Tabelul 4.7. Factorul de putere pentru sursa de putere cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
P(MW)	51.464	51.306	51.381	51.432	51.463
FP_a	0.7694	0.7495	0.7585	0.7656	0.7677
FP_b	0.7705	0.7488	0.7595	0.7658	0.7688
FP_c	0.7703	0.7502	0.7589	0.7654	0.7698
FP	0.7688	0.7499	0.7589	0.7654	0.7679

Tabelul 4.8. Factorul de putere pentru sursa de putere cu choppere

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
P(MW)	52.011	51.869	51.944	51.996	52.009
FP_a	0.9540	0.9522	0.9530	0.9535	0.9538
FP_b	0.9538	0.9519	0.9529	0.9535	0.9537
FP_c	0.9537	0.9521	0.9530	0.9535	0.9537
FP	0.9532	0.9525	0.9530	0.9531	0.9532

Valorile tabelate includ factorul de putere pe fiecare fază și factorul de putere pentru sistemul trifazat.

Se observă că factorul de putere este mult mai mic atunci când se utilizează redresorul comandat ca sursă de putere. La nivelul de 95% factorul de putere pentru redresorul comandat este 0,7654 iar pentru sursa cu chopper este 0,9531. Rezultatele pentru redresorul comandat pot fi explicate prin fluctuația unghiului de aprindere.

În figura 4.21 sunt prezentate rezultatele măsurătorilor pentru factorul de putere pe o perioadă de 30 minute. Acestea confirmă datele din tabellele 4.7 și 4.8.

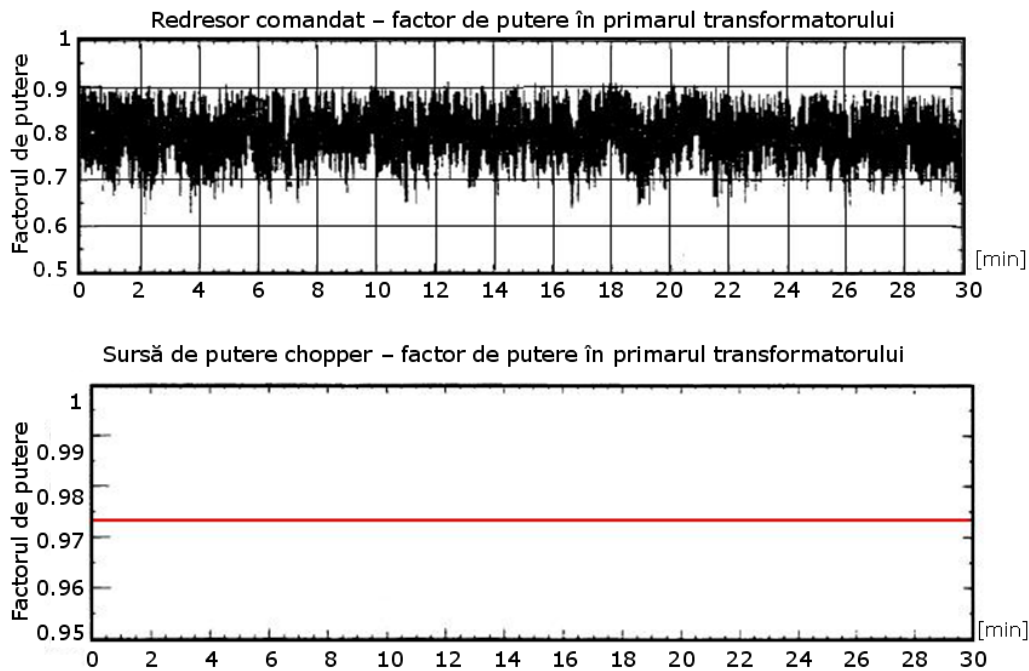


Fig.4.21. Factorul de putere al cuptorului cu arc electric de curent continuu pentru 30 de minute.

Din figura 4.21 se observă că în cazul redresorului comandat factorul de putere este variabil și cuprins între 0,7-0,9 ceea ce implică luarea unor măsuri suplimentare pentru îmbunătățirea sa. În cazul sursei de putere cu choppere factorul de putere din primarul transformatorului este constant la valoarea 0,973, valoare care este foarte apropiată de unitate și nu necesită luarea unor măsuri suplimentare pentru îmbunătățirea sa. În concluzie cea de a doua soluție este mult mai favorabilă din acest punct de vedere.

4.4.4. Performanțele redresorului

Indicii de performanță ai redresorului care prezintă interes sunt:

- Eficiența (η_e);
- Randamentul redresării (η_r)
- Factorul de undă (RF);
- Factorul de formă (FF);
- Factorul de utilizare al transformatorului (TUF).

Fiecare index necesită cunoașterea valorii medii a tensiunii de ieșire (U_d) a valorii medii a curentului de ieșire (I_d) și a puterii de curent continuu de ieșire.

$$P_{ddc} = U_d \cdot I_d \quad (4.18)$$

Valoarea RMS a puterii de ieșire este:

$$P_{dac} = U_{drms} \cdot I_{drms} \quad (4.19)$$

Un redresor ideal trebuie să aibă un curent pur sinusoidal la intrare în fază cu tensiunea de intrare, deci o eficiență și un randament al redresării de 100%, un factor de undă și factor de formă zero și un factor de utilizare al transformatorului 1.

4.4.4.1. Eficiența

Eficiența este o măsură a pierderilor în sursa de putere și este definită, în general, ca raportul între puterea de ieșire și puterea de intrare.

$$\eta_e = \frac{P_d}{P} \times 100\% \quad (4.20)$$

Eficiența este un parametru important cu impact direct asupra costurilor de exploatare al cuptorului.

Se anticipează că pierderile în transformatoarele redresorului comandat vor fi mai mari datorită factorului de putere mai scăzut și a conținutului mai bogat în armonici. Totodată pierderile în redresorul necomandat și chopper ar putea fi mai mari datorită componentelor adiționale și a tehnicii de comutație forțată utilizată la dispozitivele IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

În tabelele 4.9 și 4.10 este prezentată eficiența măsurată pentru cele două sisteme de putere.

Tabelul 4.9. Eficiența pentru sursa de putere cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
α (°)	38.866	37.167	38.054	38.515	38.7138
P(MW)	51.454	51.306	51.381	51.432	51.463
P_d(MW)	50.041	40.964	50.001	50.024	50.037
η_e (%)	97.434	97.165	97.316	97.393	97.432

Tabelul 4.10. Eficiența pentru sursa de putere cu choppere

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
D(%)	72.578	70.270	71.265	72.013	72.550
P(MW)	52.011	51.869	51.944	51.996	52.009
P_d(MW)	50.019	49.987	49.999	50.010	50.017
η_e (%)	96.385	96.146	96.253	96.340	96.379

Variabila de control a fost inclusă pentru a fi o indicație a regimului de lucru în care au fost obținute rezultatele.

Din tabele rezultă că eficiența este puțin mai mică la utilizarea sursei de putere cu chopper.

Valoarea medie a eficienței este de 97,3% la redresorul comandat, față de 96,26% la chopper (aproximativ 500×10^3 W pierderi suplimentare la chopper la o putere totală de 50×10^6 W).

4.4.4.2. Randamentul redresării

Este definit prin relația:

$$\eta_r = \frac{P_{ddc}}{P_{dac}} \times 100\% \quad (4.21)$$

unde: P_{ddc} este componenta DC a puterii de ieșire;

P_{dac} este componenta AC a puterii de ieșire.

Rezultatele măsurătorilor sunt prezentate în tabele 4.11 și 4.12

Tabelul 4.11. Randamentul redresării pentru sursa de putere cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
P_{ddc} (MW)	50.060	49.977	50.009	50.034	50.052
P_{dac} (MW)	50.089	49.994	50.029	50.061	50.079
η_r (%)	99.985	99.919	99.962	99.979	99.984

Tabelul 4.12. Randamentul redresării pentru sursa de putere cu chopper

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99% CPF
P_{ddc} (MW)	50.043	49.995	50.010	50.026	50.040
P_{dac} (MW)	50.087	50.007	50.027	50.050	50.081
η_r (%)	99.984	99.913	99.968	99.978	99.983

Acestea nu indică diferențe semnificative din punct de vedere al configurației celor două sisteme (randament mediu al redresării 99,962 în cazul sursei de putere cu redresor comandat și 99,968 în cazul sursei de putere cu chopper). Ambele valori sunt apropiate de 1 și deci de cazul ideal.

4.4.4.3. Factorul de undă

Acesta este definit de relația:

$$RF = \sqrt{\frac{U_{drms}^2 - U_d^2}{U_d^2}} = \sqrt{\left(\frac{U_{drms}}{U_d}\right)^2 - 1} \quad (4.22)$$

unde: U_d este valoarea medie a tensiunii de ieșire;

U_{drms} este valoarea RMS a tensiunii de ieșire.

În tabelele 4.13 și 4.14 sunt prezentate valorile factorilor de undă pentru redresorul comandat, respectiv chopper.

Tabelul 4.13. Valoarea factorului de undă pentru sursa de putere cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
$U_d(V)$	871.43	843.34	856.63	865.93	869.46
$U_{drms}(V)$	871.35	843.20	856.40	865.76	869.35
RF	0.0268	0.0128	0.0185	0.0236	0.0268

Tabelul 4.14. Valoarea factorului de undă pentru sursa de putere cu choppere

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
$U_d(V)$	874.66	845.06	858.01	867.42	874.47
$U_{drms}(V)$	874.56	844.71	857.90	867.35	874.38
RF	0.0288	0.0112	0.0163	0.0213	0.0274

Rezultatele nu indică diferențe semnificative între cele două sisteme de putere.

Valoarea medie pentru redresorul comandat este 0,0189, față de 0,0168 la choppere.

4.4.4.4. Factorul de formă

Este definit de relația:

$$FF = \frac{I_{drms}}{I_d} \quad (4.23)$$

unde: I_d este valoarea medie a curentului de ieșire;

I_{drms} este valoarea RMS a curentului de ieșire;

Valoarea factorului de formă pentru cele două surse de alimentare a cuptorului sunt date în tabele 4.15 și 4.16.

Tabelul 4.15. Valoarea factorului de formă pentru sursa de putere cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
$I_d(A)$	59.298	57.103	58.413	58.923	59.144
$I_{drms}(A)$	59.287	57.396	58.396	58.901	59.133
FF	1.0004	1.0001	1.0002	1.0003	1.0004

Tabelul 4.16. Valoarea factorului de formă pentru sursa de putere cu choppere

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
$I_d(A)$	59.270	57.189	58.305	59.002	59.193
$I_{drms}(A)$	59.243	57.181	58.291	59.987	59.174
FF	1.0005	1.0001	1.0002	1.0003	1.0004

Rezultatele nu indică diferențe semnificative între cele două surse de putere.

4.4.4.5. Factorul de utilizare al transformatorului

Este definit de relația:

$$TUF = \frac{P_d}{S} \quad (4.24)$$

unde: P_d este puterea la ieșire;

S este puterea aparentă la intrare.

În tabelele 4.17 și 4.18 este dat factorul de utilizare al transformatorului pentru sursa de putere cu redresor comandat, respectiv cu chopper.

Tabelul 4.17. Valoarea factorului de utilizare al transformatorului pentru sursa de putere cu redresor comandat

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
P_d(MW)	50.041	49.964	50.001	50.024	50.037
S(MVA)	68.534	66.760	67.710	68.189	68.390
TUF	0.7491	0.7294	0.7386	0.7451	0.7477

Tabelul 4.18. Valoarea factorului de utilizare al transformatorului pentru sursa de putere cu choppere

Variabila	Maxim	Minim	Mediana	95% CPF	99%CPF
P_d(MW)	50.019	49.987	49.999	50.010	50.017
S(MVA)	54.607	54.428	54.509	54.565	54.591
TUF	0.9189	0.9160	0.9174	0.9184	0.9188

Se observă că factorul de utilizare al transformatorului în cazul sursei cu redresor comandat este mai mic decât în cazul sursei cu choppere (valoarea medie 0,7389 în primul caz, față de 0,91875 în cel de-al doilea caz).

Rezultatul se explică prin factorul de putere mai redus și distorsiunile armonice mai ridicate în cazul redresorului comandat.

Deci, pentru a furniza aceeași putere cuptorului cu arc, transformatorul trebuie să fie supradimensionat în cazul sursei de putere cu redresor comandat.

4.5. Concluzii

În prezentul capitol au fost analizate cele două sisteme de alimentare cu energie a cuptoarelor de curent continuu:

- Un sistem, devenit clasic, care utilizează un redresor comandat de mare putere;

- Un sistem, mai nou, care utilizează mai multe choppere pentru alimentarea cu energie electrică a cuptorului.

Pentru a putea compara cele două soluții au fost analizate experimental două cuptoare, câte unul pentru fiecare caz.

În prealabil au fost studiate principial bucele de comandă și control ale redresorului comandat, respectiv chopperului, încercările fiind efectuate cu aceste bucle în funcțiune.

Ca o concluzie generală, s-a demonstrat că sistemul de alimentare cu choppere este superior celui de alimentare cu redresoare comandate, dar se complică, oarecum, schemele de comandă.

De aceea, considerăm că având un factor de putere net superior, o componentă în armonici mai favorabilă, un coeficient de flicker mult mai redus și o mai bună utilizare a transformatorului de rețea, schema de alimentare cu redresor necomandat și choppere constituie, cel puțin pentru viitorul apropiat, o soluție de îmbunătățire a performanțelor cuptoarelor electrice cu arc de curent continuu.

De asemenea, se constată că utilizarea metodelor clasice de reglare a curentului și tensiunii pe arc, reprezintă o limitare datorită dificultăților de modelare matematică a cuptorului.

După cum s-a menționat și în capitolul 3, o soluție neaplicată încă practic și bazată pe cercetările personale ale autorului, ar fi adoptarea unei tratări a procesului ca un fenomen cu comportare haotică, caz în care modelarea matematică deterministă nu mai este necesară.

Ca urmare în capitolele următoare, va fi prezentat un sistem de reglaj al cuptorului conceput de autor și bazat pe teoria haosului matematic, sistem care va permite obținerea unor performanțe de reglare net superioare situației actuale. Acest nou sistem va fi simulat pentru un cuptor cu arc de curent continuu alimentat prin redresor necomandat și choppere, ca fiind sistemul cel mai performant la ora actuală.

În cadrul acestui capitol, principalele contribuții personale ale autorului sunt următoarele:

- descrierea sistemelor de reglaj pentru cazul alimentării cuptorului cu arc electric de curent continuu prin redresor comandat, respectiv redresor necomandat și choppere, pentru cazul a două cuptoare de aceeași putere;

- efectuarea măsurărilor necesare pentru determinarea performanțelor celor două sisteme de conducere a proceselor, cu înregistrarea principalelor mărimi caracteristice;

- punerea în evidență a faptului că în cazul sistemului de alimentare a cuptorului cu arc electric de curent continuu prin redresor necomandat și choppere, sistemul de control asigură performanțe superioare celuilalt caz;

- măsurarea și înregistrarea principalelor mărimi electrice ale celor două sisteme de alimentare cu energie electrică a cuptoarelor electrice cu arc de curent continuu, la funcționarea în condiții reale de exploatare;

- determinarea, pentru fiecare caz în parte, a principalelor mărimi caracteristice (indicii de distorsiune armonică, nesimetria de tensiune, efectul de flicker, factorul de putere, eficiența redresorului, randamentul redresării, factorul de undă, factorul de formă, factorul de utilizare al transformatorului);

- compararea și analiza rezultatelor obținute;

- punerea în evidență a faptului că sistemul de alimentare al cuptorului cu arc electric de curent continuu prin redresor necomandat și choppere este net superior sistemului de alimentare al cuptorului cu arc electric de curent continuu cu redresor comandat, pe baza unor date reale, prelevate direct din proces.

5. SEMNALE ȘI SISTEME HAOTICE

5.1. Introducere

Proprietatea fenomenelor legată de apariția comportării întâmplătoare în sisteme complet deterministe a fost numită de diferiți cercetători "stohasticitate dinamică", "zgomot autogenerat", "stohasticitate intrinsecă", "stohasticitate hamiltoniană", "haos determinist" sau pur și simplu "haos". Oricare din denumirile de mai sus desemnează, de fapt, comportarea neregulată, evidențiată la sisteme deterministe neliniare, care au proprietatea de a separa în mod exponențial traiectoriile, limitate în spațiul fazelor sistemului, inițial oricât de apropiate, și care prezintă o dependență sensibilă de condițiile inițiale [Codreanu2007].

Caracteristicile esențiale ale sistemelor haotice și anume dependența sensibilă de condițiile inițiale, precum și separarea exponențială a traiectoriilor din spațiul fazelor, au drept consecință imposibilitatea practică a predicției pe termen lung a comportării unor asemenea sisteme, deoarece, în practică, condițiile inițiale se pot fixa doar cu o acuratețe finită, iar erorile sunt amplificate exponențial. Lorenz a denumit aceasta „efectul fluture”, referindu-se la faptul că problemele de previziune meteorologică pot fi influențate chiar și numai de mișcarea aripilor unui fluture. Astfel, datorită neliniarităților în evoluția vremii, un fluture, mișcându-și aripile în Tahiti poate, teoretic, produce o tornadă în Kansas. Dependența sensibilă de diferențierea infinitesimală a condițiilor inițiale este o caracteristică esențială a comportamentului haotic.

O întrebare legitimă pe care ne-o putem pune este următoarea: de ce comportarea haotică a devenit un domeniu de mare interes doar în ultimii ani, lucrări matematice de pionierat existând cu mai bine de un secol în urmă? Răspunsul comportă două remarci. Pe de o parte, lucrările de matematică, având un grad înalt de dificultate, nu au fost întotdeauna accesibile cercetătorilor din alte domenii, iar pe de altă parte, aceștia din urmă n-au considerat că un asemenea tip de comportare ar putea fi întâlnit chiar în propriul lor domeniu de cercetare. De altfel fizicienii, și nu numai ei, erau obișnuiți să studieze comportări dinamice ce puteau fi analizate matematic complet. De regulă, era vorba de sisteme ce evoluau spre o stare de echilibru, când orice mișcare încetează (un punct fix în spațiul fazelor sistemului) sau spre o mișcare periodică (un ciclu limită în același spațiu). Deoarece în asemenea cazuri există posibilitatea de a se da o descriere analitică completă s-a creat impresia, falsă de altfel, că cele două tipuri de comportament sunt cele mai importante tipuri de evoluție. În realitate însă, mișcarea haotică este, de asemenea, una comună, doar că nu poate fi reprezentată cu ajutorul funcțiilor analitice cunoscute.

Importanța acestui tip de mișcare, de evoluție, a putut fi recunoscută abia în ultima vreme datorită posibilităților oferite de calculatoare, care permit obținerea soluțiilor numerice în locul celor analitice. Pe de altă parte, domeniile în care s-a evidențiat comportamentul haotic s-au dovedit a fi foarte diverse. Astfel, fluidele, laserii, sistemele mecanice simple, acceleratoarele de particule, sistemele acustice, circuitele electrice, undele în plasmă, sunt câteva exemple din domeniul fizicii, dar

pot fi citate și alte domenii precum chimia, astronomia, biologia, medicina sau chiar economia, domeniul financiar sau cel militar.

5.2. Noțiuni fundamentale ale dinamicii neliniare

5.2.1. Sistemul dinamic

Într-o accepțiune generală, orice parte a universului înconjurător, care poate fi considerată drept o entitate de sine stătătoare, cu o anumită evoluție în timp, este un sistem dinamic. Dar, din punctul de vedere al teoriei sistemelor dinamice, prin sistem dinamic vom înțelege de fapt o modelare, adică o exprimare matematică deterministă a evoluției progresive în timp a acestei entități. Desigur, această entitate poate fi un sistem fizic, chimic, biologic sau de orice altă natură.

Orice sistem dinamic este definit matematic prin starea și dinamica sa [Aligood2000], [Codreanu2007].

Starea sistemului dinamic, prin care înțelegem totalitatea proprietăților aceluși sistem la un moment dat, este definită unic de anumite mărimi caracteristice. Acestea pot fi reprezentate fie printr-un scalar, fie printr-un vector, fie printr-un câmp scalar sau vectorial. Spre exemplu, în cazul unui sistem fizic cum este pendulul neîntreținut, starea lui ca sistem dinamic este unic definită de unghiul θ și de viteza sa unghiulară, $d\theta/dt$, deci de două mărimi, adică de două variabile de stare. Dacă pendulul este întreținut periodic, atunci este necesar să se mai cunoască și pulsația forțării, adică ω , astfel că starea lui este unic definită de trei variabile de stare. În cazul unui fluid, starea sistemului dinamic este definită de câmpul de viteze.

5.2.1.1. Spațiul fazelor sau spațiul stărilor

Evoluția în timp a unui sistem poate fi reprezentată și printr-o traiectorie trasată într-un spațiu multidimensional, numit **spațiul fazelor**, în care dimensiunile reprezintă coordonatele și derivatele acestora în funcție de timp. Acest spațiu „matematic” conține toate stările posibile ale unui sistem dat, astfel că fiecărui punct din acest spațiu îi corespunde o anumită stare. Dimensiunea spațiului fazelor coincide cu numărul variabilelor de stare. Astfel, în cazul pendulului neîntreținut spațiul fazelor este bidimensional, în timp ce în cazul pendulului întreținut periodic, spațiul fazelor este tridimensional. Dimensiunea spațiului fazelor, atunci când starea sistemului este definită de un câmp de forțe, este infinită.

5.2.1.2. Dinamica sau ecuația de mișcare a sistemului

Ecuația de mișcare a sistemului reprezintă expresia relației cauzale ce leagă o stare a acestuia de la un moment dat, numită starea prezentă, de starea viitoare. Această relație cauzală este exprimată printr-o *lege deterministă*, care face ca starea prezentă a sistemului să prezică în mod unic starea de la un moment de timp viitor. Momentele de timp pot fi infinitezimal apropiate și atunci timpul, ca variabilă, poate fi considerat continuu. Dar ele pot fi, de asemenea, separate finit, timpul fiind considerat, în acest caz, o mărime discretă, dar cu valori întregi. În funcție de

această alegere, sistemele dinamice se împart în: *sisteme dinamice continue* și *sisteme dinamice discrete*.

5.2.1.2.1. Sistemul dinamic continuu

Un exemplu de sistem dinamic, în care timpul, notat cu „t”, este o variabilă continuă, este următorul sistem de N ecuații diferențiale, autonome, de ordinul întâi în timp:

$$\begin{aligned} \frac{dx^{(1)}}{dt} &= F_1(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(N)}) \\ \frac{dx^{(2)}}{dt} &= F_2(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(N)}) \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{dx^{(N)}}{dt} &= F_N(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(N)}) \end{aligned} \tag{5.1}$$

sau sub forma vectorială:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \bar{F}[\bar{x}(t)], \tag{5.2}$$

unde \bar{x} este un vector N dimensional $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(N)}$.

Într-adevăr acesta este un sistem dinamic pentru că, plecând de la orice stare inițială $\bar{x}(0)$ a sistemului, putem, în principiu, rezolva sistemul de ecuații și să obținem starea viitoare $\bar{x}(t)$, la un moment $t > 0$.

Observație: Noțiunea de autonom are aici semnificația că timpul nu apare în ecuații în mod explicit.

Dacă, de exemplu, pentru $N=3$, putem reprezenta o evoluție a stării sistemului, adică o soluție a sistemului de ecuații, conform figurii 5.1:

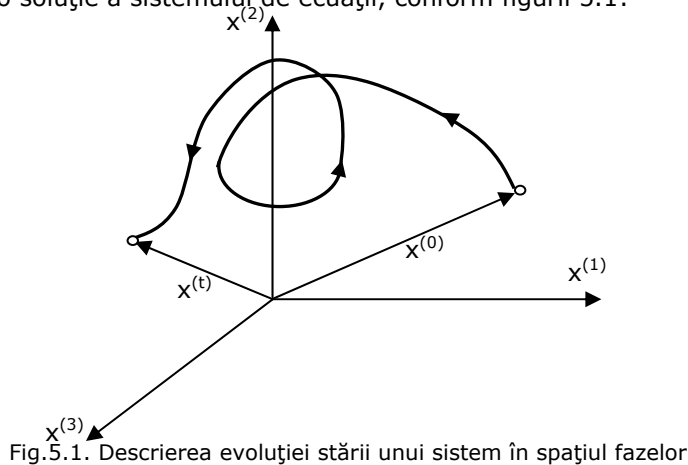


Fig.5.1. Descrierea evoluției stării unui sistem în spațiul fazelor

În această reprezentare tridimensională, coordonatele $x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)}$ ale unui punct descriu tocmai starea sistemului (5.1), cu $N = 3$, la un moment dat. El este

tocmai spațiul fazelor sau spațiul stărilor sistemului în cazul considerat, un spațiu tridimensional.

Orice soluție a sistemului (5.1), adică orice evoluție a sistemului dinamic este descrisă, în spațiul fazelor, de o *orbită* sau de o *traietorie de fază*. Variabila timp fiind continuă, orbita va fi reprezentată de o *curbă* parametrizată de această variabilă temporală (vezi curba din figura 5.1).

Sistemul dinamic, continuu în timp, mai este denumit *curent (the flow)*. Această terminologie este motivată de analogia ce se poate face între toate traiectoriile de fază, adică soluțiile generate de toate condițiile inițiale ale sistemului și drumurile urmate de particulele unui curent de fluid.

Observație 1: un sistem dinamic poate fi *liniar* sau *nelinier* după cum relația cauzală dintre starea dată a sistemului și starea sa viitoare este liniară sau neliniară.

Observație 2: pe lângă sistemele dinamice *autonome*, mai există două clase importante de sisteme dinamice și anume: sistemele *neautonome* și sistemele *stohastice*. În cazul unui *sistem neautonom*, ecuația (sau ecuațiile) de mișcare depinde explicit de timp. Ca urmare, pentru specificarea stării viitoare a unui asemenea sistem nu este suficient să se cunoască starea sa prezentă, ci trebuie precizat și momentul de timp. În cazul unui *sistem stohastic*, de regulă, numărul și natura variabilelor necesare definirii spațiului fazelor este necunoscut. În plus, legea deterministă de evoluție este înlocuită cu una stohastică. Ca urmare, în loc de a putea cunoaște starea viitoare a sistemului, plecând de la cea prezentă, tot ceea ce se poate preciza sunt probabilitățile cu care fiecare din punctele spațiului fazelor poate fi această stare viitoare.

Considerând drept plauzibil faptul că dacă dimensiunea sistemului este mare, complexitatea orbitelor ar trebui să fie și ea mare și apare, ca o necesitate, întrebarea: „cât de mare trebuie să fie N pentru ca o evoluție haotică să fie posibilă?”

În cazul a N ecuații diferențiale de ordinul întâi, autonome, răspunsul este: $N \geq 3$. Teorema Poincaré-Bendixon ne asigură că, dacă \bar{x} este un vector bidimensional, în plan, singurele soluții (atractoare) posibile pentru sistemul (5.1) cu $N=2$, sunt fie soluțiile periodice, fie stările staționare (steady state), ori soluțiile în care orbita aproximează o figură de forma ∞ sau unul din lobiile acesteia. În toate aceste cazuri *soluția nu este una haotică*.

5.2.1.2.2. Sistemul dinamic discret

Sistemul dinamic cu variabila „timp” discretă mai este denumit *aplicație* sau *iterație (the map)*. Dacă notăm cu n această variabilă temporală, care poate lua doar valori întregi, adică $n = 0, 1, 2, \dots$, putem scrie iterația sub formă vectorială astfel [Codreanu2007]:

$$\bar{x}_{n+1} = \bar{f}(\bar{x}_n) \quad (5.3)$$

unde vectorul $\bar{x}_n = (x_n^{(1)}, x_n^{(2)}, x_n^{(3)}, \dots, x_n^{(N)})$, adică este un vector cu N componente [Aligood2000].

Plecând de la starea inițială \bar{x}_0 , adică starea de la momentul $n = 0$, se obține starea la momentul $n = 1$, adică $\bar{x}_1 = \bar{f}(\bar{x}_0)$, apoi cunoscând starea \bar{x}_1 , putem determina starea la momentul $n = 2$, adică $\bar{x}_2 = \bar{f}(\bar{x}_1)$ și așa mai departe.

Prin urmare, dându-se o condiție inițială \bar{x}_0 generăm o orbită a sistemului dinamic cu timp discret, și anume: $\bar{x}_0, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots$. Desigur în acest caz, orbita sistemului nu mai este o curbă, ci trebuie înțeleasă ca un șir ordonat de puncte în spațiul fazelor.

Observație: adesea un sistem dinamic continuu, N – dimensional, este convenabil să fie transformat (reduc) într-un sistem dinamic cu timp discret. Aceasta se poate realiza printr-o tehnică de secționare Poincaré, tehnică care va fi explicată mai jos. Aplicația astfel obținută, care se numește aplicația sau iterația Poincaré, va fi $(N-1)$ dimensională.

Și în cazul sistemelor dinamice discrete se poate pune problema dimensiunii minime necesare apariției comportării haotice. De la început, însă, trebuie să distingem între iterațiile *inversabile* și cele *neinversabile*. Spunem că iterația \bar{f} este inversabilă dacă, dându-se \bar{x}_{n+1} , putem rezolva $\bar{x}_{n+1} = \bar{f}(\bar{x}_n)$ astfel ca să obținem \bar{x}_n . Dacă aceasta este posibil, notăm soluția cu $\bar{x}_n = \bar{f}^{-1}(\bar{x}_{n+1})$ și numim \bar{f}^{-1} , inversa lui \bar{f} .

Să exemplificăm în continuare cele două tipuri de iterații. Astfel iterația bidimensională:

$$\begin{aligned} x_{n+1}^{(1)} &= ax_n^{(1)} - bx_n^{(2)} \\ x_{n+1}^{(2)} &= x_n^{(1)}, \end{aligned} \quad (5.4)$$

unde a și b sunt parametri, este un exemplu de iterație inversabilă, deoarece atât timp cât $b \neq 0$ putem obține ușor:

$$\begin{aligned} x_n^{(1)} &= x_{n+1}^{(2)} \\ x_n^{(2)} &= b^{-1}(ax_{n+1}^{(2)} - x_{n+1}^{(1)}) \end{aligned} \quad (5.5)$$

În schimb următoarea iterație unidimensională:

$$f(x) = r \cdot x(1-x) \quad (5.6)$$

este neinversabilă. Într-adevăr, din reprezentarea grafică a acestei iterații, pentru o valoare dată a parametrului r , (figura 5.2), se poate vedea ușor că există două valori x_n pentru același x_{n+1} .

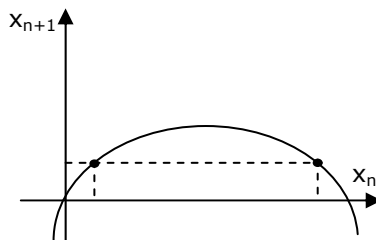


Fig.5.2. Reprezentarea grafică a iterației unidimensionale neinversabile

Dacă iterația este *inversabilă* condiția apariției comportamentului haotic este $N \geq 2$, în timp ce în cazul iterațiilor *neinversabile* acesta poate apare și pentru $N \geq 1$.

5.2.1.2.3. Iterația Poincaré și secționarea Poincaré

Adesea este util ca un sistem dinamic continuu să fie transformat într-o iterație prin așa numita *metodă de secționare Poincaré*. În esență este vorba de a alege o suprafață convenabilă din spațiul fazelor, care este intersectată de toate orbitele de fază ale sistemului dinamic continuu [Wang2008]. Pentru a ilustra

această metodă, să considerăm sistemul (5.1) de N ecuații diferențiale autonome de ordinul întâi. Procedul este ilustrat grafic în figura 5.3, pentru cazul când $N=3$.

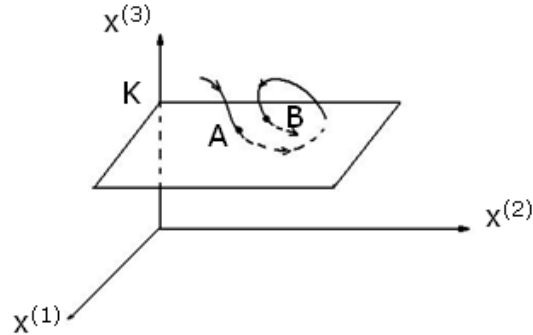


Fig.5.3. Ilustrarea procedurii de secționare Poincaré

Astfel, se consideră o soluție a sistemului (5.1), apoi se alege o suprafață convenabilă $(N-1)$ dimensională (suprafața de secționare Poincaré) în spațiul fazelor N - dimensional și se observă intersecția orbitei cu această suprafață.

În exemplul de mai sus, ilustrat grafic, suprafața de secționare este planul $x^{(3)}=K$, dar în general, alegerea suprafeței de secționare se face în mod convenabil sistemului dat. Punctele A, B, C , etc. sunt intersecții succesive ale acestei suprafețe de către orbita aleasă, în același sens. Punctul A determină în mod unic punctul B , pentru că punctul A poate fi considerat drept condiție inițială a sistemului (5.1) pentru că $A-1$ determina pe B . Acesta, la rândul său, determină în mod unic un punct C și așa mai departe. Invers, putem considera că și B determină unic pe A , prin inversarea timpului în (5.1) și utilizând B ca o condiție inițială. Funcția care leagă coordonatele punctelor succesive de intersecție definește o iterație inversabilă (*the return map*), care este tocmai iterația Poincaré.

În cazul ilustrat în figura 5.3, iterația bidimensională, inversabilă, care transformă coordonatele $(x_n^{(1)}, x_n^{(2)})$ ale celei de a n -a intersecții a suprafeței de secționare în coordonatele $(x_{n+1}^{(1)}, x_{n+1}^{(2)})$ ale celei de a $n+1$ intersecții, este tocmai iterația Poincaré. Iterația Poincaré constă, de fapt, într-o reducere a curentului (flow) N - dimensional la o iterație $(N-1)$ - dimensională.

Observație: posibilitatea transformării unui curent N - dimensional într-o iterație inversabilă $(N-1)$ - dimensională, corelează condițiile de apariție a comportamentului haotic în cazul unui curent și în cazul unei iterații inversabile, adică $N \geq 3$ în cazul curentului și $N \geq 2$ în cazul iterației.

Există și o altă posibilitate de a genera o iterație plecând de la un sistem dinamic continuu. Pentru aceasta se înregistrează curentul la momente discrete de timp $t_i = t_0 + iT$ ($i = 0, 1, 2, \dots$), unde intervalul, T , dintre înregistrări poate fi ales convenabil. Ca urmare, o traiectorie continuă în timp, $\bar{x}(t)$, conduce la una discretă în timp, \bar{x}_n . Și în acest caz, \bar{x}_{n+1} este determinat unic de \bar{x}_n , deoarece \bar{x}_n poate fi utilizat ca și condiție inițială și integrând ecuațiile sistemului, progresiv, se obține \bar{x}_{n+1} . Prin urmare, în principiu, putem genera și în acest mod o iterație, $\bar{x}_{n+1} = \bar{f}(\bar{x}_n)$, care se numește *iterație temporală*, T .

Iterația temporală, T , este și ea inversabilă, ca și iterația Poincaré, deoarece ecuațiile sistemului pot fi integrate regresiv în timp, dar, spre deosebire de iterația Poincaré, această iterație are aceeași dimensiune cu cea a curentului din care provine.

5.2.1.3. Sisteme dinamice conservative și disipative

Să considerăm un sistem fizic *izolat*, adică un sistem care nu schimbă nici energie, nici substanță cu exteriorul. Starea sistemului poate fi caracterizată cu ajutorul coordonatelor generalizate, $q_i(t)$, și a impulsurilor generalizate, $p_i(t)$, unde $i=1,2,3,\dots,N$. Într-un spațiu al fazelor $2N$ -dimensional, ale cărui coordonate sunt tocmai coordonatele generalizate și impulsurile generalizate, starea sistemului la un moment dat va fi reprezentată printr-un punct, iar evoluția stărilor sistemului va fi descrisă de o *traietorie de fază*. Pentru un asemenea sistem se poate defini o funcție $H(q_i, p_i)$, numită *funcția Hamilton*, care permite exprimarea traiectoriilor de fază cu ajutorul ecuațiilor canonice:

$$\begin{aligned} \frac{dq_i}{dt} &= \frac{\partial H(q_i, p_i)}{\partial p_i} \\ \frac{dp_i}{dt} &= -\frac{\partial H(q_i, p_i)}{\partial q_i} \end{aligned} \quad (5.7)$$

O observație importantă este aceea că, deși coordonatele și impulsurile generalizate variază în timp, există anumite mărimi fizice, funcții de acestea, care nu se modifică în decursul evoluției sistemului, adică de-a lungul traiectoriilor de fază. Asemenea constante, numite și *integrale prime* ale mișcării sistemului de-a lungul traiectoriilor de fază, pot fi: energia, impulsul sau momentul cinetic.

Sistemele care au caracteristicile prezentate mai sus poartă numele de *sisteme conservative* sau *sisteme hamiltoniene*. În acest caz, funcția Hamilton nu depinde explicit de timp, ci doar prin intermediul coordonatelor și impulsurilor generalizate.

Uneori, drept definiție a sistemului conservativ este considerată afirmația *teoremei Liouville*, conform cu care *volumele din spațiul fazelor, mărginite de suprafețe închise se conservă în cursul evoluției sistemului, indiferent de forma acestor suprafețe*. Astfel, dacă se alege la un moment de timp, $t = 0$, o suprafață închisă S_0 , în spațiul fazelor $2N$ -dimensional și facem să evolueze fiecare punct al acestei suprafețe, progresiv în timp, utilizând aceste puncte drept condiții inițiale în ecuațiile ce descriu matematic sistemul, atunci suprafața închisă, S_0 , va evolua într-o suprafață închisă, S_t , la un moment de timp ulterior, t , iar volumele, $V(0)$ ale regiunii închise de S_0 și $V(t)$ ale regiunii închise de S_t , vor fi identice, adică: $V(t)=V(0)$.

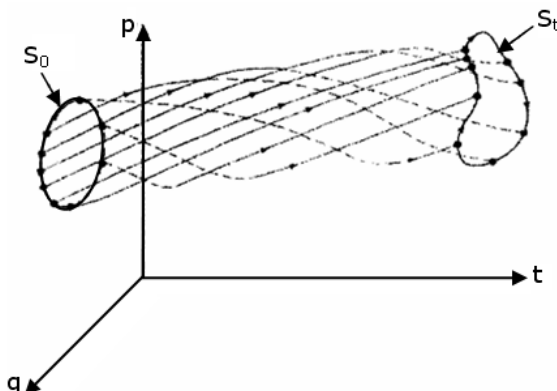


Fig.5.4. Ilustrarea conservării volumului din spațiul fazelor

În figura 5.4 este ilustrată această afirmație pentru cazul particular al unui sistem cu un spațiu al fazelor bidimensional, când se conservă aria delimitată de o curbă închisă. Pentru o reprezentare intuitivă, în această figură s-a luat în considerare și variabila „timp”.

Sistemul conservativ este, deci, sistemul care conservă volumele din spațiul fazelor sistemului.

Dacă curentul nu conservă volumele și nu poate fi făcut să aibă această proprietate prin nici-o schimbare de variabile, se spune că sistemul este *neconservativ*.

Să detaliez matematic afirmațiile de mai sus:

Fie curentul:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \bar{F}[\bar{x}(t)], \quad (5.8)$$

unde: $\bar{x}(t) = (x^{(1)}(t), x^{(2)}(t), \dots, x^{(N)}(t))$

Cele două volume $V(t)$ și $V(0)$ sunt legate prin relația :

$$V(t) = J(t) \cdot V(0), \quad (5.9)$$

unde:

$$J(t) = \frac{\partial(x^{(1)}(t), x^{(2)}(t), \dots, x^{(N)}(t))}{\partial(x^{(1)}(0), x^{(2)}(0), \dots, x^{(N)}(0))}, \quad (5.10)$$

este determinantul Jacobian al transformării (5.8).

Pentru a analiza variația în timp a volumului din spațiul fazelor este, deci, necesar să calculăm $\frac{dJ}{dt}$. Vom avea:

$$\frac{dJ}{dt} = \frac{\partial(\dot{x}^{(1)}(t), x^{(2)}(t), \dots, x^{(N)}(t))}{\partial(x^{(1)}(0), x^{(2)}(0), \dots, x^{(N)}(0))} + \dots + \frac{\partial(x^{(1)}(t), x^{(2)}(t), \dots, \dot{x}^{(N)}(t))}{\partial(x^{(1)}(0), x^{(2)}(0), \dots, x^{(N)}(0))} \quad (5.11)$$

unde marcajul cu un punct înseamnă derivata în raport cu timpul a variabilei respective.

Ținând cont de relația evidentă:

$$\frac{\partial(x^{(1)}(t), \dots, \dot{x}^{(i)}(t), \dots, x^{(N)}(t))}{\partial(x^{(1)}(0), \dots, x^{(N)}(0))} = \frac{\partial(x^{(1)}(t), \dots, \dot{x}^{(i)}(t), \dots, x^{(N)}(t))}{\partial(x^{(1)}(t), \dots, x^{(N)}(t))} \cdot J(t), \quad (5.12)$$

putem scrie:

$$\frac{\partial(x^{(1)}(t), \dots, x^{(i)}(t), \dots, x^{(N)}(t))}{\partial(x^{(1)}(0), \dots, x^{(N)}(0))} = \frac{\partial \dot{x}^{(i)}(t)}{\partial x^{(i)}(t)} \cdot J(t), \quad (5.13)$$

deoarece variabilele $x^{(1)}(t), x^{(2)}(t), \dots, x^{(N)}(t)$ sunt independente.

Observăm apoi, că:

$$\sum_{i=1}^N \frac{\partial \dot{x}^{(i)}}{\partial x^{(i)}} = \sum_{i=1}^N \frac{\partial F_i(x^{(1)}(t), x^{(2)}(t), \dots, x^{(N)}(t))}{\partial x^i} = \nabla \bar{F}, \quad (5.14)$$

ceea ce ne permite să scriem următoarea ecuație diferențială de ordinul întâi pentru evoluția în timp a Jacobianului:

$$\frac{dJ}{dt} = \nabla \bar{F} \cdot J \quad (5.15)$$

$$\text{Dar, } V(t) = \int dx^{(1)}(t) \cdot dx^{(2)}(t) \dots dx^{(N)}(t), \quad (5.16)$$

astfel că, din relația (1.9) și ținând cont de rezultatul (5.15), obținem:

$$\frac{dV(t)}{dt} = \int_{V_i} \nabla \bar{F} dx^{(1)} \cdot dx^{(2)} \dots dx^{(N)} \quad (5.17)$$

Prin urmare, sistemele conservative mai pot fi definite ca fiind acele sisteme care satisfac condiția ca divergența lui \bar{F} să se anuleze, adică:

$$\nabla \bar{F} = 0 \quad (5.18)$$

sau: $J=1$ (5.19)

În schimb, dacă $\frac{dV(t)}{dt} < 0$, ceea ce implică $\nabla \bar{F} < 0$ sau $J < 1$, adică volumul din

spațiul fazelor se *contractă*, sistemul este *neconservativ*, mai mult, spunem că el este unul *dissipativ*.

Sistemele dissipative nu sunt cazuri excepționale, ci dimpotrivă, numeroase modele matematice ale diferitelor fenomene verifică condiția de contracție a volumelor din spațiul fazelor.

5.2.2. Atractori

Remarca importantă care trebuie făcută în continuare este aceea că *sistemele dissipative* sunt tipic caracterizate de prezența *mulțimilor atrătoare* sau a *atractorilor* în spațiul fazelor. *Sistemele dinamice conservative nu au atractori*. În mod simplu, atractorii sunt niște *submulțimi limitate din spațiul fazelor, la care tind traiectoriile de fază, după un timp suficient de mare*. Exemplele următoare de atractori ne vor edifica mai mult asupra acestei noțiuni.

Fie oscilatorul armonic amortizat a cărei ecuație este [Aligood2000], [Codreanu2007]:

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} + \gamma \frac{d\theta}{dt} + \omega^2\theta = 0 \quad (5.20)$$

Făcând schimbarea de variabile:

$$\begin{aligned} x^{(1)} &= \theta \\ x^{(2)} &= \frac{d\theta}{dt}, \end{aligned} \quad (5.21)$$

obținem următorul sistem autonom de ecuații diferențiale de ordinal întâi, în timp:

$$\begin{aligned} \frac{dx^{(1)}}{dt} &= x^{(2)} \\ \frac{dx^{(2)}}{dt} &= -\omega^2 x^{(1)} - \gamma x^{(2)} \end{aligned} \quad (5.22)$$

În acest caz, $N = 2$. Prin urmare suntem siguri, conform teoremei Poincaré-Bendixon, că în acest sistem nu va apare un comportament haotic. Sistemul este însă unul dissipativ, pentru că $\nabla \bar{F} = -\gamma$, care este negativ deoarece: $\gamma > 0$.

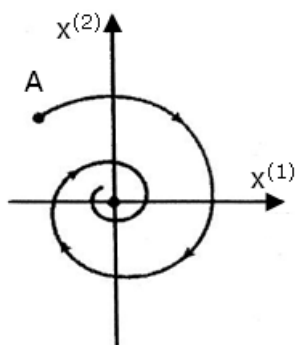


Fig.5.5. O traiectorie de fază tipică a oscilatorului armonic amortizat

O traiectorie tipică pentru acest sistem, în spațiul bidimensional al fazelor, de coordonate $(x^{(1)}, x^{(2)})$ este ilustrată în figura 5.5.

Observăm că traiectoria ce pleacă dintr-o condiție inițială, (punctul A), descrie o spirală ce culminează în origine. Această comportare se dovedește a fi valabilă pentru orice condiție inițială. Spunem că originea $x^{(1)}=x^{(2)}=0$ este un atractor al sistemului dinamic considerat.

Acest tip de atractor se numește *punct fix* și reprezintă, în spațiul real, o *stare staționară* a sistemului. Astfel, în cazul pendulului neîntreținut $\theta = 0$, $\frac{\partial \theta}{\partial t} = 0$ este punctul fix al sistemului.

Din cele prezentate mai sus, se desprinde ideea că sistemele dinamice conservative sunt cele care conservă volumele din spațiul fazelor și nu au atractori, în timp ce sistemele dinamice disipative se caracterizează prin contracția volumelor din spațiul fazelor și prin prezența atractorilor. Subliniem aici, încă o dată, că în ceea ce privește comportamentul haotic, acesta poate să apară atât în sistemele conservative cât și în cele disipative.

5.2.3. Dependența sensibilă de condițiile inițiale

O caracteristică esențială a sistemelor dinamice haotice este dependența lor sensibilă de condițiile inițiale. Pentru a ilustra această proprietate să considerăm două condiții inițiale infinit apropiate: $\bar{x}_1(0)$ și $\bar{x}_2(0) = \bar{x}_1(0) + \bar{\Delta}(0)$ ale unui sistem dinamic continuu. Să admitem apoi, că acestea, evoluând în timp, generează traiectoriile de fază $\bar{x}_1(t)$ și $\bar{x}_2(t)$, așa cum este ilustrat în figura 5.6. Se observă astfel că la momentul t cele două traiectorii sunt separate prin $\bar{\Delta}(t) = \bar{x}_2(t) - \bar{x}_1(t)$.

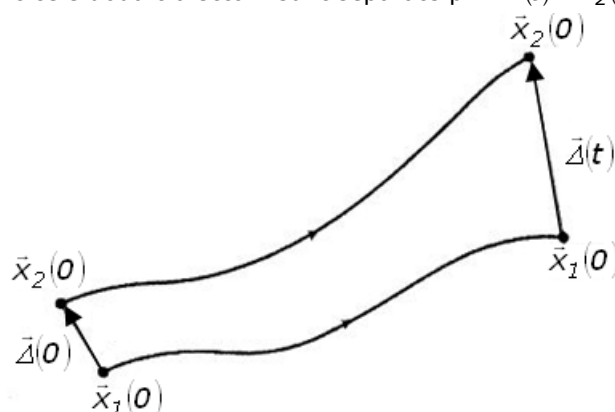


Fig.5.6. Două traiectorii de fază ale unui sistem dinamic ce evoluează din condiții inițiale învecinate

Dacă la limita, când $|\bar{\Delta}(0)| \rightarrow 0$ și pentru $t \rightarrow \infty$, orbitele rămân limitate, iar diferența dintre orbite, $|\bar{\Delta}(t)|$, crește exponențial, pentru o orientare caracteristică a vectorului $|\bar{\Delta}(0)|$, spunem că sistemul prezintă o dependență sensibilă de condițiile inițiale. Aceasta se exprimă matematic astfel:

$$|\bar{\Delta}(t)| \approx |\bar{\Delta}(0)| e^{\lambda t} \quad (5.23)$$

Cerința ca orbitele să fie limitate în spațiul fazelor este una definitorie pentru dinamica haotică. Prin *orbite limitate* înțelegem că se poate considera o sferă de rază R , în spațiul fazelor, astfel că $|\bar{x}_1| < R < \infty$, pe care orbitele nu o părăsesc niciodată. Rațiunea pentru care se impune restricția ca traiectoriile să fie limitate

este aceea de a elimina posibilitatea evidentă ca distanțele dintre ele să devină divergente în mod exponențial, dacă traiectoriile pot să tindă la infinit. Această ultimă posibilitate este bine ilustrată de exemplul unei ecuații diferențiale liniare de ordinul întâi:

$$\frac{dx}{dt} = x,$$

care conduce la:

$$\frac{d[x_2(t) - x_1(t)]}{dt} = x_2(t) - x_1(t),$$

de unde: $\Delta(t) \approx e^t$.

5.3. Descrierea cantitativă a comportamentului haotic

5.3.1. Spectrul exponenților Lyapunov

Caracteristica esențială a sistemelor dinamice cu comportament haotic este dependența sensibilă de condițiile inițiale (DSI). Traiectoriile de fază finite ale sistemului, ce pleacă din condiții inițiale oricât de apropiate, se vor îndepărta exponențial în timp. Desigur, această comportare se va reflecta în modul de evoluție în timp a stării aceluia sistem [Gottwald2004].

În figura 5.7 este ilustrată această afirmație în cazul unui sistem dinamic continuu, de fapt, un pendul amortizat, dar care este întreținut periodic.

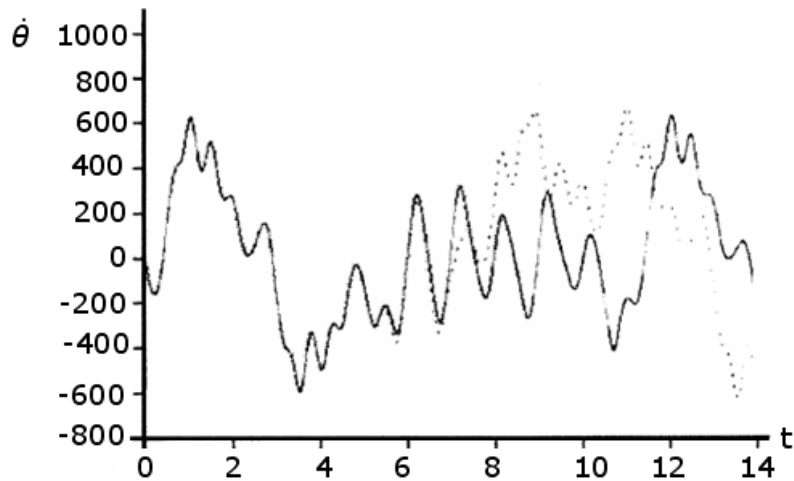


Fig.5.7. Dependenta sensibilă de condițiile inițiale ilustrată în cazul unui sistem dinamic continuu

Pe această figură, în care este reprezentată viteza unghiulară a pendulului (măsurată în grade/s) în funcție de timp (exprimat în secunde) se poate vedea cum

o eroare aproape imperceptibilă (o secundă de arc) a condiției inițiale generează, chiar și după numai câteva secunde, o evoluție cu totul diferită a vitezei unghiulare a pendulului, deci a stării acestuia.

Dependența sensibilă de condițiile inițiale poate fi observată, de asemenea, și în cazul unui sistem dinamic discret.

