

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ

Nr. Inv. _____

Dulap _____ Lit. _____

9
nica" din Timișoara
ică și Calculatoare
omatică și Informatică Industrială

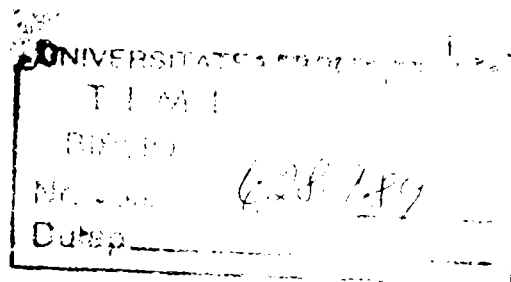
ing. Ioan Silea

**Contribuții la modelarea și sinteza
sistemelor de conducere a mașinilor
de echilibrat cu lagăre magnetice și
antrenare cu motoare cu reluctanță
comutată**

Teză de doctorat

Conducător de doctorat:
prof. dr. ing. Toma Leonida Dragomir

Timișoara, 2000



Index de notații	iv
Lista figurilor	xvi
Lista tabelelor	xx

CAPITOLUL I

INTRODUCERE	1
-------------------	---

CAPITOLUL II

PROBLEMATICA ECHILIBRĂRII CORPURILOR AFLATE ÎN MIȘCARE

DE ROTAȚIE	5
2.1 Preliminarii	5
2.2 Sistemul mecanic al mașinii de echilibrat	8
2.2.1 Aspecte generale referitoare la modelarea interacțiunilor din sistemul mecanic al mașinii de echilibrat	8
2.2.2 Modele matematice pentru mișcarea sistemului suport al lagărelor.....	11
2.2.3 Modelul matematic al ansamblului motor-arbore-rotor	13
2.3 Clasificarea rotoarelor și condiții impuse aparatelor de echilibrat	17
2.4 Determinarea dezechilibrului	18
2.4.1 Determinarea dezechilibrului pe teren (cu aparate portabile)	18
2.4.2 Determinarea dezechilibrului rotoarelor sprijinite în consolă pe mașina de echilibrat	22
2.4.2.1 Modelul considerat pentru calculul dezechilibrului	22
2.4.2.2 Determinarea dezechilibrului prin demodulare sincronă	24
2.4.2.3 Metode de determinare a coeficienților de ponderare c_{1A}, c_{1B}, c_{2A} și c_{2B}	26
2.4.2.4 Programe de validare a procedurii dublei lansări	29
2.4.2.5 Aspecte de implementare a metodei de determinare a dezechilibrului	29
2.4.3 Echilibrarea rotoarelor flexibile	32
2.4.3.1 Solicitări deformante ale rotoarelor flexibile	32
2.4.3.2 Turația critică - Efectul rigidității rotorului și a lagărelor	35
2.4.3.3 Calculul turațiilor critice	36
2.4.3.4 Metode propriu-zise de echilibrare a rotoarelor flexibile	37

2.4.3.4.1 Bazele matematice	37
2.5 Concluzii	51
Anexa 2.1 Program pentru determinarea vectorilor Q_1 și Q_2	53
Anexa 2.2 Implementarea relațiilor de calcul a dezechilibrului pe o mașină dotată cu senzori piezoelectrice	55
Anexa 2.3 Implementarea în Matlab a relațiilor de calcul al dezechilibrului	67
Anexa 2.4 Metoda modală de echilibrare a rotoarelor flexibile	68
Anexa 2.5 Expresii ale funcției de calitate Φ_e	71

CAPITOLUL III

SISTEMUL DE ANTRENARE AL MAȘINII DE ECHILIBRAT CU LAGĂRE

MAGNETICE	75
3.1 Aspecte constructive și funcționale referitoare la MRC	76
3.2 Modalități de comandă a mașinii cu reluctanță comutată	83
3.3 Determinarea poziției relative rotor/stator la MRC. Interfețe de măsură-comandă	89
3.3.1 Metode de determinare a poziției relative rotor/stator	89
3.3.2 O variantă de interfață măsură-comandă pentru MRC	91
3.4 Conducerea motorului cu reluctanță comutată	97
3.4.1 Structura sistemului de reglare a turației	98
3.4.2 Modele ale MRC	101
3.4.2.1 Ecuații de bază ale MRC	101
3.4.2.2 Modele Simulink ale acționării cu MRC	113
3.4.2.2.1 Structură de model bazată pe “modelul 1” al inductanței ..	114
3.4.2.2.2 Structură de model bazat pe “modelul 2” al inductanței	115
3.4.2.2.3 Structură de model bazat pe “modelul 3” al inductanței	116
3.4.2.3 Rezultatele simulărilor	119
SCENARII PENTRU SIMULARE	121
3.5 Concluzii	135
Anexa 3.1 Datele MRC	138
Anexa 3.2 Calculul expresiei $P(i)$	139
Anexa 3.3 Subsistemele unei faze a modelului 1	141
Anexa 3.4 Subsistemele unei faze a modelului 2	144
Anexa 3.5 Subsistemele din din modelul 3	146
Anexa 3.6 Rezultatele simulărilor sistemului de acționare cu MRC	152

CAPITOLUL IV

MODELUL MATEMATIC AL MAȘINII DE ECHILIBRAT CU LAGĂRE

MAGNETICE	169
4.1. Descrierea constructivă a mașinii	169
4.2. Ecuațiile de mișcare în lagăre	171
4.2.1 Modelul matematic pe stare al mișcării axului cu rotor în lagăre	177
4.2.2 Valori de regim permanent	181
4.2.3 Stabilitatea sistemului lagăr-arbore	181
4.3 Modelarea electromagneților	182
4.4 Sinteza sistemului de reglare “lagăr magnetic”	186
4.4.1 Sinteza blocului de reglare în ipoteza unui proces condus liniar	187
4.4.1.1 Adoptarea tipului de regulator	187
4.4.1.2 Agregarea modelului sistemului liniar	190
4.4.1.3 Adaptarea și ajustarea parametrilor unui bloc de reglare	193
4.4.2 Sinteza blocului de reglare ținând seamă de neliniaritățile procesului condus	201
4.5 Poziționarea statică și aducerea arborelui la turația dorită	205
4.6 Varianta numerică a sistemului de reglare	210
4.6.1 Sinteza blocurilor de reglare numerică	210
4.6.2 Comportarea mașinii de echilibrat condusă numeric	212
4.7 Concluzii	216
Anexa 4.1 Relații de proiectare a electromagneților	219
Anexa 4.2 Deducerea modelului matematic al sistemului închis	221
Anexa 4.3 Scheme Simulink ale mașinii de echilibrat	224
Anexa 4.4 Date ale lagărului	231

CAPITOLUL V

CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII	233
5.1. Concluzii generale	233
5.2. Contribuții	233
5.3 Direcții de continuare a cercetării	239
Anexa Programul pentru mașina de echilibrat	241
Bibliografie	275

Index notații

A, B – lagăre

A - matricea coeficienților de influență având dimensiunea $n \times K$

A - un punct arbitrar

A, A' ; B, B' și C, C' - înfășurări statorice

A' - proiecția lui A în planul xOz

A' - matricea coeficienților de influență având dimensiunea $(n-1) \times (K-1)$

$[A']^{-1}$ - matricea inversă a matricii A' .

A'^{-1} - reprezintă matricea inversă a coeficienților de influență

A^T - matricea transpusă a coeficienților de influență

A_K - matrice coloană $(n-1)$ dimensională; rezultă prin extragerea coloanei K din matricea A

A_p – suprafața polului electromagnetului

A_x, B_x, C_x, D_x - constante

$A_{9,10}, A_{11,12}, A_{22}, A_{31}, A_{33}$ – matrici

$a-a'$; $b-b'$ - axe rectangulare asociate polilor rotorici

$\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$, versorii triedrului $Ox'y'z'$

B_-, B_+ - reprezintă inducțiile electromagnetice din cele două bobine ale electromagnetului

$BR-i$ - bloc reglare curent

$BR-\omega$ - bloc reglare turație

$B_{9,10}, B_{11,12}, \tilde{B}_{9,10}, \tilde{B}_{11,12}, B^*_{9,10}, B^*_{11,12}, B_{F21}, B_{F22}$ – matrici

B_{sat} – inducția magnetică la saturație

B_-, B_+ - reprezintă inducțiile electromagnetice din cele două bobine

C_d, C_s – coeficienți de amortizare al suportului dreapta, respectiv stânga

C_g – centrul de greutate

$C_{g\lambda}$ centrul de greutate al discului λ

$C_i, i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ – constante

C_K – curbura rotorului

C_p - este o matrice pătratică $(n-1)$ dimensională

C_x, C_y, C^*_x, C^*_y - matrici

$CHI, \dots, 8$ – chopper

C_1, C_2 – condensatoare

CLK - tact

c_f – coeficient de frecare

$c_{11}, c_{12}, c_{21}, c_{22}$ – coeficienți de interdependență între planele de măsurare din stânga și dreapta rotorului și planele de echilibrare 1 și 2

c_{1A}, c_{1B}, c_{2A} și c_{2B} - coeficienți de ponderare

COM – vector semnal de comandă pentru comutarea reacției de curent

D - componenta derivatoare a mărimii de comandă dată de partea lineară a blocului de reglare

$D(s)$ - imaginea operațională a lui D

\bar{D}_1 și \bar{D}_2 - forțe centrifuge datorate dezechilibrului real

D_1, D_2, \dots - diode

$D_1, D_2, D'_1, D'_2, D^*_1, D^*_2, D^*_X, D^*_Y$ - matrici

DSP – digital signal processor

d_c – cel mai mare divizor comun

d_{ip} – raportul dintre durate impulsului T_{ip} și perioadă T_p

d_u – factor de umplere (al impulsurilor de choppare)

d - eroarea de poziție (adică deviația axei într-unul din lagărele A sau B măsurată pe orizontală sau pe verticală, după direcția x sau y)

E – dezechilibrul dinamic

E – modul de elasticitate al materialului barei (suportului)

E_N - numărător

E_c – energia cinetică a sistemului (rotorului)

$E_1, E_2, E^*_1, E^*_2, E^*_X, E^*_Y$ - matrici

EMI, \dots, δ – electromagneții lagărelor

$e_j, j = 1, k$ - excentricitățile în pozițiile j

$e(z)$ – excentritate (distribuită)

e_x, e_y - componentele excentricității pe Ox , respectiv Oy

e – excentritatea centrului de greutate (care produce dezechilibrul static)

e_1, e_2 – excentricitățile în planele de echilibrare 1, 2

F_e - forța electromagnetică în lagăr ($F_e = F_+ - F_-$) pe direcția x

F – modulul forței centrifuge

\vec{F} - vectorul forță centrifugă

$F(t)$ - variația în timp a modulului forței

$F(s)$ - imaginea operațională a lui $F(t)$

\bar{F}_1, \bar{F}_2 - forțe datorate dezechilibrului

$F_{A'}, F_{B'}$ - forțele în planele de măsurare A', B'

\bar{F}_d, \bar{F}_s - forța în lagărul dreapta, respectiv stânga

F_H - proiecția forței centrifuge pe orizontală

\bar{F}_A și \bar{F}_B - reacțiuni din lagărele A , respectiv B

$F_A^x, F_A^y, F_B^x, F_B^y$ - proiecțiile pe axele de coordonate ale forțelor \bar{F}_A respectiv \bar{F}_B

\bar{F}_A și \bar{F}_B - forțele indicate de traductoare (proporționale cu \bar{F}_A și \bar{F}_B)

F_A^x și F_B^x - componentele forțelor \bar{F}_A respectiv \bar{F}_B pe axa Ox

$F_i, i = \overline{1,8}$ - forțe create de electromagneți

$F_{1,3,5,7}$ - vector coloană format din forțele impare

$F_{2,4,6,8}$ - vector coloană format din forțele pare

F_0 - amplitudinea perturbației armonice

F_{0max} - forța maximă ce poate fi dezvoltată de electromagneți

$F_{10}, F_{50}, F_{20}, F_{60}$ - forțe de pretensionare inițiale

F_p - capacitățile portante ale lagărelor

F_{ia} - formator de impulsuri de aliniere

G - modulul de elasticitate transversal al arborelui

g - accelerația gravitațională $\langle m/s^2 \rangle$

$H(s)$ - funcția de transfer al sistemului

H_{u_l, x_A} - funcție de transfer de la intrarea u_l la ieșirea x_A

h - înălțimea suportului mașinii de echilibrat

h_d - pas de discretizare (increment de timp)

$H_R(s)$ - funcție de transfer a blocului de reglare

H_{ma} - funcția de transfer a blocului proporțional-derivator pentru regimul modal alunecător

I - matrice unitate

I - momentul de inerție al suportului în raport cu axa neutră

I_0 - curentul de pretensionare

I_{10} - curentul de pretensionare inițială al electromagnetului EMI

I_ρ - moment de inerție polar al suportului

I_s - curentul de saturație

I_{max}, i_{max} - curentul maxim

I^* - curentul prescris

IMC-interfață de măsură și control

i – curentul

i – contor (număr)

i_- , i_+ - curenți unidirecționali prin bobinele electromagneților

i_{sat} - curentul prin bobină care produce saturația magnetică în structura polului

\vec{i} , \vec{j} și \vec{k} versorii triedrului $Oxyz$

i_x - componenta variabilă a curentului, care determină modificarea forțelor F_+ , $-F_-$ în sensuri diferite.

i_c -curentul în momentul comenzii de inversare a alimentării fazei (stingere forțată)

i_k , I_k , $k = A, B, C$ – curentul prin faza k

i_{Lim} - curentul de la care vârful inductanței nu mai crește linear

i_{sat} - curentul de saturație

J – moment de inerție în raport cu o singură axă ce trece prin centrul de greutate C_g

J_l – moment de inerție al rotorului motorului în raport cu axa arborelui

J_p – moment de inerție polar al secțiunii transversale a arborelui

J_x – moment de inerție al suportului în raport cu axa Ox

J_l - momentul de inerție al rotorului față de axa Oz'

J_2 - momentul de inerție al rotorului față de axele Ox' și Oy'

$J(z)$ - momentul de inerție distribuit

K, k – contor (număr)

K - coeficient de transfer

\vec{K} - momentul cinetic al rotorului în raport cu punctul fix O

K_d, K_s - constantă elastică a suportului dreapta, respectiv stânga

K_e – constantă elastică la încovoiere a arborelui pe segmentul de lungime l

K_l – constantă elastică de încovoiere a suportului mașinii de echilibrat

K_T - constantă elastică de torsiune a suportului mașinii de echilibrat

K_{Δ} , - constantă a lagărului

K_R - amplificarea regulatorului

K_i – constantă de proporționalitate cu curentul

K_r - coeficient de diminuare a forței portante ($K_r \cong 0.8$)

K_{XA} , K_{XB} , K_{YA} , K_{YB} , K_{CH} -constante de proporționalitate

K_{Rr} - constantă de proporționalitate a reguletoarelor pentru diferențierea comportării electromagneților

K_x - constantă de proporționalitate pe direcția x

K_y - constantă de proporționalitate pe direcția y

K_{ij} – coeficienți corespunzători modurilor arborilor flexibili

K_{ω} -comutator

k - factor de proporționalitate

k_{CH}, k_i –constante pentru calculul componente variabile a curentului electromagnetului, creată de blocul de reglare

k_{p4} - viteza de modificare a lui i_{j0} în intervalul cât este activă bucla de corecție

$L_k, k = A, B, C$ - inductanțele fazelor

L_M, L_m – inductanța maximă, minimă

L_v – valoarea vârfului inductanței

L_{v0} – valoarea la $i=0$ A vârfului inductanței

l - distanța dintre lagărele magnetice A și B

l_r – distanța dintre rotorul motorului și rotoarul antrenat

l_x – distanța dintre punctul O (centrul suportului) și C_g

l_{p1}, l_{p2} ,- distanțele de la centrul de greutate la planele de echilibrare

l_d, l_s – distanțele de la centrul de greutate la suporturi

l_l - lungimea totală a arborelui

l_2 - distanța de la lagărul A la centrul de rotație

M - momentul de curbură al forțelor de dezechilibru

M – cuplul dezvoltat de motor

M_1 – momentul constant cu care motorul acționează asupra arborelui

M_2 – momentul constant datorat acțiunii statorului asupra motorului

M_f – cuplul de frecare

M_p – cuplul perturbator

M_I – moment încovoietor

M_i –punct de intersecție

$M_k, k = A, B, C$ – cuplul fazei k

M_L – cuplul datorat sarcinii (cuplul de sarcină)

M_T – moment de torsiune

m – număr faze statorice

m – masă mică

m_i – masă / material scos / adăugat $i = 1, 2, \dots, n$

m_1 și m_2 - mase de calibrare

m_1 și m_2 masele de dezechilibru necunoscute

m_c, m_{c1}, m_{c2} – mase de corecție

m_R – masă rotor

m_T, m_{T1}, m_{T2} – mase de probă (încercare)

m_j - masa discurilor j

$m(z)$ -valoarea masei distribuite

MRC- motor cu reluctanță comutată

N -număr (contor)

N – numărul de spire din bobina electromagnetului

N_s – număr poli stator

N_r – număr poli rotor

N_e – număr de energizări

N_m – moduri

N_f – număr de fante al discului traductorului

n – număr (contor)

n - turația arborelui

n_L – număr grade de libertate

n_{cr} - turația critică a arborelui

n_s - număr traductoare

n_ω - viteze de echilibrare

O, O_I -puncte

$O_{ox_0y_0z_0}$ – poziția sistemului O_{xyz} când suportul este în echilibru static

Ox, Oy, Oz – axe de coordonate

$Oxyz$ - triedrul drept fix cu axa Oz orizontală și axa Oy verticală

$Ox'y'z'$ - un triedru atașat axului cu rotor

P - puterea electrică

p – număr (contor)

p_e – număr eșantioane consecutive

$p_i, i = \overline{1, n}$. coeficienții de influență modali ($n > K$)

p_{ij} - coeficienți de influență modali ($n < K$)

P_1, \dots, P_k –planele de amplasare discuri (mase)

PWM – Pulse Width Modulation

Q -este factorul de normalizare (are dimensiuni de masă)

Q_d - forța de dezechilibru pe direcție perpendiculară pe axa Oz

$Q_y(z)$ – sistem distribuit, necunoscut, al greutateilor de echilibrare

$\bar{Q}_{1,2}$, $\bar{Q}_{1,2}$ - operatori vectoriali

Q_i , $i = 1, 2, 3$ – forțele generalizate (Lagrange)

q – număr perechi de poli pe fază

q_d - intensitatea solicitării distribuite în fiecare punct al axei Oz

q_i – coordonatele generalizate (Lagrange)

\dot{q}_i - viteze generalizate (Lagrange)

$q_y(z)$ – sistem de greutate de probă

\bar{R}_1 și \bar{R}_2 - forțe centrifuge datorate maselor m_1 și m_2

$R_1^x, R_1^y, R_2^x, R_2^y$ -proiecțiile pe axele de coordonate ale forțelor \bar{R}_1 respectiv \bar{R}_2

R - rezistența electrică a fazei statorice

R_f - raza cercului pe care sunt amplasate fantele de lungime l_f

r – distanță

r – raza cercului pe care se montează masele

\bar{r} - vector distanță

r_i - distanța la care se amplasează masa m_i

r_i – distanțele la care sunt plasate masele discrete m_i față de axa de rotație Oz

r - cuplul perturbator datorat comutării fazelor în modelul fără saturație simplificat

$S_{As}^x, S_{Bs}^x, S_{Ac}^x, S_{Ac}^x$ - notații pentru sume

S_N - numărător

s – variabila operațională

s_0 - întrefierul nominal

s – întrefierul lagărului

SE – sistem electronic

SMO - sistem mecano-optic

T - constantă de timp

T_d - timpul derivator

T_f - constanta de timp de filtrare a componentei derivate

T_r - matricie de rotație

$T_{dxA}, T_{dxB}, T_{dyA}, T_{fxA}, T_{fxB}, T_{fVA}, T_{fyB}$ - constante de timp

T_{p1}, T_{p2} - perioada oscilațiilor parazite în lungul axelor x_A și x_B și în lungul axelor y_A și y_B

T_1, T_2, T_3 -tranzistoare

T_w - constanta de filtrare necesară realizabilității fizice a blocului H_{ma}

t – timp

t_1, t_2, t_3 – momente de timp

t_{p0}, t_{pf} - reprezintă momentele de conectare și deconectare a buclei inclusă în schema de corectare prin blocurile “step” și “step1”

\vec{t}_j - vector ce caracterizează dezechilibrul introdus de masa de probă

t_λ - este o valoare complexă ce caracterizează poziția masei de probă în sistemul de coordonate legat de rotor (vectorul \vec{v}_λ față de sistemul de coordonate fix)

u_a - tren de impulsuri de tensiune

u_{a1}, u_{a2}, u_{a3} - tensiuni date de senzor

$u_k, k = A, B, C$ – tensiunea pe faza k

$u = u_+ = -u$. tensiunea cu care chopperele alimentează bobinele.

u_1, \dots, u_8 - tensiuni obținute la ieșirile reguletoarelor

u_l - amplitudinea treptei corespunzătoare canalului $u_l \rightarrow x_A$.

u_l – componenta variabilă a curentului electromagnetului, creată de blocul de reglare

u_i - are semnificație vectorială, conținând două tensiuni, fiecare comandând o pereche de electromagneți amplasați diametral opus

u_{CH} - mărimea de ieșire a regulatorului, utilizată pentru comanda chopperului

\tilde{u}_1, \tilde{u}_2 - perturbații de tip dezechilibru

u_r – dezechilibrul discului

u_{Ri} - comanda de la regulatorul de curent

$u_{R\omega}$ - comanda de la regulatorul de turație

u_l – vectorul de comandă a tranzistoarelor din chopper

V, V' - matrice coloană formate din coordonatele vectorilor \vec{V} și \vec{V}'

V_0 – modulul dezechilibrului inițial

\vec{V}_0 - vectorul dezechilibrului inițial

VAL_A, VAL_B, VAL_C – semnale de validare

V_s – tensiunea sursei

V_1, V_2 – tensiuni

$\vec{V}_i, i = 1, 2, 3$ - vectori de modul egal cu V_T

V'_1, V'_2, V'_3 - amplitudini ale vibrațiilor indicate de vibrometru (reprezintă razele cercului obținut în construcția lui Siebert)

$V_{11}, V_{10}, V_{21}, V_{20}$ - amplitudinile vectorilor de dezechilibru la echilibrarea în două plane

V_{comp} – amplitudinea vectorului de compensare

V_T - modulul dezechilibrului ($\vec{V}_T = \vec{V}_1 - \vec{V}_0$) produs de masa m_T

v_c – viteza punctului C_g

\vec{v}_λ - vector de dezechilibru în sistemul legat de rotor

\vec{v}_{i0} - vectorul de dezechilibru inițial corespunzător celei de-a i -a măsurări de vibrație

v_{i0} - modulul dezechilibrului inițial, corespunzător celei de-a i -a măsurări de vibrație

$|\vec{v}_i| = x_{mi}$ - modulul vectorului de dezechilibru i

x – distanță, deplasare, abatere

x_{C_g} - abscisa punctului C_g

x_{max} – amplitudinea oscilației

x_I – abscisa punctului O_I

$x_i, i = A, B, C$ – coordonate ale punctului I

x_i - proiecțiile încovoierii axului în planul Oyz într-un punct $i, i = \overline{1, n_s}$

y_i - proiecțiile încovoierii axului în planul Oxz într-un punct $i, i = \overline{1, n_s}$

x_a – variația de întrefier în lagărul A

$(x_A, y_A); (x_B, y_B)$ - coordonatele poziției rotorului în lagărul A , respectiv B

x_a, x_b - variațiile coordonatelor x și y în cele două lagăre

$x_{a_{max}}, x_{b_{max}}$ – amplitudinea mișcării pe axa x în lagărul A , respectiv B

$x_{A,B}, y_{A,B}$ - pozițiile arborelui în lagărele A și B (ieșiri de apreciere), pe axele x , respectiv y .

$x'_{A,B}, y'_{A,B}$ - pozițiile arborelui în lagărele A și B , măsurate de traductoare (ieșiri de măsură).

$x^*_{A,B}$ - mărime de conducere (valoare prescrisă) pentru pozițiile arborelui în lagăre

x_c - coordonată a centrului de rotație (coordonată liniară)

x_R - mărimea de stare asociată regulatorului

x_1, \dots, x_{12} - mărimi de stare

$x^*_{1,3,5,7}, x^*_{2,4,6,8}, x^*_{9,10}, x^*_{11,12}$ - notații care grupează în matrici mărimile de conducere respective

$x_{1,3,5,7}, x_{2,4,6,8}, x_{9,10,11,12}$ – notații care grupează în matrici mărimile de stare respective

x_A, x_B – poziția arborelui pe direcția x

x'_A, x'_B - poziția arborelui indicată de traductoare pe direcția x

x^*_A, x^*_B - poziția prescrisă arborelui pe direcția x

$x_{A,B}, x'_{A,B}, x^*_{A,B}$ – notarea simplificată a poziției arborelui pe direcția x

y – axă, deplasare

y_I – ordonata punctului O_I

y_{C_g} -ordonata punctului C_g

y_{max} – săgeata maximă

y_a, y_b - variațiile coordonatei y în cele două lagăre

$y_{a_{max}}, y_{b_{max}}$ - amplitudinea mișcării arborelui pe axa y

y_c - coordonată a centrului de rotație (coordoanată liniară)

$y_a(t)$ reprezintă valoarea curentă a poziției y_a

$y_{A,B}^*$ - mărime de conducere (valoare prescrisă) pentru pozițiile arborelui

z – axă, deplasare

y_A, y_B - poziția arborelui pe direcția y

\dot{y}_A, \dot{y}_B - poziția arborelui indicată de traductoare pe direcția y

y_A^*, y_B^* - poziția prescrisă arborelui pe direcția y

$y_{A..B}, \dot{y}_{A..B}, y_{A..B}^*$ – notarea simplificată a poziției arborelui pe direcția y

W_E – energia

W'_E - coenergia

W_k – coenergia fazei k

W - matrice coloană K -dimensională a dezechilibrelor din planele $P_\lambda, (\lambda = 1, \dots, K)$

W' - matrice coloană $(K-1)$ dimensională

W_{mp} - matricea W_m după p iterații

\bar{w}_λ - dezechilibrul discului λ

w_{mK} - dezechilibrul de corecție în planul K

α – unghi (coordoanată unghiulară) pentru a indica noua poziție a rotorului

α_A , cu $\alpha_A > 0$ - o constantă care impune limita capacității portante în situația de impact dintre arbore și electromagnet.

$\dot{\alpha}$ - viteză unghiulară (α este măsurat în sensul negativ)

α_c -valoarea unghiului de amplasare a masei de corecție

α_0 – valoarea unghiului de fază (față de o direcție fixă de pe rotor)

α_1, α_2 – unghiuri de fază măsurate în planul 1

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ - LED-uri ale senzorului

α_1' și α_2' - unghiuri, măsurate față de aceeași rază de referință, la care se amplasază m_1' și m_2'

α_p -unghiul de pas

$\alpha_n, n=1,2$ - poziția forței \vec{R}_n în sistemul Oxy la momentul inițial

-

α_T - pulsația proprie a oscilațiilor de torsiune

β - unghi (coordonată unghiulară) pentru a indica noua poziție a rotorului

β - factorul geometric

$\dot{\beta}$ - viteză unghiulară

β_0 - valoarea unghiului de fază, măsurat în al doilea plan

β_1, β_2 – unghi de fază măsurate în planul 2

β_s – unghiul mecanic al polului statoric

β_r – unghiul mecanic al polului rotoric

γ – constantă

δ_{x1} – translație în direcția axei Ox

φ - unghiul de rotație al rotorului

φ_d – faza (defazaj)

φ_T - unghiul de torsiune al suportului sau al arborelui

φ_{Tmax} – unghiul de torsiune maxim datorat momentului de torsiune M_T

$\bar{\Omega}$ - viteză unghiulară ce caracterizează mișcarea rezultantă

ω - viteza de rotație

ω_{cr} - prima viteză unghiulară critică

ω_0 – pulsația naturală a sistemului de suspensie

ω^* -viteza unghiulară prescrisă

ω_b - viteza unghiulară de bază

ω_d – valoarea măsurată a vitezei unghiulare

ω_n – pulsația naturală a arborelui rotorului

ω_{nI} – pulsații proprii pentru vibrațiile de încovoiere

ω_{nT} – pulsații proprii pentru vibrațiile de torsiune

ζ - coeficient de amortizare

θ_1, θ_2 -unghiuri ale vectorilor \vec{F}_A , respectiv \vec{F}_B față de o axă de referință pag.8

Δ - determinantul sistemului

ε - factor de reducere al lagărului

ε - mtrice eroare

$\varepsilon_i, i = \overline{1, n}$ - elementele matricii ε

- ε_{ya} - este precizia de centrare (după direcția y în lagărul A)
- Φ_e - funcției de calitate
- $\phi_j(z)$ și $\phi_k(z)$ sunt funcții caracteristice corespunzătoare modului j și respectiv k
- ϕ_k - funcțiile caracteristice ale fiecărui mod
- ϕ - media aritmetică a amplitudinilor vibrațiilor reziduale
- ρ - submultiplu al numărului N
- ρ_k - raza curburii
- ρ_u - factorul căderii ohmice de tensiune medie
- $\rho_{x,0}$ - abaterea de la poziția prescrisă
- ρ_{12}, ρ_{13} - rapoarte
- $\xi_{1,\dots,8}$ - valori proprii
- v_r - valoare procentuală din unghiul α_r
- $\Delta\beta$ - diferența dintre unghiul sub care este văzută fanta din centrul discului și unghiul β_r
- θ - unghiul de rotație al rotorului
- θ_0 - poziția corespunzătoare momentului comutării alimentării
- θ_f - poziția corespunzătoare întreruperii alimentării
- θ_l - poziția corespunzătoare începerii inductanței
- θ_m - poziția corespunzătoare maximului inductanței (axe aliniate)
- θ_c - poziția corespunzătoare inversării alimentării fazei (stingere forțată)
- θ_D - unghi dwell (unghi de conducție directă)
- θ_{Dmax} - unghi dwell maxim (dată de proiectare a motorului)
- $\theta_{1p}, \theta_{2p}, \theta_{1m}$, și θ_{2m} - unghiuri dependente de θ și i în cadrul "modelului cu saturare"
- $\theta_k, k = A, B, C$ - valorile unghiurilor rotorice față de un referențial comun
- ψ, ψ_+, ψ_- - fluxul magnetic
- $\psi_k, k = A, B, C$ - fluxul fazei k
- σ_i - eroare curent
- σ_ω - eroare turație
- τ - durată unui impuls
- μ_0 - permeabilitatea magnetică a aerului
- $\sigma(\cdot)$ - funcția treaptă unitară ω - viteza unghiulară a axului

Lista figurilor

Cap.II

Fig. 2.1 Dezechilibru static	6
Fig. 2.2 Dezechilibru de cuplu	7
Fig. 2.3 Dezechilibru dinamic	7
Fig. 2.4 Ansamblu cu un singur reazem	8
Fig. 2.5 Caracteristicile x_{max} și φ	9
Fig. 2.6 Rotor sprijinit pe un suport cu două grade de libertate	10
Fig. 2.7 Mașină pentru echilibrat roți auto (Firma ECHITRON S.R.L.)	11
Fig. 2.8 Oscilațiile de încovoiere și torsiune ale suportului lagărelor	11
Fig. 2.9 Alegerea sistemului axelor de coordonate	12
Fig. 2.10 Arborele mașinii de echilibrat	13
Fig. 2.11 Deplasarea rotorului	13
Fig. 2.12 Forțe și momente de acțiune	14
Fig. 2.13 Construcția lui Siebert	19
Fig. 2.14 Echilibrare într-un plan	20
Fig. 2.15 Reprezentarea vectorială a nivelelor de vibrații pentru două plane echilibrate	21
Fig. 2.16 Model pentru calculul dezechilibrului (la auto)	23
Fig. 2.17 Semnale achiziționate de la traductoarele piezoelectrice ale mașinii de echilibrat	23
Fig. 2.18 Semnalele traductoarelor piezoelectrice	30
Fig. 2.19 Disc cu arbore elastic	32
Fig. 2.20 Comportarea unui rotor sub, la și peste turația critică	33
Fig. 2.21 Modurile arborelui corelate cu rigiditatea rotorului, a lagărului și a variației turației	35
Fig. 2.22 Arbore elastic cu n volanți	36
Fig. 2.23 Rotor flexibil într-un sistem rectangular $Oxyz$	37
Fig. 2.24 Rotor flexibil	43
Fig. 2.25 Echivalentul unui rotor flexibil	43
Fig. 2.26 Poziția centrului de greutate c_j al discului j față de $x'Oy'$ – fix și xOy legat de rotor	44

Fig. 2.27 Vectori de dezechilibru	44
Fig. A2.2.1 Schema bloc a sistemului de comandă	55
Fig. A2.2.2 Diagrama stărilor automatului secvențial	57
Cap.III	
Fig. 3.1 Secțiune transversală prin MRC 6/4 poli	76
Fig. 3.2 Inductanțele fazelor și modurile de operare pentru MRC 6/4 poli	78
Fig. 3.3 Disponerea caracteristicilor flux/curent	79
Fig. 3.4 Formele de variație pentru inductanță, tensiune, flux și curent în regimul de motor	80
Fig. 3.5 Formele de variație pentru inductanță și curent în regimul de frână	80
Fig. 3.6 Schema clasică de forță	83
Fig. 3.7 Modurile de conducție în faza A-A'	84
Fig. 3.8 Semnalul la choppare moale	85
Fig. 3.9 Semnalul la choppare dură	86
Fig. 3.10 Structuri de reglare	88
Fig. 3.11 Comandă PWM	88
Fig. 3.12 Senzor de poziție cu disc cu fante: a) vedere frontală (o poziție oarecare) b) vedere transversală cu surprinderea unui singur bloc opto-electronic (poziție aliniată)	91
Fig. 3.13a Schema funcțională	92
Fig. 3.13b Schema informațională	92
Fig. 3.13c Schema subsistemului electronic al IMC	93
Fig. 3.14 Referitoare la poziționarea senzorului în situația de aliniere a unor poli rotorici și statorici	93
Fig. 3.15 Suprapunerea semnalelor	94
Fig. 3.16 Variante de reglare a turației	98
Fig. 3.17 Ajustarea valorilor prescrise I^* și ω^*	99
Fig. 3.18 Aproximarea variației inductanței unei faze a MRC	103
Fig. 3.19 Inductanța L și cuplul perturbator r în modelul simplificat	105
Fig. 3.20 Suprafața ce reprezintă inductanța	108
Fig. 3.21 Variația inductanței pentru diferiți curenți	109
Fig. 3.22 Variația calitativă a inductanței L_k în funcție de θ_k pentru $i_k = \text{const.}$	109
Fig. 3.23 Variația inductanței obținută cu Simulink	110
Fig. 3.24 Evoluția vârfului inductanței unei faze în funcție de curent	111

Fig. 3.25 “Modelul 1” al MRC	114
Fig. 3.26 Blocul Faza_A din “modelul 1” al MRC	115
Fig. 3.27 “Modelul 2” al MRC	116
Fig. 3.28 “Modelul 3” al MRC	117
Fig. 3.29 Blocul Faza_A din “modelul 3” al MRC	117
Fig. 3.30 Blocul_L	118
Fig. 3.31 Schema de măsurare cu element fictiv	119
Fig.A3.2.1 Schema Simulink pentru calculul integralei și comparare cu aproximarea ei polinomială	139
Fig. A3.2.2 Graficul integralei și al erorii de aproximare prin interpolare	140
Fig. A3.3.1 Blocul de calcul al unghiului θ și a turației ω	141
Fig. A3.3.2 Discriminatorul unghiurilor reduse	141
Fig. A3.3.3 Calculul cuplului	141
Fig. A3.3.4 Sesizorul unghiurilor	142
Fig. A3.3.5 Calculul inductanței	142
Fig. A3.3.6 Calculul derivatei	142
Fig. A3.3.7 Blocul de calcul al curentului	143
Fig. A3.3.8 Blocul de reglare și comandă a curentului	143
Fig. A3.4.1 Subsistemele unei faze a modelului 2	145
Fig. A3.5.1 Subsistemele din Bloc_L	150
Fig. A3.5.2 Bloc de calcul al curentului	151
Fig. A3.6.1÷A3.6.34 (rezultatele simulărilor) se află la pag.	152 ÷167

Cap.IV

Fig. 4.1 Mașină de echilibrat cu lagăre magnetice	169
Fig. 4.2 Structura lagărului magnetic	170
Fig. 4.3 Mișcarea axului cu rotor dezechilibrat	171
Fig. 4.4 Determinare geometrică a poziției axului cu rotor	172
Fig. 4.5 Versorii triedrelor	172
Fig. 4.6 Forțele ce acționează în mașina de echilibrat	174
Fig. 4.7 Mărimile sistemice ale procesului	175
Fig. 4.8 pozițiile axului în lagăre în coordonate x,y	176
Fig. 4.9 Schema bloc a sistemului de reglare a poziției arborelui pentru mașina de echilibrat cu lagăre magnetice	176

Fig. 4.10 Modelul Simulink al mișcării axului în lagăre	180
Fig. 4.11 Generarea forței pe o direcție	183
Fig. 4.12 Caracteristici	183
Fig. 4.13 Modelul forțelor electromagneților pe axa Ox	185
Fig. 4.14 Modelul forțelor electromagneților pe axa Oy	186
Fig. 4.15 Schema bloc a funcției de transfer	188
Fig.4.16 Distribuirea comenzilor chopper-elor	190
Fig. 4.17 Răspunsul indicial $u_1 \rightarrow x_A(t)$	195
Fig. 4.18 Sistem instabil	197
Fig. 4.19 Sistem stabilizat	197
Fig. 4.20 Funcționare normală ($\omega = 21 \text{ s}^{-1}$)	198
Fig. 4.21 Funcționare normală ($\omega = 31 \text{ s}^{-1}$)	199
Fig. 4.22 Evoluția forțelor în lagăre ($\omega = 21 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$)	199
Fig.4.23. Structura blocului de reglare nelinear	201
Fig.4.24 Modelul simulink al forțelor	203
Fig. 4.25x Variațiile de poziție	204
Fig. 4.25y Mișcarea în lagar la $\omega = 31 \text{ rad/s}$	204
Fig. 4.25z Variația forțelor în lagăre	205
Fig. 4.26. Levitare ($m=35\text{kg}$)	207
Fig. 4.27. Levitare ($m=40\text{kg}$)	207
Fig. 4.28 Model Simulink pentru pretensionare F_4	208
Fig. 4.29 Pretensionare ($m=40\text{kg}$)	208
Fig. 4.30 Cresterea turației	208
Fig. 4.31 Cuplarea/decuplarea antrenării	209
Fig. 4.32 Schema bloc a regulatorului continuu	211
Fig. 4.33 Schema bloc a interfațării continuu-discret	211
Fig. 4.34 Schema bloc a regulatorului numeric	212
Fig. 4.35 Funcționare mașinii la $\omega = 21 \text{ rad/s}$	213
Fig. 4.36 Funcționare mașinii la $\omega = 31 \text{ rad/s}$	213
Fig. 4.37 Forțele în lagăre la $\omega = 31 \text{ rad/s}$	214
Fig. 4.38 Levitare ($m = 35\text{kg}$)	215
Fig. 4.39 Levitare ($m = 40\text{kg}$)	215
Fig. 4.40 Pretensionare automată ($m = 40 \text{ kg}$)	216

Fig. 4.41 Simulare funcționare cu diferite rotoare	218
Fig. A4.3.1 Schema simulink a sistemului închis	224
Fig A4.3.2 Modelul forțelor pe axa x	225
Fig A4.3.3 Modelul reguletoarelor pe axa x	225
Fig A4.3.4 Modelul forțelor pe axa y	226
Fig A4.3.5 Modelul reguletoarelor pe axa y	226
Fig A4.3.6 Modelul neliniar al forțelor pe axa x în lagărul A	227
Fig A4.3.7 Modelul neliniar al forțelor pe axa x în lagărul B	227
Fig A4.3.8 Modelul neliniar al forțelor pe axa y în lagărul A	228
Fig A4.3.9 Modelul neliniar al forțelor pe axa x în lagărul B	228
Fig A4.3.10 Modelul neliniar al reguletoarelor pe axa x	229
Fig A4.3.11 Modelul neliniar al reguletoarelor pe axa y	229
Fig A4.3.12 Modelul simulink al sistemului neliniar	230

Cap.V

Fig. 5.1 Sistem de dezvoltare cu microcontroler 80C552	238
--	-----

Lista tabelelor

Cap.II

Tabelul 2.1	41
-------------------	----

Cap.III

Tabelul 3.1	96
Tabelul 3.2	121
Tabelul 3.3	126
Tabelul 3.4	128
Tabelul 3.5	130
Tabelul 3.6	132

Cap.IV

Tabelul 4.1	200
Tabelul 4.1	203

CAPITOLUL I

INTRODUCERE

În lumea științifică, lucrările care abordează rezolvarea unei probleme tehnice concrete, fie în premieră fie ca o nouă soluționare a problemei în cauză, necesită conexarea mai multor domenii de activitate. Același lucru se întâmplă și în cazul acestei teze, unde, plecând de la problema clasică a echilibrării rotoarelor, printr-o abordare sistematică și modernă, autorul leagă domeniul automaticii de cele ale electrotehnicii, mașinilor electrice și mecanicii.

Pe baza evoluției tehnologice, a noilor instrumente aflate la îndemâna cercetătorilor, în teza de față intitulată – *Contribuții la modelarea și sinteza sistemelor de conducere a mașinilor de echilibrat cu lagăre magnetice și antrenare cu motoare cu reluctanță comutată* – se urmărește creșterea performanțelor echipamentelor destinate echilibrării rotoarelor rigide. Acest deziderat se atinge, în principal, prin utilizarea lagărelor magnetice atât ca suport al arborelui mașinii de echilibrat, cât și ca traductor pentru determinarea dezechilibrului.

Lucrarea este structurată pe cinci capitole, primul fiind cel de față.

În capitolul II, plecând de la cerințele actuale ale echipamentelor moderne de a funcționa la turații mari fără depășirea unor limite privind nivelul vibrațiilor, se abordează fenomenologic problema echilibrării atât a rotoarelor rigide, cât și a celor flexibile. Se începe cu definirea fenomenelor și a terminologiei specifice domeniului și se finalizează prin stabilirea modelelor matematice referitoare la comportarea sistemului mecanic al mașinii de echilibrat, mișcarea arborelui cu rotor neechilibrat în lagărele magnetice, comportarea rotoarelor flexibile; sunt, de asemenea, prezentate relațiile matematice care permit determinarea dezechilibrului și metodele de înlăturare a acestuia. O parte din rezultatele obținute sunt confirmate practic prin implementarea lor pe o mașină de echilibrat cu lagăre rigide, iar altele sunt validate prin simulare în capitolele următoare. Acest capitol abordează sistemic, din punctul de vedere al automaticii, fenomenul de dezechilibru și efectele sale asupra structurilor mecanice. El constituie punctul de plecare în soluționarea problemelor de echilibrare atât a rotoarelor rigide, cât și a celor flexibile.

Cel de-al treilea capitol are ca obiectiv studiul sistemului de antrenare al mașinii de echilibrat, considerându-se adecvată utilizarea unui motor cu reluctanță comutată. Folosirea unei astfel de mașini este justificată pe de o parte de avantajele proprii (evidențiate la

începutul capitolului), iar pe de altă parte de posibilitățile tehnice actuale privind realizarea conducerii unui astfel de motor. Sunt prezentate, la început, principiile constructive ale mașinilor cu reluctanță comutată, iar apoi posibilitățile de comandă și condițiile obținerii unei funcționări corecte.

Se prezintă, în acest capitol, o interfață de măsură și comandă propusă de autor pentru motorul cu reluctanță comutată cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici. Pentru determinarea poziției relative rotor/stator este prezentat un traductor cu senzori optoelectronici, de asemenea propus de autor.

Modelările matematice ale fenomenelor electromagnetice din motor sunt prezentate gradual, plecând de la neluarea în considerare a saturației magnetice și terminând cu includerea acesteia.

Pentru conducerea motorului sunt prezentate structuri ușor de implementat, bazate pe blocuri bipoziționale și metode modal alunecătoare, realizându-se un ansamblu cu structură variabilă.

În anexele acestui capitol sunt prezentate rezultatele obținute prin simulare, pe baza unor scenarii relevante, pentru fiecare din cele trei modele ale motorului. Este inclusă și situația în care motorul antrenează arborele cu rotor al mașinii de echilibrat.

Capitolul al patrulea are ca obiectiv utilizarea lagărelor magnetice la mașina de echilibrat. Studiul lagărului se face stabilind pentru forța electromagnetică două modele: un model linear, dar și un model nelinear (așa cum este de fapt în realitate). Conducerea lagărului se realizează atât prin utilizarea unor structuri de reglare lineare, cât și a unora nelineare. Proiectarea sistemului de conducere (linear și nelinear) al lagărului fac de asemenea obiectul acestui capitol.

Varianta discretă a sistemului de conducere al lagărului, de asemenea prezentată în teză, arată o comportare asemănătoare cu varianta continuă.

Deplasările arborelui în lagăr, sub acțiunea dezechilibrului rotorului, constituie sursa de informații necesare determinării masei ce trebuie adăugată rotorului pentru anihilarea acestui fenomen sau, dimpotrivă, detașată. Rezultatele simulărilor efectuate, prezentate în acest capitol, consolidează ideea utilizării lagărului magnetic atât pentru eliminarea perturbațiilor rulmenților, cât și pentru determinarea dezechilibrului.

Capitolul V, Concluzii și contribuții, sintetizează, după cum arată și titlul său, rezultatele obținute de autor, aportul propriu în domeniul modelării și sintezei sistemelor de conducere a mașinilor de echilibrat antrenate cu motoare cu reluctanță comutată, precum și direcțiile pe care cercetarea poate și trebuie continuată.

Prin conținutul său și prin modul de prezentare a lucrurilor, de la simplu la cvasicomplet, lucrarea evidențiază complexitatea problemelor într-un domeniu multidisciplinar care nu poate fi considerat, nici pe departe, epuizat.

Faptul că autorul și-a desfășurat activitatea pe lângă un colectiv de cercetare cu preocupări și rezultate deosebite în domeniul sustentației electromagnetice au contribuit esențial la realizarea acestui material.

De asemenea a contat experiența acumulată de autor, pe durata celor doi ani de activitate în producție și a celor patru ani de activitate de cercetare, concretizată prin mai multe publicații [SIL 88], [TIV 86], [TIV 87], [TIV 85], [SIL 84], [TIV 85], [SIL 85], [SIL 86], [BER 84], [SIL 89], [SIL 92], [PET 91] și contracte de cercetare-proiectare.

-

CAPITOLUL II

PROBLEMATICA ECHILIBRĂRII CORPURILOR AFLATE ÎN MIȘCARE DE ROTAȚIE

2.1 Preliminarii

Cerințele mari impuse echipamentelor și mașinilor rotative moderne (motoare și generatoare electrice, turbine, compresoare și suflante, pompe, giromotoare) au determinat apariția tendintelor de creștere a turațiilor și de restrângere a domeniului de vibrații considerate acceptabile. Pentru majoritatea rotoarelor care lucrează la turații joase, proiectarea prezintă puține probleme ce nu pot fi soluționate prin metode relativ simple, chiar și în cazul instalațiilor care funcționează în condiții de vibrații puternice. La turații mari însă (care pot fi câteodată de ordinul zecilor de mii de rot/min), proiectarea rotoarelor devine o operație complexă, care impune soluționarea unor probleme complicate, legate de proiectarea mecanică, de echilibrare, de proiectarea lagărelor și de asigurarea stabilității întregului ansamblu. Aceasta face ca echilibrarea să devină o problemă inginerescă de primă importanță, care trebuie avută în vedere de la proiectarea de concepție, până la asamblarea finală și apoi la exploatarea mașinilor rotative moderne.

Sursa principală a vibrațiilor în sistemele tehnice o reprezintă dezechilibrele elementelor aflate în mișcare de rotație. Aceste dezechilibre sunt determinate și pot fi clasificate după cum urmează:

1. asimetria (deplasarea miezului în piesele turnate, configurația nesimetrică, suprafețele brute ale pieselor forjate)
2. neomogenitatea materialului (sufluri sau incluziuni în piesele turnate, variații ale densității materialului)
3. deformațiile nesimetrice la turația de funcționare
4. excentricitatea (găuri de centrare incorecte, fusuri neconcentrice sau necirculare)
5. alinierea greșită a lagărelor
6. dezechilibrul produs de fenomene hidraulice sau aerodinamice (cavitație sau turbulență)
7. gradient de temperatură

Locul propice creerii surselor de dezechilibru este procesul de fabricație. Porțiunile neprelucrate ale pieselor turnate sau forjate, toleranțele de fabricație, orice excentricitate sau lipsă de perpendicularitate în raport cu axa de rotație, constituie surse de dezechilibrare, în ideea menționată.

Condițiile impuse la proiectarea unui element introduc adesea dezechilibrări care nu pot fi corectate în mod corespunzător, chiar de către un proiectant cu multă experiență. De exemplu, condițiile de proiectare ale părții electrice a unor tipuri de motoare electrice impun ca o înfășurare să se afle la o rază mai mare decât altele.