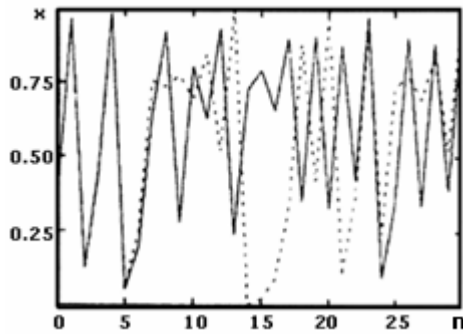


Fig. 5.8. Dependenta sensibilă de condițiile inițiale în cazul iterației logistice

Fie, astfel, iterația logistică (vezi ecuația (5.6)), pentru valoarea parametrului de control, $r=4$, când aceasta prezintă un comportament haotic. Trajectoriile generate de iterație, atunci când condițiile inițiale diferă numai cu 10^{-3} , sunt ilustrate în figura 5.8. Și în acest caz, diferența dintre cele două traiectorii este evidentă, chiar și numai după câțiva pași de iterare ($n>5$).

Desigur, o asemenea comportare are implicații în posibilitatea predicției pe termen lung a stării sistemului haotic. Predictibilitatea se pierde la un timp, numit *orizont de predicție*, care depinde logaritmice de eroarea condiției inițiale. Orizontul de predicție crește destul de încet odată cu creșterea acurateții alegerii condiției inițiale, existând, totuși, o limită a acestui orizont, deoarece eroarea condiției inițiale nu poate fi făcută oricât de mică. Cât de apropiat sau de îndepărtat este acest orizont de predicție, depinde de sistemul dinamic ales. Astfel, în exemplele ilustrate în figurile de mai sus, orizonturile sunt de mai puțin de 10 secunde. Dar aceste orizonturi pot fi chiar de câteva zile, dacă ne referim la predicția meteorologică, comparativ cu câteva milioane de ani în cazul sistemului nostru solar cu toate planetele care-l alcătuiesc.

Eroarea în alegerea condiției inițiale poate fi, de exemplu, legată de performanța calculatorului, adică de numărul de zecimale pe care le ia acesta în considerare la scrierea unui număr. Această eroare de „rotunjire” în cazul unui calculator cu simplă precizie, în raport cu unul cu dublă precizie, poate conduce la soluții cu totul diferite când se integrează un sistem dinamic haotic.

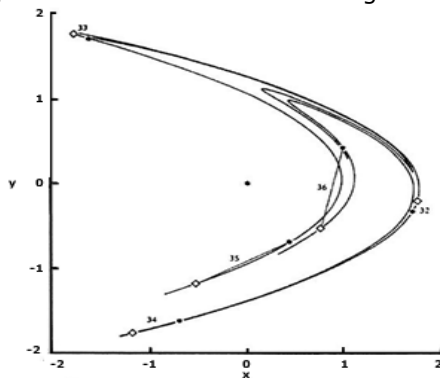


Fig. 5.9. Atraktorul Hénon. Punctele marcate cu romburi sunt soluțiile obținute cu ajutorul unui calculator cu simplă precizie, iar cele marcate cu steluțe sunt cele obținute cu ajutorul unui calculator cu dublă precizie.

În figura 5.9 sunt prezentate rezultatele obținute atunci când sunt folosite două asemenea calculatoare la determinarea soluțiilor iterației Hénon, pentru $a=1.4$ și $b=0.3$, adică în domeniul haotic.

Eroarea de rotunjire a calculatorului cu simplă precizie este de 10^{-14} . Punctele traiectoriei sunt marcate pe figură, cu romburi. Cu stelute sunt marcate punctele traiectoriei obținute cu ajutorul calculatorului cu dublă precizie.

Cele două tipuri de puncte, obținute plecând de la aceeași condiție inițială: $x_0=y_0=0$, sunt suprapuse peste figura cunoscută a atractorului Hénon. Se poate vedea ușor, că diferența dintre valorile ce se obțin la același pas de iterare, marcată cu o linie dreaptă, crește ajungând de ordinul variabilelor. Cu alte cuvinte, după un anumit număr de pași de iterare, diferența dintre localizarea acestor puncte pe atractor este de ordinul mărimii atractorului însuși.

Dacă se admite că după primul pas de iterare eroarea dintre două rezultate date de un calculator este de ordinul 10^{-14} și că această eroare se dublează la fiecare pas următor, apreciind dimensiunea atractorului egală cu 1, vom avea, după n pași: $2^n 10^{-14} \approx 1$, de unde: $n \approx 45$. Acest calcul ne indică un orizont de predicție de 45 de pași de iterație, după care nu se mai poate prezice locul următoarelor iterații. Creșterea orizontului de predicție se poate realiza prin creșterea preciziei inițiale. Astfel, un orizont de predicție dublu, necesită o dublare a preciziei inițiale, adică de la 10^{-14} la 10^{-28} și așa mai departe. Desigur, teoretic se poate merge oricât de departe cu algoritmul de mai sus, dar din păcate, practic, tehnica își are limitele ei și ca urmare și precizia condiției inițiale.

Prin urmare, în cazul unui sistem dinamic cu comportament haotic, predicția pe termen lung a stării sistemului este imposibilă datorită erorii în specificarea stării inițiale și care crește exponențial în timp. Pierderea rapidă a puterii de predicție se datorează proprietății sistemului: orbite generate de condiții inițiale foarte apropiate diverg, în medie, exponențial de repede. Astfel, am văzut că orbite ce corespund unor condiții inițiale aproape identice, sau insesizabil de diferite, devin după un timp cu totul diferite.

Observație: în cazul sistemelor nehaotice orbitele inițiale apropiate fie converg exponențial de repede, fie, în cel mai rău caz diverg, dar mai lent decât exponențial, astfel că predicția pe termen lung este, cel puțin teoretic, posibilă.

Măsura cantitativă a dependenței sensibile de condițiile inițiale este *exponentul Lyapunov, Λ* . El reprezintă rata medie exponențială cu care două traiectorii vecine diverg (sau converg). De fapt există un *spectru de exponenți Lyapunov, Λ_i* , ($i = 1, 2, 3, \dots, n$), al căror număr este egal cu dimensiunea spațiului fazelor. De multe ori, în analiza dinamicii unui sistem se specifică „exponentul Lyapunov”. În acest caz trebuie să știm că este vorba de cel mai mare exponent din spectrul exponenților Lyapunov. Acest exponent este important pentru că el determină orizontul de predicție al unui sistem dinamic dat, orizont peste care orice predicție este imposibilă. Dacă, spre exemplu, determinarea stării inițiale a sistemului s-a efectuat cu o eroare ε , orizontul de predicție va fi dat de $\ln(\varepsilon) / \Lambda_{max}$.

Pentru a defini spectrul exponenților Lyapunov să admitem că avem un sistem dinamic continuu N - dimensional (un curent) și că urmărim evoluția pe o durată mare de timp a unei sfere N - dimensionale de condiții inițiale din spațiul N - dimensional al fazelor sistemului. Datorită deformărilor locale ale curentului, sfera inițială va deveni un elipsoid N - dimensional. Cu alte cuvinte, după un interval de timp t , toate traiectoriile, care au avut condițiile inițiale în sfera N - dimensională, se vor afla în elipsoidul N - dimensional, ale cărui axe principale s-au alungit (ori contractat) cu rate definite de exponenții Lyapunov. Dacă notăm cu $\varepsilon_i(t)$ lungimea axei principale, i , a elipsoidului, atunci exponentul Lyapunov, Λ_i , se definește [Huang1994]:

$$\Lambda_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln \frac{\varepsilon_i(t)}{\varepsilon_i(0)} \quad (5.24)$$

unde: $\varepsilon_i(0)$ este raza sferei inițiale. În figura 5.10 este ilustrat un caz particular al acestei definiții.

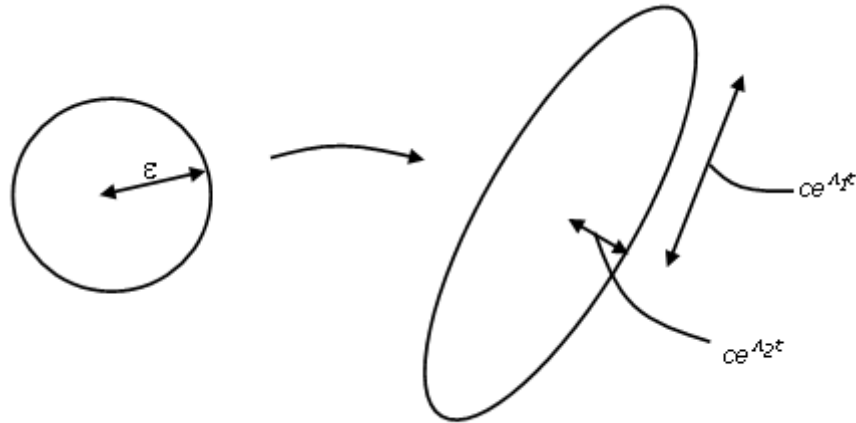


Fig.5.10. Cercul inițial de rază ε , după un timp, t , al evoluției sistemului, devine o elipsă ale cărei axe sunt definite cu ajutorul exponenților Lyapunov λ_1 și λ_2

Observație: În unele lucrări se utilizează așa numitul *număr Lyapunov*. Logaritmul acestui număr este tocmai exponentul Lyapunov.

Prezența unui exponent Lyapunov pozitiv este suficientă pentru a ști că sistemul este haotic și prezintă o instabilitate locală, o expansiune, într-o direcție dată. Totuși, trebuie să remarcăm faptul că dacă sistemul are un atractor, atunci acel sistem este unul disipativ, căruia îi este asociată proprietatea de contracție în spațiul fazelor. Ca urmare, pentru a se realiza stabilitatea globală, rata totală a procesului de contracție trebuie să o depășească pe cea de expansiune. Astfel, chiar dacă sistemul are mai mulți exponenți Lyapunov pozitivi, suma tuturor exponenților, din întregul spectru, trebuie să fie negativă.

Există o interpretare geometrică a spectrului exponenților Lyapunov, dată de Wolf, Swift, Swinney și Vastano (1985). Astfel, se ordonează cele N axe principale ale elipsoidului, de la cea care se alungește mai rapid spre cea care se contractă mai repede. Ca urmare, exponenții Lyapunov corespunzători se vor ordona și ei într-un șir:

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq \dots \geq \lambda_n,$$

unde λ_1 corespunde axei ce expandează cel mai rapid, iar λ_n corespunde axei ce se contractă cel mai rapid. Se admite apoi că lungimea primei axe principale este proporțională cu $e^{\lambda_1 t}$, aria determinată de primele două axe principale este proporțională cu $e^{(\lambda_1 + \lambda_2)t}$, volumul determinat de primele N axe principale este proporțional cu $e^{(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n)t}$ etc. Atunci, spectrul exponenților Lyapunov poate fi înțeles în sensul că expandarea elementului de volum N -dimensional este dată de suma celor N exponenți Lyapunov mai mari.

Observație: Atractorul unui sistem dinamic disipativ cu unul sau mai mulți exponenți Lyapunov pozitivi este un *atractor haotic*.

Semnele exponenților Lyapunov furnizează informații privind evoluția unui sistem dinamic. Astfel, dacă sistemul dinamic este discret, spre exemplu o iterație unidimensională, ea va fi caracterizată de un singur exponent Lyapunov, care este pozitiv în cazul haosului, nul în cazul unei orbite marginal stabile și negativ în cazul unei orbite periodice. În cazul unui sistem dinamic continuu 3-dimensional, semnele celor trei posibili exponenți Lyapunov, ce alcătuiesc spectrul, și atractorii corespunzători din spațiul fazelor sunt:

- $(+, 0, -)$ - atractor straniu;
- $(0, 0, -)$ - bi-tor;
- $(0, -, -)$ - ciclu limită;
- $(-, -, -)$ - punct fix.

În cazul unui sistem dinamic continuu 4-dimensional, disipativ, pot exista trei atractori stranii caracterizați, respectiv, de următoarele spectre Lyapunov: $(+, +, 0, -)$, $(+, 0, 0, -)$ și $(+, 0, -, -)$.

Mărimea exponenților Lyapunov măsoară gradul în care evoluția sistemului creează sau distruge informație. Din acest motiv ei se exprimă în biți/s sau biți/orbită, în cazul sistemelor dinamice continue și biți/iterație, în cazul sistemelor discrete. Câștigul sau pierderea de informație furnizată de sistem poate fi interpretată astfel: să admitem că atractorul unui sistem continuu are un exponent Lyapunov pozitiv de 2.16 biți/s și că o condiție inițială a fost specificată cu o acuratețe de 10^{-6} , (20 biți); atunci comportarea viitoare a sistemului nu mai poate fi prezisă după 20 biți: 2.16 biți/s, adică după cca 9 s. După acest timp, o mică eroare inițială va deveni de ordinul de mărime al atractorului. În termenii teoriei informației se spune că există un câștig de informație, reflectată în aceea că nu este posibil să se specifice exact starea sistemului, ci doar să se spună că ea este undeva pe atractor. Pierderea de informație este dată de mărimea exponenților negativi, astfel că cel mai mare exponent negativ va reflecta atenuarea asimptotică a erorii inițiale. În interpretarea geometrică dată de Wolf et al. (1985), informația creată de sistem este reprezentată ca o schimbare a volumului, definit cu ajutorul axelor principale ce expandează. Suma exponenților Lyapunov corespunzători acestor axe, adică a celor pozitivi, este egală cu așa numita entropie Kolmogorov (K) sau cu rata medie a câștigului de informație (Eckman și Ruelle 1985):

$$K = \sum_{\lambda_i > 0} \lambda_i . \quad (5.25)$$

Observație: Noțiunea de entropie Kolmogorov va fi definită în subcapitolul următor.

Pentru calcularea spectrului exponenților Lyapunov se utilizează algoritmi, care sunt specializați în funcție de specificul problemei date. Astfel, dacă sunt cunoscute ecuațiile diferențiale ce descriu sistemul dinamic, un algoritm ce implică rezolvarea numerică a celor N ecuații ale sistemului pentru $N+1$ condiții inițiale apropiate, este dat în lucrarea lui Wolf et al. (1985). Pentru aplicații experimentale există de asemenea diferiți algoritmi propuși de cercetători, care calculează fie cel mai mare exponent Lyapunov, fie spectrul exponenților pozitivi, or întreg spectrul de exponenți.

În subcapitolele următoare vom exemplifica spectre ale exponenților Lyapunov pentru diferite sisteme și vom arăta cum un asemenea spectru poate fi legat de dimensiunea fracționară a atractorului straniu corespunzător.

Mai trebuie remarcat și rolul important al parametrilor care apar în ecuațiile ce descriu un sistem dinamic dat. Schimbarea valorilor acestor parametri conduce, în general, la modificarea spectrului exponenților Lyapunov, dar poate modifica nu numai tipul spectrului, ci și tipul atractorului.

Observație: Dependența sensibilă de condițiile inițiale, asociată cu divergerea traiectoriilor, poate să apară și în cazul sistemelor dinamice liniare, deci nu este o caracteristică a sistemelor neliniare. Pentru ca sistemul să fie haotic, dependența sensibilă de condițiile inițiale, asociată cu creșterea exponențială a distanței dintre traiectorii, trebuie să implice necondiționat și finitudinea traiectoriilor. Cele două condiții se realizează când exista atât un proces de *întindere* cât și unul de *pliere*, procesul de pliere fiind specific sistemelor *neliniare*.

5.3.2. Entropia Kolmogorov - Sinai

Entropia Kolmogorov, K , denumită și entropia Kolmogorov-Sinai, $K-S$, sau entropia metrică, este mărimea care măsoară cât de haotic este un sistem dinamic. Această mărime trebuie înțeleasă în contextul diferenței esențiale dintre o evoluție haotică, care generează continuu informație nouă, și o evoluție predictibilă, care nu are această proprietate. Pentru a înțelege cum sistemul dinamic haotic generează informație, să considerăm două condiții inițiale, care nu pot fi deosebite în spațiul fazelor, în limita preciziei de măsurare date. Ca urmare a faptului că sistemul haotic are o dependență sensibilă de condițiile inițiale, cele două condiții inițiale vor genera traiectorii care vor diverge exponențial. Astfel, având două traiectorii diferite, am obținut o nouă informație, adică informația că au existat inițial două condiții inițiale confundate. Dacă sistemul este nehaotic, cele două condiții inițiale indiscernabile, în limita preciziei date, vor genera traiectorii de asemenea indiscernabile, și nu avem nici o informație despre diferența dintre ele [Jefferies1989].

Pentru definirea entropiei K , se utilizează așa numita *entropie informațională* sau *entropie Shannon*, H_S , care este un număr ce caracterizează gradul de incertitudine în ceea ce privește realizarea unui eveniment probabilistic. Să admitem că într-un experiment există n realizări posibile, cu probabilitățile: p_1, p_2, \dots, p_n . (Un exemplu intuitiv este aruncarea zarului, fiecare latură a acestuia, cu numărul înscris pe ea, realizându-se cu o anumită probabilitate). Entropia Shannon este definită cu relația:

$$H_S = \sum_{i=1}^n p_i \ln \frac{1}{p_i} \quad (5.26)$$

unde se admite că, dacă $p = 0$, atunci $p \ln 1/p = 0$.

Dacă una din probabilități este egală cu 1, iar restul sunt nule, atunci, conform cu relația de mai sus, $H_S = 0$, neexistând nici o incertitudine privind realizarea evenimentului. (Amintim că $p_1 + p_2 + \dots + p_n = 1$, unde, în limbaj probabilistic, valoarea 1 este atașată certitudinii).

Dacă probabilitățile sunt egale, adică $p_1 = p_2 = \dots = p_n = 1/n$, acesta fiind cazul cu cea mai mare incertitudine privind realizarea uneia dintre posibilități, entropia Shannon corespunzătoare are valoarea cea mai mare $H_S = \ln n$.

Entropia Kolmogorov-Sinai, $K-S$, se definește considerând limita $n \rightarrow \infty$. Această entropie măsoară rata medie de creștere în timp a informației. Mai întâi se evaluează rata de creștere a informației pentru partiția C , adică $K_\mu(C)$.

$$K_\mu(C) = \lim_{n \rightarrow \infty} [H(C^{(n+1)}) - H(C^{(n)})] = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} H(C^{(n)}), \quad (5.27)$$

cu observația că această cantitate depinde de alegerea partiției inițiale, C .

Pentru a obține entropia Kolmogorov, K_μ , se consideră supremul tuturor valorilor posibile $K_\mu(C)$, când partiția C devine din ce în ce mai fină.

$$K_\mu = \sup K_\mu(C) \quad (5.28)$$

Din relațiile (5.27) și (5.28) se poate observa că pentru ca K_μ să fie finit, $H_\mu(C^{(n)})$ trebuie să crească la fel ca n sau, de fapt, că numărul celulelor în partiția $C^{(n)}$ să crească exponențial cu n . Aceasta poate fi legată de divergența exponențială a traiectoriilor ce pleacă din aproape aceleași condiții inițiale, proprietate specifică sistemelor haotice, și care sugerează că:

- valorile pozitive ale lui K_μ sunt un indicator al comportamentului haotic și că trebuie să existe o legătură între entropia K_μ și exponenții Lyapunov.

Această legătură a fost stabilită de Peşin (1977) și este cunoscută ca *egalitatea Peşin*:

$$K_\mu = \sum_{\lambda_i > 0} \lambda_i, \quad (5.29)$$

unde: λ_i sunt exponenții Lyapunov pozitivi [Kenedy1993a], [Kenedy1993b].

5.4. Sisteme dinamice tridimensionale cu comportament haotic

5.4.1. Modelul Lorenz

Meteorologul Edward Lorenz (1963) a propus, pentru analiza teoretică a experimentului de convecție Rayleigh-Bénard, un sistem simplificat al ecuațiilor complicate ce descriu comportamentul real al fluidului conținut între cele două plăci orizontale. Acest sistem, care-i poartă numele, este de fapt un sistem autonom de trei ecuații diferențiale neliniare cuplate [Cuomo1993].

Lorenz a obținut următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= -\sigma X + \sigma Y \\ \dot{Y} &= -YZ + rXY - Y \\ \dot{Z} &= XY - bZ \end{aligned} \quad (5.30)$$

unde derivatele sunt considerate în raport cu un timp normalizat $\tau = \frac{\pi^2}{h^2} (1 + a^2) kt$,

$\sigma = \frac{\nu}{k}$ este numărul Prandtl; $b = \frac{4}{(1 + a^2)}$, iar $r = \frac{R}{R_C} \sim \Delta T$.

În sistemul (5.30), care este tocmai modelul Lorenz, σ , b și r sunt parametri reali, pozitivi, adimensionali. Dintre aceștia σ , și b sunt parametri ce caracterizează sistemul, iar r , care este proporțional cu ΔT , este considerat parametru de control. Semnificația variabilelor în acest model este următoarea:

- X este proporțional cu viteza curentului de fluid în mișcare circulară;
- Y caracterizează diferența de temperatură dintre elementele de fluid ascendente și cele descendente;

- Z este proporțional cu deviația profilului vertical de temperatură față de valoarea sa de echilibru.

Deși modelul Lorenz este o aproximare simplificată a ecuațiilor diferențiale ce descriu fenomenul real de convecție el evidențiază o dinamică complexă, ce include și un comportament haotic, atunci când se iau în considerare diferite valori ale parametrilor sistemului.

În continuare, ne propunem să prezentăm o analiză a acestui sistem neliniar, de trei ecuații diferențiale de ordinul întâi în timp, autonome.

Ne amintim că un asemenea sistem poate prezenta un comportament haotic, având în vedere că dimensiunea sa este $N=3$. De asemenea, acest sistem este disipativ pentru că există contracția volumelor din spațiul fazelor sistemului, de-a lungul traiectoriilor de fază.

Astfel, scriind sistemul (5.30) în formă vectorială:

$$\frac{d\vec{X}}{dt} = \vec{F}[\vec{X}(t)] \quad (5.31)$$

din teorema divergenței:

$\frac{dV(t)}{dt} = \int \nabla \vec{F} \cdot d\vec{X}$, obținem $\nabla \vec{F} = -\sigma - 1 - b$, astfel că pentru σ și b pozitivi, $\nabla \vec{F} < 0$, ceea ce indică o contracție a volumului din spațiul fazelor, caracteristică sistemelor disipative. Prin urmare, modelul Lorenz poate avea mulțimi atrătoare.

Vom începe analiza acestui model prin investigarea existenței posibile a stărilor celor mai simple, a stărilor de echilibru, descrise de punctele fixe din spațiul fazelor sistemului și analiza stabilității lor [Precup2007].

Aceste stări se determină considerând $\frac{d\vec{X}}{dt} = 0$, ceea ce conduce la următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned} \sigma(Y - X) &= 0 \\ rX - XZ - Y &= 0 \\ XY - bZ &= 0 \end{aligned} \quad (5.32)$$

Soluțiile acestui sistem sunt: $X=Y=Z=0$ și $X = Y = \pm\sqrt{b(r-1)}$, iar $Z = r-1$.

Astfel, sistemul Lorenz are trei posibile stări de echilibru:

- Starea O: $X^* = Y^* = Z^* = 0$; (5.33)
- Stările C și C': $X^* = Y^* = \pm\sqrt{b(r-1)}$, $Z^* = r-1$, pentru $r > 1$.

Prima stare corespunde situației când fluidul nu se află în mișcare, fiind prezent doar fluxul termic prin procesul de conductibilitate. A doua situație, pentru $r > 1$, corespunde apariției mișcării de convecție Bénard a fluidului.

Să analizăm în continuare stabilitatea acestor stări, adică stabilitatea acestor puncte fixe. Pentru aceasta se liniarizează sistemul Lorenz în raport cu fiecare stare, adică se consideră $X=X^*+x(t)$, $Y=Y^*+y(t)$.

Astfel, obținem starea O, obținem:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= \sigma(y - x) \\ \frac{dy}{dt} &= rx - y \\ \frac{dz}{dt} &= -bz \end{aligned} \quad (5.34)$$

Matricea de stabilitate, adică matricea Jacobianului, pentru această stare este:

$$\begin{pmatrix} -\sigma & \sigma & 0 \\ r-z & -1 & -x \\ y & x & -b \end{pmatrix}_{x=y=z=0} = \begin{pmatrix} -\sigma & \sigma & 0 \\ r & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -b \end{pmatrix} \quad (5.35)$$

iar ecuația caracteristică, adică ecuația cu valori proprii, are forma:

$$\begin{vmatrix} -\sigma - \lambda & \sigma & 0 \\ r & -\lambda - 1 & 0 \\ 0 & 0 & -b - \lambda \end{vmatrix} = 0 \quad (5.36)$$

sau

$$(b + \lambda)[\lambda^2 + (\sigma + 1)\lambda + \sigma(1 - r)] = 0, \quad (5.37)$$

unde λ , rădăcinile acestei ecuații, sunt valorile proprii.

Rezolvând ecuația (5.37), obținem:

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma + 1}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{(\sigma + 1)^2 + 4(r - 1)\sigma}, \quad (5.38.a)$$

$$\lambda_3 = -b, \quad (5.38.b)$$

astfel că cele trei soluții $\lambda_{1,2,3}$ sunt soluții reale pentru $r > 0$.

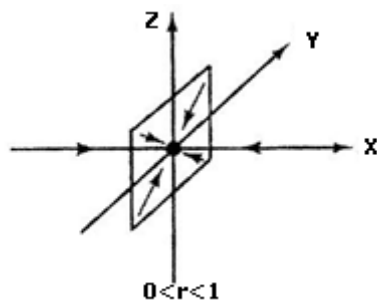


Fig.5.11. Punctul fix, O , este un punct de echilibru hiperbolic atractiv

Dacă $r < 1$, soluțiile $\lambda_{1,2,3}$ sunt negative, ceea ce indică faptul că pentru aceste valori ale parametrului r , starea O este *stabilă*. Se spune că pentru $0 < r < 1$, punctul fix O este un punct de echilibru *hiperbolic atractiv* (*hyperbolic sink*). Această stare poate fi ilustrată grafic conform figurii 5.11.

Pentru $r = 1$, soluțiile (5.38.a) devin: $\lambda_1 = 0$, $\lambda_2 = -(\sigma + 1)$ și $\lambda_3 = -b$. În această situație, când una din valorile proprii este nulă, punctul fix, O , devine *marginal stabil*.

La $r = 1$, printr-o *bifurcație furculiță* (a *pitchfork bifurcation*), ia naștere cea de a doua stare (C, C'), care corespunde apariției rulourilor de convecție.

Pentru $r > 1$, $\lambda_1 > 0$, iar $\lambda_{2,3} < 0$. Apariția unei valori proprii pozitive ($\lambda_1 > 0$) indică faptul că starea O este acum reprezentată, în spațiul fazelor sistemului, de un *punct șa* (*saddle point*). Aceasta înseamnă că traiectoriile din planul YOZ sunt atrase spre punctul fix O , dar sunt respinse în direcția lui OX . Punctul fix O are astfel o varietate stabilă bidimensională (planul YOZ) și una instabilă unidimensională, perpendiculară pe acest plan.

Această situație este reprezentată grafic în figura 5.12.

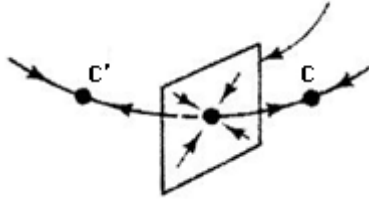


Fig.5.12. Punctul fix, O , are o varietate stabilă bidimensională (planul YOZ) și una instabilă, unidimensională, perpendiculară pe acest plan

Pierderea stabilității tridimensionale a punctului fix, O , coincide cu apariția punctelor fixe C și C' , situate simetric în raport cu axa OZ , care devin punctele atrătoare ale sistemului. Bazinele de atracție ale acestor atrătoare au ca frontieră tocmai varietatea bidimensională stabilă a lui O , iar în punctele C și C' se poate ajunge de-a lungul varietății instabile a lui O , așa cum este ilustrat în figura 5.12.

Pentru starea descrisă de relațiile (5.33), sistemul liniarizat are forma:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= \sigma(y - x) \\ \frac{dy}{dt} &= x - y - \sqrt{b(r-1)}z \\ \frac{dz}{dt} &= \sqrt{b(r-1)}(x + y) - bz \end{aligned} \quad (5.39)$$

Ecuția sa caracteristică este:

$$\begin{vmatrix} -\sigma - \lambda & \sigma & 0 \\ 1 & -1 - \lambda & \sqrt{b(r-1)} \\ \sqrt{b(r-1)} & \sqrt{b(r-1)} & -b - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

$$\text{sau : } \lambda^3 + (\sigma + b + 1)\lambda^2 + b(\sigma + r)\lambda + 2b\sigma(r-1) = 0. \quad (5.40)$$

Și în acest caz ne interesează tipul soluțiilor, adică tipul valorilor proprii, dar pentru $r > 1$.

Se știe că: $\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 = -2b\sigma(r-1)$, astfel că, dacă $r > 1$, atunci $\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 < 0$. Aceasta înseamnă că una din rădăcini este reală și negativă (de exemplu λ_1), iar celelalte două ($\lambda_2 \lambda_3$) sunt fie reale și de același semn, fie complex conjugate.

Să urmărim mai întâi ce se întâmplă în vecinătatea valorii $r=1$, când r este puțin mai mare decât unu.

Pentru $r=1$, ecuația caracteristică (5.40), devine:

$$\lambda^3 + (\sigma + b + 1)\lambda^2 + b(\sigma + 1)\lambda = 0 \text{ sau } \lambda[\lambda^2 + (\sigma + b + 1)\lambda + b(\sigma + 1)] = 0$$

astfel că :

$$\lambda_1 = 0 \text{ și } \lambda_2 \lambda_3 = -\frac{1}{2}(\sigma + b + 1) \pm \frac{1}{2}\sqrt{(\sigma + b + 1)^2 - 4b(\sigma + 1)}.$$

Se verifică ușor că $\lambda_2 = -b$ și $\lambda_3 = -(\sigma + 1)$.

Prezența unei valori proprii nule indică faptul că pentru $r=1$ starea de convecție este marginal stabilă.

Pentru $r > 1$, dar în vecinătatea acestei valori, toate cele trei rădăcini sunt negative, indicând faptul că starea de convecție este stabilă.

Crescând în continuare valoarea lui r , această stare stabilă se menține până când parametrul atinge o anumită valoare, fie $r=r_s$.

Astfel, pentru $1 < r < r_s$, iar $\lambda_1 < 0$, $\lambda_2 \lambda_3$ sunt reale și negative. Punctele fixe C și C' sunt astfel atractorii stabili ai sistemului, așa cum este ilustrat în figura 5.12.

La valoarea $r=r_s$, valorile proprii $\lambda_2 \lambda_3$, pentru ambele puncte fixe C și C' devin complex conjugate cu părțile reale negative.

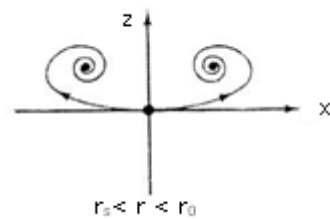


Fig.5.13. Orbitele tind spre cele două puncte fixe C și C' , prin traiectorii spirale în jurul acestora

Această situație se caracterizează prin aceea că orbitele tind spre cele două puncte fixe, descriind spirale în jurul acestora. În figura 5.13 este ilustrată această comportare.

Astfel, orbitele, ce pleacă pe varietatea unidimensională instabilă a punctului fix O , întotdeauna ajung pe una din varietățile tridimensionale stabile ale punctelor fixe C și C' acestea fiind *focare stabile*.

Crescând în continuare valoarea parametrului r , se poate observa că situația descrisă mai sus se menține, doar că spiralele devin din ce în ce mai largi, până când, la o valoare $r = r_0$, se creează o orbită homoclinică pentru O . Orbita ce pleacă din origine, de-a lungul varietății instabile a punctului O , face o buclă în jurul lui C , sau a lui C' în funcție de direcția inițială de plecare și se întoarce din nou în origine de-a lungul varietății stabile a acestuia. O asemenea orbită homoclinică a fost găsită numeric, pentru $\sigma = 10$ și $b = \frac{8}{3}$, la $r = r_0 = 13.56\dots$

În figura 5.14 este ilustrată, calitativ, proiecția unei asemenea orbite în planul XOZ .

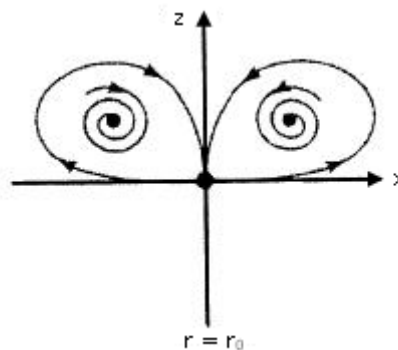
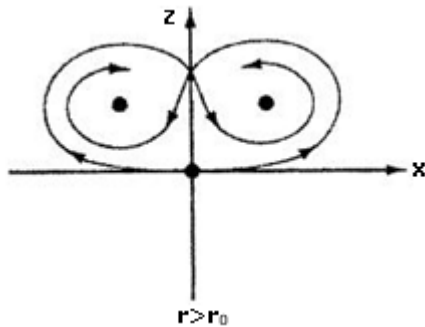


Fig.5.14. Orbita ce pleacă din origine, de-a lungul varietății instabile a punctului O , face o buclă în jurul lui C , sau a lui C' în funcție de direcția inițială de plecare și se întoarce din nou în origine, de-a lungul varietății stabile a acesteia

Atât timp cât, pe lângă una din rădăcini negativă, celelalte două rădăcini ale ecuației caracteristice sunt complex conjugate, dar cu partea reală negativă, cei doi atractori C și C' sunt singurii atractori ai sistemului și sunt stabili. Orbitele tipice sunt

atrase spre acești atractori fie pe direcția corespunzătoare varietății stabile, fie prin deplasare în spirală spre aceștia.



Pentru $r > r_0$, s-a constatat că sistemul are și un comportament haotic, dar fără a avea atractori. Acesta este așa numitul **haos metastabil** sau **haos tranzient**, caracterizat prin existența unor orbite periodice instabile sau a orbitelor aperiodice, C și C' rămânând de fapt singurii atractori. În figura 5.15 este ilustrată proiecția în planul XOZ a traiectoriei de fază în cazul acestui regim.

Fig.5.15. Traiectoria de fază tipică pentru $r > r_0$

Crescând în continuare valoarea lui r , la $r=r_1$, apreciată numeric ca fiind $r_1 \approx 24.06 \dots$, metahaosul se schimbă devenind unul atractor, printr-o așa numită criză.

Crescând mai mult valoarea parametrului r , se ajunge la o valoare $r=r_2$, când partea reală a rădăcinilor, adică a valorilor proprii complex conjugate, se anulează. La această valoare are loc o **bifurcație Hopf**. Valoarea lui r_2 poate fi determinată analitic astfel:

La $r=r_2$, $\lambda_2\lambda_3 = \pm i\lambda_0$, astfel că ecuația caracteristică poate fi scrisă sub forma:

$$\lambda^3 - \lambda_1\lambda^2 + \lambda_0^2\lambda - \lambda_1\lambda_0^2 = 0.$$

Comparând această ecuație cu (5.40), adică cu ecuația:

$$\lambda^3 + (\sigma + b + 1)\lambda^2 + b(\sigma + r)\lambda + 2b\sigma(r - 1) = 0,$$

obținem:

$$\lambda_1 = -(\sigma + b + 1) \text{ și } \lambda_0 = \pm\sqrt{b(\sigma + r_2)}.$$

Dar $\lambda_1\lambda_0^2 = -2b\sigma(r_2 - 1)$. Am ținut cont aici de faptul că produsul celor trei rădăcini ale ecuației este egal cu termenul liber al polinomului de gradul trei, luat cu semnul minus. De aici obținem imediat

$$r_2 = \frac{\sigma(\sigma + b + 3)}{\sigma - b - 1} \tag{5.41}$$

Observăm că $r_2 > 0$ numai dacă $\sigma > b + 1$. Numeric $r_2 \approx 24.74 \dots$

Astfel, pentru $r_1 < r < r_2$, adică pentru un interval relativ mic al valorilor parametrului r , există trei posibili atractori, cu bazinele de atracție corespunzătoare și anume: C , C' și atractorul haotic.

Pentru $r > r_2$, părțile reale ale valorilor proprii complex conjugate devin pozitive, ceea ce înseamnă că stările C și C' își pierd stabilitatea, singurul **atractor stabil** rămânând **atractorul haotic**.

Orice orbită, care ajunge aproape de varietatea bidimensională, acum instabilă, a lui C sau C' , va fi respinsă pe spirală de acesta, comportare justificată de prezența părților reale pozitive ale valorilor proprii complex conjugate. Dar orbita, datorită formei particulare a neliniarității, nu descrie spirale, tinzând la infinit. Mai devreme sau mai târziu ea va ajunge în vecinătatea stabilă a celuiilalt punct fix spre care va fi atrasă și de unde va începe din nou să descrie spirale spre exterior de un

anumit număr de ori până va fi atrasă de primul punct fix (focus) și așa mai departe.

Comportarea sistemului a fost studiată numeric de Lorenz pentru următoarele valori ale parametrilor: $\sigma = 10$, $b = \frac{8}{3}$ și $r=28$. El a observat că orbita

din spațiul fazelor sistemului începe să descrie bucle, ce se măresc, în jurul unuia dintre focare (care este instabil). După câteva asemenea loopinguri, traiectoria părăsește această comportare îndreptându-se monoton spre cel de al doilea focar în jurul căruia începe să descrie bucle pe o spirală ce se răsfiră. Apoi, după ce a efectuat câteva bucle, revine din nou la primul focar descriind aceeași mișcare. Lorenz a generat astfel atractorul haotic, care avea apoi să-i poarte numele. Într-adevăr, observăm că $r=28 > r_2$.

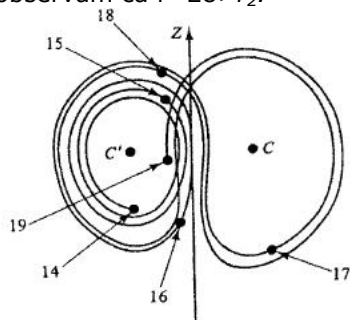


Fig.5.16. Proiecția în planul YOZ a traiectoriei de fază care descrie spirale în jurul celor două puncte fixe C și C'

În figura 5.16 este ilustrată proiecția în planul YOZ a traiectoriei de fază care conduce la generarea atractorului Lorenz. Atractorul Lorenz (figura 5.17.) este un atractor straniu, structura sa fiind una fractal. Dimensiunea atractorului, calculată fie cu ajutorul algoritmului dimensiunii capacitate fie cu algoritmul propus de Kaplan-Yorke este $D_0=2.06$.

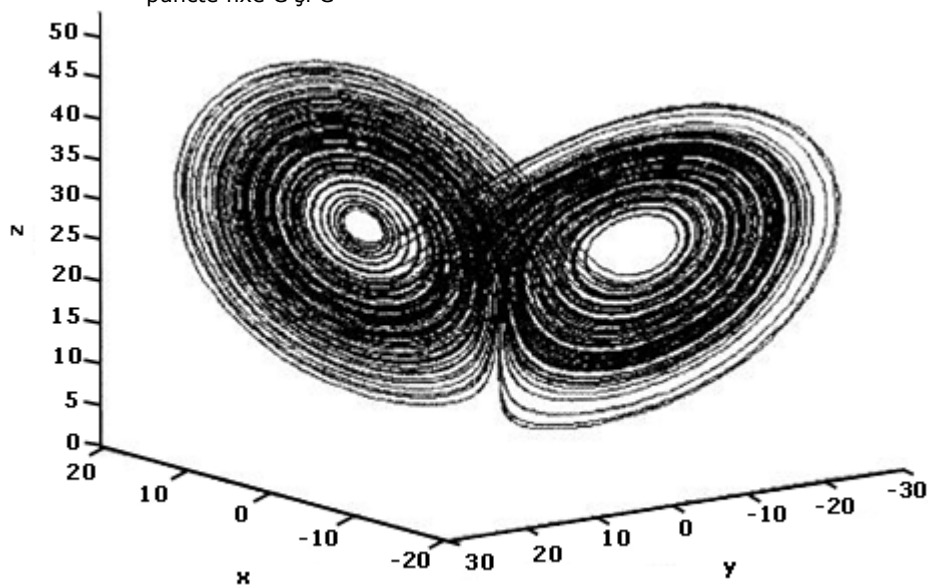


Fig.5.17. Atractorul Lorenz - o reprezentare tridimensională

Este important de remarcat aici că atât intervalul de timp, cât și traiectoria care se află în vecinătatea unui focar, dar și *numărul de bucle* efectuate, sunt cu totul întâmplătoare. Se constată, de asemenea, o dependență sensibilă de condițiile

inițiale. O schimbare cât de mică a acestora conduce la o nouă traiectorie, care efectuează un alt număr de bucle într-un alt interval de timp în jurul focarelor.

Comportarea sistemului Lorenz, în funcție de diferitele valori ale parametrului r , descrisă mai sus, este intuitiv ilustrată pe schema de mai jos prezentată în figura 5.18.

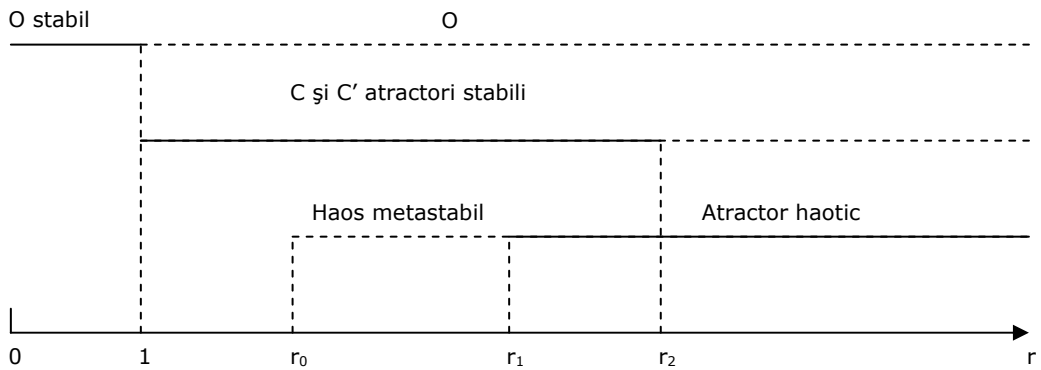
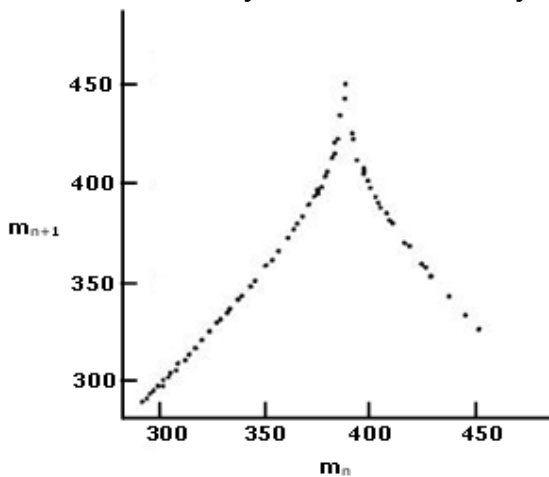


Fig.5.18. Comportarea sistemului Lorenz în funcție de diferitele valori ale parametrului r

Luând în considerare valorile parametrilor utilizați de Lorenz, adică $\sigma = 10$, $b = \frac{8}{3}$ și $r=28$, putem calcula $\nabla \vec{F} = -\sigma - 1 - b = -13.666$, astfel că din teorema divergenței obținem factorul de contracție a volumului din spațiul fazelor. Acesta este $e^{-13.666t}$, ceea ce indică o contracție puternică a volumului.

În subcapitolul anterior am arătat că, în cazul unor contracții puternice în spațiul fazelor sistemului (era vorba de iterații bidimensionale), există posibilitatea utilizării unor rezultate obținute din analiza iterațiilor unidimensionale.



Un asemenea demers poate fi utilizat și în cazul modelului Lorenz pentru parametrii de mai sus, adică în domeniul atractorului straniu. Astfel, Lorenz (1963) a înregistrat succesiunea de maxime, m_n , ale funcției $Z(t)$ și a reprezentat apoi m_{n+1} în funcție de m_n . Punctele rezultate aproximează o iterație unidimensională de tip cort, (figura 5.19.), ceea ce indică un comportament haotic. Acest comportament este evident și din calculul exponentului Lyapunov,

care este pozitiv, deoarece $\left| \frac{dm_{n+1}}{dm_n} \right| > 1$.

Fig.5.19. Iterația de tip cort obținută prin reprezentarea maximelor $Z(t)$ din modelul Lorenz

Crescând din ce în ce mai mult valoarea parametrului r , s-a constatat existența unor ferestre cu orbite periodice în care apar bifurcații de tipul celor

întâlnite în cazul iterației logistice, regăsindu-se chiar și constantele Feigenbaum, dar nu a mai fost observat un alt atractor haotic.

Modelul Lorenz a fost și este încă intens studiat numeric, luându-se în considerare diferite valori ale parametrilor.

5.4.2. Modelul Rössler

Modelul propus de germanul Otto Rössler a fost descoperit de acesta ca urmare a lucrărilor sale din domeniul cineticii chimice. El este un sistem autonom de trei ecuații cuplate, cu o singură neliniaritate pătratică. Sistemul derivă din ecuația Navier-Stokes, având astfel o strânsă legătură cu studiul curgerii fluidelor.

Ecuatiile acestui sistem sunt următoarele:

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= -(y + x) \\ \frac{dy}{dt} &= x + ay \\ \frac{dz}{dt} &= -b + z(x - c)\end{aligned}\tag{5.42}$$

unde a , b și c sunt parametri reali.

Se poate ușor calcula, din sistemul de ecuații obținut prin anularea derivatelor din (5.42), că sistemul Rössler are două puncte fixe, adică două stări de echilibru, F_{\pm} , date de soluțiile:

$$\begin{aligned}x_{\pm} &= \frac{c \pm \sqrt{c^2 - 4ab}}{2} \\ y_{\pm} &= \frac{c \pm \sqrt{c^2 - 4ab}}{2a} \\ z_{\pm} &= \frac{c \pm \sqrt{c^2 - 4ab}}{2a}\end{aligned}\tag{5.43}$$

În continuare nu vom intra în detaliile unui studiu analitic al acestui sistem, ci vom apela la investigarea efectuată numeric a acestuia. Astfel, dacă se aleg următoarele valori ale parametrilor: $a=0.398$, $b=2$ și $c=4$, traiectoria descrie în spațiul fazelor sistemului un atractor straniu, atractorul Rössler. Acesta este ilustrat în figura 5.20.

Punctul fix, F_{-} , este localizat în mijlocul atractorului și este un focar și (*saddle focus*) având o varietate instabilă bidimensională (de fapt, în esență, o spirală instabilă în planul XOY). Pe această varietate se așează traiectoria de fază în atractorul haotic.

Punctul fix, F_{+} , se află în afara regiunii atractorului. Când traiectoria de fază părăsește planul XOY , devine activă neliniaritatea sistemului, $z(x-c)$, și traiectoria ajunge în vecinătatea punctului fix F_{+} .

Acesta este, la rândul său, un focar și a cărui varietate instabilă unidimensională trimite traiectoria de fază de-a lungul varietății stabile unidimensionale a focarului F_{-} . Apoi, evoluția descrisă anterior se reia de la capăt.

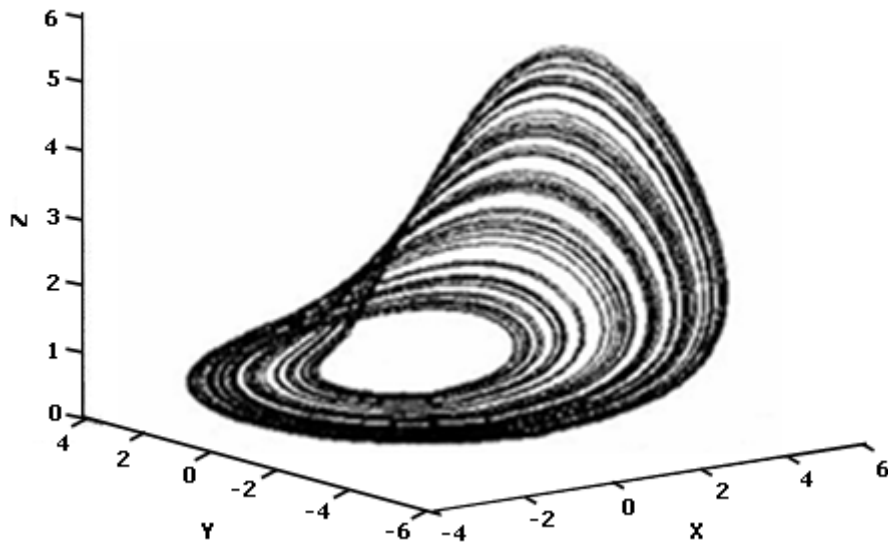


Fig.5.20. Atractorul Rössler

O prezentare schematică a celor două puncte fixe, cu varietățile lor, este dată în figura 5.21.

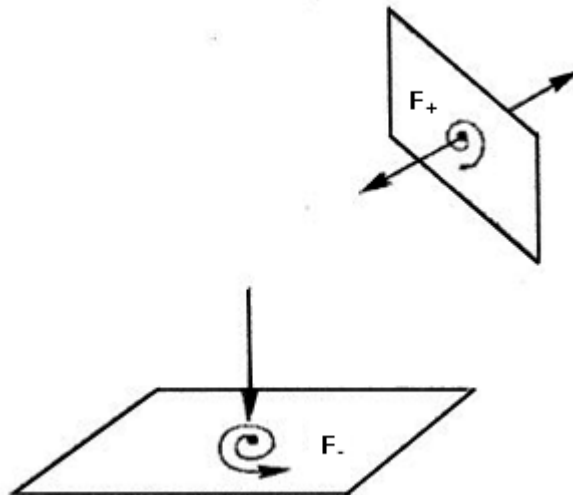


Fig.5.21. O prezentare schematică a celor două puncte fixe, F_{\pm} , cu varietățile lor

Atractorul Rössler este considerat, din punct de vedere topologic, un model al colii de hârtie (*the paper-sheet model*), format dintr-o bandă obișnuită și una de tip Moebius. De fapt, el este imaginat drept o simplă panglică întinsă și apoi pliată.

Procesele de întindere și pliere pot fi observate dacă se construiește iterația inversabilă (*the return map*) a atractorului. O asemenea iterație este ilustrată în

figura 5.22 pentru următoarele valori ale parametrilor: $a=0.432$, $b=2$, $c=5$. S-a efectuat secționarea Poincaré a atractivului cu planul $P \equiv \{(y_n, z_n) \in R \mid x_n = x_{-}, \dot{x}_n > 0\}$ și s-au înregistrat valorile lui y_n . Reprezentând y_{n+1} în funcție de y_n s-a obținut o iterație unidimensională cu un maxim rotund de tipul iterației logistice:

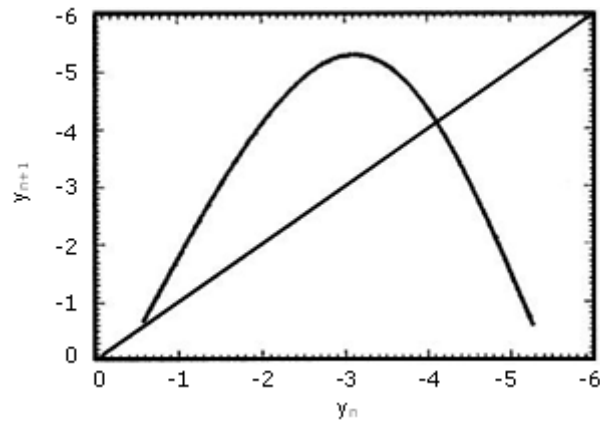


Fig.5.22. Iterația inversabilă construită prin secționarea Poincaré a atractivului Rössler

Când $a > 0.43295$, s-a observat ceea ce Rössler a denumit „*screw-type chaos*”, un haos multimodal, în modelul colii de hârtie mai apărând încă o bandă.

Analiza spectrului exponenților Lyapunov pentru modelului Rössler ne oferă, de asemenea, informații despre procesele de întindere și pliere. Cei trei exponenți Λ_1 , Λ_2 și Λ_3 , cu $\Lambda_1 \geq \Lambda_2 \geq \Lambda_3$, care sunt respectiv $\Lambda_1 > 0$, $\Lambda_2 = 0$ și $\Lambda_3 < 0$, indică următoarele: Λ_1 este, în medie, rata cu care procesul de întindere se dezvoltă, iar Λ_3 este rata cu care procesul de pliere se reduce. De altfel, prezeța unui exponent Lyapunov pozitiv este, un indiciu al comportamentului haotic.

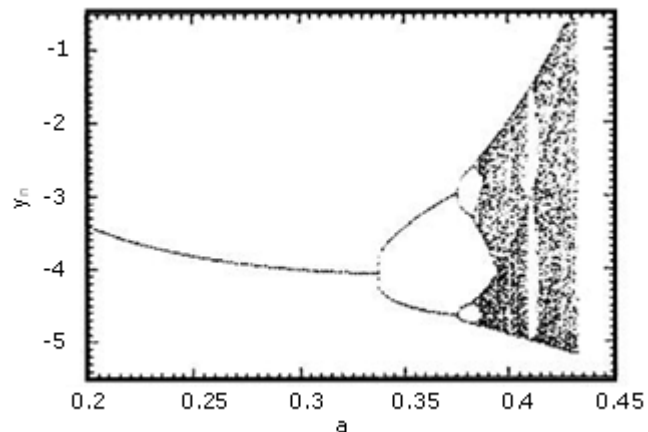


Fig.5.23. Diagrama de bifurcație pentru valorile lui y_n în funcție de parametrul a

În figura 5.24 este reprezentat spectrul exponenților Lyapunov în funcție de parametrul a , ceilalți parametri fiind $b=2$ și $c=5$.

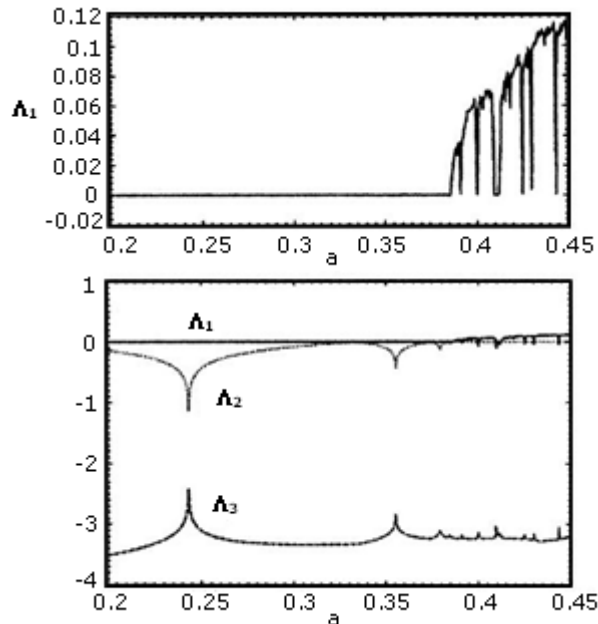


Fig.5.24. Spectrul exponenților Lyapunov în funcție de parametrul a , iar $b=2$ și $c=4$

Atractorul Rössler este unul haotic, dar și straniu, structura sa geometrică fiind una fractală. Dimensiunea atractorului este $D_0 > 3$.

5.4.3. Modelul Chua

Modelul Chua, sau oscilatorul Chua, este un circuit electric simplu cu un element neliniar (un rezistor neliniar), numit dioda Chua. Circuitul electric și caracteristica U-I a diodei sunt ilustrate în figura 5.25 (a) și (b).

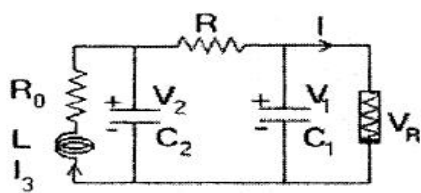


Fig.5.25(a) Circuitul electric cu dioda Chua

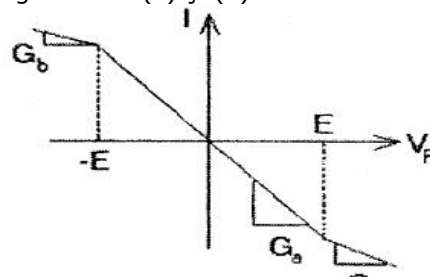


Fig.5.25(b) Caracteristica U-I a rezistorului neliniar

Comportarea acestui circuit este complexă incluzând-o și pe cea haotică. Deoarece sistemul are o comportare calitativ echivalentă cu o clasă largă de sisteme haotice, oscilatorul Chua a fost intens investigat.

Sistemul de ecuații care modelează oscilatorul Chua este:

$$\begin{cases} \frac{dV_1}{dt} = \frac{1}{C_1} \left(\frac{V_2 - V_1}{R} - f(V_1) \right) \\ \frac{dV_2}{dt} = \frac{1}{C_2} \left(\frac{V_1 - V_2}{R} - I_3 \right) \\ \frac{dI_3}{dt} = -\frac{1}{L} (V_2 - R_0 I_3) \end{cases} \quad (5.44)$$

cu caracteristica diodei descrisă de:

$$f(V_1) = G_b V_1 + 1/2(G_a - G_b) \left\{ |V_1 + E| - |V_1 - E| \right\} \quad (5.45)$$

Aceste ecuații pot fi scrise într-o formă adimensională astfel:

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = a(y - x - f(x)) \\ \frac{dy}{d\tau} = x - y + z \\ \frac{dz}{d\tau} = -\beta y - \gamma z \end{cases} \quad (5.46)$$

cu:

$$f(x) = bx + 1/2(a - b) \left\{ |x + 1| - |x - 1| \right\} \quad (5.47)$$

unde s-au utilizat notațiile:

$$\begin{aligned} x &= V_1/E; \quad y = V_2/E; \quad z = I_3; \quad \tau = t / RC_2; \\ a &= C_2 / C_1; \quad \beta = R^2 / C_2 L; \quad \gamma = RR_0 C_2 L; \\ a &= RG_a; \quad b = RG_b. \end{aligned} \quad (5.48)$$

Studiul analitic al acestui sistem implică determinarea stărilor de echilibru, al diferitelor regimuri oscilatorii și a stabilității acestora, în funcție de valorile parametrilor conținuți în sistem, precum și a comportamentului haotic.

În cele ce urmează vom prezenta doar rezultatele investigației numerice a sistemului (5.46) cu (5.47), unde s-a considerat: $a = -1.2$; $b = -0.9$; $a = 16.8RC_1$; $\beta = 25.58R$.

Astfel, o comportare oscilatorie a sistemului este ilustrată în figura 5.26, în care este reprezentat x în funcție de timp. Spectrul de putere, în acest caz, (vezi fig.5.27) prezintă un vârf accentuat la aproximativ 170 Hz. Constanta $RC_2 = 0.002$. Acest comportament este evidențiat și în diagrama de fază din figura 5.28

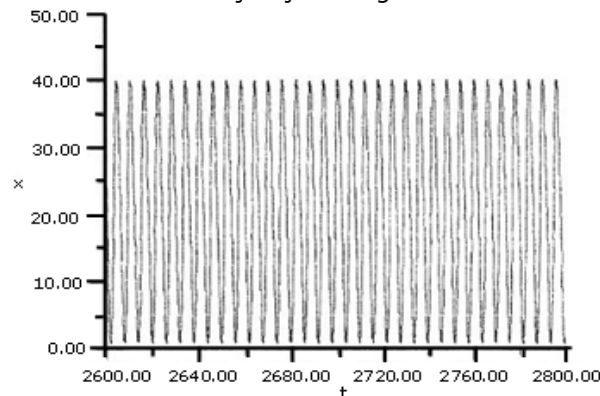


Fig.5.26. Comportarea oscilatorie a sistemului evidențiată pentru variabila x ($R=0.416$; $C_1=1$)

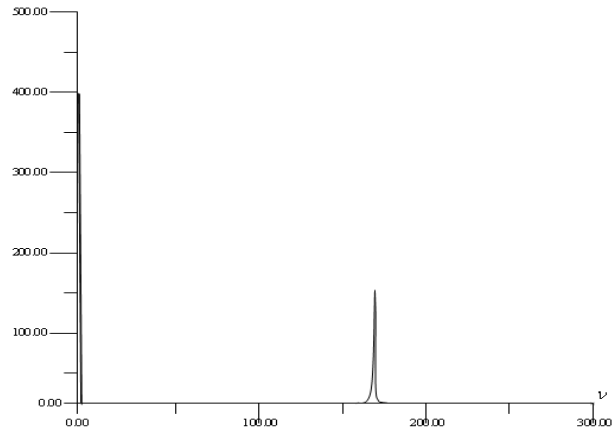


Fig.5.27. Spectrul de putere în cazul comportării oscilatorii ilustrate în Fig.5.26 pentru aceleași valori ale parametrilor

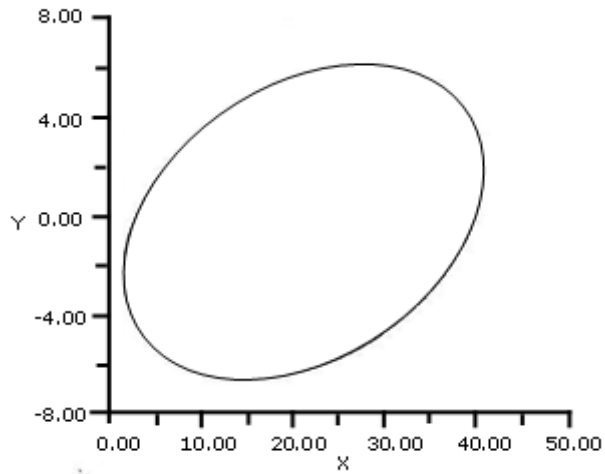


Fig.5.28. Diagrama de fază pentru situația ilustrată în Fig.5.26

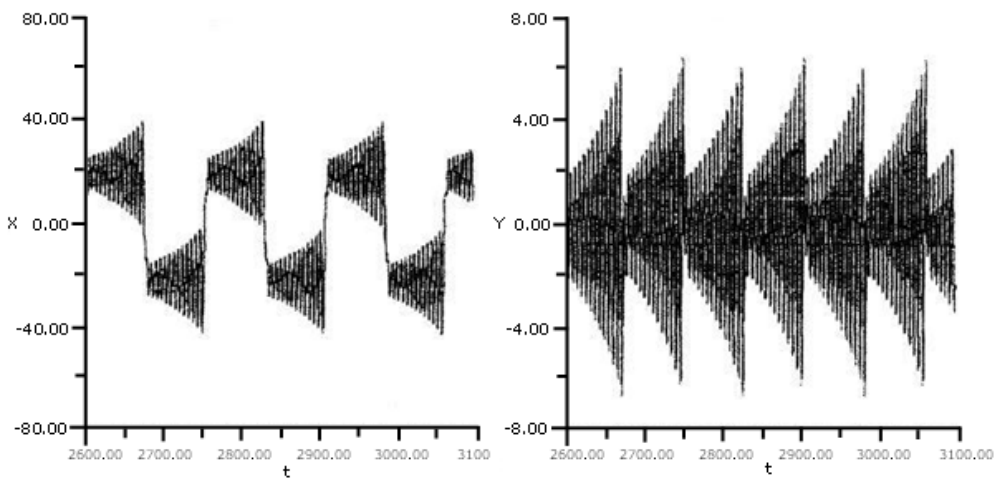


Fig.5.29. Oscilația periodică a lui x și oscilația periodică a lui y. ($R=0.46$; $C_1=1.01$)

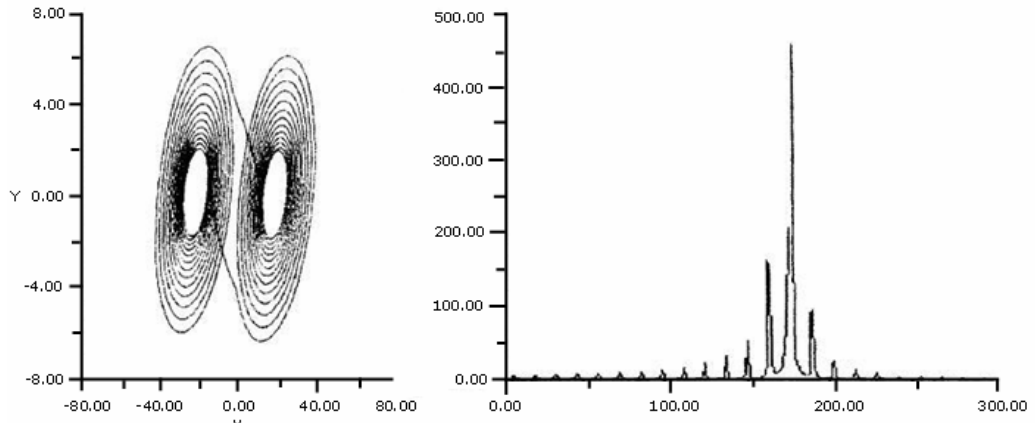


Fig.5.30. Diagramă de fază și spectrul de putere în cazul comportamentului oscilatoriu ilustrat în Fig.5.29

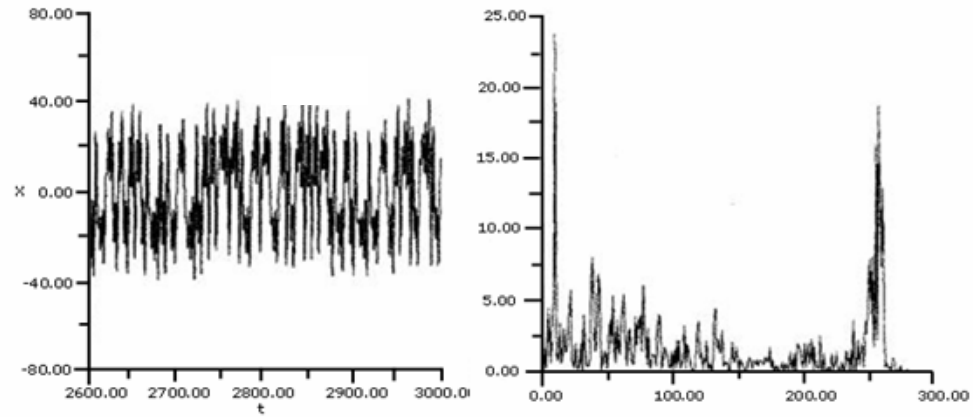


Fig.5.31. Oscilația haotică a sistemului și spectrul de putere a variabilei x. ($R=0.9$; $C_1*1.01$)

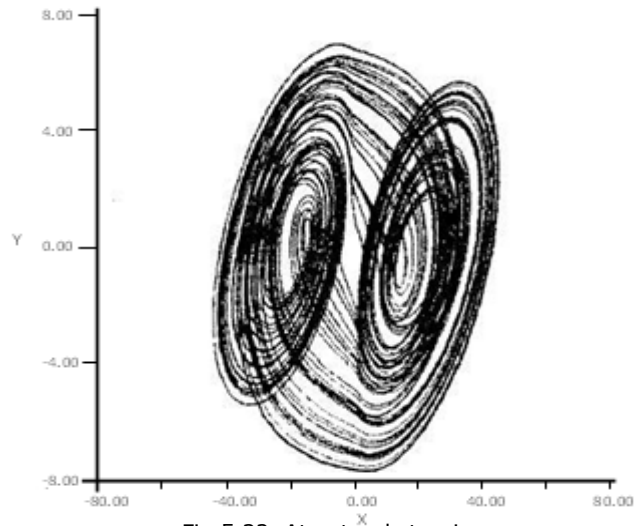


Fig.5.32. Atractorul straniu

Pentru alte valori ale parametrilor sistemul prezintă un comportament oscilatoriu cu mai multe perioade. În figura 5.29 este ilustrată comportarea variabilelor x , respectiv y , în timp. Diagrama de fază și spectrul de putere (figura 5.30) indică multiperiodicitatea acestei oscilații.

În figura 5.31 este ilustrată o oscilație haotică a sistemului. Spectrul de putere în acest caz este caracteristic acestui regim, iar diagrama de fază din figura 5.32 ilustrează prezența unui atractor straniu.

5.5. Reconstrucția spațiului fazelor și identificarea atractorului din datele experimentale

5.5.1. Considerații generale

Determinarea spațiului fazelor și a atractorului posibil conținut de acesta este una din problemele importante ale dinamicii haotice, atunci când este vorba de o investigație experimentală [Chen2010].

De regulă, într-un experiment se măsoară doar câteva mărimi fizice caracteristice procesului dat, uneori chiar numai una singură. Valorile pe care le ia această mărime, în timp, constituie așa numita *serie temporală*. Deși, la prima vedere, informația conținută într-o asemenea serie temporală poate părea a fi săracă pentru a putea modela procesul, adică pentru a putea stabili vectorul de stare N -dimensional, $\vec{x}(t)$, de fapt, ea oferă suficiente date pentru a identifica dinamica generală a acelu fenomen. Astfel, plecând de la seria temporală a valorilor unei singure variabile de stare, adică a unei singure componente a vectorului de stare, se poate reconstrui întregul spațiu al fazelor, se poate identifica atractorul și evalua dimensiunea acestuia.

Metoda poate fi înțeleasă pe baza următorului argument calitativ. Fie un sistem dinamic, a cărui stare la un moment de timp, t , dat, este specificată de N mărimi fizice, care definesc vectorul de stare, adică vectorul N -dimensional, \vec{x} .

Evoluția în timp a acestuia este descrisă de $\frac{d\vec{x}}{dt} = \vec{F}[\vec{x}(t)]$. Să admitem acum că, în

experimentul pe care îl efectuăm, nu putem determina toate cele N mărimi fizice ce descriu starea sistemului, ci doar o parte din ele, poate chiar numai una singură, sau putem cunoaște doar o funcție scalară de $\vec{x}(t)$. Este posibil ca, știind doar această funcție scalară, să putem obține informații privind evoluția stării întregului sistem? Răspunsul este afirmativ și a fost dat de Takens (1980), metoda propusă de acesta fiind cea a *coordonatelor întârziate* (*the delay coordinates method*).

Să notăm funcția scalară de $\vec{x}(t)$ cu $s(t)$, adică [Cuomo1993]:

$$S[\vec{x}(t)] = s(t) \quad (5.49)$$

Vectorul „întârziat”, $\vec{y}(t)$, se construiește având drept componente scalarul s , la momente diferite de timp, conform cu schema de mai jos:

$$\begin{aligned} s(t) &= y_1(t), \\ s(t - \tau) &= y_2(t), \\ s(t - 2\tau) &= y_3(t), \\ s(t - (m - 1)\tau) &= y_m(t) \end{aligned} \quad (5.50)$$

unde: t este un moment de timp fixat, τ este un interval de timp dat, iar $\vec{y}(t)$ este un vector m dimensional de componente $y_1(t), y_2(t), y_3(t), \dots, y_m(t)$.

Se poate demonstra că între vectorul N -dimensional, $\vec{x}(t)$ și vectorul m -dimensional, $\vec{y}(t)$, există o relație de legătură, astfel că structura atractivului din spațiul original al fazelor, spațiul vectorului $\vec{x}(t)$, este topologic echivalentă cu structura atractivului din spațiul fazelor $\vec{y}(t)$. Demonstrația este următoarea [Ott (1993)]:

Plecând de la sistemul N -dimensional, $\frac{d\vec{x}}{dt} = \vec{F}[\vec{x}(t)]$ și luând în considerare o condiție inițială $\vec{x}(t_0)$, sistemul se poate integra regresiv în timp, adică se poate obține: $\vec{x}(t_0 - \tau), \vec{x}(t_0 - 2\tau), \dots, \vec{x}(t_0 - m\tau)$.

Desigur, $\vec{x}(t_0 - m\tau)$ depinde unic de $\vec{x}(t_0)$, fiind o funcție de acesta (să ne amintim că traiectoriile de fază nu se pot intersecta), adică:

$$\vec{x}(t_0 - m\tau) = \vec{f}_m[\vec{x}(t_0)] \quad (5.51)$$

Generalizând relația (5.51) pentru orice moment de timp t , putem scrie:

$$\vec{x}(t - m\tau) = \vec{f}_m[\vec{x}(t)], \text{ unde } m=0, 1, 2, \dots \quad (5.52)$$

O funcție scalară $S[\vec{x}(t - m\tau)]$ se va scrie atunci astfel:

$$S[\vec{x}(t - m\tau)] = S\{\vec{f}_m[\vec{x}(t)]\} \quad (5.53)$$

Dar, ținând cont de (5.49), $S[\vec{x}(t - m\tau)] = s(t - m\tau)$, astfel că:

$$S[\vec{x}(t - m\tau)] = s(t - m\tau). \quad (5.54)$$

De aici, luând în considerare relația (5.50), vom avea, pentru diferitele valori ale lui m :

$$\begin{aligned} s(t) &= S\{\vec{f}_0[\vec{x}(t)]\} = y_1(t), \\ s(t - \tau) &= S\{\vec{f}_1[\vec{x}(t)]\} = y_2(t), \\ s(t - 2\tau) &= S\{\vec{f}_2[\vec{x}(t)]\} = y_3(t), \\ &\dots \end{aligned} \quad (5.55)$$

S-a demonstrat astfel că vectorul întârziat, $\vec{y}(t)$, este funcție de vectorul de stare original, $\vec{x}(t)$, iar topologic, dinamica în cele două spații de fază este echivalentă.

5.6. Reglajul sistemelor dinamice haotice

Am văzut că una din caracteristicile definitorii ale sistemelor dinamice haotic este dependența sensibilă de condițiile inițiale. O cât de mică perturbare a acestora are drept efect evoluții cu totul diferite ale sistemului. Să ne amintim de această proprietate urmărind, pe o simulare numerică, evoluțiile aceluiași sistem haotic, (iterația logistică), dar pentru două condiții inițiale puțin diferite. (figura 5.55).

Astfel, dacă la început cele două evoluții par a fi identice, după un anumit timp, ele apar ca fiind cu totul diferite.

Cum poate fi controlat un asemenea sistem a cărei evoluție pare a fi necontrolabilă?

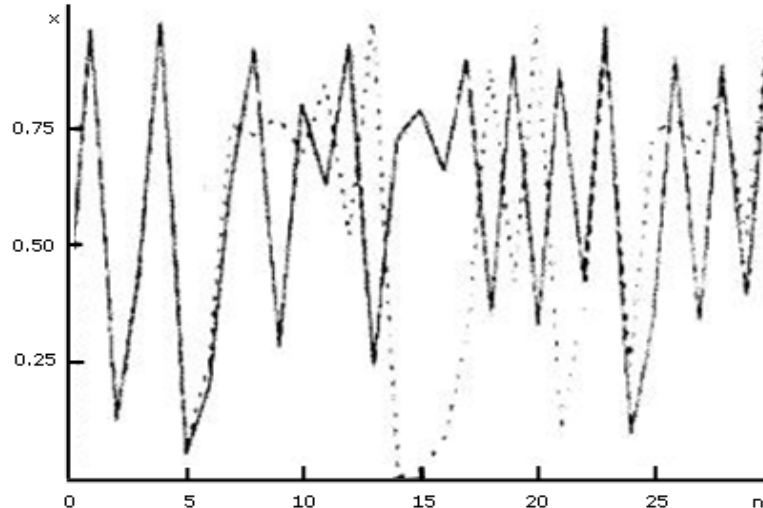


Fig.5.33. Evoluțiile aceluiași sistem haotic, dar pentru două condiții inițiale puțin diferite

Această posibilitate este oferită chiar de proprietatea, considerată neplăcută a sistemului, de a fi deosebit de sensibil la perturbații. În esență, ideea controlului unui sistem haotic este aceea de a acționa prin mici variații impuse acestuia, de regulă asupra unui parametru, astfel încât evoluția sistemului să tindă spre una aleasă. În acest scop au fost propuse mai multe metode, care utilizează algoritmi adecvați de calcul. Una dintre cele mai cunoscute metode este cea propusă de Ott, Grebogi și Yorke (1990) și numită metoda OGY.

5.6.1. Metoda OGY

Înainte de a prezenta această metodă să ne amintim că sensibilitatea la condițiile inițiale ale sistemului dinamic haotic, care face ca traiectoriile de fază, ce pleacă din condiții inițiale vecine, să diverge exponențial, este caracterizată prin așa numitul exponent Lyapunov. Valoarea pozitivă a acestuia indică faptul că sistemul are un comportament haotic [Zhao2005].

Apoi, având în vedere că sistemul care urmează a fi reglat evoluează haotic, descriind în spațiul fazelor un atractor haotic, în general metodele de control iau în considerare secțiuni Poincaré ale atractorului, care permit investigarea acestuia într-un spațiu cu o dimensiune inferioară. Trebuie să reamintim aici, de asemenea, că atractorii haotici, de regulă, conțin orbite periodice instabile având diferite perioade. Astfel, de exemplu, în cazul unui atractor ergodic orice traiectorie va ajunge, în cele din urmă, oricât de aproape de oricare din aceste orbite. Procedura de reglaj accelerează acest proces direcționând orbita spre o regiune aleasă.

Să presupunem că sistemul a evoluat spre un atractor haotic, pe care traiectoria de fază îl descrie continuu în timp și să considerăm că am definit o secțiune Poincaré convenabilă. Să admitem apoi că succesiunea de puncte din

această secțiune ne-a permis să construim iterația inversabilă, pe care să o presupunem, pentru simplificarea explicației, că este bidimensională:

$$\vec{x}_{n+1} = \vec{f}(\vec{x}_n) \quad (5.56)$$

unde: $n = 0, 1, 2, \dots$, iar $\vec{f} = (f_1, f_2)$

Să presupunem acum că această iterație are un punct fix, \vec{x}_0 , pentru o valoare $p = p_0$ a parametrului de reglaj, dar că acest punct fix este instabil. Aceasta înseamnă că, plecând dintr-o condiție inițială oricât de apropiată de acest punct fix, traiectoria nu se va stabiliza în acel punct fix, ci la fiecare pas de iterare se va îndepărta de acesta. Pentru a controla sistemul, de fapt, îi impunem acestuia să rămână în vecinătatea punctului fix, modificând ușor valoarea parametrului p . (Aceste considerații se pot generaliza pentru orbite instabile de orice perioadă).

Să notăm cu $[A]$ matricea Jacobianului asociată lui \vec{f} , matrice care va depinde de punctul în care este evaluată. Această matrice descrie comportarea punctelor din secțiunea Poincaré, în special ale celor din vecinătatea punctului fix, în care ea este evaluată.

Presupunem acum că punctul fix are o direcție stabilă \vec{e}_s corespunzătoare valorii proprii λ_s (care, în valoare absolută, este mai mică decât 1) și o direcție instabilă \vec{e}_i , corespunzătoare valorii proprii λ_i (care, în valoare absolută, este mai mare decât 1).

Metoda de reglaj OGY vizează direcția instabilă a punctului fix, în sensul că prin mici corecții să se poată compensa acțiunea destabilizatoare a acesteia. Presupunând că un punct de iterație \vec{x}_n ajunge în apropierea punctului fix instabil, \vec{x}_0 , adică având $\vec{x}_n = \vec{x}_0 + \delta\vec{x}_n$, unde $\delta\vec{x}_n$ este mic, se modifică parametrul p , adică se ia $p = p_0 + \delta p_n$, astfel că, după următorul pas de iterare, \vec{x}_{n+1} , să se așeze pe direcția stabilă a lui \vec{x}_0 . Procedeu este ilustrat în figurile 5.34.a și 5.34.b.

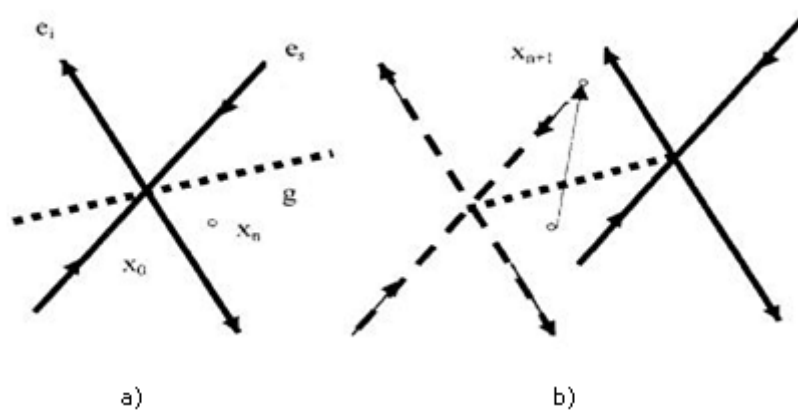


Fig.5.34. (a) Direcțiile stabilă și instabilă ale punctului fix instabil \vec{x}_0 , cu vectorii proprii \vec{e}_s și \vec{e}_i , precum și "deplasarea" \vec{g} a punctului fix la schimbările mici ale parametrului p ; (b) Schimbarea poziției punctului fix într-una nouă, astfel că \vec{x}_{n+1} se află acum pe varietatea stabilă a vechiului punct fix instabil

Sunt indicate în figura 5.34.a, direcțiile stabilă și instabilă ale punctului fix instabil \bar{x}_0 , cu vectorii proprii \bar{e}_s și \bar{e}_i , precum și "deplasarea" punctului fix la schimbările mici ale parametrului, p . Aceasta este dată de vectorul $\bar{g} = \frac{\partial \bar{x}_0}{\partial p}$.

Schimbarea poziției punctului fix într-una nouă (reprezentată prin linii continue) permite ca \bar{x}_{n+1} să fie direcționat pe varietatea stabilă a vechiului punct fix (reprezentat prin linii discontinue în figura 5.34.b).

Analitic, \bar{x}_{n+1} se determină liniarizând (formula 5.56) în jurul punctului fix, \bar{x}_0 . Vom avea astfel:

$$\bar{x}_{n+1} = \bar{x}_0(p) + A(\bar{x}_0(p)) \cdot (\bar{x}_n - \bar{x}_0(p)) \quad (5.57)$$

Se presupune apoi că în apropierea punctului fix avem:

$$\bar{x}_0(p) = \bar{x}_0 + (p - p_0) \left(\frac{\partial \bar{x}_0}{\partial p} \right)_{p=p_0} = \delta p_n \bar{g}, \quad (5.58)$$

astfel că:

$$\delta \bar{x}_{n+1} = \delta p_n \bar{g} + A(\delta \bar{x}_n - \delta p_n \bar{g}), \quad (5.59)$$

unde s-a notat:

$$\bar{x}_{n+1} - \bar{x}_0 = \delta \bar{x}_{n+1}.$$

Se consideră că matricea $[A]$ este constantă, adică $[A] = A(\bar{x}_0(p))$ și în plus că:

$$A = \lambda_s \bar{e}_s \bar{f}_s + \lambda_i \bar{e}_i \bar{f}_i, \quad (5.60)$$

unde \bar{f}_s și \bar{f}_i sunt vectorii proprii unitate covarianți (adjoint), care verifică condiția:

$$\bar{f}_i \cdot \bar{e}_s = \bar{f}_s \cdot \bar{e}_i = 0, \quad (5.61)$$

Ținând cont de (5.60), din (5.59) putem scrie:

$$\delta \bar{x}_{n+1} - \delta p_n \bar{g} = (\lambda_s \bar{e}_s \bar{f}_s + \lambda_i \bar{e}_i \bar{f}_i) (\delta \bar{x}_n - \delta p_n \bar{g}). \quad (5.62)$$

Condiția ca \bar{x}_{n+1} să se afle pe direcția stabilă a lui \bar{x}_0 este ca:

$$\delta \bar{x}_{n+1} \cdot \bar{f}_i = 0. \quad (5.63)$$

Impunând această condiție, din (5.62), vom avea:

$$\bar{f}_i \cdot \delta \bar{x}_{n+1} - \bar{f}_i \cdot \delta p_n \bar{g} = (\bar{f}_i \lambda_s \bar{e}_s \bar{f}_s + \bar{f}_i \lambda_i \bar{e}_i \bar{f}_i) (\delta \bar{x}_n - \delta p_n \bar{g}) \quad (5.64)$$

astfel că:

$$-\bar{f}_i \cdot \delta p_n \bar{g} = (-\bar{f}_i \lambda_i \bar{e}_i \bar{f}_i) (\delta \bar{x}_n - \delta p_n \bar{g}) = \lambda_i \bar{f}_i (\delta \bar{x}_n - \delta p_n \bar{g}), \quad (5.65)$$

de unde:

$$\delta p_n \cdot \bar{f}_i \bar{g} (\lambda_i - 1) = \lambda_i \bar{f}_i \delta \bar{x}_n$$

și astfel:

$$\delta p_n = \frac{\lambda_i}{\lambda_i - 1} \frac{\bar{f}_i \delta \bar{x}_n}{\bar{f}_i \bar{g}}, \quad (5.66)$$

Relația (5.66) ne indică ce corecție trebuie aplicată în vecinătatea punctului fix la fiecare nou pas de iterare.

Utilizarea metodei OGY în cazul când sistemul dinamic haotic este cunoscut analitic, prezintă avantajul de a putea concretiza relațiile de mai sus. Vom explicita acest lucru în cazul particular al atractivului Hénon.

5.6.1.1. Reglajul atractorului HÉNON cu metoda OGY

Fie sistemul Hénon scris sub forma:

$$\begin{cases} x_{n+1} = a - x_n^2 + by_n \\ y_{n+1} = x_n \end{cases} \quad (5.67)$$

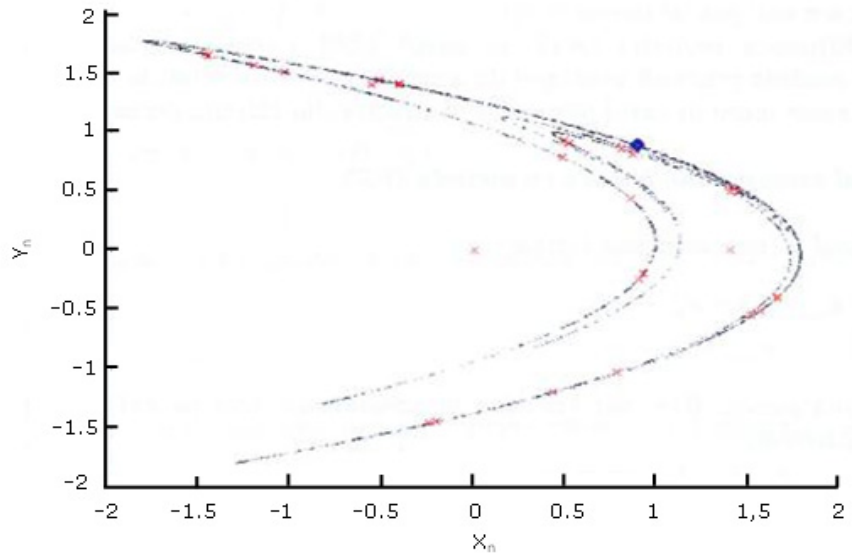


Fig.5.35. Înainte de aplicarea reglajului punctele de iterare, marcate cu "x", se așează pe atractor, iar după declanșarea reglajului, la fiecare pas de iterare se va înregistra același punct, marcat cu "•"

El are două puncte fixe, dar vom lua în considerare doar pe cel mai apropiat de atractor, care este:

$$x_0 = \frac{b-1}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{(1-b)^2 + 4a}$$

Sau, notând $\frac{1-b}{2} = c$,

$$x_0 = -c + \sqrt{c^2 + a}; \quad y_0 = x_0 \quad (5.68)$$

Matricea Jacobianului are forma:

$$A(x_0) = \begin{pmatrix} -2x_0 & b \\ 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (5.69)$$

Valorile proprii ale acesteia sunt:

$$\lambda_s = \sqrt{x_0^2 + b} - x_0 \text{ și } \lambda_i = -\sqrt{x_0^2 + b} - x_0, \quad (5.70)$$

iar vectorii proprii și vectorii covarianți sunt, respectiv:

$$e_s = \begin{pmatrix} \lambda_s \\ 1 \end{pmatrix} \text{ și } e_i = \begin{pmatrix} \lambda_i \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (5.71)$$

$$f_s = \begin{pmatrix} 1 & \lambda_i \\ \lambda_s - \lambda_i & \lambda_i - \lambda_s \end{pmatrix}, f_i = \begin{pmatrix} 1 & \lambda_s \\ \lambda_i - \lambda_s & \lambda_s - \lambda_i \end{pmatrix}. \quad (5.72)$$

Aplicând algoritmul numeric (Mallet V.) se poate constata ușor, de pe figura 5.35, rezultatul reglajului. Astfel, înainte de aplicarea reglajului, punctele de iterare, marcate cu "x", se așează pe atractor, iar după declanșarea reglajului, la fiecare pas de iterare, se va înregistra același punct, marcat cu "•".

5.6.1.2. Reglajul atractorului LORENZ cu metoda OGY

În cazul atractorului Lorenz, vom lua în considerare secționarea Poincaré a acestuia înregistrând $z = z_{max}$, așa cum este ilustrat în figura 5.36.

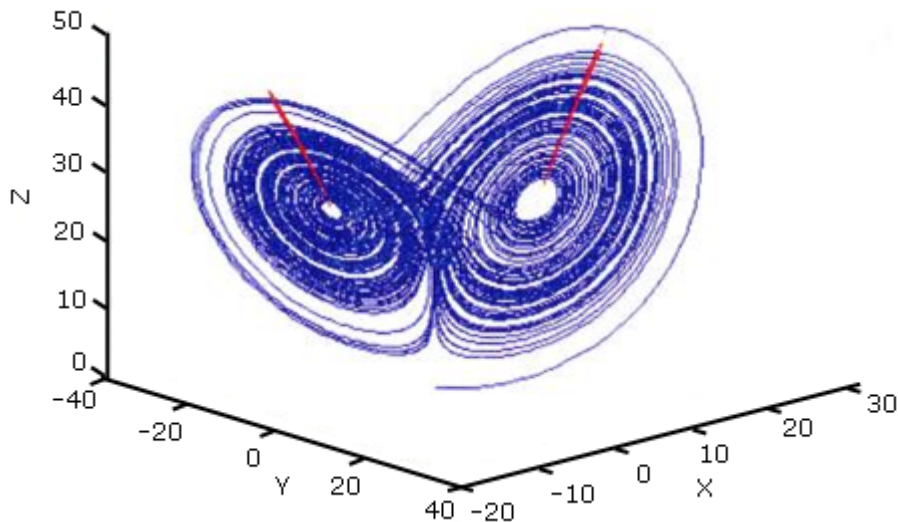


Fig.5.36. Secționarea Poincaré a atractorului Lorenz și înregistrarea valorilor $z = z_{max}$

Punctele astfel obținute, z_n , se așază pe curba ilustrată în figura 5.37.

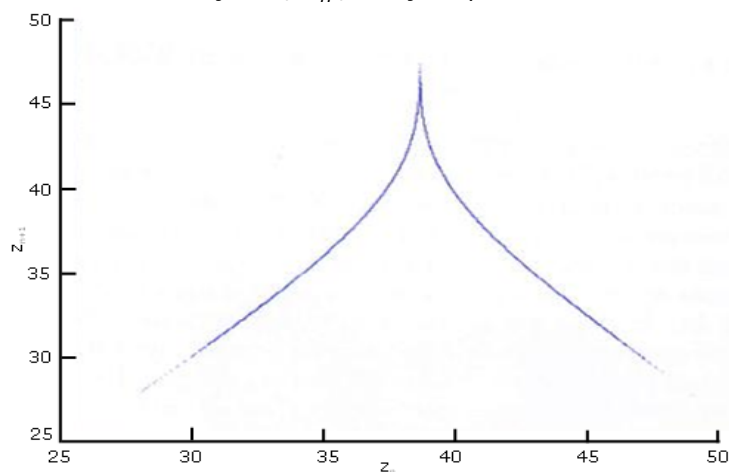


Fig.5.37. Iterația unidimensională obținută din z_n

În continuare, se urmărește efectuarea reglajului în apropierea unui punct fix. Având în vedere structura atractorului, determinarea valorii lui z a punctului fix

al atractivului, înseamnă, de fapt, determinarea punctului fix din secțiunea Poincaré, adică a iterației unidimensionale. Aceasta se obține prin intersectarea curbei din figura 5.37 cu dreapta $z_{n+1} = z_n$, descrisă în figura 5.38.

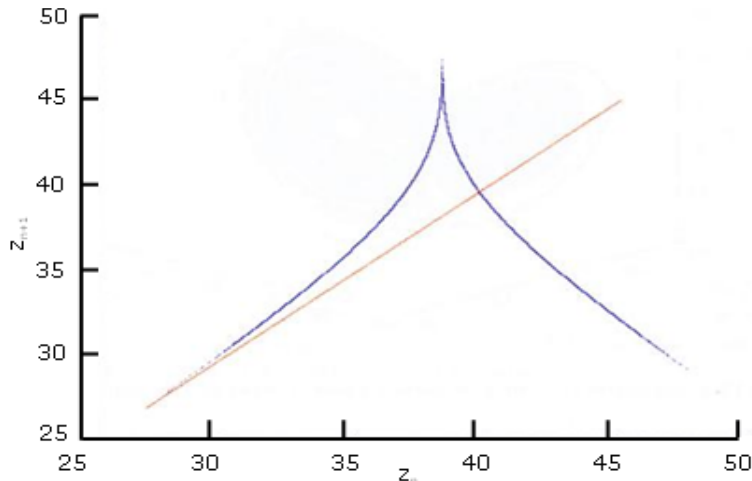


Fig.5.38. Determinarea punctului fix al iterației unidimensionale ilustrate în Fig.5.37.

Conform cu metoda OGY, pentru aplicarea reglajului trebuie scrisă matricea $[A]$ și determinate valorile și vectorii proprii corespunzători direcțiilor stabile și instabile ale punctului fix. Dar, observând că punctele din secțiunea Poincaré se așează pe o curbă (o iterație unidimensională) este suficient să fie investigată doar o singură valoare proprie cu vectorul propriu corespunzător.

Metoda de reglaj mai implică determinarea legii de variație a parametrului de control, δp_n . În cazul atractivului Lorenz se analizează influența variației parametrului r asupra punctului fix. Pentru aceasta, procedeul ilustrat în figurile 5.37 și 5.38 se repetă pentru mai multe valori ale acestui parametru.

În figura 5.39 este prezentat procedeul în cazul a două valori ale lui r și anume: pentru $r = 28$ (albastru) și $r = 28,5$ (verde).

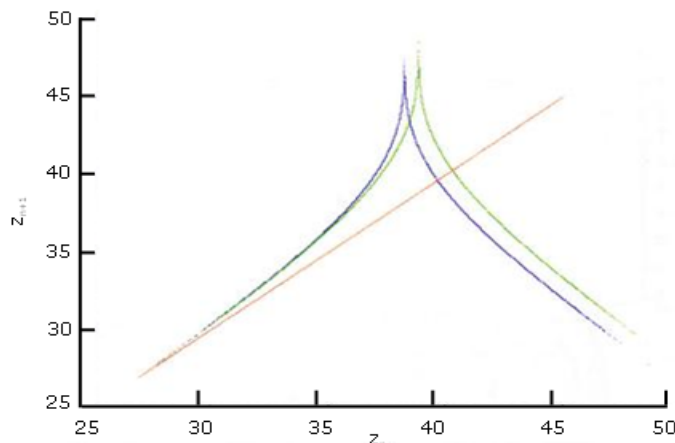


Fig. 5.39. Determinarea punctului fix pentru două valori ale parametrului de reglaj, r , și anume: pentru $r=28$ (albastru) și $r=28,5$ (verde)

Ca urmare se obține legea: $\delta p_n = \frac{\partial p}{\partial z_0} (z_n - z_0)$

Să remarcăm faptul că aplicarea reglajului asupra punctului fix din secțiunea Poincaré are drept consecință, pentru sistemul Lorenz, selectarea unei singure traiectorii de fază de pe atractorul haotic a unei traiectorii ce corespunde unei mișcări periodice cu o singură perioadă, adică o curbă închisă, spre care va evolua sistemul. Acest fapt este ilustrat în figura 5.40, iar în figura 5.41 este prezentată traiectoria de fază rezultată în urma aplicării reglajului.

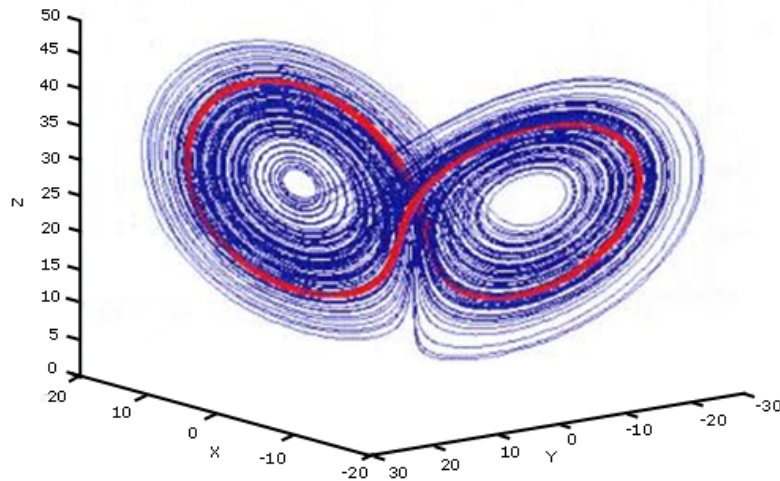


Fig.5.40. Traiectoria de fază (în culoarea roșie), selectată prin aplicarea reglajului OGY, din mulțimea traiectoriilor de fază ale atractorului Lorenz

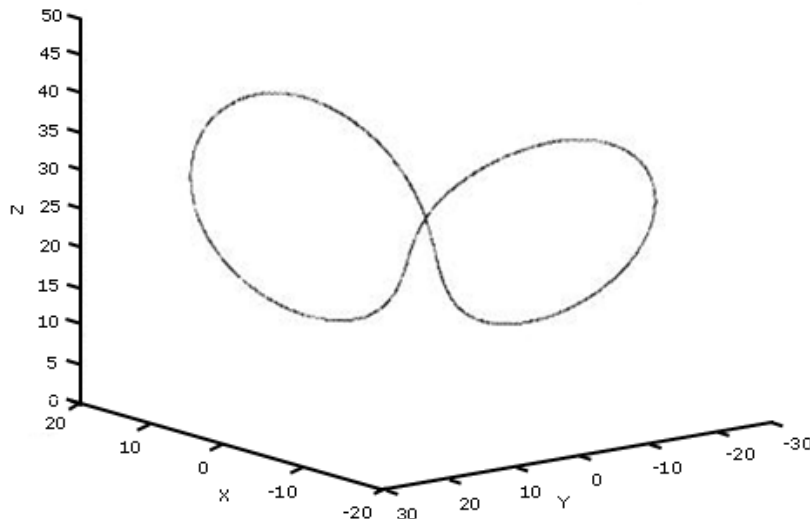


Fig.5.41. În urma aplicării reglajului dinamica haotică descrisă de atractor a fost înlocuită cu o dinamică periodică descrisă de o curbă închisă

Figura 5.42 ilustrează evoluția în timp a variabilei x a sistemului Lorenz înainte și după aplicarea reglajului. Evoluția periodică este evidentă.

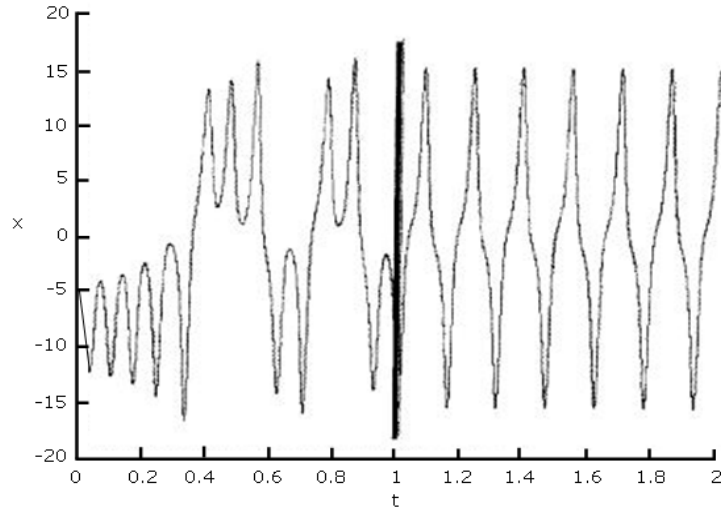


Fig.5.42. Evoluția în timp a variabilei x a sistemului Lorenz, înainte și după aplicarea reglajului

5.6.1.3. Reglajul atractorului RÖSSLER cu metoda OGY

Procedeele indicate în cazul atractorului Lorenz se poate aplica și acestui atractor, având în vedere că prin secționare Poincaré punctele iterațiilor descriu curbe. Se consideră succesiunea de puncte obținute prin intersecția atractorului cu $x = x_{max}$ (vezi figura 5.43). Aceste puncte descriu curba cu maxim rotund din figura 5.44.

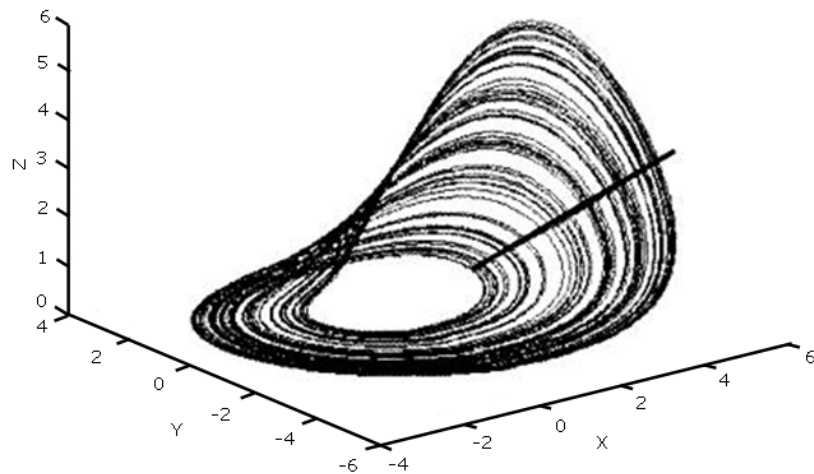


Fig.5.43. Secționarea Poincaré a atractorului Rössler

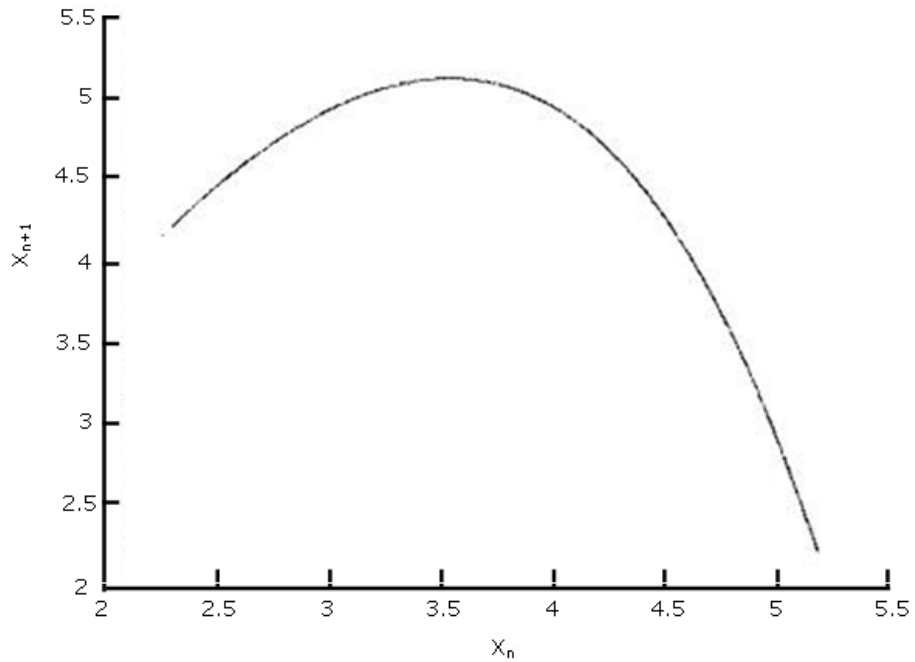


Fig.5.44. Dinamica unidimensională descrisă prin punctele secționării Poincaré a atractorului Rössler

Se determină apoi punctul fix prin intersecția acestei curbe cu prima bisectoare, așa cum este ilustrat în figura 5.45 și procedeul se repetă, pentru diferite valori pe care le ia parametrului „a”.