Necesitatea de a avea un nivel redus de vibrații, chiar la turații obișnuite, a impus includerea operațiunii de echilibrare, respectiv eliminarea dezechilibrelor, până la nivelele admise de normele tehnice [ISO 85] pentru viteza și utilizarea în cauză a corpurilor rotitoare.

Există două situații de dezechilibru ce pot fi întâlnite în practica tehnologică:

- dezechilibrul într-un plan (static)
- dezechilibrul în două sau mai multe plane (dinamic)

Situațiile amintite mai sus pot fi ilustrate cu ajutorul unui disc subțire, respectiv a unui cilindru, suspendate fiecare prin intermediul unui ax ce trece prin axa de simetrie proprie.

- Cazul simplu de dezechilibru poate fi considerat un disc subțire, uniform de masă m_R <kg>, simetric față de o axă de rotație considerată prin axul său. Când o masă mică m <g> este fixată pe disc la o distanță r <mm> de la această axă, se spune că discul se află într-o stare de dezechilibru. Acest tip de dezechilibru poate fi identificat prin așezarea axei pe o pereche de lamele ascuțite, orizontale, care permit găsirea punctului greu; din această cauză acest dezechilibru este numit static sau într-un singur plan (fig. 2.1).

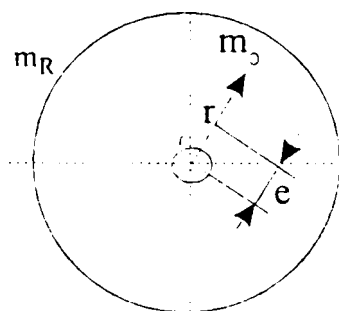


Fig.2.1
Dezechilibru
static

Forța centrifugă F , generată de masa m (necompensată), când discul se rotește cu viteza ω <rad/s> este dată de:

$$F = mr\omega^2 \quad (2.1)$$

Ea poate fi echivalată cu forța generată de o mică excentricitate e a centrului de masă al discului față de axa de rotație:

$$F = m_R e \omega^2 \quad (2.2)$$

Potrivit standardelor, dezechilibrul discului, u_r <g•mm>, este:

$$u_r = mr \quad (2.3)$$

Rezultatul permite să se interpreteze excentricitatea $e <g \cdot mm/kg>$ ca reprezentând dezechilibrul specific al discului:¹⁾

$$e = \frac{mr}{m_R} \tag{2.4}$$

Termenul pentru dezechilibrul specific este particular folosit pentru scopuri comparative (ca de exemplu, efectele dezechilibrului în practică sunt găsite în funcție de masa proprie a rotorului).

Situația prezentată ilustrează faptul că dezechilibrul datorat neconcordanței dintre simetria geometrică și simetria masei rotorului are ca efect apariția unor forțe radiale, adică a unor mărimi vectoriale caracterizate prin mărime direcție și sens, care se modifică sincron cu viteza unghiulară a discului.

În principiu, procedura de echilibrare (pentru cazul discutat) invocă o ajustare a distribuției masei rotorului prin adăugare ($m_i > 0$) sau scoatere de material ($m_i < 0$), astfel încât axa geometrică și cea de inerție să coincidă. Sarcina revine la a minimiza modulul $|\vec{F}|$ al forței centrifuge rezultante

$$\vec{F} = \sum m_i \cdot \vec{r}_i \cdot \omega^2 \tag{2.5}$$

- Multe corpuri în rotație pot fi considerate ca având propria masă concentrată într-un singur

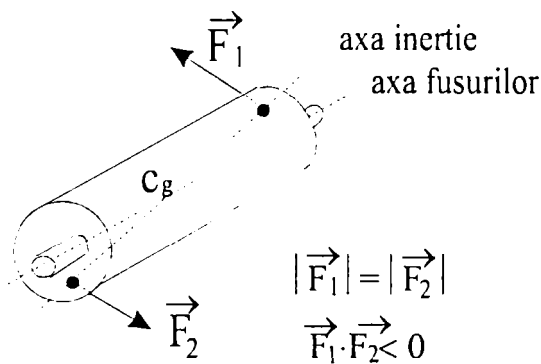


Fig.2.2 Dezechilibru de cuplu

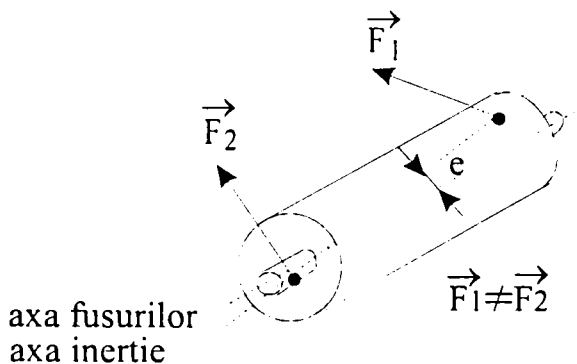


Fig.2.3 Dezechilibru dinamic

disc, dar majoritatea rotoarelor au masa distribuită de-a lungul propriei lungimi. Aceasta duce la existența celei de-a doua forme de dezechilibru. În cazul unui cilindru drept este posibil să considerăm două mase egale necompensate, simetrice față de centrul de masă, amplasate de regulă în plane exterioare. Static, rotorul este în echilibru, dar când se învârt, forțele centrifuge vor produce un moment față de centrul de masă. Acest tip de dezechilibru este numit dezechilibru de cuplu și are ca efect înclinarea sau pendularea (fig. 2.2) axei de inerție față de axa fusurilor. Pentru contracararea cuplului este necesar să se facă așa-numitele corecții în două plane.

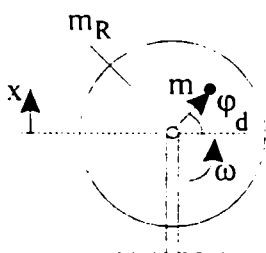
¹ Cu excepția relației (2.4) în care unitatea de măsură a lui e , $<g \cdot mm/kg>$ este de fapt micronul, în restul relațiilor unitatea de măsură a lui e este corespunzătoare sistemului internațional de unități: metrul.

În situația generală când dezechilibrul static și de cuplu sunt prezente, avem de-a face cu un dezechilibru dinamic. Axa principală de inerție este acum înclinată față de axa geometrică a fusurilor, deoarece apare o excentricitate la centrul de masă (fig. 2.3). Condiția de dezechilibru poate fi înlăturată prin determinarea corecțiilor de masă ce trebuie aplicate în cele două plane de echilibrare. Corecțiile sunt făcute prin adăugare sau scoatere de masă, pentru determinarea lor folosindu-se așa numitele mașini de echilibrat și echipamente auxiliare pentru aplicarea lor.

2.2 Sistemul mecanic al mașinii de echilibrat

2.2.1 Aspecte generale referitoare la modelarea interacțiunilor din sistemul mecanic al mașinii de echilibrat

Rotorul unui echipament gata asamblat, este sprijinit de lagăre fixate în ansamblul de susținere. Acesta trebuie să limiteze oscilația cauzată de dezechilibrul rotorului aflat în mișcare de rotație.



Pentru cazul unui singur reazem, ansamblul rotor/suport poate fi modelat ca un sistem cu un singur grad de libertate, cu orientarea $F \rightarrow x$. Modelul este linear și este redat de ecuația diferențială:

$$m_R \ddot{x}(t) + c_f \dot{x}(t) + K_e x(t) = \underbrace{mr \omega^2 \sin \omega t}_{F(t)} \quad (2.6)$$

Funcția de transfer a sistemului este:

Fig.2.4 Ansamblu cu un singur reazem

$$H(s) = \frac{x(s)}{F(s)} = \frac{1}{m_R s^2 + c_f s + K_e} = \frac{\frac{1}{m_R}}{s^2 + \frac{c_f}{m_R} s + \frac{K_e}{m_R}} \quad (2.7)$$

Intrarea sistemului fiind sinusoidală, $F(t) = mr \omega^2 \sin \omega t$ avem:

$$F(s) = mr \omega^2 \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.8)$$

Răspunsul sistemului la acest semnal este dat de relația:

$$x(t) = A_x \cdot e^{-\zeta \omega_0 t} \sin \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t + B_x \cdot e^{-\zeta \omega_0 t} \cos \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t + C_x \cdot \sin \omega t + D_x \cdot \cos \omega t \quad (2.9)$$

unde: $\zeta = \frac{c_f}{2\sqrt{K_e \cdot m_R}}, \omega_0^2 = \frac{K_e}{m_R}$

În cazurile practice pentru a se evita rezonanța se asigură condiția $\omega \neq \omega_0$. În acest context analiza relației (2.9) arată că în regim tranzitoriu ultimii doi termeni sunt dominanți în raport cu

primii doi termeni. Pe această bază în metodologiile practice de analiză a vibrațiilor [SIL 67] se consideră în locul expresiei (2.9) relația de aproximare:

$$x(t) = x_{\max} \sin(\omega t + \varphi_d); \tag{2.10}$$

corespunzătoare regimului permanent armonic. În relația (2.10):

$$x_{\max} = \frac{\frac{m}{m_R} r \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}, \tag{2.11}$$

iar φ_d :

$$\varphi_d = \arccos \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta^2 \omega_0^2 \omega^2}} \tag{2.12}$$

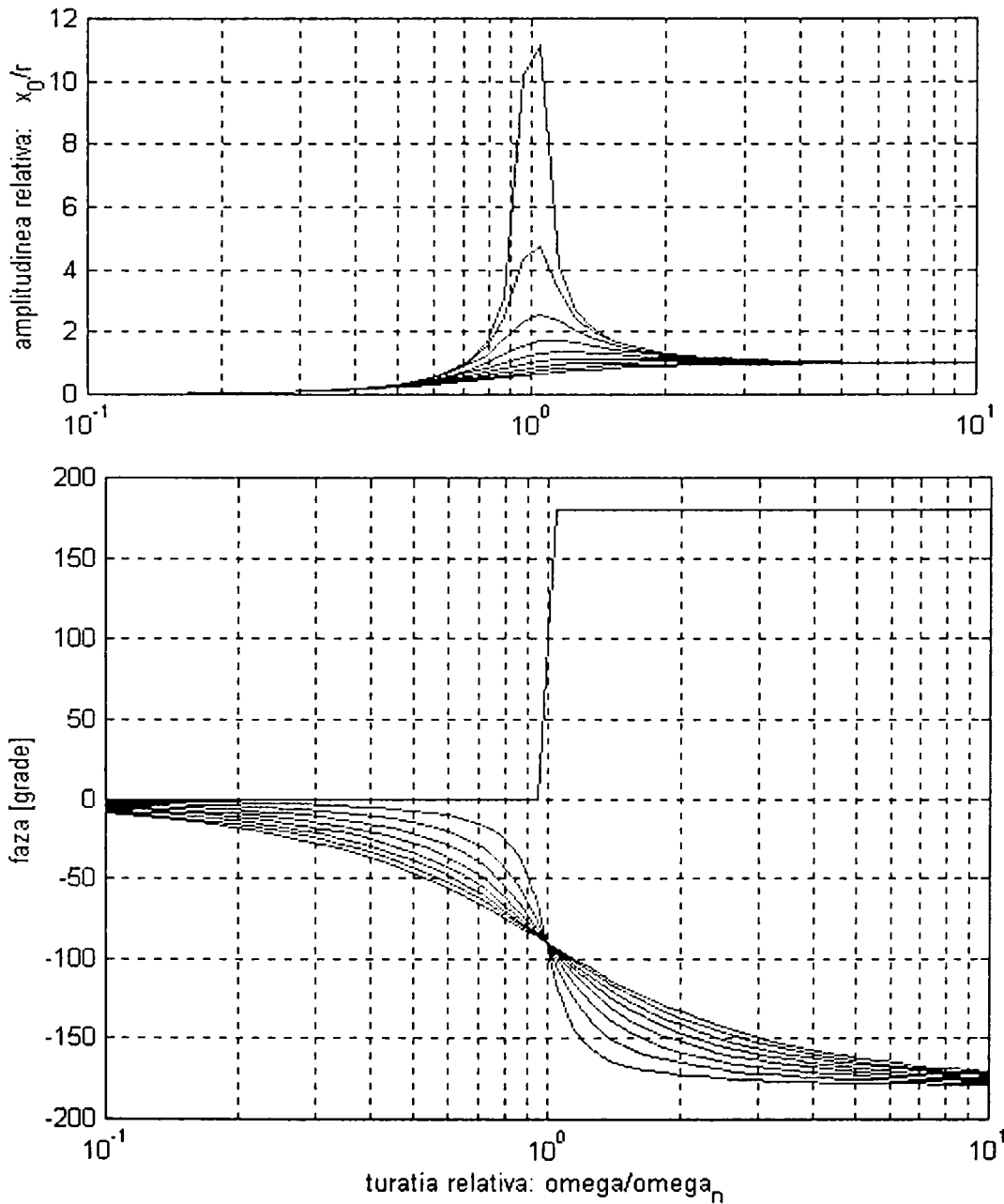


FIG 2.5 Caracteristicile x_{\max} și φ_d

În fig. 2.5 este reprezentată grafic soluția găsită; se disting mai multe regiuni de interes, dependent de valoarea relativă a vitezei unghiulare ω a rotorului și de pulsația naturală a sistemului de suspensie ω_0 . Atunci când rezonanța suportului se produce la o viteză unghiulară ω , mult mai mare decât cea corespunzătoare pulsației proprii ω_0 ($\omega \gg \omega_0$), forțele de dezechilibru sunt reactate de forțele elastice din suport - avem un suport rigid. Când rezonanța suportului este la o viteză mult mai mică decât viteza de rotație ($\omega \ll \omega_0$), este vorba de un suport moale (elastic), forțele de dezechilibru sunt reactate de forțele de inerție ale rotorului. În cazul general, forțele de dezechilibru sunt reactate combinat de cele două efecte dependent de caracteristicile suportului și ale fundației.

Bazat pe considerentele de mai sus, în practică, mașinile de echilibrat se construiesc în două variante: cu lagăre rigide și cu lagăre elastice. La cele cu lagăre rigide senzorii indică tensiunile mecanice (forțe) preluate de suportul lagărelor, iar la cele cu lagăre elastice senzorii măsoară amplitudinea oscilațiilor (deplasări) suportului lagărelor. Așa cum se va vedea în capitolele următoare, la o mașină de echilibrat cu lagăre magnetice, poziția axului în lagăre ne permite determinarea dezechilibrului; important este ca suportul lagărelor să fie rigid la turația de măsurare.

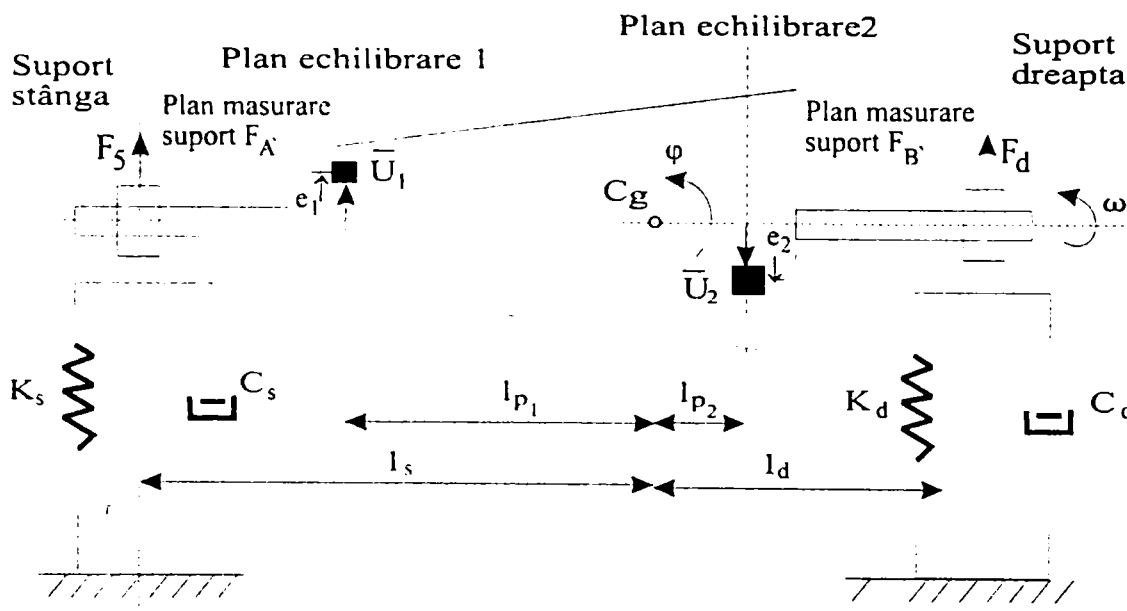


Fig.2.6 Rotor sprijinit pe un suport cu două grade de libertate

Pentru un rotor mișcat într-un plan, dar posedând două grade de libertate (rotație și translație), geometria și momentul de inerție al rotorului devin importante. Existența dezechilibrului într-un plan va excita vibrații în ambele sisteme de suspensie, dependent de localizarea geometrică a dezechilibrului, de momentul de inerție al rotorului și de caracteristicile

suportului. Această interacțiune este numită efect de frângere între două sisteme suport. Pentru rotația la o turație fixă, această interacțiune poate fi scrisă ca o matrice de termeni complecși:

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{A'} \\ F_{B'} \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

unde $\begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix}$ este matricea coeficienților de interdependență între planele de măsurare din stânga și din dreapta rotorului și planele de echilibrare 1 și 2 (fig. 2.6).

Aspectele prezentate constituie chestiuni fundamentale pentru construcția mașinilor de echilibrat și sunt aprofundate în teoria vibrațiilor. Aici ele au fost prezentate în vederea explicitării modului de determinare a dezechilibrului, prezentat în paragrafele următoare.

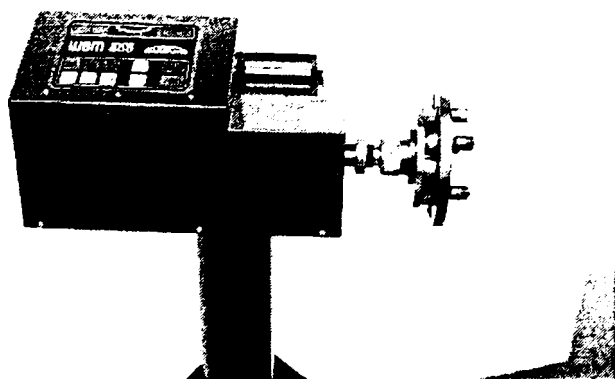


Fig.2.7 Mașină pentru echilibrat roți auto (Firma ECHITRON S.R.L.)

2.2.2 Modele matematice pentru mișcarea sistemului suport al lagărelor

În cazul unui rotor de masă m_R , având o excentricitate e , montat în consolă pe arborele (considerat rigid) unei mașini de echilibrat roți auto, ca cea din fig. 2.7, pot apărea oscilații de încovoiere și torsiune ale suportului lagărelor. Pentru studiul acestor oscilații considerăm

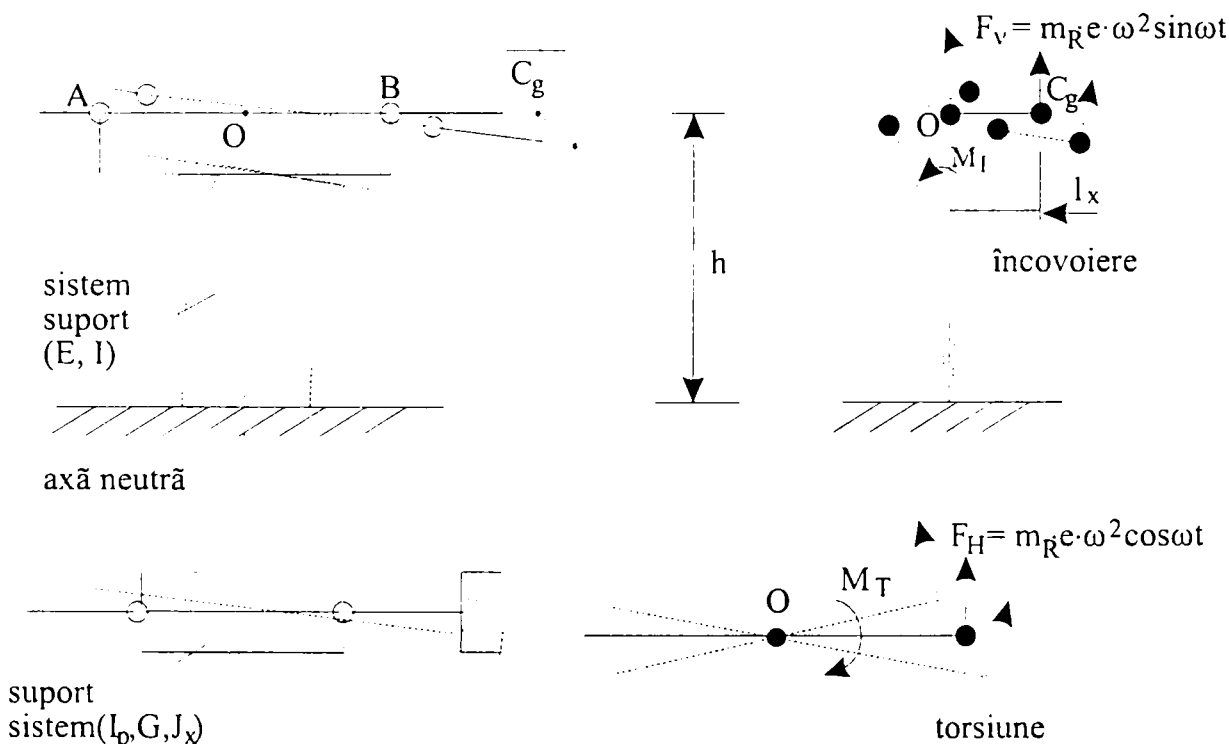


Fig.2.8 Oscilațiile de încovoiere și torsiune ale suportului lagărelor

reprezentarea simplificată a mașinii de echilibrat, conform fig. 2.8.

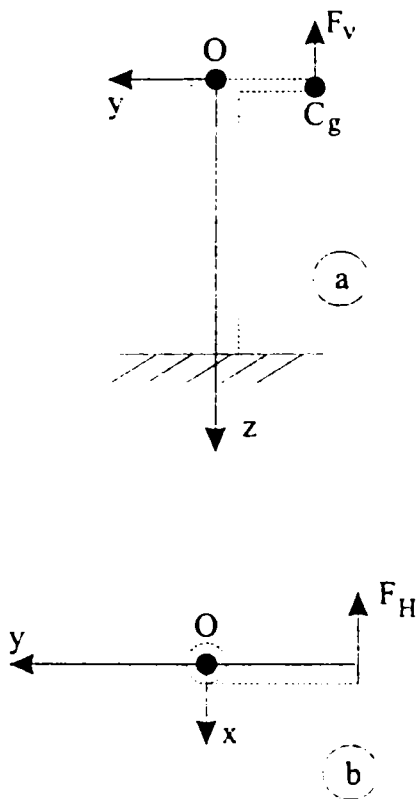


Fig.2.9 Alegerea sistemului axelor de coordonate

Considerăm sistemul ortogonal de axe $Oxyz$ cu axa Oz de-a lungul suportului (fig. 2.9), iar axele Ox și Oy situate în planul perpendicular pe el. Admitem ca fiind cunoscute: modulul de elasticitate E al barei (suportului), momentul de inerție I al secțiunii suportului în raport cu axa neutră, modulul de elasticitate transversal G , momentul de inerție J_x și momentul polar I_ρ al corpului supus echilibrării, în raport cu axa Ox respectiv punctul O . Fie $O_{0x_0y_0z_0}$ poziția sistemului $Oxyz$ când suportul este în echilibru static (axa O_0z_0 este verticală). Vibrațiile se vor efectua în jurul acestei poziții. F_V și F_H sunt proiecțiile forței centrifuge pe verticală, respectiv orizontală.

Notând variația lui O în lungul axei Oy cu y , ecuațiile vibrațiilor punctului O [BUZ 80] sunt:

$$\begin{cases} m \cdot \ddot{y} + K_I \cdot y = \frac{M_I}{h} \\ J_x \cdot \ddot{\varphi}_T + K_T \cdot \varphi_T = M_T \end{cases} \quad (2.14)$$

unde $K_I = l/y_{max}$ și $K_T = l/\varphi_{Tmax}$ sunt constantele elastice ale suportului la încovoiere, respectiv la torsiune; pulsațiile proprii pentru vibrațiile de încovoiere și torsiune sunt:

$$\omega_{nl} = \sqrt{\frac{K_I}{m_R}}, \quad \omega_{nT} = \sqrt{\frac{K_T}{J_x}} \quad (2.15)$$

Se constată că punctul O al suportului este supus solicitărilor de către un moment încovoitor (M_I) al cărui vector are direcția axei Ox și un moment de torsiune (M_T) al cărui vector are direcția axei Oz , date de relațiile:

$$M_I = F_V \cdot l_x = m_R \cdot e \cdot l_x \cdot \omega^2 \cdot \sin \omega t \quad (2.16)$$

$$M_T = -F_H \cdot l_x = m_R \cdot e \cdot l_x \cdot \omega^2 \cdot \cos \omega t \quad (2.17)$$

Conform [BUZ 80], în sistemul $Oxyz$, săgeata maximă (y_{max}) determinată de M_I și unghiul de răsucire maxim (φ_{Tmax}) datorat momentului de torsiune M_T se pot calcula cu relațiile:

$$y_{max} = \frac{m_R \cdot e \cdot l_x \cdot \omega^2 \cdot h^2}{2 \cdot E \cdot I}; \quad \varphi_{Tmax} = \frac{m_R \cdot e \cdot l_x \cdot \omega^2 \cdot h}{2 \cdot G \cdot I_\rho} \quad (2.18)$$

Coordonatele punctului C_g se obțin cu relațiile:

$$\begin{cases} x_{C_g} = l_x \cdot \sin \varphi_T \\ y_{C_g} = y - l_x \cdot \cos \varphi_T \end{cases} \quad (2.19)$$

Cu ajutorul relațiilor (2.15), înlocuind valorile numerice corespunzătoare și ținând seama de turația de lucru a utilajului se poate stabili pentru o anumită mașină dacă lucrează sub sau peste turația critică, adică dacă este un echipament cu lagăre rigide sau cu lagăre moi.

2.2.3 Modelul matematic al ansamblului motor-arbore-rotor

Modelul acestui ansamblu se poate obține scriind relațiile matematice ale vibrațiilor sistemului în cauză. După cum se cunoaște [BUZ 79], vibrațiile unui sistem sunt în general mișcări în jurul unei poziții de echilibru static sau în jurul pozițiilor de regim permanent ale sistemului. Ecuatiile diferențiale ale vibrațiilor sistemului cu n_L grade de libertate se pot obține folosind ecuațiile lui Lagrange:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_c}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial E_c}{\partial q_i} = Q_i \quad (i = 1, 2, \dots, n_L) \quad (2.20)$$

unde q_i, \dot{q}_i, E_c și Q_i sunt coordonatele generalizate, vitezele generalizate, energia cinetică a sistemului și forțele generalizate [KLE 78].

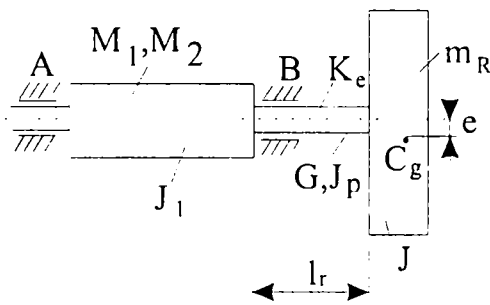


Fig.2.10 Arborele mașinii de echilibrat

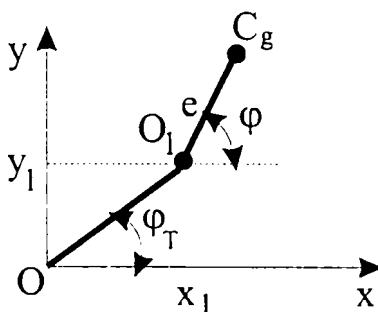


Fig.2.11 Deplasarea rotorului

Obiectul lucrării de față fiind mașina de echilibrat rotoare sprijinite în consolă, vom analiza vibrațiile arborelui în această situație. Fie arborele mașinii, considerat elastic, pe care sunt montați rotorul motorului cu reluctanță comutată (între lagărele A și B) și rotorul pentru echilibrat conform fig.2.10.

Distanța dintre cele două rotoare este l_r . Se cunosc: masa m_R a rotorului de echilibrat, excentricitatea e ,

momentul de inerție J în raport cu o axă ce trece prin centrul lui de greutate C_g , paralelă cu linia lagărelor, constanta elastică la încovoiere K_e a arborelui pe segmentul de lungime l_r , modulul de elasticitate transversal G al arborelui, momentul de inerție polar J_p al secțiunii transversale a arborelui, momentul de inerție J_l al rotorului motorului în raport cu axa arborelui, momentul constant M_l cu care motorul acționează asupra arborelui și momentul constant -

M_2 datorat acțiunii statorului asupra motorului [SIL 67].

Mișcarea rotorului este plană, paralelă cu planul de simetrie al acestuia Oxy (vertical în situație de repaos, fig.2.11) în care C_g este centrul de greutate, O_1 punctul de fixare al rotorului pe arborele deformat și O este intersecția liniei lagărelor cu planul. Alegem drept coordonate generalizate x_1, y_1 și φ , care sunt coordonatele punctului O_1 și respectiv unghiul de rotație al rotorului.

Energia cinetică a rotorului este:

$$E_c = \frac{1}{2} m_R v_{C_g}^2 + \frac{1}{2} J \dot{\varphi}^2 \tag{2.21}$$

Coordonatele lui C_g fiind $x_{C_g} = x_1 + e \cos \varphi$; $y_{C_g} = y_1 + e \sin \varphi$, rezultă:

$$v_{C_g}^2 = \dot{x}_1^2 + \dot{y}_1^2 + \dot{\varphi}^2 e^2 - 2e(\dot{x}_1 \dot{\varphi} \sin \varphi - \dot{y}_1 \dot{\varphi} \cos \varphi). \tag{2.22}$$

Înlocuind în expresia energiei cinetice se obține:

$$E_C = \frac{1}{2} m_R (\dot{x}_1^2 + \dot{y}_1^2) + \frac{1}{2} (J + e^2 m_R) \dot{\varphi}^2 - m_R e \dot{\varphi} (x_1^2 \sin \varphi - y_1^2 \cos \varphi) \tag{2.23}$$

Asupra rotorului acționează următoarele forțe și momente (fig.2.12): greutatea m_{RG} , momentele M_1, M_2 , forțele elastice $-K_e x_1, -K_e y_1$ și momentul de torsiune $-M_T$ din partea arborelui.

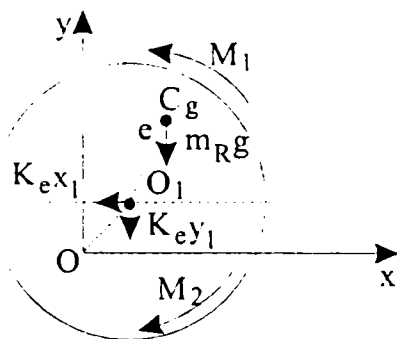


Fig.2.12 Forțe și momente de acțiune

Pentru a determina forțele generalizate Q_1, Q_2 și Q_3 vom alege deplasări virtuale în care numai una dintre coordonatele generalizate variază. Astfel, pentru o translație δx_1 în direcția axei Ox obținem $\delta L_1 = -K_e x_1 \delta x_1$, deci $Q_1 = -K_e x_1$. Pentru translația δy_1 se găsește $Q_2 = -K_e y_1 - m_{RG}$. Analog, se obține pentru o rotație virtuală $\delta \varphi$ în jurul punctului O_1 :

$$Q_3 = M_1 - M_T - m_{RG} e \cos \varphi.$$

Pentru a determina momentul de torsiune M_T va trebui să ținem seama că unghiul de rotație φ_T al rotorului motorului este diferit de unghiul de rotație φ al rotorului de echilibrat. Avem deci:

$$M_T = K_T (\varphi - \varphi_T), \text{ unde } K_T = \frac{G \cdot J_p}{l_r} \tag{2.24}$$

Pentru studiul mișcării rotorului de echilibrat explicităm ecuațiile (2.20) lui Lagrange, considerând:

$$q_1 = x_1, \quad q_2 = x_2, \quad q_3 = \varphi. \quad (2.25)$$

Se obține:

$$\begin{cases} m_R[\ddot{x}_1 - e(\ddot{\varphi} \sin \varphi + \dot{\varphi}^2 \cos \varphi)] = -K_e x_1 \\ m_R[\ddot{y}_1 + e(\ddot{\varphi} \cos \varphi - \dot{\varphi}^2 \sin \varphi)] = -K_e y_1 - m_R g \\ (J + m_R e^2) \ddot{\varphi} - e m_R [\ddot{x}_1 \sin \varphi - \ddot{y}_1 \cos \varphi] = -m_R g e \cos \varphi + M_1 - \frac{\varphi - \varphi_T}{l_r} G \cdot J_p \end{cases} \quad (2.26)$$

Ansamblul acestora reprezintă ecuațiile de mișcare ale rotorului de echilibrat. La acestea se adaugă ecuația de mișcare a rotorului motorului:

$$J_1 \ddot{\varphi}_T = -\frac{(\varphi_T - \varphi)}{l_r} G \cdot J_p - M_2 \quad (2.27)$$

Sistemul format de ultimele patru relații ((2.26) și (2.27)) reprezintă modelul matematic care descrie comportarea sistemului din fig.2.10 considerat ca sistem cu parametrii concentrați. Orientarea acestuia este $\{.\} \rightarrow \{x_1, y_1, \varphi, \varphi_T\}$, prin $\{.\}$ notându-se orice mulțime de alte mărimi care apar în model și au efect asupra lui x_1, y_1, φ și φ_T .

În realitate viteza unghiulară de rotație a rotorului de echilibrat este constantă având valoarea de regim permanent ω_0 , deci $\dot{\varphi} = \omega_0$ și primele două ecuații din (2.26) devin:

$$\begin{aligned} m_R \ddot{x}_1 - e m_R \omega_0^2 \cos \omega_0 t &= -K_e x_1 \\ m_R \ddot{y}_1 - e m_R \omega_0^2 \sin \omega_0 t &= -K_e y_1 - m_R g \end{aligned} \quad (2.28)$$

Soluțiile generale ale acestor ecuații diferențiale sunt:

$$\begin{cases} x_1 = \frac{e \cdot \omega_0^2 m_R}{K_e - \omega_0^2 m_R} \cos \omega_0 t - C_1 \cos \omega_n t + C_2 \sin \omega_n t \\ y_1 = -\frac{m_R g}{K_e} + \frac{e \cdot \omega_0^2 m_R}{K_e - \omega_0^2 m_R} \sin \omega_0 t + C_3 \cos \omega_n t + C_4 \sin \omega_n t \end{cases} \quad \left(\omega_n = \sqrt{\frac{K_e}{m_R}} \right) \quad (2.29)$$

Constantele de integrare C_i ($i=1, 2, 3, 4$) pot fi determinate din condiții inițiale.

Pentru ca amplitudinea acestor oscilații să nu devină prea mare va trebui îndeplinită condiția $\omega_n \neq \omega_0$, adică viteza de rotație a rotorului să nu coincidă cu pulsația proprie a oscilațiilor de încovoiere ale arborelui.

Pentru a obține modelul de deformație la torsiune a arborelui se înlocuiesc pentru început, în ultima ecuație (2.26), soluțiile x_1 și y_1 date de rel. (2.29) obținând:

$$(J_0 + m_R e^2) \ddot{\varphi} - (\varphi - \theta) \frac{G \cdot J_p}{l_r} = M_1 - m_R g e \cos \omega_0 t + \\ + e \cdot K_e [\cos \omega_n t (C_3 \cos \omega_0 t - C_1 \sin \omega_0 t) + \sin \omega_n t (C_4 \cos \omega_0 t - C_2 \sin \omega_0 t)] \quad (2.30)$$

și se fac notațiile:

$$\begin{cases} M(t) = -m_R g e \cos \omega_0 t + e \cdot K_e [\cos \omega_n t (C_3 \cos \omega_0 t - C_1 \sin \omega_0 t) + \\ + \sin \omega_n t (C_4 \cos \omega_0 t - C_2 \sin \omega_0 t)], \\ J_0 = J + m_R e^2 \end{cases} \quad (2.31)$$

Înmulțind rel. (2.30) cu J_1 , rel. (2.27) cu J_0 și scăzându-le apoi membru cu membru obținem:

$$J_0 J_1 \left(\ddot{\varphi} - \ddot{\varphi}_T \right) + \frac{G \cdot J_p}{l_r} (J_0 + J_1) (\varphi - \varphi_T) = M_1 J_1 + M_2 J_0 + J_1 M(t) \quad (2.32)$$

Această ecuație diferențială este modelul matematic al deformației la torsiune a arborelui. Dacă $M(t)=0$ și dacă rotorul se mișcă uniform, ar rezulta că deformația relativă dintre rotorul motorului și cel din capătul axului este constantă:

$$\varphi - \varphi_T = \frac{M_1 l_r}{G \cdot J_p} \quad (2.33)$$

În general însă, mărimea $M(t) \neq 0$ și joacă rolul unei perturbații. Influența ei o vom studia integrând ecuația (2.32). Oscilația proprie este de forma:

$$\varphi - \varphi_T = C_5 \cos \alpha_T t + C_6 \sin \alpha_T t ; \quad C_5, C_6 - \text{constante} \quad (2.34)$$

$$\text{unde } \alpha_T = \sqrt{\frac{G \cdot J_p (J_0 + J_1)}{l_r J_1 J_0}} \text{ este pulsația proprie a oscilațiilor de torsiune.} \quad (2.35)$$

Această pulsație va trebui să difere de pulsațiile care apar în termenul perturbator $M(t)$. Întrucât $M(t)$ conține un termen în $\cos \omega_0 t$, va trebui ca $\alpha_T \neq \omega_0$. $M(t)$ mai conține termeni cu produse dintre sinusuri și cosinusuri cu argumentele $\omega_n t$ și $\omega_0 t$, care transformate în sume și diferențe de sinusuri și cosinusuri dau argumentele $(\omega_0 + \omega_n)t$ și $(\omega_0 - \omega_n)t$. Deci pentru a evita fenomenul de rezonanță va trebui ca $\alpha_T \neq \omega_0 \pm \omega_n$, adică pulsația proprie a oscilațiilor de torsiune relative să fie diferită de suma sau diferența dintre viteza unghiulară de rotație ω_0 a rotorului și pulsația proprie a oscilațiilor de încovoiere.

În concluzie, putem spune că pentru a asigura un regim stabil de funcționare pentru mașină va trebui să fie îndeplinite condițiile:

$$\omega_0 \neq \omega_n = \sqrt{\frac{K_e}{m_R}}, \quad \omega_0 \neq \sqrt{\frac{G J_p (J_0 + J_1)}{l_r J_0 J_1}}, \quad \omega_0 \pm \omega_n \neq \sqrt{\frac{G J_p (J_0 + J_1)}{l_r J_0 J_1}}. \quad (2.36)$$

Deoarece la mașina cu lagăre magnetice arborele este dimensionat astfel încât să poată fi considerat rigid, condițiile deduse mai sus vor fi îndeplinite.

2.3 Clasificarea rotoarelor și condiții impuse aparatelor de echilibrat

Se constată că dezechilibrul unui corp, care este destinat efectuării unei mișcări de rotație, se manifestă puternic atunci când corpul este antrenat în această mișcare și ca urmare, măsurătorile pentru determinarea corecțiilor necesare eliminării dezechilibrului, trebuie făcute în condiții cât mai apropiate de funcționarea reală a rotorului. Strategia de măsurare și interpretare a rezultatelor trebuie să țină cont de clasele de rotoare supuse măsurătorilor și de caracteristicile mecano-elastice ale mașinii de echilibrat.

Se disting patru criterii de împărțire în clase a rotoarelor:

a. După dimensiunile de gabarit:

- rotoare care nu se pot transporta și se echilibrează la locul de funcționare
- rotoare ce se echilibrează în procesul de fabricație pe mașini de echilibrat.

b. După raportul dintre lungimea rotorului și viteza de rotație:

- rotoare rigide
- rotoare flexibile

c. După forma geometrică:

- rotoare disc
- rotoare cilindrice
- arbori cotiți
- palete de ventilatoare
- turbine
- elice
- rotoare speciale (giromotoare)

d. După numărul de puncte de reazem:

- cu două puncte de reazem
- cu mai mult de două puncte de reazem

Înainte de a analiza metodele de bază pentru determinarea dezechilibrelor, la o parte din clasele de rotoare (corpuri) enumerate mai sus, se impune menționarea condițiilor pe care trebuie să le îndeplinească un aparat pentru a permite măsurarea dezechilibrelor având în vedere faptul că obiectul supus echilibrării trebuie antrenat la o turație corespunzătoare, pe un suport (sau chiar pe suportul propriu) prevăzut cu traductoare sensibile la vibrații (deplasări sau forțe).

Corpul de echilibrat, împreună cu reazemele și traductoarele de vibrații alcătuiesc un sistem mecanic cu n_L grade de libertate ($1 < n_L \leq 6$) [*** **]. În cazul rotirii corpului în jurul axei sale, asupra sistemului vor acționa forțele centrifuge corespunzătoare maselor de dezechilibru.

Reacția sistemului la aceste excitații determină apariția unor semnale electrice la ieșirile

adăugarea pe el, la o rază precizată, a unei mase m_c bine determinată (așa cum rezultă din cele ce urmează):

- În prima etapă este măsurat modul dezechilibrului inițial (amplitudinea vibrațiilor indicate de vibrometru, cuplat la traductorul montat pe suportul lagărului, atunci când rotorul se învârtă la turația dorită); fie V_0 valoarea acestuia.

- Se ia apoi o masă de probă, m_T , cu care se produce un dezechilibru (al cărui modul V_T se

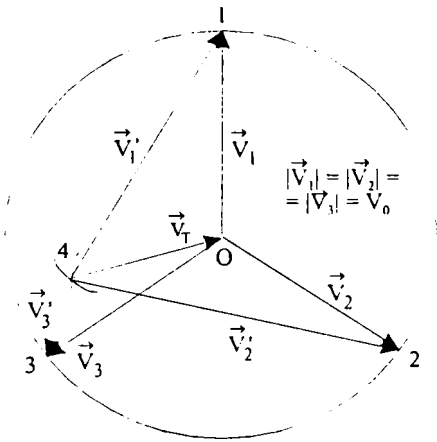


Fig.2.13 Construcția lui Siebert

calculează cunoscând raza la care se amplasează masa de probă și turația) prin atașarea ei pe rotor la aceeași rază la care se va face corecția finală. Se vor efectua trei lansări²

ale rotorului cu masa de probă plasată față de un reper radial arbitrar la 0°, 120° și 240° pe rotor, reținând amplitudinile indicate de vibrometru, anume V_1' , V_2' și respectiv V_3' . Cu aceste valori, construcția geometrică din

fig. 2.13 (datorată lui Siebert) ne permite să evaluăm masa de corecție. Trei vectori (\vec{V}_1, \vec{V}_2 și \vec{V}_3) de modul

egal cu V_T , sunt desenați având o origine comună și unghiuri de 120° între ei. Vectorii corespunzători dezechilibrului produs de masa de probă (\vec{V}_1' la 0°, \vec{V}_2' la 120° și \vec{V}_3' la 240°) cu extremitățile în punctele 1, 2 și 3 au o origine comună, în punctul 4 (punctul de intersecție al celor trei arce cu centrele în 1, 2, 3 și razele V_1', V_2', V_3').

- odată determinat punctul 4 rezultă vectorul \vec{V}_0 , respectiv masa de corecție, a cărei mărime se calculează cu relația:

$$m_c = m_T \cdot \frac{V_0}{|\vec{V}_T|} \quad (2.37)$$

Unghiul vectorului \vec{V}_0 cu oricare din vectorii $\vec{V}_i, i = 1,2,3$, indică poziția de amplasare a masei de corecție (rel.2.37) pe același cerc pe care a fost amplasată și masa de probă, având ca referință poziția vectorului respectiv. Prin amplasarea acestei mase se generează un dezechilibru de aceeași mărime, dar de sens opus cu \vec{V}_0 .

Varianta practică I. La produsele fabricate în serie nu se practică echilibrarea cu trei lansări așa cum a fost prezentată ci se utilizează un filtru, sincron cu viteza de rotație a rotorului, care izolează din semnalul traductorului componenta datorată dezechilibrului de alte semnale.

² Prin lansare se înțelege aducerea rotorului la o anumită turție urmată de întreruperea antrenării și efectuarea măsurătorilor dezechilibrului în cursul mișcării libere

Această componentă este prelucrată de un vibrometru, care comandă un stroboscop atunci când amplitudinea ei este maximă. Dacă rotorul a fost inițial împărțit în sectoare, care au fost numerotate, cu ajutorul stroboscopului vom vedea numărul sectorului în care trebuie amplasată masa de corecție arătată pe scara vibrometrului, gradat corespunzător. Referitor la indicația stroboscopului, trebuie avut în vedere că dacă suportul rotorului este "rigid", corecția se face în sectorul diametral opus celui indicat, iar dacă este "moale" - se face în sectorul indicat.

Varianta practică II. Metoda este aplicabilă atunci când se poate măsura și unghiul de

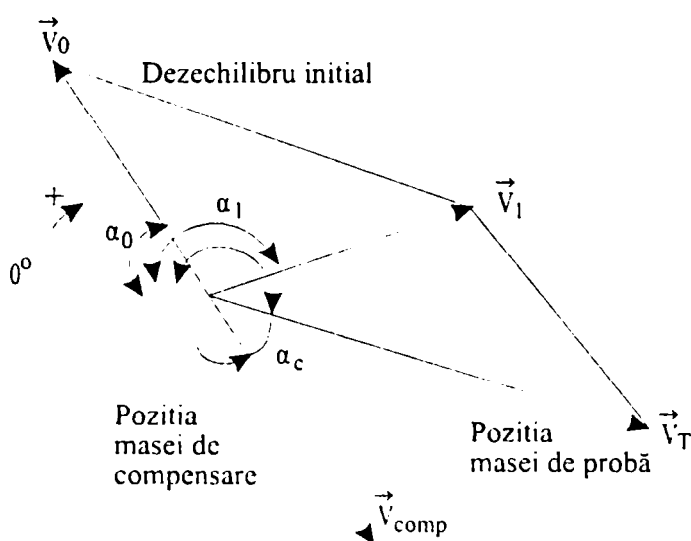


Fig.2.14 Echilibrare într-un plan

amplasare a dezechilibrului față de un reper radial. Astfel:
 - Se citește inițial amplitudinea vibrației, (V_0) și valoarea unghiului de fază α_0 (așezându-se o direcție fixă de pe rotor).

- Mașina este apoi oprită și o masă de probă m_T , de valoare cunoscută, este fixată pe rotor chiar pe direcția de referință.

Pornind mașina și aducând-o la

aceeași turație ca mai înainte, rezultă o nouă amplitudine a vibrației (V_1) și un unghi de fază α_1 , permițând să fie construită o diagramă vectorială ca în fig. 2.14. Diferența $\vec{V}_T = \vec{V}_1 - \vec{V}_0$ reprezintă efectul masei de încercare, m_T , în măsurarea vibrației.

- Mărimea masei de corecție este dată de relația:

$$m_c = \frac{|\vec{V}_0|}{|\vec{V}_1 - \vec{V}_0|} \cdot m_T \tag{2.38}$$

și se plasează la unghiul α_c , în opoziție cu \vec{V}_0 (notat pe fig 2.14 ca \vec{V}_{comp}), pe cercul cu aceeași rază ca și cel pe care s-a amplasat masa de probă m_T .

Când neliniaritățile, sau alegerea incorectă a masei de încercare duc la un dezechilibru neacceptabil după prima lansare, este necesar să se repete procedura, folosind o masă de altă valoare sau aceeași masă amplasată în altă poziție.

• Metodă de echilibrare în două plane. Dacă trebuie făcută o echilibrare în două plane, sunt necesare:

- o lansare pentru determinarea dezechilibrului inițial și

- două lansări cu mase de probă ce introduc un dezechilibru cunoscut în ambele plane de corecție.

De fiecare dată se fac măsurătorile în ambele lagăre de susținere (reazeme). Aceste lansări sunt necesare pentru a aplica procedeul descris anterior și ilustrat în fig. 2.14 care permite determinarea tuturor elementelor din matricea coeficienților de interdependență, rel. (2.13). Se construiesc astfel, pentru fiecare plan, diagramele vectoriale prezentate în cadrul fig.2.15.

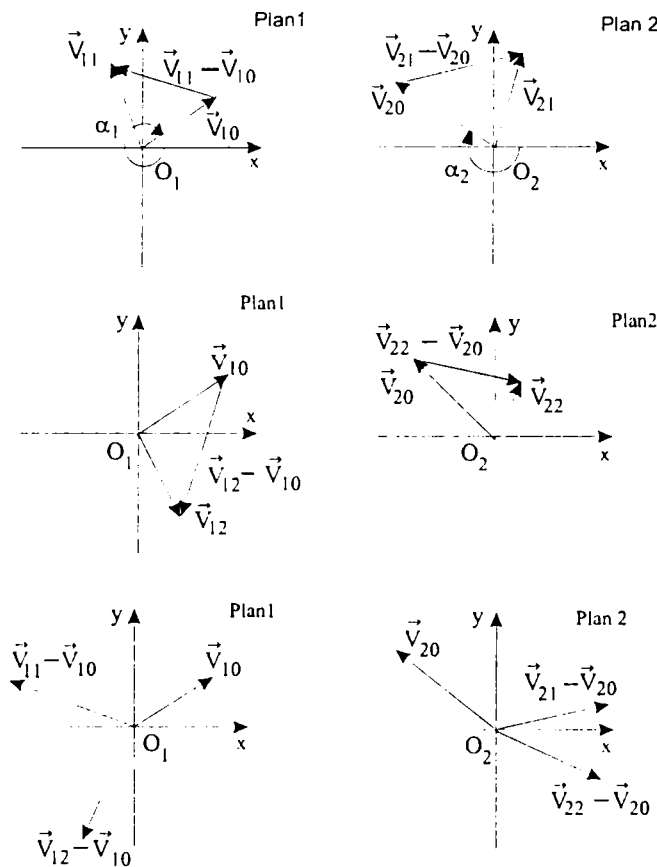


Fig.2.15 Reprezentarea vectorială a nivelelor de vibrații pentru două plane echilibrate

În prima lansare, situația de dezechilibru inițial este sesizată măsurând $|\vec{V}_{10}|$ și unghiul α_0 în planul 1, respectiv $|\vec{V}_{20}|$ și unghiul β_0 în planul 2 (β semnificând faza în al doilea plan de măsură).

În următoarea lansare, o masă de încercare m_{T1} este plasată în planul de corecție 1, măsurând $|\vec{V}_{11}|$ și unghiul α_1 în planul 1 și $|\vec{V}_{21}|$ și unghiul β_1 în planul al doilea.

În ultima lansare, o masă de încercare m_{T2} este plasată în planul de corecție 2, măsurând $|\vec{V}_{12}|$ și unghiul α_2 în planul 1 și $|\vec{V}_{22}|$ și unghiul β_2 în planul 2.

Se constată că: $(\vec{V}_{11} - \vec{V}_{10}) =$ efectul masei

m_{T1} la traductorul 1; $(\vec{V}_{12} - \vec{V}_{10}) =$ efectul masei m_{T2} la traductorul 1; $(\vec{V}_{21} - \vec{V}_{20}) =$ efectul masei

m_{T1} la traductorul 2; $(\vec{V}_{22} - \vec{V}_{20}) =$ efectul masei m_{T2} la traductorul 2.

Pentru a echilibra rotorul, trebuie calculate masele de corecție m_{c1} , m_{c2} ce vor fi plasate în planele de corecție 1 și respectiv 2 pe direcția opusă lui \vec{V}_{10} și respectiv \vec{V}_{20} .

Soluționarea grafică din fig.2.15 este posibilă, dar manipularea a șase mărimi vectoriale în două plane de măsurare este greoaie. Este mult mai ușor să se efectueze calculele necesare cu un procesor - lucru care se aplică în prezent în toate mașinile de echilibrat moderne. Practic, este necesar să calculăm valorile de corecție m_{c1} și m_{c2} cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{bmatrix} m_{c1} \\ m_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{m_{T1}}{|\vec{V}_{11} - \vec{V}_{10}|} & \frac{m_{T2}}{|\vec{V}_{12} - \vec{V}_{10}|} \\ \frac{m_{T1}}{|\vec{V}_{21} - \vec{V}_{20}|} & \frac{m_{T2}}{|\vec{V}_{22} - \vec{V}_{20}|} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |\vec{V}_{10}| \\ |\vec{V}_{20}| \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Când măsurătorile sunt precise și se folosește calculul numeric, dezechilibrul este redus la un nivel acceptabil după prima echilibrare.

Pentru a echilibra rotorul trebuie adăugate, în ambele plane de corecție, greutatea care să producă dezechilibre cu magnitudinile $|\vec{V}_{10}|$ și $|\vec{V}_{20}|$, dar în opoziție cu acești vectori. În termeni matematici problema poate fi soluționată prin găsirea a doi operatori vectoriali \vec{Q}_{V1} și \vec{Q}_{V2} care satisfac ecuațiile:

$$(\vec{V}_{11} - \vec{V}_{10}) \times \vec{Q}_{V1} + (\vec{V}_{12} - \vec{V}_{10}) \times \vec{Q}_{V2} = -\vec{V}_{10}; \quad (\vec{V}_{21} - \vec{V}_{20}) \times \vec{Q}_{V1} + (\vec{V}_{22} - \vec{V}_{20}) \times \vec{Q}_{V2} = -\vec{V}_{20} \quad (2.39')$$

Un program, scris în limbaj C, care are ca rezultate modulele și argumentele operatorilor \vec{Q}_{V1} și \vec{Q}_{V2} (rezolvă ecuațiile 2.39') este prezentat în Anexa 2.1.

Varianta practică. Pentru a se renunța la trei lansări pentru echilibrare, în practică, mașinile moderne de echilibrat se bazează pe următorul artificiu. Dimensiunile geometrice ale rotorului sunt cunoscute, deci se pot determina dezechilibrele produse de masele m_{T1} și m_{T2} cunoscute, plasate în poziții cunoscute; ca urmare, se lansează rotorul în mișcare și se determină (măsoară) $|\vec{V}_{10}|$ și $|\vec{V}_{20}|$ precum și α_0 și β_0 . Cu notațiile din relația (2.39), se calculează m_{c1} și m_{c2} care se vor monta în opoziție cu \vec{V}_{10} și \vec{V}_{20} , adică la $\alpha_0 + 180^\circ$ și $\beta_0 + 180^\circ$. Erorile introduse de acest artificiu sunt legate doar de diferențele de masă (datorită materialelor componente ale rotoarelor) și de valorile maselor m_{T1} și m_{T2} considerate.

2.4.2 Determinarea dezechilibrului rotoarelor sprijinite în consolă pe mașina de echilibrat

2.4.2.1 Modelul considerat pentru calculul dezechilibrului

Determinarea se face cu echipamente specializate și se bazează pe teoria generală a echilibrării, însă mașinile de echilibrat sunt foarte variate constructiv, deosebindu-se prin modul în care se satisfac pentru astfel de echipamente cele patru condiții prezentate în § 2.3 și prin clasele de rotoare cărora le sunt destinate.

În continuare se prezintă fundamentele determinării dezechilibrului în cazul unei mașini de echilibrat roți auto, de tipul celei prezentate în fig. 2.7, mașină căreia i se asociază modelul simplificat din fig. 2.16. Rotorul este sprijinit în lagărele A și B și antrenat în mișcare de rotație cu viteza unghiulară ω . Forțele sau deplasările care apar în lagăre (fig. 2.17 arată semnalul

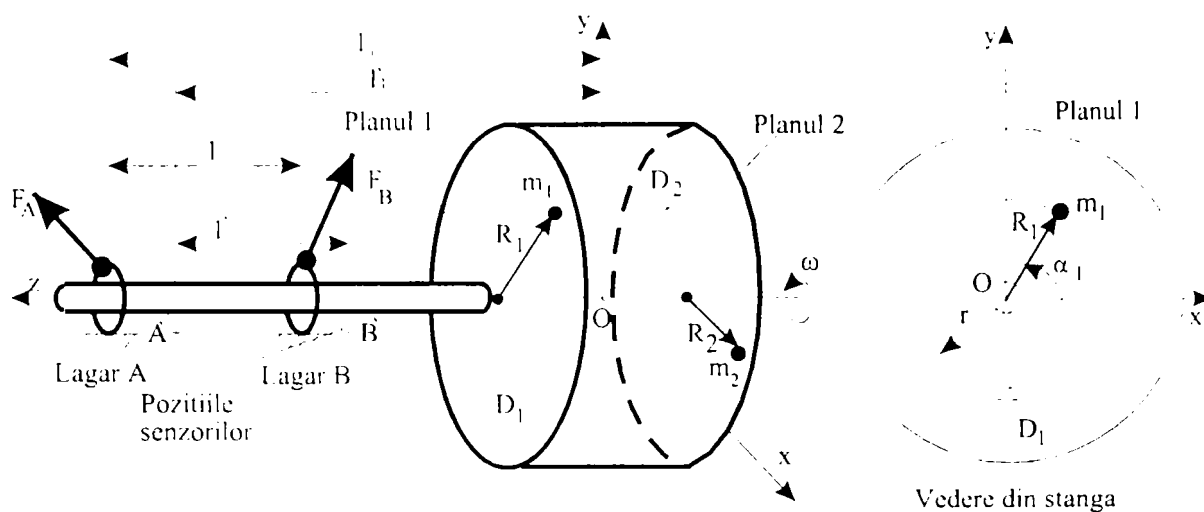


Fig. 2.16 Model pentru calculul dezechilibrului (la auto)

reprezentând forțele în cele două lagăre achiziționat în 128 eșantioane pe rotație, la mașina cu lagăre rigide din fig. 2.7 filtrat prin mediere, pentru două valori și poziții ale dezechilibrului) sunt determinate indirect, prin intermediul traductoarelor montate în punctele A' și B' , apoi memorate cu ajutorul unui sistem de achiziție. După cum s-a arătat în § 2.2.1 în cazul mașinilor

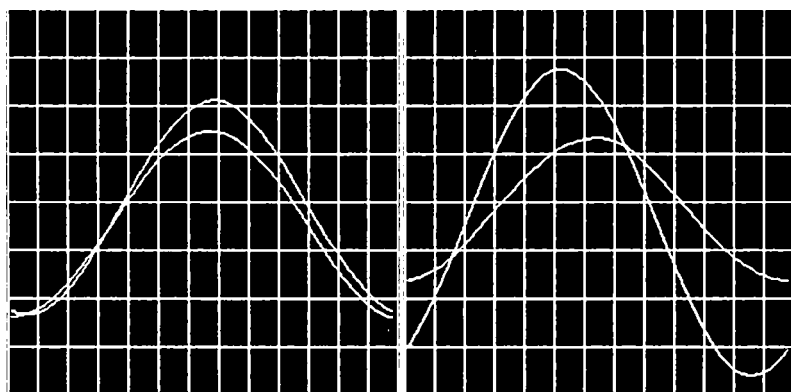


Fig 2.17 Semnale achiziționate de la traductoarele piezoelectrice ale mașinii de echilibrat

cu lagăre "moie", pentru care viteza unghiulară ω este mai mică decât turația critică a mașinii, în A' și B' se măsoară forțe care sunt proporționale ca mărime cu forțele centrifuge datorate excentricităților, iar în cazul mașinilor cu lagăre "moi", pentru care viteza unghiulară ω a rotorului este mai mare decât

turația critică a mașinii, se măsoară deplasări care la rândul lor sunt proporționale cu amplitudinile forțelor centrifuge datorate excentricităților. Relațiile de calcul care se vor deduce sunt utilizabile în ambele situații.

Echilibrarea are în vedere faptul că efectul excentricităților (dezechilibrului) este suportat de lagăre prin reacțiunile \vec{F}_A și \vec{F}_B , iar anihilarea sa se poate face prin amplasarea în planele 1 și 2, la o distanță r prestabilită față de centrul axului și la unghiuri α_1 și α_2 necunoscute față de axa de referință, a unor mase de valori m_1 și m_2 determinate în cursul procedeeilor de echilibrare. Pentru a determina valorile maselor m_1 și m_2 de echilibrare și a pozițiilor lor pe cercurile de rază r din planele 1 și 2, se presupune că \vec{R}_1 și \vec{R}_2 sunt forțele centrifuge datorate acestor mase. Ele

vor compensa forțele centrifuge \bar{D}_1 și \bar{D}_2 din respectivele plane datorate dezechilibrului real.

De fapt \bar{R}_1 și \bar{R}_2 vor compensa reacțiunile \bar{F}_A și \bar{F}_B din cele două lagăre.

Ca urmare a aspectului linear al formulelor de reducere a forțelor sunt valabile relații de legătură de forma:

$$\bar{R}_1 = p_{11} \cdot \bar{F}_A + p_{12} \cdot \bar{F}_B$$

$$\bar{R}_2 = p_{21} \cdot \bar{F}_A + p_{22} \cdot \bar{F}_B$$

unde $p_{n\nu}$ ($n, \nu = 1; 2$) sunt coeficienții de influență ai componenteii $\bar{R}_{n\nu}$ de modul $R_{n\nu} = m_{n\nu} \omega^2 r$, în planul ν și depind de dimensiunile geometrice ale mașinii și rotorului.

2.4.2.2 Determinarea dezechilibrului prin demodulare sincronă

În raport cu sistemele de coordonate Oxy alese în planele 1 și 2 (fig. 2.16), pentru componentele din aceste plane ale forțelor centrifuge, sunt valabile la un moment de timp discret $i \cdot h_d$ ($i \in \mathbb{N}$, h_d este incrementul de timp) relațiile:

$$\begin{cases} R_1^x(i \cdot h_d) = |\bar{R}_1| \cdot \cos(\alpha_1 + \omega \cdot i \cdot h_d) = p_{1A} \cdot F_A^x(i \cdot h_d) + p_{1B} \cdot F_B^x(i \cdot h_d) \\ R_1^y(i \cdot h_d) = |\bar{R}_1| \cdot \sin(\alpha_1 + \omega \cdot i \cdot h_d) = p_{1A} \cdot F_A^y(i \cdot h_d) + p_{1B} \cdot F_B^y(i \cdot h_d) \\ R_2^x(i \cdot h_d) = |\bar{R}_2| \cdot \cos(\alpha_2 + \omega \cdot i \cdot h_d) = p_{2A} \cdot F_A^x(i \cdot h_d) + p_{2B} \cdot F_B^x(i \cdot h_d) \\ R_2^y(i \cdot h_d) = |\bar{R}_2| \cdot \sin(\alpha_2 + \omega \cdot i \cdot h_d) = p_{2A} \cdot F_A^y(i \cdot h_d) + p_{2B} \cdot F_B^y(i \cdot h_d) \end{cases} \quad (2.40)$$

unde: α_n ($n=1, 2$) este poziția forței \bar{R}_n în sistemul Oxy la momentul inițial.

Fie \bar{F}'_A și \bar{F}'_B forțele proporționale cu \bar{F}_A și \bar{F}_B , factorul de proporționalitate fiind k' , indicate de traductoarele A' și B' . Lor le corespund componentele F'^x_A și F'^y_A respectiv F'^x_B și F'^y_B date de relațiile:

$$F'^x_A(i \cdot h_d) = k' \cdot F^x_A(i \cdot h_d) = k' \cdot |\bar{F}_A| \cdot \cos(\theta_1 + \omega \cdot i \cdot h_d) \quad (2.41)$$

$$F'^y_A(i \cdot h_d) = k' \cdot F^y_A(i \cdot h_d) = k' \cdot |\bar{F}_A| \cdot \sin(\theta_1 + \omega \cdot i \cdot h_d) \quad (2.42)$$

$$F'^x_B(i \cdot h_d) = k' \cdot F^x_B(i \cdot h_d) = k' \cdot |\bar{F}_B| \cdot \cos(\theta_2 + \omega \cdot i \cdot h_d) \quad (2.43)$$

$$F'^y_B(i \cdot h_d) = k' \cdot F^y_B(i \cdot h_d) = k' \cdot |\bar{F}_B| \cdot \sin(\theta_2 + \omega \cdot i \cdot h_d) \quad (2.44)$$

Considerând date p_e eşantioane consecutive, din relațiile (2.41) și (2.42) supuse unei operații de demodulare sincronă [DEN 56], rezultă:

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d) &= \sum_{i=0}^{p_e-1} k' \left| \bar{F}_A \right| \cdot \cos(\theta_1 + \omega \cdot i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d) = \\
 &= \frac{1}{2} p_e \cdot k' \left| \bar{F}_A \right| \cdot \sin \theta_1 + \frac{\sin(h_d \cdot \omega \cdot p_e) \cdot \cos[\theta_1 + (p_e - 1) \cdot h_d \cdot \omega]}{2 \cdot \sin(h_d \cdot \omega)} \cdot k' \left| \bar{F}_A \right| \\
 \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) &= \sum_{i=0}^{p_e-1} k' \left| \bar{F}_A \right| \cdot \cos(\theta_1 + \omega \cdot i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) = \\
 &= \frac{1}{2} p_e \cdot k' \left| \bar{F}_A \right| \cdot \cos \theta_1 + \frac{\sin(h_d \cdot \omega \cdot p_e) \cdot \cos[\theta_1 + (p_e - 1) \cdot h_d \cdot \omega]}{2 \cdot \sin(h_d \cdot \omega)} k' \left| \bar{F}_A \right|
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

În relațiile (2.45) ultimul termen este zero datorită particularităților constructiv-funcționale ale mașinii de echilibrat care fac ca întotdeauna cantitatea $h_d \cdot \omega \cdot p_e$ să fie un multiplu de π , deci $\sin(h_d \cdot \omega \cdot p_e) = 0$. Explicația este următoarea: măsurarea forțelor se face sincron cu impulsurile date de un traductor incremental rotativ optic centrat pe axul mașinii. Fie N_f numărul de fante ale discului traductorului și ω viteza unghiulară constantă cu care este rotit. Atunci pasul de discretizare cu care se măsoară forțele este $h_d = 2\pi / (N_f \cdot \omega)$. Adoptând pentru achiziție $p_e = N_f$ rezultă $h_d \cdot \omega \cdot p_e = 2\pi$. Dacă achiziția se face doar din ρ în ρ fante, ρ fiind un submultiplu al lui N_f , atunci $h_d = 2\pi / (\rho \cdot \omega)$, $p_e = \rho$, iar $h_d \cdot \omega \cdot p_e = 2\pi$. Este de reținut că achiziția se face la viteză unghiulară constantă.

Așadar:

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d) &= \frac{1}{2} p_e \cdot k' \left| \bar{F}_A \right| \cdot \sin \theta_1 = \frac{1}{2} p_e k' F_A^y(0) \\
 \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) &= \frac{1}{2} p_e \cdot k' \left| \bar{F}_A \right| \cdot \cos \theta_1 = \frac{1}{2} p_e \cdot k' \cdot F_A^x(0)
 \end{aligned} \tag{2.46'}$$

de unde rezultă formulele de calcul pentru reazemul A

$$\begin{aligned}
 F_A^x(0) &= \frac{2}{p_e \cdot k'} \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) \\
 F_A^y(0) &= \frac{2}{p_e \cdot k'} \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d)
 \end{aligned} \tag{2.46''}$$

În mod similar, din relația (2.43) și (2.44) pentru reazemul B se obțin relațiile:

$$F_B^x(0) = \frac{2}{p_e \cdot k'} \sum_{i=0}^{p_e-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d)$$

$$F_B^y(0) = \frac{2}{p_e \cdot k} \sum_{i=0}^{p_e-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d)$$

Rescriind relațiile (2.40) pentru $i = 0$ și făcând notațiile:

$$c_{1A} = \frac{2 \cdot p_{1A}}{p_e \cdot k}, \quad c_{1B} = \frac{2 \cdot p_{1B}}{p_e \cdot k}, \quad c_{2A} = \frac{2 \cdot p_{2A}}{p_e \cdot k} \quad \text{și} \quad c_{2B} = \frac{2 \cdot p_{2B}}{p_e \cdot k}$$

constatăm că se obține:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1^x(0) = |\bar{R}_1| \cdot \cos \alpha_1 = c_{1A} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d) + c_{1B} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d) \\ R_1^y(0) = |\bar{R}_1| \cdot \sin \alpha_1 = c_{1A} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) + c_{1B} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) \\ R_2^x(0) = |\bar{R}_2| \cdot \cos \alpha_2 = c_{2A} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d) + c_{2B} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d) \\ R_2^y(0) = |\bar{R}_2| \cdot \sin \alpha_2 = c_{2A} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) + c_{2B} \cdot \sum_{i=0}^{p_e-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d) \end{array} \right. \quad (2.47)$$

Rezultatul permite determinarea componentelor necesare compensării dezechilibrului în cele două plane atât ca modul, cât și ca poziție numai în funcție de valorile forțelor pe direcția Ox , măsurate de traductoare în punctele A' și B' cu relațiile:

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{1}{r \omega^2} \sqrt{[R_1^x(0)]^2 + [R_1^y(0)]^2} \quad ; \quad \alpha_1 = \arctg[R_1^y(0) / R_1^x(0)] \\ m_2 &= \frac{1}{r \omega^2} \sqrt{[R_2^x(0)]^2 + [R_2^y(0)]^2} \quad ; \quad \alpha_2 = \arctg[R_2^y(0) / R_2^x(0)] \end{aligned} \quad (2.48)$$

considerând că poziția este exprimată ca număr complex:

$$\alpha_1 = \arg[R_1^x(0) + jR_1^y(0)]; \quad \alpha_2 = \arg[R_2^x(0) + jR_2^y(0)]$$

Deoarece forțele F_A^x și F_B^x se achiziționează pe durata unei rotații pentru aplicarea acestui rezultat rămâne să se mai stabilească valorile coeficienților c_{1A} , c_{1B} , c_{2A} și c_{2B} .

2.4.2.3 Metode de determinare a coeficienților de ponderare c_{1A} , c_{1B} , c_{2A} și c_{2B}

A. *Procedeeul rotorului standard.* La mașinile clasice acești coeficienți, dependenți de dimensiunile rotorului și turația ω , sunt determinați în prealabil considerând un rotor standard cu un dezechilibru cunoscut, deci cu valori cunoscute pentru $R_1^x(0)$, $R_1^y(0)$, $R_2^x(0)$ și $R_2^y(0)$. Întrucât relațiile (2.47) sunt generale, după măsurătorile forțelor F_A^x și F_B^x având astfel toate sumele cunoscute, prin rezolvarea sistemului (2.47) rezultă valorile celor patru coeficienți. Ei

constituie date de mașină și sunt memorați în programele de aplicație pentru mașina respectivă pentru fiecare din tipurile rotoarelor echilibrate.

B. *Procedeu dublei lansări*. Cei patru coeficienți se pot determina și printr-un al doilea procedeu, care nu se mai bazează pe un rotor standard. În acest scop se efectuează o măsurătoare suplimentară pe un rotor din seria care urmează să fie echilibrată. Procedeu se bazează pe amplasarea a două mase de calibrare m_1' și m_2' în poziții bine precizate. Suportul matematic al acestui procedeu se poate formula plecând de la lucrarea [BRE] astfel:

Fie m_1 și m_2 masele de dezechilibru necunoscute, amplasate ipotetic pe cercuri de rază r , la unghiurile α_1 și α_2 față de o rază de referință comună în planele 1 și 2, iar m_1' și m_2' masele de calibrare (pentru rotorul din fig. 2.16) amplasate fizic pe aceleași cercuri la unghiurile α_1' și α_2' față de aceeași rază de referință. În acord cu (2.40) sunt valabile relațiile:

$$\begin{cases} R_1^x(0) = m_1 \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \cos \alpha_1 + m_1' \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \cos \alpha_1' \\ R_1^y(0) = m_1 \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \sin \alpha_1 + m_1' \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \sin \alpha_1' \\ R_2^x(0) = m_2 \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \cos \alpha_2 + m_2' \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \cos \alpha_2' \\ R_2^y(0) = m_2 \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \sin \alpha_2 + m_2' \cdot \omega^2 \cdot r \cdot \sin \alpha_2' \end{cases} \quad (2.49)$$

Înlocuind (2.49) în (2.47) obținem sistemul:

$$\begin{bmatrix} S_{A_s}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') & S_{B_s}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') & 0 & 0 \\ S_{A_c}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') & S_{B_c}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{A_s}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') & S_{B_s}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') \\ 0 & 0 & S_{A_c}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') & S_{B_c}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{1A} \\ c_{1B} \\ c_{2A} \\ c_{2B} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} m_1 \omega^2 r \cdot \cos \alpha_1 + m_1' \omega^2 r \cdot \cos \alpha_1' \\ m_1 \omega^2 r \cdot \sin \alpha_1 + m_1' \omega^2 r \cdot \sin \alpha_1' \\ m_2 \omega^2 r \cdot \cos \alpha_2 + m_2' \omega^2 r \cdot \cos \alpha_2' \\ m_2 \omega^2 r \cdot \sin \alpha_2 + m_2' \omega^2 r \cdot \sin \alpha_2' \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

S-a notat cu:

$$S_{A_s}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') = \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d)$$

$$S_{B_s}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') = \sum_{i=0}^{p_e-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \sin(\omega \cdot i \cdot h_d)$$

$$S_{A_c}^x(m_1', m_2', \alpha_1', \alpha_2') = \sum_{i=0}^{p_e-1} F_A^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d)$$

$$S_{B_c}^x(m_1^i, m_2^i, \alpha_1^i, \alpha_2^i) = \sum_{i=0}^{p_c-1} F_B^x(i \cdot h_d) \cdot \cos(\omega \cdot i \cdot h_d)$$

Considerând efectuată o primă determinare pentru $m_1^i = 0$ și $m_2^i = 0$, din (2.50) rezultă:

$$\begin{bmatrix} S_{A_s}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) & S_{B_s}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) & 0 & 0 \\ S_{A_c}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) & S_{B_c}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{A_s}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) & S_{B_s}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) \\ 0 & 0 & S_{A_c}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) & S_{B_c}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{1A} \\ c_{1B} \\ c_{2A} \\ c_{2B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \omega^2 r \cdot \cos \alpha_1 \\ m_1 \omega^2 r \cdot \sin \alpha_1 \\ m_2 \omega^2 r \cdot \cos \alpha_2 \\ m_2 \omega^2 r \cdot \sin \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Axa de referință față de care se raportează unghiurile $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_1^i$ și α_2^i fiind arbitrară, se poate considera $\alpha_1^i = 0$. Amplasând m_2^i la $\pi/2$ radiani față de aceasta rezultă $\alpha_2^i = \pi/2$. Pentru acest caz (2.50) devine:

$$\begin{bmatrix} S_{A_s}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) & S_{B_s}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) & 0 & 0 \\ S_{A_c}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) & S_{B_c}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{A_s}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) & S_{B_s}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) \\ 0 & 0 & S_{A_c}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) & S_{B_c}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{1A} \\ c_{1B} \\ c_{2A} \\ c_{2B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \omega^2 r \cdot \cos \alpha_1 + m_1^i \omega^2 r \\ m_1 \omega^2 r \cdot \sin \alpha_1 \\ m_2 \omega^2 r \cdot \cos \alpha_2 \\ m_2 \omega^2 r \cdot \sin \alpha_2 + m_2^i \omega^2 r \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Scăzând membru cu membru din (2.52) egalitatea (2.51), se obține:

$$\begin{bmatrix} \Delta S_{A_s}^x & \Delta S_{B_s}^x & 0 & 0 \\ \Delta S_{A_c}^x & \Delta S_{B_c}^x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta S_{A_s}^x & \Delta S_{B_s}^x \\ 0 & 0 & \Delta S_{A_c}^x & \Delta S_{B_c}^x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{1A} \\ c_{1B} \\ c_{2A} \\ c_{2B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1^i \omega^2 r \\ 0 \\ 0 \\ m_2^i \omega^2 r \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

unde:

$$\Delta S_{A_s}^x = S_{A_s}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) - S_{A_s}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i),$$

$$\Delta S_{B_s}^x = S_{B_s}^x(m_1^i, m_2^i, 0, \pi/2) - S_{B_s}^x(0,0,\alpha_1^i,\alpha_2^i),$$

$$\Delta S_{A'c}^x = S_{A'c}^x(m'_1, m'_2, 0, \pi/2) - S_{A'c}^x(0, 0, \alpha'_1, \alpha'_2),$$

$$\Delta S_{B'c}^x = S_{B'c}^x(m'_1, m'_2, 0, \pi/2) - S_{B'c}^x(0, 0, \alpha'_1, \alpha'_2).$$

Prin rezolvarea sistemului (2.53) se obțin următoarele formule de calcul ale celor patru coeficienți:

$$c_{1A} = \frac{\Delta S_{B'c}^x m'_1 \omega^2 r}{\Delta S_{A's}^x \Delta S_{B'c}^x - \Delta S_{A'c}^x \Delta S_{B's}^x}; \quad c_{1B} = -\frac{\Delta S_{A'c}^x m'_1 \omega^2 r}{\Delta S_{A's}^x \Delta S_{B'c}^x - \Delta S_{A'c}^x \Delta S_{B's}^x};$$

$$c_{2A} = -\frac{\Delta S_{B's}^x m'_2 \omega^2 r}{\Delta S_{A's}^x \Delta S_{B'c}^x - \Delta S_{A'c}^x \Delta S_{B's}^x}; \quad c_{2B} = \frac{\Delta S_{A's}^x m'_2 \omega^2 r}{\Delta S_{A's}^x \Delta S_{B'c}^x - \Delta S_{A'c}^x \Delta S_{B's}^x}. \quad (2.54)$$

Potrivit calculelor anterioare rezultatele sunt valabile în ipoteza:

- $\omega = \text{constant}$ (ceea ce justifică utilizarea lagărelor magnetice) și
- o poziționare relativă precisă a maselor m'_1 și m'_2 astfel încât $\alpha'_2 - \alpha'_1 = \pi/2$.

Momentul în care sunt achiziționate $F_{A'}^x$ și $F_{B'}^x$, face ca valoarea lui i să devină referință pentru toate rotoarele din seria respectivă (pentru a fi valabile relațiile deduse).

2.4.2.4 Programe de validare a procedurii dublei lansări

În Anexa 2.2 este prezentat listingul programului sursă care implementează relațiile prezentate mai sus pentru mașina de echilibrat roți auto din fig. 2.7, iar în Anexa 2.3 este dat programul Matlab utilizat la calculul dezechilibrului prin procedeele dublei lansări, analizat în paragraful anterior.

2.4.2.5 Aspecte de implementare a metodei de determinare a dezechilibrului

În practică s-au constatat următoarele influențe tehnologice în calibrarea mașinilor de echilibrat cu rotoare rigide cu traductoare piezoelectrice și lagăre cu rulmenți:

- Calitatea rulmenților influențează semnalul dat de traductoare (fig.2.18(a)4(d)).
- Strângerea traductoarelor în punctele de fixare duce la distorsionarea semnalului (asimetrie a semnalului sinusoidal) (fig.2.18(b)).
- Între forța instantanee și valoarea ei indicată de traductoare există un defazaj ce depinde de proprietățile materialului din care este realizată mașina și de caracteristicile senzorilor (fig.2.18(c)).
- Electronica necesară prelucrării semnalelor introduce defazaj (fig.2.18(d)).

Aceste elemente, precum și dimensiunile geometrice ale mașinii impun reglaje proprii pentru fiecare echipament, chiar dacă se fabrică în serie.

Fig. 2.18 arată semnalul forțelor în cele două lagăre, achiziționat în 128 eșantioane pe rotație, la mașina din fig. 2.7 (nefiltrat-imaginile din stânga și filtrat prin mediere-imaginile din dreapta), pentru diferite valori și poziții ale dezechilibrului.

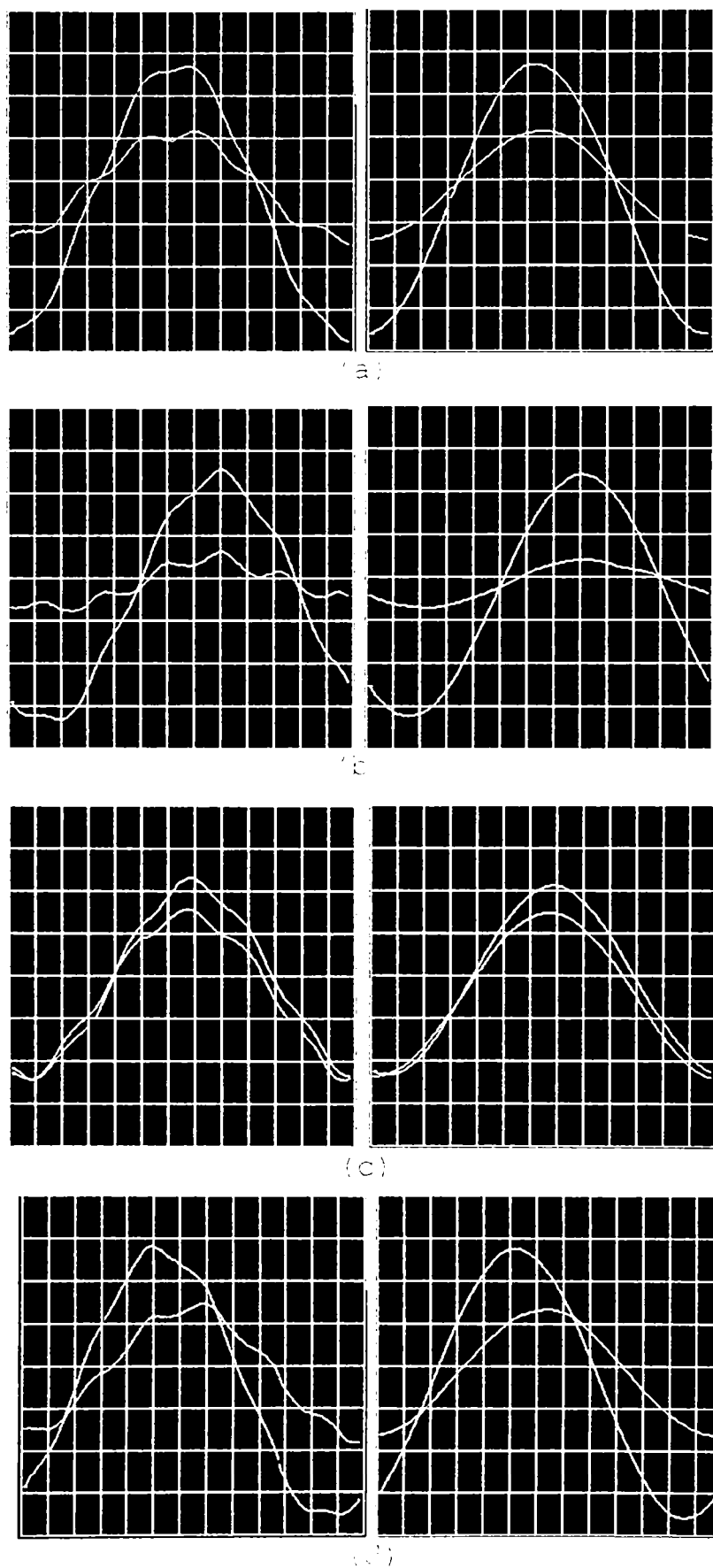


Fig. 2.18 Semnalele traductoarelor piezoelectrice

Alte cerințe rezultate din procedeul de măsurare și de care trebuie ținut seamă pentru a realiza o mașină de echilibrat performantă sunt:

- precizia de poziționare a masei de echilibrare pe rotor, sau a masei de proba în cazul calibrării mașinii, influențează rezultatul final, mai ales în cazul rotoarelor de dimensiuni mici;
- problemele de sincronizare în preluarea semnalelor trebuie tratate cu maximă atenție, altfel se obțin rezultate complet eronate, în special privind poziția dezechilibrului pe rotor;
- nu sunt permise pierderi de eșantioane în cadrul achiziției, acestea influențând negativ rezultatul demodulării sincrone numerice, prezentată în § 2.4.2.2.
- turația ω , la care se achiziționează mărimile necesare determinării dezechilibrului, trebuie să fie constantă. Altfel, impun utilizarea unor sisteme de reglare a turației pentru a

atinge ω dorit (vezi § 3.4.) și lagăre magnetice.

Toate aspectele menționate pun în evidență complexitatea de probleme care apar la realizarea unui echipament destinat echilibrării rotoarelor. Odată realizat acesta trebuie calibrat, adus în gama de precizie impusă de standarde. Sunt astfel necesare dispozitive, echipamente și operații specifice.

În cazul mașinii din fig. 2.7 se utilizează un sistem de achiziție cu două canale analog numerice pe 10 biți (pentru semnalele de la senzorii piezoelectrice) și două canale digitale (care preiau poziția de la traductorul de poziție). Aceste informații sunt transmise serial unui PC, pe care rulează un program dedicat acestui scop. Cu ajutorul unui rotor standard, pe care se crează dezechilibre cunoscute în poziții cunoscute (față de o poziție de referință), montat pe mașină, se realizează calibrarea. Operația constă în egalizarea sensibilității celor două canale, ajustarea amplificărilor, reglajul defazajului.

Scopul final al calibrării se atinge atunci când indicațiile furnizate de afișajul cu cristale lichide al mașinii, coincide cu situația creată cu ajutorul rotorului standard, indicată și de PC.

Evident, dacă pe mașină se vor echilibra mai multe tipuri de rotoare, indicațiile mașinii trebuie să corespundă fiecărui rotor standard din fiecare tip de rotoare.

Prin utilizarea lagărelor magnetice, deși trebuie păstrate condițiile de achiziție a semnalelor, apar însă alte avantaje:

- achiziția se poate face pe durata a mai multe rotații, deoarece practic frecarea este nulă și deci turația poate fi considerată constantă; este astfel posibilă filtrarea prin mediere a semnalului achiziționat pentru un număr mai mare de rotații;
- sistemele cu levitare permit controlul amplitudinii solicitărilor din lagăre prin pretensionări, obținând astfel o mașină ce poate fi făcută mai mult sau mai puțin sensibilă;
- spre deosebire de mașinile clasice, unde informația privind dezechilibrul se preia în mod indirect măsurând deformația sau deplasarea suportului axului cu rotor, la cele cu lagăre magnetice se determină deplasarea axului în lagăre, care este proporțională cu forțele cauzate de excentricități. Acest lucru este admis (proporționalitatea forțe-deplasări) în [KNO 96] și probat în capitolul IV.

2.4.3 Echilibrarea rotoarelor flexibile

2.4.3.1 Solicitări deformante ale rotoarelor flexibile

Problematika echilibrării rotorului flexibil, sau echilibrarea în mai multe plane, este situația în care se consideră efectul dinamic al dezechilibrului, interacțiunea elasticității rotorului, a elasticității lagărelor și a amortizării.

Se consideră cazul ideal al unui disc de masă m_R montat pe un arbore elastic, de masă neglijabilă, ce se rotește în lagăre simplu rezemate. În fig. 2.19 s-a reprezentat ansamblul rotor-arbore, vederea laterală a acestuia în situația când încă nu se învârtă ($\omega=0$), dar și atunci când se rotește cu turația sub ω_{nl} și peste aceasta. Centrul de greutate C_g al rotorului este marcat pe figură cu o cruciuliță, capătul arborelui este reprezentat printr-un cerc, iar printr-un punct îngroșat situat în centrul arborelui s-a reprezentat centrul de echilibru (definit ca punctul în care linia ce unește centrele celor două lagăre intersectează planul dus perpendicular pe ea prin centrul de greutate al discului).

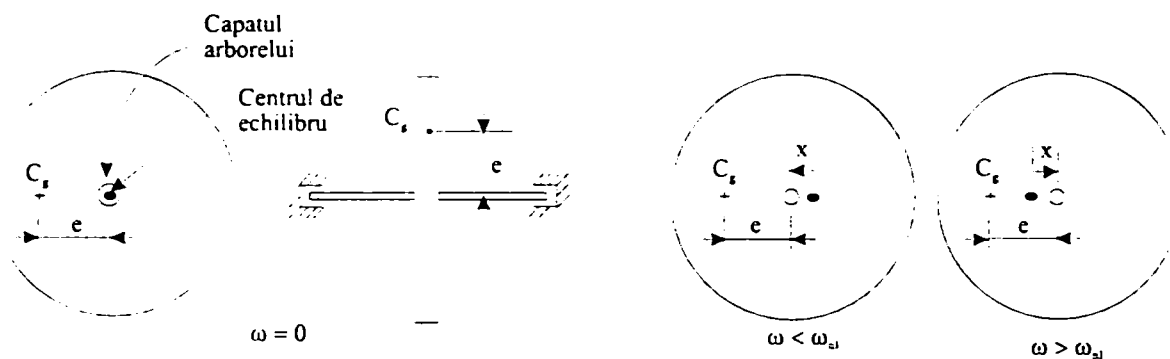


Fig.2.19 Disc cu arbore elastic

Se presupune acum că discul începe să se rotească. Asupra centrului de greutate va acționa o forță centrifugă care îl deplasează față de centrul de echilibru, prin deformarea arborelui cu cantitatea x , dând naștere în arbore la o forță elastică de reacțiune. Condițiile de echilibru cer ca la orice viteză unghiulară ω , între forța centrifugă $m_R(x + e)\omega^2$ și cea elastică $K_e x$ să existe relația:

$$K_e \cdot x = m(x + e)\omega^2 \quad \Rightarrow \quad x = \frac{me\omega^2}{K_e - m\omega^2} = \frac{e \left(\frac{\omega}{\omega_{nl}} \right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{nl}} \right)^2} \quad (2.55)$$

în care x este deformația arborelui (distanța măsurată radial între centrul de echilibru și axa arborelui aflat în mișcare de rotație), iar K_e este constanta elastică a arborelui, $\omega_{nl} = \sqrt{K_e/m}$ pulsația naturală (ω_{nl} nu este altceva decât pulsația proprie a vibrațiilor de încovoiere sub

acțiunea forței elastice a arborelui), iar e este distanța de la axa arborelui la centrul de greutate (excentricitatea).

Pentru $\omega < \omega_{nl}$ se consideră $x > 0$ și punctul C_g este mai depărtat (se află la distanța $x+e$) de linia lagărelor arborelui.

Pentru $\omega > \omega_{nl}$ avem $x < 0$ și deplasarea punctului C_g este inversă, adică spre linia lagărelor, iar dacă $\omega \rightarrow \infty$ punctul C_g se așează pe linia lagărelor.

Pentru $\omega = \omega_{nl}$ săgeata x (2.55) devine infinit de mare. Apare fenomenul de rezonanță care este periculos. Din acest punct de vedere viteza unghiulară $\omega = \omega_{nl} = \omega_{cr}$ se numește *viteză unghiulară critică*. Deci viteza unghiulară critică a unui arbore, pe care este montat un volant, este egală cu pulsația proprie a vibrațiilor de încovoiere ale arborelui încărcat. Corespunzător,

$$\text{turația critică a arborelui este } n_{cr} = \frac{30}{\pi} \omega_{cr} \text{ rot/min.}$$

În fig. 2.20 s-au reprezentat cu linie continuă variațiile forțelor centrifuge și cu linie

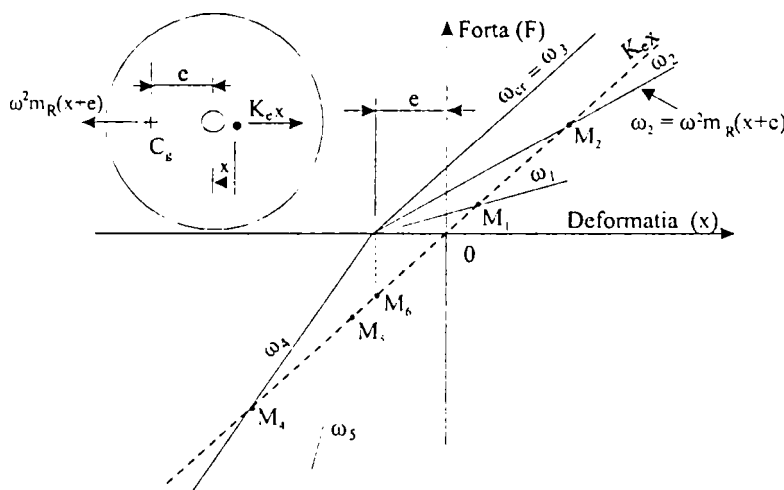


Fig.2.20 Comportarea unui rotor sub, la și peste turația critică

întrerupă variația forței elastice pentru diferite viteze unghiulare ($\omega_1 < \omega_2 < \omega_3 < \omega_4 < \omega_5$), în funcție de deformația x . Punctul de intersecție M_i al liniilor ce reprezintă cele două forțe corespunde condiției de echilibru a rotorului la o viteză ω_i dată. Pentru acest caz ideal, pe măsură ce ω_i crește ($\omega_i < \omega_{nl}$), punctul M_i se deplasează, x_i crește, deci

echilibrul se stabilește la săgeți tot mai mari până ce, pentru $\omega = \omega_3$ (viteză unghiulară critică), M_i este aruncat la plus infinit. Viteza unghiulară critică a unui sistem în mișcare de rotație corespunde pulsației de rezonanță [BUZ 80] a sistemului.

La viteze unghiulare din ce în ce mai mari decât ω_3 ($= \omega_{cr}$), punctul M_i se deplasează de la minus infinit spre M_6 , deoarece deformația x_i se apropie de valoarea $-e$, adică rotorul va tinde să se rotească în jurul centrului său de greutate. Acest proces prin care rotorul tinde să se învârtască în jurul propriului său centru de greutate, la viteze unghiulare mai mari decât prima sau cea mai joasă viteză unghiulară critică, se numește autocentrare [MAC 45]. Există mașini care utilizează acest fenomen pentru echilibrare, urmată de executarea găurilor de centrare și

apoi de prelucrarea mecanică (spre exemplu la arborii cotiți forjați, se poate micșora dezechilibrarea inițială înainte de strunjirea fusurilor folosind acest procedeu).

Ecuțiile diferențiale ce caracterizează vibrațiile transversale ale arborilor flexibili permit și determinarea vitezelor critice [TIM 55], [MAR 56]; totuși fenomenele pe care le reprezintă nu sunt aceleași. Diferența esențială - ca fenomen fizic - constă în faptul că rotoarele flexibile nu vibrează de fapt pe toată lungimea lor, când ating o viteză unghiulară critică. Aceasta se poate arăta printr-o experiență cu sistemul arbore-disc-lagăr din fig. 2.19. Se presupune că pe suprafața arborelui, într-o zonă aflată lângă rotor, s-a lipit longitudinal un traductor tensometric. În această poziție, el va fi sensibil la orice vibrație transversală a arborelui. Semnalul dat de traductorul tensometric poate fi preluat cu ajutorul unui colector cu inele. Pe măsură ce viteza unghiulară crește, atingând și depășind pe cea critică, deformația specifică măsurată va crește și ea ajungând la un maxim la viteza unghiulară critică și apoi, la viteze mai mari va descrește, tinzând asimptotic către zero odată cu atingerea unei anumite viteze unghiulare. Cu excepția unor componente (aleatorii) având frecvențe diferite de cea cu care se rotește arborele, nu se va mai observa nici o altă vibrație (variație sinusoidală a deformației), ceea ce indică faptul că deformația specifică măsurată în acel punct poate fi considerată statică în raport cu respectiva viteză unghiulară.

Deoarece la viteza critică sau în apropierea acesteia, în punctul analizat al arborelui nu există un efort unitar alternativ suprapus peste unul static, rezultă că amortizarea produsă de materialul însuși nu poate ajuta efectiv la limitarea deformațiilor foarte mari ale ansamblului arbore-rotor. În schimb, în cazul vibrației transversale ale aceluiași ansamblu la frecvența de rezonanță, amortizarea dată de către lagăre și suporturile lor capătă o importanță mare. Factorii care limitează amplitudinea la turații critice sunt în special neliniaritatea proprietăților elastice ale arborelui (rotorului flexibil) și amortizarea în lagăre. Folosind lagăre magnetice (ale căror proprietăți se pot controla dinamic) se poate diminua, sau chiar anula fenomenul vibratoriu [BUR 88], [HER 96].

În realitate sistemul rotor-lagăre vibrează și la o altă frecvență decât cea corespunzătoare turației critice (uneori foarte mult diferită), datorită acțiunii dinamice a filmului de lubrifiant. Există două fenomene vibratorii [HAR 69] distincte: unul denumit "vârtej la semifrecvență" și altul denumit "galop de rezonanță". Vârtejul poate să apară la rotoare relativ rigide la orice turație; el are o frecvență a vibrației având aproximativ jumătate din frecvența cu care se învârtește rotorul. Galopul de rezonanță poate să apară la rotoarele flexibile, la frecvențe aproximativ egale cu dublul primei frecvențe critice a sistemului rotor-lagăre. El are o frecvență a vibrației egală sau foarte apropiată de prima frecvență critică.

Această prezentare a problemelor specifice arborilor flexibili, împreună cu alte aspecte abordate în paragrafele următoare, deschid direcții de cercetare privind utilizarea lagărelor magnetice pentru compensarea vibrațiilor în cazul unor echipamente având în componență astfel de sisteme (arbori flexibili sprijiniți în lagăre magnetice).

2.4.3.2 Turația critică - Efectul rigidității rotorului și a lagărelor

Rigiditatea rotorului, a lagărelor sale și a suportului lagărelor, influențează turația critică într-un mod complex. În fig. 2.21 se arată, schematic, modurile⁴ (deformarea elastică) arborelui (rotorului) de o anumită rigiditate, corelate cu variația rigidității lagărului și a suportului lui, atunci când turația variază.