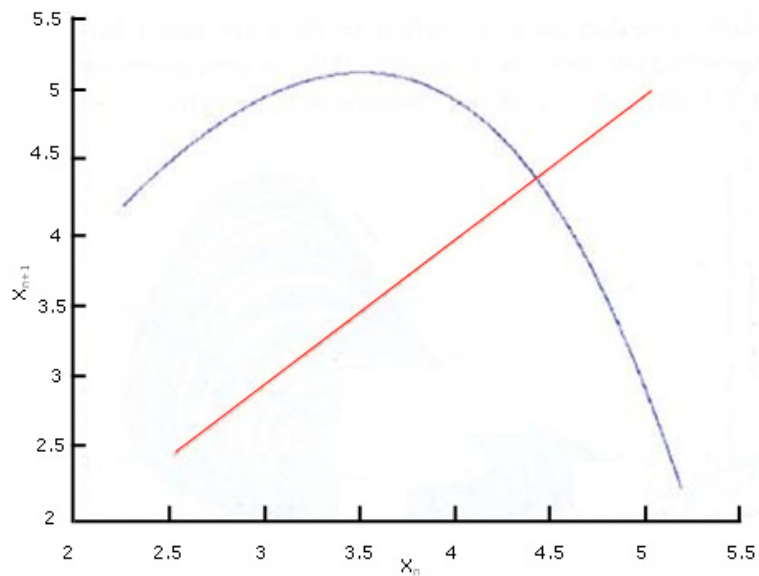


Fig.5.45. Determinarea punctului fix al iterației unidimensionale ilustrate în Fig.5.44.

În figura 5.46. este ilustrat acest procedeu aplicat pentru $a=0.398$ (albastru) și pentru $a=0.396$ (verde).

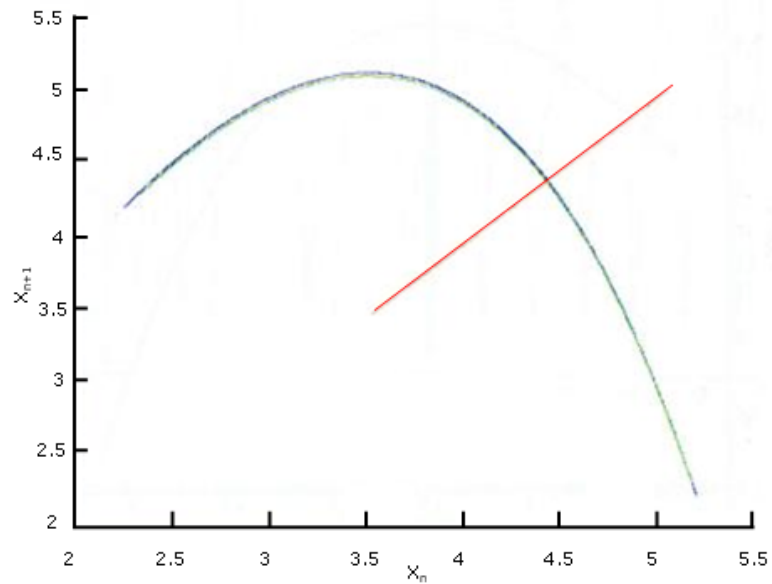


Fig.5.46. Determinarea punctului fix al iterației unidimensionale pentru două valori ale parametrului a , și anume: pentru $a = 0.398$ (albastru) și pentru $a = 0.396$ (verde)

Rezultatul reglajului este ilustrat în figurile 5.47, 5.48 și 5.49.

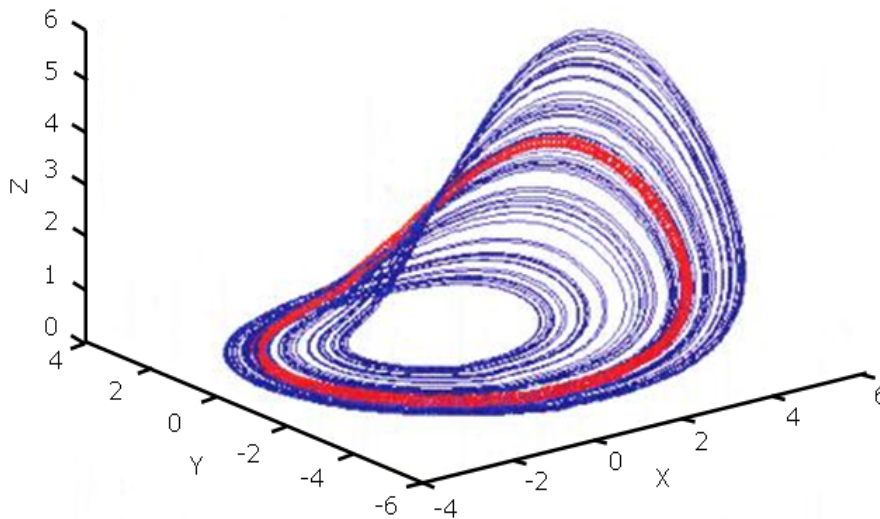


Fig.5.47. Traiectoria de fază periodică selectată cu ajutorul reglajului OGY din mulțimea traiectoriilor atractivului

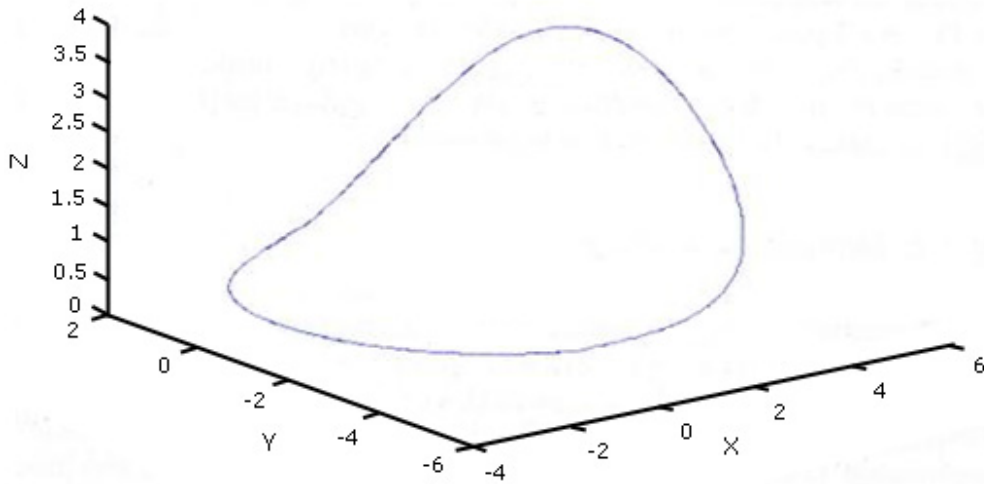


Fig.5.48. Dinamica haotică descrisă de atractorul Rössler este înlocuită cu dinamica periodică descrisă de o curbă închisă

Evoluția periodică a sistemului Rössler, după aplicarea reglajului, este evidențiată în figura 5.49 prin reprezentarea evoluției în timp a variabilei „z” a acestuia.

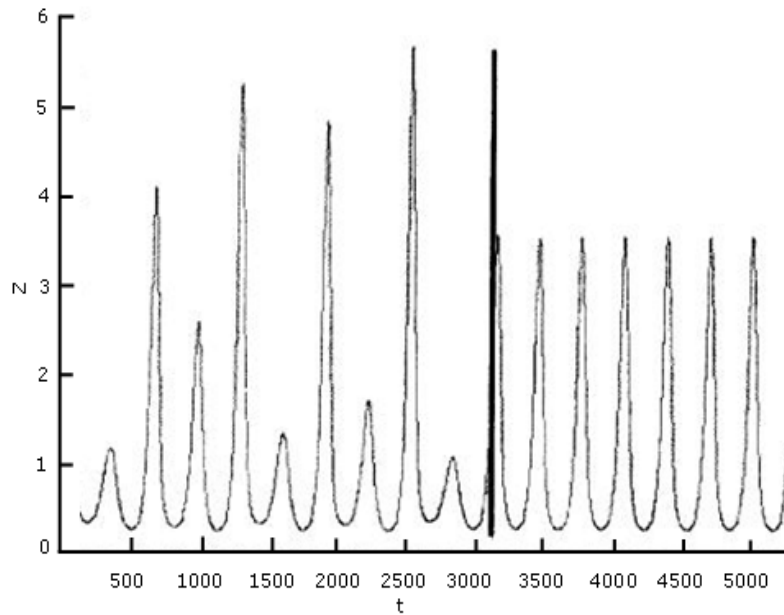


Fig.5.49. Evoluția periodică a sistemului Rössler, după aplicarea reglajului

În figura 5.47 se observă pe atractor traiectoria de fază reglată. În figura 5.48. este ilustrată doar această traiectorie obținută în urma aplicării reglajului. Se

observă în figura 5.49. că variabila, z , a sistemului Rössler a devenit periodică după aplicarea reglajului.

Metoda de reglaj OGY, descrisă mai sus, se aplică în cazuri simple, atunci când în atenție este doar o singură direcție instabilă. Pentru cazurile existenței mai multor direcții instabile, metoda a fost generalizată de Romeiras F.J. et. al (1992).

Trebuie să menționăm faptul că de la apariția lucrării în care este descrisă metoda OGY, au apărut numeroase lucrări în care, fie aceasta este aplicată în diferite domenii, fie este extinsă la reglajul empiric, unde parametrii trebuie să fie extrași din observațiile experimentale, fie este generalizată.

5.6.2. Metoda OPEN-LOOP

În ceea ce privește reglajul sistemelor dinamice haotice metoda este cunoscută sub denumirea de *feedforward control* sau *open-loop control*. Ea constă în schimbarea comportării unui sistem neliniar aplicând acestuia o funcție „input” adecvat aleasă, o excitație externă, $u(t)$.

Să considerăm că sistemul de reglat este descris de ecuațiile:

$$\dot{x} = f(x) + Bu, \quad x \in R^n, \quad u \in R^m, \quad (5.73)$$

și să admitem că $m=n$ (dimensiunile celor două spații) și $\det B \neq 0$. Dacă soluția dorită a sistemului reglat este $x^*(t)$, atunci o excitație externă convenabilă este:

$$u^*(t) = B^{-1} \left[\dot{x}^*(t) - f(x^*(t)) \right], \quad (5.74)$$

pentru că x^* va satisface ecuațiile sistemului excitat. Considerând eroarea $e = x - x^*(t)$, variația în timp a acesteia este dată de:

$$\dot{e} = f(e + x^*(t)) - f(x^*(t)). \quad (5.75)$$

Dacă sistemul liniarizat cu matricea $A(t) = \frac{\partial f(x^*(t))}{\partial x}$ este uniform stabil, în

sensul că $A(t) + A(t)^T \leq -\lambda I$, pentru orice λ și pentru $t \geq 0$, atunci toate soluțiile ecuațiilor (5.73) și (5.74) vor converge la $x^*(t)$.

Această metodă de reglaj este atractivă datorită simplității ei. Excitația externă poate fi, spre exemplu, influența unei forțe externe sau a unui câmp asupra sistemului. Dar, s-a demonstrat și că adăugarea unui zgomot alb sistemului neliniar poate suprima comportamentul haotic.

Există o varietate de metode open-loop propuse și evaluate prin simulări numerice pe modele diferite și cazuri speciale. Trebuie să remarcăm însă că problema generală a stabilirii condițiilor în care se poate suprima haosul prin excitarea feedforward este încă deschisă.

5.6.3. Metoda lui Pyragas

O altă metodă de reglaj al haosului, care a generat dezvoltări importante, a fost propusă de Pyragas (1992), ea fiind cunoscută și ca metoda *delayed feedback* [Pyragas2003]. În esență, ideea acestui tip de control este următoarea: fie sistemul dinamic descris de ecuațiile diferențiale:

$$\dot{x} = F(x, u), \quad x \in R^n, \quad u \in R^m, \quad (5.76)$$

unde x este vectorul n -dimensional al variabilelor de stare, iar u este vectorul m -dimensional al input-urilor, funcția vectorială $F(x, u)$ fiind presupusă continuu diferențiabilă. Metoda propusă de Pyragas ia în considerare posibilitatea de a găsi și stabili o orbită τ -periodică a sistemului neliniar (5.76) prin acțiunea reglajului:

$$u(t) = K[x(t) - x(t - \tau)] \quad (5.77)$$

unde K este feedback-ul, iar τ este retardarea. Dacă τ este egal cu perioada unei soluții periodice, $x^*(t)$, a sistemului (5.76) pentru $u=0$, iar soluția $x(t)$ a sistemului (5.76) cu (5.77) pornește din $\Gamma = \{x^*(t)\}$, atunci ea va rămâne în Γ pentru toate momentele $t \geq 0$.

Metoda de reglaj a lui Pyragas a fost extinsă existând diferite versiuni ale acesteia. Deși algoritmi utilizați par a fi simpli, studiul analitic al acestei metode este anevoios, existând, în special, doar rezultate numerice sau experimentale. Astfel metoda a fost aplicată la stabilizarea modurilor coerente ale laserilor, la modele de trafic, la sisteme magnetoelastice, sau în modele de control cardiac.

5.7. Concluzii

Pe baza unui vast material bibliografic au fost analizate caracteristicile sistemelor haotice în vederea aplicațiilor practice viitoare. Au fost tratate noțiuni fundamentale ale dinamicii neliniare, descrierea cantitativă a comportamentului haotic, sisteme dinamice tridimensionale cu comportament haotic (insistându-se pe modelele Lorentz, Rössler și Chua), reconstrucția spațiului fazelor și identificarea atractorului din datele experimentale și în final, reglajul sistemelor dinamice haotice (metoda Ogy pentru atractorii Hénon, Lorentz și Rössler, metoda Open-Loop și metoda Pyragas).

Deși aspectele matematice sunt foarte dezvoltate în literatura de specialitate, s-a încercat reducerea acestora la minimum necesar, insistându-se asupra implicațiilor practice.

Contribuțiile autorului în cadrul acestui capitol constau în:

- studiul unui vast material bibliografic, într-un domeniu puțin abordat în România;
- sistematizarea acestui material și prezentarea lui într-o formă utilă aplicațiilor viitoare;
- punerea în evidență, în materialul întocmit, a principalelor probleme necesare a fi rezolvate în cazul unor aplicații practice și stabilirea metodelor de rezolvare a acestora.

6. PACHET SOFTWARE PENTRU ANALIZA SISTEMELOR HAOTICE

6.1. Introducere

În acest capitol se prezintă modul în care s-a construit o interfață grafică în scopul analizei sistemelor haotice. Un sistem haotic are o comportare neregulată, evidențiată la sistemele deterministe neliniare, care au proprietatea de a separa în mod exponențial traiectoriile de evoluție în spațiul fazelor și care prezintă o dependență sensibilă de condițiile inițiale. Utilizând mediul LabWindows CVI s-a realizat o interfață grafică ce permite achiziționarea de semnale, analiza semnalelor achiziționate, precum calculul caracteristicilor haotice ale semnalelor. Datele generate sunt salvate în fișiere ASCII, permițând utilizarea lor în modelări ulterioare.

Pentru analiza nivelului stării de haos a unui sistem sunt necesare o serie de teste specifice, care implică un mare volum de calcule. În literatura de specialitate nu există un pachet unitar care să analizeze toate aceste aspecte, motiv pentru care, calculul coeficienților Lyapunov, a entalpiei Kolmogorov – Sinai, a diagramelor de bifurcație, a diagramelor de fază întârziate (Delay Plot), etc. devine foarte laborios [Gherman2011], [Gherman2010a].

Scopul cercetărilor prezentate în capitolul de față îl constituie tocmai realizarea unui instrument de lucru, care să simplifice munca de analiză a sistemelor haotice.

De obicei, pentru analiza unui semnal este necesară o serie de timp, care poate fi prelevată direct din proces, prin intermediul unei plăci de achiziție, sau o înregistrare a semnalului, care să fie, ulterior, discretizată. Seria de timp obținută astfel este "materia primă" pentru pachetul software conceput. Acest instrument de lucru a fost folosit în cadrul lucrării de față pentru analiza semnalelor ce reprezintă variațiile în timp ale curentului prin arcul electric și a tensiunii pe arc și a demonstrat deosebita sa utilitate. Datorită universalității sale el poate achiziționa și analiza orice semnal ce se dorește a fi testat [Bodyanskiy2006].

6.2. Obiectivele pachetului software și conceperea acestuia

Principalele obiective ale pachetului software proiectat sunt următoarele :

- analiza coeficienților Lyapunov (stabilirea celei mai mari valori, suma coeficienților, entropia Kolmogorov);
- trasarea diagramelor Delay Plot și stabilirea atractorilor ;
- trasarea diagramelor de bifurcație pentru analiza posibilităților de stabilizare a unui sistem haotic;
- modelarea sistemelor haotice folosind modele standard (Chua, Rössler, Lorentz, Tanaka-Takeuti);
- controlul și sincronizarea sistemelor dinamice haotice.

Aplicația este realizată în mediul de lucru LabWindows CVI produs de National Instruments. Semnalul care va fi analizat și ulterior prelucrat va fi achiziționat printr-o placă de achiziții de date de tip PCI 6024e, tot de la National Instruments, ilustrată în figura 6.1.



Fig.6.1. Placa de achiziții de date PCI 6024e CA-1000

Lansarea în execuție a comenzilor se realizează din secțiunea principală a interfeței, de unde utilizatorul poate realiza următoarele operații:

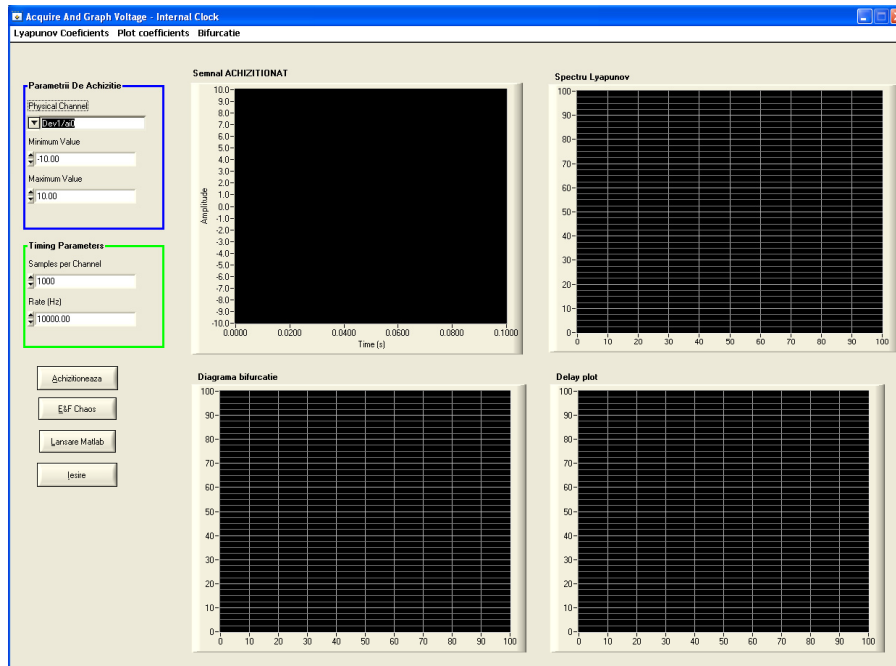


Fig.6.2. Interfața principală

- achiziție de date precum și vizualizarea acestora pe grafic;

- calculul coeficienților Lyapunov, precum și un mesaj corespunzător, dacă semnalul este sau nu haotic;
- calculul și redarea diagramei de bifurcație, corespunzătoare semnalului achiziționat;
- trasarea diagramei Delay Plot;
- vizualizarea suprafețelor, trimiterea lor la imprimantă, precum și salvarea lor într-un fișier ASCII în scopul utilizării lor în modelări ulterioare;
- lansarea în execuție a mediului de lucru Matlab;
- lansarea în execuție a interfeței E&F Chaos și efectuarea unor operații specifice haosului pentru modele deja implementate;
- ieșirea din program.

La cererea utilizatorului, fiecare grafic afișat pe ecran, poate fi imprimat separat. Pentru realizarea imprimării graficelor, s-a creat câte un buton „Print”, pentru fiecare formă de undă în parte cu legătură directă la graficul aferent. Prin apăsarea butonului, este sesizată imediat imprimanta instalată și recunoscută de sistem, iar suprafața este imprimată pe hârtie.

Semnalul achiziționat este afișat, prin apăsarea butonului „Achiziționează Date” și este redat utilizatorului prin intermediul blocului Chart, care urmărește o funcție de plotare .

Achiziția semnalului este realizată prin utilizarea dispozitivului DAQmx, integrat în mediul de lucru LabWindowsCVI, dispozitiv la care se atașează funcții și elemente vizuale, capabile să simplifice activitatea utilizatorului. Din punct de vedere al achiziționării semnalului, utilizatorul poate să selecteze:

- canalul analogic pe care se va achiziționa (fiind disponibile 16 canale de achiziție);
- valoarea minimă și maximă de plotare a semnalului achiziționat;
- numărul de eșantioane achiziționate și rata semnalului.

În Anexa 2a este prezentată funcția AcquireCallback, responsabilă cu realizarea achiziției, și cu setarea parametrilor de achiziție a semnalului.

În figura 6.3. este prezentată captura de ecran cu partea de achiziționare a semnalului.

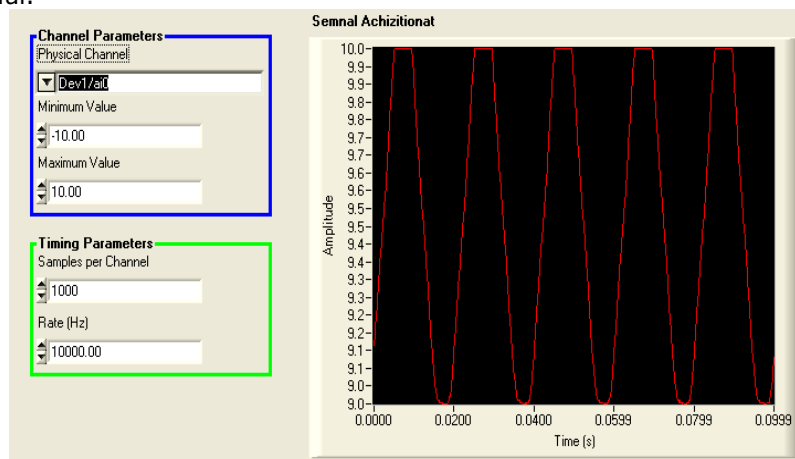


Fig.6.3. Achiziționarea semnalului

O caracteristică esențială, de bază, pentru a stabili dacă un sistem are comportament haotic, o reprezintă identificarea celui mai mare coeficient Lyapunov

în funcție de unul dintre parametrii sistemului. Prezența unui coeficient Lyapunov pozitiv este suficientă pentru a ști că sistemul este haotic și prezintă o instabilitate locală. Totuși, pentru ca sistemul să poată fi controlat, suma tuturor coeficienților trebuie să fie negativă.

Pentru calcularea coeficienților Lyapunov, se utilizează algoritmi care sunt specializați în funcție de specificul problemei date.

În această aplicație, calculul coeficienților Lyapunov este posibil prin apelarea unui executabil specializat în acest sens [Huang1994], [Iqbal2007a].

Forma exponenților Lyapunov pentru semnalul achiziționat este redată utilizatorului prin apăsarea butonului „Calcul LLE”, și este prezentată în figura 6.4.

Din plotarea spectrului Lyapunov se poate observa că semnalul achiziționat este haotic, coeficienții Lyapunov sunt pozitivi, fiind cuprinși între 4.07 (cel mai mic), și cel mai mare coeficient Lyapunov (LLE), care este cel mai important în stabilirea caracterului haotic al semnalului, fiind tot pozitiv, și de valoare 4.114.

Funcția mai generează seria numită „lambda”, o altă caracteristică importantă care oferă informații adiționale despre gradul de haos a sistemului. Pentru ca sistemul să poată fi controlat, suma tuturor coeficienților lambda trebuie să fie negativă. Se mai calculează și suma coeficienților lambda pozitivi (numită și entropia Kolmogorov).

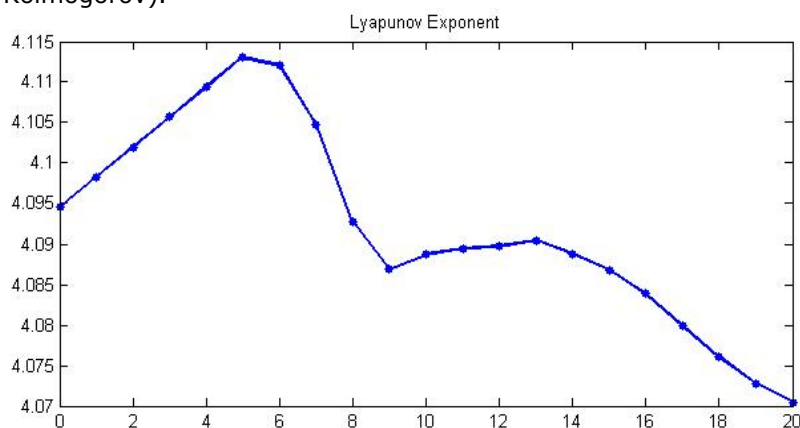


Fig.6.4. Blocul Waveform Chart pentru redarea spectrului Lyapunov

În Anexa 2b este prezentată funcția corespunzătoare mediului CVI care realizează calculul coeficienților Lyapunov, plotarea acestora și codul sursă pentru determinarea coeficienților Lyapunov.

O altă caracteristică foarte importantă, pentru analiza semnalelor haotice, constă în reprezentarea, în spațiul fazelor, a semnalului analizat. Trasarea Delay Plot este utilă în investigarea comportamentului dinamic și identificarea atractorilor. Pentru a realiza reprezentarea în spațiul fazelor a semnalului achiziționat este utilizat, de asemenea, un fișier executabil, obținut prin compilarea codului C.

În Anexa 2c este prezentată funcția LabWindows CVI care realizează trasarea diagramei Delay Plot.

Blocul Waveform Chart cu diagrama Delay Plot corespunzătoare semnalului achiziționat este prezentat în figura 6.5.

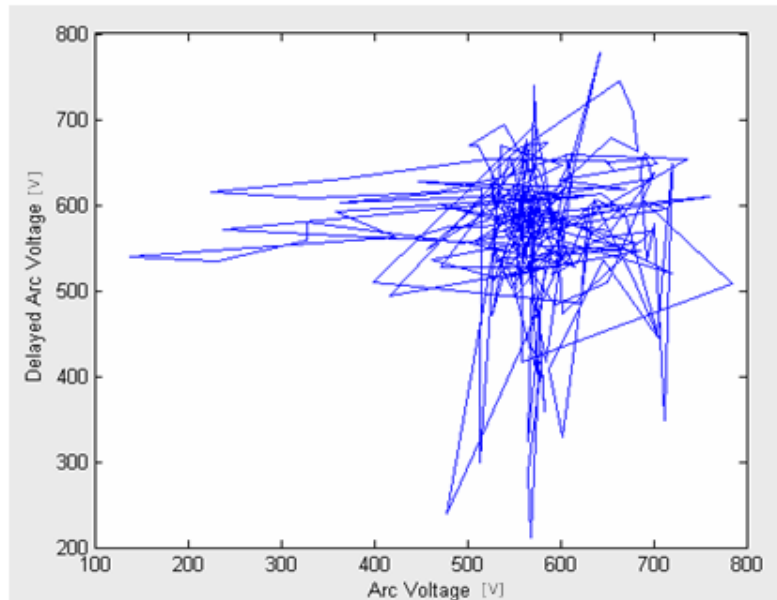


Fig.6.5. Blocul Waveform Chart pentru redarea diagramei Delay Plot pentru semnalul achiziționat

Cu ajutorul instrumentației *Matlab Automation Server Type Lybrary*, din interfața principală, compilată din LabWindows CVI, se poate lua controlul asupra mediului de lucru Matlab. Acest lucru este deosebit de util în analiza sistemelor haotice, deoarece, Matlab, este un mediu de lucru matematic, iar ecuațiile sistemelor pot fi reprezentate și prelucrate cu ușurință.

Din interfața principală, prin acționarea butonului *Launch Matlab* sunt permise următoarele:

- deschiderea și închiderea Matlab-ului;
- rularea unor comenzi (tip linie comandă), ale Matlab-ului, direct din CVI;
- minimizarea și maximizarea ferestrei Matlab;
- transmiterea datelor achiziționate către Matlab, transformata Fourier pentru semnalul respectiv, spectrul de frecvențe, plotarea acestora în CVI și posibilitatea de a le trimite la imprimantă;
- rezolvarea ecuațiilor diferențiale de tip Lorentz și plotarea acestora în CVI, precum și posibilitatea de a fi imprimate;
- rularea unui script Matlab direct din interfață;
- deschiderea unei aplicații soft, pentru analiza, din punct de vedere haotic, a unor modele deja existente (Loretz, Rössler, Van der Pol).

Interfața care permite accesul către Matlab, precum și comenzile care pot fi efectuate prin intermediul ei, sunt redată în figura 6.6.

Semnalul achiziționat cu placa de achiziții este transmis către Matlab. Funcțiile care realizează lansarea în execuție a comenzilor sunt specifice mediului LabWindows CVI.

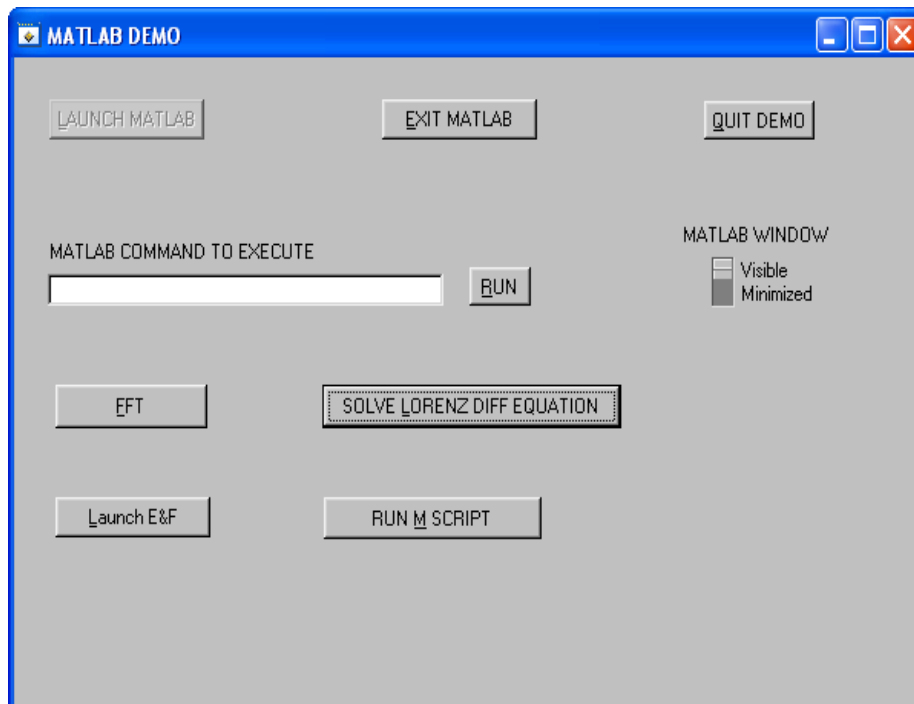


Figura 6.6. Interfața principală de lucru cu mediul Matlab

Spectrul Fourier, pentru semnalul achiziționat, este realizat prin apelarea funcției CVICALLBACK fftCB, descrisă în Anexa 2d.

Forma specifică spectrului Fourier pentru semnalul achiziționat, este reprezentată în figura 6.7.

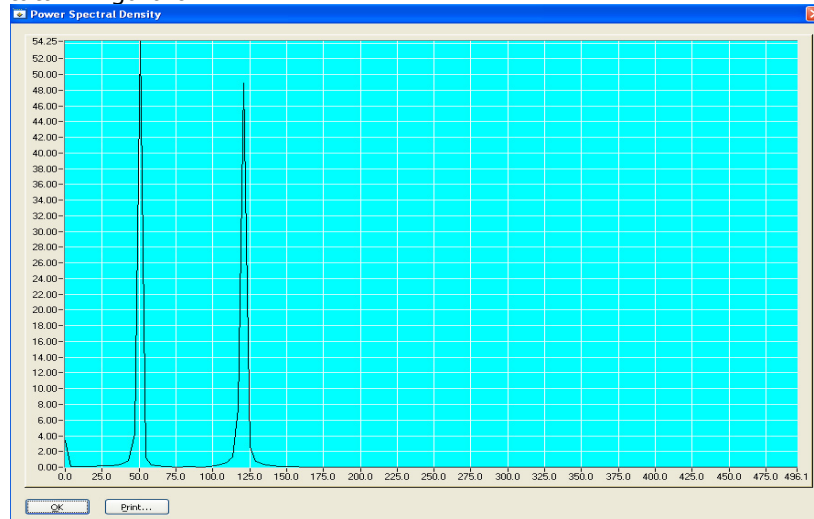


Fig.6.7. Spectrul Fourier pentru semnalul achiziționat

Posibilitatea rulării unui script Matlab este, de cele mai multe ori, foarte

importantă, mai ales în cazul în care avem de-a face cu sisteme de ecuații sofisticate, care nu pot fi prelucrate cu alte medii de lucru. Prin apelarea unui script este posibilă și trasarea diagramei de bifurcație, descrisă în figura 6.8.

Pentru sistemele de dimensiuni mari, diagramele de bifurcație oferă informații importante despre comportamentul dinamic și atractorii sistemului.

Teoria bifurcației desemnează un anumit proces de ramificație, care se întâlnește atunci când aspectul topologic al unui obiect se modifică odată cu schimbarea unuia dintre parametri de care acest obiect depinde. Natura obiectului poate fi diversă: curbe sau suprafețe, reale sau complexe, funcții sau iterații, varietăți, câmpuri vectoriale, ecuații diferențiale sau integrale [Chen2006].

În Anexa 2e este prezentată funcția Matlab, ulterior apelată cu mediul LabWindows CVI, care realizează trasarea diagramei de bifurcație.

Forma diagramei de bifurcație este redată în figura 6.8.

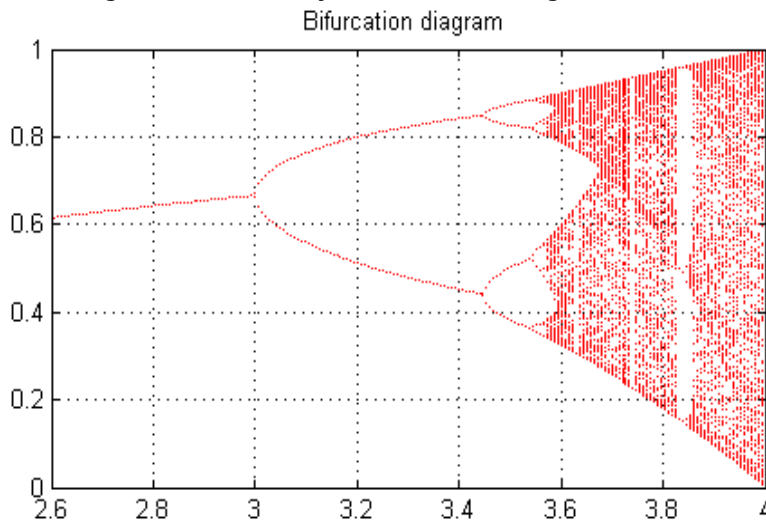


Fig.6.8. Diagrama de bifurcație pentru semnalul achiziționat

O altă opțiune, deosebit de utilă, o reprezintă rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale de tip Lorenz. Modelul Lorenz este o aproximare simplificată a ecuațiilor diferențiale ce descriu fenomenul real de convecție. Modelul evidențiază o dinamică complexă, ce include și un comportament haotic, atunci când se iau în considerare diferite valori ale parametrilor sistemului.

Lorenz a obținut următorul sistem de ecuații diferențiale (paragraful 5.4.1.):

$$\begin{aligned}\dot{X} &= -\sigma X + \sigma Y \\ \dot{Y} &= -YZ + rXY - Y \\ \dot{Z} &= XY - bZ\end{aligned}\quad (6.1)$$

unde derivatele sunt considerate în raport cu un timp normalizat:

$$\tau = \frac{\pi^2}{h^2} (1 + a^2) kt, \quad \text{iar } \sigma = \frac{\nu}{k} \text{ este numărul Prandtl; coeficientul } b = \frac{4}{(1 + a^2)}, \text{ iar}$$

$$r = \frac{R}{R_C} \sim \Delta T.$$

În sistemul (6.1), σ , b și r sunt parametri reali, pozitivi, adimensionali. Dintre aceștia σ , și b sunt parametri ce caracterizează sistemul, iar r , care este proporțional cu ΔT , este considerat parametru de control. Semnificația variabilelor în acest model este următoarea:

- X este proporțional cu viteza curentului de fluid în mișcare circulară;
- Y caracterizează diferența de temperatură dintre elementele de fluid ascendente și cele descendente,
- Z este proporțional cu deviația profilului vertical de temperatură față de valoarea sa de echilibru.

Pentru rezolvarea sistemului Lorentz în această aplicație, ecuațiile au fost inserate într-un script Matlab, care permite apelarea lor din mediul LabWindows CVI. Funcția care realizează apelarea, rezolvarea și plotarea lor este descrisă în Anexa 2f: Forma ecuațiilor diferențiale este prezentată în figura 6.9.

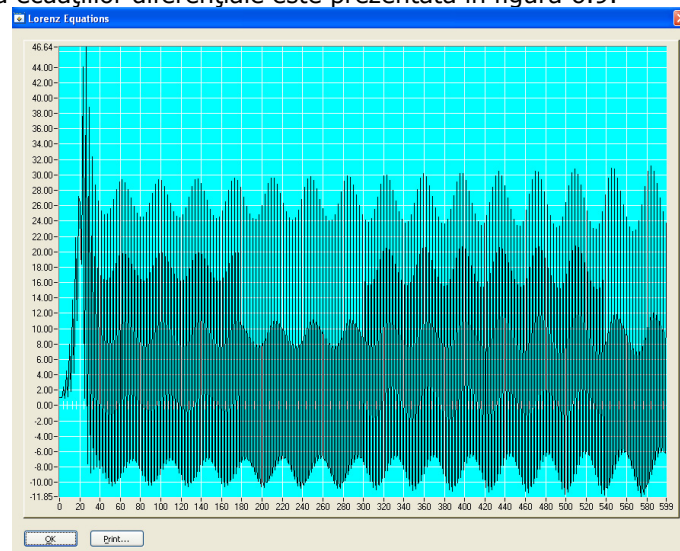


Fig.6.9. Forma ecuațiilor diferențiale de tip Lorenz

Pentru analiza și simularea unor modele existente, această aplicație oferă posibilitatea accesării unui alt pachet software, care, conform unei serii de timp proprii, realizează analiza a trei modele cunoscute în teoria haosului: (Lorenz, Rössler și Chua).

Acest pachet soft a fost proiectat de CeNDEF, pentru simularea sistemelor dinamice neliniare. Pe lângă cele trei modele (Lorenz, Rössler și Chua) deja existente și implementate, pot fi analizate și alte sisteme dorite de utilizator, prin inserarea ecuațiilor corespunzătoare sistemului.

În continuare este prezentată o analiză a modelului Henon, cu ajutorul interfeței E&F Chaos.

Henon Map este un sistem dinamic de tip discret, unul din cele mai studiate modele dintre sistemele dinamice care caracterizează comportamentul haotic. Iterația pătratică, ireversibilă, are forma:

$$\begin{aligned}x_{n+1} &= 1 - ax_n^2 + y_n \\ y_{n+1} &= bx_n\end{aligned}$$

unde a și b sunt parametri, iar $n=0,1,2,\dots$

Studiul acestei iterații înseamnă, de fapt, determinarea stării sistemului după un număr suficient de mare de pași de iterare. Din simulări se poate constata că diferitele stări spre care tinde sistemul, în evoluția sa temporală, depind esențial de valorile celor doi parametri a și b .

Rezultatele analizei simulării modelului iterativ Henon sunt prezentate în continuare, astfel:

În figura 6.10. este prezentată seria de timp folosită de acest model.

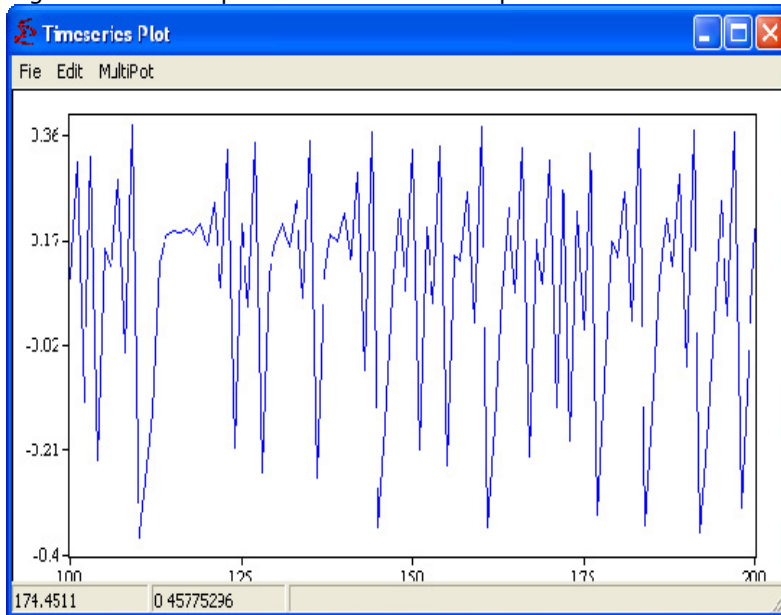


Fig.6.10. Seria de timp a iterației Henon

În figura 6.11. este redată diagrama de bifurcație a iterației Henon:

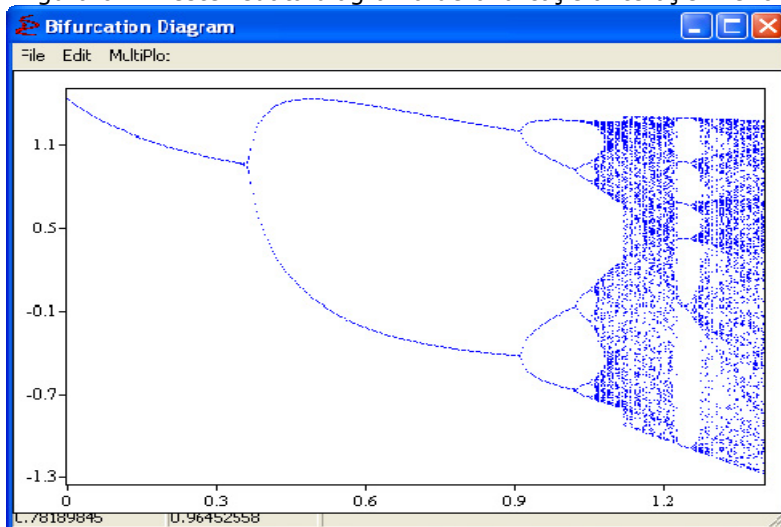


Fig.6.11. Diagrama de bifurcație a iterației Henon

De pe diagrama de bifurcație, se pot observa ferestrele periodice, în interiorul domeniului haotic, adică domenii ale valorilor parametrului „a”, când iterația posedă cicluri limită, orbite periodice atrătoare [Maity2006].

În figura 6.12. este prezentat cel mai mare exponent Lyapunov al iterației în funcție de parametrul „a”, atunci când parametrul „b” este fixat la valoarea de 0.3.

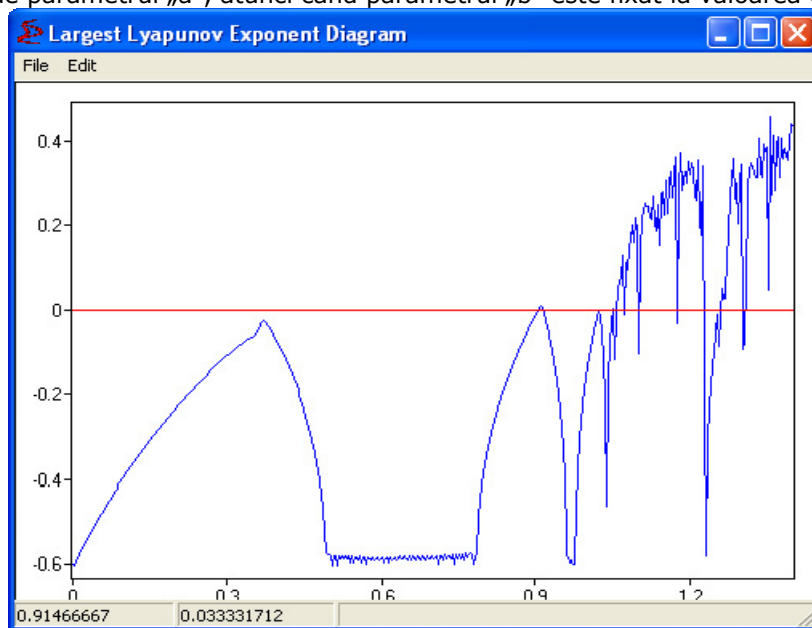


Fig.6.12. Reprezentarea celui mai mare exponent Lyapunov al iterației

Semnificația geometrică a exponenților Lyapunov este aceea că, pentru exponenții pozitivi, există direcții pe care mișcarea este instabilă sau divergentă, în sensul că traiectoriile vecine pe aceste direcții se vor îndepărta de traiectoria originală.

Se pot remarca, de asemenea, valorile celui mai mare exponent Lyapunov corespunzătoare succesiunii dublărilor de perioadă, precum și cele corespunzătoare ferestrelor periodice din domeniul haotic.

6.3. Concluzii

În general, un sistem haotic are o comportare neregulată și poate fi caracterizat prin determinarea unor mărimi caracteristice semnalelor de ieșire ale acestora (capitolul 5). Determinarea mărimilor caracteristice presupune un volum mare de calcule, care trebuiesc făcute de fiecare dată când se pune problema identificării unui sistem haotic. De asemenea, pe baza rezultatelor acestor calcule se pot stabili o serie de concluzii referitoare la controlul sistemelor haotice. În literatura de specialitate nu există un pachet unitar care să realizeze toate aceste deziderate.

Pe baza considerațiilor teoretice prezentate în capitolul 5, în prezentul capitol a fost propus un pachet software original, care realizează următoarele:

- achiziția semnalelor din procesul studiat și formarea unei serii de timp care se poate memora;

- analiza coeficienților Lyapunov și prelucrarea lor;
- trasarea diagramei Delay Plot și stabilirea atractorilor;
- trasarea diagramelor de bifurcație pentru analiza posibilităților de stabilizare a unui sistem haotic;
- modelarea sistemelor haotice folosind modele standard;
- controlul și sincronizarea sistemelor dinamice haotice.

Aplicația este realizată în mediul de lucru LabWindows CVI produs de National Instruments. Semnalul care va fi analizat și ulterior prelucrat va fi achiziționat printr-o placă de achiziții de date de tip PCI 6024e, tot de la National Instruments.

Prin utilizarea pachetului de programe propus, analiza sistemelor haotice, modelarea lor și eventualul control al acestora devine mult mai operativă, constituindu-se într-un instrument foarte util de lucru. De altfel, acesta a fost folosit și în cadrul lucrării de față la identificarea cuptorului cu arc electric de curent continuu și la conceperea sistemelor de conducere specifice (capitolul 7).

Principalele contribuții ale autorului în capitolul de față sunt:

- stabilirea structurii pachetului software;
- întocmirea programelor de calcul;
- implementarea programelor de calcul și proiectarea unei interfețe de tip "windows", pentru a facilita utilizarea instrumentului de lucru creat;
- testarea pachetului software creat folosind semnale standardizate și haotice prelevate dintr-un proces real (cuptor cu arc electric de curent continuu);
- testarea pachetului software creat pentru modelarea și controlul proceselor dintr-un cuptor cu arc electric de curent continuu.

7. UTILIZAREA TEORIEI HAOSULUI PENTRU REGLAJUL FUNCȚIONĂRII CUPTOARELOR CU ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU

7.1. Introducere

În capitolele anterioare a fost scos în evidență faptul că tensiunea pe arcul electric și curentul prin arc prezintă variații foarte importante, care înrăutățesc regimul energetic al cuptorului cu arc electric de curent continuu. În literatura de specialitate sunt prezentate mai multe metode clasice, sau mai puțin clasice, de conducere a procesului de topire a oțelului în cuptoarele cu arc electric de curent continuu, scopul principal al acestora fiind stabilizarea tensiunii pe arc și a curentului prin arc la valori dorite. Datorită dificultăților de modelare matematică a fenomenelor din cuptor, metodele descrise nu dau rezultate satisfăcătoare.

În prezentul capitol se abordează o nouă metodă de conducere a proceselor din cuptorul cu arc electric de curent continuu, apelându-se la teoria haosului. După cum se va vedea în continuare, fenomenele ce se produc în cuptor (în special lungimea arcului), se încadrează în problematica fenomenelor haotice și deci, pot fi tratate prin metode specifice acestora.

7.2. Aspecte ale urmării funcționării cuptorului cu arc electric de curent continuu

Schema de alimentare cu energie electrică a unui cuptor de curent continuu, bazată pe principiul transformator – redresor necomandat – choppere, este prezentată în figura 7.1, [Abdous2008], [Gherman2011].

Combinarea Δ/Δ și Δ/Y a celor două transformatoare este folosită pentru obținerea unei operații cu 12 pulsuri pe perioadă. Sursa de putere cu choppere este echipată cu tranzistoare IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), iar pentru obținerea nivelului necesar de curent există mai multe secțiuni în paralel. Având în vedere că un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) suportă aproximativ 1500 A, la o tensiune de 6500 V, numărul de choppere în paralel depinde de nivelul de putere cerut.

O problemă deosebită în acest caz o reprezintă echilibrarea sarcinii între fiecare unitate, cu scopul de a distribui uniform curentul total din arc.

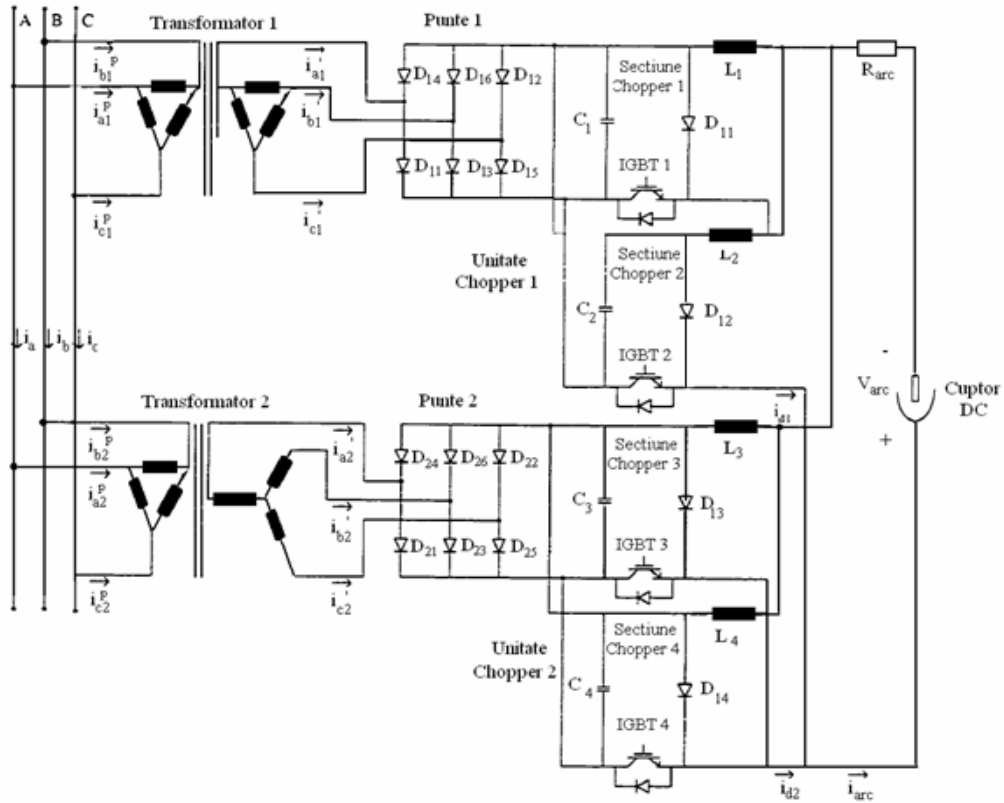


Fig.7.1. Schema de alimentare cu energie electrică a unui cuptor cu arc electric de curent continuu

În literatură se prezintă scheme cu reglatoare PI, dar care, datorită variațiilor în limite foarte largi și cu amplitudini mari ale curentului din arc, fac ca bucele liniare de control al curentului să nu poată realiza un reglaj satisfăcător. O asemenea schemă este prezentată în figura 7.2.

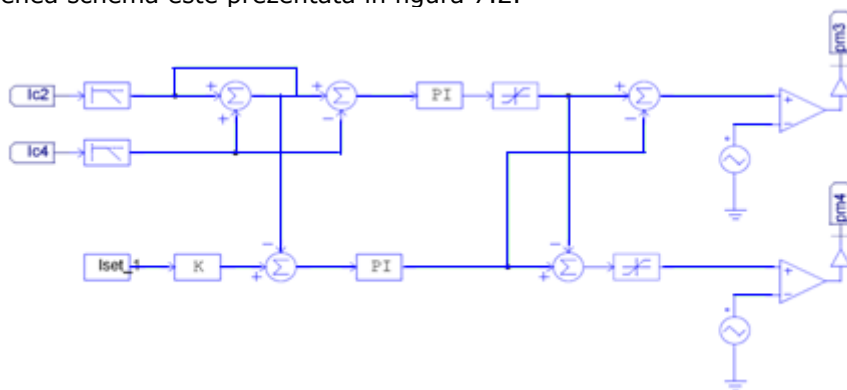


Fig.7.2. Convertoare coborâtoare DC-DC în paralel cu reglaj PI și partajarea curentului

În figura 7.2. se prezintă schema de conducere cu două regulatoare PI a unui convertor DC-DC cu două choppere în paralel. Ambelor regulatoare li se aplică valorile impuse de curent, iar acestea elaborează valorile de comandă pentru convertorul propriu-zis, pe baza modelului matematic al ansamblului convertor - arc electric. Datorită faptului că modelul arcului electric nu este precis, acordarea regulatoarelor nu se poate face cu precizie și, în plus, această acordare nu este constantă în timp. Din aceste motive performanțele reglării sunt nesatisfăcătoare.

În realitate curentul prin arc este variabil în limite foarte largi, iar convertorul DC-DC și cuptorul cu arc electric de curent continuu au o caracteristică puternic neliniară, care poate deveni haotică. Există, în general, două surse de haos:

a) Haosul datorat convertorului DC-DC. După cum este prezentat pe larg în literatura de specialitate [Abdous2008], [Bracale2004], [Chen2006], [Hong2009], [Iqbal2007a], [Iqbal2007c], [Subashini2011], [Wei-Guo2011], [Zhou2011], convertorul coborâtor DC-DC este o cauză esențială a comportamentului neliniar și haotic a ansamblului. În funcție de parametrii convertorului, perioada dublei bifurcații poate apărea la valori certe ale referinței de curent.

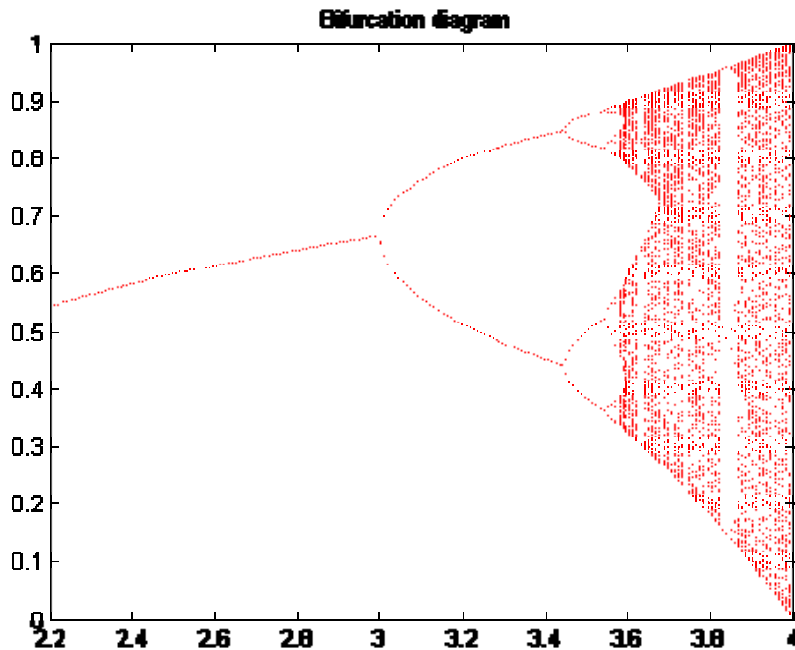
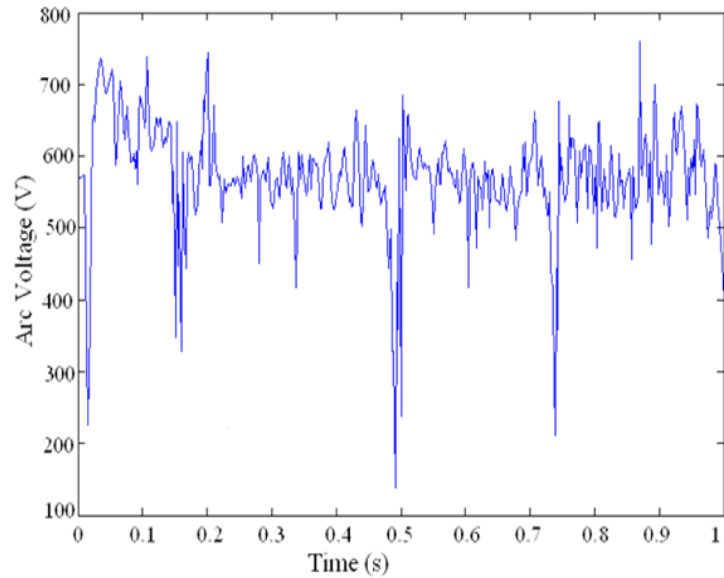


Fig.7.3. Diagrama de bifurcație

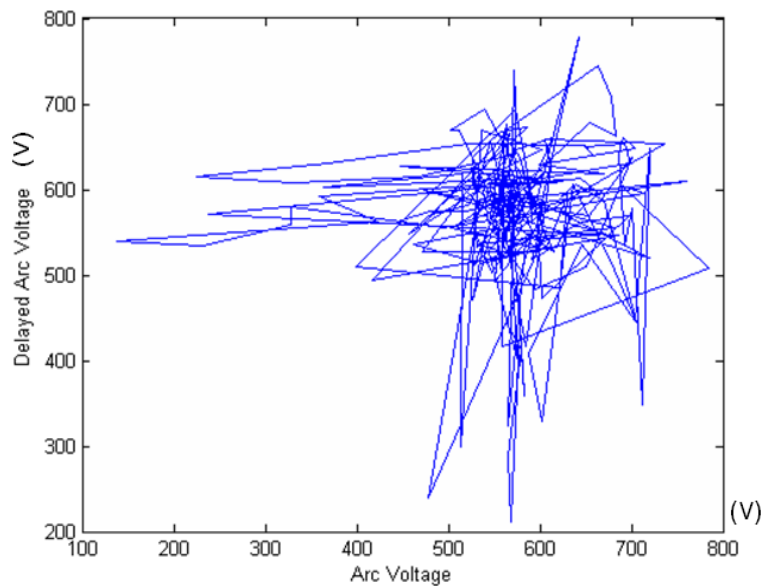
Aceste bifurcații pot conduce la o funcționare instabilă, adică la variații haotice ale tensiunii de ieșire.

Pentru a stabiliza comportamentul convertorului coborâtor, au fost implementate câteva soluții care utilizează controlul sliding mode, filtre Kalman, etc.

Având în vedere necesitatea împărțirii egale a curentului între unitățile chopperului în regim dinamic, implementarea unor astfel de soluții nu au condus la rezultate favorabile.



a) Variația tensiunii pe arcul de curent continuu



b) Traectoria de fază pentru tensiunea pe arcul de curent continuu

Fig.7.4. Forma de undă și diagrama de Delay Plot pentru tensiunea pe arc

b) Haosul datorat lungimii variabile a arcului electric. Arcul electric de curent continuu este foarte sensibil la perturbații. Din această cauză, este foarte greu de precizat distribuția spațială și temporală a acestuia și, în final, lungimea acestuia și deci, valoarea curentului prin arc.

Au fost efectuate multiple cercetări privind modelarea matematică a cuptorului cu arc electric de curent continuu, care însă, au rămas, până în momentul

de față, fără un răspuns clar referitor la variația curentului din arc. Motivul îl reprezintă tocmai existența acestor perturbații permanente cu caracter neliniar.

În vederea identificării comportamentului haotic al arcului electric, tensiunea pe arc trebuie supusă unor teste specifice (menționate în capitolele 5 și 6).

În figura 7.4.a este prezentată variația tensiunii pe arcul electric de curent continuu, înregistrată la un cuptor cu arc electric de curent continuu, cu capacitatea de 140 t oțel (Georgsmarienhuette GmbH, Georgsmarienhuette, Germania), iar în figura 7.4.b se prezintă traiectoriile de fază pentru tensiunea înregistrată (Delayed Arc Voltage). Din figura 7.4.b se observă o concentrare a traiectoriilor, de unde rezultă că procesul se poate stabili. Aplicând pachetul software propus în capitolul 5, s-a obținut variația coeficienților Lyapunov, prezentată în figura 7.5.

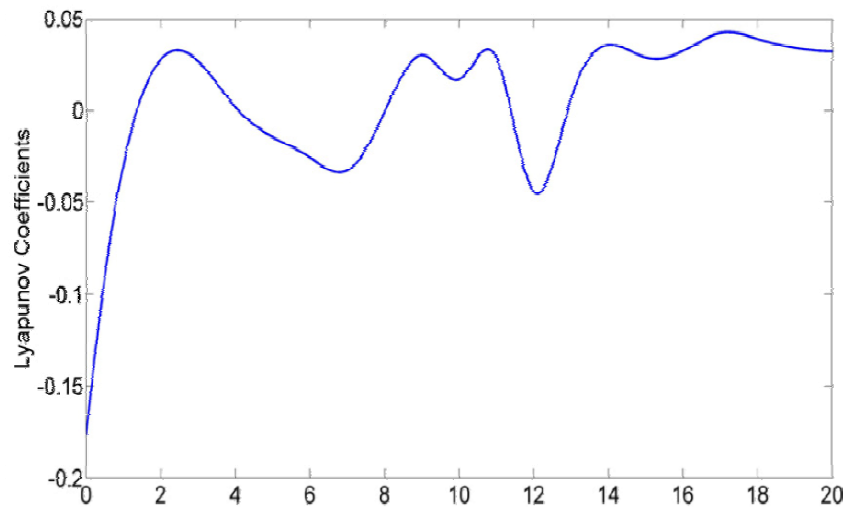


Fig.7.5. Variația coeficienților Lyapunov

Valoarea maximă pozitivă a exponentului Lyapunov ajunge la 0,98, iar entropia Kolmogorov este de 4,752.

Aceste valori denotă un comportament haotic puternic, iar faptul că suma tuturor coeficienților Lyapunov este negativă arată că sistemul poate fi controlat.

Guido Carpinelli în [Carpinelli2004] își propune să determine care dintre modelele Rössler, Chua sau Lorentz este mai adecvat pentru modelarea cuptorului cu arc electric de curent continuu, folosind teoria haosului. El pleacă de la un cuptor tipic cu puterea de $80 \times 10^6 \text{W}$, aflat în nordul Italiei, pentru care înregistrează formele de undă ale curentului prin arc și tensiunii pe arcul de curent continuu și căruia îi calculează indicii de calitate pe baza măsurărilor efectuate. Aceeași indici de calitate îi calculează folosind fiecare din modelele haotice determinate, iar prin comparare stabilește care model este mai apropiat de situația reală.

Metodologia de acordare a modelelor este bazată pe figura 7.6. și este prezentată pe larg în [Carpinelli2004]. Notând cu STHD_U indicii de distorsiune armonică de scurtă durată pentru tensiune (STHD_U) și curent (STHD_I), s-au obținut rezultatele prezentate în tabelul 7.1.

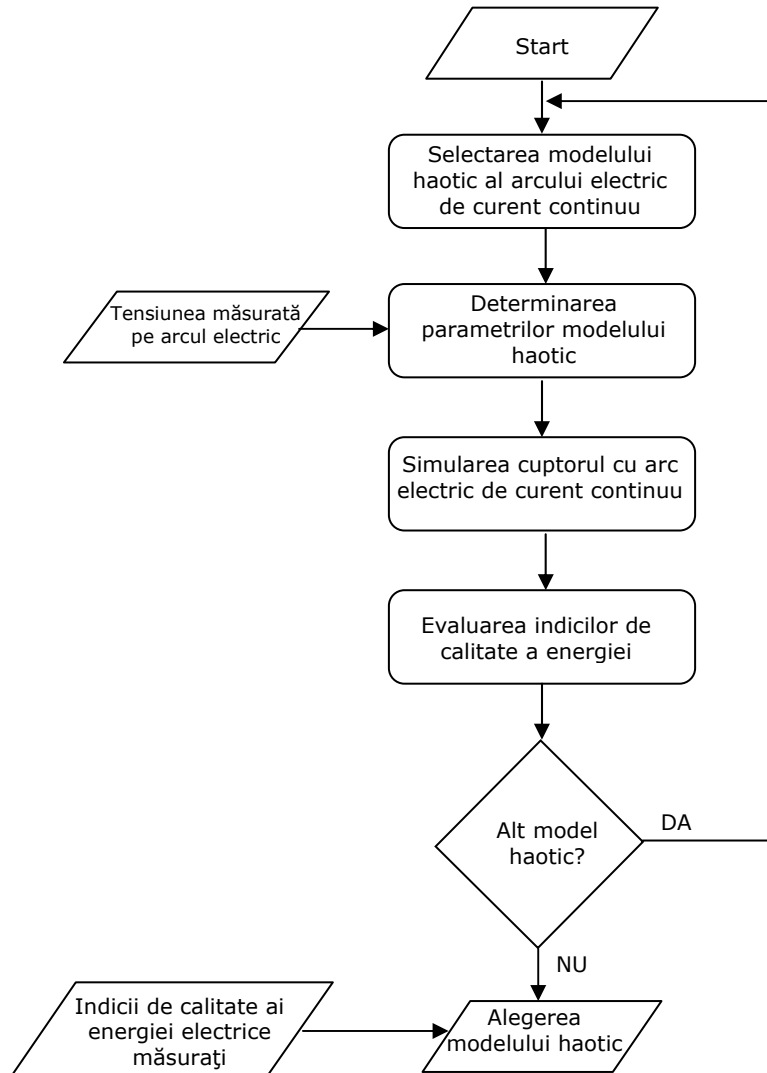


Fig.7.6. Procedura de modelare a cuptorului cu arc electric de curent continuu

Tabelul 7.1. Indici de calitate a energiei electrice

	Valori măsurate	Rössler	Chua	Lorentz
STHD _U	5,99	6,26	5,45	5,79
STHD _I	5,83	1,60	6,80	5,83

Din acest tabel se observă că sistemul de ecuații Lorentz este cel mai apropiat de situația reală, motiv pentru care, în continuare, acesta se va folosi pentru modelarea fenomenelor din cuptorul cu arc electric de curent continuu.

Cercetările efectuate de Guido Carpinelli și prezentate în [Carpinelli2004] au avut ca finalitate găsirea modelului adecvat pentru cuptorul cu arc electric de curent continuu, fără însă a fi folosit mai departe, în încercarea de a conduce procesul de topire pe baza acestui model.

7.2.1. Controlul regimului haotic al tensiunii pe arc utilizând principiul "time delay" pentru poziția electrodului

În capitolul 5 au fost prezentate mai multe metode de control și de reglare a fenomenelor haotice. Dintre acestea considerăm că principiul lui Pyragas [Poursamad2009], [Pyragas2003] - „time-delay feedback control”, prezintă performanțe superioare și este relativ ușor de implementat într-o instalație reală, fără modificări costisitoare ale acesteia.

În acest scop folosim relația [Jones2002]:

$$U_a = \frac{I \rho_a}{m \pi} \left[-\frac{1}{a^2 + ab} + \frac{1}{a^2 + ab \cdot \exp(mL)} + \frac{\ln(a+b)}{a^2} + \frac{mL}{a^2} - \frac{\ln[a + b \cdot \exp(mL)]}{a^2} \right], \quad (7.1)$$

care stabilește legătura între tensiunea pe arc, U_a , curentul prin arc, I , și lungimea arcului, L , și în care :

$$r_k = \sqrt{\frac{I \cdot 10^2}{\pi (3500 A / m^2)}} \text{ raza spotului catodului} \quad (7.2.a)$$

$$m = -\frac{1}{5r_k} \quad (7.2.b)$$

$$b = -2.2r_k \quad (7.2.c)$$

$$a = 3.2r_k \quad (7.2.d)$$

unde:

U_a – tensiunea pe arc, [V];

I – curentul, [A];

ρ_a – rezistivitatea arcului, [$\Omega \text{ m} \cdot 10^{-2}$];

r_k – raza arcului la catod, [$\text{m} \cdot 10^{-2}$];

L – lungimea arcului, [$\text{m} \cdot 10^{-2}$].

Lungimea momentană a arcului este calculată pe baza unui sistem generalizat Lorenz (determinat parțial de Guido Carpinelli [14]), descris de ecuațiile:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \left(10 + \frac{25}{29}k\right)(x_2 - x_1) \\ \dot{x}_2 &= \left(28 - \frac{35}{29}k\right)x_1 + (k-1)x_2 - x_1x_3 \\ \dot{x}_3 &= \left(-\frac{8}{3} - \frac{k}{87}\right)x_3 + x_1x_2 + u, \end{aligned} \quad (7.3)$$

unde k – reprezintă parametrul prin care se forțează sistemul neliniar să fie haotic, dacă $k \in [0,1]$. Am considerat că variațiile haotice aparțin parametrului x_3 , $L_{arc} = L_{ks} \cdot x_3$, unde k_s este determinat experimental în funcție de puterea cuptorului. Deci, x_3 poate fi considerat ca fiind variația lungimii arcului electric în timp.

Variabila „u” este o variabilă de control introdusă artificial. Ea corespunde unei valori a poziției electrodului, iar apoi este folosită în simulare pentru a stabili variația haotică a arcului.

Tensiunea pe arc este calculată pe baza lungimii arcului, L și a curentului din arc, I și este prevăzută ca intrare de reacție a tensiunii.

În figura 7.7. este prezentată variația calculată a tensiunii pe arcul electric, la curent prin arc constant, fără nici o măsură de stabilizare a acestuia și folosind modelul Lorentz. Se observă variații haotice într-o gamă foarte largă (200-800V), care înrăutățesc regimul de funcționare al cuptorului.

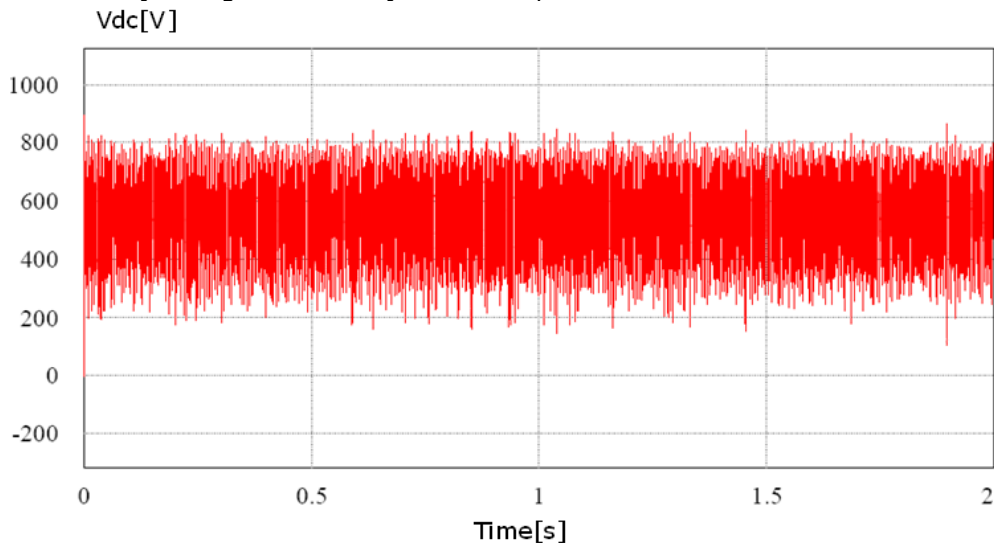


Fig.7.7. Tensiunea rezultată pentru o valoare constantă a curentului pe arc

Utilizând controlul „time-delay”, este posibilă îmbunătățirea efectului variațiilor haotice ale tensiunii pe arc. Semnalul de control pentru poziția electrodului va fi generat utilizând diferența între două valori (una la momentul t, și una întârziată, la momentul t-τ, ale tensiunii pe arc), conform figurii 7.8. și a principiului lui Pyragas.

$$u(t) = K(y(t - \tau) - y(t)) \quad (7.4)$$

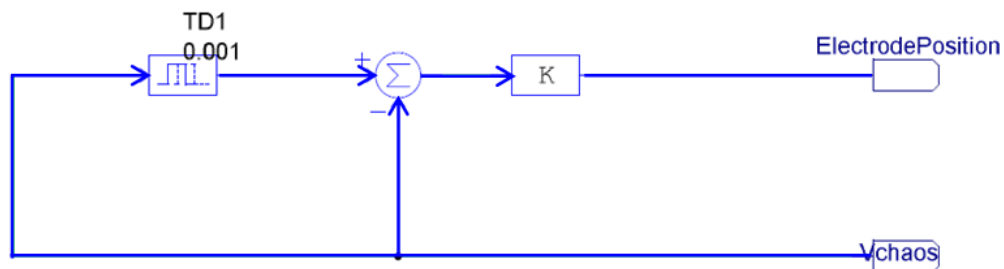


Fig.7.8. Reglajul „time-delay” pentru poziția electrodului

Poziția electrodului este controlată printr-un sistem hidraulic având funcția de transfer de forma:

$$G_{EP} = \frac{k \cdot e^{-Tds}}{(Ts + 1)s} \quad (7.5)$$

Semnalul de ieșire al părții "time-delay" din figura 7.8., care diminuează efectele haotice ale variației lungimii arcului, este aplicat buclei de reglare a poziției electrodului care, prin mișcarea acestuia, menține lungimea arcului constantă.

7.2.2. Controlul nivelului de haos al arcului electric utilizând principiul „time- delay” pentru reglajul convertorului DC-DC

La funcționarea în paralel a mai multor unități din cadrul unui convertor DC-DC repartizarea curentului pe fiecare unitate și momentele reale de comutație a acestora prezintă o sursă majoră de haos, conform [Angulo2007],[Chen2006],[Gherman2011],[Hong2009],[Iqbal2007a],[Iqbal2007c],[Mehrizi-Sani,2007],[Wei-Guo2011].

Pentru o funcționare în paralel a chopperelor s-a propus un controller hibrid, bazat pe un "time-delay" în buclă și un regulator PI.

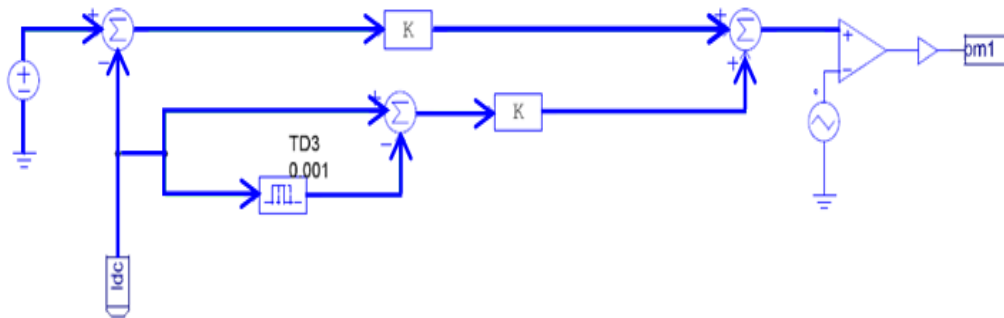


Fig.7.9. "Time-delay" bazat pe controlul unei unități DC - DC

Bucla "time-delay" este utilă pentru eliminarea punctelor de bifurcație haotice care sunt responsabile de comportamentul haotic al arcului electric. Variabila de reglaj este calculată cu relația (7.6) și trebuie să tindă la zero. Pentru a furniza un bun reglaj al curentului de sarcină este utilizată strategia de partajare pentru împărțirea sarcinilor între diferitele unități de chopper.

$$u(t) = k_1 \cdot (U_{arc}(t) - U_{ref}) + k_2 [U_{arc}(t - \tau) - U_{arc}(t)] \quad (7.6)$$

Relația (7.6.) este valabilă pentru două unități de partajare, iar coeficienții k_1 și k_2 sunt aleși în funcție de structura reală a celor două unități în procesul de setare experimentală a schemei. Același lucru este valabil și pentru timpul de întârziere, τ .

7.3. Simularea soluției propuse pentru reglajul funcționării cuptoarelor de curent continuu

Pentru simularea funcționării convertorului DC-DC compus din 4 choppere lucrând în paralel, utilizând metoda propusă în paragraful 7.2.2., a fost realizat modelul unui cuptor tipic cu arc electric de curent continuu (putere $50 \times 10^6 \text{ W}$, redresor necomandat cu 12 pulsuri), folosind PowerSimtech PSIM.

Schema de simulare este dată în figura 7.10.

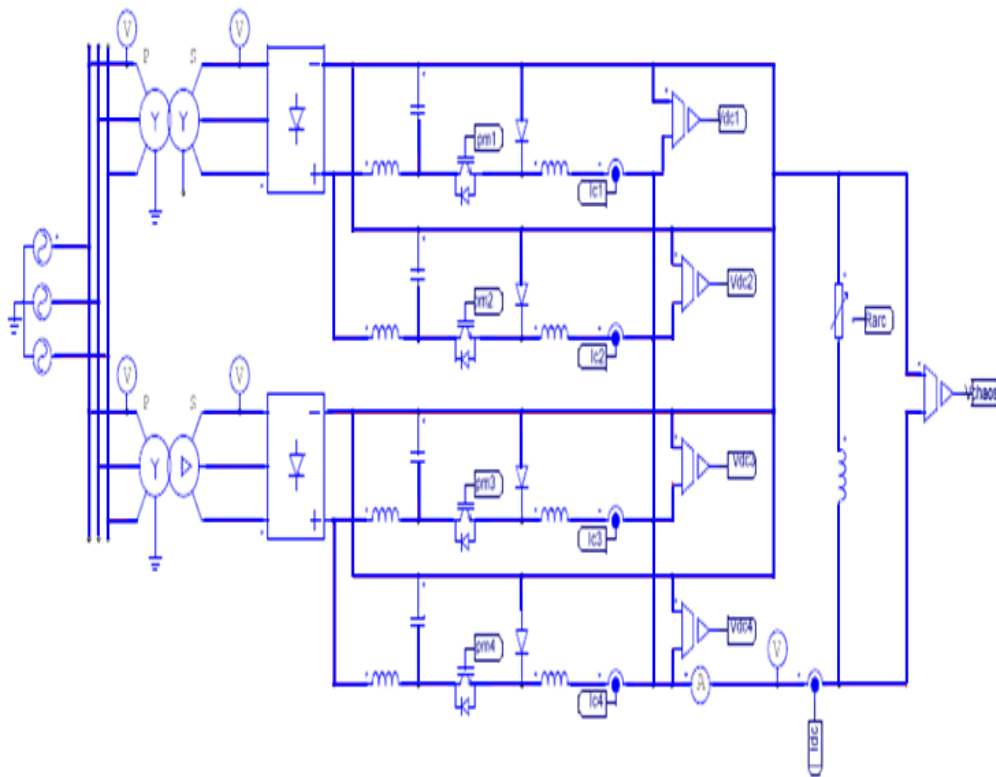


Fig.7.10. Schema de simulare pentru patru choppere în paralel, cu redresor necomandat

În figura 7.11. sunt prezentate rezultatele reglajului simulat. Se observă că după intrarea în regim normal de lucru curentul prin arc rămâne constant, deci efectele haosului din convertor sunt anihilate.

Pentru reglajul poziției electrodului, deci menținerea constantă a tensiunii pe arcul electric, folosind schema din figura 7.8. a fost realizată de asemenea o simulare obținându-se răspunsul din figura 7.12.

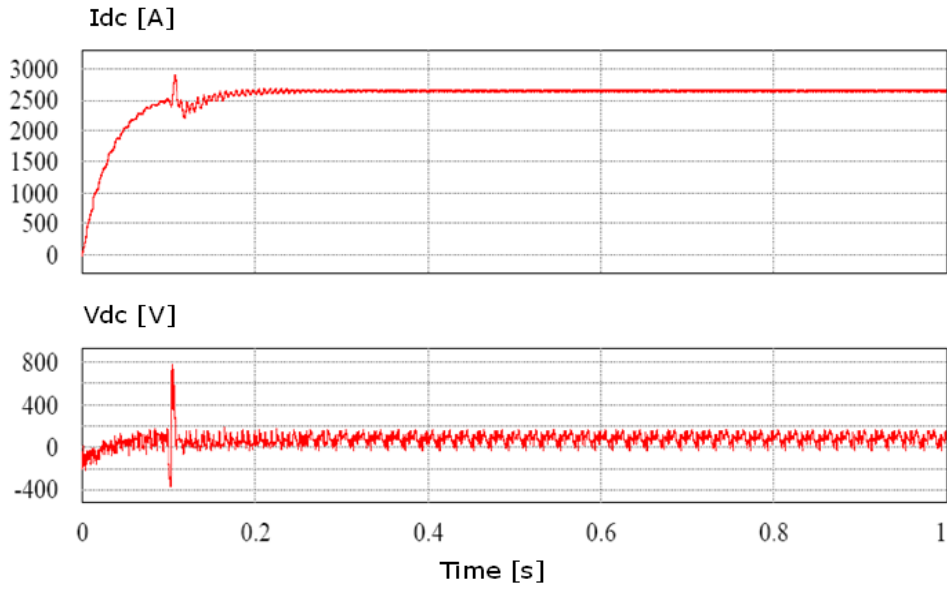


Fig.7.11 Rezultatele reglajului PI

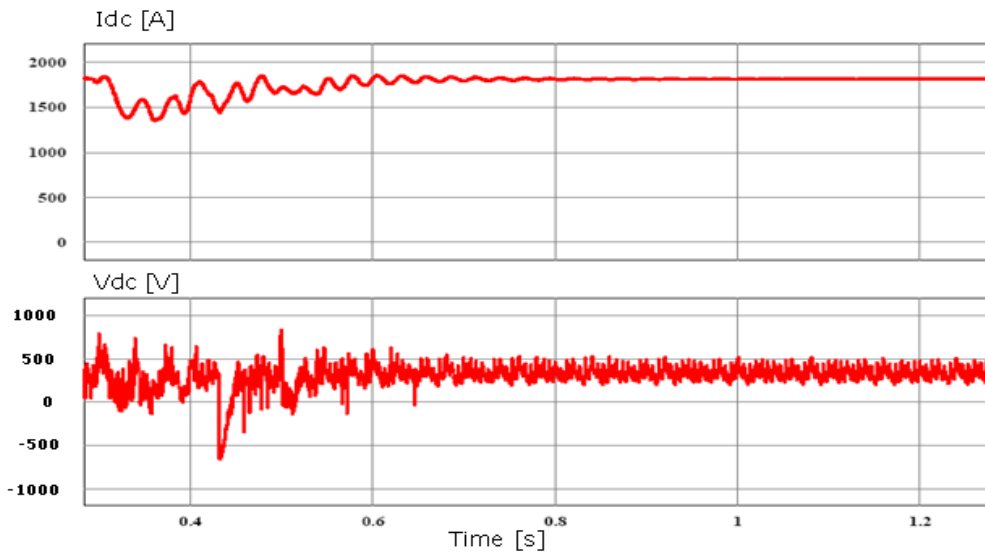


Fig.7.12. Rezultatele „time-delay” pentru reglajul poziției electrodului, pentru timpul de întârziere $\tau = 1$ s

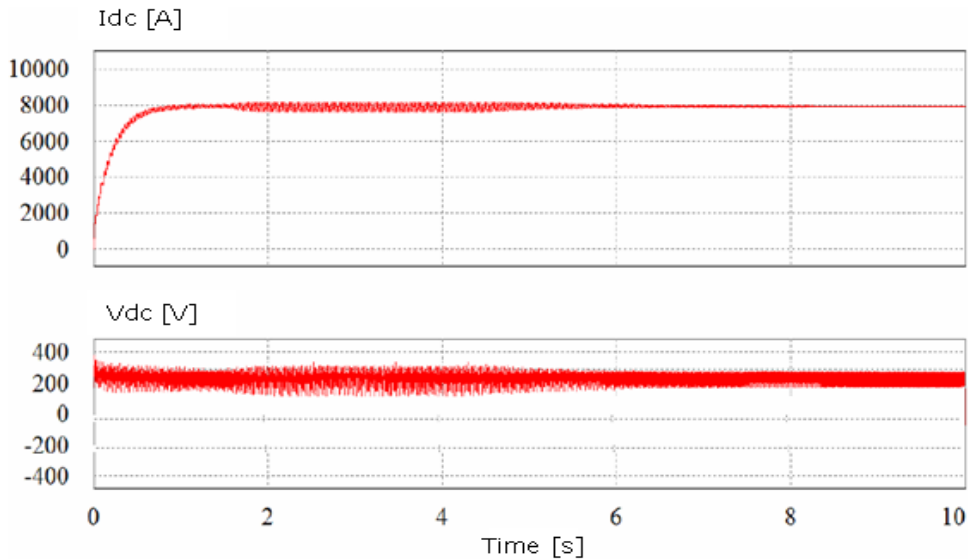


Fig.7.13. Rezultatele „time-delay” pentru reglajul poziției electrodului, pentru timpul de întârziere $\tau = 0,01$ s

Acest răspuns nu este foarte satisfăcător și atunci a fost încercată setarea altor valori pentru timpul de întârziere τ . Pentru $\tau = 0,01$ s s-a obținut răspunsul din figura 7.13., în care se observă o îmbunătățire substanțială față de cazul precedent atât din punct de vedere al reglajului curentului cât și a tensiunii pe electrod.

Eliminarea în totalitate a variațiilor de tensiune nu este posibilă.

Codul sursă pentru algoritmul de control al cuptorului electric este prezentat în Anexa 3.

7.4. Implementarea sistemului de control

7.4.1. Generalități

Mediul de modelare și simulare a sistemelor dinamice MATLAB/Simulink și-a câștigat rapid o binemeritată notorietate în mediile academice, științifice și industriale în care activitatea de bază o constituie proiectarea algoritmilor de conducere sau de prelucrare a datelor, a soluțiilor pentru controlul automat al proceselor sau telecomunicațiile.

O ultimă facilitate pusă la dispoziția utilizatorilor, de fapt cea care a revoluționat în mare măsură utilizarea MATLAB/Simulink prin extinderea capabilităților sale, este Real-Time Workshop (RTW) (Anexa 4), care a fost conceput pentru a face trecerea automată de la programul de simulare la programul executabil. În paragrafele anterioare a fost stabilită structura unor sisteme de conducere pentru menținerea constantă a curentului prin arcul electric de curent continuu și a căderii de tensiune pe arc, folosind elemente specifice teoriei haosului. Schemele prezentate corespund mediului Simulink, dar pentru implementarea lor reală într-o instalație dată este necesară trecerea de la programul de simulare la programul executabil.

În capitolul de față se propune ca implementarea schemelor de conducere să se facă pe o placa de dezvoltare Microchip Explorer 16 (figura 7.14), care este produsă în serie și are un preț de cost foarte redus.

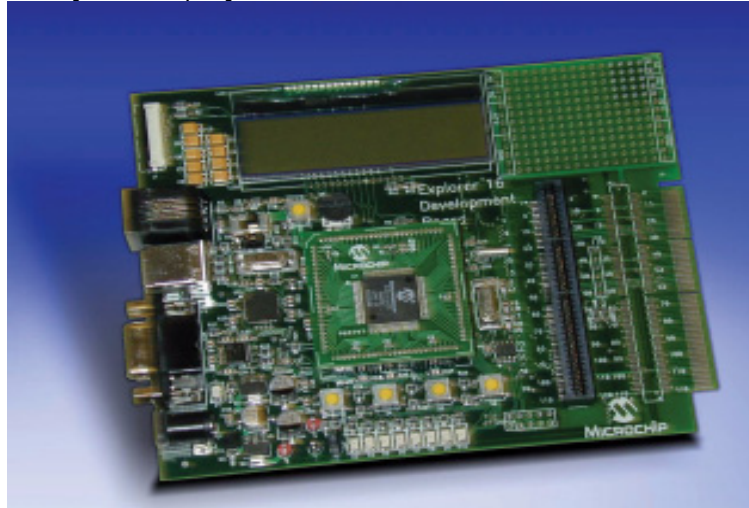


Fig.7.14. Placa de dezvoltare Microchip Explorer 16

Descrierea Real-Time Workshop (RTW) este prezentată în Anexa 3.

7.4.2. Implementarea unui sistem "Hardware In The Loop" pentru modelarea proceselor haotice

Deoarece este relativ dificilă realizarea, respectiv, testarea într-o instalație de tip industrial a sistemului de control al cuptorului cu arc electric de curent continuu, în cadrul aceste lucrări s-a proiectat un sistem de tip "Hardware In The Loop" pentru testarea sistemului de control. Ca și resursă hardware s-a utilizat placa de achiziții NI DAQ 6024-E, cu un număr de 8 porturi de intrare și 8 de ieșire. Pentru accesarea resurselor s-a utilizat platforma Matlab Simulink, cu toolboxul DAQ toolbox. Acest toolbox permite integrarea resurselor plăcii cu algoritmul de control prin simpla conectare a diagramei de simulare cu porturile I/O ale plăcii. În prima fază s-a dorit realizarea unui generator de semnal, care să respecte caracteristicile sistemelor haotice de tip Lorentz. Pentru a obține un semnal echivalent cu o perturbație haotică de tip Lorentz este necesară rezolvarea sistemului dinamic de ecuații ce caracterizează acest sistem.

Implementarea sistemului de ecuații diferențiale de tip Lorentz s-a făcut cu ajutorul unei S-function, scrisă în limbaj C. Avantajul utilizării unei funcții de tip S-function este că codul acesteia poate fi compilat sub forma unui executabil, astfel îmbunătățindu-se considerabil viteza de procesare.

În Anexa 5 este dată structura funcției S-function pentru implementarea generatorului Lorentz.

După compilarea sistemului funcției Lorentz, S-function, rezultă un executabil, care este integrat în sistemul de tip "Real Time", prezentat în figura 7.15.

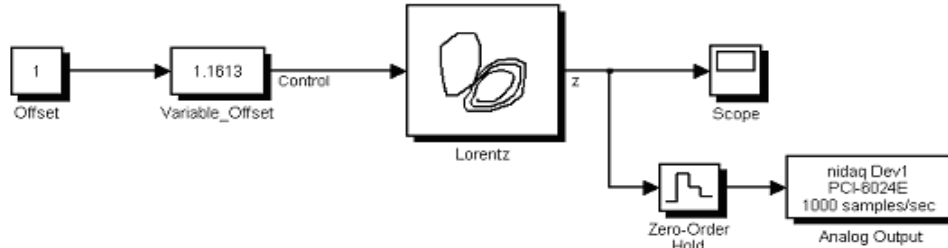


Fig.7.15. Generator de semnal haotic de tip Lorentz

Parametrii trebuie setați corespunzător pentru o funcționare optimă. Configurarea și setarea parametrilor se realizează conform indicațiilor din figura 7.16.

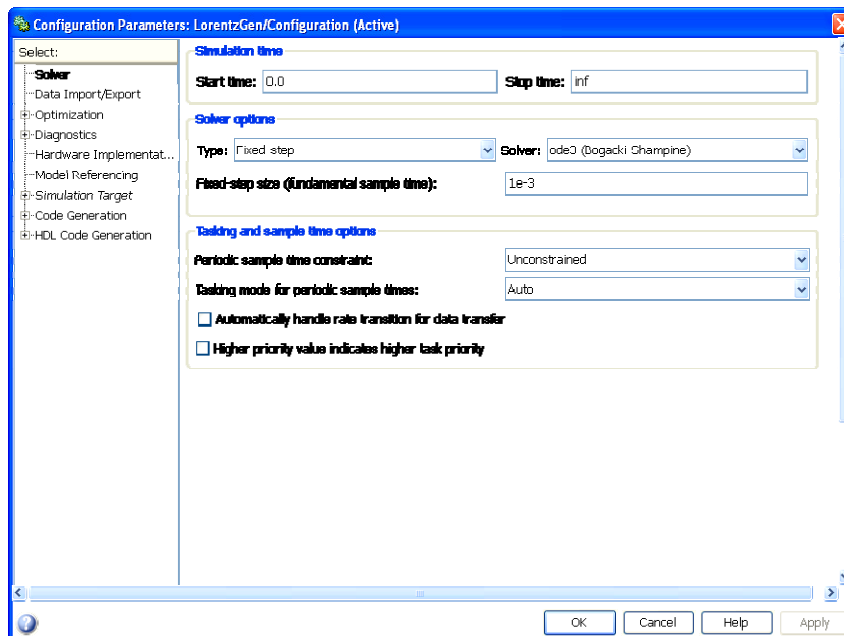


Fig.7.16. Parametrii de configurare pentru generatorul Lorentz

7.4.3. Implementarea unui sistem "Hardware In The Loop" pentru modelarea sistemului de poziționare a electrozului

Pentru realizarea mișcării de poziționare a electrozului pe verticală este utilizat un sistem servohidraulic. Acesta are rolul de a comanda poziționarea electrozului cuptorului astfel încât să se mențină o lungime cât mai constantă a arcului electric.

Modificarea presiunii hidraulice determină mișcări în sus sau în jos a pistonului hidraulic. Pentru modelarea dinamicii sistemului de poziționare s-a construit, în mediul Matlab/Simulink, un simulator de tip „Real Time” pentru

dinamica sistemului de reglare. Modelul dinamic a fost implementat utilizând o funcție de tip Simulink S-function, care este compilată ca și Matlab executabil MEX32. Utilizarea acestei soluții permite o procesare mai rapidă (funcția este compilată ca și executabil).

Parametrii funcției pot fi modificați, astfel încât să se poată realiza un sistem de reglare flexibil.

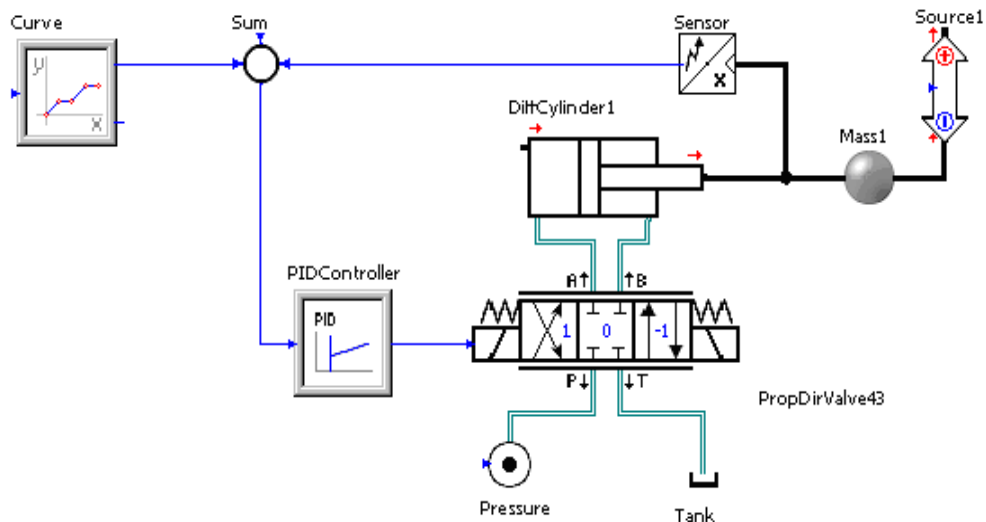


Fig.7.17. Servomotor hidraulic pentru reglarea poziției electrodului

În figura 7.17. se prezintă modelul de simulare în cazul în care regulatorul hidraulic al poziției electrodului ar fi de tip PID

Implementare TDFC utilizand NI DAQ 6024-E

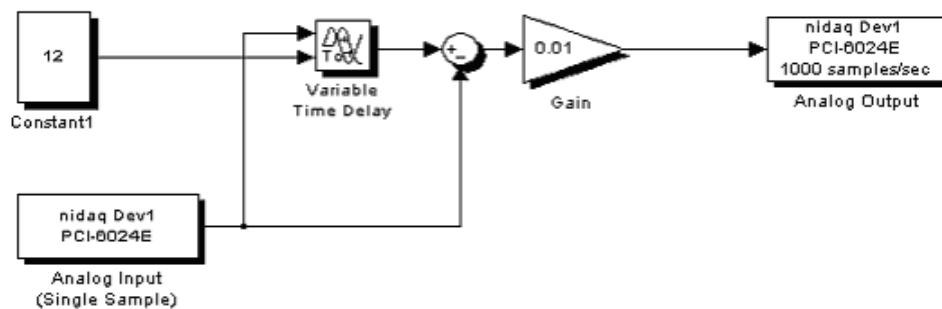


Fig.7.18. Reglajul "Time-Delay Feedback"

În cazul soluției propuse în paragraful 7.2.1. controllerul este de tip „time-delay feedback” și este implementat în figura 7.18. Factorul de amplificare al ieșirii de control este de 0,01, iar timpul de întârziere al părții „time-delay” este variabil pentru a putea fi acordat în timpul experimentărilor.

Pentru implementarea algoritmului de control, placa de dezvoltare Microchip Explorer 16 a fost dotată cu procesorul de semnal dsPIC33FJ256GP710.

7.5. Implementarea hardware a sistemului de control pentru sisteme haotice

SIM2LAB este un blockset pentru MATLAB / Simulink special conceput pentru o gamă largă de microcontrolere din familia MICROCHIP dsPIC33. Cele mai multe dintre perifericele disponibile au fost introduse în blockset, permițând dezvoltarea și validarea aplicațiilor de control mult mai repede. Avantajul major al acestui blockset este dat de faptul că se poate genera cod C de la un model Simulink, respectiv se poate executa codul respectiv pe dispozitivul țintă, într-un timp foarte scurt.

Monitorizarea funcționării se poate efectua ușor prin intermediul SIM2LAB MyGUI Blockset, care permite construirea unei interfețe de tip GUI (Graphical User Interface) în mediul Simulink.

Protocolul de comunicare bi-direcțională oferă o modalitate de a descărca/parca date în timp real și schimbarea „on fly” a parametrilor.

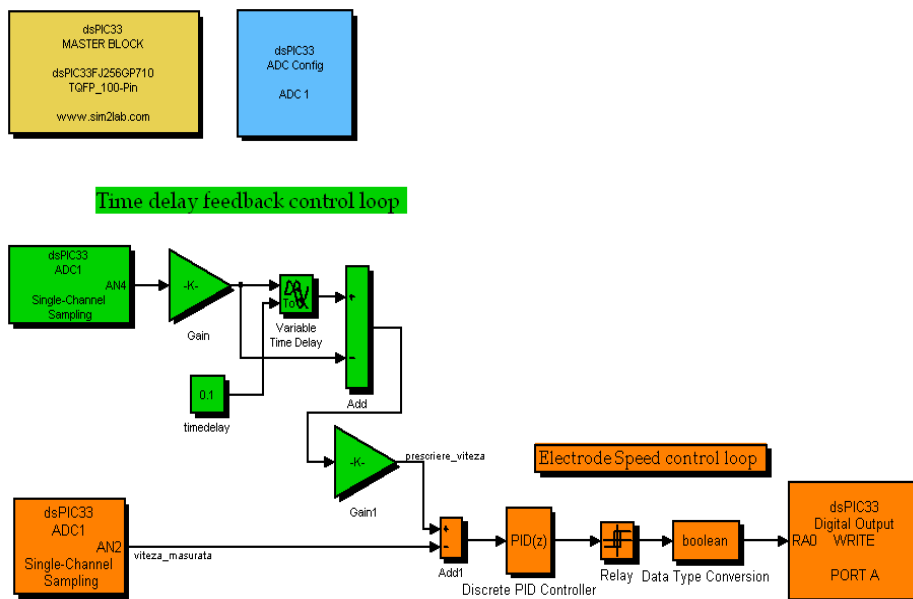


Fig.7.19. Schema de reglaj Time Delay Feedback în buclă închisă

Schema de simulare implementată în Matlab Simulink, pentru reglajul cuptorului este redată în figura 7.19. În partea superioară a schemei se găsesc blocurile RTW din Simulink, care realizează conexiunea cu placa Microchip Explorer 16 și care oferă posibilitatea configurării parametrilor și comunicația cu placa.

Codul generat de mediul RTW al Matlab-ului este atașat în ANEXA 2.

Bucula de reglaj a vitezei electrodului include un regulator de tip PID a cărui referință este modificată în funcție de specificațiile reglajului de tip „Time-Delay Feedback Control”. Acesta are rolul de a anula variațiile tensiunii pe arc prin modificarea poziției electrodului, astfel încât să obținem o formă de undă cât mai stabilă.

7.6. Concluzii

Din capitolele anterioare a rezultat că arcul electric de curent continuu este dificil de modelat matematic, iar conducerea procesului de topire a oțelului prin metode clasice nu a dat rezultate deosebite.

Pe baza studiilor efectuate, autorul a constatat că fenomenele care se produc în cuptor și în convertorul DC-DC au un puternic caracter haotic și ca urmare, problematica menținerii constante a curentului și tensiunii pe arcul electric s-a tratat ținând cont de teoria haosului.

Astfel, au fost puse în evidență cele două surse majore de haos în funcționarea unui cuptor cu arc electric de curent continuu alimentat de la un redresor necomandat și convertor DC-DC coborât, și anume:

- convertorul DC-DC propriu-zis;
- variația lungimii arcului de curent continuu.

Prima problemă este datorată funcționării în paralel a mai multor choppere de putere și ea se referă la împărțirea curentului pe fiecare unitate și la comanda corespunzătoare a chopperelor.

A doua problemă are mai multe cauze, cum ar fi: modificarea structurii băii de topire a oțelului prin formarea de cratere în jurul arcului electric; influența câmpurilor electrice și magnetice asupra lungimii arcului; compoziția atmosferei din jurul arcului electric, precum și alte fenomene, greu de pus în evidență.

Ținând cont de cele expuse, a fost efectuată identificarea unui model haotic, care să descrie cât mai exact fenomenele din cuptor, ajungându-se la concluzia că modelul Lorentz este cel care corespunde cel mai bine acestui deziderat.

Plecând de la acest model, particularizat pentru un cuptor industrial, și folosind principiul de conducere a echipamentelor supuse solicitărilor haotice, elaborat de Pyragas ("Time-Delay Feedback Control"), au fost concepute:

- o schemă pentru menținerea constantă a curentului prin arcul electric;
- o schemă pentru menținerea constantă a tensiunii pe arcul electric.

Folosind datele unui cuptor real, aceste scheme au fost simulate în MATLAB/SIMULINK, iar rezultatele obținute arată o reală îmbunătățire a controlului funcționării cuptorului față de situația cunoscută până acum.

În ultima parte a capitolului a fost realizată implementarea hardware a soluțiilor propuse, folosind mediul Real-Time-Workshop (RTW) de la MATLAB SIMULINK și o placă de dezvoltare MICROCHIP dsPIC33, echipată cu un microprocesor dsPIC33FJ256GP710.