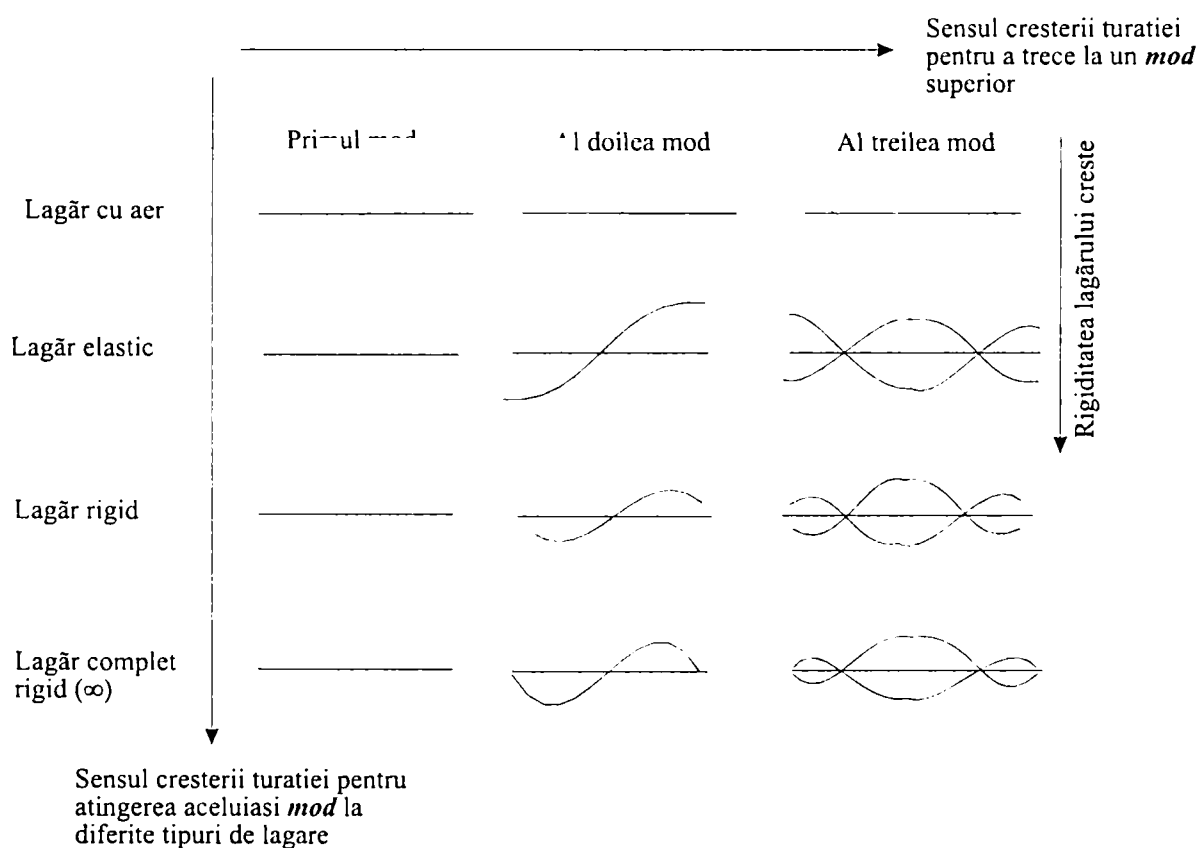


Fig.2.21 Modurile arborelui corelate cu rigiditatea rotorului, a lagărului și a variației turației

Termenii "lagăr rigid", "lagăr elastic" sau "rotor rigid", "rotor flexibil" sunt noțiuni relative deoarece, pentru diferite turații, aceleași lagăre și rotoare pot apărea fie ca elastice, respectiv flexibile, fie ca rigide. Diagramele de deformare elastică a arborelui prezentate în fig. 2.21 [HAR 69] arată, de exemplu, că prima turație critică a unui rotor rezemat pe lagăre cu aer va apărea la o viteză de rotație mai joasă decât cea a aceluiași rotor rezemat pe un lagăr aproape

⁴ Prin mod se înțelege forma de undă staționară pe care o ia arborele la o anumită turație. Modul N_m are $N_m - 1$ noduri și N_m ventre.

rigid cu ungere fluidă; de asemenea prima turație critică crește odată cu rigiditatea rotorului. Forma pe care o ia arborele în cele două cazuri va fi de asemenea diferită.

Deoarece chiar și un rotor perfect echilibrat poate prezenta deformații foarte mari la turațiile critice, problemele de echilibrare și de turații critice trebuie analizate separat. Pe de o parte însă, toleranțele normale stabilite pentru fabricație, exclud posibilitatea obținerii unui rotor ideal și ca urmare, dezechilibrarea contribuie și ea la deformarea rotorului, agravând problema deja existentă a turației critice. Pe de altă parte, este posibilă simplificarea problemei echilibrării folosind turația critică, care într-adevăr poate face ca un rotor să fie considerat flexibil în loc de rigid la o valoare mai mare a vitezei de rotație.

2.4.3.3 Calculul turațiilor critice

Turațiile critice pot fi calculate cu diferite grade de precizie, care depind în mare măsură de precizia cu care sunt cunoscute proprietățile elastice și de amortizare ale sistemului rotor-lagăr. Dacă se cunosc foarte puține detalii privind lagărele, atunci rotorul poate fi considerat ca o grindă simplu rezemată, căreia i se calculează frecvența proprie a vibrațiilor transversale. Astfel pentru sistemul disc-arbore fără masă, discutat anterior, dacă discul este așezat la mijlocul deschiderii și arborele are secțiunea transversală constantă:

$$\omega_{cr} = \sqrt{\frac{48EJg}{Gl^3}} \quad (2.56)$$

unde: ω_{cr} este prima viteză unghiulară critică, măsurată în rad/s; E - modulul de elasticitate al materialului $\langle N/m^2 \rangle$; J - momentul de inerție al secțiunii transversale $\langle m^4 \rangle$; g - accelerația gravitațională $\langle m/s^2 \rangle$; G - greutatea discului $\langle N \rangle$; l - distanța între lagăre $\langle m \rangle$.

Ecuția (2.56) s-a stabilit [BUZ-79] considerând că doar arborele este elastic, neglijând efectele dinamice produse în lagăre și în suportul acestora.

Analize mai complete și mai exacte pentru determinarea turațiilor critice și pentru studierea

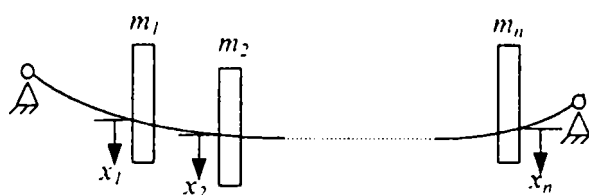


Fig.2.22 Arbore elastic cu n volanți

problemelor de stabilitate se pot găsi în literatura de specialitate [BUC 73]. Multe metode aproximative, folosite în practică, încep cu calculul proprietăților elastice și de amortizare ale lagărelor, considerând apoi ansamblul rotor-lagăre ca un sistem oscilant cu parametri concentrați [MAR 56].

Să considerăm cazul unui arbore elastic, de masă neglijabilă, pe care sunt montați excentric un număr de n volanți (fig.2.22) având masele m_i ($i=1, 2, \dots, n$). Vom admite că în poziția de echilibru static arborele deformat și centrele de

greutate ale tuturor volanților se găsesc în același plan vertical. Vibrațiile de încovoiere se produc tot în acest plan. Scriind ecuațiile diferențiale ale vibrațiilor de încovoiere (considerate perpendiculare pe arbore) cu ajutorul coeficienților de influență, rezultă:

$$x_i = - \sum_{j=1}^n p_{ij} m_j \ddot{x}_j \quad , \quad (i, j = 1, 2, \dots, n) \tag{2.57}$$

unde x_i, x_j – deplasări (săgeți); $p_{ij} = p_{ji}$ coeficienți de influență care depind de lungimea arborelui, de modul lui de rezemare, precum și de pozițiile volanților și sunt cunoscuți din rezistența materialelor [BUZ 80].

Soluțiile sistemului (2.57) sunt de forma:

$$x_i = A_i \sin(\omega t + \varphi) \quad , \quad (i = 1, 2, \dots, n)$$

iar determinantul sistemului (2.57) Δ este:

$$\Delta = \begin{bmatrix} \alpha_{11} m_1 \omega^2 - 1 & \alpha_{12} m_2 \omega^2 & \dots & \alpha_{1n} m_n \omega^2 \\ \alpha_{21} m_1 \omega^2 & \alpha_{22} m_2 \omega^2 - 1 & \dots & \alpha_{2n} m_n \omega^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{i1} m_1 \omega^2 & \alpha_{i2} m_2 \omega^2 & \dots & \alpha_{in} m_n \omega^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{n1} m_1 \omega^2 & \alpha_{n2} m_2 \omega^2 & \dots & \alpha_{nn} m_n \omega^2 - 1 \end{bmatrix} = 0 \tag{2.58}$$

unde α_{ij} ($i, j=1, 2, \dots, n$) sunt coeficienți ce rezultă în urma calculelor.

Deplasările (săgețile) x_i devin infinit de mari la rezonanță, ceea ce înseamnă o situație critică. Acest lucru se întâmplă pentru valorile lui ω care fac ca $\Delta=0$. Ele se numesc viteze unghiulare critice. Prin urmare, problema determinării turațiilor critice se reduce la aceea a determinării pulsațiilor proprii ale vibrațiilor de încovoiere.

2.4.3.4 Metode propriu-zise de echilibrare a rotoarelor flexibile

2.4.3.4.1 Bazele matematice

Considerăm rotorul din fig. 2.23. Sistemul $Oxyz$ este legat de rotor, originea acestuia fiind situată în unul din lagăre. Ecuația parametrică a axei lui este dată de relațiile:

$$x = x(z, \omega); \quad y = y(z, \omega) \tag{2.59}$$

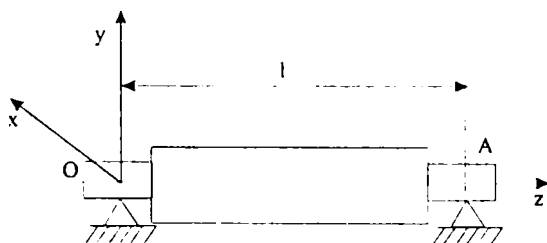


Fig.2.23 Rotor flexibil într-un sistem rectangular $Oxyz$

Pentru echilibrarea rotorului este necesar să determinăm excentricitatea $e(z)$ în fiecare punct al lui (excentricitate distribuită) și apoi, fie prin adăugare, fie prin îndepărtare de material, să o anulăm. Excentricitatea $e(z)$ se poate descompune pe cele două direcții perpendiculare Ox și Oy sub forma:

$$e_x = e_x(z); \quad e_y = e_y(z) \quad (2.60)$$

În cele ce urmează vom determina excentricitatea e_y , calculele pentru cealaltă componentă fiind asemănătoare; metoda de calcul se prezintă în [ROI 78].

Din teoria elementelor elastice se știe că curbura C_K , a axei Oz a rotorului flexibil în fiecare punct de pe lungimea sa, este:

$$C_K = \frac{1}{\rho} = \frac{y''}{[1 + (y')^2]^{3/2}} \quad (2.61)$$

unde:

$$y' = \frac{dy}{dz}, \quad y'' = \frac{d^2 y}{dz^2}$$

sunt derivatele întâi și a doua în raport cu z ale coordonatei y a axei sale, iar ρ_k - raza curburii.

Momentul de curbura al forțelor de dezechilibru, este dat de relația:

$$M = \frac{y''}{[1 + (y')^2]^{3/2}} E \cdot J(z) = C_K \cdot E \cdot J(z) = \frac{1}{\rho_k} E \cdot J(z) \quad (2.62)$$

în care E este modulul de elasticitate, iar $J(z)$ momentul de inerție.

Forța de dezechilibru în planul perpendicular pe axa Oz , este dată de derivata de ordinul întâi în raport cu z a momentului de curbura:

$$Q_d = \frac{dM}{dz}, \quad (2.63)$$

iar intensitatea solicitării distribuite în fiecare punct al axei Oz este dată de derivata de ordinul doi în raport cu z a momentului de curbura:

$$q_d = \frac{d^2 M}{dz^2} = m \omega^2 (y + e_y) \quad (2.64)$$

În relațiile de mai sus, în cazul general, toate mărimile care intervin sunt dependente de coordonata z , mai puțin viteza unghiulară.

Din relațiile (2.61), (2.62) și (2.64) se obține:

$$m(z) \omega^2 [y(z, \omega) + e_y(z)] = [C_K(z, \omega)]'' E \cdot J(z) + 2[C_K(z, \omega)]' [E \cdot J(z)]' + C_K(z, \omega) [E \cdot J(z)]'' \quad (2.65)$$

derivatele fiind în raport cu z .

Notăm:

$$\alpha_1(z) = \frac{[E \cdot J(z)]''}{m(z)}; \quad \alpha_2(z) = 2 \frac{[E \cdot J(z)]'}{m(z)}; \quad \alpha_3(z) = \frac{E \cdot J(z)}{m(z)} \quad (2.66)$$

Ecuția (2.65) devine:

-

$$\alpha_1(z).C_K(z, \omega) + \alpha_2(z).[C_K(z, \omega)]' + \alpha_3(z)[C_K(z, \omega)]'' - \omega^2 e_y(z) = \omega^2 y(z, \omega) \quad (2.67)$$

Presupunând că putem determina încovoierea axului $y(z)$ rezultă că în ecuația (2.67) avem patru elemente necunoscute $\alpha_1(z), \alpha_2(z), \alpha_3(z)$ și $e_y(z)$. Pentru a le calcula, se determină încovoierea axului la patru frecvențe diferite și se rezolvă sistemul obținut prin scrierea relației (2.67) pentru cele patru frecvențe.

Analog se determină și componenta e_x putând calcula, în final, excentricitatea distribuită $e(z)$.

Pentru determinarea valorii masei distribuite $m(z)$, pornim de la relațiile (2.66). Prin derivarea lui $\alpha_3(z)$ se obține:

$$\frac{d\alpha_3}{dz} = \frac{m(EJ)' - m'EJ}{m^2} = \frac{\alpha_2}{2} - \frac{\alpha_3}{m} \frac{dm}{dz} \quad (2.68)$$

Din (2.68) rezultă:

$$d\alpha_3 = \frac{\alpha_2}{2} dz - \alpha_3 \frac{dm}{m} \Rightarrow \frac{dm}{m} = -\frac{d\alpha_3}{\alpha_3} + \frac{\alpha_2}{2\alpha_3} dz$$

De unde:

$$m(z) = \frac{1}{\alpha_3} \exp\left[\int \frac{\alpha_2}{2\alpha_3} dz\right] \quad (2.69)$$

Cunoscând masa dezechilibrantă distribuită și excentricitatea distribuită, se poate determina corecția de masă distribuită și locul de amplasare pe suprafața rotorului.

Metoda prezentată mai sus se bazează pe cunoașterea încovoierii axei rotorului în orice punct de-a lungul axei Oz . Acest lucru, în practică, este foarte greu de realizat deoarece numărul de traductoare plasate pe lungimea rotorului este limitat. Pe de altă parte corecția de masă ar trebui făcută pe toată suprafața rotorului prin aplicarea unei benzi cu distribuția de masă dată de relația (2.69). Și acest lucru este aproape imposibil de realizat în practică și total ineficient datorită manoperei foarte ridicate și a timpului îndelungat, care conduc la o echilibrare costisitoare.

În practică s-au căutat metode care să permită echilibrarea rotorului prin măsurarea încovoierii axei lui de rotație în câteva puncte, iar corecțiile de masă să se facă într-un număr finit de plane de corecție (echilibrare) plasate transversal pe axa rotorului.

A. Metoda modală de echilibrare a rotoarelor flexibile – aspecte calitative

Metoda modală presupune echilibrarea rotoarelor flexibile în raport cu formele oscilațiilor libere, adică cu modurile arborelui. Modulului j ($j=1, \dots, k$) al unui rotor ce se învârtă uniform în jurul axei Oz (vezi fig. 2.21.), i se atașează funcția caracteristică $\Phi_j(z)$. Aceste funcții

caracteristice sunt ortogonale (formând o bază de vectori) și permit scrierea excentricității distribuite $e(z)$ sub forma:

$$e(z) = \sum b_j \phi_j(z) \quad (2.70)$$

Metodele de echilibrare modală se bazează pe anularea fiecărei componente modale a excentricității $e(z)$. Aceasta presupune să determinăm un set de mase discrete m_i plasate la distanțele z_i de originea O a sistemului și la o depărtare r_i de axa de rotație Oz . Pentru ca să se anuleze componenta modală k a dezvoltării lui $e(z)$ este necesar să fie îndeplinită relația:

$$b_k + \sum \frac{m_i r_i \phi_k(z_i)}{Q} = 0 \quad (2.71)$$

unde Q este factorul de normalizare (are dimensiuni de masă) pentru funcțiile caracteristice.

Anularea unei componente modale nu trebuie să conducă la excitarea altora. Astfel, la condiția (2.71) trebuie adăugate următoarele relații:

$$\sum m_i r_i \phi_j(z_i) = 0, \quad j = \overline{1, \infty}, \quad j \neq k \quad (2.72)$$

cu ϕ_j notându-se oricare din celelalte moduri diferite de k .

În practică, deoarece rotoarele au o viteză maximă de lucru, este suficient ca echilibrarea să conducă la anularea tuturor componentelor modale aflate sub această viteză și eventual a unul sau două moduri deasupra ei. Presupunem că dorim să anulăm primele N forme modale ale rotorului. În cazul în care primele $N-1$ moduri au fost deja anulate, pentru a anula și modul N , este necesar să rezolvăm un sistem de N ecuații cu n necunoscute. Cele N ecuații se obțin particularizând (2.71) pentru componenta modală N și (2.72) pentru primele $N-1$ moduri, adică $j = \overline{1, N-1}$. Ca necunoscute se consideră cele n produse $m_i r_i$.

Mărimile Q și b_N care intervin în ecuația asemănătoare cu (2.71) se determină experimental, prin porniri cu mase de probă. În general coordonatele z_i sunt cunoscute datorită alegerii inițiale a planelor de echilibrare. Pentru ca sistemul să fie compatibil este necesar ca în principiu n să fie mai mare sau egal cu N , iar pentru un sistem compatibil unic determinat este necesar ca numărul de plane de echilibrare să fie egal cu numărul modurilor ce se doresc a fi anulate ($n=N$).

În cele de mai sus s-a considerat rotorul ca fiind neechilibrat la turație foarte joasă, la care nu se manifestă caracterul flexibil al acestuia. În cazul în care acest lucru a fost făcut, este necesar ca la sistemul de mai sus să se adauge două ecuații care determină păstrarea echilibrării rotorului considerat rigid:

$$\sum m_i r_i = 0 \quad (2.73)$$

$$\sum m_i r_i z_i = 0 \quad (2.74)$$

Este necesar în acest caz un sistem de $N+2$ mase de corecție, ce se vor amplasa în tot atâtea plane de echilibrare. Cvasianalitic metoda este prezentată în Anexa 2.4.

În practică, de cele mai multe ori se cere echilibrarea primelor trei moduri. În [BAR 70] se prezintă sistemele de greutate și modul lor de amplasare de-a lungul unui rotor simetric față de axa Oz (vezi Tabelul 2.1).

Coordonatele z_i , $i = \overline{1,5}$ sunt alese arbitrar de-a lungul axei Oz și reprezintă coordonatele planelor de amplasare a greutăților. Calculul coeficienților K_{ij} ($i, j=1, \dots, 5$) corespunzători fiecărui mod în parte se face pe baza relațiilor:

$$K_{31} = -\frac{\Delta_{53}}{\Delta_{51}}; \quad K_{33} = -\frac{\Delta_{31}}{\Delta_{51}} \quad (2.75)$$

$$K_{41} = -\frac{\phi_1(z_3) \Delta_{42} + \phi_1(z_4) \Delta_{25} + \phi_1(z_2) \Delta_{54}}{\phi_1(z_3) \Delta_{41} + \phi_1(z_4) \Delta_{15} + \phi_1(z_1) \Delta_{54}} \quad (2.76)$$

$$K_{43} = -\frac{\phi_1(z_3) \Delta_{21} + \phi_1(z_2) \Delta_{15} + \phi_1(z_1) \Delta_{52}}{\phi_1(z_3) \Delta_{41} + \phi_1(z_4) \Delta_{15} + \phi_1(z_1) \Delta_{54}} \quad (2.76')$$

$$K_{44} = -\frac{\phi_1(z_4) \Delta_{21} + \phi_1(z_2) \Delta_{12} + \phi_1(z_1) \Delta_{24}}{\phi_1(z_3) \Delta_{41} + \phi_1(z_4) \Delta_{15} + \phi_1(z_1) \Delta_{54}} \quad (2.76'')$$

Tabelul 2.1

Tipul dezechilibrului	Schema de amplasare a greutăților					
statică		+1	-	-	-	+1
tip cuplu		+1	-	-	-	-1
modul I		K_{31}	-	+1	-	K_{33}
modul II		K_{41}	+1	-	K_{43}	K_{44}
modul III		K_{51}	K_{52}	+1	K_{54}	K_{55}

și

$$\begin{aligned}
K_{51} &= - \frac{\Delta_{23}(A_{43}B_{53} - A_{53}B_{43}) + \Delta_{43}(A_{53}B_{23} - A_{23}B_{53}) + \Delta_{53}(A_{23}B_{43} - A_{43}B_{23})}{\Delta_{21}(A_{41}B_{51} - A_{51}B_{41}) + \Delta_{41}(A_{51}B_{21} - A_{21}B_{51}) + \Delta_{51}(A_{21}B_{41} - A_{41}B_{21})} \\
K_{52} &= - \frac{\Delta_{31}(A_{41}B_{51} - A_{51}B_{41}) + \Delta_{41}(A_{51}B_{31} - A_{31}B_{51}) + \Delta_{51}(A_{31}B_{41} - A_{41}B_{31})}{\Delta_{21}(A_{41}B_{51} - A_{51}B_{41}) + \Delta_{41}(A_{51}B_{21} - A_{21}B_{51}) + \Delta_{51}(A_{21}B_{41} - A_{41}B_{21})} \\
K_{54} &= - \frac{\Delta_{21}(A_{31}B_{51} - A_{51}B_{31}) + \Delta_{31}(A_{51}B_{21} - A_{21}B_{51}) + \Delta_{51}(A_{21}B_{31} - A_{31}B_{21})}{\Delta_{21}(A_{41}B_{51} - A_{51}B_{41}) + \Delta_{41}(A_{51}B_{21} - A_{21}B_{51}) + \Delta_{51}(A_{21}B_{41} - A_{41}B_{21})} \\
K_{55} &= - \frac{\Delta_{21}(A_{41}B_{31} - A_{31}B_{41}) + \Delta_{41}(A_{31}B_{21} - A_{21}B_{31}) + \Delta_{31}(A_{21}B_{41} - A_{41}B_{21})}{\Delta_{21}(A_{41}B_{51} - A_{51}B_{41}) + \Delta_{41}(A_{51}B_{21} - A_{21}B_{51}) + \Delta_{51}(A_{21}B_{41} - A_{41}B_{21})}
\end{aligned} \tag{2.77}$$

unde:

$$\begin{aligned}
\Delta_{ij} &= z_i - z_j \\
A_{ij} &= \phi_1(z_i) - \phi_1(z_j) \\
B_{ij} &= \phi_2(z_i) - \phi_2(z_j), \quad i, j = \overline{1, 5}
\end{aligned}$$

Dacă distanțele dintre planele de corecție se iau egale, astfel încât cele 5 plane de corecție să împartă rotorul în patru părți de lungimi egale, relațiile (2.75), (2.76) și (2.77) se simplifică mult.

În considerațiile prezentate s-au presupus cunoscute funcțiile caracteristice $\Phi_j(z)$ ale fiecărui mod. Dacă acest lucru nu e posibil, datorită complexității rotorului, atunci se recomandă efectuarea măsurărilor în apropierea fiecărei viteze critice pentru stabilirea modului. În acest caz forma axei rotorului aproximează funcția caracteristică $\Phi_j(z)$. În [LEV 73] se propune o metodă de echilibrare ce nu necesită nici cunoașterea formelor proprii ale rotorului și nici lucrul în apropierea vitezelor critice. Metoda se bazează pe utilizarea seriilor Fourier și este prezentată principal în Anexa 2.4.

O analiză a avantajelor și dezavantajelor utilizării metodei modale de echilibrare a rotoarelor flexibile se face în [DAR 87]. Astfel, principalele avantaje care pot fi evidențiate sunt:

- a) numărul de porniri în vederea echilibrării la turația cea mai ridicată este minim;
- b) se poate obține o sensibilitate ridicată la echilibrarea la turația cea mai ridicată;
- c) este posibilă echilibrarea unui anumit mod fără a fi afectate alte moduri (de obicei interesează cele mai joase);
- d) procedura poate fi realizată empiric, singurul lucru cunoscut fiind caracterul modal de răspuns al rotorului dezechilibrat. Totuși, în practica actuală, mai des se utilizează determinarea analitică a formelor modale decât cea empirică.

Principalele dezavantaje ale metodei sunt:

a) ipoteza că modurile de vibrație sunt planare s-ar putea să nu fie valabilă în sisteme de rotoare cu un grad important de amortizare, sau în care se manifestă efecte de interacțiune între lagăre.

b) în cele mai multe cazuri se cere o cunoaștere precisă a dinamicii sistemului.

c) utilizarea metodei reclamă un operator foarte competent, cu experiență în domeniu.

d) echilibrarea se bazează pe măsurările vibrațiilor provenite de la unul sau doi senzori pentru un anumit mod, ceea ce poate duce la erori cu privire la o echilibrare uniformă a rotorului.

e) în cele mai multe cazuri nu se pretează procesului de automatizare și nu se poate utiliza ușor în activitatea productivă.

f) adesea, în cazul echilibrării unui anumit mod, urmărindu-se doar neexcitarea modurilor mai joase, se ajunge la excitarea unor moduri mai înalte decât cel supus echilibrării (în teorie se arată că se poate elimina acest neajuns prin adăugarea unor plane de echilibrare suplimentare).

B. Metoda coeficienților de influență pentru echilibrarea rotoarelor flexibile

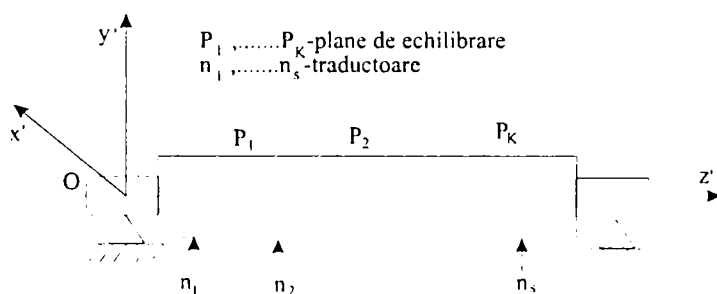


Fig.2.24 Rotor flexibil

În cazul utilizării coeficienților de influență pentru echilibrarea rotoarelor flexibile se consideră că dezechilibrul este concentrat în anumite plane transversale pe axa rotorului numite plane de echilibrare, sau de corecție. În fig. 2.24 se

prezintă un rotor flexibil pe care s-au ales K plane de echilibrare. Numărul celor K plane este mai mare sau egal cu suma dintre numărul vitezelor critice aflate sub viteza de lucru și numărul de rezeme [GOL 78], iar poziția lor de-a lungul axei rotorului este stabilită funcție de posibilitățile de aplicare a maselor de corecție.

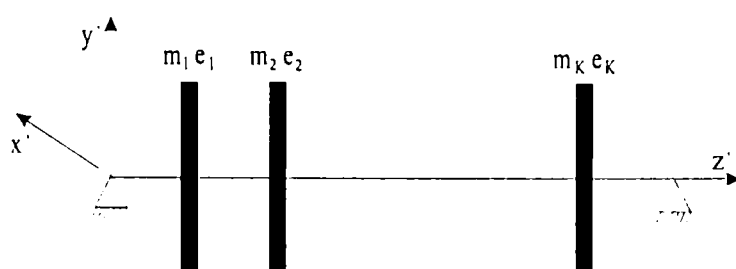


Fig.2.25 Echivalentul unui rotor flexibil

Dacă nu există restricții din acest punct de vedere, atunci se pot alege arbitrar coordonatele z_λ, (λ = 1, K) ale planelor P_λ. Pentru dezvoltarea metodei se presupune că rotorul poate fi echivalat cu un sistem cu

parametrii concentrați alcătuit din discuri plasate pe un ax de masă neglijabilă (fig. 2.25).

Fiecare disc are masa m_λ iar centrul de greutate $C_{g\lambda}$ se află situat față de axa Oz' la o distanță al cărei modul s-a notat cu $e_\lambda (\lambda = \overline{I, K})$.

Sistemul Oxy se rotește în jurul axei Oz' cu viteza unghiulară a rotorului ω . În fig. 2.26 s-a

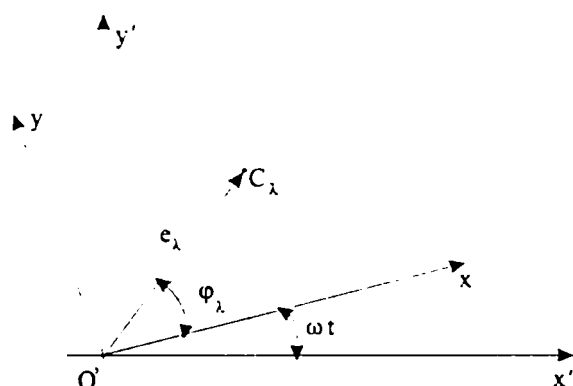


Fig.2.26 Poziția centrului de greutate C_j al discului j față de $x'Oy'$ - fix și xOy legat de rotor

considerat că nu s-a produs nici o deformare a axei rotorului. La apariția unei încovoieri originile celor două sisteme, prezentate, nu mai coincid. Dezechilibrul discului λ îl vom nota prin vectorul \vec{w}_λ al cărui modul și fază sunt date de relața:

$$\vec{w}_\lambda = m_\lambda e_\lambda \cdot e^{j\phi_\lambda} \tag{2.78}$$

Revenind la fig. 2.24, remarcăm că de-a lungul rotorului au fost plasate n_s traductoare.

În planele P_λ , vibrațiile măsurate după direcția

fixă Ox' de către traductoare au frecvența egală cu cea de rotație a sistemului și sunt de forma:

$$x_\lambda = x_{m\lambda} \cos(\omega t + \beta_\lambda) \tag{2.79}$$

În sistemul legat de rotor, lor le corespunde un dezechilibru caracterizat de vectorul de dezechilibru \vec{v}_λ al cărui modul și fază sunt:

$$\vec{v}_\lambda = x_{m\lambda} \cdot e^{j\beta_\lambda} \tag{2.80}$$

Utilizarea metodei de echilibrare pe baza coeficienților de influență se poate face dacă sunt îndeplinite următoarele două ipoteze [DAR 86].

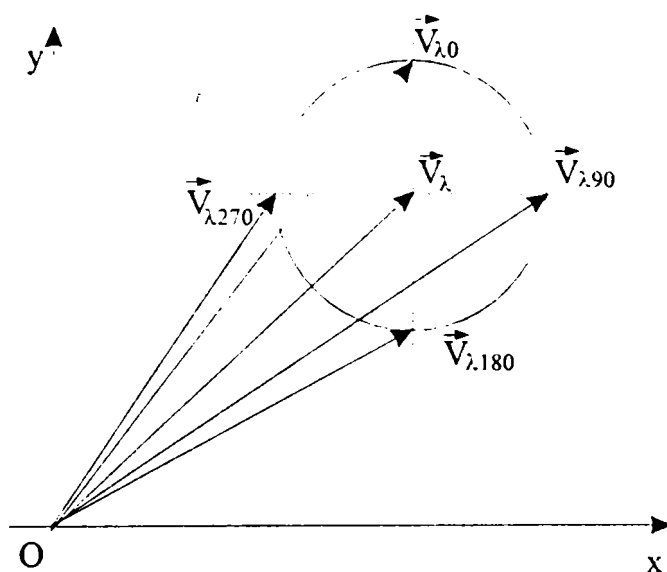


Fig.2.27 Vectori de dezechilibru

Prima ipoteză, presupune că vectorii de dezechilibru sunt proporționali cu excentricitatea produsă de o masă plasată arbitrar de-a lungul rotorului. Verificarea îndeplinirii acestei condiții, de linearitate a sistemului, se poate face relativ simplu [IUL 70]. Astfel, se măsoară vectorii de dezechilibru \vec{v}_λ , în cazul în care în planul λ s-a plasat o greutate de probă, succesiv în poziții diferite cu 90° . Reprezentând vectorii de dezechilibru obținuți (vezi fig.

2.27), vârfurile acestora trebuie să se situeze pe circumferința unui cerc în puncte diametral opuse.

În sistemele în care se constată neliniarități importante este necesar ca echilibrarea să se facă gradat, pe porțiuni în care se poate considera îndeplinită ipoteza de mai sus.

A doua ipoteză se referă la respectarea principiului superpoziției care, în acest caz, ne arată că mai multe excentricități de masă, discrete, amplasate de-a lungul rotorului, determină într-un punct un vector de dezechilibru egal cu rezultanta vectorilor de dezechilibru obținuți pentru fiecare excentricitate de masă în parte.

În [ROI 70], [BRA 73] se arată că pentru sistemul din fig.2.25, dacă neglijăm efectul giroscopic, proiecțiile încovoierii axului în planele Oyz și respectiv Oxz într-un punct i , $i = \overline{1, n_s}$ au forma:

$$y_i = \sum m_\lambda p_{i\lambda} \omega^2 (y_\lambda + e_{y\lambda}) \quad (2.81)$$

$$x_i = \sum m_\lambda p_{i\lambda} \omega^2 (x_\lambda + e_{x\lambda}) \quad (2.82)$$

unde $p_{i\lambda}$ - coeficient de influență.

Se observă că avem un sistem linear de ecuații algebrice. Rezolvându-l și ținând cont că y_i și x_i sunt proporționale cu proiecțiile vectorului de dezechilibru \bar{v}_i pe axele Oy și Ox putem scrie:

$$\bar{v}_i = \sum \bar{p}_{i\lambda} \bar{w}_\lambda, i = \overline{1, n_s} \quad (2.83)$$

unde $\bar{p}_{i\lambda}$ - coeficient de influență vectorial.

Pentru echilibrarea sistemului sunt necesare n măsurări de vibrații pentru a determina comportarea rotorului. În general cele n valori se obțin de la cele n_s traductoare, pentru fiecare din cele n_ω viteze de echilibrare astfel că:

$$n = n_s \cdot n_\omega \quad (2.84)$$

Procedura de echilibrare nu reclamă utilizarea acelorași senzori pentru fiecare viteză de echilibrare și nici măcar același număr de senzori pentru fiecare viteză de echilibrare.

Dacă vectorii de dezechilibru îi scriem sub forma unei matrici coloană n -dimensionale V , sistemul (2.83) se poate scrie sub forma matriceală:

$$V = A \cdot W \quad (2.85)$$

unde A - matricea coeficienților de influență având dimensiunea $n \times K$ formată din coeficienții $p_{i\lambda}$ ce depind și de frecvența de rotație a rotorului, W - matrice coloană K -dimensională a dezechilibrelor concentrate w_λ .

Coeficienții $p_{i\lambda}$ se determină practic prin aplicarea a câte unei mase de probă pe rând în fiecare plan de corecție și măsurarea corespunzătoare a celor n vectori de dezechilibru. Formula de calcul este:

$$p_{i\lambda} = \frac{v_{i\lambda} - v_{i0}}{t_{\lambda}} \quad (2.86)$$

unde: v_{i0} - dezechilibrul inițial, corespunzător celei de-a i -a măsurări de vibrație,

$v_{i\lambda}$ - dezechilibrul corespunzător celei de-a i -a măsurare de vibrație dacă în planul λ s-a instalat o greutate de probă,

t_{λ} - este o valoare complexă ce caracterizează poziția masei de probă în sistemul de coordonate legat de rotor (vectorul \bar{w}_{λ} față de sistemul de coordonate fix).

Rezultă că sunt necesare $(K+1)$ porniri de probă (inclusiv cea pentru determinarea vectorilor de dezechilibru inițiali).

După determinarea coeficienților de influență practic se cere rezolvarea unei ecuații în care necunoscute au rămas elementele unei matrici coloană K -dimensionale, W_m :

$$A \cdot W_m + V_0 = 0 \quad (2.87)$$

unde prin V_0 s-a notat matricea n dimensională a vectorilor de dezechilibru inițiali.

Rezolvarea ecuației (2.87) presupune evidențierea a două cazuri.

- În primul caz dacă $n = K$ adică numărul de măsurări este egal cu numărul planelor de echilibrare se obține:

$$W_m = -A^{-1}V_0 \quad (2.88)$$

cu condiția ca:

$$\det(A) \neq 0 \quad (2.89)$$

unde A^{-1} reprezintă matricea inversă a coeficienților de influență.

- Cel de-al doilea caz de rezolvare a ei este situația în care numărul de măsurări este mai mare decât numărul planelor de echilibrare ($n > K$). În general dezechilibrul rotorului nu va putea fi adus la zero ci doar minimizat sub anumite valori, dictate de clasele de echilibrare corespunzătoare fiecărui rotor și aplicație în parte. Dacă notăm matricea n - dimensională a vectorilor de dezechilibru obținuți în urma aplicării corecției cu ε , putem scrie:

$$AW_m + V_0 = \varepsilon \quad (2.90)$$

Elementele matricii ε le vom nota cu ε_i , $i = \overline{1, n}$. Aceste elemente reprezintă eroarea de echilibrare rezultată din imposibilitatea rezolvării exacte a ecuației (2.87). Pentru a aprecia

calitatea echilibrării se introduce o funcție Φ_e a cărei valoare minimă determină rezolvarea sistemului (2.87) cu erori minime.

În literatură nu există un consens cu privire la expresia funcției de calitate Φ_e . În Anexa 2.5 sunt evidențiate diferite expresii (existente în literatura de specialitate) ale funcției de calitate Φ_e .

Avantajele utilizării metodei de echilibrare cu ajutorul coeficienților de influență sunt [DAR 87]:

- a) se poate ușor automatiza și de asemenea e posibilă utilizarea calculatorului
- b) sunt necesare cunoștințe inițiale minime cu privire la dinamica rotorului
- c) permite obținerea unor erori pătratice minime indiferent de numărul de traductoare de vibrații utilizate
- d) se pot evalua și compensa erorile de măsurare.

Principalele dezavantaje subliniate în același articol sunt:

- a) este necesară utilizarea unui număr mare de pomiri la viteze ridicate de echilibrare
- b) dacă modurile mai joase nu sînt suficient echilibrate, este dificil de realizat măsurări precise în apropierea modurilor înalte.
- c) pot exista plane de echilibrare neindependențe, ceea ce nu va conduce la o echilibrare a rotorului.

C. Metoda unificată de echilibrare a rotoarelor flexibile

Metoda unificată de echilibrare a rotoarelor flexibile, prezentată în [DAR 87], își propune să combine cele două metode prezentate mai sus astfel încât să elimine dezavantajele lor și în același timp să permită obținerea avantajelor specificate în paragrafele anterioare. Metoda se bazează pe utilizarea corecțiilor de masă sub forma unui set modal. Determinarea maselor necesită cunoștințe minime legate de dinamica rotorului și se face prin metode experimentale.

Presupunem că dorim echilibrarea unui rotor de tipul celui din fig. 2.24 adică avem K plane de echilibrare și posibilitatea de a măsura n vectori de dezechilibru.

Metoda unificată realizează echilibrarea fiecărei forme modale în parte, în ordinea crescătoare a turațiilor caracteristice. Vom considera că au fost deja echilibrate primele $K-1$ forme modale. Echilibrarea formei modale K va trebui să conserve starea de echilibrare a celorlalte moduri. Scriind ecuația (2.85) pentru $n-1$ vectori de dezechilibru ce caracterizează primele $K-1$ moduri de vibrație avem:

$$V_{n-1} = A \cdot W = 0 \quad (2.91)$$

unde A - matricea coeficienților de influență având dimensiunea $(n-1) \times K$

W - matricea coloană K -dimensională a dezechilibrelor din planele $P_\lambda, (\lambda = 1, \dots, K)$

Considerăm vectorul coloană al dezechilibrului, w_K , parametru al sistemului (2.91) și vom determina celelalte dezechilibre funcție de acest parametru. Relația (2.91) o putem scrie sub forma:

$$A' \cdot W' + A_K \cdot w_K = 0 \quad (2.92)$$

unde A' - matricea coeficienților de influență având dimensiunea $(n-1) \times (K-1)$.

W' - matrice coloană $(K-1)$ dimensională

A_K - matrice coloană $(n-1)$ dimensională, provenită prin extragerea coloanei K din matricea A

w_K - dezechilibrul din planul K .

Pentru rezolvarea ecuației (2.92) avem două cazuri. În primul caz considerăm matricea A' pătratică adică:

$$n - 1 = K - 1 \quad \text{sau} \quad n = K \quad (2.93)$$

Rezultă că:

$$W' = -[A']^{-1} A_K \cdot w_K \quad (2.94)$$

cu condiția ca:

$$\det(A') \neq 0 \quad (2.95)$$

Matricea coloană W' ne arată modul de distribuție a dezechilibrului în planele $P_1 \div P_{(K-1)}$ funcție de dezechilibrul din planul K . Setul de dezechilibre astfel obținut îl vom numi *set modal de dezechilibru*.

Neîndeplinirea condiției (2.93) ne conduce la cel de-al doilea caz de rezolvare a ecuației (2.92):

$$n - 1 > K - 1 \quad \text{sau} \quad n > K \quad (2.96)$$

În această situație se utilizează o procedură de determinare a setului modal de dezechilibru pe baza obținerii erorilor pătratice minime. Ținând cont de considerațiile legate de stabilirea funcției de calitate Φ_e pe baza relației⁵ (a2.1) și de soluția găsită, (a2.2), în cazul ecuației (2.92) avem:

$$W' = -\left(A'^T \cdot A'\right)^{-1} A'^T \cdot A_K \cdot w_K \quad (2.97)$$

Dacă însă dorim să minimizăm amplitudinea maximă a vectorilor de dezechilibru reziduali, pornind de la relațiile (a2.3), (a2.4) obținem:

⁵ Relațiile cu litera a în față se găsesc într-o anexă; în cazul de față în Anexa 2.5.

$$W'' = -\left(A'^T C_p A'\right)^{-1} A'^T \cdot C_p \cdot w_K \quad (2.98)$$

unde C_p este o matrice pătratică $(n-1)$ dimensională ale cărei elemente $c_{ii}, i = \overline{1, n-1}$, de pe diagonala principală se obțin cu relația (a2.5) după p iterații.

Din cele de mai sus se observă că obținerea setului modal de dezechilibre depinde de dezechilibrul din planul K și de matricea coeficienților de influență. Pentru determinarea matricii coeficienților de influență se folosește procedura expusă la punctul B din § 2.4.3.3, obținându-se elementele lui A' și A_K . Remarcăm faptul că sunt necesare măsurări în apropierea modurilor mai joase decât cel care se echilibrează.

Pasul următor în procesul de echilibrare este să determinăm coeficienții de influență modali pe care-i notăm cu $p_i, i = \overline{1, n}$. Ei se obțin în urma măsurării vibrațiilor inițiale v_{i0} și apoi a vibrațiilor v_i după echilibrarea unui set modal de dezechilibre caracterizat de dezechilibrul t_K . Coeficienții de influență modali se obțin pe baza relației:

$$p_i = \frac{v_i - v_{i0}}{t_K} \quad (2.99)$$

Și în acest caz, analog cu modul de reducere a erorilor de determinare a coeficienților de influență prezentat în paragraful precedent, se poate utiliza și un al doilea set modal de probă. Relațiile de calcul ale coeficienților modali de influență devin asemănătoare cu formulele (a2.16) sau dacă:

$$t_K = -\dot{t}_K \quad (2.100)$$

cu relația (a2.19).

Dacă e îndeplinită relația (2.93) atunci $p_i = 0, i = \overline{1, n-1}$ și doar p_n se calculează. Dacă însă e îndeplinită inegalitatea (2.96) atunci în urma calculării tuturor coeficienților $p_i, i = \overline{1, n}$ se formează matricea coloană B , n -dimensională, a coeficienților de influență modali.

Pentru calculul dezechilibrelor ce trebuiesc introduse în planele $P_\lambda, (\lambda = 1, \dots, K)$ pentru a anula dezechilibrele inițiale este necesar să determinăm doar dezechilibrul de corecție w_{mK} , celelalte rezultând din setul modal.

În cazul $n=K$, dezechilibrul w_{mK} , se află din:

$$w_{mK} = -\frac{v_{n0}}{p_n} \quad (2.101)$$

unde v_{n0} este vectorul de dezechilibru inițial n .

Dacă $n > K$ și dorim o soluție care să aibă erori pătratice minime avem:

$$w_{mK} = - \frac{B^T \cdot V_0}{B^T \cdot B} \quad (2.102)$$

unde V_0 - matrice coloană n -dimensională a vectorilor de dezechilibru inițiali. Dacă dorim ca valoarea maximă a amplitudinii vibrațiilor reziduale să aibă un minim atunci în locul relației (2.102) se aplică formula:

$$w_{mK} = - \frac{B^T C_p V_0}{B^T C_p B} \quad (2.103)$$

matricea C_p fiind obținută în urma a p iterații.

Avantajele legate de utilizarea metodei unificate de echilibrare sunt [DAR 87]:

a) Nu este necesară cunoașterea apriorică a modurilor de vibrație ale rotorului. Este utilă o cunoaștere aproximativă a turațiilor critice.

b) Modurile se pot echilibra independent astfel încât nu e afectată echilibrarea altor moduri echilibrate anterior.

c) Față de metoda modală, forma de încovoiere a axului nu trebuie să fie planară.

d) Se pot obține sensibilități ridicate de măsurare datorită lucrului la viteze apropiate de cele critice.

e) Se utilizează un număr minim de porniri de probă la echilibrarea celui mai înalt mod.

f) Dacă o viteză de lucru e insensibilă schimbarea ei se face fără mărirea volumului de muncă în timp ce la metoda coeficienților de influență este necesară o nouă determinare a acestora.

g) Metoda se pretează producției de serie dacă se memorează coeficienții modali de influență.

Metoda prezintă dezavantajul unor calcule laborioase și a unei proceduri care la prima vedere pare complicată și neaccesibilă unui operator neinstruit. Utilizarea calculatorului și a unui program conversațional cu operatorul pot duce la eliminarea dezavantajelor de mai sus.

Un alt dezavantaj îl reprezintă necesitatea dispunerii de mase de probă cunoscute cu mare precizie și având valori într-o gamă largă. Aplicarea relațiilor de calcul a setului modal poate duce la valori ale maselor de probă ce nu se află la dispoziția operatorului ceea ce complică procesul de echilibrare.

Metodele de echilibrare ale arborilor flexibili se aplică și la arborii cotiți și la arborii cu mai multe puncte de sprijin, ținându-se seama că în general la ultimele tipuri menționate există câte un plan de echilibrare în apropierea fiecărui reazem.

Pentru celelalte tipuri de rotoare (elice, giromotoare) care fac parte dintr-o așa-numită categorie de rotoare speciale, rămâne valabilă teoria echilibrării și metodele sale, particularități

apărând în varianta constructivă a echipamentelor destinate acestor ansambluri (modul de antrenare, tipul și amplasarea senzorilor, filtrarea semnalelor, eliminarea interinfluenței dintre planele de măsurare, precum și dintre cele de echilibrare).

2.5 Concluzii

Pe baza celor prezentate privind problema echilibrării rotoarelor, se pot sublinia următoarele aspecte:

1. Echilibrarea rotoarelor este o chestiune de actualitate din cel puțin două puncte de vedere: pe de o parte pretențiile privind reducerea vibrațiilor sunt din ce în ce mai mari nivelul vibrațiilor impunându-se ca performanță de calitate, iar pe de altă parte evoluția tehnico-științifică permite noi modalități de rezolvare.

Dezechilibrul rotoarelor este o sursă importantă de vibrații pentru toate utilajele în componența cărora intră astfel de corpuri. Dezvoltarea tehnicilor de echilibrare, cu aplicații în totalitatea ramurilor de activitate, a fost imprimată de cerințele impuse tehnologiilor și echipamentelor moderne privind nivelul redus de vibrații în funcționare. Astăzi se cere și garantarea unui mers lin, fără pendulări și vibrații nedorite, pe întreg domeniul turațiilor de lucru.

Efectele dezechilibrului rotoarelor asupra mașinilor și utilajelor se manifestă prin:

- uzura pronunțată a lagărelor
- îmbătrânirea prematură a materialelor prin fenomenul de oboseală mecanică
- pierderi de energie prin vibrații
- creșterea nivelului poluării fonice
- scăderea confortului uman datorită vibrațiilor.

Spre exemplu, în cazul roților autoturismelor prin echilibrare se elimină uzura neuniformă și prematură a anvelopelor, se dublează durata de funcționare a planetarelor, pivoților și bușelor silens, se îmbunătățește confortul și se mărește siguranța în timpul conducerii.

2. Abordarea echilibrării rotoarelor reprezintă o problemă de mare complexitate analitică și tehnică; învingerea complexității presupune imaginație și reactualizarea operațiilor, inclusiv a celor de calcul.

Tehnica echilibrării constă din următoarele grupuri de operații tehnologice (atunci când echilibrarea nu se face pe utilajul în funcție):

- demontarea/montarea rotorului

- antrenarea rotorului la o anumită turație pe masina de echilibrat
- efectuarea măsurătorilor, calculul maselor reziduale și a pozițiilor acestora pe rotor
- aplicarea/extragerea maselor reziduale pe/din rotor

Toate aceste grupuri de operații au atins un anumit grad de automatizare, specific tipului de rotor și sunt supuse permanent atenției cercetătorilor datorită spectrului larg de domenii pe care le includ: robotică, control automat de turație și poziție, măsurări de precizie, senzori, prelucrări de semnale, structuri mecanice de suspensie, calcule și interpretări geometrice, depistări de interinfluențe între planele de măsurare precum și între cele de echilibrare.