Contribuțiile personale ale autorului sunt următoarele:

- punerea în evidență a efectului haotic în funcționarea convertoarelor DC-DC pentru alimentarea cu energie de curent continuu a cuptoarelor cu arc electric de curent continuu;
- punerea în evidență a caracterului haotic de variație a tensiunii pe arcul de curent continuu, cu determinarea mărimilor caracteristice ale acesteia, folosind aparatul software conceput în capitolul 5;
- determinarea modelului Lorentz pentru cuptorul cu arc electric de curent continuu;
- conceperea programului pentru generarea propriu-zisă a modelului Lorentz;
- conceperea schemei pentru menținerea constantă a curentului prin arcul electric folosind principiul "time-delay";

- simularea schemei concepute pentru un caz real și punerea în evidență a faptului că, curentul electric prin arc este constant;
- conceperea schemei pentru menținerea constantă a tensiunii pe arcul electric, considerând ca parametru cu variație haotică lungimea arcului și folosind principiul "time-delay";
- simularea schemei concepute pentru un caz real și interpretarea rezultatelor: variațiile de tensiune devin mult mai mici, dar nu pot fi eliminate în totalitate;
- analiza valorii timpului de întârziere, τ , asupra performanțelor reglării;
- implementarea hardware a metodelor de control propuse, folosind modelările Simulink realizate și mediul Real-Time-Workshop(RTW) de la MATLAB/SIMULINK;
- conceperea programelor pentru implementarea hardware pe o placă de dezvoltare Microchip Explorer 16, echipată cu procesorul dsPIC33FJ256GP710;
- descrierea generală a mediului Real-Time-Workshop (RTW) (Anexa 4), care a fost utilizat pentru implementarea hardware a schemelor propuse.

8. CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE

Lucrarea de față este dedicată cercetărilor din domeniul de mare actualitate al analizei și conducerii cuptoarelor electrice cu arc de curent continuu pentru topit oțelul, care să permită o îmbunătățire a performanțelor energetice ale acestora și o reducere a efectelor lor poluante.

Lucrarea este concepută ca o dezvoltare succesivă de problematici specifice, sfârșitul fiecărui capitol evidențiind particularități, recomandări și concluzii.

Obiectivul principal al prezentei teze îl constituie analiza soluțiilor de alimentare optimă cu energie electrică de curent continuu a cuptoarelor pentru topirea oțelurilor și aplicarea unor principii noi (teoria haosului determinist) de conducere a proceselor fizice din aceste cuptoare.

Lucrarea conține 8 capitole și 6 Anexe, 149 reprezentări grafice, 11 programe de calcul, 21 tabele, 253 relații matematice și 131 de titluri bibliografice folosite, cele mai multe de data recentă. Dintre acestea, 19 de lucrări au ca autor principal sau coautor pe autorul tezei.

Direcțiile de cercetare abordate în teză sunt sistematizate în cele 8 capitole și cuprind, în sinteză, următoarele:

În capitolul 2 sunt prezentate și analizate:

- *plasma arcului electric*. Sunt puse în evidență ecuațiile microscopice ale plasmăi ca fiind o stare a materiei aflate din punct de vedere energetic pe cel mai înalt nivel și formată dintr-un ansamblu de particule neutre, pozitive, negative și fotoni. Temperatura coloanei de plasmă este în general cuprinsă între 3000 K ÷ 12000 K. Trecerea curentului electric prin arc este rezultatul mișcării dirijate a purtătorilor de sarcină electrică: ionii și electronii. Formarea și dispariția acestora are loc în mod continuu, în urma unei game foarte variate de procese elementare, adică de interacțiuni atât între particulele din coloana arcului (proces elementare de volum), cât și între particulele din arc și în cele din mediile învecinate (proces elementare de suprafață). Analiza generalizată a plasmăi presupune dificultăți matematice și fizice deosebite;

- *fenomene fizice în arcul electric*. Aceste fenomene sunt tratate utilizând un aparat matematic adecvat procesele elementare de suprafață, adică: emisia termoelectronică și termoionică în câmp electric, emisia electronică secundară și emisia fotoelectronică, ionizarea superficială și pulverizarea catodică. Relațiile matematice utilizate sunt comentate și s-a insistat asupra consecințelor practice. De exemplu, micșorarea numărului de atomi pulverizați din electrozii arcului electric determină micșorarea vitezei de consumare a electrozilor, deci creșterea productivității și scăderea prețului de cost pentru utilizarea arcului electric.

Sunt studiate, de asemenea, procesele elementare de volum, cum ar fi: termoionizarea și ionizarea prin șoc, fotoionizarea și recombinația.

- *curentul electric în arc*. Se analizează matematic și fenomenologic mișcarea individuală a purtătorilor de sarcină electrică, mișcarea globală a purtătorilor de sarcină electrică, se stabilește expresia curentului electric de conducție în arc și se efectuează bilanțul puterilor.

În capitolul 3, pe baza unor experimente efectuate la un cuptor modern cu arc electric de curent continuu, de mare capacitate, au fost ridicate curbele reale de variație a curentului electric prin arc și a tensiunii pe arc, pentru diverse regimuri de funcționare ale acestuia. S-a evidențiat faptul că aceste curbe prezintă variații importante ale celor două mărimi, aparent nejustificate. Sistemele de automatizare existente nu reușesc să elimine aceste variații, ceea ce influențează negativ asupra productivității și duratei de viață a cuptorului.

În a doua parte a capitolului 3 se arată că structura arcului electric format între electrod și baia de metal topit este foarte mult influențată de o serie de factori, cum ar fi:

- Omogenitatea băii de metal;
- Compoziția chimică a atmosferei cuptorului;
- Distribuția câmpurilor electrice și magnetice variabile, care modifică într-un mod aleatoriu lungimea arcului electric.

Din relația (3.4.), rezultă faptul că și căderea de tensiune pe arc, chiar la valori constante ale curentului electric, se modifică într-o plajă largă, într-un mod aparent aleatoriu. Aceste aspecte au fost puse în evidență și în înregistrările prezentate în subcapitolul 3.1. și fac imposibilă obținerea unor performanțe ridicate ale sistemelor de conducere automată a regimurilor de funcționare ale cuptorului. Experimentările au fost efectuate pe un cuptor electric aflat în faza de punere în funcțiune, la Georgsmarienhütte GmbH, Georgsmarienhütte, Germania.

În capitol 4 au fost analizate cele două sisteme de alimentare cu energie a cuptoarelor de curent continuu:

- Un sistem, devenit clasic, care utilizează un redresor comandat de mare putere;
- Un sistem, mai nou, care utilizează mai multe choppere pentru alimentarea cu energie electrică a cuptorului.

Pentru a putea compara cele două soluții au fost analizate, experimental, două cuptoare, câte unul pentru fiecare caz. Această analiză se face pe baza rezultatelor experimentale obținute de la două cuptoare identice de 50 MW, unul alimentat prin redresor comandat, iar celalalt prin choppere. Ambele cuptoare aparțin unei firme din Italia, iar măsurătorile au fost efectuate în vara anului 2010. Firma nu și-a dat acordul pentru publicarea altor date de identificare.

În prealabil, au fost studiate principial buclele de comandă și control ale redresorului comandat, respectiv chopperului, încercările fiind efectuate cu aceste bucle în funcțiune.

Ca o concluzie generală, s-a demonstrat că sistemul de alimentare cu choppere este superior celui de alimentare cu redresoare comandate, dar acesta complică oarecum schemele de comandă.

Având un factor de putere net superior, o componentă în armonici mai favorabilă, un coeficient de flicker mult mai redus și o mai bună utilizare a transformatorului de rețea, schema de alimentare cu redresor necomandat și choppere constituie, cel puțin pentru viitorul apropiat, o soluție de îmbunătățire a performanțelor cuptoarelor electrice cu arc de curent continuu.

Utilizarea metodelor clasice de reglare a curentului electric și tensiunii pe arc, reprezintă o limitare datorită dificultăților de modelare matematică a cuptorului.

După cum s-a menționat în capitolul 3, o soluție neaplicată încă practic și bazată pe cercetările personale ale autorului ar reprezenta o tratare a procesului ca un element cu comportare haotică, caz în care modelarea matematică deterministă nu mai este necesară.

În capitolul 5, pe baza unui vast material bibliografic, au fost analizate caracteristicile sistemelor haotice în vederea aplicațiilor practice viitoare. Au fost tratate noțiuni fundamentale ale dinamicii neliniare, descrierea cantitativă a comportamentului haotic, sisteme dinamice tridimensionale cu comportament haotic (insistându-se pe modelele Lorentz, Rössler și Chua), reconstrucția spațiului fazelor și identificarea atractorului din datele experimentale și, în final, controlul sistemelor dinamice haotice (metoda Ogy pentru atractorii Hénon, Lorentz și Rössler, metoda Open-Loop și metoda Pyragas).

Deși aspectele matematice sunt foarte dezvoltate în literatura de specialitate, s-a încercat reducerea acestora la minimum necesar, insistându-se asupra implicațiilor practice.

În general, un sistem haotic are o comportare neregulată și poate fi caracterizat prin determinarea unor mărimi caracteristice ale semnalelor analizate (capitolul 5). Determinarea mărimilor caracteristice presupune un volum mare de calcule, care trebuiesc făcute de fiecare dată când se pune problema identificării unui sistem haotic. De asemenea, pe baza rezultatelor acestor calcule se pot stabili o serie de concluzii referitoare la controlul sistemelor haotice. În literatura de specialitate nu există un pachet unitar care să realizeze toate aceste deziderate.

Pe baza considerațiilor teoretice prezentate în capitolul 5, în cadru capitolului 6, a fost propus un pachet software original, care realizează următoarele:

- achiziția semnalelor din procesul studiat și formarea unei serii de timp ce se poate memora;
- analiza coeficienților Lyapunov și prelucrarea lor;
- trasarea diagramei Delay Plot și stabilirea atractorilor;
- trasarea diagramelor de bifurcație pentru analiza posibilităților de stabilizare a unui sistem haotic;
- modelarea sistemelor haotice folosind modele standard;
- controlul și sincronizarea sistemelor dinamice haotice.

Aplicația este realizată în mediul de lucru LabWindows CVI, produs de National Instruments. Semnalul care va fi analizat și ulterior prelucrat va fi achiziționat printr-o placă de achiziții de date de tip PCI 6024e, tot de la National Instruments.

Prin utilizarea pachetului de programe propus pentru analiza sistemelor haotice, modelarea lor și, eventualul, controlul acestora devin mult mai operative, constituindu-se într-un instrument foarte util de lucru. De altfel, acesta a fost folosit și în cadrul lucrării de față la identificarea cuptorului cu arc electric de curent continuu și la conceperea sistemelor de conducere specifice.

Din capitolele anterioare a rezultat că arcul electric de curent continuu este greu modelabil matematic, iar conducerea procesului de topire a oțelului prin metode clasice nu a dat rezultate deosebite.

În consecință s-a constatat că fenomenele care se produc în cuptor și în convertorul DC-DC au un puternic caracter haotic și ca urmare, problematica menținerii constante a curentului și tensiunii pe arcul electric a fost tratată în capitolul 7, ținând cont de teoria haosului. Astfel, au fost puse în evidență cele două surse majore de haos în funcționarea unui cuptor cu arc electric de curent continuu alimentat de la un redresor necomandat și convertor DC-DC coborât:

- convertorul DC-DC propriu-zis;
- variația lungimii arcului de curent continuu.

Prima problemă este datorată funcționării în paralel a mai multor chopper de putere și ea se referă la împărțirea curentului pe fiecare unitate și la comanda corespunzătoare a chopperelor.

A doua problemă are mai multe cauze cum ar fi: modificarea structurii băii de topire a oțelului prin formarea de cratere în jurul arcului; influența câmpurilor electrice și magnetice asupra lungimii arcului; compoziția atmosferei din jurul arcului; alte fenomene, mai greu de pus în evidență.

Ținând cont de cele expuse, a fost efectuată identificarea unui model haotic care să descrie, cât mai exact, fenomenele din cuptor, ajungându-se la concluzia că modelul Lorentz este cel care corespunde acestui deziderat.

Plecând de la acest model, particularizat pentru un cuptor industrial, și folosind principiul de conducere a echipamentelor supuse solicitărilor haotice, elaborat de Pyragas ("Time-Delay Feedback Control"), au fost concepute:

- o schemă pentru menținerea constantă a curentului prin arc electric;
- o schemă pentru menținerea constantă a tensiunii pe arc electric.

Folosind datele unui cuptor real, aceste scheme au fost simulate în MATLAB/SIMULINK, iar rezultatele obținute demonstrează o reală îmbunătățire controlului funcționării cuptorului față de situația cunoscută în prezent.

În ultima parte a capitolului 7, a fost realizată implementarea hardware a soluțiilor propuse, folosind mediul Real-Time-Workshop (RTW) de la MATLAB SIMULINK și o placă de dezvoltare MICROCHIP dsPIC33 echipată cu un microprocesor dsPIC33FJ256GP710.

În continuare, se prezintă în sinteză, principalele **contribuții originale**, teoretice și aplicative ale autorului, în cadrul tezei de doctorat.

Capitolul 2, având ca obiectiv probleme generale privind încălzirea cu arc electric:

- analiza și sistematizarea materialului bibliografic existent în momentul de față;
- punerea în evidență și tratarea matematică unitară a fenomenelor legate de teoria microscopică și macroscopică a arcului electric, în vederea unei utilizări, în continuarea lucrării, a concluziilor obținute;
- descrierea constructivă și funcțională a cuptoarelor cu arc electric de curent alternativ și în special de curent continuu, la nivelul actual al tehnicii;
- analiza critică a regimurilor de funcționare ale cuptoarelor electrice.

Capitolul 3, având ca obiectiv analiza experimentală a regimurilor de lucru ale cuptoarelor cu arc electric de curent continuu:

- punerea în evidență a regimurilor de funcționare ale cuptorului electric cu arc de curent continuu, pe baza unor înregistrări realizate într-o instalație reală;
- evidențierea variațiilor importante ale curentului din arc și a tensiunii pe arc, aparent haotice, cu toate că instalația era prevăzută cu sisteme moderne de reglare;
- datorită imposibilității de măsurare, în timp real, a lungimii arcului electric și a variației acesteia în funcție de o serie de factori greu de luat în considerare, a fost emisă propunerea de tratare a acestei probleme ca fenomen cu evoluție haotică.

Capitolul 4, având ca obiectiv studiul comparativ, experimental, al sistemelor de alimentare cu energie electrică a cuptoarelor cu arc electric de curent continuu:

- descrierea sistemelor de reglare pentru cazul alimentării cuptorului cu arc electric de curent continuu prin redresor comandat, respectiv redresor necomandat și choppere, pentru cazul a două cuptoare de aceeași putere;
- efectuarea măsurărilor necesare pentru determinarea performanțelor celor două sisteme de conducere a proceselor, cu înregistrarea principalelor mărimi caracteristice;
- punerea în evidență a faptului că în cazul sistemului de alimentare a cuptorului cu arc electric de curent continuu prin redresor necomandat și choppere, sistemul de control asigură performanțe superioare celui alt caz;
- măsurarea și înregistrarea principalelor mărimi electrice ale celor două sisteme de alimentare cu energie electrică a cuptoarelor electrice cu arc de curent continuu, la funcționarea în condiții reale de exploatare;
- determinarea, pentru fiecare caz în parte, a principalelor mărimi caracteristice (indicii de distorsiune armonică, nesimetria de tensiune, efectul de flicker, factorul de putere, eficiența redresorului, randamentul redresării, factorul de undă, factorul de formă, factorul de utilizare a transformatorului);
- compararea și analiza rezultatelor obținute;
- punerea în evidență a faptului că sistemul de alimentare a cuptorului cu arc electric de curent continuu prin redresor necomandat și choppere este net superior sistemului de alimentare a cuptorului cu arc electric de curent continuu cu redresor comandat, pe baza unor date reale, prelevate direct din proces.

Capitolul 5, având ca obiectiv, o introducere în teoria haosului:

- studiul unui vast material bibliografic, privind teoria haosului, domeniu puțin abordat în România;
- sistematizarea acestui material și prezentarea lui într-o formă utilă aplicațiilor viitoare;
- punerea în evidență, în materialul întocmit, a principalelor probleme necesare a fi rezolvate în cazul unor aplicații practice și stabilirea metodelor de rezolvare a acestora.

Capitolul 6, având ca obiectiv, realizarea unui pachet software original pentru analiza semnalelor haotice:

- stabilirea structurii pachetului software;
- întocmirea programelor de calcul;

- implementarea programelor de calcul și proiectarea unei interfațe de tip "windows", pentru a facilita utilizarea instrumentului de lucru creat;
- testarea pachetului software creat folosind semnale standardizate și haotice prelevate dintr-un proces real (cuptor cu arc electric de curent continuu);
- testarea pachetului software creat pentru modelarea și controlul proceselor dintr-un cuptor cu arc electric de curent continuu.

Capitolul 7, având ca obiectiv, utilizarea teoriei haosului pentru controlul funcționării cuptoarelor cu arc electric de curent continuu alimentate de la un redresor necomandat și convertoare DC-DC cu choppere:

- punerea în evidență a efectului haotic în funcționarea convertoarelor DC-DC pentru alimentarea cu energie de curent continuu a cuptoarelor cu arc electric de curent continuu;
- punerea în evidență a caracterului haotic de variație a tensiunii pe arcul electric de curent continuu, cu determinarea mărimilor caracteristice ale acesteia, folosind aparatul software conceput în capitolul 5;
- determinarea modelului Lorentz al cuptorului cu arc electric de curent continuu;
- conceperea programului pentru generarea propriu-zisă a modelului Lorentz;
- conceperea schemei pentru menținerea constantă a curentului prin arc, folosind principiul "time-delay";
- simularea schemei concepute pentru un caz real și punerea în evidență a faptului că, curentul electric prin arc este constant;
- conceperea schemei pentru menținerea constantă a tensiunii pe arcul electric, considerând ca parametru cu variație haotică, lungimea arcului și folosind principiul "time-delay";
- simularea schemei concepute pentru un caz real și interpretarea rezultatelor: variațiile de tensiune devin mult mai mici, dar nu pot fi eliminate în totalitate;
- analiza valorii timpului de întârziere, τ , asupra performanțelor reglării;
- implementarea hardware a metodelor de reglare propuse, folosind modelările Simulink realizate și mediul Real-Time-Workshop(RTW) de la MATLAB/ SIMULINK;
- conceperea programelor pentru implementarea hardware pe o placă de dezvoltare Microchip Explorer 16 echipată cu procesorul dsPIC33FJ256GP710;

- descrierea generală a mediului Real-Time-Workshop (RTW) (Anexa 4), care a fost utilizat pentru implementarea hardware a schemelor propuse.

De asemenea au fost întocmite 6 Anexe, cu următoarele contribuții personale:

Anexa 1 având ca obiectiv, determinarea indicilor de calitate ai energiei:

- întocmirea programului pentru obținerea spectrului de armonici;
- întocmirea programului pentru calculul nesimetriei de tensiune;
- întocmirea programului pentru calculul valorilor flickerului P_{st} .

Anexa 2 având ca obiectiv, analiza semnalelor haotice:

- realizarea programului funcției AcquireCallback;
- întocmirea programului funcției corespunzătoare mediului LabWindows CVI, care realizează calculul coeficienților Lyapunov și plotarea acestora;
- întocmirea codului sursă pentru trasarea coeficienților Lyapunov;
- întocmirea funcției LabWindows CVI care realizează trasarea diagramei Delay Plot;
- realizarea funcției CVICALLBACK fftCB;
- întocmirea funcției Matlab, ulterior apelată cu mediul LabWindows CVI, care realizează trasarea diagramei de bifurcație;
- întocmirea funcției care realizează apelarea, rezolvarea și plotarea sistemului Lorentz.

Anexa 3 având ca obiectiv algoritmul de reglaj al cuptorului cu arc electric de curent continuu:

- întocmirea codului sursă pentru algoritmul de reglaj al cuptorului electric;

Anexa 4 având ca obiectiv implementare hardware a reglajului arderii arcului electric de curent continuu în cuptoarele electrice:

- descrierea și analiza mediului de programare Real-Time Workshop (RTW);

Anexa 5 având ca obiectiv implementarea generatorului Lorentz:

- întocmirea codului sursă pentru generarea semnalelor haotice de tip Lorentz.

Anexa 6 în care este prezentată sinteza lucrărilor proprii.

În concluzie, se poate afirma că soluțiile propuse în lucrare asigură rezolvarea unor probleme importante legate de alimentarea cu energie electrică și conducerea cuptoarelor electrice cu arc de curent continuu folosind concepte și principii noi (teoria haosului), deocamdată puțin aplicate în practică.

Dintre principalele direcții de cercetare care pot continua rezultatele obținute în cadrul aceste teze se pot enumera:

- Aplicarea în practica reală a rezultatelor cercetărilor originale prezentate și efectuarea eventualelor corecții necesare;
- Determinarea performanțelor energetice ale cuptoarelor cu arc electric de curent continuu conduse după principiile propuse, deoarece este de presupus că menținerea constantă a tensiunii și curentului electric pe arc vor conduce la o netă îmbunătățire a acestora;
- Aplicații ale teoriei haosului pentru alte procese care se confruntă cu semnale haotice, cu obținerea, ca și în cazul de față, a unor performanțe superioare de conducere.

Rezultatele cercetărilor efectuate în cadrul tezei de doctorat au fost valorificate parțial prin prezentarea unor articole de specialitate (Anexa 6), la diverse conferințe științifice internaționale. De asemenea, sunt în curs discuții cu firma ArcelorMittal pentru aplicarea metodelor propuse în lucrare, în cadrul lucrărilor de reparații capitale ale propriilor cuptoare electrice de topit oțelul.

ANEXA 1

Programe pentru determinarea indicilor de calitate ai energiei

Anexa 1a

Program pentru obținerea spectrului de armonici

```
% Line-toNeutral Voltage FFT
Vanf=fft (Van.length( Van));
Vanfl = (2*abs(Vanf)/length(Van));
Vanf2=(Vanfl./max(Vanfl))*100;
Vanp=phase( Vanf( 13));
Vanf=Vanfl(13)/sqrt(2);
Vbnf=fft (Vbn.length( Vbn));
Vbnfl=(2*abs(Vbnf)/length(Vbn));
Vbnf2=(Vbnfl./max(Vbnfl))*100;
Vbnp=phase(Vbnf(13));
Vbnf=Vbnfl(13)/sqrt(2);
Vcnf=fFt (Vcn.length( Vcn));
Vcnfl=(2*abs(Vcnf)/length(Vcn));
Vcnf2=(Vcnfl./max(Vcnfl))*100;
Vcnp=phase(Vcnf(13));
Vcnf=Vcnfl(13)/sqrt(2);
```

```
% Primary Line Current FFT
Iaf=fft(Ia.length(Ia));
Iafl=(2*abs(Iaf)/length(Ia));
Iaf2=(Iafl./max(Iafl))*10d;
Iap=phase(Iaf(13));
Iaf=Iafl(13);
Ibf=fft(Ib,length(Ib));
Ibfl=(2*abs(Ibf)/length(Ib));
Ibf2=(Ibfl./max(Ibfl))*100;
Ibp=phase(Ibf(13));
Ibf=Ibfl(13);
Icf=fFt(Ic.length(Ic));
Icfl=(2*abs(Icf)/length(Ic));
Icf2=(Icfl./max(Icfl))*100;
Icp=phase(Icf(13));
Icf=Icfl(13);
```

```
% Output Voltage FFT
Vdf=fft(Vd.length(Vd));
Vdf1=(2*abs(Vdf)/length(Vd));
Vdf2=(Vdf1./max(Vdf1))*100;
```

```
% Output Current FFT
Idf =fft (Id.length(Id));
```

```
Idfl = (2*abs(Idf)/length(Id));  
Idf2=(Idfl./max(Idfl))*100;
```

Anexa 1b

Program pentru calculul nesimetriei de tensiune

```
% Voltage Unbalance  
Vancx=VanPcos(Vanp)+i*Vanf*sin(Vanp);  
Vbncx=Vbnf*cos(Vbnp)+i*Vbnf*sin(Vbnp);  
Vcncx=Vcnf*cos(Vcnp)+i*Vcnf*sin(Vcnp);  
a1=-0.5+i*(sqrt(3)/2);  
a2=-0.5-i*(sqrt(3)/2);  
Vpos=(1/3)*abs(Vancx+a1*Vbncx+a2*Vcncx);  
Vneg=(1/3)*abs(Vancx+a2*Vbncx+a1*Vcncx);  
Vunb=(Vneg/Vpos)*100;
```

Anexa 1c

Program pentru calculul valorilor flickerului P_{st}

```
% Calculates Voltage Flicker Pa=prctile(Pf5a,[99.9 99 97 90 50]);  
Psta=sqrt(0.0314*Pa(1)+0.0525*Pa(2)+0.0657*Pa(3)+0.28*Pa(4)+0.08*Pa(5));  
Pb=prctile(Pf5b,[99.9 99 97 90 50]);  
Pstb=sqrt(0.0314*Pb(1)+0.0525*Pb(2)+0.0657*Pb(3)+0.28*Pb(4)+0.08*Pb(5));  
Pc=prctile(Pfoc,[99.9 99 97 90 50]);  
Pstc=sqrt(0.0314*Pc(1)+0.0525*Pc(2)+0.0657*Pc(3)+0.28*Pc(4)+0.08*Pc(5));
```


ANEXA 2

Programe pentru analiza semnalelor haotice

Anexa 2a

Funcția AcquireCallback

```
/*=====*/
int CVICALLBACK AcquireCallback(int panel, int control, int event, void *callbackData,
int eventData1, int eventData2)
{
    int32    error=0;
    TaskHandle taskHandle=0;
    char     chan[256];
    float64  min,max,rate;
    uInt32   sampsPerChan;
    int32    numRead;
    uInt32   numChannels;
    float64  *data=NULL;
    int      log;
    char     errBuff[2048]={'\0'};
    uInt32   i;
    //int     fileType;
    if( event==EVENT_COMMIT ) {
        GetCtrlVal(panel,PANEL_CHANNEL,chan);
        GetCtrlVal(panel,PANEL_MINVAL,&min);
        GetCtrlVal(panel,PANEL_MAXVAL,&max);
        GetCtrlVal(panel,PANEL_SAMPSPERCHAN,&sampsPerChan);
        GetCtrlVal(panel,PANEL_RATE,&rate);
        SetCtrlAttribute(panel,PANEL_GRAPH,ATTR_XAXIS_GAIN,1.0/rate);
        log = (int)log10(rate);
        SetCtrlAttribute(panel,PANEL_GRAPH,ATTR_XPRECISION,log);
        DeleteGraphPlot(panel,PANEL_GRAPH,-1,VAL_IMMEDIATE_DRAW);
    /*=====*/
        // DAQmx Configure Code
    /*=====*/
        SetWaitCursor(1);
        DAQmxErrChk (DAQmxCreateTask("",&taskHandle));
        DAQmxErrChk
(DAQmxCreateAIVoltageChan(taskHandle,chan,"",DAQmx_Val_Cfg_Default,min,max,DA
Qmx_Val_Volts,NULL));
        DAQmxErrChk
(DAQmxCfgSampClkTiming(taskHandle,"",rate,DAQmx_Val_Rising,DAQmx_Val_FiniteSa
mps,sampsPerChan));
        DAQmxErrChk
(DAQmxGetTaskAttribute(taskHandle,DAQmx_Task_NumChans,&numChannels));
        if( (data=malloc(sampsPerChan*numChannels*sizeof(float64)))==NULL ) {
            MessagePopup("Error","Not enough memory");
            goto Error;
        }
    }
}
```

```

/*****
// DAQmx Start Code
/*****
    DAQmxErrChk (DAQmxStartTask(taskHandle));
    SetCtrlAttribute(panel,PANEL_ACQUIRE,ATTR_DIMMED,1);
    ProcessDrawEvents();
/*****
// DAQmx Read Code
/*****
    DAQmxErrChk
(DAQmxReadAnalogF64(taskHandle,sampsPerChan,10.0,DAQmx_Val_GroupByChannel,d
ata,sampsPerChan*numChannels,&numRead,NULL));
    if( numRead>0 )
        for(i=0;i<numChannels;i++)
            PlotY(panel,PANEL_GRAPH,&(data[i*numRead]),numRead,VAL_DOUBLE,VAL_THI
N_LINE,VAL_EMPTY_SQUARE,VAL_SOLID,1,plotColors[i%12]);
/*Salvare automata a datelor in fisier .dat*/
    ArrayToFile ("c:\\Documents and Settings\\Administrator\\Desktop\\Copy of CVI
TEZA\\Acq-Int Clk\\achiz.dat",data,VAL_DOUBLE,numRead, 1, VAL_GROUPS_TOGETHER,
VAL_GROUPS_AS_COLUMNS, VAL_CONST_WIDTH, 10, VAL_ASCII, VAL_TRUNCATE);
}
Error:
    SetWaitCursor(0);
    if( DAQmxFailed(error) )
        DAQmxGetExtendedErrorInfo(errBuff,2048);
    if( taskHandle!=0 ) {
/*****
// DAQmx Stop Code
/*****
        DAQmxStopTask(taskHandle);
        DAQmxClearTask(taskHandle);
        SetCtrlAttribute(panel,PANEL_ACQUIRE,ATTR_DIMMED,0);
    }
    if( data )
        free(data);
    if( DAQmxFailed(error) )
        MessagePopup("DAQmx Error",errBuff);
    return 0;
}
/*****

```

Anexa 2b

Funcția corespunzătoare mediului CVI care realizează calculul coeficienților Lyapunov și plotarea acestora

```

/*=====*/
int CVICALLBACK Lyap (int panel, int control, int event,
                     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    char *filename;
    //float *lyapdata[];
    int fileType;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            filename="achiz.dat.lyap";
            LaunchExecutable ("c:\\Documents and Settings\\Administrator\\Desktop\\Copy
of CVI TEZA\\Acq-Int Clk\\lyap_k.exe achiz.dat -M6 -m3 -d8 -t100 -s500 -r.1 -o");
            GetCtrlVal (panel, PANEL_InputType, &fileType);
            FileToArray (filename, wave, VAL_DOUBLE, COUNT, 1,VAL_GROUPS_TOGETHER,
VAL_GROUPS_AS_COLUMNS, fileType);
            DeleteGraphPlot (panel, PANEL_Graph2, -1, 1);
            PlotY (panel, PANEL_Graph2, wave, COUNT, VAL_DOUBLE,VAL_THIN_LINE,
VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1,VAL_RED);
            break;
    }
    return 0;
}
/*=====*/

```

Codul sursă pentru trasarea coeficienților Lyapunov

/* Adaptat pentru NI LABwindows CVI 2010 */

```

#include <math.h>
#include <limits.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include "routines/tsa.h"

#define WID_STR "Estimates the maximal Lyapunov exponent using the Kantz\n\t\
algorithm"

#define BOX 128
const unsigned int ibox=BOX-1;

unsigned long length=ULONG_MAX;
unsigned long exclude=0;
unsigned long reference=ULONG_MAX;
unsigned int maxdim=2;
unsigned int mindim=2;
unsigned int delay=1;
unsigned int column=1;
unsigned int epscount=5;

```

```

unsigned int maxiter=50;
unsigned int window=0;
unsigned int verbosity=0xff;
double epsmin=1.e-3,epsmax=1.e-2;
char eps0set=0,eps1set=0;
char *outfile=NULL;
char *infile=NULL;

double *series,**lyap;
long box[BOX][BOX],*liste,**lfound,*found,**count;
double max,min;

void show_options(char *programe)
{
    what_i_do(programe,WID_STR);

    fprintf(stderr," Usage: %s [options]\n",programe);
    fprintf(stderr," Options:\n");
    fprintf(stderr,"Everything not being a valid option will be "
        "interpreted as a possible datafile.\nIf no datafile "
        "is given stdin is read. Just - also means stdin\n");
    fprintf(stderr,"\t-l # of data [default: whole file]\n");
    fprintf(stderr,"\t-x # of lines to be ignored [default: 0]\n");
    fprintf(stderr,"\t-c column to read [default: 1]\n");
    fprintf(stderr,"\t-M maxdim [default: 2]\n");
    fprintf(stderr,"\t-m mindim [default: 2]\n");
    fprintf(stderr,"\t-d delay [default: 1]\n");
    fprintf(stderr,"\t-r mineps [default: (data interval)/1000]\n");
    fprintf(stderr,"\t-R maxeps [default: (data interval)/100]\n");
    fprintf(stderr,"\t-# # of eps [default: 5]\n");
    fprintf(stderr,"\t-n # of reference points [default: # of data]\n");
    fprintf(stderr,"\t-s # of iterations [default: 50]\n");
    fprintf(stderr,"\t-t time window [default: 0]\n");
    fprintf(stderr,"\t-o outfile [default: 'datafile'.lyap]\n");
    fprintf(stderr,"\t-V verbosity level [default: 3]\n\t\t"
        "0='only panic messages'\n\t\t"
        "1=' + input/output messages'\n\t\t"
        "2=' + plus statistics'\n");
    fprintf(stderr,"\t-h show these options\n");
    exit(0);
}

void scan_options(int n,char **str)
{
    char *out;

    if ((out=check_option(str,n,'l','u')) != NULL)
        sscanf(out,"%lu",&length);
    if ((out=check_option(str,n,'x','u')) != NULL)
        sscanf(out,"%lu",&exclude);
    if ((out=check_option(str,n,'c','u')) != NULL)

```

```

    sscanf(out,"%u",&column);
if ((out=check_option(str,n,'M','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%u",&maxdim);
if ((out=check_option(str,n,'m','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%u",&mindim);
if ((out=check_option(str,n,'d','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%u",&delay);
if ((out=check_option(str,n,'r','f')) != NULL) {
    eps0set=1;
    sscanf(out,"%lf",&epsmin);
}
if ((out=check_option(str,n,'R','f')) != NULL) {
    eps1set=1;
    sscanf(out,"%lf",&epsmax);
}
if ((out=check_option(str,n,'#','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%u",&epscount);
if ((out=check_option(str,n,'n','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%lu",&reference);
if ((out=check_option(str,n,'s','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%u",&maxiter);
if ((out=check_option(str,n,'t','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%u",&window);
if ((out=check_option(str,n,'V','u')) != NULL)
    sscanf(out,"%u",&verbosity);
if ((out=check_option(str,n,'o','o')) != NULL)
    if (strlen(out) > 0)
        outfile=out;
}

void put_in_boxes(double eps)
{
    unsigned long i;
    long j,k;
    static unsigned long blength;

    blength=length-(maxdim-1)*delay-maxiter;

    for (i=0;i<BOX;i++)
        for (j=0;j<BOX;j++)
            box[i][j]= -1;

    for (i=0;i<blength;i++) {
        j=(long)(series[i]/eps)&ibox;
        k=(long)(series[i+delay]/eps)&ibox;
        liste[i]=box[j][k];
        box[j][k]=i;
    }
}

void lfind_neighbors(long act,double eps)

```

```

{
  unsigned int hi,k,k1;
  long i,j,i1,i2,j1,element;
  static long lwindow;
  double dx,eps2=sqr(eps);

  lwindow=(long>window;
  for (hi=0;hi<maxdim-1;hi++)
    found[hi]=0;
  i=(long)(series[act]/eps)&ibox;
  j=(long)(series[act+delay]/eps)&ibox;
  for (i1=i-1;i1<=i+1;i1++) {
    i2=i1&ibox;
    for (j1=j-1;j1<=j+1;j1++) {
      element=box[i2][j1&ibox];
      while (element != -1) {
        if ((element < (act-lwindow)) || (element > (act+lwindow))) {
          dx=sqr(series[act]-series[element]);
          if (dx <= eps2) {
            for (k=1;k<maxdim;k++) {
              k1=k*delay;
              dx += sqr(series[act+k1]-series[element+k1]);
              if (dx <= eps2) {
                k1=k-1;
                lfound[k1][found[k1]]=element;
                found[k1]++;
              }
              else
                break;
            }
          }
        }
        element=liste[element];
      }
    }
  }
}

void iterate_points(long act)
{
  double **lfactor;
  double *dx;
  unsigned int i,j,l,l1;
  long k,element,**lcount;

  check_alloc(lfactor=(double**)malloc(sizeof(double)*(maxdim-1)));
  check_alloc(lcount=(long**)malloc(sizeof(long)*(maxdim-1)));
  for (i=0;i<maxdim-1;i++) {
    check_alloc(lfactor[i]=(double*)malloc(sizeof(double)*(maxiter+1)));
    check_alloc(lcount[i]=(long*)malloc(sizeof(long)*(maxiter+1)));
  }
}

```

```

check_alloc(dx=(double*)malloc(sizeof(double)*(maxiter+1)));

for (i=0;i<=maxiter;i++)
  for (j=0;j<maxdim-1;j++) {
    lfactor[j][i]=0.0;
    lcount[j][i]=0;
  }

for (j=mindim-2;j<maxdim-1;j++) {
  for (k=0;k<found[j];k++) {
    element=lfound[j][k];
    for (i=0;i<=maxiter;i++)
      dx[i]=sqr(series[act+i]-series[element+i]);
    for (l=1;l<j+2;l++) {
      l1=l*delay;
      for (i=0;i<=maxiter;i++)
        dx[i] += sqr(series[act+i+l1]-series[element+l1+i]);
    }
    for (i=0;i<=maxiter;i++)
      if (dx[i] > 0.0){
        lcount[j][i]++;
        lfactor[j][i] += dx[i];
      }
  }
}
for (i=mindim-2;i<maxdim-1;i++)
  for (j=0;j<=maxiter;j++)
    if (lcount[i][j]) {
      count[i][j]++;
      lyap[i][j] += log(lfactor[i][j]/lcount[i][j])/2.0;
    }

for (i=0;i<maxdim-1;i++){
  free(lfactor[i]);
  free(lcount[i]);
}
free(lcount);
free(lfactor);
free(dx);
}

int main(int argc,char **argv)
{
  char stdi=0;
  double eps_fak;
  double epsilon;
  unsigned int i,j,l;
  FILE *fout;

  if (scan_help(argc,argv))
    show_options(argv[0]);
}

```

```
scan_options(argc,argv);
#ifndef OMIT_WHAT_I_DO
if (verbosity&VER_INPUT)
    what_i_do(argv[0],WID_STR);
#endif

infile=search_datafile(argc,argv,&column,verbosity);
if (infile == NULL)
    stdi=1;

if (outfile == NULL) {
if (!stdi) {
    check_alloc(outfile=(char*)calloc(strlen(infile)+6,1));
    sprintf(outfile,"%s.lyap",infile);
}
else {
    check_alloc(outfile=(char*)calloc(11,1));
    sprintf(outfile,"stdin.lyap");
}
}
test_outfile(outfile);

series=get_series(infile,&length,exclude,column,verbosity);
rescale_data(series,length,&min,&max);

if (eps0set)
    epsmin /= max;
if (eps1set)
    epsmax /= max;

if (epsmin >= epsmax) {
    epsmax=epsmin;
    epscount=1;
}

if (reference > (length-maxiter-(maxdim-1)*delay))
    reference=length-maxiter-(maxdim-1)*delay;
if ((maxiter+(maxdim-1)*delay) >= length) {
    fprintf(stderr,"Too few points to handle these parameters!\n");
    exit(LYAP_K__MAXITER_TOO_LARGE);
}

if (maxdim < 2)
    maxdim=2;
if (mindim < 2)
    mindim=2;
if (mindim > maxdim)
    maxdim=mindim;

check_alloc(liste=(long*)malloc(sizeof(long)*(length)));
```



```

check_alloc(found=(long*)malloc(sizeof(long)*(maxdim-1)));
check_alloc(lfound=(long**)malloc(sizeof(long)*(maxdim-1)));
for (i=0;i<maxdim-1;i++)
    check_alloc(lfound[i]=(long*)malloc(sizeof(long)*(length)));
check_alloc(count=(long**)malloc(sizeof(long)*(maxdim-1)));
for (i=0;i<maxdim-1;i++)
    check_alloc(count[i]=(long*)malloc(sizeof(long)*(maxiter+1)));
check_alloc(lyap=(double**)malloc(sizeof(double)*(maxdim-1)));
for (i=0;i<maxdim-1;i++)
    check_alloc(lyap[i]=(double*)malloc(sizeof(double)*(maxiter+1)));

if (epscount == 1)
    eps_fak=1.0;
else
    eps_fak=pow(epsmax/epsmin,1.0/(double)(epscount-1));

fout=fopen(outfile,"w");
if (verbosity&VER_INPUT)
    fprintf(stderr,"Opened %s for writing\n",outfile);
for (l=0;l<epscount;l++) {
    epsilon=epsmin*pow(eps_fak,(double)l);
    for (i=0;i<maxdim-1;i++)
        for (j=0;j<=maxiter;j++) {
            count[i][j]=0;
            lyap[i][j]=0.0;
        }
    put_in_boxes(epsilon);
    for (i=0;i<reference;i++) {
        lfind_neighbors(i,epsilon);
        iterate_points(i);
    }
    if (verbosity&VER_USR1)
        fprintf(stderr,"epsilon= %e\n",epsilon*max);
    for (i=mindim-2;i<maxdim-1;i++) {
        fprintf(fout,"#epsilon= %e dim= %d\n",epsilon*max,i+2);
        for (j=0;j<=maxiter;j++)
            if (count[i][j])
                fprintf(fout,"%d %e %ld\n",j,lyap[i][j]/count[i][j],count[i][j]);
        fprintf(fout,"\n");
    }
    fflush(fout);
}
fclose(fout);
return 0;
}

```

Anexa 2c

Funcția LabWindows CVI care realizează trasarea diagramei Delay Plot

```

/*=====*/
int CVICALLBACK DelayP (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    char *filename;
    //float *lyapdata[];
    int fileType;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            filename="achiz.dat";
            LaunchExecutable ("c:\\Documents and Settings\\Administrator\\Desktop\\Copy
of CVI TEZA\\Acq-Int Clk\\delay.exe achiz.dat -d# -m# -o outfile -l# -x# -c# -V# -h ");
            GetCtrlVal (panel, PANEL_InputType, &fileType);
            FileToArray (filename, wave, VAL_DOUBLE, COUNT, 1,VAL_GROUPS_TOGETHER,
VAL_GROUPS_AS_COLUMNS, fileType);
            DeleteGraphPlot (panel, PANEL_Graph4, -1, 1);
            PlotY (panel, PANEL_Graph4, wave, COUNT, VAL_DOUBLE,VAL_THIN_LINE,
VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1,VAL_RED);
            break;
    }
    return 0;
}
/*=====*/

```

Anexa 2d

Funcției CVICALLBACK fftCB

```

int CVICALLBACK fftCB (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    double    time[256];
    double    freq[128];
    double    vect[256];
    double    *vecReal = NULL;
    double    *vecImag = NULL;
    int       i = 0;
    unsigned  dim1;
    unsigned  dim2;
    int       result = 0;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            /* Create the signal, send it to MATLAB and plot it in CVI */
            for(i=0;i<256;++i)
            { time[i]=0.001*i;
              vect[i]=(0.2*rand()/RAND_MAX)+sin(2*3.1415*50.0*time[i])
                +sin(2*3.1415*120.0*time[i]);
            }
    }
}

```

```

result = SendMatrix(hMatlab,"cVector",vect,NULL,256,1);
if (result != SUCCESS)
{ MessagePopup ("ERROR", "Error in sending matrix to MATLAB");
  return 0;
}
YGraphPopup ("Signal", vect, 256, VAL_DOUBLE);
/* Take the FFT of the signal */
result = RunMatlabCommand(hMatlab, "mVector=fft(cVector,256);");
if (result != SUCCESS)
{ MessagePopup ("ERROR", "Error in sending command to MATLAB");
  return 0;
}
/* Find the Power Spectral Density of the signal */
result = RunMatlabCommand(hMatlab, "psdVector=mVector.*conj(mVector)/256;");
if (result != SUCCESS)
{ MessagePopup ("ERROR", "Error in sending command to MATLAB");
  return 0;
}
result = GetMatrix(hMatlab, "psdVector", &vecReal, &vecImag, &dim1, &dim2);
if (result != SUCCESS)
{ MessagePopup ("ERROR", "Error in getting matrix from MATLAB");
  return 0;
}
/* Create a frequency axis for plotting the Power Spectral Density */
if (vecReal == NULL)
{ MessagePopup ("ERROR", "NULL pointer returned from MATLAB");
  return 0;
}
for(i=0;i<128;++i)
  freq[i]=i*1000.0/256;
/* Plot the Power Spectral Density */
XYGraphPopup ("Power Spectral Density", freq, vecReal, 128,
  VAL_DOUBLE, VAL_DOUBLE);
if (vecReal != NULL) CA_FreeMemory(vecReal);
if (vecImag != NULL) CA_FreeMemory(vecImag);
break;
}
return 0; }

```

Anexa 2e

Funcția Matlab, ulterior apelată cu mediul LabWindows CVI, care realizează trasarea diagramei de bifurcație

```

amin=2.6;
amax=4;
x0=.3;
n=900;
jmax=200;
t=zeros(jmax+1,1);
z=zeros(jmax+1,250);
del=(amax-amin)/jmax;
for j=1:jmax+1
x=zeros(n+1,1);
x(1)=x0;
t(j)=(j-1)*del+amin;
a=t(j);

```

```

for i=1:n
x(i+1)=a*x(i)*(1-x(i));
if (i>750)
z(j,i-750)=x(i+1);
end
end
end
plot(t,z,'r.','MarkerSize',4)
title('Bifurcation diagram ')

```

Anexa 2f

Funcția care realizează apelarea, rezolvarea și plotarea sistemului Lorentz

```

int CVICALLBACK solveDiffEqnCB (int panel, int control, int event,
void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
double *matrixReal = NULL;
double *matrixImag = NULL;
unsigned dim1 = 0;
unsigned dim2 = 0;
char dirName[MAX_PATHNAME_LEN];
int result = 0;

switch (event)
{
case EVENT_COMMIT:
/* Get the directory of this project */
GetProjectDir (dirName);
result = SendString(hMatlab,"examplePath",dirName);
if (result != SUCCESS)
{
MessagePopup ("ERROR", "Error in sending Path to MATLAB");
return 0;
}
/* Add the current project's path to MATLAB's search path */
result = RunMatlabCommand(hMatlab,"path(path,examplePath)");
if (result != SUCCESS)
{
MessagePopup ("ERROR", "Error in Appending Path in MATLAB");
return 0;
}
/* Create the necessary variables in MATLAB */
result = RunMatlabCommand(hMatlab,"y=[1,1,1];");
if (result != SUCCESS)
{
MessagePopup ("ERROR", "Error in sending command to MATLAB");
return 0;
}
result = RunMatlabCommand(hMatlab,"n=30/0.05;");
if (result != SUCCESS)
{
MessagePopup ("ERROR", "Error in sending command to MATLAB");
return 0;
}
/* Create the time array T */

```

```

result = RunMatlabCommand(hMatlab,"T=linspace(0,30,n);");
if (result != SUCCESS)
{
    MessagePopup ("ERROR", "Error in sending command to MATLAB");
    return 0;
}

/* [T,Y] = ODE23('F',TSPAN,Y0) with TSPAN = [T0 TFINAL] integrates the */
/* system of differential equations y' = F(t,y) from time T0 to TFINAL with */
/* initial conditions Y0. 'F' is a string containing the name of an ODE */
/* file. Function F(T,Y) must return a column vector. Each row in */
/* solution array Y corresponds to a time returned in column vector T. To */
/* obtain solutions at specific times T0, T1, ..., TFINAL (all increasing */
/* or all decreasing), use TSPAN = [T0 T1 ... TFINAL]. */

/* Solve the Lorenz Attractor Equations */
result = RunMatlabCommand(hMatlab,"[t,Y]=ode23('LorenzEqs',T,y);");
if (result != SUCCESS)
{
    MessagePopup ("ERROR", "Error in sending command to MATLAB");
    return 0;
}
/* Get the solution from MATLAB */
result = GetMatrix(hMatlab, "Y", &matrixReal, &matrixImag, &dim1, &dim2);
if (result != SUCCESS)
{
    MessagePopup ("ERROR", "Error in Getting Matrix from MATLAB");
    return 0;
}
if (matrixReal == NULL)
{
    MessagePopup ("ERROR", "NULL pointer returned from MATLAB");
    return 0;
}
YGraphPopup ("Lorenz Equations", matrixReal, dim1, VAL_DOUBLE);
if (matrixReal != NULL) CA_FreeMemory(matrixReal);
if (matrixImag != NULL) CA_FreeMemory(matrixImag);
break;
}
return 0;
}

```

ANEXA 3

Codul sursă pentru algoritmul de reglaj al cuptorului electric

```

* File: Control_convertor_final.c
*
* Code generated for Simulink model 'Control_convertor_final'.
*
* Model version          : 1.35
* Simulink Coder version  : 8.0 (R2011a) 09-Mar-2011
* TLC version            : 8.0 (Feb 3 2011)
* C/C++ source code generated on : Mon Jun 20 13:04:27 2011
*
* Target selection: S2L_dsPIC33.tlc
* Embedded hardware selection: 16-bit Generic
* Code generation objectives: Unspecified
* Validation result: Not run
*/

#include "Control_convertor_final.h"
#include "Control_convertor_final_private.h"

/* Block signals (auto storage) */
BlockIO_Control_convertor_final Control_convertor_final_B;

/* Block states (auto storage) */
D_Work_Control_convertor_final Control_convertor_final_DWork;

/* Real-time model */
RT_MODEL_Control_convertor_fina Control_convertor_final_M_;
RT_MODEL_Control_convertor_fina *const Control_convertor_final_M =
    &Control_convertor_final_M_;
unsigned volatile int ADC1_BUFF_DMA0[5];

/*
* Time delay interpolation routine
*
* The linear interpolation is performed using the formula:
*
*          (t2 - tMinusDelay)      (tMinusDelay - t1)
* u(t) = ----- * u1 + ----- * u2
*          (t2 - t1)                (t2 - t1)
*/
real_T rt_TDelayInterpolate(
    real_T tMinusDelay,          /* tMinusDelay = currentSimTime - delay */

```

```

real_T tStart,
real_T *tBuf,
real_T *uBuf,
int_T bufSz,
int_T *lastIdx,
int_T oldestIdx,
int_T newIdx,
real_T initOutput,
boolean_T discrete,
boolean_T minorStepAndTAtLastMajorOutput)
{
  int_T i;
  real_T yout, t1, t2, u1, u2;

  /*
   * If tMinusDelay is less than zero, should output initial value
   */
  if (tMinusDelay <= tStart)
    return initOutput;

  /* For fixed buffer extrapolation:
   * if tMinusDelay is small than the time at oldestIdx, if discrete, output
   * tailptr value, else use tailptr and tailptr+1 value to extrapolate
   * It is also for fixed buffer. Note: The same condition can happen for transport
  delay block where
   * use tStart and and t[tail] other than using t[tail] and t[tail+1].
   * See below
   */
  if ((tMinusDelay <= tBuf[oldestIdx] ) ) {
    if (discrete) {
      return(uBuf[oldestIdx]);
    } else {
      int_T tempIdx= oldestIdx + 1;
      if (oldestIdx == bufSz-1)
        tempIdx = 0;
      t1= tBuf[oldestIdx];
      t2= tBuf[tempIdx];
      u1= uBuf[oldestIdx];
      u2= uBuf[tempIdx];
      if (t2 == t1) {
        if (tMinusDelay >= t2) {
          yout = u2;
        } else {
          yout = u1;
        }
      } else {
        real_T f1 = (t2-tMinusDelay) / (t2-t1);
        real_T f2 = 1.0 - f1;

        /*
         * Use Lagrange's interpolation formula. Exact outputs at t1, t2.