Corectarea dezechilibrului rotoarelor prin intermediul unor lagăre speciale (de exemplu lagăre magnetice) poate fi un alt segment de interes în domeniul echilibrării, dar și al automatizării. Tocmai datorită acestui lucru în teză se dezvoltă problematica lagărelor magnetice pentru mașini de echilibrat.

3. În domeniul echilibrării rotoarelor sunt necesare reactualizări de standarde în concordanță cu noile tehnologii și cu cerințele de calitate care se cer în prezent prin normele de firmă.

4. Echilibrarea este mai simplă în cazul rotoarelor considerate rigide și mai dificilă pentru cele considerate elastice [IVA 92].

În acest context utilizarea lagărelor magnetice la rotoarele flexibile poate constitui un mijloc de compensare a vibrațiilor ce apar la numite turații.

Realizarea unor mașini cu lagăre adaptabile la cerințele turației rotorului, care să permită eliminarea unora din problemele enumerate, cu o interfață om-mașină amiabilă, trebuie de asemenea să constituie o preocupare viitoare, deoarece contribuie la progresul tehnologic al mai multor domenii cum ar fi: automată, mașini electrice, mecanică, măsurări și prelucrări de semnale etc.

Anexa 2.1 Program pentru determinarea vectorilor Q_1 și Q_2

```

A[0]=V10      B[0]=α0
A[1]=V20      B[1]=β0
A[2]=V11      B[2]=α1
A[3]=V21      B[3]=β1
A[4]=V12      B[4]=α2
A[5]=V22      B[5]=β2

#include <stdio.h>
#include <math.h>

float C[2][2], D[2][2], E[2][2], F[2][2], G[2][2], H[2][2], I[2][2], J[2][2];
float K[2][2], L[2][2], M[2][2], N[2][2], O[2][2], P[2][2], Q[2][2], R[2][2];
float A[6]={170, 53, 235, 58, 185, 77};
float B[6]={112, 78, 94, 68, 115, 104};
float S[2][2], T[2][2], U[2][2], V[2][2], X[2][2];
float Y1, Y2, Y3, Y4, Y5, Y6;
float tmp[2][2];
float dt;

void matadd(float rz[2][2], float x1[2][2], float x2[2][2], int md) { //0-, 2+
    rz[0][0]=x1[0][0]+(md-1)*x2[0][0];
    rz[0][1]=x1[0][1]+(md-1)*x2[0][1];
    rz[1][0]=x1[1][0]+(md-1)*x2[1][0];
    rz[1][1]=x1[1][1]+(md-1)*x2[1][1];
}

void matmul(float rz[2][2], float x1[2][2], float x2[2][2]) {
    rz[0][0]=x1[0][0]*x2[0][0]+x1[0][1]*x2[1][0];
    rz[0][1]=x1[0][0]*x2[0][1]+x1[0][1]*x2[1][1];
    rz[1][0]=x1[1][0]*x2[0][0]+x1[1][1]*x2[1][0];
    rz[1][1]=x1[1][0]*x2[0][1]+x1[1][1]*x2[1][1];
}

void matinv(float rz[2][2], float x1[2][2]) {
    dt=x1[0][0]*x1[1][1]-x1[0][1]*x1[1][0];
    rz[0][0]=1/dt*x1[1][1];
    rz[0][1]=-1/dt*x1[0][1];
    rz[1][0]=-1/dt*x1[1][0];
    rz[1][1]=1/dt*x1[0][0];
}

void main(void) {
    C[0][0]=A[0]*cos(B[0]/57);
    C[0][1]=A[0]*sin(B[0]/57);
    C[1][0]=-C[0][1];
    C[1][1]=C[0][0];

    D[0][0]=A[1]*cos(B[1]/57);
    D[0][1]=A[1]*sin(B[1]/57);
    D[1][0]=-D[0][1];
    D[1][1]=D[0][0];

    E[0][0]=A[2]*cos(B[2]/57);
    E[0][1]=A[2]*sin(B[2]/57);
    E[1][0]=-E[0][1];
    E[1][1]=E[0][0];
}

```

```

F[0][0]=A[3]*cos(B[3]/57);
F[0][1]=A[3]*sin(B[3]/57);
F[1][0]=-F[0][1];
F[1][1]=F[0][0];

```

```

G[0][0]=A[4]*cos(B[4]/57);
G[0][1]=A[4]*sin(B[4]/57);
G[1][0]=-G[0][1];
G[1][1]=G[0][0];

```

```

H[0][0]=A[5]*cos(B[5]/57);
H[0][1]=A[5]*sin(B[5]/57);
H[1][0]=-H[0][1];
H[1][1]=H[0][0];

```

```

matadd(I, E, C, 0);
matadd(J, F, D, 0);
matadd(K, G, C, 0);
matadd(L, F, D, 0);
matadd(M, H, D, 0);
matadd(N, E, C, 0);
matmul(O, D, I);
matmul(P, C, J);
matmul(Q, K, L);
matmul(R, M, N);
matadd(S, O, P, 0);
matadd(T, Q, R, 0);
matinv(U, T);
matmul(V, S, U);
matmul(I, C, M);
matmul(J, D, K);
matadd(K, I, J, 0);
matmul(X, K, U);

```

```

Y1=sqrt(V[0][0]*V[0][0]+V[0][1]*V[0][1]);
Y2=sqrt(X[0][0]*X[0][0]+X[0][1]*X[0][1]);
if (V[0][0]<0) Y3=180;
    else Y3=0;
if (X[0][0]<0) Y4=180;
    else Y4=0;
Y5=Y3+atan(V[0][1]/V[0][0])*57;
Y6=Y4+atan(X[0][1]/X[0][0])*57;
printf("\nModulul si argumentul lui Q1: %f%f", Y2, Y6);
printf("\nModulul si argumentul lui Q2: %f%f", Y1, Y5);
}

```

```

Modulul si argumentul lui Q1: 1.717581 236.077194
Modulul si argumentul lui Q2: 0.927035 121.920288

```

Anexa 2.2 Implementarea relațiilor de calcul al dezechilibrului pe o mașină dotată cu senzori piezoelectrice

Descriere generală

Sistemul de comandă a mașinii de echilibrat are la bază microcontrolerul MOTOROLA 68HC11.

Schema bloc a sistemului de calcul este prezentată în fig. A2.2.1.

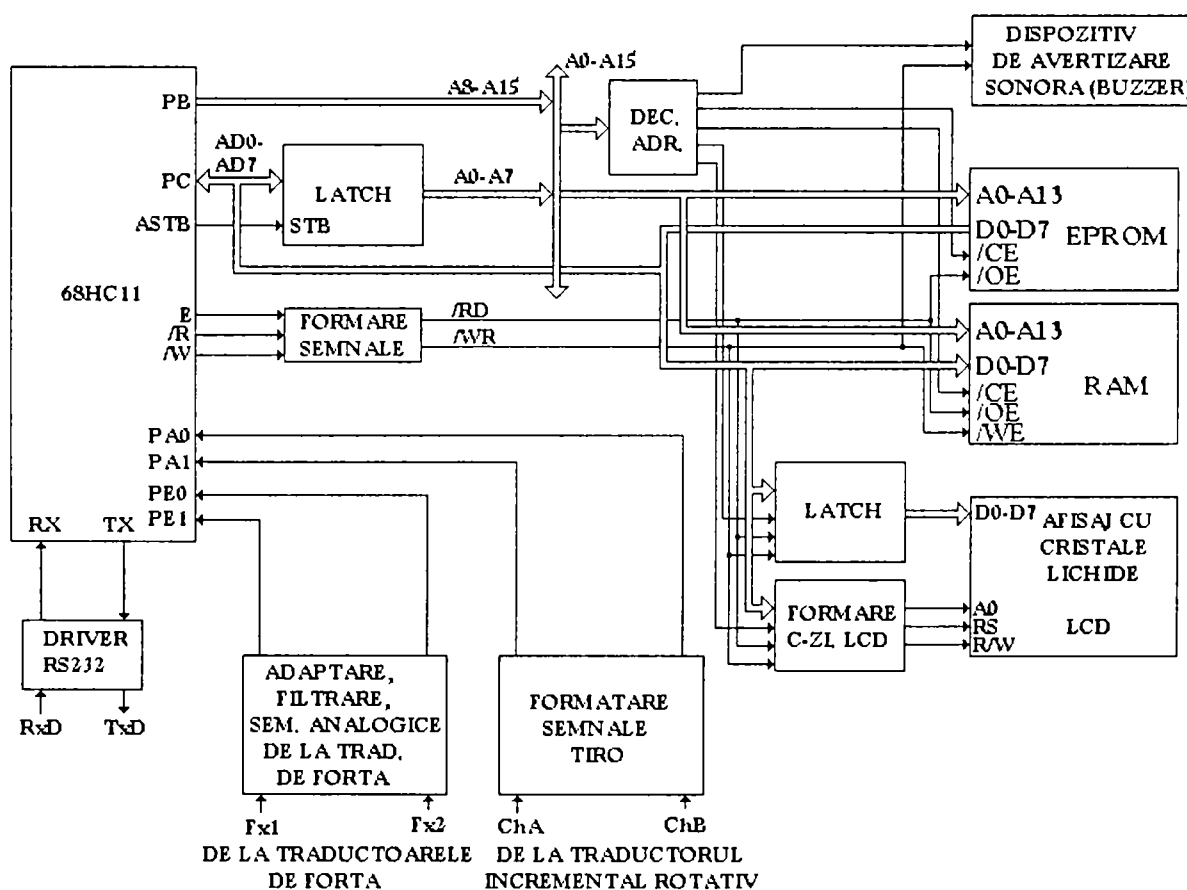


Fig. A2.2.1. Schema bloc a sistemului de comandă

Funcționarea se bazează pe achiziționarea de la traductoare a următoarelor mărimi:

a) de la traductorul incremental rotativ:

- turație roata de echilibrat;
- poziția curentă față de un punct de origine ales la inițializare.

b) de la cele două traductoare de forță:

- forțele de încovoiere din suportul lagărelor axului mașinii aflate sub cele două puncte de sprijin.

Principiul de funcționare se bazează pe implementarea unui automat secvențial cu ajutorul căruia se asigură trecerea prin următoarele stări:

Starea 0	Start accelerare
Starea 1	Așteptare atingere turație maximă de antrenare manuală
Starea 2	Așteptare instalare decelerare
Starea 3	Verificare dacă turația curentă este mai mare decât turația de achiziție a forțelor
Starea 4	Așteptare început de tură nouă
Starea 5	Achiziția semnalelor analogice provenite de la traductoarele de forță
Starea 6	Afișare turație de achiziție
Starea 7	Efectuarea calculelor și funcție de rezultate trecerea într-o nouă stare
Starea 8	Așteptare până la îndeplinirea condiției ca turația curentă este mai mică decât turația maximă de control al poziției
Starea 9	Poziționare
Starea 10	Așteptare atâta timp cât turația curentă este mai mică decât turația maximă de antrenare manuală

Diagrama stărilor este prezentată în fig. A2.2.2

Modul de operare este:

În prima fază, după montarea pe mașină a roții care se dorește a fi echilibrată, se efectuează calibrarea mașinii. Această operație constă în determinarea automată a dimensiunilor geometrice ale acesteia. Pentru calibrare (§ 2.4.2.3) se montează pe roată două greutateți etalon în poziții relative bine stabilite (pozițiile sunt stabilite la inițializare ele nefiind unice) defazate la 90° , una în planul interior și una în planul exterior. După montarea greutateților se efectuează o lansare după care se dau jos greutatețile etalon. La a doua lansare rezultatele afișate pe dispozitivul LCD sunt cele corecte putându-se trece la echilibrare. Rezultatele calibrării (constantele de proporționalitate) sunt memorate și menținute atâta timp cât nu se mai execută o nouă calibrare. Pentru echilibrare se furnizează informații legate de greutatețile care trebuiesc montate precum și poziția acestora în planul intern și în planul extern. Dacă următoarea echilibrare se efectuează pentru o roată de aceeași dimensiune geometrică nu mai este necesară operația de calibrare.

Rezultatele calculelor referitoare la greutatețile de echilibrare poate fi afișat fie cu precizie de 5 grame fie cu precizie de 1 gram.

Programul de funcționare

Programul de conducere este implementat ținând cont de modul de implementare a automatului secvențial prezentat în fig. A2.2.2

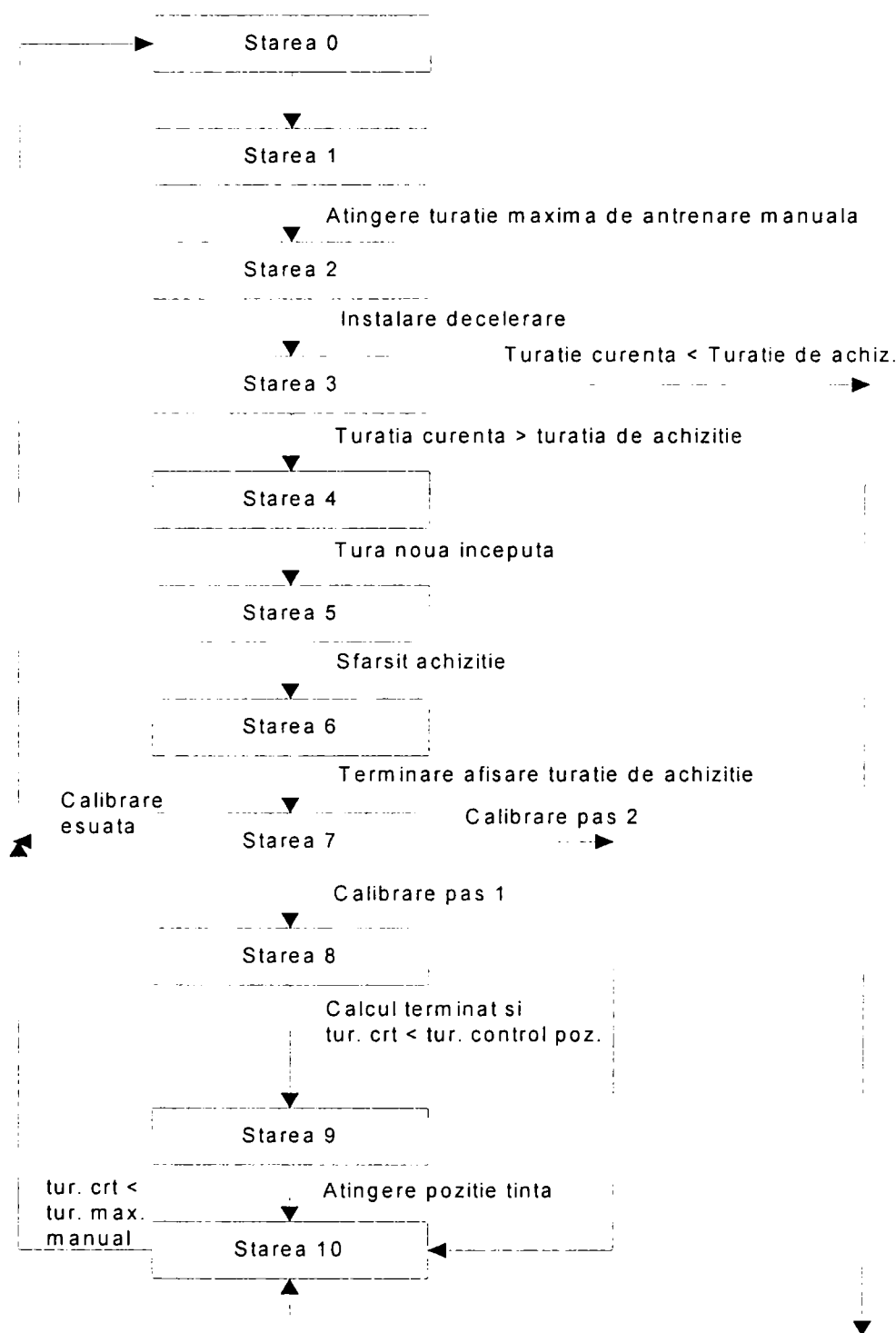


Fig. A2.2.2 Diagrama stărilor automatului secvențial

Majoritatea variabilelor implementate sunt declarate global deoarece programul este conceput să ruleze în proporție de 90% în întreruperi. Comutarea stărilor automatului secvențial nu se efectuează în funcția *main* ci se execută în rutinele de tratare a întreruperilor,

întreruperi provenite de la traductorul incremental rotativ și de la ceasul de timp real. Această tehnică asigură securizarea mărită a datelor. Din acest motiv foarte multe funcții utilizate sunt de tip *void* și nu primesc parametrii de intrare, variabilele cu care se operează fiind, după cum s-a mai spus, globale.

Variabilele utilizate în program sunt:

Typedef struct{ Unsigned char forta 1; Unsigned char forta2; } PERECHE_DE_FORTE	Structura care cuprinde forța 1 și forța 2
Typedef struct{ Unsigned char h; Unsigned char l; } P_HEXASCII	Structura pentru memorarea codurilor ASCII ale unui octet
Typedef struct{ Unsigned char hh; Unsigned char h; Unsigned char ll; Unsigned char l; } Q_HEXASCII	Structura pentru memorarea codurilor ASCII ale unui cuvânt
Unsigned char rezafismasa	Valoarea greutateii calculate pregătită pentru afișare
Float c11, c12, c21, c22	Constante de calibrare determinate în etapa de calibrare a mașinii
Float auxinit	Variabilă auxiliară
Float mcal1, macal2	Valoarea greutateilor de calibrare
Char wait[16], dai[16], laso[16], calibrare[16]	Șiruri de caractere pentru memorarea unor mesaje
Unsigned char flagus, flagus1, testare, Valoare1, valoare2, old_test	Variabile temporare
Unsigned char sens	Variabila în care se memorează sensul
Unsigned short turcrt	Variabila pentru memorarea turației curente
Unsigned short turindec	Valoarea turației maxime de antrenare manuală
Unsigned short nrimpsfiman	Numărul de impulsuri pentru sfârșitul de antrenare manuală
Unsigned short nrimpindec	Numărul de impulsuri pentru decelerare
Unsigned short nrimpincomac	Numărul de impulsuri pentru începutul domeniului de achiziție
Unsigned short nrimpsfidomac	Numărul de impulsuri pentru sfârșitul domeniului de achiziție
Unsigned short nrimpincomas	Numărul de impulsuri pentru începutul măsurării
Unsigned short nrimpsfimas	Numărul de impulsuri la sfârșitul măsurării
Unsigned short nrimpincpoz	Numărul de impulsuri pentru monitorizarea poziției
Unsigned short nrimpsfimonpoz	Numărul de impulsuri pentru sfârșitul monitorizării poziției

Unsigned short nrimpdeclnoucic	Numărul de impulsuri necesare declanșării unui nou ciclu de măsură
Unsigned short turincmas	Începutul turației de măsură
Unsigned short tursfimas	Sfârșitul turației de măsură
Float turmedmas	Turația medie măsurată
Float tur	Turația măsurată
Float T	Variabilă temporară
Float NoriTsupra60	Variabilă temporară
Float NsupraDOPI	Variabilă temporară
Unsigned char N_crt	Variabilă pentru contorizarea poziției curente
Unsigned short contachiz	Variabilă pentru memorarea constantei de achiziție
Unsigned short N1, N2	Variabile temporare
Unsigned short nrimpuicrt	Numărul curent de impulsuri
Unsigned short nrimp	Numărul de impulsuri
Unsigned short auxaux_tiro	Variabilă auxiliară
Unsigned short oldauxaux_tiro	Variabilă auxiliară
Unsigned short nrimp2MHZ	Variabilă pentru memorarea numărului de impulsuri
Unsigned short nrimpcobdomac	Variabilă pentru memorarea numărului de impulsuri venite în timp
Unsigned char contor_T_sec	Variabilă contor
Unsigned char flag_stng, flg_blink	Variabile pentru comanda afișajului LCD
Unsigned char status	Variabilă pentru memorarea stării automatului secvențial
Unsigned char cal	Variabilă intermediară pentru determinarea etapei de calibrare 1 sau 2
Unsigned char calsup	Variabilă suplimentară
Unsigned char flg_ctr, flg_tiro	Variabile pentru rutinele de tratare a întreprerilor
Unsigned char aux_achiz, aux_tiro, Aux_main	Variabile auxiliare
Unsigned char piupiu	Variabilă pentru stabilirea duratei de avertizare sonoră
Unsigned char rezgros	Rezultatul calculelor greutateilor de echilibrare cu precizie de 5 grame
Unsigned char asteptare	Variabilă auxiliară
Unsigned char durstat	Variabilă auxiliară
Int m1af, m2af	Valorile greutateilor care se afișează pe LCD
Unsigned char PSPS[8], PSNS[8], PSPD[8], PSND[8]	Șiruri pentru memorarea sectoarelor corespunzătoare poziției curente
PERECHE_FORTE set_forte[k]	Tablou pentru memorarea forțelor măsurate
Short F1Y[N], F2Y[N]	Variabile auxiliare
Float DF1X, DF1Y, DF2X, DF2Y	Constante rezultate în urma calibrării
Float auxcal, coefcal1, coefcal2	Variabile auxiliare
Float S[N], C[N]	
Float F1Xm, F1Ym, F2Xm, F2Ym	Valorile forțelor calculate
Float H1X, H1Y, H2X, H2Y	Valorile momentelor calculate
Float omega	Viteza unghiulară

Float mod_H1, mod_H2	Modulul vectorilor
Floar arg_H1, arg_H2	Argumentele calculate
Int valoare	Variabilă auxiliară
Int tasta	Variabilă auxiliară
Unsigned char numar	Variabilă auxiliară
Unsigned char D1, D2,d1,d2	Constante elastice dependente de partea mecanică. Sunt determinate off-line și programate în EEPROM
Unsigned char erachiz	Valoarea impusă erorii de achiziție

1. Funcția valabs

Funcție care întoarce valoarea absolută a unui număr real.

Prototip: float valabs(float x)

Parametrul de intrare: Float x – numărul real x a cărui valoare absolută se dorește a fi determinată

Retur: Valoarea absolută a numărului real x

2. Funcția delay

Funcție care are rolul de a asigura o anumită întârziere dată de valoarea *nc* transmisă funcției.

Prototip: void delay(unsigned short nc)

Parametrul de intrare: unsigned short nc – constantă cu care se face întârzierea

Retur: -----

3. Funcția piuie

Funcție pentru comanda dispozitivului de avertizare sonoră.

Prototip: void piuie(unsigned short per, unsigned short numimp, unsigned short durlin)

Parametrii de intrare:

unsigned short per	- perioada impulsului de comandă a dispozitivului de avertizare sonoră
unsigned short numimp	- Constanta de timp corespunzătoare comenzii dispozitivului de avertizare sonoră
unsigned short durlin	- constanta de timp corespunzătoare reluării comenzii dispozitivului de avertizare sonoră

Retur: -----

4. Funcția blink

Funcție implementată pentru comanda dispozitivului de afișare pe cristale lichide în modul de lucru blink

Prototip: void blink(void)

Parametrii de intrare: -----

Retur: -----

5. Funcția unblink

Funcție implementată pentru comanda dispozitivului de afișare pe cristale lichide în modul de lucru fără blink

Prototip: void unblink(void)

Parametrii de intrare: -----

Retur: -----

6. Funcția *clear_screen*

Funcție implementată pentru ștergerea informațiilor de pe dispozitivul de afișare cu cristale lichide.

Prototip: void clear_screen(void)

Parametrii de intrare: -----

Retur: -----

7. Funcția *print_char*

Funcție prin intermediul căreia se efectuează afișarea unui caracter la dispozitivul de afișare cu cristale lichide. Afișarea se efectuează în poziția curentă a cursorului (fără controlul poziției de afișare).

Prototip: void print_char(char character)

Parametrul de intrare: char character - codul ASCII al caracterului care se dorește a fi afișat la dispozitivul de afișare cu cristale lichide.

Retur: -----

8. Funcția *move_cursor*

Funcție prin intermediul căreia se asigură deplasarea cursorului dispozitivului de afișare cu cristale lichide într-o nouă poziție specificată.

Prototip: void move_cursor(unsigned char position)

Parametrul de intrare: unsigned char position - valoarea numerică corespunzătoare noii poziții dorite pentru cursor.

Retur: -----

9. Funcția *print_from*

Funcție prin care se efectuează afișarea unui șir de caractere ASCII, la dispozitivul de afișare cu cristale lichide, începând de la o poziție dată.

Prototip: void print_from(unsigned char poz, char *adrincsir)

Parametrii de intrare: unsigned char poz - valoarea numerică corespunzătoare noii poziții dorite pentru începerea afișării șirului de caractere

char *adrincsir - pointer către șirul de caractere ASCII ce se dorește a fi afișat la dispozitivul de afișare cu cristale lichide

Retur: -----

10. Funcția *print_from_to*

Funcție prin care se efectuează afișarea unui șir de caractere ASCII, la dispozitivul de afișare cu cristale lichide, într-un spațiu delimitat de pozițiile de început și final ale zonei de afișare.

Prototip: void print_from_to(unsigned char left_mar, unsigned char right_mar, char *string_addr)

Parametrii de intrare:

unsigned char left_mar	-	valoarea numerică corespunzătoare poziției din stânga, dorită pentru începerea afișării șirului de caractere
unsigned char right_mar	-	valoarea numerică corespunzătoare poziției din dreapta, dorită pentru sfârșitul afișării șirului de caractere
char *string_addr	-	pointer către șirul de caractere ASCII ce se dorește a fi afișat la dispozitivul de afișare cu cristale lichide

Retur: -----

11. Funcția itoa

Funcție prin care se realizează conversia unui număr întreg într-un șir de caractere ASCII.

Prototip: char *itoa(int value, char *string, int radix)

Parametrii de intrare:

int value	-	numărul întreg care se dorește a fi convertit în șir de caractere ASCII
char *string	-	pointer către șirul de caractere ASCII care conține valoarea convertită a numărului value
int radix	-	baza în care se execută conversia

Retur: pointer către șirul de caractere ASCII care conține valoarea convertită a numărului value

12. Funcția ascii

Funcție prin intermediul căreia se determină codul ASCII corespunzător unui număr sau caracter reprezentat în cod binar și reprezentat pe 4 biți.

Prototip: unsigned char ascii(unsigned char b)

Parametrul de intrare:

unsigned char b	-	numărul reprezentat în binar pe 4 biți căruia i se dorește determinarea codului ASCII
-----------------	---	---

Retur: codul ASCII al numărului b

13. Funcția bin1hexas

Funcție definită pentru obținerea a două coduri ASCII corespunzătoare tetradelor unui octet.

Prototip: P_HEXASCII bin1hexas(unsigned char b)

Parametrul de intrare:

unsigned char b	-	numărul reprezentat în binar pe 8 biți căruia i se dorește determinarea codurile ASCII ale tetradelor
-----------------	---	---

Retur: Structura care conține codurile ASCII ale tetradelor numărului b

14. Funcția bin2hexas

Funcție definită pentru obținerea a patru coduri ASCII corespunzătoare tetradelor unui cuvânt.

Prototip: Q_HEXASCII bin2hexas(unsigned char b)

Parametrul de intrare:

unsigned char b	-	numărul reprezentat în binar pe 16 biți căruia i se dorește determinarea codurile ASCII ale tetradelor
-----------------	---	--

Retur: Structura care conține codurile ASCII ale tetradelor numărului b

15. Funcția send

Funcție definită pentru transmisia a unui caracter pe linia de comunicație serială.

Prototip: void send(unsigned char c)

Parametrul de intrare: unsigned char b - caracterul care se dorește a fi transmis serial

Retur: -----

16. Funcția transm

Funcție definită pentru transmiterea serială a informațiilor sub forma INTEL-HEXA. Datele de transmis reprezintă forțele măsurate.

Prototip: void transm(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

17. Funcția achizitie

Funcție definită pentru achiziția de date de la traductoarele piezoelectrice a forțelor. Achiziția se realizează prin utilizarea convertorului analog-digital încorporat în microcontroler folosind canalele 0, 1, 2 și 3. Sfârșitul conversiei pe cele patru canale este detectat prin polling, testând bitul 7 din registrul ADCTL. Caracteristic microcontrolerului 68HC11 este faptul că bitul care semnalează sfârșitul de conversie nu este activat decât după terminarea operațiilor pe toate cele 4 canale. Modul de asignare a canalelor este următorul: canalele 0 și 2 sunt folosite pentru achiziția forței 1 iar canalele 1 și 3 pentru achiziția forței 2.

Funcția nu are parametri de intrare deoarece pentru depunerea în memorie a rezultatului conversiei se folosesc variabile globale de tip structura: PERECHE_DE_FORTE.

Prototip: void achizitie(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

18. Funcția handl_tiro

Funcție definită ca rutina de tratare a întreruperilor provenite de la traductorul incremental rotativ pentru măsurarea turației și a poziției.

În cadrul acestei funcții se urmărește: măsurarea turației roții; controlul poziției curente față de poziția de referință aleasă; controlul sensului de rotație a roții; controlul operațiilor care trebuie executate funcție de starea în care se găsește automatul secvențial care stă la baza conducerii mașinii de echilibrat. Trecerea dintr-o stare în alta se face prin măsurarea turației, element care stă la baza comutării stărilor.

Prototip: void handl_tiro(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

19. Funcția handl_crt

Funcție definită ca rutina de tratare a întreruperilor provenite de la ceasul de timp real al microcontrolerului 68HC11. Rutina este folosită pentru afișarea turației în timp real pe afișajul cu cristale lichide.

Prototip: void handl_crt(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

20. Funcția *prag_sens_poz*

Funcție implementată pentru stabilirea pragului maxim al poziției în cazul în care roata se învâрте în sens pozitiv

Prototip: unsigned char prag_sens_poz(unsigned char N_tinta, unsigned char d,
unsigned char N_max)

Parametrul de intrare: unsigned char N_tinta - Poziția țintă care se dorește a fi atinsă
unsigned char d - Pasul de deplasare
unsigned char N_max - Numărul maxim de poziții

Retur: Poziția țintă calculată

21. Funcția *prag_sens_neg*

Funcție implementată pentru stabilirea pragului maxim al poziției în cazul în care roata se învâрте în sens negativ.

Prototip: unsigned char prag_sens_neg(unsigned char N_tinta, unsigned char d,
unsigned char N_max)

Parametrul de intrare: unsigned char N_tinta - Poziția țintă care se dorește a fi atinsă
unsigned char d - Pasul de deplasare
unsigned char N_max - Numărul maxim de poziții

Retur: Poziția țintă calculată

22. Funcția *pregpoz*

Funcție implementată pentru calcul poziției în care trebuie montate greutatele pentru echilibrare.

Calculul poziției se face prin apelarea funcțiilor *prag_sens_poz* și *prag_sens_neg* funcție de poziția curentă în care se află roata care trebuie echilibrată. De asemenea în cadrul funcției se efectuează afișarea pe dispozitivul cu cristale lichide a rezultatelor obținute pentru greutatele care vor fi folosite pentru echilibrare.

Prototip: void pregpoz(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

23. Funcția *monitorpoz*

Funcție implementată pentru monitorizarea poziției curente. Poziția curentă este controlată prin intermediul traductorului incremental rotativ. Poziția curentă este comparată cu poziția țintă calculată , afișându-se pe dispozitivul de afișare sectorul în care se află roata la momentul curent. La atingerea poziției corecte pe dispozitivul de afișare apare valoarea 0 în poziția corespunzătoare, valoare care este afișată cu blink. În același timp poziția corectă este semnalizată și acustic prin intermediul dispozitivului de avertizare sonoră. Pentru afișarea pozițiilor în planele interioare și exterioare au fost definite două câmpuri de afișare și în același timp două frecvențe pentru dispozitivul de avertizare sonoră.

Prototip: void monitorpoz(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

24. Funcția detdezec

Funcție în cadrul căreia se efectuează calculele matematice pentru determinarea greutateilor necesare echilibrării și în același timp se determină și poziția în care acestea trebuie montate.

Prototip: void detdezec(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

25. Funcția initializare

În cadrul acestei funcții se asigură inițializarea: microcontrolerului 68HC11 (transmisie serială, timere, ceasul de timp real, sistemul de conversie analog-numeric etc), a dispozitivului de afișare cu cristale lichide și a variabilelor folosite în cadrul programului.

Prototip: void initializare(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

26. Funcția ee_afis

Funcție prin intermediul căreia se asigură afișarea, prin intermediul comunicației seriale, pe un calculator de tip PC a conținutului memoriei EEPROM interne a microcontrolerului 68HC11.

Prototip: void ee_afis(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

27. Funcția ees

Funcție prin intermediul căreia se dă o comandă către 68HC11, comanda referitoare la memoria EEPROM internă (scriere, citire sau verificare).

Prototip: void ees(unsigned char cda)

Parametrul de intrare: unsigned char cda - Comanda transmisă
microcontrolerului conform
specificațiilor de programare/utilizare
a memoriei EEPROM

Retur: -----

28. Funcția ee_delay

Funcție prin care se asigură o întârziere bine stabilită în timpul lucrului cu memoria EEPROM internă a microcontrolerului 68HC11.

Prototip: void ee_delay(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

29. Funcția preluare_val

Funcție care asigură preluarea prin intermediul transmisiei seriale de la un calculator de tip PC a unui șir de caractere ce reprezintă un număr.

Prototip: void preluare_val(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

30. Funcția meniu

Este implementată pentru afișarea meniului de lucru cu memoria EEPROM internă a microcontrolerului 68HC11, pe calculatorul conectat prin intermediul liniei de comunicație serială a sistemului.

Prototip: void meniu(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

31. Funcția calcul

Funcție implementată pentru calculul coeficienților de calibrare în timpul operației de calibrare. Valorile calculate în această funcție sunt folosite ca și coeficienți de proporționalitate în procesul de determinare a greutateților necesare echilibrării.

Prototip: void Calcul(void)

Parametrul de intrare: -----

Retur: -----

32. Funcția main

Este funcția principală a programului de conducere a mașinii de echilibrat. În cadrul funcției se asigură inițializarea sistemului (prin funcția Initializare) și menținerea sa în lucru (din punct de vedere software).

În Anexa este prezentat, în întregime, programul mașinii de echilibrat rotoare arătată în fig. 2.7, mașină pe care s-au efectuat înregistrările din fig. 2.17 și fig 2.18.

Anexa 2.3 Implementarea în Matlab a relațiilor de calcul al dezechilibrului

```

%
% Program de simulare a masinii de echilibrat
%
%   Initializari
%
om=62;    % pulsatia
l=0.2;    % distanta dintre lagare
l1=0.1;   % distanta dintre lagarul b si primul plan de echilibrare
c=0.12;   % latimea rotorului
d=0.34;   % diametrul
k=1000000; % coeficient de calibrare (deplasari -> forta)
%
%
dt=2*pi/om;
%
%   Extragerea datelor relevante
%
index1=1;
lim2=100000*(1+dt);
for i =100000:1:lim2
    index2=100000+round((index1-1)*dt*100000/128);
    if i==index2
        a(index1)=k*sqrt(xa(index2)^2+ya(index2)^2);
        b(index1)=k*sqrt(xb(index2)^2+yb(index2)^2);
        index1=index1+1;
    end
end
%
%   Detectia sincrona
%
sum1=0;
sum2=0;
sum3=0;
sum4=0;
for i=1:1:128
    si=sin(pi*i/64);
    co=cos(pi*i/64);
    sum1=sum1+a(i)*si;
    sum2=sum2+a(i)*co;
    sum3=sum3+b(i)*si;
    sum4=sum4+b(i)*co;
end
fay=sum1/128
fax=sum2/128
fby=sum3/128
fbx=sum4/128
%
%   Relatii geometrice
%
hax=(1+l1+c)*fax/c+(l1+c)*fbx/c;
hay=(1+l1+c)*fay/c+(l1+c)*fby/c;
hbx=(1+l1)*fax/c+l1*fbx/c;
hby=(1+l1)*fay/c+l1*fby/c;
ha=sqrt(hax*hax+hay*hay);
hb=sqrt(hbx*hbh+hby*hby);
ma=ha*2/(d*om*om) % masa de dezechilibru in planul a
mb=hb*2/(d*om*om) % masa de dezechilibru in planul b
fia=180*atan(fay/fax)/pi % defazaj plan a
fib=180*atan(fby/fbx)/pi % defazaj plan b

```

Anexa 2.4 Metoda modală de echilibrare a rotoarelor flexibile

Considerând că rotorul (axa geometrică a lui) din fig. 2.21 aflat în mișcare de rotație ia una din formele prezentate în fig. 2.19 și că excentricitatea sa $e(z)$, distribuită de-a lungul axei Oz (și care are două componente, $e_x(z)$ - în lungul axei Ox din planul xOz și $e_y(z)$ - în lungul axei Oy din planul yOz) admite un *model linear* cu cele două componente complet *separabile*, se constată că este posibilă utilizarea analizei modale pentru studiul problemelor echilibrării.

În acest scop, modului j ($j=1, \dots, k$) al rotorului ce se învârtă uniform în jurul axei Oz i se atașează funcția caracteristică $\Phi_j(z)$. Aceste funcții caracteristice sunt ortogonale (formând o bază de vectori)

$$\int A\rho(z)\phi_j(z)\phi_k(z)dz = \begin{cases} 0 & (j \neq k) \\ Q & (j = k) \end{cases} \quad (\text{a2.4.1})$$

(unde $A\rho(z)$ - masa rotorului pe unitatea de lungime; Q - factorul de normalizare a funcțiilor caracteristice cu dimensiuni de masă) și permit scrierea excentricității⁶ distribuite $e_y(z)$ și a încovoierii $y(z)$ prin relațiile:

$$e_y(z) = \sum b_{y,k}\phi_k(z) \quad (\text{a2.4.2})$$

$$y(z) = \sum a_{y,k}\phi_k(z) \quad (\text{a2.4.3})$$

În [12] se arată că relația de legătură între coeficienții $a_{y,k}$ și $b_{y,k}$ este:

$$a_{y,k} = \frac{1}{\left(\frac{\omega_k}{\omega}\right)^2 - 1 + j\frac{\beta_k}{\omega}} b_{y,k} \quad (\text{a2.4.4})$$

unde:

$$\beta_k = \int \beta(z)\phi_k^2(z)dz$$

$\beta(z)$ - coeficient de amortizare; ω_k - viteza unghiulară critică corespunzătoare modului k ; ω - viteza unghiulară a rotorului.

Dacă se neglijează efectul amortizării ($\beta_k = 0$) obținem:

$$a_{y,k} = \frac{1}{\left(\frac{\omega_k}{\omega}\right)^2 - 1} b_{y,k} \quad (\text{a2.4.5})$$

și deci componentele modale ale încovoierii se află în același plan longitudinal cu componentele modale ale excentricității.

Metodele de echilibrare modală se bazează pe anularea fiecărei componente modale a excentricității $e(z)$. Aceasta presupune să determinăm un set de mase discrete m_i plasate la

⁶ Se analizează doar componenta $e_y(z)$, lucrurile fiind la fel și pentru $e_x(z)$.

distanțele z_i de originea O a sistemului și la o depărtare r_i de axa de rotație Oz . Pentru ca să se anuleze componenta modală k a dezvoltării lui $e_y(z)$ e necesar să fie îndeplinită relația:

$$b_{ik} + \sum \frac{m_i r_i \phi_k(z_i)}{Q} = 0 \quad (\text{a2.4.6})$$

unde Q este masa rotorului după echilibrare.

Anularea unei componente modale nu trebuie să conducă la excitarea altora. Astfel, la condiția (a2.4.6) trebuie adăugate următoarele relații:

$$\sum m_i r_i \phi_j(z_i) = 0, j = \overline{1, \infty}, j \neq k \quad (\text{a2.4.7})$$

cu ϕ_j , notându-se oricare din celelalte moduri diferite de k .

În practică, deoarece rotoarele au o viteză maximă de lucru, este suficient ca echilibrarea să conducă la anularea tuturor componentelor modale aflate sub această viteză și eventual a unul sau două moduri deasupra ei. Presupunem că dorim să anulăm primele N forme modale ale rotorului. În cazul în care primele $N-1$ moduri au fost deja anulate, pentru a anula și modul N , este necesar să rezolvăm un sistem de N ecuații cu n necunoscute. Cele N ecuații se obțin particularizând (a2.4.6) pentru componenta modală N și (a2.4.7) pentru primele $N-1$ moduri, adică $j = \overline{1, N-1}$. Ca necunoscute se consideră cele n produse $m_i r_i$.

Mărimile Q și b_N care intervin în ecuația asemănătoare cu (a2.4.6) se determină experimental prin pomiri cu mase de probă. În general coordonatele z_i sunt cunoscute datorită alegerii inițiale a planelor de echilibrare. Pentru ca sistemul să fie compatibil este necesar ca în principiu n să fie mai mare sau egal cu N , iar pentru un sistem compatibil unic determinat e necesar ca numărul de plane de echilibrare să fie egal cu numărul modurilor ce se doresc a fi anulate ($n=N$).

În cele de mai sus s-a considerat rotorul ca fiind neechilibrat la turația foarte joasă la care nu se manifestă caracterul flexibil al acestuia. În cazul în care echilibrarea la turație scăzută a fost făcută, este necesar ca la sistemul de mai sus (rel. 2.80 și 2.81) să se adauge două ecuații care determină păstrarea echilibrării rotorului considerat rigid:

$$\sum m_i r_i = 0 \quad (\text{a2.4.8})$$

$$\sum m_i r_i z_i = 0 \quad (\text{a2.4.9})$$

Esta necesar în acest caz un sistem de $N+2$ mase de corecție.

În considerațiile prezentate s-au presupus cunoscute funcțiile caracteristice ϕ_k ale fiecărui mod. Dacă acest lucru nu e posibil datorită complexității rotorului, atunci se recomandă efectuarea măsurărilor în apropierea fiecărei viteze critice. În acest caz forma axei rotorului corespunzătoare modului k se aproximează cu funcția caracteristică ϕ_k .

În [LEV 73] se propune o metodă de echilibrare ce nu necesită nici cunoașterea formelor proprii ale rotorului și nici măsurători în apropierea vitezelor critice. Metoda se bazează pe utilizarea seriilor Fourier care satisfac condiția de ortogonalitate (a2.4.1). Corespunzător acesteia se parcurg următoarele etape:

- în prima etapă se măsoară încovoierea axului rotorului la câteva viteze de rotație situate în jurul turației de echilibrare; referitor la vitezele de echilibrare, în articol se face precizarea că teoretic pot fi alese arbitrar, însă practic se recomandă a fi acele viteze de lucru ale rotorului la care efectul dezechilibrului deranjează.
- proiecția încovoierii axei rotorului în planul yOz se aproximează sub forma:

$$y(z) = \frac{A_0}{2} + \sum A_k \sin\left(\frac{\pi kz}{l} + \alpha_k\right), \quad (\text{a2.4.10})$$

unde $k = 1, \dots, n$ depinde de precizia de aproximare dorită (aproximarea încovoierii se face mai bine cu cât numărul termenilor din serie, n , e mai mare).

- se aplică apoi un sistem de greutateți de probă $q_y(z_i)$, în pozițiile z_i , (i fiind numărul planelor de echilibrare) astfel încât:

$$q_y(z_i) = c \cdot y(z_i) = \frac{B_0}{2} + \sum B_k \sin\left(\frac{\pi kz_i}{l} + \alpha_k\right) \quad (\text{a2.4.11})$$

unde c – constantă și se măsoară proiecția încovoierii axei arborelui, $y_q(z)$, în planul yOz în urma aplicării sistemului de greutateți $q_y(z_i)$; descompunând-o în serie Fourier obținem:

$$y_q(z) = \frac{D_0}{2} + \sum D_k \sin\left(\frac{\pi kz}{l} + \alpha_k\right) \quad (\text{a2.4.12})$$

- sistemul necunoscut al greutateților de echilibrare se poate scrie sub forma:

$$Q_y(z_i) = \frac{H_0}{2} + \sum H_k \sin\left(\frac{\pi kz_i}{l} + \alpha_k\right) \quad (\text{a2.4.13})$$

Dacă se consideră că între dezechilibru și încovoiere există o relație lineară, pentru termenii identici ai deșcompunerii se pot scrie relațiile:

$$\frac{H_k \sin\left(\frac{\pi kz_i}{l} + \alpha_k\right)}{B_k \sin\left(\frac{\pi kz_i}{l} + \alpha_k\right)} = \frac{A_k \sin\left(\frac{\pi kz}{l} + \alpha_k\right)}{(D_k - A_k) \sin\left(\frac{\pi kz}{l} + \alpha_k\right)} \quad (\text{a2.4.14})$$

și deci:

$$H_0 = \frac{A_0 B_0}{D_0 - A_0}; H_1 = \frac{A_1 B_1}{D_1 - A_1}; H_2 = \frac{A_2 B_2}{D_2 - A_2}; \dots; H_n = \frac{A_n B_n}{D_n - A_n} \quad (\text{a2.4.15})$$

Analog se determină și proiecția sistemului de greutateți de echilibrare în planul xOz , $Q_x(z)$.

Anexa 2.5 Expresii ale funcției de calitate Φ_e

Se evidențiază în continuare diferite expresii propuse în literatură pentru funcția de calitate Φ_e precum și utilizarea lor.

- Astfel în [DAR 87] se propune pentru această funcție expresia:

$$\Phi_e = \sum \varepsilon_i^2 \quad (\text{a2.5.1})$$

Minimizarea funcției Φ_e conduce la o eroare pătratică medie minimă, criteriu care în unele aplicații este satisfăcător. În articol se arată că în acest caz, matricea dezechilibrelor W_m se calculează cu relația:

$$W_m = -(A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot V_0 \quad (\text{a2.5.2})$$

unde A^T este matricea transpusă a coeficienților de influență.

Eroarea pătratică medie minimă nu presupune că nici o componentă a matricii ε nu depășește valorile admisibile ale vectorilor de dezechilibru reziduali, de aceea uneori e necesar ca să se minimizeze amplitudinea maximă a dezechilibrelor reziduale adică funcția Φ_e de forma:

$$\Phi_e = \varepsilon_m, \varepsilon_m \geq \varepsilon_i, \forall i = \overline{1, n} \quad (\text{a2.5.3})$$

În [DAR 87] se arată o metodă iterativă care conduce la rezolvarea problemei. Să presupunem că ne aflăm după p iterații. Formula de calcul a matricii W_m după p iterații este:

$$W_{mp} = -(A^T \cdot C_p \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot C_p \cdot V_0 \quad (\text{a2.5.4})$$

unde C_p este o matrice pătratică n - dimensională ale cărei elemente c_{ip} se află pe diagonala principală. Elementul c_{ip} se obține cu relația:

$$c_{ip} = \prod \frac{\varepsilon_{il}}{\sigma_l} = \frac{\varepsilon_{ip-l}}{\sigma_{p-l}} c_{i,p-l}, \forall i = \overline{1, n} \quad (\text{a2.5.5})$$

unde σ_l - eroarea medie pătratică a elementelor ε_{il} obținute după a l -a iterație.

Prima iterație ($p=0$) se obține pe baza relației (a2.5.5) în care se consideră:

$$c_{i,0} = 1, \forall i = \overline{1, n} \quad (\text{a2.5.6})$$

Procedura de mai sus tinde să egalizeze elementele matricii ε cu valorile rădăcinii pătratice medii a acestora.

- O funcție de calitate Φ_e care depinde atât de pătratele amplitudinilor vectorilor de dezechilibru cât și de dispersiile lor se prezintă în [ALI 78]:

$$\Phi_e = \sum (\varepsilon_i^2 + \sigma_{\varepsilon_i}^2) \quad (\text{a2.5.7})$$

În acest caz, dacă ignorăm eroarea de instalare a greutateților și ținând cont de condiția de minimizare a funcției Φ_e , se ajunge la următoarea relație de calcul a matricii W_m :

$$W'_m = -(A^T \cdot A + D)^{-1} A^T \cdot V_0 \quad (\text{a2.5.8})$$

unde D - matricea dispersiilor coeficienților de influență. Matricea D este o matrice pătratică K - dimensională ale cărei elemente de pe diagonala principală se calculează cu relația:

$$d_j = \sum \sigma_{\alpha_{ij}}^2, j = \overline{1, K} \quad (\text{a2.5.9})$$

unde $\sigma_{\alpha_{ij}}^2$ - dispersia coeficientului α_{ij} și care se calculează pornind de la relația (2.103) cu formula:

$$\sigma_{\alpha_{ij}}^2 = \frac{\sigma_{vij}^2 + \sigma_{v_{ij}}^2}{t^2} \quad (\text{a2.5.10})$$

Metoda prezintă inconvenientul necunoașterii dispersiilor vectorilor de dezechilibru. Acoperitor, se poate calcula dispersia vectorului de dezechilibru \bar{v}_{ij} cu relația:

$$\sigma_{vij}^2 = |\bar{v}_{ij} - \bar{v}_{ij}|^2 \quad (\text{a2.5.11})$$

unde cu \bar{v}_{ij} și \bar{v}_{ij} s-au notat două măsurări ale aceluiași vector efectuate la porniri diferite și decalate în timp față de momentul pomirii. Astfel se recomandă ca prima măsurare să se facă la 10 minute de la pomire, iar a doua la 20 minute, pentru a se lua în considerare și influența stării termice a rotorului asupra vectorilor de dezechilibru.

Ca observații referitoare la introducerea dispersiilor în calculul funcției de calitate putem remarca [ALI 78]:

- a) se reduce valoarea greutateilor cu efect mic pentru echilibrare și se exclud combinațiile de greutateți ce nu duc la modificarea stării de dezechilibru a rotorului.
- b) nu e necesară o precizie deosebită de determinare a dispersiilor dar alegerea unor valori arbitrare poate duce la înrăutățirea calității procesului de echilibrare.
- c) alegerea unor valori mai mari ale dispersiilor determină obținerea unor valori mai sigure dar mai mari ale amplitudinilor reziduale ale vibrațiilor, în timp ce alegerea unor valori mici ale dispersiilor determină scăderea siguranței rezultatelor calculelor.

În [GOL 78], [ALI 78] se propun și alte funcții de calitate:

$$\Phi_e = \frac{1}{n} \sum \varepsilon_i \quad (\text{a2.5.12})$$

funcția Φ_e fiind media aritmetică a amplitudinilor vibrațiilor reziduale.

- O altă variantă este cea care combină criteriul de minimizare a sumei pătratelor amplitudinilor reziduale cu minimizarea celei mai mari componente a acestor amplitudini ținând cont și de dispersiile lor:

$$\Phi_e = \varepsilon_p + \varepsilon_m \quad (\text{a2.5.13})$$

unde:

$$\varepsilon_p = \sqrt{\frac{\sum(\varepsilon_i^2 + \sigma_{\varepsilon_i}^2)}{n}} \quad (\text{a2.5.14})$$

și

$$\varepsilon_m = \sqrt{\varepsilon_i^2 + \sigma_{\varepsilon_m}^2}, \quad \forall i = \overline{1, n} \quad (\text{a2.5.15})$$

După cum se observă există numeroase moduri de exprimare a funcției de calitate Φ_e . Alegerea variantei optime se va face funcție de cerințele aplicației concrete și de volumul de calcul pe care-l reclamă rezolvarea problemei.

Din cele de mai sus rezultă că pentru obținerea unei precizii ridicate a echilibrării o importanță deosebită o are stabilirea corectă a coeficienților de influență. În [DAR 87] se prezintă modul de reducere a erorilor în calcularea coeficienților p_{ij} ce compun matricea A . Erorile de calcul apar datorită traductoarelor, erorilor aparatelor de măsurare a vectorilor de dezechilibru și neliniarității rotorului. Pentru o evaluare mai precisă a coeficienților de influență se recomandă utilizarea unei a doua greutateți de echilibrare, plasată în același plan. Calculul coeficienților de influență se face acum cu relația:

$$p_{ij} = \frac{I}{t_j^2 + t_j'^2} \left[t_j (v_{ij} - v_{i0} - \Delta v_{i0}) + t_j' (v_{ij}' - v_{j0} - \Delta v_{i0}) \right] \quad (\text{a2.5.16})$$

$$i = \overline{1, n}; j = \overline{1, K}$$

unde Δv_{i0} -eroare de măsurare dată de:

$$\Delta v_{i0} = \frac{\sum \frac{t_j - t_j'}{t_j^2 + t_j'^2} \left[t_j (v_{ij}' - v_{i0}) - t_j' (v_{ij} - v_{i0}) \right]}{1 + \sum \frac{|t_j - t_j'|^2}{t_j^2 + t_j'^2}}, \quad i = 1, \dots, n \quad (\text{a2.5.17})$$

Pentru calculul matricii w_m este necesar ca vectorii de dezechilibru inițiali $v_{i0}, i = \overline{1, n}$ să fie ajustați prin adunarea erorii Δv_{i0} , valorile obținute constituind elementele matricii V_o .

De cele mai multe ori, în practică, cea de-a doua masă de test se ia egală cu prima dar se plasează la 180° față de ea, adică:

$$t_j = -t_j' \quad (\text{a2.5.18})$$

În această situație relația (a2.5.16) devine:

$$p_{ij} = \frac{v_{ij} - v'_{ij}}{2t_j} \quad (\text{a2.5.19})$$

Se observă că ea nu depinde de eroarea aditivă de măsurare Δv_{io} . În stabilirea matricii V_o , însă, se utilizează corecția fiecărui element cu $\Delta v_{io}, i = \overline{1, n}$.

În unele aplicații, dacă nu e necesară evidențierea erorilor de măsurare $\Delta v_{io}, i = \overline{1, n}$ se utilizează pentru calculul coeficienților p_{ij} relația (a2.5.16) în care $\Delta v_{io} = 0$.

CAPITOLUL III

SISTEMUL DE ANTRENARE AL MAȘINII DE ECHILIBRAT CU LAGĂRE MAGNETICE

Potrivit celor expuse în cap. II, efectele dezechilibrelor dinamice ale rotoarelor se manifestă numai în mișcarea de rotație a acestor corpuri. Ca urmare, pentru determinarea acestor dezechilibre, toate aparatele de echilibrat se bazează pe antrenarea rotorului la o anumită turație. După atingerea turației dorite, rotorul “este lansat” prin întreruperea antrenării, iar apoi se determină valoarea greutăților ce trebuie să compenseze dezechilibrele precum și pozițiile de amplasare (sau înlăturare) pe respectivul rotor a maselor de compensare. Sistemul de antrenare al aparatelor destinate determinării și înlăturării dezechilibrelor, trebuie prevăzut cu dispozitive pentru măsurarea în timp real a turației și poziției rotorului.

Pentru antrenare considerăm adecvat utilizarea unui motor cu reluctanță comutată. Alegerea are în vedere compatibilitatea deplină între un astfel de sistem de antrenare și sistemul de levitație cu lagare magnetice. Astfel, datorită levitării, se poate considera că motorul antrenează o sarcină ce opune moment rezistent constant și de valoare mică (întregul sistem se găsește în stare levitată). Pe de altă parte nu este necesară o turație precisă de lansare (ci doar ea să fie constantă pe durata măsurărilor), sistemul de determinare a dezechilibrelor nefiind influențat, practic, de turația de lucru la care se fac măsurătorile. În fine, MRC permite frânarea eficientă a rotorului levitat după efectuarea măsurărilor. Prețul de cost redus, precum și utilizarea unei interfețe de măsură-comandă propusă de autor, duc de asemenea la creșterea gradului de atractivitate a acestei soluții.

Pentru motor cu reluctanță comutată se va folosi abrevierea MRC cu precizarea că ne referim în special la motorul cu reluctanță comutată cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici. Cele prezentate sunt însă foarte ușor adaptabile și la alte configurații constructive ale acestor mașini electrice. Indiferent de numărul de poli statorici/rotorici sau de numărul de faze statorice, ceea ce diferă de la un motor la altul este unghiul de pas al rotorului (§ 3.1.1).

Sistemul de antrenare a mașinii de echilibrat cu lagare magnetice bazat pe folosirea unui MRC reprezintă, în esență, un sistem automat cu un grad de complexitate ne negliabil. În cele ce urmează este prezentat un astfel de sistem, pentru care principala contribuție a

autorului se referă la interfața menționată, precum și la studiul prin modelare-simulare a sistemului de antrenare.

3.1 Aspecte constructive și funcționale referitoare la MRC

Descoperite cu peste 20 ani în urmă, MRC-urile⁷ s-au impus datorită apariției unor componente electronice ieftine, fiabile, performante și miniaturizate care permit valorificarea caracteristicilor acestor mașini și anume:

- fiabilitate mărită datorită construcției simple și rigide;
- posibilitatea de utilizare atât ca motor, cât și ca frână (sau generator);
- simplificarea comenzii de putere, indiferent de regimul de funcționare, deoarece curenții prin bobine sunt unidirecționali;
- utilizarea lor în medii explozive, corozive, cu praf, etc. datorită lipsei contactelor alunecătoare (perii și inele).

Aceste caracteristici vor rezulta pe parcursul paragrafelor următoare.

În fig. 3.1 se prezintă o secțiune transversală printr-un MRC fără înfășurări de comutare cu 6/4 poli, adică cu $N_s=6$ poli statorici amplasați simetric la 60° în plan transversal și $N_r=4$ poli rotorici amplasați simetric la 90° .

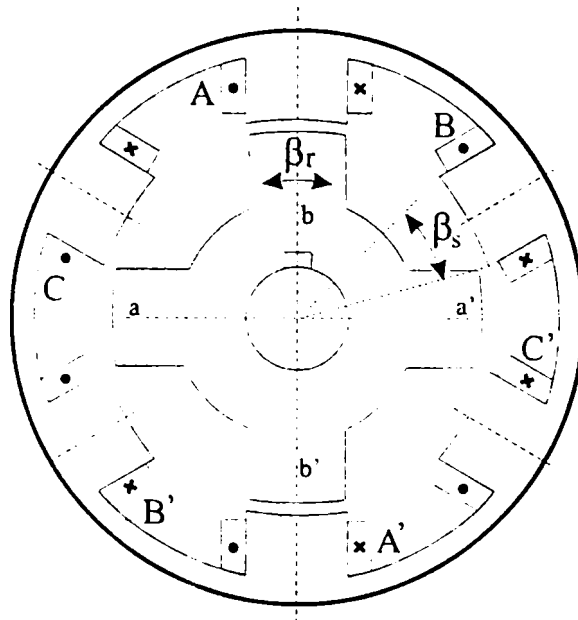


Fig. 3.1 Secțiune transversală prin MRC 6/4 poli

Atât statorul cât și rotorul au poli proeminenți. Polii statorici sunt prevăzuți cu înfășurări concentrate, de regulă, de formă simplă. Înfășurările statorice sunt notate cu A, A', B, B', C și C' , cele corespunzătoare la doi poli opuși, de pildă A și A' formând o fază (faza $A-A'$). În

⁷ O tratare a bazelor SRM se găsește în [MIL 93].

cadrul unei faze înfășurările sunt înseriate și alimentate astfel încât să determine un flux magnetic de același sens prin mașină. În notații uzuale vom consemna că motorul din figură are $m=3$ faze ($A-A'$, $B-B'$, $C-C'$), $q=1$ perechi de poli statorici pe fază, $N_s=2m \cdot q=6$ poli statorici, unghiul mecanic al unui pol statoric fiind β_s . Totodată mașina are $N_r=4$ poli rotorici, unghiul unui pol rotoric fiind β_r . Se disting axele rectangulare $a-a'$ și $b-b'$ asociate polilor rotorici. Din considerente electromagnetice legate de pierderile în fier și de evitarea pozițiilor relative cu cuplu nul, construcția se realizează cu $\beta_s=\beta_r$.

Funcționarea mașinii se bazează pe alimentarea succesivă și periodică a fazelor de la aceeași sursă de tensiune. La o rotație completă a rotorului fiecare fază este alimentată de N_r ori, perioada temporală depinzând de viteza de rotație ω a rotorului. În cursul unei perioade sunt alimentate succesiv toate fazele. La viteză constantă momentele de alimentare sunt echidistante, iar prin succesiunea de alimentare se stabilește sensul de rotație. Astfel să admitem că pentru situația din fig. 3.1, în ideea rotirii rotorului în sens orar, se alimentează faza $C-C'$. Efectul îl constituie manifestarea unui cuplu asupra rotorului cu tendința de a alinia axa $a-a'$ peste axa fazei $C-C'$. Imediat după aceasta se alimentează faza $B-B'$, cuplul exercitat de ea asupra rotorului tinzând să alinieze axa $b-b'$ cu axa fazei $B-B'$. Urmează alimentarea fazei $A-A'$ care va avea ca efect alinierea axei $a-a'$ peste axa $A-A'$ și așa mai departe (se alimentează $C-C'$, $B-B'$, $A-A'$,...). Operația de alimentare a unei faze de la sursă va fi denumită pe scurt *energizare*. În consecință rotirea rotorului se bazează pe energizarea periodică a fazelor în succesiunea $C-C'$, $B-B'$, $A-A'$, pentru rotirea în sens orar și în succesiunea $C-C'$, $A-A'$ respectiv $B-B'$ pentru rotirea în sens trigonometric.

Prezentarea făcută a omis punctarea momentelor de inversare a alimentării (*deenergizare*) și de întreruperea acesteia, precum și a detaliilor legate de forma de undă a tensiunii de alimentare. Evident, fără astfel de întreruperi energizarea periodică n-ar fi posibilă.

Se observă că structura 6/4 poli necesită $N_e=12$ energizări și deenergizări la nivelul tuturor fazelor pentru o rotație completă, în care $N_e=m \cdot N_r / d_c$, unde $d_c=c.m.m.d.c.(N_r, N_s)$.

Modificarea turației arborelui se realizează, în principiu, prin asigurarea unui anumit cuplu activ al motorului în raport cu cuplul rezistent, adică prin modificarea frecvenței impulsurilor de energizare a fazelor (creșterea frecvenței impulsurilor este asociată cu mărirea turației și invers, micșorarea frecvenței cu scăderea turației), a duratei acestora și a momentelor de declanșare în raport cu momentul de aliniere a axelor rotorice peste cele statorice.

MRC fac parte din categoria celor cu reluctanță variabilă [BOL 96] deoarece, odată cu deplasarea unghiulară a rotorului, reluctanța magnetică a fazelor motorului se va modifica progresiv fiind minimă atunci când axa polului rotoric se află exact peste axa unui pol statoric (poziție de aliniere). Tot în această ordine de idei, inductanțele fazelor mașinii variază periodic în funcție de deplasarea unghiulară a rotorului și de aceea mașina se numește cu reluctanță comutată.

În fig. 3.2 sunt ilustrate variațiile inductanțelor L_C , L_B și L_A în funcție de unghiul de rotație θ al rotorului.

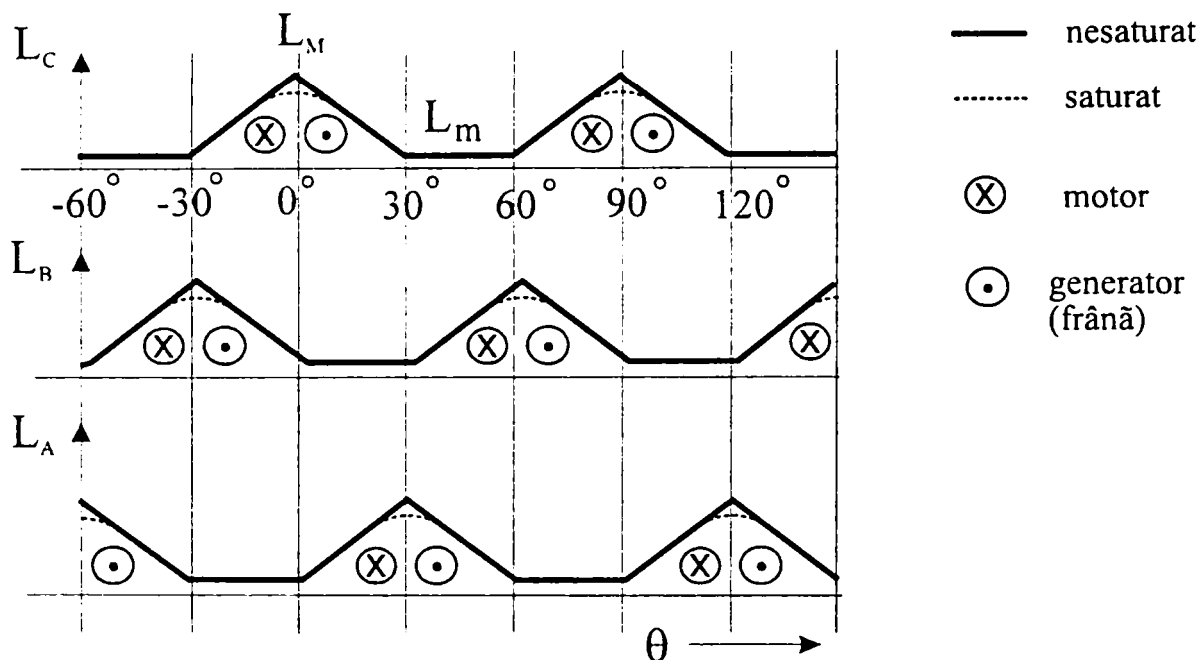


Fig. 3.2 Inductanțele fazelor și modurile de operare pentru MRC 6/4 poli

Fig. 3.2 este asociată fig. 3.1 și corespunde rotației rotorului în sens orar. Unghiul θ corespunde poziției relative a axei $a-a'$ față de axa $C-C'$. Cu linie continuă sunt reprezentate variațiile inductanțelor în ipoteza unui miez feromagnetic nesaturat, iar cu linie întreruptă sunt indicate modificările în situația când miezul ar fi saturat. Se constată că în absența saturației caracteristica inductanței este liniară pe porțiuni, pe când în prezența saturației se manifestă neliniarități în vecinătatea poziției de aliniere. Oricum, în cazul alinierii inductanțele prezintă un maxim L_M . Înainte de aliniere cuplul ce acționează asupra rotorului are un caracter motor întrucât “trage” rotorul în sensul dorit. După trecerea rotorului prin poziția de aliniere, același cuplu schimbă caracterul frânând mișcarea rotorului în sensul dorit. În mod natural “politica” de conducere a mașinii în regim de motor trebuie să asigure, la nivelul fiecărui pol, un cuplu motor cât mai mare și un cuplu de frânare cât mai mic.

Investigarea acestui aspect se face plecând de la înlănțuirea magnetică (de flux) Ψ care pentru o fază dată depinde atât de curentul i cât și de unghiul θ , adică $\Psi = \Psi(i, \theta)$. Fig. 3.3 este

ilustrativă pentru câmpul de caracteristici $\Psi(i, \theta)$, redând familia de caracteristici $\Psi(i)$ cu θ parametru. Caracteristica superioară corespunde poziției de aliniere (de parametru $\theta = 0$ sau $\theta = n \cdot \pi/3$, $n = \text{întreg}$). I_s și I_{max} sunt respectiv valorile de saturație și maxim admise ale curentului de fază i .

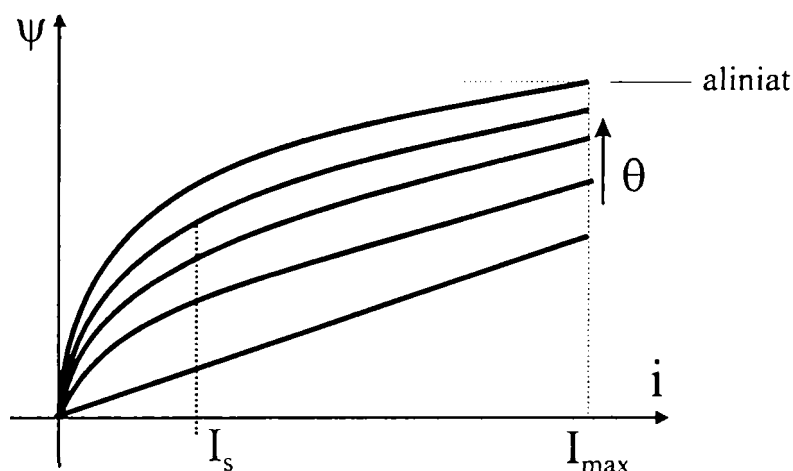


Fig. 3.3 Dispunerea caracteristicilor flux/curent

Fie $k = A, B, C$ o fază oarecare a statorului. Atunci, corespunzător unei valori constante a lui θ , pentru o variație a curentului i_k în intervalul $[0, I_k]$ rezultă

$$W_k(I_k, \theta) = \int_0^{I_k} \psi(i_k, \theta) di_k, \quad (3.1)$$

cantitate numită în mod obișnuit coenergie, respectiv cuplul

$$M_k(I_k, \theta) = \left. \frac{\partial W_k(i, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i=I_k} = M_k. \quad (3.2)$$

Cuplul total instantaneu este $M = \sum_{k=1}^m M_k$. În absența saturației este valabilă relația:

$$M = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m I_k^2 \frac{\partial L_k(\theta)}{\partial \theta} \quad (3.3)$$

Pentru a obține cuplul motor, faza mașinii va trebui să fie energizată în momentul în care polul rotoric se apropie de polul statoric al fazei respective, pe intervalul de timp cât $dL_k/d\theta \geq 0$ (fig. 3.2), iar pentru a obține cu aceeași mașină un cuplu de frânare, faza mașinii trebuie energizată în general pe intervalul de timp cât polul rotoric iese de sub polul statoric, adică atunci când $dL_k/d\theta < 0$.

Formele de undă ale inductanței, tensiunii, fluxului, curentului, unei faze k în funcție de unghiul de rotație (mecanic) al rotorului, au la o viteză unghiulară ω suficient de mare aspectul din fig. 3.4. Figura se referă la regimul de motor. În regimul de generator (frână) este valabilă o reprezentare ca în fig. 3.5. Semnificația mărimilor este următoarea: θ_0 -poziția

corespunzătoare momentului energizării fazei, θ_c -poziția corespunzătoare momentului comutării alimentării, θ_f -poziția corespunzătoare întreruperii alimentării, θ_L -poziția corespunzătoare începerii creșterii inductanței, θ_m -poziția corespunzătoare maximumului inductanței (axe aliniate). În regimul de motor pe intervalul $[\theta_0, \theta_m]$ faza cauzează un cuplu de antrenare, iar pe intervalul $[\theta_m, \theta_f]$ un cuplu de frânare.

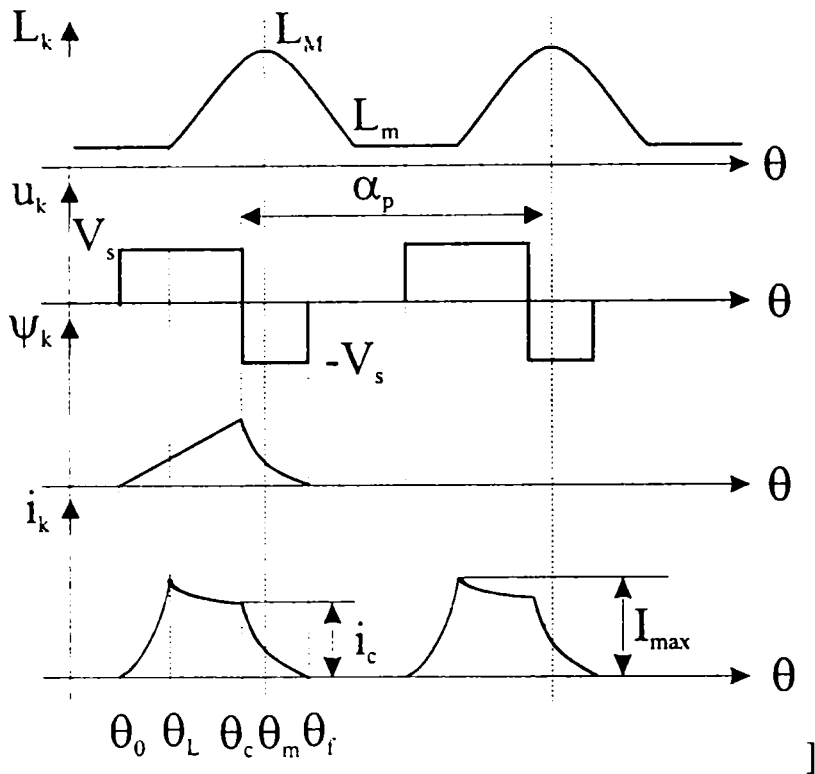


Fig. 3.4 Formele de variație pentru inductanță, tensiune, flux și curent în regimul de motor

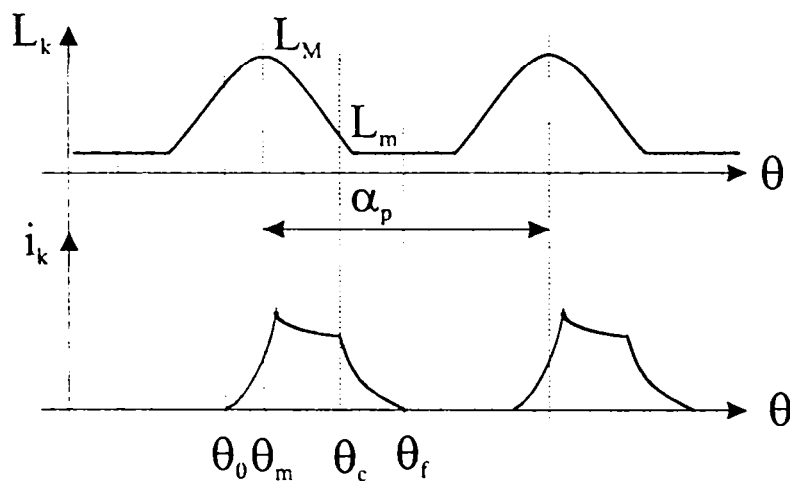


Fig. 3.5 Formele de variație pentru inductanță și curent în regimul de frână

Prin comutarea alimentării se provoacă scăderea accelerată a curentului, respectiv un cuplu de frânare (care în regim de motor este mult mai mic decât cel de accelerare). Diferența valorilor lor medii furnizează o măsură a cuplului de antrenare. Unghiul:

$$\theta_D = \theta_c - \theta_0 \quad (3.4)$$

este denumit în limbajul uzual *unghi de conducție directă* sau unghi *dwell*.

Plecând de la formele de undă, regimul de funcționare prezentat este denumit ca *funcționare cu un singur puls*. Într-un astfel de regim condiția calitativă de funcționare este:

$$\theta_f - \theta_0 < \alpha_p \quad (3.5)$$

în care:

$$\alpha_p = 2 \cdot \pi / N_r \quad (3.6)$$

reprezintă așa-numitul *unghi de pas*, adică unghiul cu care trebuie să se rotească rotorul în dreptul unui pol statoric între două alimentări succesive.

În locul relației calitative (3.5) se utilizează forme mai rafinate ale acesteia. Astfel plecând de la relațiile cunoscute:

$$V_s = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \quad \text{și} \quad d\theta = \omega \cdot dt \quad (3.7)$$

în care toate mărimile sunt reprezentate prin valorile lor instantanee, prin eliminarea timpului se obține relația:

$$\psi(\theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{V_s - R \cdot i}{\omega} d\theta + \psi(\theta_1) \quad (3.8)$$

cunoscută sub denumirea de *legea lui Faraday*. Pe intervalul $[\theta_0, \theta_c]$, respectiv $[\theta_c, \theta_f]$ rezultă:

$$\psi(\theta_c) = \int_{\theta_0}^{\theta_c} \frac{V_s - R \cdot i}{\omega} d\theta + \psi(\theta_0) \quad (3.9)$$

$$\psi(\theta_f) = \int_{\theta_c}^{\theta_f} \frac{V_s - R \cdot i}{\omega} d\theta + \psi(\theta_c) \quad (3.10)$$

În situația din fig.3.4 $\psi(\theta_0) = \psi(\theta_f) = 0$. În ipoteza că regimul analizat este un regim cu turație constantă și că pe intervalele $[\theta_0, \theta_c]$ respectiv $[\theta_c, \theta_f]$ produsul $R \cdot i$ ia valorile medii V_1 și V_2 , cele două relații devin:

$$\omega \cdot \psi(\theta_c) = (V_s - V_1) \cdot (\theta_c - \theta_0) \quad \text{respectiv} \quad \omega \cdot \psi(\theta_c) = (V_s + V_2) \cdot (\theta_f - \theta_c) \quad (3.11)$$

În consecință:

$$\theta_f - \theta_0 = 2\omega \cdot \psi(\theta_c) / V_s, \quad (3.12)$$

iar rel. (3.5) devine:

$$2\omega \cdot \psi(\theta_c) / V_s < \alpha_p \quad (3.13)$$

În mod obișnuit în locul operării cu diferența $\theta_f - \theta_0$ se operează cu unghiul de conducție directă θ_D . Prin simple calcule rezultă: -

$$\theta_1 - \theta_0 = (1 + \xi)\theta_D \quad (3.14)$$

în care:

$$\xi = \frac{1}{1 + \frac{V_s - V_1}{V_s + V_2}} > 0. \quad (3.15)$$

În ipoteza suplimentară că $V_1 = V_2 = \rho_u \cdot V_s$ ($\rho_u < 1$) rezultă:

$$\theta_D < \alpha_p \cdot \frac{1 + \rho_u}{2} \quad (3.16)$$

Pentru situația concretă a mașinii 6/4 poli pentru care $\alpha_p = 90^\circ$, dacă $\rho_u = 0$ rezultă condiția $\theta_D < 45^\circ$, iar dacă $\rho_u = 0,2$ condiția $\theta_D < 0,6 \cdot \pi / 2 = 0,3 \cdot \pi = 54^\circ$.

Având în vedere că inductanța are o variație periodică, cu perioada spațială α_p în raport cu mișcarea de rotație și că unghiul de conducție trebuie să măsoare mai puțin de jumătate de perioadă (fig. 3.4) relația anterioară se înlocuiește în practică cu relația:

$$\theta_D < \alpha_p \frac{1 + \rho_u}{4} \quad (3.17)$$

obținută din cea anterioară prin înlocuirea lui α_p cu $\alpha_p/2$. În literatură se ajunge astfel la recomandări de forma $\theta_{Dmax} = \pi / N_r$ [BOL 98]. De regulă θ_{Dmax} este o dată de proiectare a motorului.

Fie ψ_{max} valoarea maximă a înlănțuirii unei faze în regim nesaturat, atunci cantitatea:

$$\omega_b = V_s \cdot \theta_{Dmax} / \psi_{max} \quad (3.18)$$

definește așa-numita *viteză unghiulară de bază*. Sub turația de bază, în regim permanent, mașina se conduce păstrând constante valorile lui θ_0 și θ_c și modificând cuplul prin influența valorii medii a curentului, de regulă printr-o comandă PWM. Peste turația de bază mașina se conduce în principiu prin *slăbire de câmp*, realizat prin decalarea valorilor θ_0 și θ_c . În aceste condiții se ajunge de regulă la un regim de funcționare prin saturația circuitului magnetic al mașinii. În fig. 3.4 $\theta_0 = 0$ ceea ce înseamnă că comutarea fazei considerate s-a produs în momentul în care faza respectivă s-a găsit la mijlocul între faza statorică considerată și prima fază statorică situată geometric anterior. Nivelul i_c al curentului de fază (la momentul θ_c , fig.3.4) este semnificativ pentru componenta rezistentă a cuplului. Dacă $i_c \leq 0,25 \cdot I_{max}$ atunci această componentă este neglijabilă. Din punctul de vedere al comenzii relative a fazelor este evident că nu intră în discuție intrarea în comutare simultană a mai multor faze. Bunăoară în raport cu situația din fig. 3.4, unghiul θ_0 al următoarei faze trebuie să se situeze după valoarea θ_c a poziției fazei considerate.

În esență conducerea unei astfel de mașini se realizează prin implementarea unei strategii de modificare automate a unghiurilor θ_0 , θ_c și a factorului de umplere într-un regim PWM în funcție de turația prescrisă, momentul rezistent și de limitările curentului de fază.

Descrieri, mai mult sau mai puțin detaliate și riguroase, a acestor aspecte fac obiectul lucrărilor [MIL 93], [ATA 97], [BOL 98].

3.2 Modalități de comandă a mașinii cu reluctanță comutată

Regimurile de funcționare ale MRC se obțin prin comanda adecvată a circuitelor de comutare în care sunt incluse fazale $A-A'$, $B-B'$ și $C-C'$ ale mașinii. În cele ce urmează se prezintă aspecte referitoare doar la schema clasică de forță cu câte două tranzistoare pe fază (fig. 3.6). Ea permite explicarea tuturor modalităților de control al curentului, modalități la care ulterior se fac referiri în teză.

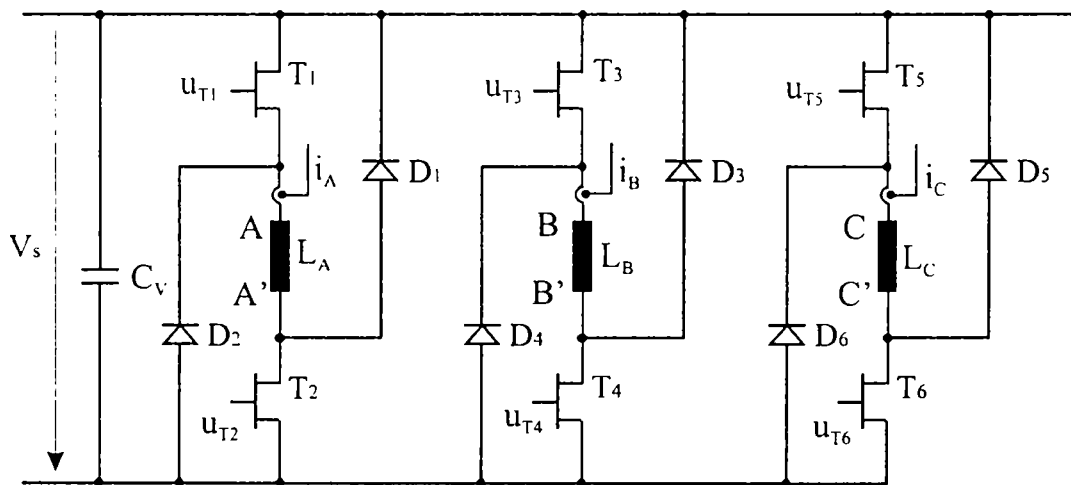


Fig. 3.6 Schema clasică de forță

Funcționarea cu un singur puls, la care s-a făcut referire în § 3.1, este atât de importantă teoretică cât și practică, iar prezentarea ei ușurează expunerea funcționării normale, care este o *funcționare în regim de choppare* cu factor de umplere controlat în funcție de diverse mărimi mecanice (viteză unghiulară) sau electrice (curent de fază) ale mașinii.

Schema de bază a circuitului de forță este prezentată în fig. 3.7. Ea se referă doar la faza $A-A'$. Funcționarea se bazează pe comanda adecvată a tranzistoarelor T_1 și T_2 . În fig. 3.7(a) este ilustrat modul în care se realizează circuitul de forță la alimentarea directă (tensiunea la bornele fazei este V_s). În fig. 3.7(c) este figurat circuitul de forță la conectarea tensiunii de polaritate inversă (tensiunea la bornele fazei este $-V_s$), circuitul durând până la “stingerea curentului”. În fig. 3.7(b) se prezintă situația circuitului de forță deconectat de la sursă când, datorită scurtcircuitării prin dioda D_2 , se poate considera tensiunea pe fază nulă.

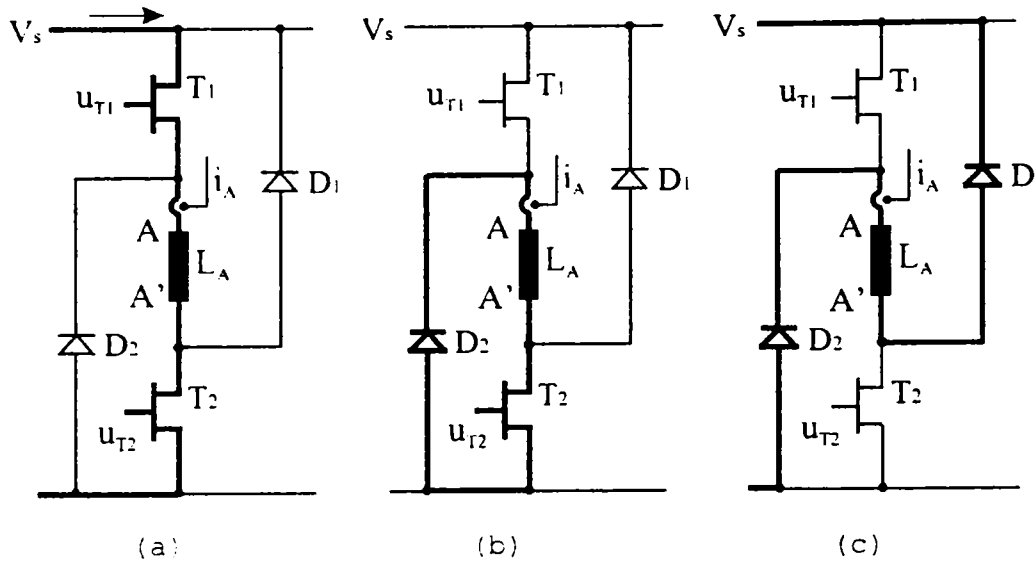


Fig. 3.7 Modurile de conducție în faza A-A'

- *Funcționarea în regim cu un singur puls* se bazează pe comutarea ciclică, o dată pe intervalul de parcurgere al lui α_p în ordinea din fig. 3.7(a), (b) și (c), situație care este în acord cu cea din fig. 3.4 în ipoteza că starea (b) a fost de durată neglijabilă.
- *Funcționarea prin choppare* se poate realiza în două maniere:
 - prin controlul direct al factorului de umplere
 - prin controlul nivelului curentului.

Pe de altă parte funcționarea prin choppare se poate realiza din punctul de vedere al nivelurilor tensiunii aplicate în mai multe variante:

- prin *choppare moale (soft-chopping)*, când înfășurarea unei faze este comandată pe parcursul intervalului $[\theta_0, \theta_c]$ prin comutări succesive ale circuitelor de forță între stările din fig. 3.7(a) și 3.7(b) realizate prin comanda tranzistorului T_1
- prin *choppare dură (hard-chopping)*, când înfășurarea unei faze este comandată pe parcursul intervalului $[\theta_0, \theta_c]$ prin comutarea ciclică a circuitului în stările din fig. 3.7(a), (b) și (c) (durata stării (b) neglijabilă) realizată prin comanda ambelor tranzistoare.

Indiferent de nivelul tensiunilor pe intervalul $[\theta_c, \theta_f]$ circuitul este comandat la fel ca și la funcționarea cu un singur puls, iar nivelul curentului, respectiv al cuplului se controlează pe intervalul $[\theta_0, \theta_c]$ prin factorul de umplere. Notând cu d_{ip} raportul dintre durata impulsului și perioadă $d_{ip} = T_{ip} / T_p$, în cazul choppării moi (fig. 3.8) factorul de umplere este chiar d_{ip} , iar în cazul choppării dure este $2 \cdot d_{ip} - 1$.

❖ Referitor la cele două tipuri de choppări sunt importante următoarele aspecte:

◆ *Comanda curentului prin choppare moale*

Schema considerată are aspectul din fig. 3.6 care se referă la toate cele trei faze ale motorului. Corespondența dintre această figură și fig. 3.7 este imediată. Se consideră că schema lucrează în regim de choppare. Potrivit explicațiilor anterioare (prezentarea se limitează la faza $A-A'$) pe toată durata choppării T_2 este deschis, comanda efectuându-se asupra lui T_1 . Formele de undă ale inductanței, tensiunii de fază, fluxului înlăntuit și curentului de fază sunt prezentate în fig. 3.8.

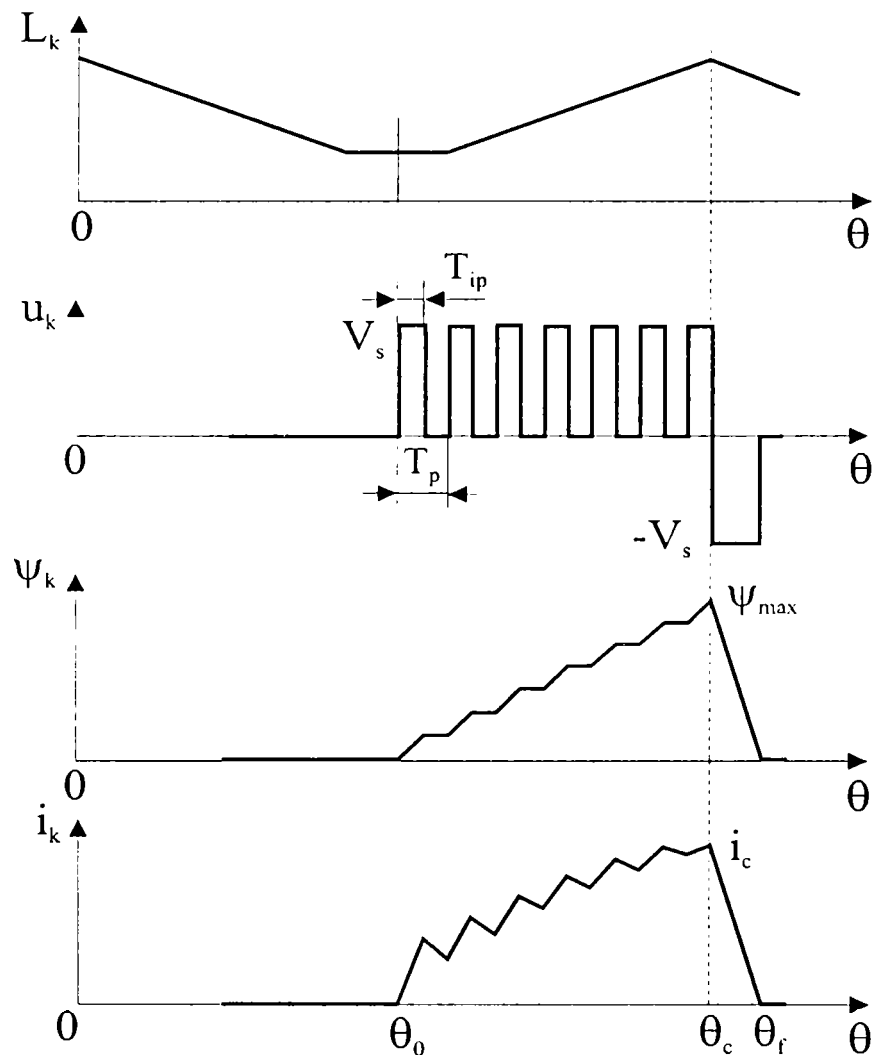


Fig. 3.8 Semnalul la choppare moale

Fie d factorul de umplere al impulsurilor de choppare. Atunci, plecând de la relația generală (3.8) se demonstrează egalitatea:

$$\omega \cdot \psi(\theta_c) = (\theta_c - \theta_0) \cdot V_s \cdot (d - \rho_u) \quad (3.19)$$

Egalitatea (3.11) este valabilă și în cazul de față. Din egalitatea (3.11) și (3.19) prin eliminarea lui $\omega \cdot \psi(\theta_c)$ se obține:

$$(1 + \rho_u) \cdot (\theta_q - \theta_c) = (d - \rho_u) \cdot (\theta_c - \theta_0) \quad (3.20)$$

respectiv:

$$\theta_d - \theta_0 = \theta_D \cdot \frac{1+d}{1+\rho_u} \tag{3.21}$$

Combinând acest rezultat cu condiția calitativă (3.5), prin care se previne conducția continuă rezultă:

$$\theta_D < \alpha_r \cdot \left(\frac{1+\rho_u}{1+d} \right) \tag{3.22}$$

iar având în vedere raționamentul referitor la (3.19) rezultă:

$$\theta_D \leq \frac{\alpha_r}{2} \cdot \left(\frac{1+\rho_u}{1+d} \right) \tag{3.22'}$$

În cazul particular al unui MRC pentru $\rho_u=0,2$ și $d=0,5$ rezultă $\theta_D \leq 36^\circ$. Evident prin modificarea lui d , valoarea maximă a lui θ_D se modifică și ea.

◆ *Reglarea curentului prin choppare dură*

Formele de undă ale acestui regim sunt arătate în fig.3.9.

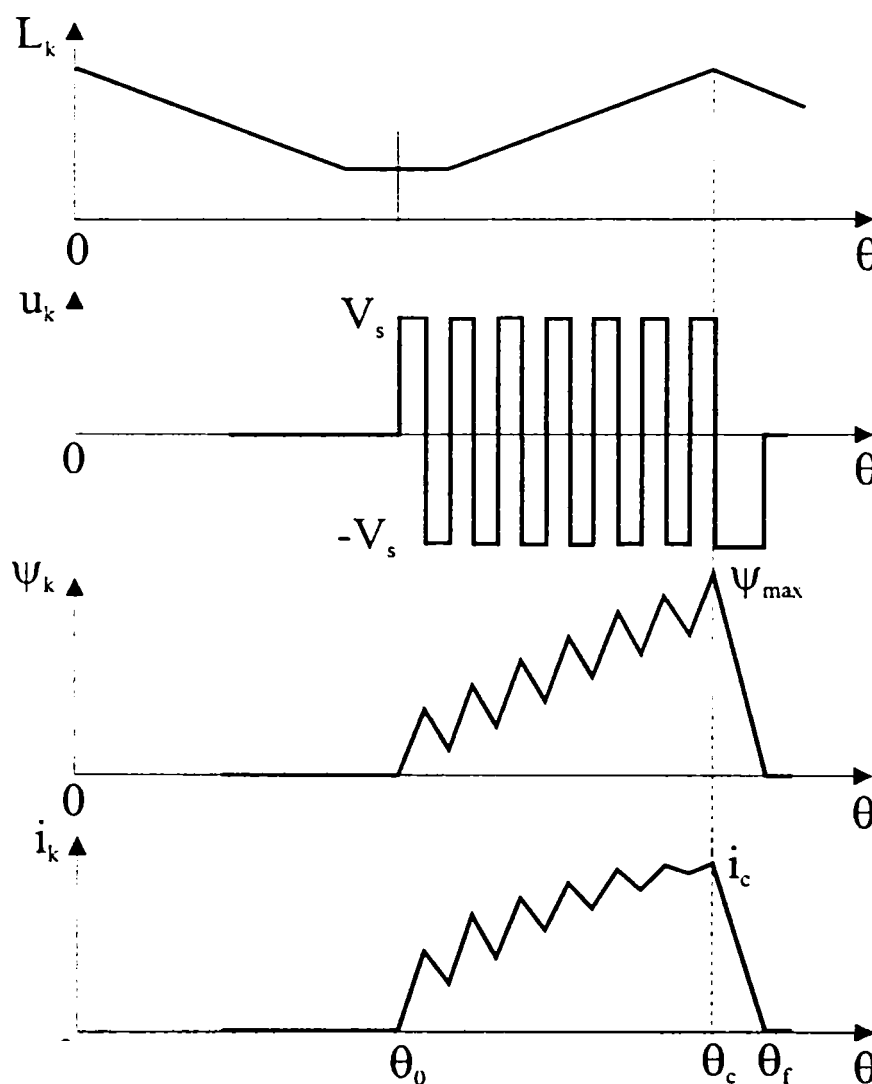


Fig. 3.9 Semnalul la choppare dură

La frecvență de comutație constantă acest mod de choppare poate determina creșterea riplului de curent de 5-10 ori față de chopparea moale și din acest motiv chopparea dură nu se prea folosește. Totuși, se impune observația că *unele controlere, dedicate, nu pot folosi decât acest mod de comandă a circuitului.*

În ambele cazuri de choppare forma de undă a fluxului înlănțuit crește în trepte regulate cu o înclinare medie mai mult sau mai puțin constantă.

Spre deosebire de formele de undă de la funcționarea într-un singur puls, la comanda prin choppare, la începutul suprapunerii polilor, curentul este mare, acest lucru ducând la o funcționare mai liniștită a mașinii.

După cum s-a precizat funcționarea prin choppare este subordonată, din punctul de vedere al realizării factorului de umplere, unei comenzi exterioare. În esență, această comandă se realizează printr-o buclă de reglare care controlează prin factorul de umplere fie curentul prin mașină, fie turația acesteia. Mărimea de ieșire a regulatorului de curent sau de turație este transformată într-o mărime de comandă de tip PWM sau, ea însăși, reprezintă o comandă de aceasta. Această din urmă situație se poate realiza în principiu folosind un regulator bipozițional cu histerezis.

În fig. 3.10 este prezentată structura blocului de reglare în trei variante după cum mărimea de comandă u_R este generată în funcție de curentul de fază i_k (fig. 3.10a), viteza unghiulară ω_d (fig.3.10b) sau în funcție de ambele după un program de comutare a unui comutator $k_{i\omega}$.

Considerând pentru detaliere primul caz, trebuie precizat că reacția de curent se obține cu traductoare de curent amplasate pe fiecare fază, conectate ciclic în bucla pozițională prin comanda dată de vectorul COM (fig. 3.13b)) sincron cu fazele motorului.

Nivelul mărimii de ieșire a regulatorului u_R este utilizat pentru a realiza, după caz, o choppare moale sau o choppare dură. Bunăoară, în fig. 3.11 se prezintă formele de undă în cazul unei comenzi bazată pe controlul curentului și pe choppare dură. I^* este valoarea prescrisă pentru curent în intervalul de conducție. Se observă limitarea practică a plajei de variație a curentului la intervalul $[i_{min}, i_{max}]$. La o alimentare cu $V_s = \text{const.}$, frecvența de comutație scade odată cu creșterea inductanței bobinei fazei, după cum se observă și din fig. 3.11. De subliniat că forma de undă a curentului se apropie mult de cea a unui impuls dreptunghiular, ceea ce duce la o funcționare foarte bună a mașinii. Totodată trebuie remarcat că intervalul de conducție este prelungit peste valoarea θ_m (fig. 3.4), corespunzătoare valorii maxime a inductanței fazei. Acest lucru forțează stingerea rapidă a curentului atunci când o fază este deconectată.