```

```

        */
        yout = f1*u1 + f2*u2;
    }

    return yout;
}
}

/*
 * When block does not have direct feedthrough, we use the table of
 * values to extrapolate off the end of the table for delays that are less
 * than 0 (less than step size). This is not completely accurate. The
 * chain of events is as follows for a given time t. Major output - look
 * in table. Update - add entry to table. Now, if we call the output at
 * time t again, there is a new entry in the table. For very small delays,
 * this means that we will have a different answer from the previous call
 * to the output fcn at the same time t. The following code prevents this
 * from happening.
 */
if (minorStepAndTAtLastMajorOutput) {
    /* pretend that the new entry has not been added to table */
    if (newIdx != 0) {
        if (*lastIdx == newIdx) {
            (*lastIdx)--;
        }

        newIdx--;
    } else {
        if (*lastIdx == newIdx) {
            *lastIdx = bufSz-1;
        }

        newIdx = bufSz - 1;
    }
}

i = *lastIdx;
if (tBuf[i] < tMinusDelay) {
    /* Look forward starting at last index */
    while (tBuf[i] < tMinusDelay) {
        /* May occur if the delay is less than step-size - extrapolate */
        if (i == newIdx)
            break;
        i = ( i < (bufSz-1) ) ? (i+1) : 0; /* move through buffer */
    }
} else {
    /*
     * Look backwards starting at last index which can happen when the
     * delay time increases.
     */
    while (tBuf[i] >= tMinusDelay) {

```



```

    /*
     * Due to the entry condition at top of function, we
     * should never hit the end.
     */
    i = (i > 0) ? i-1 : (bufSz-1); /* move through buffer */
}

i = ( i < (bufSz-1) ) ? (i+1) : 0;
}

*lastIdx = i;
if (discrete) {
    /*
     * tempEps = 128 * eps;
     * localEps = max(tempEps, tempEps*fabs(tBuf[i]))/2;
     */
    double tempEps = (DBL_EPSILON) * 128.0;
    double localEps = tempEps * fabs(tBuf[i]);
    if (tempEps > localEps) {
        localEps = tempEps;
    }

    localEps = localEps / 2.0;
    if (tMinusDelay >= (tBuf[i] - localEps)) {
        yout = uBuf[i];
    } else {
        if (i == 0) {
            yout = uBuf[bufSz-1];
        } else {
            yout = uBuf[i-1];
        }
    }
} else {
    if (i == 0) {
        t1 = tBuf[bufSz-1];
        u1 = uBuf[bufSz-1];
    } else {
        t1 = tBuf[i-1];
        u1 = uBuf[i-1];
    }
}

t2 = tBuf[i];
u2 = uBuf[i];
if (t2 == t1) {
    if (tMinusDelay >= t2) {
        yout = u2;
    } else {
        yout = u1;
    }
} else {
    real_T f1 = (t2-tMinusDelay) / (t2-t1);

```

```

    real_T f2 = 1.0 - f1;

    /*
     * Use Lagrange's interpolation formula. Exact outputs at t1, t2.
     */
    yout = f1*u1 + f2*u2;
  }
}

return(yout);
}

/* Model step function */
void Control_convertor_final_step(void)
{
  /* local block i/o variables */
  real_T rtb_Add1;
  real_T rtb_FilterCoefficient;
  real_T rtb_VariableTimeDelay;
  real_T rtb_Relay;

  /* SIM2LAB ADC_dsPIC33: <Root>/Analog-To-Digital Converter */
  Control_convertor_final_B.AnalogToDigitalConverter = ADC1_BUFF_DMA0[4];

  /* SIM2LAB ADC_dsPIC33: <Root>/Analog-To-Digital Converter1 */
  Control_convertor_final_B.viteza_masurata = ADC1_BUFF_DMA0[2];

  /* VariableTransportDelay: '<Root>/Variable Time Delay' */
  {
    real_T **uBuffer = (real_T**)
      &Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_PWORK.TUbufferPtrs[0];
    real_T **tBuffer = (real_T**)
      &Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_PWORK.TUbufferPtrs[1];
    real_T simTime = Control_convertor_final_M->Timing.t[0];
    real_T appliedDelay;
    appliedDelay = 0.1;
    if (appliedDelay > 10.0) {
      appliedDelay = 10.0;
    }
  }

  /* For variable time delay, output here */
  if (appliedDelay < 0.0) {
    /* negative delay is not supported
     * set delay to 0
     */
    appliedDelay = 0.0;
  }

  rtb_VariableTimeDelay = rt_TDelayInterpolate(
    simTime - appliedDelay,
    0.0,

```

```

    *tBuffer,
    *uBuffer,
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.CircularBufSize,
    &Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Last,
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Tail,
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head,
    0.0,
    1,
    0);
}

/* Gain: '<Root>/Gain' */
Control_convertor_final_B.Gain = 0.32257843017578125 * (real_T)
Control_convertor_final_B.AnalogToDigitalConverter;

/* Sum: '<Root>/Add' */
Control_convertor_final_B.Add = rtb_VariableTimeDelay -
Control_convertor_final_B.Gain;

/* Sum: '<Root>/Add1' incorporates:
 * Gain: '<Root>/Gain1'
 */
rtb_Add1 = 0.32258064516129031 * Control_convertor_final_B.Add - (real_T)
Control_convertor_final_B.viteza_masurata;

/* Gain: '<S1>/Filter Coefficient' incorporates:
 * DiscreteIntegrator: '<S1>/Filter'
 * Gain: '<S1>/Derivative Gain'
 * Sum: '<S1>/SumD'
 */
rtb_FilterCoefficient = (0.0 * rtb_Add1 -
Control_convertor_final_DWork.Filter_DSTATE) * 100.0;

/* Sum: '<S1>/Sum' incorporates:
 * DiscreteIntegrator: '<S1>/Integrator'
 */
rtb_Relay = (rtb_Add1 + Control_convertor_final_DWork.Integrator_DSTATE) +
rtb_FilterCoefficient;

/* Relay: '<Root>/Relay' */
if (rtb_Relay >= 2.2204460492503131E-16) {
Control_convertor_final_DWork.Relay_Mode = TRUE;
} else {
if (rtb_Relay <= 2.2204460492503131E-16) {
Control_convertor_final_DWork.Relay_Mode = FALSE;
}
}
}

if (Control_convertor_final_DWork.Relay_Mode) {
rtb_Relay = 1.0;
} else {

```

```

    rtb_Relay = 0.0;
}

/* End of Relay: '<Root>/Relay' */

/* DataTypeConversion: '<Root>/Data Type Conversion' */
Control_convertor_final_B.DataTypeConversion = ((rtb_Relay != 0.0));

/* SIM2LAB DigitalOutputWRITE_dsPIC33: <Root>/Digital OUTPUT */
_LATA0 = Control_convertor_final_B.DataTypeConversion;

/* Update for VariableTransportDelay: '<Root>/Variable Time Delay' */
{
    real_T **uBuffer = (real_T**)
        &Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_PWORK.TUbufferPtrs[0];
    real_T **tBuffer = (real_T**)
        &Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_PWORK.TUbufferPtrs[1];
    real_T simTime = Control_convertor_final_M->Timing.t[0];
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head =
        ((Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head <
            (Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.CircularBufSize-
1))
        ? (Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head+1) : 0);
    if (Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head ==
        Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Tail) {
        Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Tail =
            ((Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Tail <
                (Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.CircularBufSize
                    -1)) ? (Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Tail+1)
                : 0);
    }

    (*tBuffer)[Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head] =
        simTime;
    (*uBuffer)[Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head] =
        Control_convertor_final_B.Gain;

    /* when use fixed buffer, reset solver at when buffer is updated
    * to avoid output consistency fail.
    */
}

/* Update for DiscreteIntegrator: '<S1>/Integrator' */
Control_convertor_final_DWork.Integrator_DSTATE = 0.2 * rtb_Add1 +
    Control_convertor_final_DWork.Integrator_DSTATE;

/* Update for DiscreteIntegrator: '<S1>/Filter' */
Control_convertor_final_DWork.Filter_DSTATE = 0.2 * rtb_FilterCoefficient +
    Control_convertor_final_DWork.Filter_DSTATE;

/* Update absolute time for base rate */

```

```

/* The "clockTick0" counts the number of times the code of this task has
 * been executed. The absolute time is the multiplication of "clockTick0"
 * and "Timing.stepSize0". Size of "clockTick0" ensures timer will not
 * overflow during the application lifespan selected.
 */
Control_convertor_final_M->Timing.t[0] =
    (++Control_convertor_final_M->Timing.clockTick0) *
    Control_convertor_final_M->Timing.stepSize0;

{
    /* Update absolute timer for sample time: [0.2s, 0.0s] */
    /* The "clockTick1" counts the number of times the code of this task has
     * been executed. The resolution of this integer timer is 0.2, which is the step
     size
     * of the task. Size of "clockTick1" ensures timer will not overflow during the
     * application lifespan selected.
     */
    Control_convertor_final_M->Timing.clockTick1++;
}
}

/* Model initialize function */
void Control_convertor_final_initialize(boolean_T firstTime)
{
    (void)firstTime;

    /* Registration code */

    /* initialize real-time model */
    (void) memset((void *)Control_convertor_final_M, 0,
        sizeof(RT_MODEL_Control_convertor_fina));

    {
        /* Setup solver object */
        rtsiSetSimTimeStepPtr(&Control_convertor_final_M->solverInfo,
            &Control_convertor_final_M->Timing.simTimeStep);
        rtsiSetTPtr(&Control_convertor_final_M->solverInfo, &rtmGetTPtr
            (Control_convertor_final_M));
        rtsiSetStepSizePtr(&Control_convertor_final_M->solverInfo,
            &Control_convertor_final_M->Timing.stepSize0);
        rtsiSetErrorStatusPtr(&Control_convertor_final_M->solverInfo,
            (&rtmGetErrorStatus(Control_convertor_final_M)));
        rtsiSetRTModelPtr(&Control_convertor_final_M->solverInfo,
            Control_convertor_final_M);
    }

    rtsiSetSimTimeStep(&Control_convertor_final_M->solverInfo,
        MAJOR_TIME_STEP);
    rtsiSetSolverName(&Control_convertor_final_M->solverInfo, "FixedStepDiscrete");
    rtmSetTPtr(Control_convertor_final_M,
        &Control_convertor_final_M->Timing.tArray[0]);
}

```

```
Control_convertor_final_M->Timing.stepSize0 = 0.2;

/* block I/O */
(void) memset((void *) &Control_convertor_final_B, 0,
             sizeof(BlockIO_Control_convertor_final));

/* states (dwork) */
(void) memset((void *)&Control_convertor_final_DWork, 0,
             sizeof(D_Work_Control_convertor_final));

/* Start for S-Function (MasterBlock_dsPIC33): '<Root>/_MASTER BLOCK' */

/*****
/* SIM2LAB dsPIC33 Embedded Coder */
/* Device Initialization */
*****/

/* Clock settings */
PLLFBFBD = 0x0000;
CLKDIV = 0x0000;
OSCTUN = 0x0000;

/* TIMER 1 for scheduling steps */
ConfigIntTimer1(T1_INT_PRIOR_7 & T1_INT_ON);
OpenTimer1(T1_ON & T1_IDLE_CON & T1_GATE_OFF & T1_PS_1_64 &
T1_SYNC_EXT_OFF &
            T1_SOURCE_INT,0x2CFB);

/* TRIS */
TRISA = 0xFFFE;
AD1PCFGL = 0x0000;
AD1PCFGH = 0x0000;
AD2PCFGL = 0x0000;

/* Start for S-Function (ADC_config_dsPIC33): '<Root>/ADC Config' */

/* ADC1 */
OpenADC1(ADC_MODULE_ON & ADC_IDLE_CONTINUE & ADC_ADDMABM_SCATTR
&
        ADC_FORMAT_INTG & ADC_SIMULTANEOUS & ADC_AUTO_SAMPLING_ON &
        ADC_CLK_AUTO & ADC_AD12B_10BIT, ADC_BUF_FILL_0x0_0x7 &
        ADC_ALT_BUF_OFF & ADC_ALT_INPUT_OFF & ADC_SCAN_ON &
ADC_SELECT_CHAN_0
        & ADC_VREF_AVDD_AVSS & ADC_DMA_ADD_INC_2,
ADC_CONV_CLK_12Tcy &
        ADC_SAMPLE_TIME_2 & ADC_CONV_CLK_SYSTEM, ADC_DMA_BUF_LOC_1,
0x0000,
        0x0000, 0x0000, 0x0014);
SetChanADC1(ADC_CH123_NEG_SAMPLEA_VREFN,
ADC_CH0_NEG_SAMPLEA_VREFN &
            ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN4 & ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN2);
```

```

/* DMA0 (ADC1) */
OpenDMA0(DMA0_MODULE_ON & DMA0_SIZE_WORD & PERIPHERAL_TO_DMA0 &
DMA0_INTERRUPT_BLOCK & DMA0_NORMAL &
DMA0_PERIPHERAL_INDIRECT &
DMA0_CONTINUOUS, DMA0_AUTOMATIC,
__builtin_dmaoffset(ADC1_BUFF_DMA0),
0x0000, (volatile unsigned int) &ADC1BUF0, 1);
DMA0REQ = 0x000D;

/* Start for VariableTransportDelay: '<Root>/Variable Time Delay' */
{
    real_T *pBuffer =
        &Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_RWORK.TUbufferArea[0];
    int_T j;
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Tail = 0;
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Head = 0;
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.Last = 0;
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_IWORK.CircularBufSize =
1024;
    for (j=0; j < 1024; j++) {
        pBuffer[j] = 0.0;
        pBuffer[1024 + j] = Control_convertor_final_M->Timing.t[0];
    }

    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_PWORK.TUbufferPtrs[0] =
        (void *) &pBuffer[0];
    Control_convertor_final_DWork.VariableTimeDelay_PWORK.TUbufferPtrs[1] =
        (void *) &pBuffer[1024];
}
}

/*
 * File trailer for generated code.
 *
 * [EOF]
 */

```

ANEXA 4

A.4. IMPLEMENTARE HARDWARE A REGLAJULUI ARDERII ARCULUI ELECTRIC DE CURENT CONTINUU ÎN CUPTOARELE ELECTRICE

A.4.1. Introducere în RTW

Real-Time Workshop este o extensie a capacităților incluse în Simulink și MATLAB pentru a permite realizarea rapidă a prototipurilor pentru aplicațiile software de timp real pentru o mare varietate de sisteme. Real-Time Workshop, împreună cu alte instrumente și componente din *MathWorks*, furnizează:

- Generarea automată de cod adaptată unei largi varietăți de platforme destinație (target platforms).
- O cale rapidă și directă de la proiectarea sistemelor la implementare.
- O mare independență a executabilelor generate de mediile MATLAB și Simulink din care provin.
- O interfață grafică cu utilizatorul simplă.
- O arhitectură deschisă și un proces de generare (make process) extensibil.

Real-Time Workshop este prevăzut cu patru formate de cod diferite. Fiecare format de cod specifică un anumit cadru de generare a codului care se potrivește cel mai bine cu o aplicație specifică.

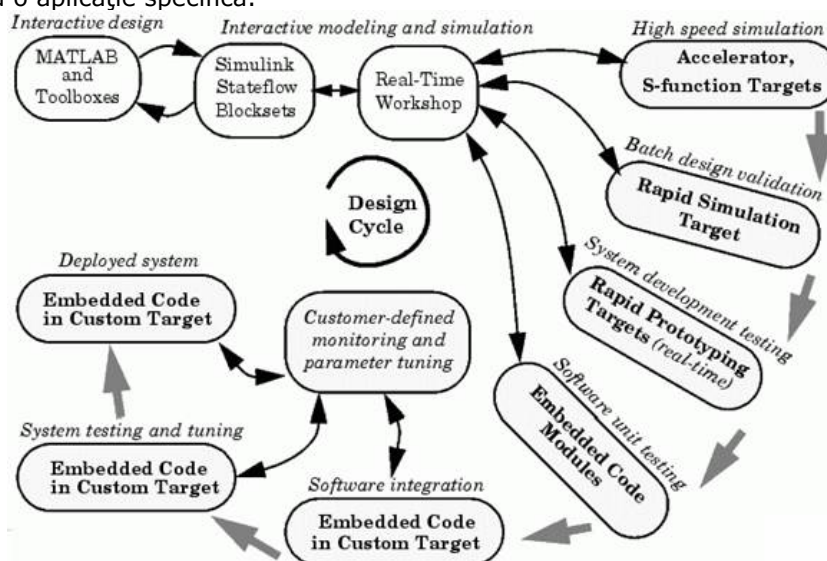


Fig.A.4.1. Componente și caracteristici

Cele patru formate de cod și domeniile corespunzătoare în care se aplică sunt:

- Timp real (real-time): Elaborare rapidă a prototipului (Rapid prototyping). Memoria este alocată static, deci în momentul compilării. Acest format de cod se

folosește pentru testarea rapidă a prototipului, chiar în timp real. Nu se folosește în faza de elaborare de aplicații pentru sistemul de producție.

- Real-time malloc: Elaborare rapidă a prototipului (Rapid prototyping). Memoria este alocată dinamic, deci în momentul execuției.

- S-function: Crearea de S-funcții proprii (proprietary S-function .dll) sau obiecte MEX-file, cod reutilizabil, mărirea vitezei de simulare.

- Embedded C: Sisteme înglobate și 313s1822d interconectate, la care codul generat se cere a fi optimizat. Aceste sisteme sunt cele care se vor implementa pe țintele efective care au fost declarate, deci vor fi folosite direct în sistemele de producție, nu pentru testarea prototipului.

În figura A.4.1 se observă deschiderea deosebită pe care o oferă RTW pentru mediul de modelare/simulare MATLAB/Simulink.

Componentele principale RTW și caracteristicile lor sunt:

- Simulink Code Generator – Generează automat codul C din modelul Simulink.

- Make Process – Un proces de creare (make process) configurat de utilizator prin care Real-Time Workshop ne permite generarea codului executabil pentru aplicația dorită.

- Simulink External Mode – Modul Extern permite comunicația între modelul Simulink și executabilul de timp real care provine din compilarea modelului și cu care rulează împreună într-un mediu de timp real sau într-un alt proces dar pe aceeași platformă. Modul Extern facilitează comunicația cu kernell-ul de timp real pentru acordarea parametrilor sau pentru vizualizarea datelor din proces folosind modelul Simulink ca panou frontal.

- Targeting Support – Folosind diferite medii destinație (targets) împreună cu Real-Time Workshop, se pot construi aplicații pentru o gamă variată de medii, inclusiv Tornado și DOS. Generic, *Real-Time* și *Embedded Real-Time Targets* furnizează un cadru pentru dezvoltarea rapidă de prototipuri particularizate sau medii de producție. În plus față de aceste ținte împachetate (bundled targets), Real-Time Windows Target și xPC Target ne permite transformarea aproape orice PC într-o platformă de dezvoltare de prototipuri sau un mediu de producție de dimensiuni mici sau medii.

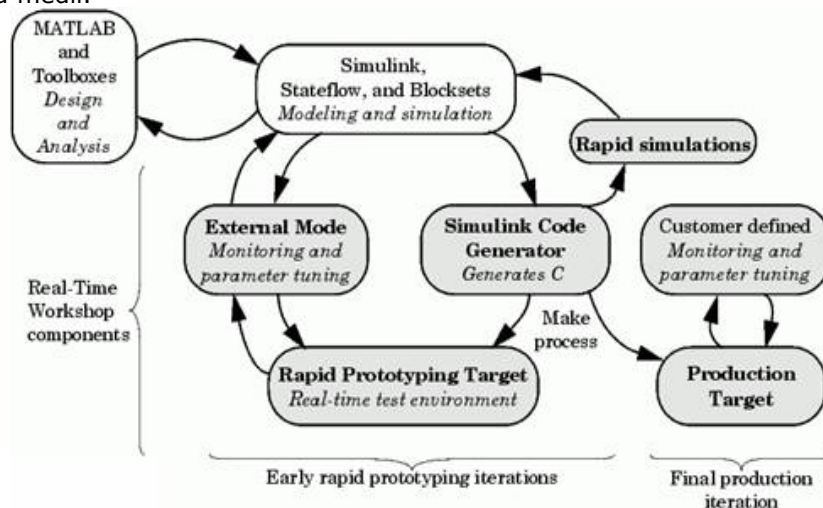


Fig.A.4.2. Integrarea mediului Matlab Simulink RTW

- Rapid Simulations - Executabilele construite cu aceste ținte șuntează modul de simulare interpretativ normal al Simulink. Codul generat de Simulink Accelerator, S-function Target, sau Rapid Simulation Target este optimizat pentru executarea numai a algoritmilor folosiți în modelul specific. În plus aceste ținte aplică multiple optimizări, ca eliminarea elementelor 1 sau 0 din calculul blocurilor de filtrare.

În figura A.4.2 se reprezintă mediul integrat MATLAB/Simulink/RTW cu diferitele sale componente (blocurile umbrite indică părțile componente ale RTW). Se pot face următoarele precizări:

- În mediul MATLAB se pot proiecta diferiți algoritmi de reglare sau de procesare a semnalelor. Se poate face uz de toate toolbox-urile specializate care sunt parte integrantă a acestui mediu.

- Mediul Simulink poate modela sistemul de reglare care include algoritmul de reglare specific regulatorului folosit sau poate modela sistemul de achiziție și prelucrare a semnalului. De asemenea, se poate simula comportamentul sau evoluția acestui sistem pe o anumită perioadă de timp. Semnalele de interes se pot vizualiza sau prelucra.

- În mediul Simulink/RTW se pot folosi diferite opțiuni fie pentru îmbunătățirea procesului de simulare (micșorarea duratei efective de simulare sau modificarea în mod batch a parametrilor de simulare) fie pentru elaborarea automată de cod.

Elaborarea de cod se referă la translatarea modelului Simulink într-un set de fișiere cod C care ulterior, printr-un proces suplimentar de construcție (build) se poate compila cu ajutorul unui compilator local (lcc) sau cu ajutorul unui compilator de firma (third-part compiler: Microsoft, Borland, Watcom) în program executabil.

Dacă programul executabil are atașat și o interfață run-time de timp real, atunci aplicația se va desfășura în timp real. Dacă executabilul nu se rulează sub un kernel de timp real, atunci executabilul va fi mai mult legat de simulare, care se va executa mai rapid.

A.4.2. Capabilități și avantaje

Capabilitățile și avantajele specifice ale Real-Time Workshop includ:

- *Generare de cod pentru modelele Simulink*
- Generează cod optimizat și adaptat cerințelor clientului. Există diferite stiluri de cod generat, care pot fi clasificate: fie în înglobate (embedded, caracterizează faza de producție), fie în rapid prototyping (generare rapidă de prototip).
- Suportă toate caracteristicile Simulink, inclusiv întregi pe 8, 16, și 32 biți și tipuri de date în virgulă flotantă.
- Capabilitățile de virgulă-fixă ale Real-Time Workshop permit scalarea cuvintelor întregi în gama de 2 la 128 biți. Generarea de cod este limitată de implementarea tipurilor char, short, int, și long în mediul compilatorului C folosit (uzual 8, 16, și 32 biți, respectiv).
- Codul generat este independent de procesor. Codul generat reprezintă exact modelul compilat. O interfață run-time separată este folosită pentru execuția acestui cod. Se prevăd câteva exemple de interfețe run-time pentru prototipuri precum și pentru procesul de producție.

- Suportă orice tip de sistem de operare (singletasking sau multitasking) precum și medii fără sisteme de operare (bare-board). Flexibilitatea scriptică a Target Language Compiler (TLC) permite completa configurare după necesități a codului generat.
 - Codul eficient pentru S-funcții (S-functions, blocuri create de utilizator) poate fi expertizat folosind instrucțiuni specifice Target Language Compiler (numite TLC scripts) și se poate integra automat cu codul generat.
 - *Sistem de depanare extensiv bazat pe model*
 - Modul Extern permite să se examineze efectele codului generat prin preluarea datelor de la țintă și afișarea lor pe elementele grafice ale modelului. Nu este nevoie de folosirea depanatoarelor la nivel sursă convenționale pentru a examina codul generat.
 - Modul Extern permite de asemenea acordarea codului generat la modelul Simulink asociat. Când se schimbă valoarea unui parametru al unui bloc din model, noua valoare este transmisă către codul generat ce rulează ca țintă și locația de memorie țintă corespunzătoare este încărcată cu noua valoare. Din nou nu este necesară utilizarea compilatorului și depanatorului înglobat pentru a îndeplini această operație. Modelul original este de fapt interfața utilizatorului cu depanatorul (debugger).
 - *Integrarea cu mediul Simulink*
 - Validarea codului. Se poate genera cod pentru modelul inițial și se pot crea aplicații de sine-stătătoare care prin executare pot produce fișiere-MAT conținând rezultatele execuției.
 - Codul generat conține etichete identificatoare pentru sistemele sau blocurile componente din modelul sursă care ajută la identificarea componentei care a generat o anumită linie de cod. Comanda MATLAB *hilite_system* recunoaște aceste etichete și evidențiază blocul corespunzător din modelul Simulink.
 - Suportul pentru obiectele-data din Simulink permite definirea modului în care semnalele și parametrii blocurilor se interfațează cu mediul extern.
 - *Simulări rapide*
 - Real-Time Workshop suportă câteva modalități de mărire a vitezei de simulare prin crearea optimizată de executabile specifice modelului.
 - *Target support*
 - Soluțiile la cheie pentru generarea rapidă de prototipuri reduc substanțial timpii ciclurilor de proiectare permițând o rapidă reluare a procesului de proiectare iterativ.
 - Pachetul de exemple de generare rapidă de prototipuri furnizează cod de lucru care se poate modifica rapid după necesități.
 - Add-on targets (Real-Time Windows Target și xPC Target) pentru hardware specific PC-urilor sunt gata disponibile de la *MathWorks*. Aceste ținte ne permit transformarea rapidă a unui PC într-un sistem de dezvoltare rapidă de prototipuri cu un hardware cu preț redus, de înaltă calitate și de mare viteză.
 - Suportă o mare varietate de hardware sau software produse de diverse firme precum și un suport extensibil pentru diverse drivere.
 - *Proces de producție de cod extensibil*
 - Permite o facilă integrare cu orice compilator și link-editor încorporează în același mediu.
 - Permite o legătură simplă cu cod scris de utilizator.
- În plus față de beneficiile anterioare, o altă componentă, Real-Time Workshop Embedded Coder oferă:

- Cod C portabil, generat de utilizator, care este proiectat pentru a fi plasat într-un mediu de producție înglobat (embedded).
- Cod mai eficient, deoarece se utilizează S-funcții in-line și stările continue nu sunt permise.
- Software-in-the-loop. Cu Real-Time Workshop Embedded Coder se poate genera cod pentru aplicații înglobate (embedded application) care poate fi integrat înapoi în Simulink pentru verificare prin simulare.
- Generare de rapoarte vizibile pe Web.
- Comentarii pentru codul generat folosind Description block property.
- Opțiuni de legătura cu semnalul și posibilitatea modificării parametrilor externi ai codului executabil, permițând o interfațare simplă cu codul generat care rulează pe sistemul în timp real.

A.4.3. Arhitectura deschisa a RTW

RTW este un sistem deschis proiectat pentru a fi folosit împreună cu o mare varietate de medii de operare și configurații hardware. Acest sistem este foarte flexibil, în sensul că există numeroase modalități de a modifica elementele esențiale care îl compun și care sunt prezentate în figura A.4.3.

Se poate configura procesul de generare a programului Real-Time Workshop după necesitate prin modificarea următoarelor componente.

- Simulink și fișierul model (model.mdl)

Simulink furnizează un mediu de dezvoltare limbaj de nivel foarte înalt (very high-level language, VHLL). Elementele limbajului sunt blocuri și subsisteme care implementează vizual algoritmul dorit.

Real-Time Workshop poate fi privit ca un compilator care procesează un program sursă scris în acest limbaj de nivel foarte înalt (VHLL). Programul sursă VHLL este cunoscut sub denumirea generică de model și va avea o extensie implicită .mdl. RTW preia la intrare fișierul model.mdl și emite la ieșire cod pentru compilatoarele clasice de nivel înalt (high-level language (HLL) compiler). Rezultatul acestei "traduceri" este reprezentat de un set de fișiere sursa C (model.c) sau sursa Ada (model.adb) precum și o serie de fișiere header cu extensia .h (model.h, model_export.h).

S-funcțiile scrise în C sau în Ada permit extinderea VHLL Simulink prin adăugarea unor blocuri generale.

- Descrierea intermediară a modelului (model.rtw)

Prima etapă a procesului de generare a codului este analizarea modelului sursă. Fișierul de descriere rezultat conține o structură ierarhică de înregistrări care descriu subsistemele și blocurile componente ale modelului precum și conexiunile lor.

Interfața program de aplicație (API, *Application Program Interface*) a S-funcției conține o funcție specială, mdlRTW, care permite configurarea procesului de generare a codului prin inserarea unor date parametru din blocurile proprii în fișierul model.rtw.

- Programul TLC (Target Language Compiler)

Target Language Compiler interpretează rolul unui translator care citește descrierea intermediară a modelului și generează cod C sau Ada care implementează modelul ca un program de nivel înalt HLL.

Elementele programului TLC se pot configura în doua moduri.

În primul mod, se poate implementa propriul fișier sistem, (system target file), care controlează parametrii globali de generare a codului.

În al doilea mod, se pot implementa fișiere țintă bloc, (block target files), care controlează modul în care se generează cod din blocuri individuale precum S-funcțiile proprii.

- Cod sursa generat de model

Există mai multe căi de particularizare a codului generat sau de interfațare a acestuia:

- Punctele de intrare exportate (*exported entry points*) ne permit interfațarea codului propriu cu cel generat. Acest lucru face posibilă dezvoltarea unui motor de execuție propriu sau a unui sistem de temporizare propriu, sau să combinăm cod generat din mai multe modele într-un singur executabil.

- Se pot face vizibile în mod automat semnale, parametri sau alte structuri de date din codul generat, facilitând posibilitatea acordării parametrilor sau monitorizării semnalelor.

- Blocurile de cod proprii permit inserarea propriului cod direct în codul generat automat, atât la nivel de model cât și la nivel de subsistem.

- Fișiere suport de interfațare run-time

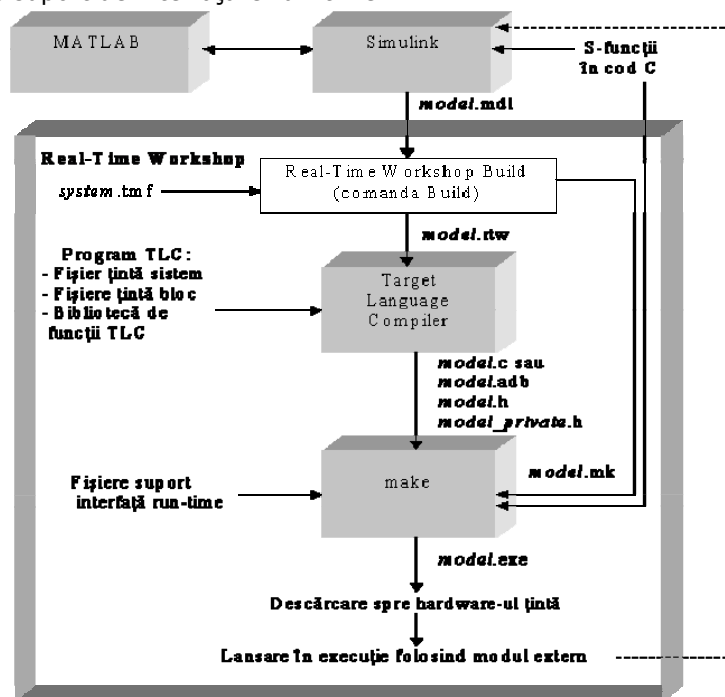


Fig.A.4.3. Arhitectura Real-Time Workshop

Interfața run-time constă din cod care interfațează codul model generat. Se pot crea fișiere de interfațare run-time care să includă:

- un program principal (main)

- cod care implementează un mod extern particular de protocol de comunicație

- cod ce se interfațează cu parametrii și semnalele definite în codul generat automat.

-Timere și alte rutine de servire a întreruperilor.

-Driver pentru hardware de I/O.

Un fișier de tip makefile, model.mk, controlează procesul de compilare și legare (link-editare) a codului generat. RTW generează model.mk dintr-un șablon makefile în timpul procesului de construcție și generare de cod (code generation/build process). Se poate crea propriul șablon makefile pentru a controla opțiunile de compilare sau alte variabile ale procesului de "creare" (make process). Toate aceste componente contribuie la procesul de transformare a unui model Simulink într-un program executabil.

A.4.4. Procesul automat de construcție a programelor executabile (Automatic Program Building)

Procesul automat de construcție a programelor creează programe pentru aplicații de timp real într-o mare varietate de arhitecturi pentru calculatoarele gazdă. APB (Automatic Program Building) folosește utilitarul *make* pentru a controla compilarea și *link-editarea* surselor cod C sau Ada generate.

O comandă de nivel înalt implementată într-un script MATLAB controlează acest proces de construcție. Comanda implicită, folosită pe cele mai multe sisteme țintă, este *make_rtw*.

Procesul de construcție constă în următorii pași:

- Analiza modelului și compilarea fișierului de descriere a modelului.
- Generarea de către Target Language Compiler de cod C din model.
- Generarea unui makefile, configurat pentru o anumită arhitectură
- Crearea unui program executabil cu ajutorul utilitarului *make* sub controlul acestui *makefile* pe comanda.

Acest proces este reprezentat în figura A.4.4.

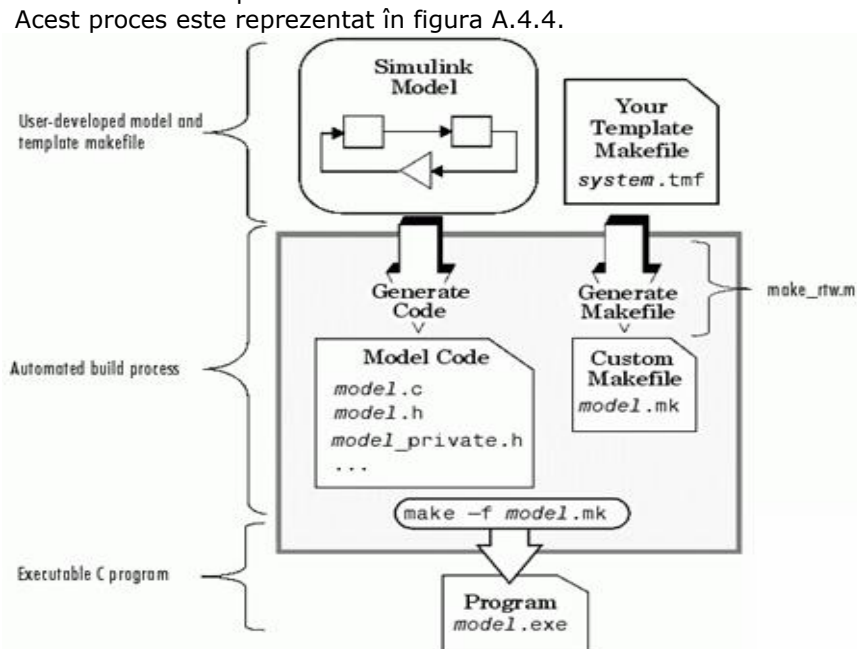


Fig.A.4.4. Automatic Program Building

Generarea de cod începe cu un proces în doi pași, care este apoi urmat de alți doi pași dacă programul se compilează. Cei patru pași se execută automat dacă se apasă butonul Build din Real-Time Workshop dialog:

1. Real-Time Workshop (RTW) analizează diagrama bloc model.mdl și compilează (translatează) această diagramă într-o reprezentare ierarhică intermediară numită model.rtw.

2. Target Language Compiler (TLC) citește model.rtw și îl translatează în cod C, care este plasat într-un build directory în cadrul working directory. Dacă se selectează Generate code only check box (caz în care butonul Build va fi etichetat Generate code), procesul se oprește în acest punct.

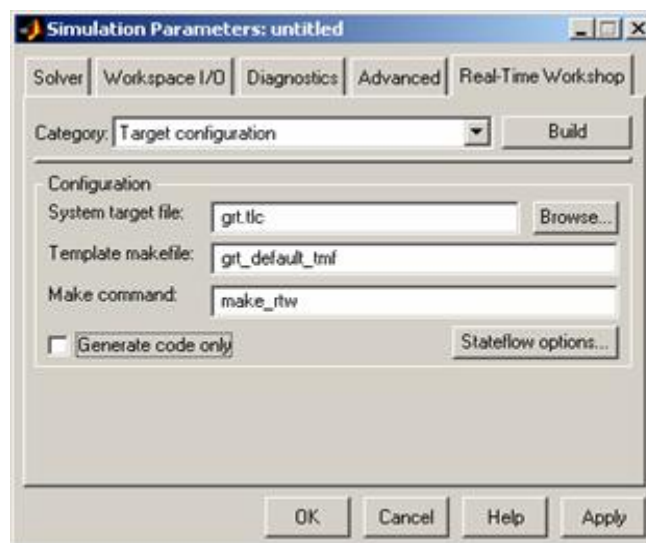


Fig.A.4.5. Setarea parametrilor de simulare

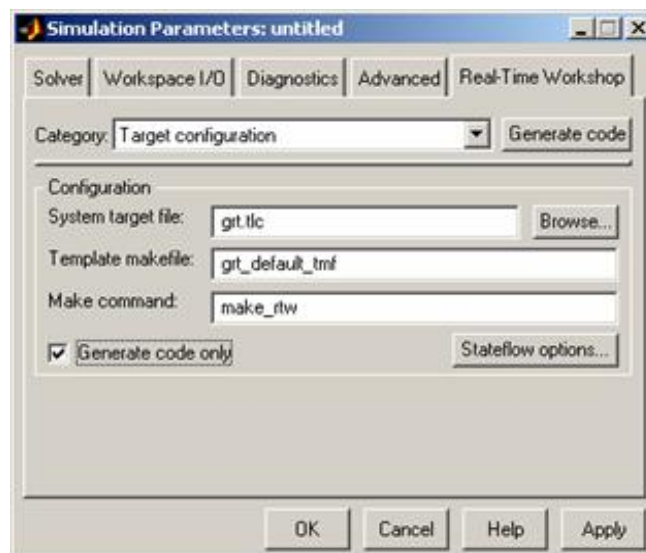


Fig.A.4.6. Setarea parametrilor de simulare cu generarea automată a codului

3.Target Language Compiler construiește un makefile (fișier cu extensia .mk) dintr-un fișier *target makefile template* corespunzător (fișier cu extensia .tmf), și îl plasează în build directory.

4.Utilitarul de sistem (comandă) *make utility* citește acest makefile pentru a compila codul sursa, a lega fișierele obiect și bibliotecile și pentru a genera un executabil, numit *model.exe*, care este plasat în directorul de lucru (working directory). Fișierul *model.rtw* va fi sters dacă nu se selectează opțiunea *Retain .rtw file* din TLC Debugging options. Nu există nici un avantaj dacă menținem acest fișier, care este oricum generat ori de câte ori RTW generează cod pentru model (chiar dacă nu s-au făcut modificări).

A.4.5. Etapele procesului de construcție a unui executabil

A.4.5.1. Faza de analiză a modelului

Procesul de construcție începe cu analiza diagramei bloc Simulink cuprinsă în model. Procesul de analiză constă în următoarele sarcini:

- Evaluarea parametrilor de simulare și a parametrilor blocurilor componente ale modelului.
- Evaluarea dimensiunilor semnalelor propagate și a perioadelor de eșantionare
- Determinarea ordinii de execuție a blocurilor în cadrul modelului.
- Calculul dimensiunilor vectorilor de lucru utilizați de S-funcții

În timpul acestei faze, RTW citește fișierul model (model.mdl) și compilează o reprezentare intermediară a modelului. Această descriere intermediară este stocată într-un fișier ASCII, într-un format limbaj-independent, numit *model.rtw*. Acest fișier *model.rtw* este un fișier de intrare pentru următoarea fază a procesului de construcție.

Fișierele *model.rtw* sunt similare în format cu fișierele modele Simulink, cu extensia .mdl.

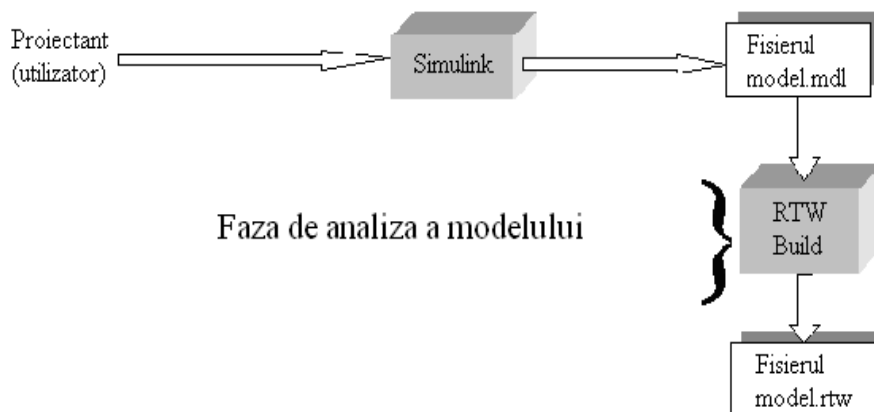


Fig.A.4.7. Analiza modelului

A.4.5.2. Faza de generare de cod de catre Target Language Compiler (TLC)

În faza a doua a procedurii de construcție, TLC transformă descrierea intermediară a modelului stocată în fișierul `model.rtw` în cod specific țintei.

TLC este un limbaj de programare interpretativ proiectat cu unicul scop de a converti descrierea modelului în cod C sau Ada. TLC execută un program ce cuprinde diferite fișiere țintă, cu extensia `.tlc`. Programul TLC specifică modul în care se generează cod pornind de la fișierul `model.rtw` ca fișier de intrare.

Programul TLC constă în:

- Fișierul țintă sistem (system target file)

Fișierul ținta sistem este punctul de intrare sau fișierul principal (funcția `main` în C)

- Fișiere țintă bloc (block target files)

Pentru fiecare bloc din modelul Simulink există un fișier țintă bloc ce specifică cum se translatează acel bloc în cod specific țintei.

- Biblioteca de funcții TLC (Target Language Compiler function library)

Biblioteca de funcții TLC conține funcții care îndeplinesc procesul de generare a codului.

TLC începe prin citirea fișierului `model.rtw`. Apoi compilează și execută comenzile din fișierele țintă, mai întâi din fișierul sistem iar apoi din fișierele corespunzătoare fiecărui bloc individual. Ieșirea din TLC va fi versiunea cod sursa a diagramei bloc Simulink inițiale.

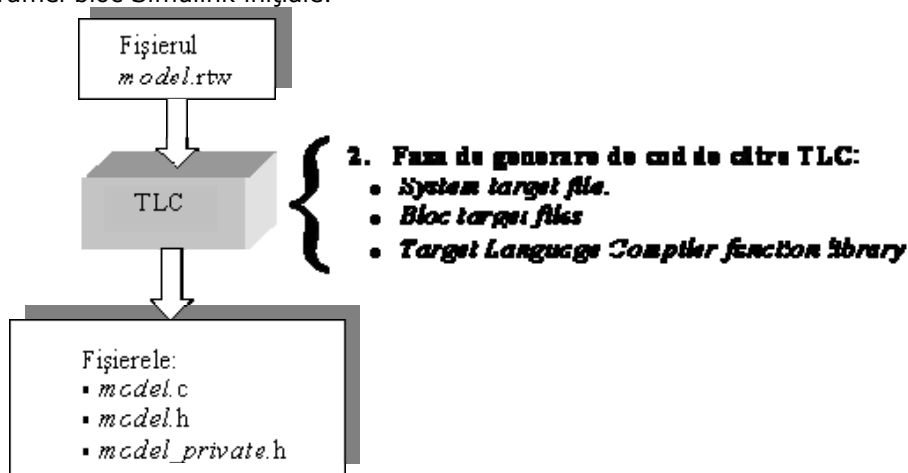


Fig.A.4.8. Schema de generare a codului

A.4.5.3. Generarea unui *makefile* "pe comanda" sau personalizat

Al treilea pas în procedura de construcție (build) este generarea unui fișier *makefile* personalizat (customized makefile), cu numele `model.mk`. Acest fișier generat instruește utilizatorul despre cum să compileze și să link-editeze sursa de cod generată din model cu programele de exploatare, biblioteci sau module de program utilizator.

RTW crează fișierul `model.mk` dintr-un fișier sistem, numit `system.tmf` (`tmf`, `template makefile`). Acest `system.tmf` este proiectat pentru sistemul (mediul) pentru care se face construcția și permite specificarea compilatoarelor, opțiunile pentru compilare și oferă informație suplimentară folosită pentru crearea executabilului.

Fișierul `model.tmf` este creat prin copierea conținutului fișierului `system.tmf` și expandarea tuturor simbolurilor care erau folosite în descrierea configurației modelului.

RTW furnizează mai multe fișiere șablon-sistem, configurate pentru diferite medii țintă specifice și sisteme de dezvoltare. System Target File Browser listează toate fișierele șablon de tip `makefile` ce se pot folosi împreună cu RTW.

Procesul de construcție se poate personaliza integral prin modificarea unui șablon `makefile` existent sau prin furnizarea propriului șablon `makefile`.

a) Medii tinta (Target Environments)

Real-Time Workshop suportă mai multe medii țintă. Un mediu țintă se referă la un complex de date furnizate de utilizator care sunt necesare pentru construcția automată de programe executabile pornind de la un model. Aceste date se referă în principal la:

1. Sistemul de operare. Un program de aplicație se execută în primul rând sub controlul unui sistem de operare. RTW poate genera cod pentru diverse sisteme de operare, care suportă sau nu aplicații de timp real.

2. Tipul codului generat (cod normal sau înglobat (`embedded`))

3. Modul de generare a codului (*real-time*, pentru elaborarea rapidă a prototipului sau *embedded*, pentru elaborare de software de producție)

4. Cine generează mediul țintă. Mediul tinta este generat (configurat) de către utilizator sau de către o terță-partea sau este furnizat de-a gata în mediul RTW.

Putem face următoarele distincții între diferitele medii tinta pe care le putem utiliza:

A. Target Configurations Bundled with Real-Time Workshop

Odată cu RTW sunt incluse următoarele configurații țintă incluse în mediul RTW (Target Configurations Bundled with Real-Time Workshop):

- DOS (4GW) Target
- Generic Real-Time (GRT) Target
- LE/O (Lynx Embedded OSEK) Real-Time Target
- Rapid Simulation Target
- Tornado (VxWorks) Real-Time Target

B. Target Configurations Bundled with Real-Time Workshop Embedded Coder

Odată cu RTW Embedded Coder, produs separat de RTW, sunt incluse următoarele configurații țintă (Target Configurations Bundled with Real-Time Workshop Embedded Coder):

- Real-Time Workshop Embedded Coder Target

C. Turnkey Rapid Prototyping Target Products

De asemenea, pentru a veni și mai mult în ajutorul celor care doresc dezvoltarea rapidă de prototipuri pentru aplicații în timp real, în RTW există așa-numitele produse țintă pentru prototip rapid la cheie (Turnkey Rapid Prototyping Target Products). Acestea sunt soluții de sine-stătătoare, produse separate de RTW, dar care funcționează numai dacă există RTW. Putem include aici:

- Real-Time Windows Target
- xPC Target

D.DSP Target Products

Pentru a elabora rapid software pentru sisteme de dezvoltare bazate pe DSP-uri, avem modulul *DSP Target Products* (Texas Instruments TMS320xxxxx Evaluation Module Target)

E.Third-Party Targets

Numeroși producători de software și de soluții de automatizare au dezvoltat ținte personalizate pentru a fi folosite cu RTW. Putem menționa în acest caz firma Quanser Inc., Canada, care a elaborat WinCon pentru a dezvolta aplicații de timp real pentru platformele experimentale comercializate.

F. Custom Targets

În mod normal, pentru a genera ținte "pe comandă", trebuie scris un program principal pentru ca sistemul țintă să poată executa codul generat, precum și driverele de intrare/ieșire care să comunice cu hardware-ul. În general tot ce se generează automat în procesul de elaborare de cod executabil va trebui să fie construit manual.

b)Configurarea automată a unui fișier șablon pentru construcție (Template Make File)

Procesul de configurare automată a unui fișier șablon folosit la construirea unui fișier executabil (de către utilitarul make) este compus din două etape distincte.

Etapa 1: Se configurează utilitarul *mbuild*.

Această configurare se cere a fi făcută o singură dată, ea rămânând valabilă până când se schimbă explicit. Configurarea se va face în fereastra de comandă MATLAB cu comanda:

mbuild -setup

Please choose your compiler for building standalone MATLAB applications:

Would you like mbuild to locate installed compilers [y]/n? y

Select a compiler:

[1] Lcc C version 2.4 in D:\MATLAB6P5\sys\lcc

[2] Microsoft Visual C/C++ version 6.0 in C:\Program Files\Microsoft Visual Studio

[0] None

Compiler: 2

Please verify your choices:

Compiler: Microsoft Visual C/C++ 6.0

Location: C:\Program Files\Microsoft Visual Studio

Are these correct?([y]/n): y

The default options file:

"C:\Documents and Settings\Administrator\Matlab\MATLAB\R2011\fișier.bat"

is being updated from D:\MATLAB6P5\BIN\WIN32\mbuildopts\msvc60compp.bat...

Note: If you want to use the MATLAB Visual Studio add-in with the MATLAB C/C++

Compiler, you must start MATLAB and run the following commands:

cd(prefdir);

mccsavepath;

(You only have to do this configuration step once.)

Se observă că în urma acestui proces de configurare utilitarul de sistem *mbuild* este informat despre tipul de compilator ce se dorește a fi folosit în faza de compilare a sursei C generate de către RTW. De asemenea, se va folosi și link-

editorul din mediul de dezvoltare Microsoft Visual C/C++ version 6.0.

Etapa 2: Alegerea System target file

În Simulink/Simulation parameters/Real-Time Workshop putem configura Sistem target file alegând dintr-o serie de opțiuni enumerate într-un meniu pull-down.

În final, opțiunile celor două etape de configurare se vor combina într-un fișier șablon (*template*) care va conține informații despre tipul compilatorului C folosit, despre căile în care se găsesc bibliotecile C precum și despre ținta finală căreia îi este destinat fișierul executabil obținut.

Să presupunem de exemplu, că alegem Generic Real-Time Target drept System target file. Acest lucru se va face ca în figurile A.4.9 și A.4.10 :

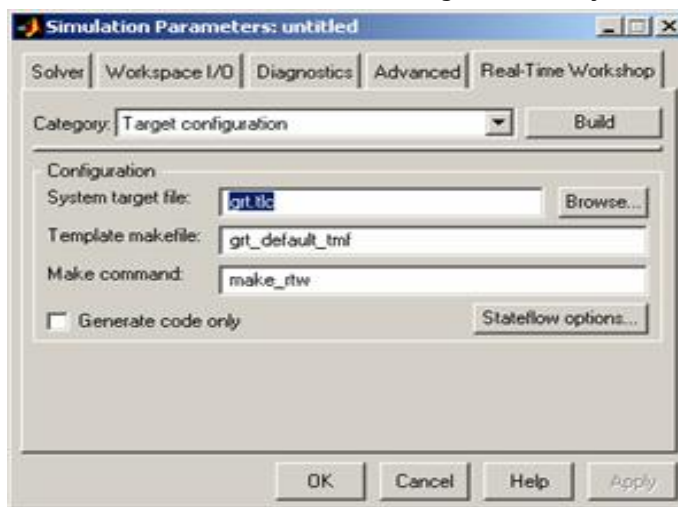


Fig.A.4.9 Alegerea System target File

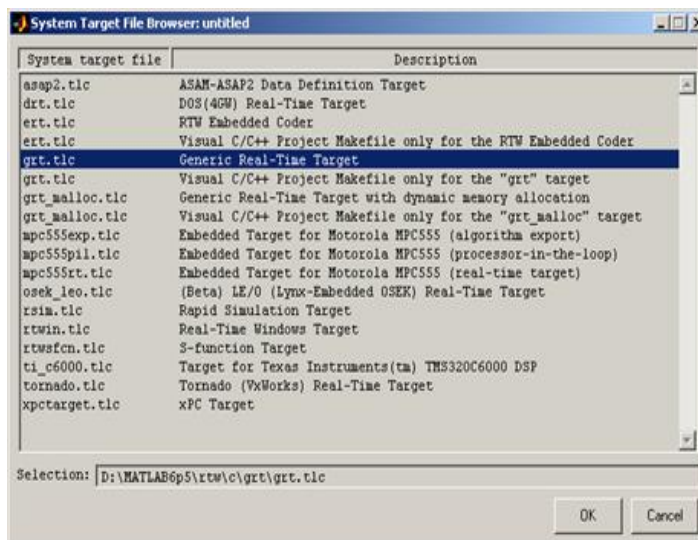


Fig.A.4.10. Configurarea System Target File

În tabelul A.4.1 se sintetizează toate fișierele țintă sistem care pot fi folosite utilizând procesul automat de generare de cod, precum și fișierele șablon asociate și, respectiv, comenzile de construire (*make*) folosite.

Tabel A.4.1. Configurațiile care pot fi utilizate în generarea automată de cod pentru diferite target-uri

Target/CodeFormat	System Target File	Template Makefile	Make Command
RTWEmbeddedCoder (PC or UNIX)	ert.tlc	ert_default_tmf	make_rtw
RTWEmbeddedCoder for Watcom	ert.tlc	ert_watc.tmf	make_rtw
RTWEmbeddedCoder for VisualC/C++	ert.tlc	ert_vc.tmf	make_rtw
RTWEmbeddedCoder for VisualC/C++ ProjectMakefile	ert.tlc	ert_msvc.tmf	make_rtw
RTWEmbeddedCoder for Borland	ert.tlc	ert_bc.tmf	make_rtw
RTWEmbeddedCoder for LCC	ert.tlc	ert_lcc.tmf	make_rtw
RTWEmbeddedCoder for UNIX	ert.tlc	ert_unix.tmf	make_rtw
GenericReal-Timefor PC/UNIX	grt.tlc	grt_default_tmf	make_rtw
GenericReal-Time for Watcom	grt.tlc	grt_watc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time for Visual C/C++	grt.tlc	grt_vc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time for Visual C/C++ Project Makefile	grt.tlc	grt_msvc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time for Borland	grt.tlc	grt_bc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time for LCC	grt.tlc	grt_lcc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time for UNIX	grt.tlc	grt_unix.tmf	make_rtw
GenericReal-Time (dynamic) for PC/UNIX	grt_malloc.tlc	grt_malloc_default_tmf	make_rtw
GenericReal-Time(dynamic)for Watcom	grt_malloc.tlc	grt_malloc_watc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time (dynamic) for Visual C/C++	grt_malloc.tlc	grt_malloc_vc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time (dynamic) for Visual C/C++ProjectMakefile	grt_malloc.tlc	grt_malloc_msvc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time(dynamic)for Borland	grt_malloc.tlc	grt_malloc_bc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time (dynamic) for LCC	grt_malloc.tlc	grt_malloc_lcc.tmf	make_rtw
GenericReal-Time(dynamic)for UNIX	grt_malloc.tlc	grt_malloc_unix.tmf	make_rtw
RapidSimulationTarget (default for PC or UNIX)	rsim.tlc	rsim_default_tmf	make_rtw
RapidSimulationTarget for Watcom	rsim.tlc	rsim_watc.tmf	make_rtw
RapidSimulationTarget for Visual C/C++	rsim.tlc	rsim_vc.tmf	make_rtw
RapidSimulationTarget for Borland	rsim.tlc	rsim_bc.tmf	make_rtw
RapidSimulationTarget for LCC	rsim.tlc	rsim_lcc.tmf	make_rtw
RapidSimulationTarget for UNIX	rsim.tlc	rsim_unix.tmf	make_rtw

AdaSimulationTarget for GNAT	rt_ada_sim.tlc	gnat_sim.tmf	make_rtw - ada
AdaReal-TimeMultitaskingTarget for GNAT	rt_ada_tasking.tlc	gnat_tasking.tmf	make_rtw - ada
S-FunctionTarget for PC or UNIX	rtwsfcn.tlc	rtwsfcn_default.tmf	make_rtw
S-FunctionTarget for Watcom	rtwsfcn.tlc	rtwsfcn_watc.tmf	make_rtw
S-FunctionTarget for VisualC/C++	rtwsfcn.tlc	rtwsfcn_vc.tmf	make_rtw
S-FunctionTarget for Borland	rtwsfcn.tlc	rtwsfcn_bc.tmf	make_rtw
S-FunctionTarget for LCC	rtwsfcn.tlc	rtwsfcn_lcc.tmf	make_rtw
Tornado(VxWorks)Real-TimeTarget	tornado.tlc	tornado.tmf	make_rtw
Windows95/98/NTRReal-TimeTarget for Watcom	rtwin.tlc	win_watc.tmf	make_rtw
Windows95/98/NTRReal-TimeTarget for VisualC/C++	rtwin.tlc	win_vc.tmf	make_rtw
TexasInstrumentsEVM67xTarget	evm67x.tlc	evm67x.tmf	make_rtw
TexasInstrumentsCodeComposer StudioTarget	ccs.tlc	ccs.tmf	make_rtw
xPC Target for Watcom C/C++ or VisualC/C++	xpctarget.tlc	xpc_default.tmf	make_xpc
DOS (4GW)	drt.tlc	drt_watc.tmf	make_rtw
LE/O (Lynx embeddedOSEK)Real-TimeTarget	osek_leo.tlc	osek_leo.tmf	make_rtw

După cum rezultă din tabelul A.4.1., în urma faptului că prin configurarea utilitarului *mbuild* am ales compilatorul C din mediul Microsoft Visual C/C++ version 6.0 și am optat Generic Real-Time Target, mediul RTW va folosi:

Target/CodeFormat	System Target File	Template Makefile	Make Command
GenericReal-Time for Visual C/C++	grt.tlc	grt_vc.tmf	make_rtw

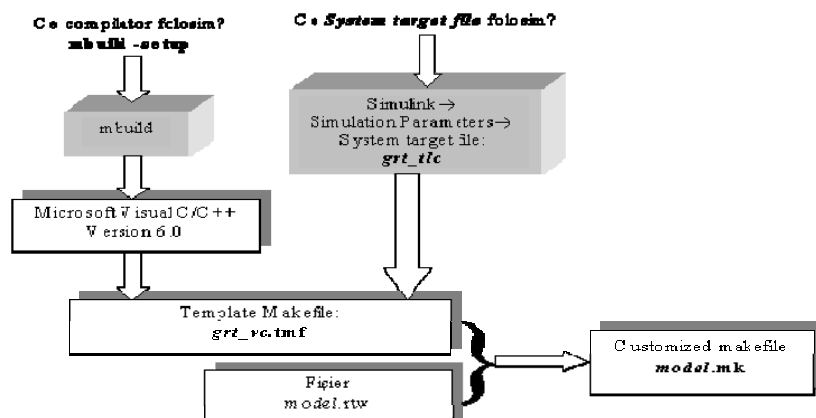


Fig.A.4.11. Generarea unui fișier șablon (*grt_vc.tmf*) și a unui fișier de construcție personalizat (*customized makefile: model.mk*)

A.4.5.4. Faza de creare a unui executabil

Crearea unui program executabil este ultima etapă a procesului de construcție. Această etapă este opțională, așa cum se arată în figura de mai jos. Dacă executabilul este pentru un microcontroller sau pentru o placă de achiziție dotată cu DSP, se poate alege doar generarea de cod nivel înalt. Această sursă se poate cross-compila și descărca spre acest hardware-tintă.

Crearea unui executabil, dacă este activată această opțiune, se realizează după crearea fișierului `model.mk`. La acest punct, procesul de construcție invocă utilitarul `make` (în forma `gmake` pentru `Lcc` sau `nmake` pentru `Visual C`), care la rândul său rulează compilatorul de C sau Ada. Pentru a evita recompilări inutile a unor fișiere C, utilitarul `make` realizează o verificare a dependențelor între diferitele obiecte și fișierele C corespunzătoare. Sunt compilate numai fișierele sursă out-of-date. Opțional, `make` poate descărca executabilul spre hardware-ul țintă pentru care a fost conceput.

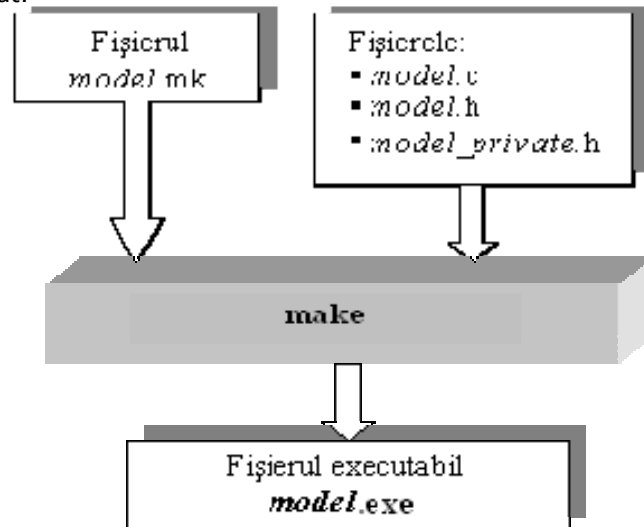


Fig.A.4.12. Faza finală de construire a executabilului

Procesul automat de generare a unui executabil de timp real este reprezentat în figura următoare. Regiunea marcată pe fond mai închis marchează procesul de construire automată a aplicației.

Se observa cum cele trei componente principale ale Automatic Program Building sunt:

- **Real-Time Workshop Build (RTW Build)**
- **Target Language Compiler (TLC)**
- **Make**

Se observă din figură că aceste procese se desfășoară secvențial și au ca intrări/ieșiri fișiere care se construiesc automat. Fișierul de intrare în primul proces (RTW Build) este modelul Simulink `model.mdl` iar fișierul de ieșire al ultimului proces (Make) este `model.exe`.

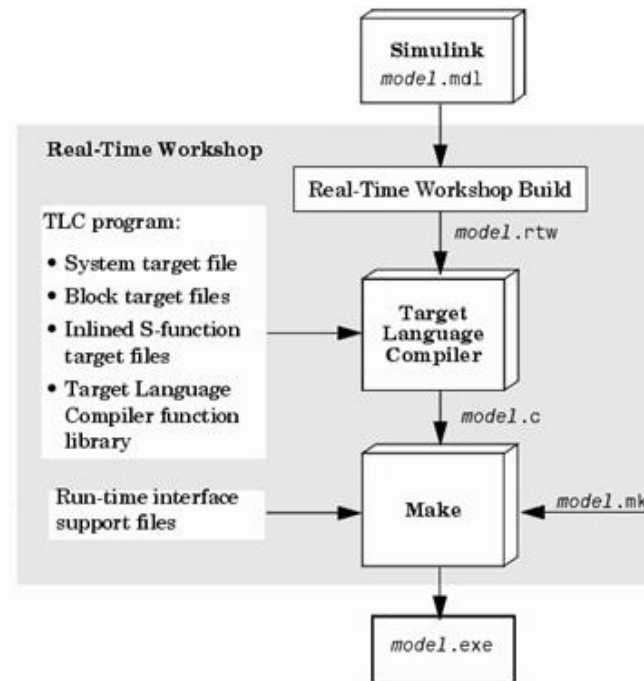


Fig.A.4.13. Faza finală de generare a executabilului

Tabel A.4.2. Fișiere generate în procesul de construcție a unui executabil

Nume fișier	Descriere
<i>model.mdl</i>	Creat de Simulink, este un program de nivel foarte înalt (VHLL), analog cu un limbaj de nivel înalt (HLL) precum C/C++
<i>model.rtw</i>	Generat de procesul de construcție RTW, analog cu un program obiect (extensie .obj) creat dintr-un program sursa de nivel înalt.
<i>model.c</i>	Generat de <i>Target Language Compiler TLC</i> , este codul sursa C corespunzător fișierului <i>model.mdl</i>
<i>model.h</i>	Generat de TLC, este un fișier <i>header</i> care mapează legăturile dintre blocuri în cadrul modelului
<i>model_private.h</i>	Generat de TLC, este un fișier <i>header</i> ce conține semnalele, parametrii și simbolurile funcțiilor exportate respectiv importate
<i>model.mk</i>	Generat de procesul de construcție al RTW, este fișierul personalizat de tip <i>makefile</i> folosit pentru construcția executabilului
<i>model.exe</i>	(sau <i>model</i> sub UNIX), este programul executabil creat sub controlul utilitarului <i>make</i> de către sistemul de dezvoltare

În tabelul A.4.2. se prezintă o listă a fișierelor generate de procesul de construcție a unui executabil. Numele modelului este considerat unul generic, în cazul dat *model.mdl*. În funcție de opțiunile de configurare a generării codului, mai pot fi create o serie de alte fișiere.


```

        real_T *dx,
        real_T *xC);

/*=====
 * S-function methods *
 *=====*/
/* Function: mdlInitializeSizes
=====
 * Abstract:
 * Setup sizes of the various vectors.
 */
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    DECL_AND_INIT_DIMSINFO(inputDimsInfo);
    DECL_AND_INIT_DIMSINFO(outputDimsInfo);
    ssSetNumSFcnParams(S, NPARAMS);
    if (ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount(S)) {
        return; /* Parameter mismatch will be reported by Simulink */
    }
    ssSetNumContStates(S, NUM_CONT_STATES);
    ssSetNumDiscStates(S, NUM_DISC_STATES);
    if (!ssSetNumInputPorts(S, NUM_INPUTS)) return;
    ssSetInputPortWidth(S, 0, INPUT_0_WIDTH);
    ssSetInputPortDataType(S, 0, SS_DOUBLE);
    ssSetInputPortComplexSignal(S, 0, INPUT_0_COMPLEX);
    ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 0, INPUT_0_FEEDTHROUGH);
    ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 0, 1); /*direct input signal access*/
    if (!ssSetNumOutputPorts(S, NUM_OUTPUTS)) return;
    ssSetOutputPortWidth(S, 0, OUTPUT_0_WIDTH);
    ssSetOutputPortDataType(S, 0, SS_DOUBLE);
    ssSetOutputPortComplexSignal(S, 0, OUTPUT_0_COMPLEX);
    ssSetNumSampleTimes(S, 1);
    ssSetNumRWork(S, 0);
    ssSetNumIWork(S, 0);
    ssSetNumPWork(S, 0);
    ssSetNumModes(S, 0);
    ssSetNumNonsampledZCs(S, 0);

    /* Take care when specifying exception free code - see sfuntmpl_doc.c */
    ssSetOptions(S, (SS_OPTION_EXCEPTION_FREE_CODE |
                    SS_OPTION_USE_TLC_WITH_ACCELERATOR |
                    SS_OPTION_WORKS_WITH_CODE_REUSE));
}
# define MDL_SET_INPUT_PORT_FRAME_DATA
static void mdlSetInputPortFrameData(SimStruct *S,
                                     int_T port,
                                     Frame_T frameData)
{
    ssSetInputPortFrameData(S, port, frameData);
}

```

```

/* Function: mdlInitializeSampleTimes
=====
* Abstract:
*   Specify the sample time.
*/
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
    ssSetSampleTime(S, 0, SAMPLE_TIME_0);
    ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
}
#define MDL_INITIALIZE_CONDITIONS
/* Function: mdlInitializeConditions
=====
* Abstract:
*   Initialize the states
*/
static void mdlInitializeConditions(SimStruct *S)
{
    real_T *xC = ssGetContStates(S);
    xC[0] = 0;
    xC[1] = 0;
    xC[2] = 0;
}
#define MDL_SET_INPUT_PORT_DATA_TYPE
static void mdlSetInputPortDataType(SimStruct *S, int port, DTypeId dType)
{
    ssSetInputPortDataType( S, 0, dType);
}
#define MDL_SET_OUTPUT_PORT_DATA_TYPE
static void mdlSetOutputPortDataType(SimStruct *S, int port, DTypeId dType)
{
    ssSetOutputPortDataType(S, 0, dType);
}
#define MDL_SET_DEFAULT_PORT_DATA_TYPES
static void mdlSetDefaultPortDataTypes(SimStruct *S)
{
    ssSetInputPortDataType( S, 0, SS_DOUBLE);
    ssSetOutputPortDataType(S, 0, SS_DOUBLE);
}
/* Function: mdlOutputs
=====
*
*/
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
    const real_T *u0 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,0);
    real_T *y0 = (real_T *)ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    const real_T *xC = ssGetContStates(S);

    lorentzcsfun_Outputs_wrapper(u0, y0, xC);
}

```

```

}
#define MDL_DERIVATIVES /* Change to #undef to remove function */
/* Function: mdlDerivatives
=====
* Abstract:
*   In this function, you compute the S-function block's derivatives.
*   The derivatives are placed in the derivative vector, ssGetdX(S).
*/
static void mdlDerivatives(SimStruct *S)
{
    const real_T *u0 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,0);
    real_T *dx = ssGetdX(S);
    real_T *xC = ssGetContStates(S);
    real_T *y0 = (real_T *) ssGetOutputPortRealSignal(S,0);

    lorentzcsfun_Derivatives_wrapper(u0, y0,dx, xC);
}
/* Function: mdlTerminate
=====
=
* Abstract:
*   In this function, you should perform any actions that are necessary
*   at the termination of a simulation. For example, if memory was
*   allocated in mdlStart, this is the place to free it.
*/
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
}
#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* Is this file being compiled as a MEX-file? */
#include "simulink.c" /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfun.h" /* Code generation registration function */
#endif

```

ANEXA 6

SINTEZĂ PRIVIND LUCRĂRILE PROPRII

1. [Deaconu2002a] Deaconu S., Popa G.N., **Gherman P. L.**, Diagram for artificial charge loading of asynchronous machine and te study of te influence of the frequency change on te charge loading, Buletinul Institutului Politehnic Iași, 2002, Tomul XL VIII(LII), Fasc. 5C, ISSN 0258-9109 pag. 127-130.
2. [Deaconu2002b] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Popa G.N., Popa I., Maksay Ș., Metodă analitică de determinare a pierderilor mecanice și prin ventilație la mașina asincronă, Analele Facultății de Inginerie din Hunedoara, 2002, Tomul IV, Fasc. 1, ISSN 1454-6531, pag. 219-222.
3. [Deaconu2002c] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Popa G.N., Popa I., Maksay Ș., Metodă de trasare printre puncte a caracteristicilor, Analele Facultății de Inginerie din Hunedoara, 2002, Tomul IV, Fasc. 1, ISSN 1454-6531, pag. 223-228.
4. [Pănoiu2002] Pănoiu C., Deaconu S., Pănoiu M., Lako L., **Gherman P. L.**, Control of electrical arc furnace electrodes by asynchronous motors driven by static frequency converters, Buletinul Institutului Politehnic Iași, 2002, Tomul XL VIII(LII), Fasc. 5C, ISSN 0258-9109 pag. 127-130.
5. [Deaconu2003a] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Electrical shaft scheme with static frequency converters and asynchronous machines with short circuit rotor, VIIth International Symposium Interdisciplinary Regional Research – ISSIR 2003, România, Secțiunea V, pag. 620-622.
6. [Deaconu2003b] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Scheme for te modification of te rotation speed of te rolling devices with static frequency converters, VIIth International Symposium Interdisciplinary Regional Research –ISSIR 2003, România, Secțiunea V, pag. 623-625.
7. [Deaconu2003c] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Răcirea controlată a hidrogeneratoarelor și transformatoarelor aferente, A treia Conferință Națională – cu participare internațională, „Profesorul Dorin Pavel – fondatorul hidroenergeticii românești”, Sebeș, 2003, ISBN 973-8466-03-2, pag. 387-392.

8. [**Gherman2003**] **Gherman P. L.**, Instalație de automatizare a cuptoarelor cu arc electric de curent continuu pentru topirea oțelului, Conferința Națională de Tehnologii și materiale Avansate, Galați, 2003, ISBN 973 - 627 - 066 -1.
9. [Babău2003] Babău R., Deaconu S., **Gherman P. L.**, Automatizarea microhidrocentralelor pentru funcționarea la debite variabile, A treia Conferință Națională - cu participare internațională, „Profesorul Dorin Pavel - fondatorul hidroenergeticii românești”, Sebeș, 2003, ISBN 973-8466-03-2, pag.393-398.
10. [Deaconu2004a] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Automatizarea arderii în cazan în funcție de încărcarea turbogeneratorului utilizând acționări cu mașini asincrone și convertizoare de frecvență, A patra Conferință Națională - cu participare internațională, „Profesorul Dorin Pavel - fondatorul hidroenergeticii românești”, Sebeș, 2004, ISBN , pag.195-198.
11. [Deaconu2004b] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Optimizarea funcționării morilor de măcinat minereu, National Conference with International Participation NORDTECH 2004, Scientific Bulletin Serie C; Volume XVIII Supplement, ISSN 1224-3264, Baia Mare, pag. 79-82.
12. [Deaconu2004c] Deaconu S., **Gherman P. L.**, Utilizarea convertizoarelor de frecvență la acționarea mașinilor de extracție miniere, National Conference with International Participation NORDTECH 2004, Scientific Bulletin Serie C; Volume XVIII Supplement, ISSN 1224-3264, Baia Mare, pag. 83-84.
13. [Rusu-Anghel2009a] Rusu-Anghel Stela, Tirian G.O., **Gherman P.L.**, Rusu N., Experimental Considerations upon the Optimal Control of Reversing Rolling Mills, 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI 2009), Proceedings of the 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, Timișoara, Romania, 2009, 28-29 Mai, ISBN 978-1-4244-4478-6, pag. 295-300.
14. [Rusu-Anghel2009b] Rusu-Anghel Stela, Tirian G.O., Rusu-Anghel N., **Gherman P.L.**, Digital ear for determination of ball mill load, Annals of DAAAM & Proceedings of the 20th International DAAAM Symposium, 25-28th November 2009, Volume 20, No.1, Vienna, Austria, 25-28 November, 2009, ISSN 1726-9679, pag. 1749-1750.
15. [Rusu-Anghel2010a] Rusu-Anghel S., **Gherman P. L.**, Mezinescu S., Using the Matlab-Simulink simulation for operating active filters ordered by digital signal processor (DSP), International Symposium on Advanced Engineering & Applied Management 40th Anniversary in Higher Education, Secțiunea S02, Hunedoara, 4-5 November, 2010, ISBN 978-973-0-09340-7, pag. 79-86, România.

16. [Rusu-Anghel2010b] Rusu-Anghel S., **Gherman P. L.**, Mezinescu S., Management flow control rotor induction machine using fuzzy regulators, International Symposium on Advanced Engineering & Applied Management 40th Anniversary in Higher Education, Secțiunea S02, Hunedoara, 4-5 November, 2010, ISBN 978-973-0-09340-7, pag. 87-94, România.

17. [**Gherman2010a**] **Gherman P. L.**, Rusu-Anghel S., Mezinescu S., Using DSP to order active filters, International Symposium on Advanced Engineering & Applied Management 40th Anniversary in Higher Education, Secțiunea S02, Hunedoara, 4-5 November, 2010, ISBN 978-973-0-09340-7, pag. 99-106, România.

18. [**Gherman2010b**] **Gherman P. L.**, Surianu F.D., Rusu-Anghel S., Mezinescu S., Power system harmonic pollution limitation using fuzzy logic controlled active filters, 6th WSEAS International Conference on Energy, Environment, Ecosystems a Sustainable Development (EEESD'10), 3rd WSEAS International Conference on Landscape Architecture (LA'10) Politehnica University of Timisoara, 21-23 October, 2010, ISSN: 1792-5924, ISSN: 1792-5940, ISBN: 978-960-474-237-0, pag. 101-108, România.

19. [**Gherman2011**] **Gherman P.L.**, Rusu Anghel S. et al. – Chaos Control in DC Arc Furnace Powered by Parallel DC-DC Buck Converters, 10th IEEE-EEEIC 2011 Conference, Rome, Italy 8-11, May 2011, ISBN: 978-1-4244-8781-3.

BIBLIOGRAFIE

- 1.[Abdous2008] Abdous F. et al. – Chaos Control of Voltage Fluctuations in Dc Arc Furnaces Using Time-Delay Feedback Control, IEEE Second International Conference on Electrical Engineering, 25-26 March 2008, University of Engineering and Technology, Lahore (Pakistan);
- 2.[Aligood2000] Aligood K. T., Saver T., Yorke J. – CHAOS – An Introduction to Dynamical Systems, Springer – Verlag, New York 2000, ISBN 0-387-94677-2
- 3.[Angulo2007] Angulo F. et al. – Chaos Stabilization with TDAS and FPIC in a Buck Converter controlled by Lateral PWM and ZAD, Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control & Automation, Athena, Greece, July 27-29, 2007;
- 4.[Arad2010] Arad S. et al. – Aspects of the Electric Arc Furnace Control, International Symposium on Advanced Engineering & Applied Management-40th Anniversary in Higher Education, 4-5 November, Hunedoara, Romania, 2010 ;
- 5.[Bădărău1963] Bădărău E., Popescu I., Gaze ionizate, procese fundamentale, Editura Tehnică, București, 1963;
- 6.[Bălan2007] Bălan R. et al. –Optimization of the Electrode Control system Using on Line Simulation and Rule Based Control, IEEE, International Conference on Mechatronics and Automation, Harbin, China, August 5-8, 2007;
- 7.[Bertola2004] Bertola A. et al. – A Matlab-Simulink Flickermeter Model for Power Quality Studies, IEEE, 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004;
- 8.[Bizon2007] Bizon N. – Buck Supplies Output Voltage Ripple Reduction Using Fuzzy Control, The Annals of “Dunarea de Jos” University of Galati, Fascicle III, ISSN 1221-454X, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, 2007;
- 9.[Bodyanskiy2006] Bodyanskiy Y. and Kolodyazhnly V. – Real-time Identification and Forecasting of Chaotic Time Series Using Hybrid Systems of computational Intelligence, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 2006;
- 10.[Boulet2003] Boulet B. et al. – Modeling and Control of an Electric Arc Furnace, IEEE, American Control Conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003;
- 11.[Bowman1994] Bowman, B., Proprieties of arc in DC furnaces, Electric Furnace Conference Proceedings, pp. 111-120, 1994;
- 12.[Bracale2004] Bracale A. et al. – Waveform Distortions Due to AC/Dc Converters Feeding Arc Furnace, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 16, October 2004;
- 13.[Buckle2006] Buckley J.J. and Hayashi Y. – Fuzzy Simulation Based on Fuzzy Chaos, Studies in Fuzziness and Soft Computing, Vol. 187, 2006;
- 14.[Carpinelli2003] Carpinelli G. and Russo A. – Comparison of Some Active Devices for the Compensation of DC Arc Furnace, IEEE, Power Tech Conference, June 23th -26th, Bologna, Italy, 2003;
- 15.[Carpinelli2004] Carpinelli G. et al. – Chaos-Based modeling of DC Arc Furnaces for Power Quality Issues, IEEE, Transactions On Power Delivery, vol. 19, no. 4, October 2004;
- 16.[Chang2010] Chang G.W. et al. – On Real-Time Simulation for Harmonic and Flicker Assessment of an Industrial System With Bulk Nonlinear Loads, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 9, September 2010;

- 17.[Chen2008] Chen Chang-Kuo et al. – Chaos Suppression of Generalized Lorenz System: Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control Approach, IEEE, Conference on Soft Computing in Industrial Applications (SMCia/08), Muroran, Japan, June 25-27, 2008;
- 18.[Chen1997] Chen G. – Control and Anticontrol of Chaos, IEEE, COC'97, St. Petersburg, Russia, 1997;
19. [Chen2006a] Chen M.L. and Ma W.M. – Bifurcation and Chaos in Multi-Parallel-Connected Current-Mode Controlled Boost DC-DC Converters, Front. Electr. Electron. Eng., China 2: pp. 183-187, 2006;
20. [Chen2006b] Chen Ming-tang et al. – Statistic Characteristic Estimations of Harmonic and Flicker on Electric Arc Furnace Feeders, 9th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power System, KTH, Stockholm, Sweden, June 11-15, 2006-05-20;
21. [Chen2010a] Chen W. et al. – PID Controller Design of Maglev Ball System Based on Chaos Parameters Optimization, IEEE, International Conference on Machine Vision and Human-Machine Interface, 2010;
22. [Chen2010b] Chen Zhiming et al. – Impulsive T-S Fuzzy Control for Unified Chaotic System, IEEE, Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation, Jian, China, July 6-9, 2010;
23. [Codreanu2007] Codreanu S. – Introducere în Teoria Haosului Determinist , ed. Casa Cărții de Știință, Cluj, 2007 , ISBN: 978-973-133-008-2
24. [Comșa1986] Comșa D., Instalații electrotermice industriale, Editura Tehnică, București, 1986;
25. [Cong2010] Cong S. et al. – An Improved Algorithm of Chaos Optimization, IEEE, 8th International Conference and Automation, Xiamen, China, June 9-11, 2010;
26. [Cuomo1993] Cuomo K.M. et al. – Synchronization of Lorenz-Based Chaotic Circuits with Applications to Communications, IEEE, Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal, Processing, vol. 40, no. 10, October 1993;
27. [Dadras2008] Dadras S. et al. - Fuzzy Surface-Based Control for Uncertain Unified Chaotic System, International Conference on Control, Automation and System, 2008;
- 28.[Daryabor2008] Daryabor A. and Momeni H.R. – A Sliding Mode observer Approach to Chaos Synchronization, International Conference on Control, Automation and System, Seoul, Korea, Oct. 14-17, 2008 in COEX;
29. [Deaconu2002a] Deaconu S., Popa G.N., **Gherman P.L.** – Diagram for artificial charge loading of asynchronous machine and the study of the influence of the frequency on the charge loading, Buletinul Institutului Politehnic Iasi, 2002, Tomul XL VIII(LII), Fasc. 5C, ISSN 0258-9109, pag. 127-130;
30. [Deaconu2002b] Deaconu S., Panoiu C., Panoiu M., Lako L. **Gherman P.L.** – Control of electrical arc furnace electrodes by asynchronous motors driven by static frequency converters, , Buletinul Institutului Politehnic Iasi, 2002, Tomul XL VIII(LII), Fasc. 5C, ISSN 0258-9109, pag.127-130;
- 31.[Deaconu2002c] Deaconu S., **Gherman P.L.**, Popa G.N., Popa I., Maksay S. – metoda analitica de determinare a pierderilor mecanice si prin ventilatie la masina asincrona, Analele Facultatii de Inginerie Hunedoara, 2002, Tomul IV, Fasc. 1, ISSN 1454-6531, pag. 219-222;
32. [Deaconu2002d] Deaconu S., **Gherman P.L.**, Popa G.N., Popa I., Maksay S. – Metoda de trasare prin puncte a caracteristicilor, Analele Facultatii de Inginerie Hunedoara, 2002, Tomul IV, Fasc. 1, ISSN 1454-6531, pag. 223-228;

- 33.[Deaconu2003a] Deaconu S., **Gherman P.L.** – Automatic speed control system for electropumps with 6KV voltage in powerplants, 6th International Conference on Accomplishment of Electrical and Mechanical Industries, DEMI 2003, Serbia, pag. 623-628;
34. [Deaconu2003b] Deaconu S., Tutelea L., **Gherman P.L.** – Artificial loading of asynchronous machine using a simple supply source, 4th International Conference on Electromechanical and Power System, vol. I, SIELMEN 2003, Chisinau, ISBN 9975-9771-0-3, pag. 55-56;
35. [Deaconu2003c] Deaconu S., **Gherman P.L.** – Electrical shaft scheme with static frequency converters and asynchronous machine with short circuit rotor, VIIth International Symposium Interdisciplinary Regional Research – ISSIR 2003, Romania, Sectiunea V, pag. 620-622;
36. [Deaconu2003d] Deaconu S., **Gherman P.L.** – Scheme for the modification of the rotation speed of the rolling devices with static frequency converters, International Symposium Interdisciplinary Regional Research – ISSIR 2003, Romania, Sectiunea V, pag. 623-625;
37. [Deaconu2003e] Deaconu S., **Gherman P.L.** – Racirea controlata a hidrogenatoarelor si transformatoarelor aferente, A treia Conferinta Nationala – cu participare internationala, "Profesorul Dorin Pavel – fondatorul hidroenergeticii romanesti", Sebes, 2003, ISBN 973-8466-03-2, pag. 387-392;
38. [Deaconu2003f] Deaconu S., Babau R., **Gherman P.L.** – Automatizarea microhidrocentralelor pentru functionarea la debite variabile, A treia Conferinta Nationala – cu participare internationala, "Profesorul Dorin Pavel – fondatorul hidroenergeticii romanesti", Sebes, 2003, ISBN 973-8466-03-2, pag. 393-398;
39. [Deaconu2004a] Deaconu S., **Gherman P.L.** – Automatizarea arderii in cazan in functie de incarcarea turbogeneratorului utilizand actionari cu masini asincrone si convertizoare de frecventa, A patra Conferinta Nationala – cu participare internationala, "Profesorul Dorin Pavel – fondatorul hidroenergeticii romanesti", Sebes, 2004, ISBN, pag. 195-198;
40. [Deaconu2004b] Deaconu S., **Gherman P.L.** – Optimizarea functionarii morilor de macinat minereu, National Conference with International Participation NORDTECH 2004, Scientific Bulletin Serie C, vol XVIII Supplement, ISSN 1224-3264, Baia Mare, pag. 79-82;
- 41.[Deaconu2004c] Deaconu S., **Gherman P.L.** – Utilizarea convertizoarelor de frecventa la actiunea masinilor de extractie miniere, National Conference with International Participation NORDTECH 2004, Scientific Bulletin Serie C, vol XVIII Supplement, ISSN 1224-3264, Baia Mare, pag. 83-84;
- 42.[Deaconu2004d] Deaconu S., Babau R., **Gherman P.L.**, Popa G.N., Popa I, Tirian G.O. – The hydroelectric potential use of the water feeding pipes, Buletinul Institutului Politehnic Iasi, 2004, Tomul L(LIV), Fasc. 5, ISSN pag. 215-218;
43. [Deaconu2004e] Deaconu S., Babau R., **Gherman P.L.**, Popa G.N., Popa I, Abrudean C. – Computer simulation of the mini hydroelectric plants which runs variable speed in autonomous regime and coupled to the electric network, Buletinul Institutului Politehnic Iasi, 2004, Tomul L(LIV), Fasc. 5, ISSN pag. 219-222;
44. [Dean1990] Dean J.H.B. and Hamill D.C. – Analysis, Simulation and Experimental Study of Chaos in the Buck Converter, Power Electronics Specialists Conf., pp. 491-498, San Antonio TX, June 1990;

45. [Esfandiari2006] Esfandiari A. et al. – Power Quality Improvement of an Electric Arc Furnace Using a New Universal Compensating System, JPE 6-3-2, April 25, 2006;
46. [Fu2002a] Fu T.H. and Wu C.J. – Load Characteristics Analysis of AC and DC Arc Furnaces Using Various Power Definitions and Statistic Method, IEEE, Transactions on Power Delivery, vol. 17, no. 4, October 2002;
47. [Fu2002b] Fu Tsu-Hsun and Wu Chi-Jui – Load Characteristics Analysis of AC and DC Arc Furnace Using Various Power Definitions and Statistic Method, IEEE, Transaction on Power Delivery, vol. 17, no. 4, October, 2002;
48. [Gherman2003] **Gherman P.L.** – Instalație de automatizare a cuptoarelor cu arc electric de curent continuu pentru topirea oțelului, Conferința Națională de Tehnologii și materiale Avansate, Galați, 2003, ISBN: 973-627-066-1;
49. [Gherman2010a] **Gherman P.L.**, Șurianu F.D., Rusu-Angel N., Mezinescu S.- Power System Harmonic Pollution Limitation Using Fuzzy Logic Controlled Active Filters, 6th WEAS International Conference (EEESD'10), Politehnica University of Timisoara, 21-23 October, 2010, ISSN: 1792-5924, ISSN: 1792-5940, ISBN: 978-960-474-237-0, pp. 101-108, România;
50. [Gherman2010b] **Gherman P.L.**, Rusu-Anghel S., Mezinescu S. – Using DSP to order filters, International Symposium on Advanced Engineering & Applied Management 40th Anniversary in Higher Education, Sectiunea S02, Hunedoara, 4-5 November, 2010, ISBN: 978-973-0-09340-7, pp. 99-106, România;
51. [Gherman2011] **Gherman P.L.**, Rusu Anghel S. et al. – Chaos Control in DC Arc Furnace Powered by Parallel DC-DC Buck Converters, 10th IEEE-EEEIC 2011 Conference, Rome, Italy 8-11, May 2011, ISBN: 978-1-4244-8781-3;
52. [Golovanov1997] Golovanov N., Șora I. et al – Electrotermie și electrotehnologii, vol. I, Editura Tehnică, București, 1997;
53. [Gottwald2004] Gottwald G.A. and Melbourne I. – A new Test for Chaos in Deterministic System, proc. R. Soc. Lond. A. 460, pp. 603-611, 2004;
54. [Guan2010] Guan Ping et al. – Direct Adaptive Fuzzy Robust Control of Arc Furnace, 8th International Conference on Control and Automation, Xiamen, China, June 9-11, 2010;
55. [Hejri2006] Hejri Mohammad et al. – Modeling and Control of an Electric Arc Furnace, 21th International Power System Conference, 2006;
56. [Hocine2008] Hocine L. et al. – Closely Parametrical Model for an Electrical Arc Furnace, World Academy of Science, Engineering and Technology 40, 2008;
57. [Hojati2002] Hojati M. and Gazor S. – Hybrid Adaptive Fuzzy Identification and Control of Nonlinear System, IEEE, Transaction on Fuzzy System, vol.10, no. 2, April 2002;
58. [Hong2009] Hong Li et al. – Controlling DC-DC Converters by Chaos-Based Pulse with Modulation to Reduce EMI, ScienceDirect, Chaos, Solitons and Fractals 42, pp. 1378-1387, 2009;
59. [Huang1994] Huang W. et al. – Estimation of a Lyapunov-Exponent Spectrum of Plasma Chaos, The American Physical Society, August 1994;
60. [Hui2010] Hui Zhao and Lianyu Li – Research on Fuzzy-PID Control Strategy for AC Arc Furnace Electrode Regulator System, IEEE, 2nd International Conference on Industrial and Information Systems, 2010;
61. [Iqbal2007a] Iqbal S. et al. – Investigation of Chaotic Behavior in DC-DC Converters, World Academy of Science, Engineering and Technology 33, 2007;
62. [Iqbal2007b] Iqbal S. et al. – Investigation of Chaotic Behavior in DC-DC Converters, World Academy of Science, Engineering and Technology 33, 2007;

- 63.[Iqbal2007c] Iqbal S. et al. – Understanding Chaos Using Discrete-Time Map for Buck Converter, World Academy of Science, Engineering and Technology, 2007;
- 64.[Jefferies1989] Jefferies D.J. – An Introduction to Chaos, Electronics & Communication Engineering Journal, May/June 1989;
- 65.[Jones2002] Jones R.T., Reynolds Q.G., Alport M.J., DC Arc photography and modeling, Minerals Engineering, Volume 15, Issue 11S1, pp. 985-991, Cape Town, 2002.
- 66.[Kenedy1993a] Kenedy M. P. – Three Steps to Chaos-Part I: Evolution, IEEE, Transactions on Circuits and System-1: Fundamental Theory and Applications, vol. 40, no. 10, October 1993;
- 67.[Kenedy1993b] Kenedy M. P. – Three Steps to Chaos-Part II: A Chua's Circuit Primer, IEEE, Transactions on Circuits and System-1: Fundamental Theory and Applications, vol. 40, no. 10, October 1993;
- 68.[Kobravi2009]Kobravi H.R. and Erfanian A. – A decentralized Adaptive Robust for Chaos Control, American Institute of Physics, Chaos 19, 033111, 2009;
- 69.[Kong2010] Kong Ling-Yun and Fan Yang-Yu – new Chaotic Attractors and Sliding Mode Control of Rigid-body Rotation Dynamical system, IEEE, National Science Foundation of China, 2010;
- 70.[Ladoux2005] Ladoux P. et al. – A Comparative Study of AC/DC Converters for High-Power DC Arc Furnace, IEEE, Transactions On Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, June 2005;
- 71.[Lăzăroiu2010a] Lăzăroiu G.C. and Zaninelli D. – A Control System for DC Arc Furnace for Power Quality Improvements, ScienceDirect-Electric Power System Research, 17 February 2010;
- 72.[Lăzăroiu2010b] Lăzăroiu G.C. and Zaninelli D. –DC Arc Furnace Modelling for Power Quality Analysis, U.P.B. Sci. Bull., Series C, vol. 72, Iss. 1, 2010;
- 73.[Lee2001] Lee Ho Jae et al. – Robust Fuzzy Control of Nonlinear Systems with Parametric Uncertainties, IEEE, Transactions on Fuzzy Systems, vol. 9, no. 2, 2001;
- 74.[Lei2005] Lei Zhao-Ming et al. – Control and Application of Chaos in Electrical System, IEEE, Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, 18-21 August 2005;
- 75.[Lin2010] Lin Tsung-Chih et al. – Adaptive Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control for Chaos Synchronization of Uncertain Chaotic System, IEEE, 2010;
- 76.[Liu2009] Liu Xiao-He et al. – Fuzzy-Pid Control for Arc Furnace Electrode Regulator System Based on Genetic Algorithm, IEEE, Proceeding of the 8th International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Baoding, 12-15 July, 2009;
- 77.[Ma2009] Ma Xian-Min and Lin Guo – Optimization of PID Parameters for Mine Hoisting DTC System Based on Chaos Theory, IEEE, International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence, 2009;
- 78.[Mahboobi2006] Mahboobi S.H. et al. – Observer-Based Control Design for Three Well-Know Chaotic System, ScienceDirect, Chaos, Solitons and Fractals 29, pp. 381-392, 2006;
- 79.[Maity2006] Maity S. et al. – Control of Bifurcations in Power Electronic DC-DC Converters Through Manipulation of the Saltation Matrix, 9th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems KTH, Stockholm, Sweden, June 11-15, 2006;
- 80.[Mattavelli1998] Mattavelli P. et al. – Analysis of Interharmonics in DC Arc Furnace Installations, IEEE, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Athens, Greece, October 14-16, 1998;

- 81.[Mayordomo2007] Mayordomo J. and Asensi R. – A Frequency Domain Approach for Modeling DC Arc Furnaces under Fluctuating Conditions, IEEE, Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 3, July 2007;
- 82.[Mehdi2009] Mehdi Fateh Mohammad et al. – Sliding Mode Control of Lorenz Chaotic System on a Moving Fuzzy Surface, IEEE, Shahrood University of Technology, Iran, 2009;
- 83.[Mehrizi-Sani,2007] Mehrizi-Sani A. and Filizadeh S. – On the Chaotic Behavior of Buck Converters, IEEE, 2007;
- 84.[Nazzal2007] Nazzal J.M. and Natsheh A.N. – Chaos Control Using Sliding-Mode Theory, ScienceDirect, Chaos, Solitons and Fractals 33, pp. 695-702, 2007;
- 85.[O’Neil-Carrillo1999]O’Neil-Carrillo E. et al. – Nonlinear Deterministic Modeling of Highly Varying Loads, IEEE, Transactions on Power Delivery, vol. 14. no. 2, April 1999;
- 86.[Ozgun2002]Ozgun O. and Abur A. – Flicker Study Using a Novel Arc Furnace Model, IEEE, Transactions on Power Delivery, vol. 17, no. 4, October 2002;
- 87.[Paul1994] Paul E. et al. – Chaotic responses in Electric Arc Furnace, J. Appl. Phys. 76 (4), 15 August 1994;
- 88.[Ping2010] Ping Guan et al.–Fuzzy Sliding Mode Control of the Arc Furnace Electrode Regulator System, IEEE, Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation, Jinan, China, July 6-9, 2010;
- 89.[Poursamad2009] Poursamad A. and Markazi A.H.D. – Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for Multi-Input Multi-Output Chaotic System, Chaos, Solitons and Fractals 42, pp. 3100-3109, 2009;
- 90.[Precup2007] Precup R.E. et al. – Lorenz System Stabilization Using Fuzzy Controllers, International Journal of Computers, Communications & Control, vol. II, no. 3, pp. 279-287, 2007;
- 91.[Pyragas2003] Pyragas K.– Time-Delayed Feedback Control Method and Unstable Controllers, IEEE, St. Petersburg, Russia, PhysCon. 2003;
- 92.[Ramirez2003] Ramirez M. and Trapaga G. – Mathematical Modeling of DC Electric Arc-Dimensionless Representation of a DC Arc, ISIJ International, vol. 43, no. 8, pp. 1167-1176, 2003;
- 93.[Rosenstein1993] Rosenstein M. T. et al. – A Practical Method for Calculating Large Lyapunov Exponents from Small Data Sets, Elsevier Science Publishers, Physica D 65, pp. 117-134, North-Holland, 1993;
- 94.[Rusu-Anghel2009a] Rusu-Anghel S., Tirian G.O., **Gherman P.L.** – Experimental Consideration upon the Optimal Control of Reversing Rolling Mills, SACI: 2009 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, May 28-29, pp. 283-284, Timisoara, Romania, 2009;
- 95.[Rusu-Anghel2009b] Rusu-Anghel S., Tirian G.O., **Gherman P.L.** – Experimental Consideration upon the Optimal Control of Reversing Rolling Mills, SACI: 2009 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, May 28-29, pp. 285-290, Timisoara, Romania, 2009;
- 96.[Rusu-Anghel2009c] Rusu-Anghel S., Tirian G.O.,Rusu-Anghel N., **Gherman P.L.** – Digital Ear for the Determination of Ball Mill Load, Annals of DAAAM for 2009 & Proceedings of the 20th International DAAAM Symposium, Book Series: Annals Of DAAAM and Proceedings, vol. 20, pp. 1749-1750, 2009;
- 97.[Rusu-Anghel2010] Rusu-Anghel S., Panoiu C., Panoiu M., **Gherman P.L.** et al. – Sistem Expert Fuzzy pentru protecția LC și a echipamentelor conexe din transportul electric feroviar, Contract no. 53, Beneficiar: S.C. SOFTRONIC S.A. Craiova, Director: Rusu-Anghel S., 2010;

- 98.[Ruzbehani2006] Ruzbehani M. et al. – Bifurcation Diagram Features of a DC-DC Converter under Current-Mode control, ScienceDirect, Chaos, Solitons and Fractals 28, pp. 205-212, 2006;
- 99.[Stade1998] Stade D. et al. – Mathematical Simulation of D.C. Arc Furnace Operation in Electric Power System, IEEE, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Athens, Greece, October 14-16, 1998;
- 100.[Strebel1996] Strebel E. – Method of Electrode Regulation of a DC Arc Furnace and Electrode Regulation Device, Unites States Patent, no. 5,533,044, July 2, 1996;
- 101.[Subashini2011] Subashini M. et al. – Stability Analysis and Control of Nonlinear Phenomena in Buck Converters Using Variable Structure Control Approach, International Journal of Engineering Science and Technology, vol. 3, no. 1, 2011;
- 102.[Șora1983] Șora I., ș.a., Utilizări ale energiei electrice, Editura Facla, Timișoara, 1983;
- 103.[Șurianu2008] Șurianu F.D., Echipamente și Instalații Electroenergetice, Editura Orizonturi Universitare Timișoara, pp. 125, ISBN 978-973-638-366-3, 2008;
- 104.[Șurianu2007] Șurianu F.D., Consumatori de energie electrică, Editura Orizonturi Universitare Timișoara, pp. 226, ISBN 978-973-638-339-7, 2007;
- 105.[Taylor1992] Taylor T.J. – A Tutorial on Chaos in Control Theory, IEEE, Proceedings of the 31st Conference on Decision and Control, Tucson, December 1992;
- 106.[Treppschuh2007] Treppschuh A., Krueger K., Kuehn R., A new closed-loop control for DC-EAF, 3rd International Steel Conference on New Developments in Metallurgical Process Tehnologies, Düsseldorf, 2007;
- 107.[Udawatta2002] Udawatta L. et al. – Fuzzy Chaos Hybrid Controller for Controlling of Nonlinear System, IEEE, Transactions on Fuzzy Systems, vol. 10, no. 3, June 2002;
- 108.[Universitatea2000] Universitatea din Galați, Modelarea fenomenelor fizice din plasmă, Grant CNCSIS Tip A, contract nr. 36943/2000, tema 10 M.E.N. cod CNCSIS 817;
- 109.[Universitatea1999] Universitatea din Galați, Plasma arcului electric de sudare, Grant CNCSIS Tip A, contract nr. 34234/1999, tema 8 M.E.N. cod CNCSIS 411;
- 110.[Verveen2006] Verveen I. et al. – Electric Arc furnace Modeling from a "Power Quality" Point of View, 3RD IEEE Benelux Young Researches Symposium in Electrical Power Engineering, Ghent, Belgium, April 27-28, 2006;
- 111.[Vibe-Rheymer1996] Vibe-Rheymer K. et al. – Using Statistical Parameters for Chaos detection, IEEE, Digital signal Processing Workshop, Swiss Federal Institute of Technology LTS-DE-EPFL, CH-1015 Lausanne, Switzerland, 1996;
- 112.[Wallace2002] Wallace I. et al. – A Unity-Power-Factor Three-Phase PWM SCR Rectifier for High-Power Applications in the Metal Industry, IEEE, Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 4, July/August 2002;
- 113.[Wang2005] Wang Fenghua et al. – Modeling the DC Electric Arc Furnace Based on Chaos Theory and Neural Network, IEEE, 2005;
- 114.[Wang2008] Wang L. et al. – On Definitions of Chaos in Discrete Dynamical System, IEEE, The 9th International Conference for Young Computer Scientists, 2008;
- 115.[Wang2010] Wang S. et al.– Fuzzy Modeling of Thermal Process Based on chaos Genetic Algorithm, 8th World Congress on Inteligent Control and Automation, Jinan, China, July 6-9, 2010;

- 116.[Wanner1995] Wanner E. – Durect Current-Electric Arc Furnace System, United States Patent, no. 5,438,588, August 1, 1995
- 117.[Watanabe2006] Watanabe K. et al. – Fuzzy-Chaos Hybrid Controllers for Nonlinear Dynamic System, *StudFuzz* 187, pp. 481-506, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006;
- 118.[Wei2004] Wei Liping et al. – Arc Defection Model and Arc Direction Control for DC Arc Furnace, *Journal of University of Science and Technology Beijing*, vol. 11, no. 4, August 2004, pp. 378;
- 119.[Wei-Guo2011] Wei-Guo Lu et al. – Non-Invasive Chaos Control of DC-DC Converter and its Optimization, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, pp. 159-174, 2011;
- 120.[Wei-Guo2011] Wei-Guo Lu et al. – Non-Invasive Chaos of DC-DC Converter and its Optimization, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, *Int. J. Circ. Theor. Appl.* 2011, 39:159-174;
- 121.[White2010] White L.W. and Bhattacharya S. et al. – A Discrete Matlab-Simulink Flickmeter Model for Power Quality Studies, *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 3, March 2010;
- 122.[Wu2003] Wu Chi-Jui et al. – Investigation of DC Electric Arc Furnace Average Power Factor Calculation Using IEEE Standard 1459, *IEEE, Journal Of University of Science and Technology Beijing*, 2003;
- 123.[Wu2009] Wu Zheng-Ian and Liu Xiao-He – Robust control of Regulator System of Arc Furnace Based on FeedbackLinearization, *Third International Symposium on Intelligent Information Technology Application Workshops*, 2009;
- 124.[Xiu2009] Xiu Chunbo et al. – Fuzzy Control Based on Expert Rules, *IEEE, 6th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, 2009;
- 125.[Yu2008] Yu Dongchuan and Liu Fang – Dynamical Parameter Identification from a Scalar Time Series, *Chaos*, Vol.18, issue 4, American Institute of Physics , 2008;
- 126.[Yuhua2009a] Yuhua Wang – Based on Control of Ore Smelting Electric Arc Furnace Electrode Regulator System, *IEEE, Second International Conference on Intelligence Computation Technology and Automation*, 2009;
- 127.[Yuhua2009b] Yuhua Wang –Based on Fuzzy Control of ore Smelting Electric Arc Furnace Electrode Regulator System, *IEEE, Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, 2009;
- 128.[Yuhua2009c] Yuhua Wang et al. – Double Close Loop Electrode Regulator System Based on Active Disturbance Rejection Control technology, *IEEE, 2th International Symposium on Information Science and Engineering*, 2009;
- 129.[Zeng1991] Zeng X. et al. – *Physical Review Letters*, The American Physical Society, 1991;
130. [Zhao2005] Zhao-Ming Lei, et. al. – Control and Application of chaos in electrical system, *Proceeding of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, 18-21 august,2005;
- 131.[Zhou2011] Zhou Yufei et al. – Controlling Chaos in DC/DC Converters Using Optimal Resonant Parametric Perturbation, *IEEE Int. J. Circ. Theor. Appl.*,39, 2011.