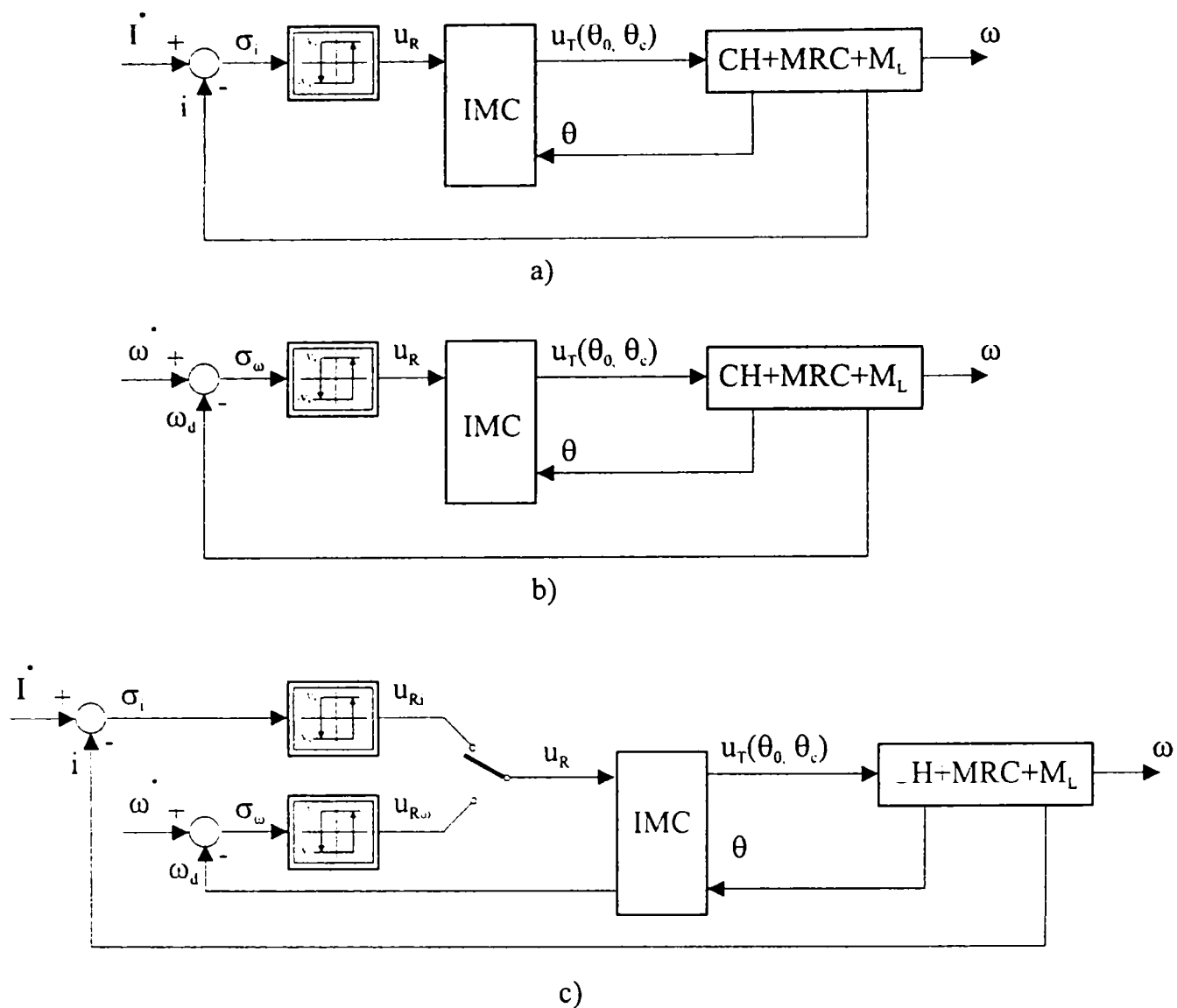


Fig. 3.10 Structuri de reglare

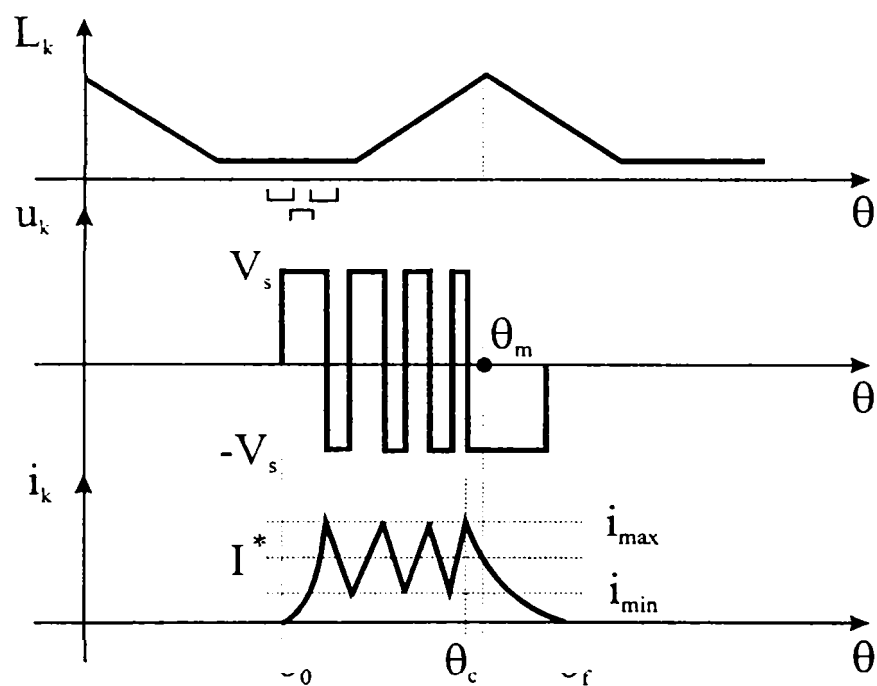


Fig. 3.11 Comandă PWM

3.3. Determinarea poziției relative rotor/stator la MRC. Interfețe de măsură-comandă.

3.3.1. Metode de determinare a poziției relative rotor/stator

Din cele expuse anterior rezultă clar că pentru a exploata eficient o mașină cu reluctanță comutată, sau chiar mai mult, pentru a o face să funcționeze este necesară estimarea permanentă a poziției relative rotor-stator. În literatura de specialitate, pentru rezolvarea acestei probleme, s-au propus o multitudine de soluții care pot fi clasificate astfel:

a) Soluții pentru determinarea directă a poziției relative rotor-stator pe baza traductoarelor de poziție:

- *traductor cu patru senzori optoelectronici și disc de întrerupere* [BIM 86] traductor utilizat într-un sistem de control a vitezei și cuplului;
- *traductor cu trei senzori optici și disc cu sloturi* [BEC 93], reprezentând o construcție ingenioasă și adaptabilă la mai multe tipuri constructive de MRC.
- *traductor cu trei senzori optici și disc cu fante* [SIL 98] integrat într-o interfață de măsură-comandă prevăzută cu un sistem cu $\mu\text{C80C552}$ care, în plus față de celelalte variante, sesizează începutul alinierii polilor (alinieră parțială) și alinierea completă și care permite, prin intermediul sistemului cu microcontroler, comanda energizării/dezenergizării fazelor la diferite unghiuri θ_o/θ_c .

b) Soluții pentru determinarea indirectă a poziției relative rotor-stator:

b₁) *prin intermediul fazelor neenergizate*, bazate pe:

- *măsurarea inductanței fazei* folosind
 - i) modularea în amplitudine [ENS 92], [LAU 93]
 - ii) modularea în frecvență [ENS 92]
- *injectarea unui impuls de diagnostic și măsurarea riplului de curent* [MVU 91], [MAC 92]
- *măsurarea tensiunii induse mutual* în situația unei cuplări semnificative între faze [EHS 92]
- *estimarea fluxului prin intermediul unui integrator de tensiune și calculul inductanței cu model simplu al fazei* (problema este în performanța modelului și acuratețea integratorului) [EGA 91]

b₂) prin intermediul nivelului de curent sau tensiune măsurat în fazele energizate, bazate pe:

- monitorizarea formei de curent [ACA 92]; în acest caz apar dificultăți din cauza tensiunii contraelectromotoare și a saturației magnetice.
- măsurarea gradientului de curent în cazul unui control al tensiunii cu ciclu constant [KJA 94]; metoda folosește influențarea formei de curent de către tensiunea contraelectromotoare și este imprecisă la viteze scăzute;

b₃) prin analiza pierderilor curenților induși în rotor de comanda PWM a fazelor mașinii [LAU 95]; soluția folosește un sistem complicat, bazat pe DSP, căutând să elimine influența saturației magnetice pe baza slabei influențe a acesteia asupra pierderilor curenților de inducție;

b₄) cu ajutorul observatoarelor de stare; aceste metode, mai sofisticate, determină poziția rotorului pe baza informațiilor de tensiune și curent [LAN 90], [ELM 93]; ele necesită un DSP performant, pentru calculul fluxului, calcul mai greu de efectuat dacă se are în vedere și cuplarea magnetică dintre faze.

c) Soluții care presupun că MRC-urile păstrează sincronismul dintre polii rotorici și polii statorici alimentați și numai unghiul de conducție (dwell) și frecvența sunt modificate pentru a obține un control robust al vitezei [MIL 96].

Soluțiile de tip a) și b₁) sunt utilizate atât în sistemele de conducere care controlează curentul, cât și în cele care controlează tensiunea. Utilizarea lor ridică însă două probleme: pe de o parte precizia scade în special la viteză mare, pe de altă parte, saturația magnetică influențează procesul de măsurare.

Din prezentarea anterioară rezultă că problema conceperii unor traductoare pentru determinarea poziției relative rotor/stator la MRC este o problemă de actualitate. Având în vedere că soluțiile propuse în literatură prezintă fiecare pe lângă avantaje și dezavantaje, iar pe de altă parte faptul că toate prezentările “protejează” anumite informații cu caracter tehnologic, autorul a dezvoltat soluția proprie menționată ca a 3-a variantă de tip a). Ea va fi prezentată în continuare, aspectul prioritar urmărit fiind cel al utilizării traductorului în sistemele de conducere a MRC-ului.

3.3.2 O variantă de interfață măsură-comandă pentru MRC

Senzorul de poziție conceput de autor, prezentat în [SIL 98] a fost integrat într-o interfață măsură-comandă a cărei prezentare constituie obiectul paragrafului de față. Prezentarea se referă în concret la un motor cu 6/4 poli cu unghiurile polilor egale, $\beta_r = \beta_s$, (fig. 3.1). Soluția imaginată poate fi aplicată și altor tipuri de motoare, diferite atât ca tip constructiv cât și ca număr de poli. Pe de o parte, interfața implementează funcții de măsură constând în determinarea vitezei unghiulare ω și sesizarea diferitelor poziții relative dintre rotor și stator, utilizabile în scopul reglării turației și a diminuării pulsațiilor cuplului la MRC, iar pe de altă parte implementează funcții de comandă a chopper-ului de alimentare a motorului. În consecință este vorba de o interfață bidirecțională complexă între procesul condus (constând din mașina cu reluctanță comutată) și regulator, reprezentând o parte componentă de primă importanță a sistemului de reglare.

În esență interfața conține două subsisteme:

- subsistemul mecano-optic care contribuie în principal la realizarea funcțiilor de măsură (fig. 3.12)

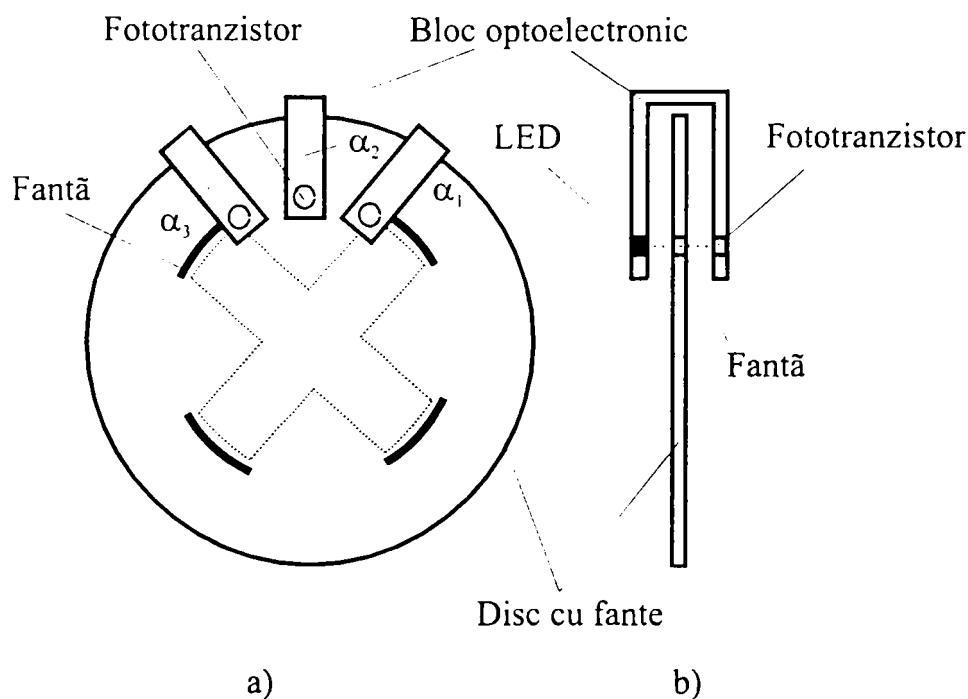


Fig. 3.12 Senzor de poziție cu disc cu fante: a) vedere frontală (o poziție oarecare) b) vedere transversală cu surprinderea unui singur bloc opto-electronic (poziție aliniată)

- subsistemul electronic care realizează procesarea numerică și funcția de comandă (fig. 3.13a, 3.13b și 3.13c)

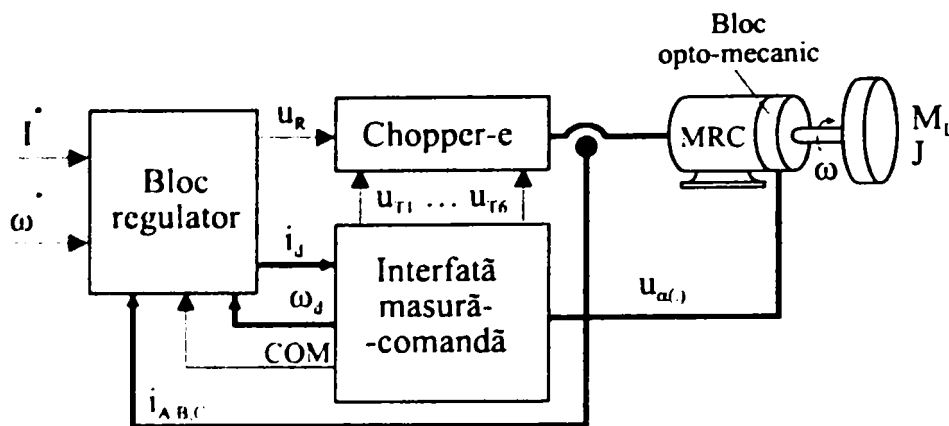


Fig. 3.13a Schema funcțională

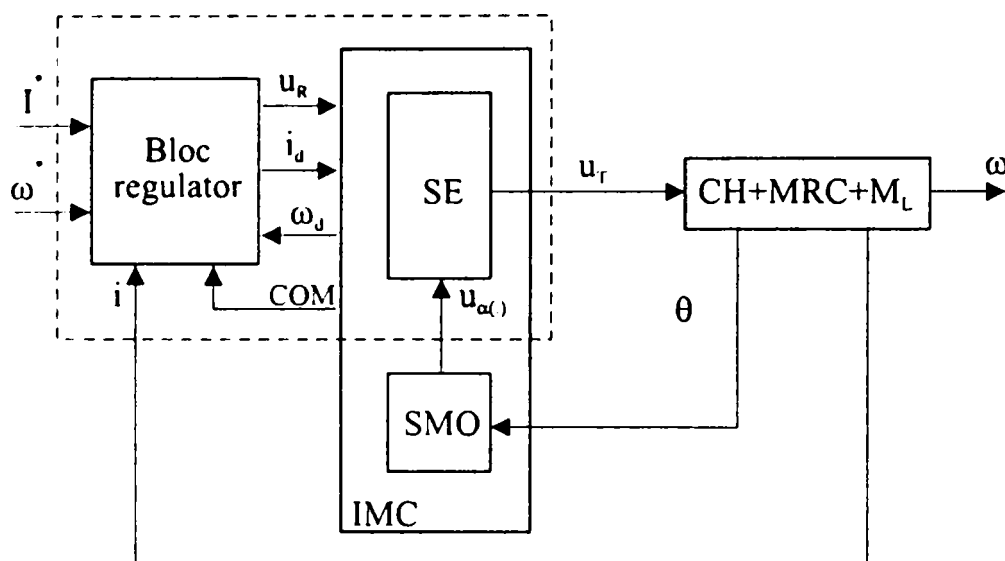
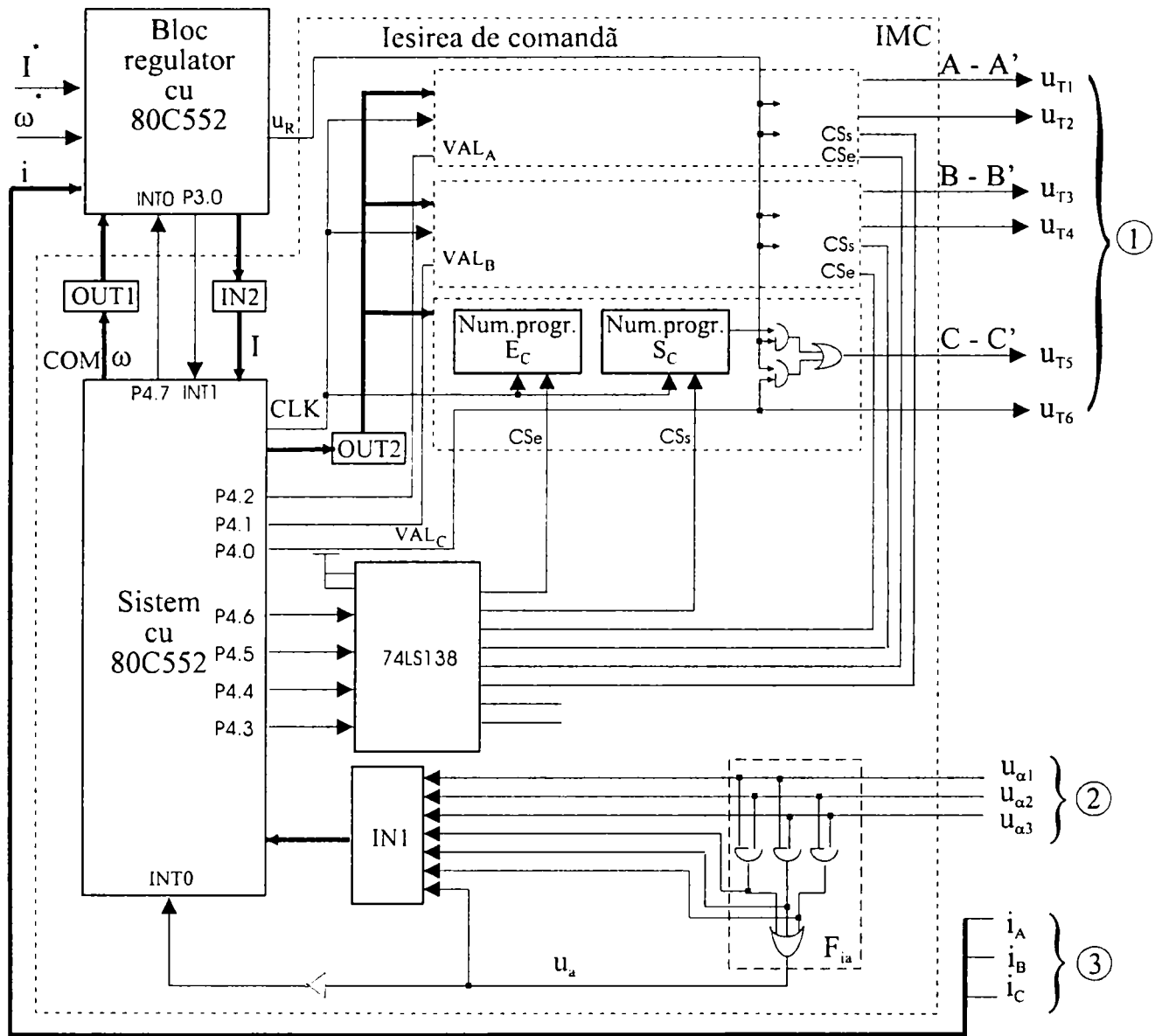


Fig. 3.13b Schema informațională

• *Subsistemul mecano-optic* este alcătuit din trei blocuri optoelectronice ce conțin câte o pereche LED – fototranzistor, așezate față în față, blocurile fiind dispuse în pozițiile α_1 , α_2 , și α_3 aflate în exteriorul statorului, în prelungirea generatoarelor polilor statorici A' și C , ca în fig. 3.14. Discul cu fante⁸, montat solidar cu rotorul, conține patru fante amplasate în dreptul polilor rotorici și la nivelul (radial) pozițiilor α_1 , α_2 , și α_3 . Lungimea fantelor este cu ceva mai mare decât lățimea unui pol rotoric. În fig. 3.12, în care cu linie punctată este reprezentată proiecția rotorului pe discul cu fante (poziția relativă între disc și fante nu se schimbă), este evidențiat faptul că fantele sunt ceva mai lungi. Pentru completarea imaginii, în fig. 3.14 sunt prezentate cu linie continuă discul și fantele, iar cu linie întreruptă proiecțiile rotorului și statorului pe planul discului (proiecția statorului este mobilă); totodată apar și punctele α_1 , α_2 , și α_3 mobile și ele în raport cu un observator amplasat pe disc.

⁸ Fantele sunt decupări ce au forma unor segmente de coroană circulară



① Spre chopper(e) ② De la blocurile opto-electronice ③ Curentii prin fazele M R C

Fig. 3.13c Schema subsistemului electronic al IMC

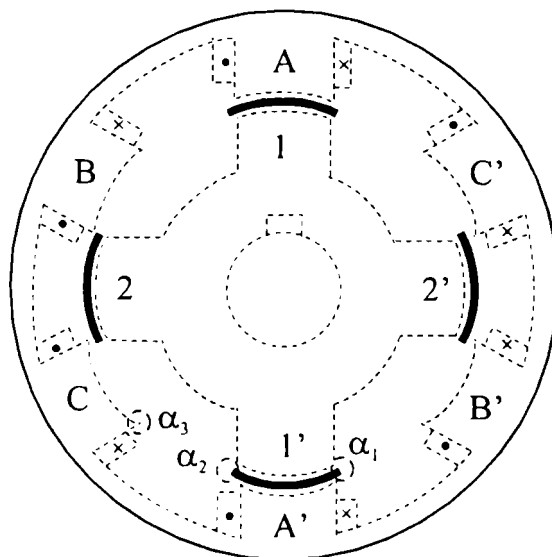


Fig. 3.14 Referitoare la poziționarea senzorului în situația de aliniere a unor poli rotorici și statorici

Atât timp cât între un LED și un fototranzistor se găsește o fantă, un circuit electronic asociat fiecărui bloc optoelectronic generează un semnal constant u_{α_1} . În cazul rotirii cu o viteză unghiulară ω constantă tensiunile u_{α_1} , u_{α_2} și u_{α_3} variază ca în fig. 3.15. Este important de observat că pe anumite intervale de timp impulsurile dreptunghiulare apar concomitent. Acest fapt este voit și se datorează pe de o parte diferenței dintre lungimea fantei și lățimea polului rotoric, iar pe de altă parte egalității unghiurilor polilor.

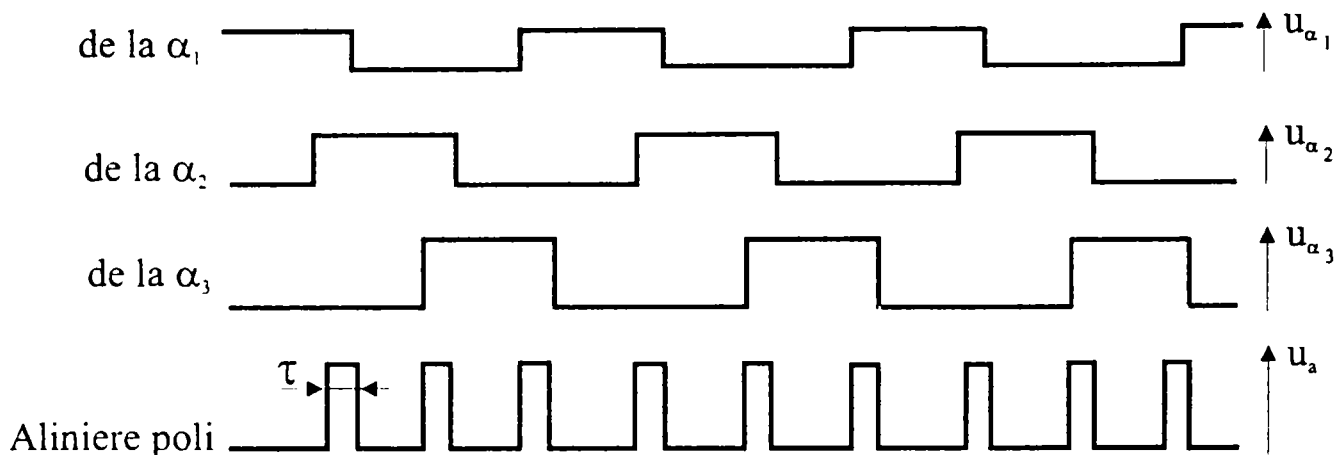


Fig. 3.15 Suprapunerea semnalelor

• *Subsistemul electronic* (Fig. 3.13c) se bazează tocmai pe suprapunerea mai sus menționată. Formatorul de impulsuri de aliniere F_{ia} generează din tensiunile u_{α_1} , u_{α_2} și u_{α_3} trenul de impulsuri u_a . Durata unui impuls, τ , este dependentă, pentru o construcție cu o geometrie dată, de viteza unghiulară ω . Durata acestor impulsuri, precum și momentele de activare și inhibare, constituie mărimile care stau la baza realizării funcțiilor interfeței. Astfel, s-a avut în vedere că viteza unghiulară și valorile unghiurilor θ_0 și θ_f depind de τ după funcții prestabilite⁹, unele de o manieră cvasiempirică :

$$\omega = f_{\omega}(\tau), \theta_0 = f_{\theta_0}(\tau), \theta_f = f_{\theta_f}(\tau).$$

Poziția interfeței de măsură-comandă (IMC) în ansamblul sistemului de antrenare apare, din punct de vedere funcțional, ca în fig. 3.13a și informațional ca în fig. 3.13b, iar subsistemul marcat în aceasta din urmă cu linie întreruptă este detaliat din punct de vedere electronic în fig. 3.13c.

Referitor la subsistemul electronic al IMC, din punct de vedere informațional se disting următoarele categorii de mărimi:

⁹ Bunăoară $f_{\omega}(\tau) = k_{\omega} / \tau$, unde $k_{\omega} = \Delta\beta / R_f$. $\Delta\beta$ reprezintă diferența dintre unghiul sub care este văzută fanta din centrul discului și unghiul β_r (sau β_s); R_f este raza cercului pe care sunt amplasate fantele de lungime l_f . În cazul senzorului proiectat de autor $l_f \cdot \Delta\beta = 1 \text{ mm}$.

- mărimi de intrare:
 - vectorul tensiunilor furnizate de blocurile mecano-optice, $u_{\alpha} = [u_{\alpha_1} \quad u_{\alpha_2} \quad u_{\alpha_3}]^T$
 - curentul măsurat i_{kd}
 - mărimea de comandă de la blocul regulator u_R .
- mărimile de ieșire:
 - ω_d -valoarea măsurată a vitezei unghiulare ω
 - vectorul impulsuri de comandă $u_T = [u_{T_1} \quad u_{T_2} \quad u_{T_3} \quad u_{T_4} \quad u_{T_5} \quad u_{T_6}]^T$
 - vectorul semnal de comandă pentru comutarea reacției de curent COM .

Restul mărimilor au semnificațiile cunoscute: ω , ω^* -viteza unghiulară, respectiv valoarea prescrisă a acesteia, θ -poziția rotorului, $i = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T$ -vectorul curenților statorici, iar I^* valoarea prescrisă a curentului de fază.

Sarcinile ansamblului detaliat în fig. 3.13c) se concretizează în:

- 1 Sistemul cu microcontroler calculează, în funcție de duratele τ asociate impulsurilor u_{α} pe ω , iar în funcție de τ și i_D , pe baza tabelării [SIL 98], [ORT 93] funcțiilor f_{θ_0} și f_{θ_f} unghiurile θ_0 și θ_f .
- 2 Se stabilesc duratele t_D și t_f asociate unghiurilor $\theta_D = \theta_c - \theta_0$ și $\theta_f = \theta_0$. Totodată, prin intermediul portului INI , sesizează momentele de începere și terminare a impulsurilor $u_{\alpha(i)}$ din care stabilește valorile semnalelor de validare a intrării în comutare a fazelor (momentele asociate unghiurilor θ_0), semnale notate cu VAL_A , VAL_B și VAL_C .
- 3 Valoarea lui t_D se încarcă în număratoarele E , iar a lui t_f în număratoarele S . În acest context sistemul cu microcontroler stabilește ciclic momentele de încărcare a număratoarelor E și S cu valorile t_D și t_f și generează impulsurile CLK de decrementare a acestora.
- 4 Peste acest mod de acțiune intervin impulsurile u_R date de regulator, care realizează adaptarea automată a factorului de umplere la nivelul impus de mărimile de intrare în regulator.

La pornire, precum și în situația când lucrează la *turații mici*, mașina cu reluctanță comutată se poate asimila unui motor de curent continuu fără perii (la care de asemenea este necesară cunoașterea poziției relative a rotorului față de stator). În aceste condiții alimentarea unei faze se conectează în momentul în care un pol rotoric începe să intre sub polul statoric corespunzător fazei respective și se deconectează atunci când axele celor doi poli sunt aliniate. Procesul decurge ciclic, iar prin atragerea polilor rotorici sub cei statorici v-a avea

loc mărirea progresivă a turației MRC. Numărătoarele E și S nu se utilizează în acest regim, comanda tranzistoarelor T_1, \dots, T_6 din choppere (fig. 3.6) fiind realizată doar de semnalele VAL_A , VAL_B , respectiv VAL_C și de u_R , generate corespunzător. Ieșirea din regimul de pornire sau de funcționare la turații mici și trecerea în regimul de comandă specific MRC-ului, descris anterior, începe atunci când durata τ a impulsurilor de aliniere scade sub o valoare prestabilită.

Un deziderat important, pe care interfața imaginată de autor îl satisface, îl constituie eliminarea dificultăților de pornire caracteristice altor tipuri de senzori [BOL 98], datorate stării de dezorientare inițială a sistemului de comandă, atunci când mașina trebuie să se rotească într-un anumit sens (din informațiile furnizate de senzorii de poziție amintiți nu se poate stabili, în orice situație, succesiunea alimentării fazelor pentru ca mașina să se rotească în sensul dorit).

În cazul senzorului propus de autor, pentru situația din fig. 3.14 și fig. 3.15 este valabil tabelul Tab. 3.1.

Tab. 3.1 Succesiunea alimentării fazelor MRC la pornire

Nr. Crt.	Semnalele de poziție				Sensul de rotație dorit	
	α_1	α_2	α_3	u_a	orar	trigonometric
1	1	0	0	0	A-A', B-B', C-C'	C-C', B-B', A-A'
2	1	1	0	1	B-B', C-C', A-A'	C-C', B-B', A-A'
3	0	1	0	0	B-B', C-C', A-A'	A-A', C-C', B-B'
4	0	1	1	1	C-C', A-A', B-B'	A-A', C-C', B-B'
5	0	0	1	0	C-C', A-A', B-B'	B-B', A-A', C-C'
6	1	0	1	1	C-C', A-A', B-B'	B-B', C-C', A-A'

El redă toate situațiile inițiale posibile din punct de vedere al poziției rotorului față de stator (valorile semnalelor α_1 , α_2 , α_3 și u_a), precum și al succesiunii alimentării fazelor MRC din punct de vedere al sensului de rotație al motorului dorit la pornire. Cu 1 și 0 s-au marcat starea activată, respectiv dezactivată a blocului mecano-optic, respectiv prezența sau absența nivelului nenul al tensiunii u_a . Se observă că ansamblul celor 6 stări, care surprind complet fenomenul, este consistent și imediat decodabil, permițând acțiuni bine definite. Fenomenele de oscilație, care ar putea să apară la tranziția dintr-o stare în alta, sunt eliminate prin utilizarea unor blocuri formatoare (cu histerezis) și de aceea nu sunt luate în calcul.

3.4 Conducerea motorului cu reluctanță comutată

Din paragraful anterior a rezultat că orice acționare cu MRC este în esență un sistem de reglare relativ complex. Literatura de specialitate abundă în idei și principii referitoare la strategiile utilizate. Rezultatele comunicate, obținute prin simulare sau practic, acoperă o gamă extrem de largă și sunt favorabile utilizării acestui tip de acționare. Câteva lucrări semnificative din acest punct de vedere, ordonate după data apariției lor și care acoperă gama de strategii utilizabile, sunt următoarele:

[SPO 87] și [CHI 96] propun reglarea cu reacție după stare, plecând de la modelul linear în timp continuu și discret;

[BUJ 93] și [FOR 98] propun variante bazate pe controlul modal alunecător

[EHS 92] analizează o variantă de reglare, în principiu convențională, fără senzori de poziție și curent;

[TRI 97] simulează o strategie de reglare neuro-fuzzy;

[CHU 97] dezvoltă o variantă de control robust;

[MIR 99] include în scopuri de utilizare o strategie de control adaptiv.

În cele ce urmează se analizează o structură de sistem de reglare bazată pe o strategie de conducere cu moduri alunecătoare. Structura a fost dezvoltată de autorul tezei plecând de la [BUJ 93]. S-au avut în vedere diverse variante, împărțite în două categorii, funcție de complexitatea fenomenelor din circuitul statoric luate în considerare.

Prima categorie are în vedere o funcționare a mașinii sub limita de saturație magnetică și conține două variante. Prima variantă depășește cu mult nivelul de aprofundare a fenomenelor referitoare la statorul mașinii, față de lucrarea menționată. A doua variantă se bazează pe structura din această lucrare detaliind, într-o manieră proprie, riplul care redă perturbațiile de cuplu datorate procesului de comutare. Practica ultimilor ani tinde să impună în prezent concluzia că mașina cu reluctanță comutată este utilizată cu mult mai multă eficiență în regim saturat [BOL 98]. Din acest motiv se consideră că importanța practică a acestei prime categorii de variante este în prezent mai redusă.

A doua categorie, având o singură variantă, ține seama de fenomenul de saturație magnetică care se manifestă practic la depășirea unui anumit curent. Acest fenomen este surprins în modelul original al MRC propus și utilizat de autorul tezei. Interesul pentru studiu a fost cu atât mai mare cu cât până în prezent nu s-a impus în domeniu nici un model care să țină seama de fenomenul de saturație. Dintre diferitele variante existente în literatură, se consideră relevantă, prin nivelul ei de elaborare, lucrarea [KJA 97]. De altfel această lucrare a constituit și punctul de plecare pentru modelarea propusă în teză.

Pentru ambele categorii reglarea propriu-zisă a vitezei de rotație se face cu limitare de curent folosind în acest scop două blocuri bipoziționale cu funcția de regulator de turație și de curent. Regimul modal alunecător se impune prin comanda directă sau indirectă a blocului bipozițional de turație de la un bloc de tip proporțional-derivator.

Problemele sunt prezentate gradual, plecând de la structura sistemului de reglare a turației (§3.4.1), continuând cu modelarea mașinii cu reluctanță comutată (§3.4.2) și încheind cu studiul prin simulare a comportării acesteia (§3.4.2.3).

3.4.1 Structura sistemului de reglare a turației

Sistemul de reglare automată a turației acționării cu MRC are structura din fig. 3.13b) în care blocul de reglare are una din formele din fig. 3.16a) sau b).

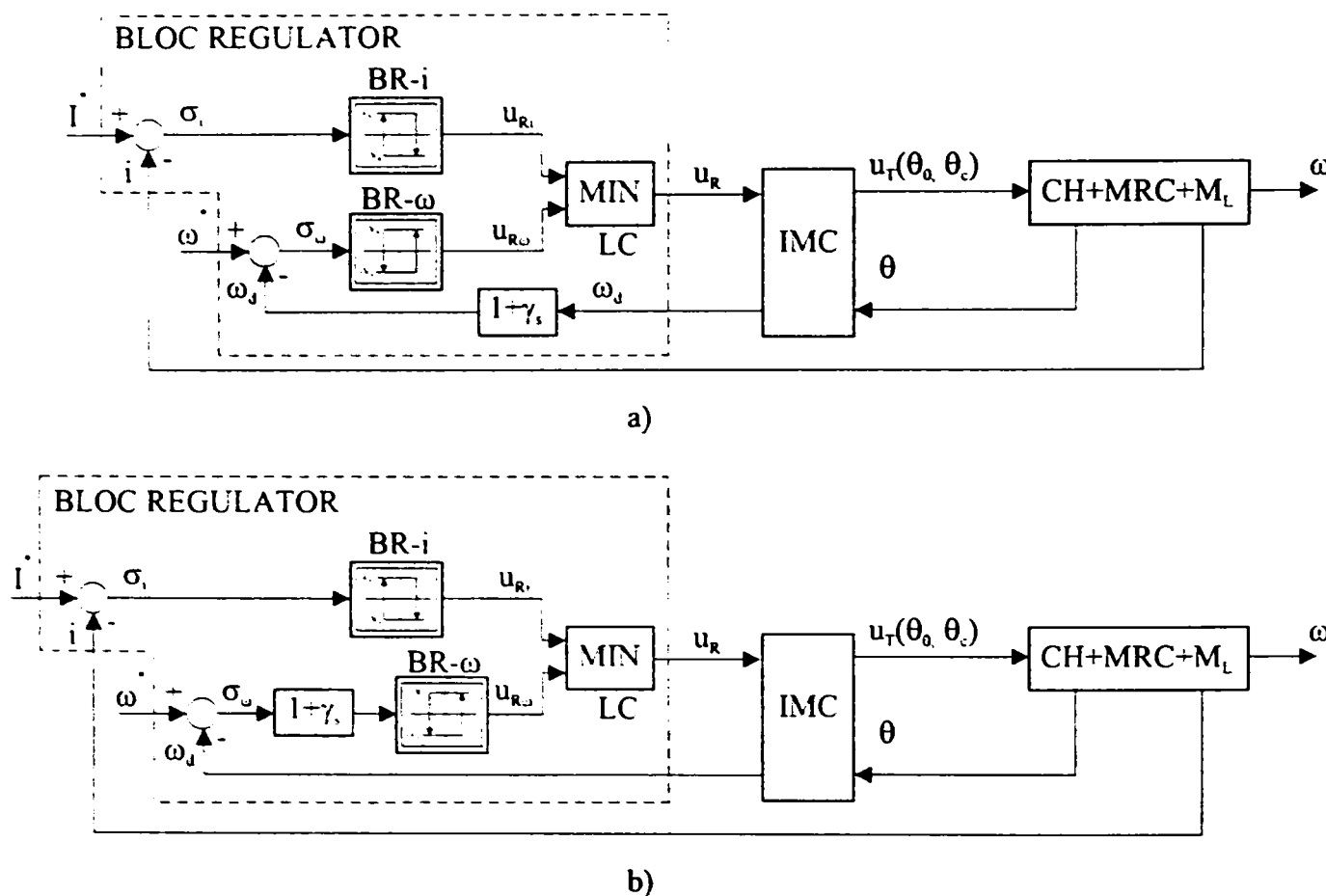


Fig. 3.16 Variante de reglare a turației

Se observă că blocurile bipoziționale $BR-i$ și $BR-\omega$ comută între aceleași niveluri, $-V_s$ și $+V_s$ și sunt calate prin histerezis ajustabil pe nivelul 0. Aceasta înseamnă că ele forțează, pentru un histerezis neglijabil, realizarea condițiilor:

$$\sigma_i = 0 \tag{3.23}$$

sau

$$\sigma_\omega = 0 \tag{3.24}$$

Prin blocul LC-logică de comandă se selectează în mod automat, pentru comanda părții conduse, întotdeauna, nivelul minim

$$u_R = \min\{u_{Ri}, u_{R\omega}\}, \text{ cu } u_{Ri}, u_{R\omega} \in \{-V_s, +V_s\}. \quad (3.25)$$

ω^* reprezintă viteza unghiulară prescrisă pentru arborele mașinii, iar I^* reprezintă un nivel maxim prescris pentru curent în limitele căruia se poate realiza modificarea vitezei unghiulare ω^* . Practic structura prevede posibilitatea de ajustare atât a lui ω^* , cât și a lui I^* , fapt evidențiat în fig. 3.17. În regim normal de funcționare blocul BR-i intervine datorită dinamicii foarte rapide a curentului, în permanență, atât în regimul de durată, cât și în regimuri tranzitorii (din punct de vedere al vitezei unghiulare ω). Comutarea comenzii u_R de la $u_R = u_{Ri}$ la $u_R = u_{R\omega}$ și invers denotă că sistemul de reglare este cu structură variabilă.

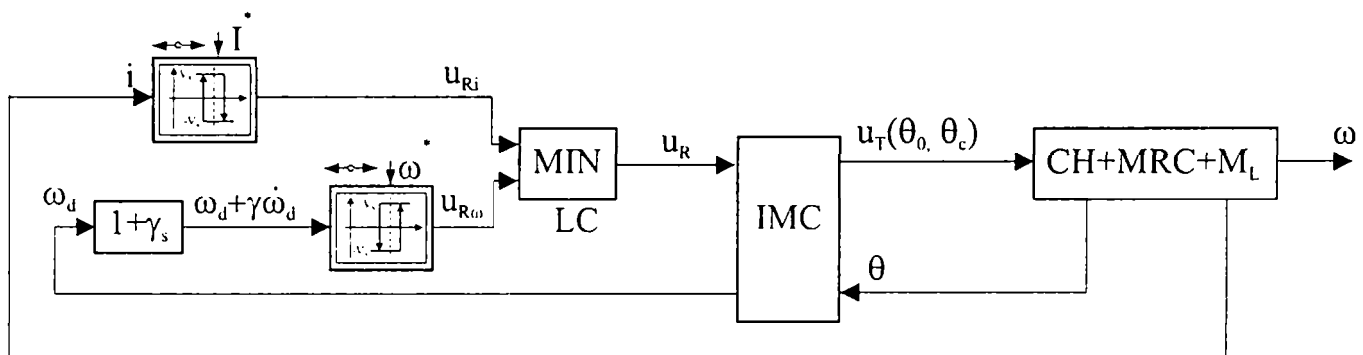


Fig. 3.17 Ajustarea valorilor prescrise I^* și ω^*

În regimul de reglare bipozițională condițiile (3.23) și (3.24) sunt realizate de sistem doar de o manieră intermitentă, iar în regimurile permanente, de o manieră periodică.

Pentru a transforma regimurile de reglare bipoziționale în regimuri de reglare modală alunecătoare, este necesar ca aceste condiții să fie realizate de o manieră continuă. Teoretic deșideratul este posibil numai printr-o comutare cu frecvență infinită a comenzii de pe un nivel pe celălalt. Regimul care s-ar stabili într-un astfel de caz este numit regim modal alunecător, iar interpretarea situației pe care o realizează rezultă din interpretarea condițiilor (3.23) sau (3.24) exprimate în funcție de mărimile de stare ale procesului condus. Astfel, imaginându-ne operată această exprimare și corelând-o cu ecuațiile de stare, rezultă un sistem de ecuații prin care variabilelor de stare li se impune o legătură, adică un mod concret de variație în raport cu timpul. Funcționarea sistemului în limitele acestei legături este numită regim modal alunecător. Pentru acesta $\sigma_\omega(\cdot)$ și $\sigma_r(\cdot)$ joacă rol de funcții de comutare. Bascularea comenzii este teoretic corelată cu modificarea valorilor funcțiilor $sign\{\sigma_\omega(\cdot)\}$ sau $sign\{\sigma_r(\cdot)\}$ și asigurată practic prin condiții de forma:

$$\sigma_\omega(\cdot)\dot{\sigma}_\omega(\cdot) < 0 \quad (3.23')$$

$$\sigma_i(\cdot)\dot{\sigma}_i(\cdot) < 0 \quad (3.24')$$

În teoria reglării modal alunecătoare variabilele pot lua orice valori reale. În cazurile practice, cu excepția timpului, toate variabilele sunt limitate. În consecință, un regim modal alunecător, se poate stabili numai pentru mulțimile de valori ale mărimilor de comandă și de stare reale, care pot satisface condițiile (3.23), (3.24), (3.23') și (3.24'). Altfel spus, situarea sistemului de reglare într-un astfel de regim nu este întotdeauna certă. Pentru a atinge un regim modal alunecător, sistemul trebuie adus în vecinătatea lui. În esență aceasta înseamnă posibilitatea generării unei comenzi care pentru o stare dată să satisfacă condițiile menționate. Confirmarea acestui fapt se face, de regulă, prin teoria așa-numitei comenzi echivalente. În cadrul ei egalitățile $\dot{\sigma}_\omega(\cdot) = 0$ sau $\dot{\sigma}_i(\cdot) = 0$ se consideră ca ecuații în raport cu mărimea de comandă. Soluția rezultată este ceea ce se numește “mărime de comandă echivalentă”, iar rezultatul este concludent în măsura în care el este și fizic realizabil. Practic comanda echivalentă este un “echivalent” de tip valoare medie al comenzii reale

Fie condiția (3.24). În ipoteza că $\sigma_\omega(\cdot) = \omega^* - \omega_d$ și având în vedere că ω_d este variabilă de stare, rezultă că prin impunerea condiției s-ar asigura $\omega_d = \omega^*$. Mai mult, rezultă că acest lucru s-ar putea realiza instantaneu, ceea ce este imposibil. Spre un astfel de regim se poate ajunge doar dinamic. O manieră posibilă o reprezintă regimul modal alunecător realizabil în schema din fig. 3.16 cu blocurile de tip proporțional derivator [NNA 94] cu funcția de transfer:

$$H_{ma}(s) = 1 + \gamma \cdot s \quad (3.26)$$

În ceea ce privește variantele din fig. 3.16 este important de observat că varianta din fig. 3.16a) este recomandată în situația în care ω^* se modifică în trepte, pe când varianta din fig. 3.16b), atunci când ω^* se modifică continuu (regim de sistem de urmărire/servomotor).

Astfel, aplicând pentru cele două structuri condiția (3.24), din punct de vedere al lui ω_d rezultă regimuri alunecătoare caracterizate de ecuațiile:

$$\text{- pentru schema din fig.3.16 a): } \quad \gamma \dot{\omega}_d(t) + \omega_d(t) = \omega^*(t) \quad (3.27)$$

$$\text{- pentru schema din fig.3.16 b): } \quad \gamma \dot{\omega}_d(t) + \omega_d(t) = \gamma \dot{\omega}^*(t) + \omega^*(t) \quad (3.28)$$

În cel de al doilea caz soluția ecuației diferențiale (3.28) pentru condiția inițială $\omega_d(0) = \omega^*(0) + (\Delta\omega_0)$ este:

$$\omega_d(t) = \omega(t) + (\Delta\omega_0)e^{-\gamma \cdot t}, \quad (3.29)$$

Soluția caracterizează comportarea mecanică a mașinii în regim modal alunecător indicând o dependență care permite controlul atenuării erorii de urmărire prin adoptarea

corespunzătoare a constantei γ . Pentru primul caz expresia lui $\omega_A(t)$ obținută din (3.27) este mult mai complexă, diferența $\omega_A(t) - \omega^*(t)$ fiind o funcție de $\omega^*(t)$ și ca urmare, spre deosebire de cazul anterior, regimurile modal alunecătoare complet controlabile rezultă doar atunci când $\omega^*(t)$ variază în treaptă. Din punctul de vedere al lui $\omega_A(t)$ pentru astfel de variații ale lui ω^* soluțiile date de (3.27) și (3.28) sunt echivalente. Altfel, schema din fig. 3.16b) este mai avantajoasă.

În fine, cu privire la ec. (3.27) și (3.28), se impune observația că în ele nu apar nici parametrii procesului și nici mărimile perturbatoare care acționează asupra lui. În consecință, asigurarea lor, în cazul ideal, conferă sistemului un înalt nivel de robustețe în raport cu parametrii și perturbațiile asociate procesului condus.

Practic comutarea se face cu frecvență limitată care este controlată prin lățimea histerezisului celor două blocuri bipoziționale, iar în cazul discret și prin mărirea pasului de discretizare a timpului.

3.4.2 Modele ale MRC

Modelul matematic al unei acționări cu MRC este constituit din mai multe grupuri de ecuații care descriu fenomene parțiale care au loc în sistem. Ecuațiile de bază sunt dezvoltate în § 3.4.2.1, modelele Simulink folosite pentru simulări, în § 3.4.2.2, iar rezultatele simulărilor în § 3.4.2.3.

3.4.2.1 Ecuații de bază ale MRC

- *Mișcarea de rotație a rotorului este descrisă de relațiile*

$$\begin{cases} \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t) \\ J_r \cdot \frac{d\omega}{dt} = M(t) - M_f(t) - M_p(t) \end{cases} \quad (3.30)$$

în care J_r - momentul de inerție al masei antrenate de rotor, M_f - moment de frecare, iar M_p - moment perturbator.

În cazul mașinii de echilibrat, J_r se poate considera constant. El corespunde ansamblului format din rotorul propriu-zis, roata antrenată și arbore. M_f modelează frecările care apar, de regulă cu aerul, pentru care se poate adopta $M_f = k_f \omega^2$. În fine, M_p este un moment perturbator care poate surprinde acțiuni exterioare exercitate asupra rotorului sau incertitudini de modelare a proceselor electromagnetice.

La un moment dat, din punctul de vedere al fazelor statorice, unghiurile rotorice iau față de un referențial comun valori diferite notate cu θ_k , $k = A, B, C$. Acest lucru poate fi redat prin relațiile

$$\theta_A(t) = \theta(t) + (-1)^{sens+1} \frac{\alpha_p}{3}, \quad \theta_B(t) = \theta(t), \quad \theta_C(t) = \theta(t) + (-1)^{sens} \frac{\alpha_p}{3} \quad (3.31)$$

în care

$$sens^{10} = \begin{cases} 0 & \text{pentru rotirea rotorului în sens trigonometric} \\ 1 & \text{pentru rotirea rotorului în sens orar} \end{cases}, \quad \alpha_p = \frac{2\pi}{N_r} = \frac{\pi}{2}.$$

Pentru $sens = 0$: $\theta_A(t) = \theta(t) - \frac{\alpha_p}{3}$, $\theta_B(t) = \theta(t)$, $\theta_C(t) = \theta(t) + \frac{\alpha_p}{3}$ ceea ce înseamnă că fazele sunt parcurse în succesiunea A, B, C , adică în sens trigonometric conform fig. 3.1, iar pentru $sens = 1$: $\theta_A(t) = \theta(t) + \frac{\alpha_p}{3}$, $\theta_B(t) = \theta(t)$, $\theta_C(t) = \theta(t) - \frac{\alpha_p}{3}$ indicând, conform aceleiași figuri, o rotire a rotorului în sens orar.

Asocierea valorii lui $\theta(t)$ cu $\theta_B(t)$ este arbitrară și nu reduce generalitatea abordării.

- Fenomenul din circuitul statoric este descris de ecuația

$$u_k = R_k \cdot i_k + \frac{d\psi_k(\theta_k, i_k)}{dt}, \quad k = A, B, C. \quad (3.32)$$

În literatură dezvoltarea relației (3.32) se face, așa cum s-a menționat la începutul §3.4, în diverse ipoteze. Două dintre acestea sunt prezentate în continuare la punctele a) și b):

a) Prin neglijarea dependenței față de curent a inductanței L_k [BUJ 93], adică prin admiterea relației:

$$\psi_k(\theta_k, i_k) = L_k(\theta_k) \cdot i_k \quad (3.33)$$

din (3.32) rezultă:

$$u_k = R_k \cdot i_k + L_k(\theta_k) \cdot \frac{di_k}{dt} + \frac{dL_k(\theta_k)}{d\theta_k} \cdot \omega \cdot i_k \quad (3.34)$$

în care $\omega = \frac{d\theta_k}{dt}$, $\forall k$, este viteza unghiulară (pentru simplitate, vis-à-vis de § 3.3.2, se consideră $\omega_d = \omega$).

În aceste relații expresia lui L_k poate să fie aproximată în diverse maniere, o modelare exactă nefiind posibilă. Astfel, se pot face aproximări fie plecând de la măsurători experimentale pentru un anumit MRC și găsirea unei curbe prin interpolare, fie admitând o variație teoretică.

¹⁰ Evident cele două sensuri se aleg arbitrar dar se utilizează apoi de o manieră controlată.

Pentru situația de față, în ipoteza mai generală că $\beta_r \geq \beta_s$, se poate considera că pe lungimea unui unghi de pas ($\Delta\theta = \alpha_p = 2\pi/N_r$) inductanța L_k depinde de θ ca în fig. 3.18,

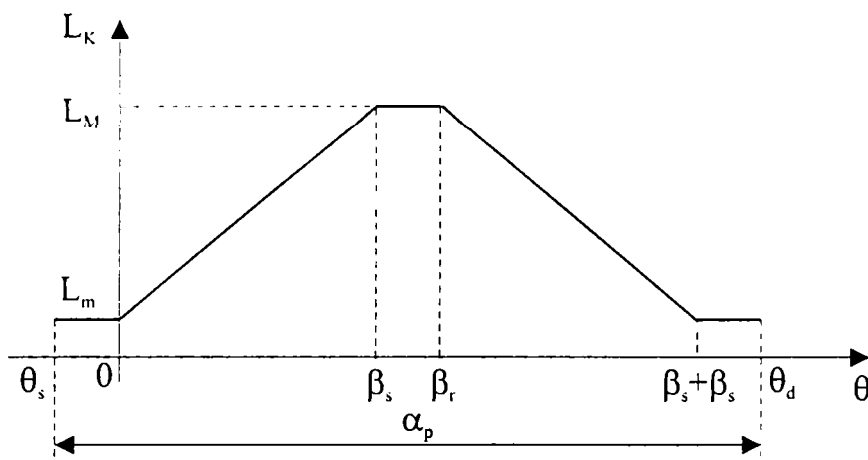


Fig. 3.18 Aproximarea variației inductanței unei faze a MRC

adică după relațiile:

$$L_k(\theta_k) = \begin{cases} L_m, & \text{pentru } \theta_k \in [\theta_s + j \cdot \alpha_p, j \cdot \alpha_p], \theta_s < 0, |\theta_s| < \alpha_p - (\beta_r + \beta_s) \\ L_m + (L_M - L_m) \frac{\theta_k}{\beta_s}, & \text{pentru } \theta_k \in (j \cdot \alpha_p, \beta_s + j \cdot \alpha_p] \\ L_M, & \text{pentru } \theta_k \in (\beta_s + j \cdot \alpha_p, \beta_r + j \cdot \alpha_p] \\ L_M - (L_M - L_m) \left(\frac{\theta_k}{\beta_s} - \frac{\beta_s + \beta_r}{\beta_s} \right), & \text{pentru } \theta_k \in (\beta_r + j \cdot \alpha_p, \beta_r + \beta_s + j \cdot \alpha_p] \\ L_m, & \text{pentru } \theta_k \in (\beta_r + \beta_s + j \cdot \alpha_p, \theta_d + j \cdot \alpha_p] \end{cases} \quad (3.35)$$

Cantitatea $j \cdot \alpha_p$, $j \in \mathbb{Z}$ surprinde periodicitatea fenomenelor în raport cu unghiul de rotație θ , perioada fiind unghiul de pas α_p .

Ca urmare

$$\frac{dL_k(\theta_k)}{d\theta_k} \cdot i_k = \begin{cases} 0, & \text{pentru } \theta_k \in [\theta_s + j \cdot \alpha_p, j \cdot \alpha_p], \theta_s < 0, |\theta_s| < \alpha_p - (\beta_r + \beta_s) \\ \frac{L_M - L_m}{\beta_s} i_k, & \text{pentru } \theta_k \in (j \cdot \alpha_p, \beta_s + j \cdot \alpha_p] \\ 0, & \text{pentru } \theta_k \in (\beta_s + j \cdot \alpha_p, \beta_r + j \cdot \alpha_p] \\ -\frac{L_M - L_m}{\beta_s} i_k, & \text{pentru } \theta_k \in (\beta_r + j \cdot \alpha_p, \beta_r + \beta_s + j \cdot \alpha_p] \\ 0, & \text{pentru } \theta_k \in (\beta_r + \beta_s + j \cdot \alpha_p, \theta_d + j \cdot \alpha_p] \end{cases} \quad (3.36)$$

Pe de altă parte, în ipoteza (3.33), cuplul electromagnetic al motorului este:

$$M = \sum_k M_k = \frac{1}{2} \sum_k \frac{dL_k(\theta_k)}{d\theta_k} i_k^2. \quad (3.37)$$

Având în vedere că θ_k și i_k sunt funcții de timp, rel.(3.37) presupune operarea simultană cu valorile momentane ale lui θ_k și i_k . Evident, aceasta sporește complexitatea calculului. Acceptarea ei înseamnă utilizarea unui model complet. Ocolirea se face de obicei folosind un model simplificat.

➤ În cazul modelului complet, ecuațiile care descriu fenomenul electromagnetic sunt:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_k(t)}{dt} = \frac{1}{L_k(\theta_k(t))} \left[u_k(t) - R_k \cdot i_k(t) - \frac{dL_k(\theta_k)}{d\theta_k} \cdot i_k \cdot \omega(t) \right], \quad k = A, B, C \\ \frac{dL_k(\theta_k)}{d\theta_k} \cdot i_k = \begin{cases} 0, & \text{pentru } \theta_k(t) \in [\theta_s + j\alpha_p, j\alpha_p], \quad j \in Z, \alpha_p = \frac{2\pi}{N_r} \\ \frac{L_M - L_m}{\beta_s} i_k(t), & \text{pentru } \theta_k(t) \in (j\alpha_p, \beta_s + j\alpha_p] \\ 0, & \text{pentru } \theta_k(t) \in (\beta_s + j\alpha_p, \beta_r + j\alpha_p] \\ -\frac{L_M - L_m}{\beta_s} i_k(t), & \text{pentru } \theta_k(t) \in (\beta_r + j\alpha_p, \beta_r + \beta_s + j\alpha_p] \\ 0, & \text{pentru } \theta_k(t) \in (\beta_r + \beta_s + j\alpha_p, \theta_j + j\alpha_p] \end{cases} \\ M(t) = \frac{1}{2} \sum_k \frac{dL_k(\theta_k(t))}{d\theta_k(t)} i_k^2(t) \end{array} \right. \quad (3.38)$$

Ansamblul acestor ecuații reprezintă un model orientat de la vectorul tensiunilor de alimentare $u = [u_A, u_B, u_C]^T$, la vectorul curenților de fază $[i_A, i_B, i_C]^T$ și la momentul electromagnetic M .

➤ În cazul modelului simplificat se are în vedere simetria fenomenelor la nivelul ansamblului fazelor mașinii ceea ce conduce la o simetrie a variației curenților pe cele trei faze. De data aceasta ecuațiile care descriu fenomenul electromagnetic folosesc un singur curent de fază, echivalent, $i(t)$ și au aspectul:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{1}{L(\theta)} \left[u(t) - Ri(t) - \frac{d\psi(t)}{dt} \right]. \quad (3.39)$$

În ceea ce privește $\frac{d\psi(t)}{dt}$, în acord cu [BUJ 93] se consideră simplificarea

$$\frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega(t) \cdot i(t), \quad \text{pentru } \theta \in [(j-1)\alpha_r, j\alpha_r] \quad (3.40)$$

în care pentru inductanța L se consideră

$$L(\theta) = L_m + \frac{L_M - L_m}{\alpha_r} \theta(t), \quad (3.41)$$

Dependența este redată și în fig. 3.19.

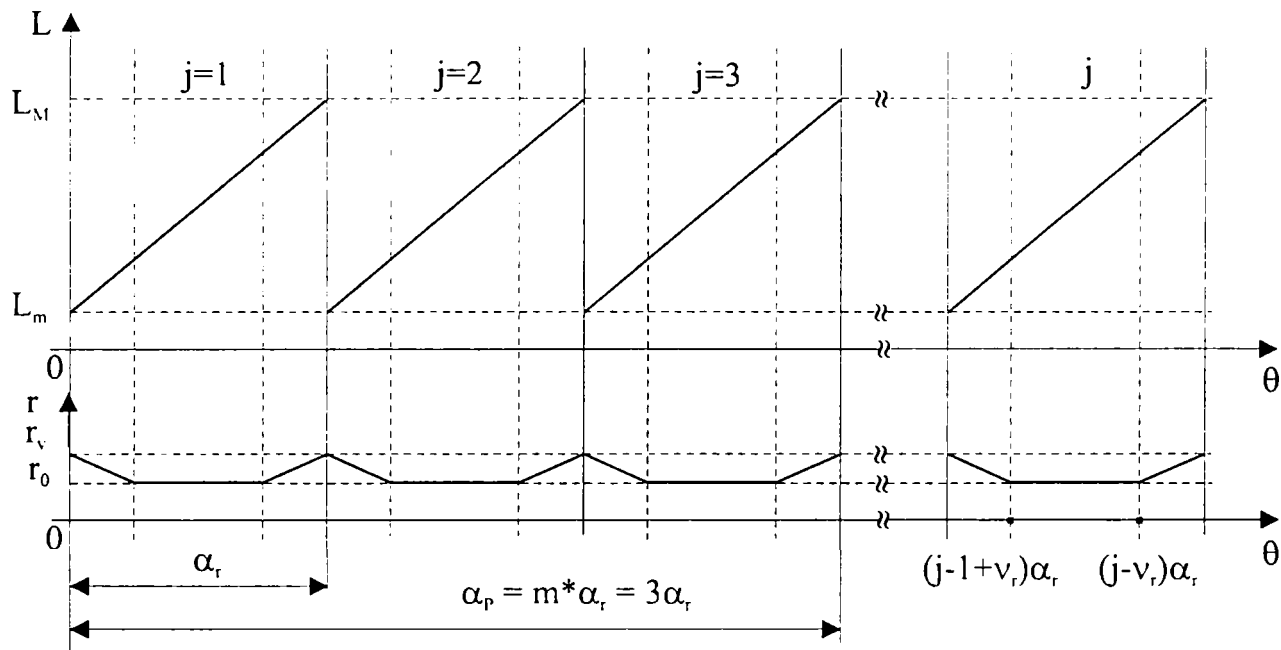


Fig. 3.19 Inductanța L și cuplul perturbator r în modelul simplificat

Situația simplificatoare din fig. 3.19, reprezentativă pentru regimul motor al mașinii cu reluctanță comutată 6/4 poli, arată că atunci când rotorul se rotește cu un unghi $\alpha_p = 2\pi/N_r$ se utilizează doar partea în care inductanța crește, iar această zonă se repetă (în intervalul considerat) de atâtea ori câte faze are motorul (în cazul de față $m=3$). Pentru a surprinde situația de o manieră cât mai apropiată de fenomenul real, pe aceeași figură este reprezentat și riplul r al cuplului M , datorat procesului de comutare a alimentării fazelor. Analitic acest riplu este descris de relațiile:

$$r = \begin{cases} r_v + (r_0 - r_v) \nu_r \left(\frac{\theta}{\alpha_r} + j - 1 \right) & \text{pentru } (j-1)\alpha_r \leq \theta < (j-1+\nu_r)\alpha_r, \\ r_0 & \text{pentru } (j-1+\nu_r)\alpha_r \leq \theta < (j-\nu_r)\alpha_r, \\ r_v - (r_0 - r_v) \nu_r \left(\frac{\theta}{\alpha_r} - j \right) & \text{pentru } (j-\nu_r)\alpha_r \leq \theta < j\alpha_r, \end{cases} \quad (3.42)$$

S-a notat cu ν_r - valoarea procentuală a intervalului α_r pe care se realizează tranzițiile între r_0 – riplul minim și r_v – valoarea de vârf a riplului. Unghiul $\nu_r \alpha_r = \alpha_M$ arată pe ce porțiune spațială de la începutul și sfârșitul rotației rotorului cu unghiul α_r se manifestă comutația fazelor și ca urmare intervine riplul.

Pentru $M(t)$ se consideră o formulă care rezultă din (3.37) prin aproximare:

$$M = \sum_k M_k = \frac{1}{2} \sum_k \frac{dL_k(\theta_k(t))}{d\theta_k(t)} i_k^2(t) \cong q \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2, \quad (3.43)$$

Aici $L(\theta)$ se obține cu relația (3.41), iar $q > 0$ este un factor corespunzător echivalării situației reale cu o situație echivalentă caracterizată prin acțiunea unei singure faze parcurse de curentul i . Această manieră de aproximare se asociază în mod obligatoriu cu prevederea unei expresii $M_p(t)$ în ecuația de mișcare (3.30), expresie prin care se surprind riplurile de cupluri datorate acțiunilor diferențiate ale fazelor precum și alte componente perturbatoare exterioare (v. § 3.4.2.2.2). Ecuația de mișcare (3.30), astfel completată, împreună cu relațiile (3.39), (3.40) și (3.43) alcătuiesc modelul simplificat al grupului motor-mașină de lucru.

Ansamblul acestor ecuații reprezintă de data aceasta un model orientat de la tensiunea u de alimentare a fazei echivalente la curentul i al aceleiași faze și momentul electromagnetic aproximat.

• În concluzie :

- În cazul utilizării unui model complet al statorului, modelul MRC este alcătuit din ecuația (3.30), (3.38) cu orientarea $\{u, M_p, sens\} \rightarrow \{\theta, i_A, \dots, i_C\}$
- în cazul modelului simplificat al MRC, acesta este alcătuit din ecuațiile (3.30), (3.39), (3.40) și (3.43) cu orientarea $\{u, M_p, sens\} \rightarrow \{\theta, i\}$. În ultima situație curenții de fază se obțin din $i(\theta)$ cu relațiile (3.44).

$$\begin{cases} i_A(\theta) = i \left(\theta + (-1)^{\text{sens}} \cdot \frac{\alpha_p}{m} \right) \\ i_B(\theta) = i(\theta) \\ i_C(\theta) = i \left(\theta + (-1)^{\text{sens}-1} \cdot \frac{\alpha_p}{m} \right) \end{cases} \quad (3.44)$$

b) Atunci când nu se neglijează dependența față de curent a inductanței L_k , se admite că [KJA 97], [BOL 98]:

$$\psi_k(\theta_k, i_k) = L_k(\theta_k, i_k) \cdot i_k \quad (3.45)$$

Prin calcule, pornind de la (3.32) și (3.45) se obține:

$$\frac{di_k(t)}{dt} = \frac{1}{L_k[\theta_k(t), i_k(t)] + i_k(t) \cdot \frac{\partial L_k[\theta_k(t), i_k(t)]}{\partial i_k}} \left[u_k(t) - R_k \cdot i_k(t) - \frac{\partial L_k[\theta_k(t), i_k(t)]}{\partial \theta_k} \cdot i_k(t) \cdot \omega(t) \right], \quad (3.46)$$

$k = A, B, C$

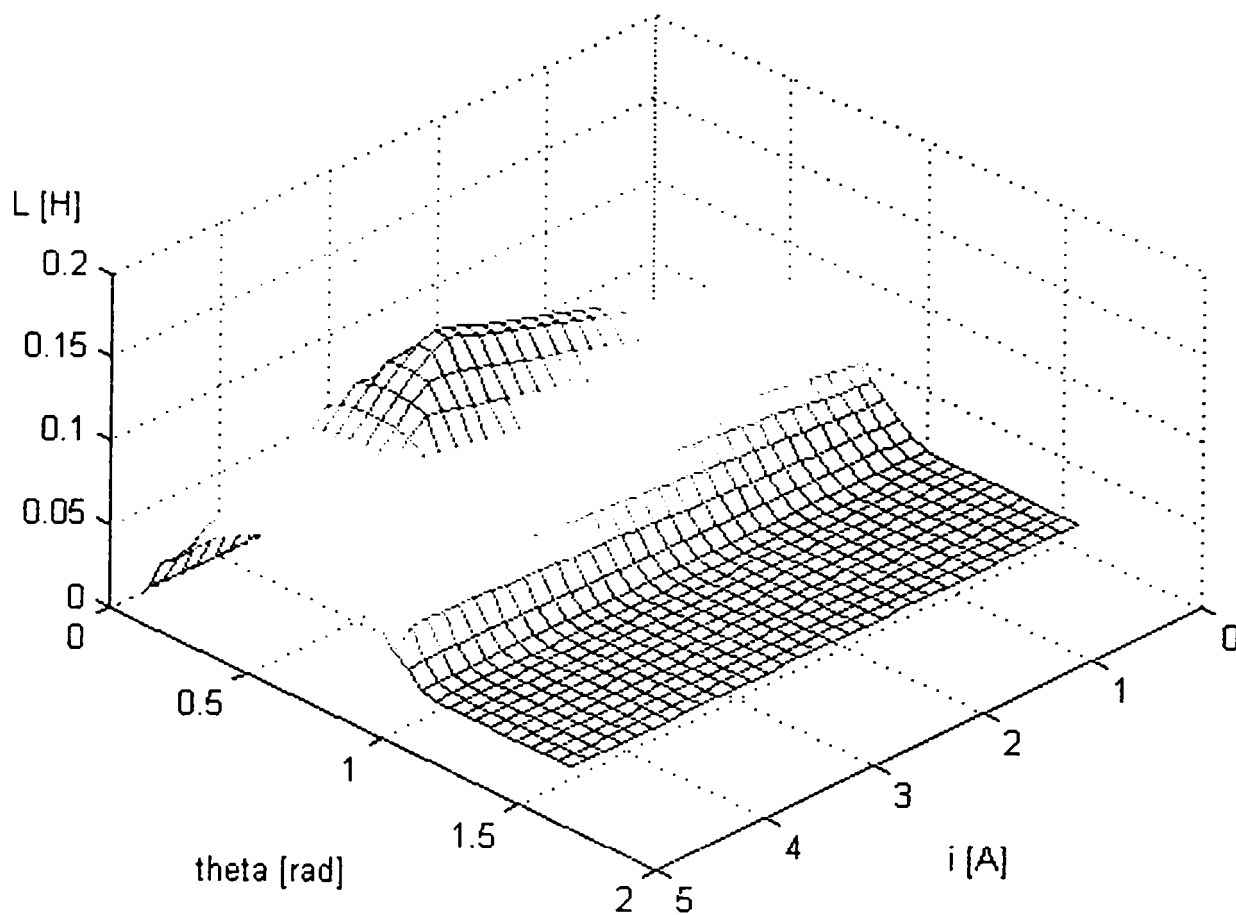
Stabilirea expresiilor fluxului ψ , sau inductanței L , reprezintă probleme de mare actualitate [KJA 97] deoarece cu ajutorul lor devin posibile modelarea și studiul mașinii prin simulare în vederea îmbunătățirii performanțelor și a realizării unor servosisteme de mare precizie. Plecând de la aceste orientări, în cele ce urmează se propune un nou model analitic pentru inductanța L_k . Acesta ține cont atât de curent, cât și de poziția relativă rotor-stator și este dat de relațiile (3.47).

$$L_k(\theta_k, i_k) = \begin{cases} L_{12} = L_m(L_c - L_m) \left(\frac{\theta - \theta_{T_p}}{\theta_{C_p} - \theta_{T_p}} \right)^2, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{T_p}, \theta_{C_p}) \\ L_1 = L_v + \frac{L_v - L_m}{\theta_v - \theta_{F_p}} (\theta - \theta_v), & \text{pentru } \theta \in [\theta_{C_p}, \theta_{1p}) \\ L_{rp} = (1 - \alpha_{pt})L_1 + \alpha_{pt} * L_2, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{1p}, \theta_{2p}) \\ L_2 = a(\theta - \theta_v)^2 + L_M e^{-B_v(i - i_{sat})^2}, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{2p}, \theta_{1m}) \\ L_{rm} = (1 - \alpha_{mt})L_2 + \alpha_{mt}L_1, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{1m}, \theta_{2m}) \\ L_{1m} = L_v - \frac{L_v - L_m}{\theta_v - \theta_{F_p}} (\theta - \theta_v), & \text{pentru } \theta \in [\theta_{2m}, \theta_{C_m}) \\ L_{12m} = L_m - (L_c - L_m) \left(\frac{\theta - \theta_{T_m}}{\theta_{C_m} - \theta_{T_m}} \right)^2, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{C_m}, \theta_{T_m}) \\ L_m, & \text{pentru } \theta \in \left[\theta_{T_m}, \frac{\pi}{2} \right) \end{cases} \quad (3.47)$$

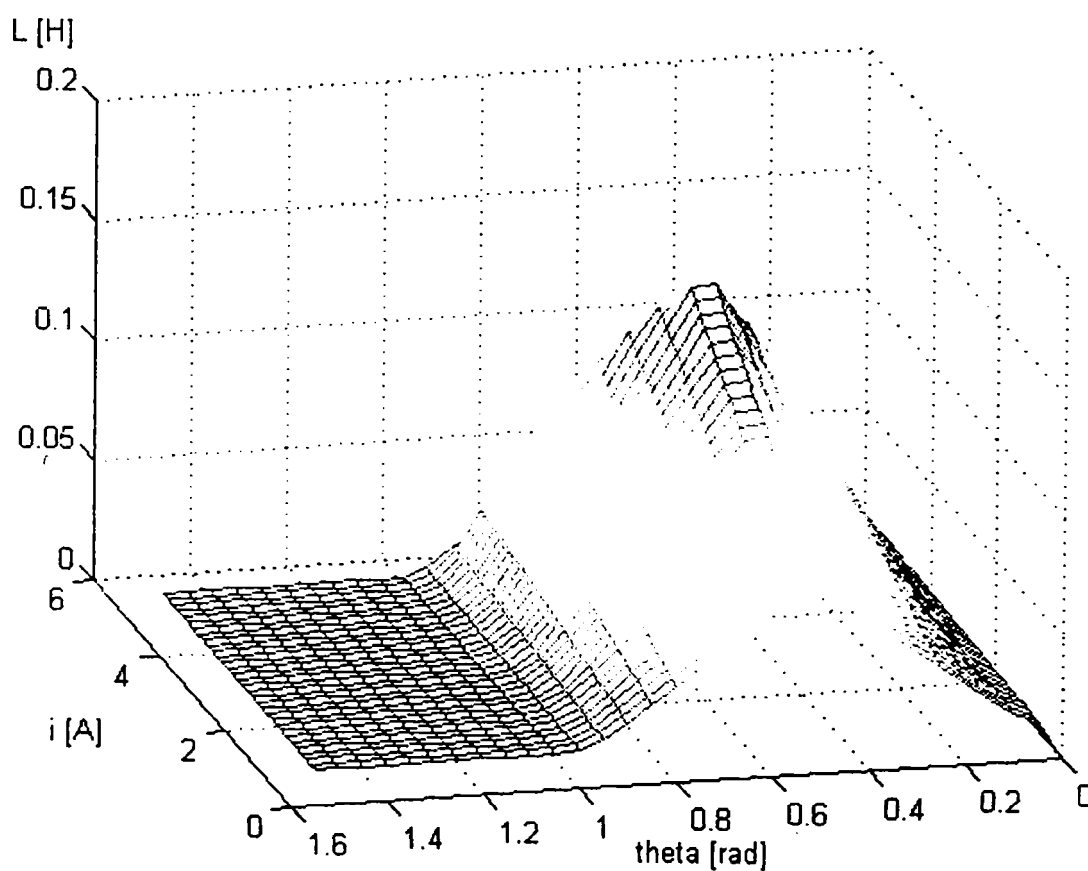
unde $\alpha_{pt} = \frac{\theta - \theta_{1p}}{\theta_{2p} - \theta_{1p}}$ și $\alpha_{mt} = \frac{\theta - \theta_{1m}}{\theta_{2m} - \theta_{1m}}$ sunt pantele inductanței, care are o variație

lineară, pe segmentele L_1 , respectiv L_{1m} .

Geometric dependența $L_k(\theta_k, i_k)$ este redată prin suprafața din fig. 3.20 (figura a) și b) reprezintă aceeași suprafață privită din unghiuri diferite). Dependența poate fi redată, considerând pe i_k ca parametru, prin familia de caracteristici din fig. 3.21. Diferitele caracteristici sunt generate însă prin particularizări adecvate dintr-o curbă ca și cea din fig. 3.22. În fig. 3.23 sunt concatenate diferitele forme ale lui $L_k(\theta_k)$, pentru $i_k = \text{const.}$, prin simulare făcută într-un caz teoretic caracterizat prin variații în treaptă ale curentului și viteză de deplasare constantă, duratele treptelor corespunzând intervalului de timp în care θ variază cu un pas, adică cu $\pi/2$. Pentru simplificarea reprezentării variațiile lui θ au fost reduse la intervalul $[0, \pi/2]$.



a)



b)

Fig. 3.20 Suprafața ce reprezintă inductanța

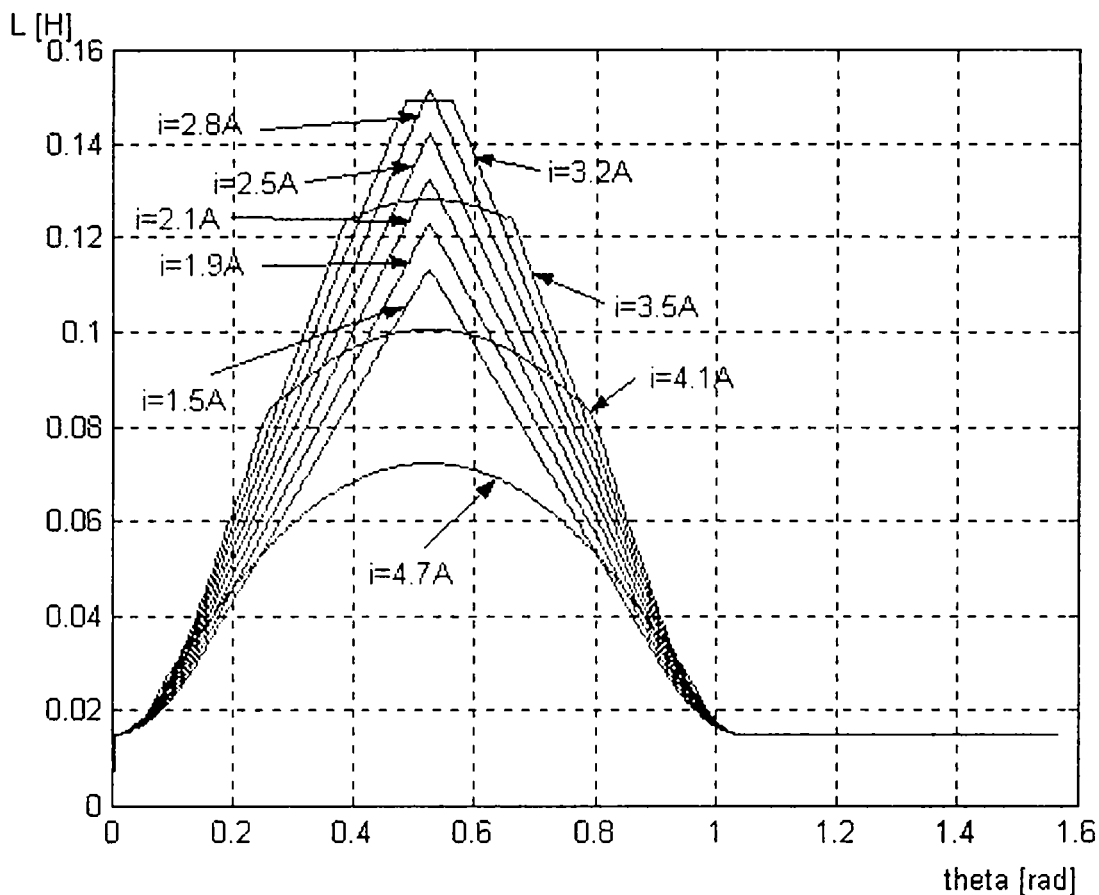


Fig. 3.21 Variația inductanței pentru diferiți curenți

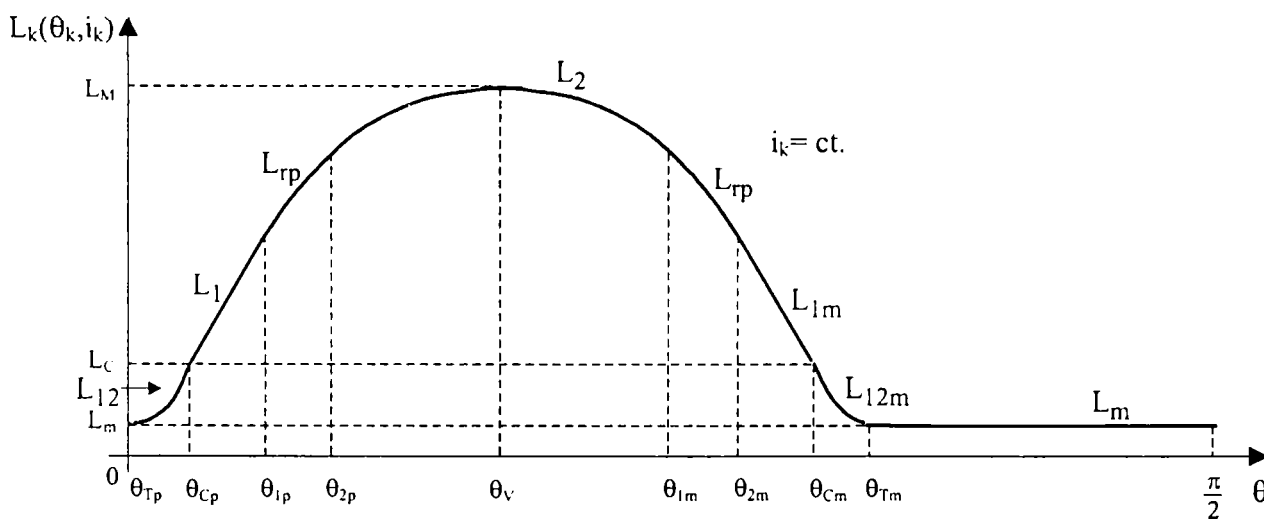


Fig. 3.22 Variația calitativă a inductanței L_k în funcție de θ_k pentru $i_k = \text{const.}$

Pentru datele mașinii din Anexa 3.1, folosind Matlab, s-au obținut graficele din fig.3.21 și imaginea 3D a inductanței, prezentată în fig.3.20 a) și b), iar cu ajutorul Simulink-ului imaginea din fig. 3.23.

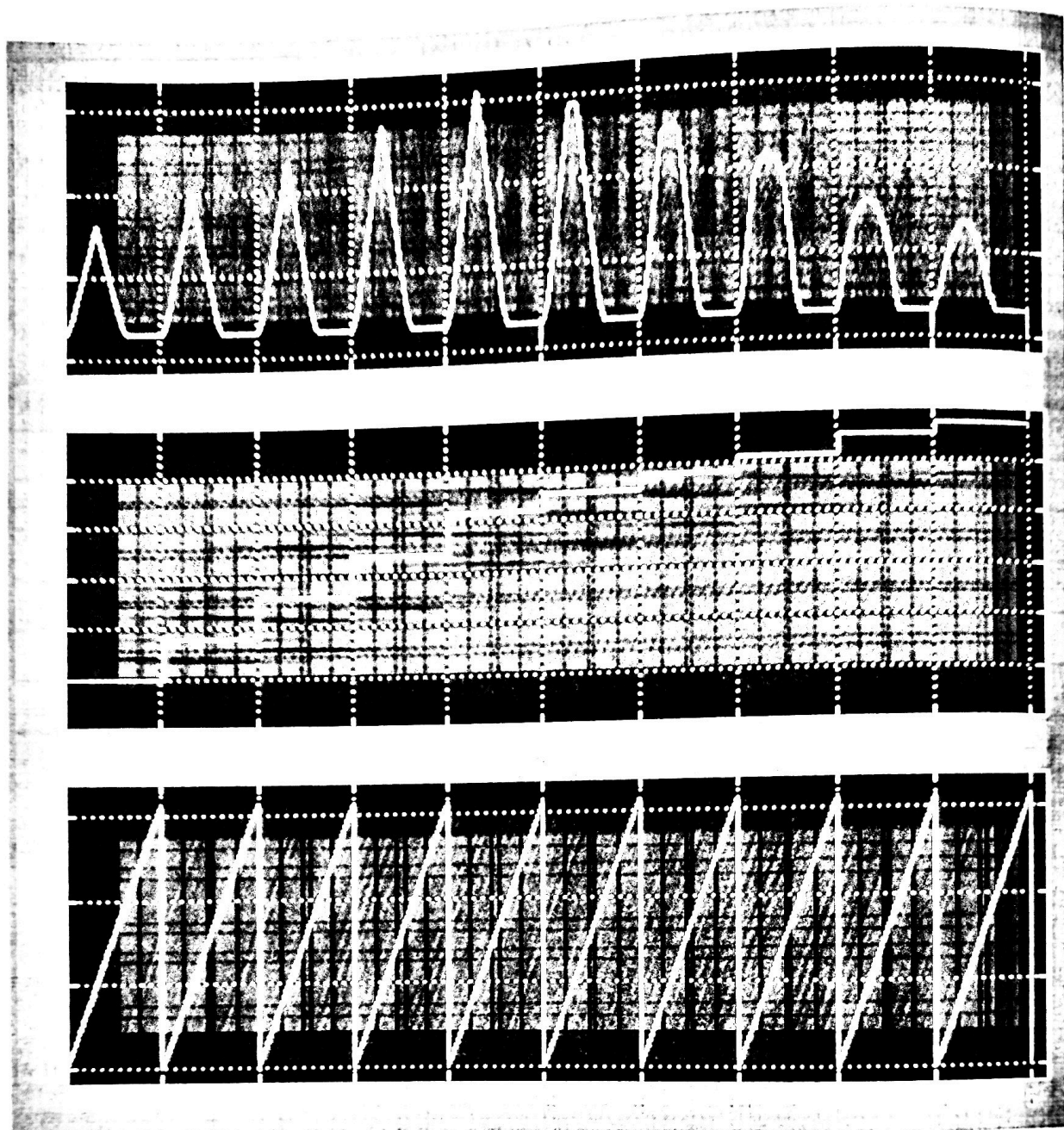


Fig. 3.23 Variația inductanței obținută cu Simulink

Se observă, pe toate figurile menționate, că inductanța are o formă triunghiulară până la un curent de saturație ($i_{sat}=3A$), peste care dacă se trece apare saturația ilustrată printr-o curbă a cărei formă scade în amplitudine, se rotunjește și lățește. De fapt, în acest model, vârful inductanței în funcție de curent parcurge o traiectorie având aliura din fig.3.24. La un curent $i = 0$ A, amplitudinea inductanței este $L_{v0}=0,5L_M$, apoi crește liniar cu curentul până când acesta atinge valoarea i_{Lm} , după care variația amplitudinii are loc după o curbă gaussiană al cărei vârf se situează la $i=i_{sat}$. Se consideră că această comportare surprinde în esență fenomenele electromagnetice din statorul MRC.

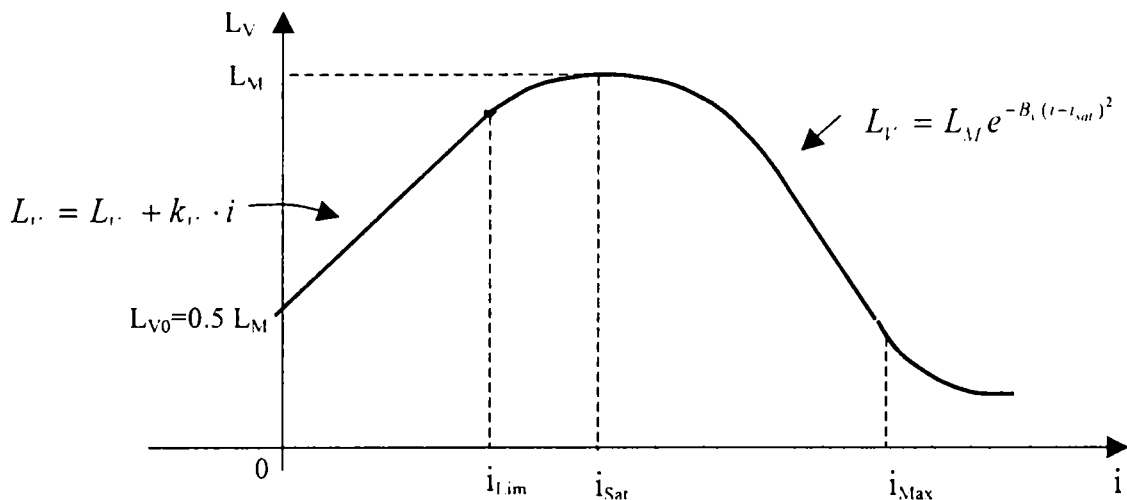


Fig. 3.24 Evoluția vârfului inductanței unei faze în funcție de curent

Pentru calculul cuplului se au în vedere energia și coenergia [BOL 98] stocate de câmpul electromagnetic. Energia W stocată de câmpul electromagnetic la o poziție θ a rotorului și un curent statoric i , este dată de aria suprafeței dintre curba particulară de magnetizare și curba fluxului Φ , iar coenergia W' este dată de aria cuprinsă între axa curentului și curba particulară de magnetizare:

$$W(\theta, \Phi) = \int_0^{\Phi} i(\theta, \varphi) \cdot d\varphi \tag{3.48}$$

$$W'(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, j) \cdot dj$$

Cuplul electromagnetic, neglijând pierderile prin bobine, poate fi exprimat prin oricare din relațiile:

$$M(\theta, \Phi) = - \frac{\partial W(\theta, \Phi)}{\partial \theta} \tag{3.49}$$

$$M(\theta, i) = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta}$$

Pe baza rel. (3.48) și (3.45), din (3.49) rezultă:

$$M(\theta, i) = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^i \psi(\theta, j) \cdot dj = \int_0^i \frac{\partial L(\theta, j)}{\partial \theta} j \cdot dj \tag{3.50}$$

Pentru calcularea derivatelor inductanței în raport cu unghiul de rotație θ , respectiv cu curentul i , cerute de relațiile (3.50), respectiv (3.46) se pleacă de la expresia (3.47) a inductanței, obținându-se în final relațiile (3.51), respectiv (3.52),

$$\frac{\partial L_k(\theta_k, i_k)}{\partial \theta} = \begin{cases} 2(L_c - L_m) \frac{\theta - \theta_{T_p}}{(\theta_{C_p} - \theta_{T_p})^2}, \text{ pentru } \theta \in [\theta_{T_p}, \theta_{C_p}) \\ \frac{L_v - L_m}{\theta_v - \theta_{F_p}}, \text{ pentru } \theta \in [\theta_{C_p}, \theta_{1p}) \\ \frac{1}{\theta_{2p} - \theta_{1p}} (L_2 - L_1) + \alpha_{pl} \left[2a(\theta - \theta_v) - \frac{L_v - L_m}{\theta_v - \theta_{F_p}} \right] + \frac{L_v - L_m}{\theta_v - \theta_{F_p}}, \\ \text{ pentru } \theta \in [\theta_{1p}, \theta_{2p}) \\ 2a(\theta - \theta_v), \text{ pentru } \theta \in [\theta_{2p}, \theta_{1m}) \\ \frac{1}{\theta_{2m} - \theta_{1m}} (L_{1m} - L_2) - \alpha_{ml} \left[\frac{L_v - L_m}{\theta_v - \theta_{F_p}} + 2a(\theta - \theta_v) \right], \\ \text{ pentru } \theta \in [\theta_{1m}, \theta_{2m}) \\ -\frac{L_v - L_m}{\theta_v - \theta_{F_p}}, \text{ pentru } \theta \in [\theta_{2m}, \theta_{C_m}) \\ -2(L_c - L_m) \frac{\theta - \theta_{T_p}}{(\theta_{C_p} - \theta_{T_p})^2}, \text{ pentru } \theta \in [\theta_{C_m}, \theta_{T_m}) \\ 0, \text{ pentru } \theta \in \left[\theta_{T_m}, \frac{\pi}{2} \right) \end{cases} \quad (3.51)$$

$$\frac{\partial L_k(\theta_k, i_k)}{\partial i} = \begin{cases} k_v \frac{\theta_{C_p} - \theta_{F_p}}{\theta_v - \theta_{F_p}} \left(\frac{\theta - \theta_{T_p}}{\theta_{C_p} - \theta_{F_p}} \right)^2, \text{ pentru } \theta \in [\theta_{T_p}, \theta_{C_p}) \\ k_v \left(1 + \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_p}} \right), \text{ pentru } \theta \in [\theta_{C_p}, \theta_{1p}) \\ (1 - \alpha_p) k_v \left(1 + \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_p}} \right) - 2B_v \alpha_{pl} (i - i_{SAT}) L_M e^{-B_v (i - i_{SAT})^2}, \\ \text{ pentru } \theta \in [\theta_{1p}, \theta_{2p}) \\ -2B_v (i - i_{SAT}) L_M e^{-B_v (i - i_{SAT})^2}, \text{ pentru } \theta \in [\theta_{2p}, \theta_{1m}) \\ -2B_v (1 - \alpha_{ml}) (i - i_{SAT}) L_M e^{-B_v (i - i_{SAT})^2} + \alpha_{ml} k_v \left(1 - \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_p}} \right), \\ \text{ pentru } \theta \in [\theta_{1m}, \theta_{2m}) \\ k_v \left(1 - \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_p}} \right), \text{ pentru } \theta \in [\theta_{2m}, \theta_{C_m}) \\ k_v \frac{\theta_{C_p} - \theta_{F_p}}{\theta_v - \theta_{F_p}} \left(\frac{\theta - \theta_{T_m}}{\theta_{C_m} - \theta_{T_m}} \right)^2, \text{ pentru } \theta \in [\theta_{C_m}, \theta_{T_m}) \\ 0, \text{ pentru } \theta \in \left[\theta_{T_m}, \frac{\pi}{2} \right) \end{cases} \quad (3.52)$$

în care

$$L_v = \begin{cases} L_{v_0} + k_v \cdot i & \text{pentru } i \leq i_{\text{lim}} \\ L_M e^{=B(i-i_{\text{sr}})^2} & \text{pentru } i > i_{\text{lim}} \end{cases} \quad (3.52')$$

Înlocuind în (3.50), expresia cuplului motor devine:

$$M(\theta_k, i_k) = \begin{cases} \left[i^2(L_{v_0} - L_m) + \frac{2}{3}i^3k_v \right] \frac{\theta_{C_r} - \theta_{F_r}}{\theta_v - \theta_{F_r}} \frac{\theta - \theta_{T_r}}{(\theta_{C_r} - \theta_{T_r})^2}, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{T_r}, \theta_{C_r}) \\ \left[\frac{i^2}{2}(L_{v_0} - L_m) + \frac{i^3}{3}k_v \right] \frac{1}{\theta_v - \theta_{F_r}}, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{C_r}, \theta_{1p}) \\ \frac{1}{\theta_{2p} - \theta_{1p}} \left\{ i^* a(\theta - \theta_v)^2 + P(i) - \frac{i^2}{2} \left[L_{v_0} + (L_{v_0} - L_m) \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_r}} \right] + \frac{i^3}{3} k_v \left(1 + \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_r}} \right) \right\} + \\ + \alpha_{P_t} \left\{ i^2 a(\theta - \theta_v) - \frac{\alpha_{P_t}}{\theta_v - \theta_{F_r}} \left[\frac{i^2}{2}(L_{v_0} - L_m) + \frac{i^3}{3}k_v \right] \right\} + \left[\frac{i^2}{2}(L_{v_0} - L_m) + \frac{i^3}{3}k_v \right] \frac{1}{\theta_v - \theta_{F_r}}, \\ \text{pentru } \theta \in [\theta_{1p}, \theta_{2p}) \\ i^2 a(\theta - \theta_v), & \text{pentru } \theta \in [\theta_{2p}, \theta_{1m}) \\ \frac{1}{\theta_{2m} - \theta_{1m}} \left\{ \left[L_{v_0} + (L_{v_0} - L_m) \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_r}} \right] \frac{i^2}{2} + k_v \left(1 - \frac{\theta - \theta_v}{\theta_v - \theta_{F_r}} \right) \frac{i^3}{3} - ia(\theta - \theta_v)^2 - P(i) \right\} - \\ - \alpha_{m_t} \left\{ \left[\frac{i^2}{2}(L_{v_0} - L_m) + \frac{i^3}{3}k_v \right] \frac{1}{\theta_v - \theta_{F_r}} + i^2 a(\theta - \theta_v) \right\} + i^2 a(\theta - \theta_v), & \text{pentru } \theta \in [\theta_{1m}, \theta_{2m}) \\ - \left[\frac{i^2}{2}(L_{v_0} - L_m) + \frac{i^3}{3}k_v \right] \frac{1}{\theta_v - \theta_{F_r}}, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{2m}, \theta_{C_m}) \\ \left[i^2(L_{v_0} - L_m) + \frac{2}{3}i^3k_v \right] \frac{\theta_{C_r} - \theta_{F_r}}{\theta_v - \theta_{F_r}} \frac{\theta - \theta_{T_m}}{(\theta_{C_m} - \theta_{T_m})^2}, & \text{pentru } \theta \in [\theta_{C_m}, \theta_{T_m}) \\ 0, & \text{pentru } \theta \in \left[\theta_{T_m}, \frac{\pi}{2} \right) \end{cases} \quad (3.53)$$

unde

$$P(i) = \int j \cdot e^{-B_v(j-i_{\text{sr}})^2} dj \cong -0.00152i^5 + 0.015075i^4 - 0.0206i^3 + 0.0141i^2 + 0.003i \quad (3.53')$$

este calculat prin interpolare, așa cum se arată în Anexa 3.2.

Modelul mașinii, în acest caz, este dat de relațiile (3.30), (3.46), (3.47) și (3.53) reprezentând un sistem cu orientarea $\{u, M_p\} \rightarrow \{\theta, i\}$.

3.4.2.2 Modele Simulink ale acționării cu MRC

Pe baza ecuațiilor stabilite în paragraful anterior pot fi dezvoltate structuri de modele, mai mult sau mai puțin complete, ale acționării cu MRC. Obiectul acestui paragraf îl constituie prezentarea a trei astfel de modele. În esență ele diferă doar prin modul în care este surprinsă variația inductanței unei faze în funcție de unghiul de rotație și de curentul de fază. Astfel în

§ 3.4.2.2.1 se prezintă un model-pe care il numim *modelul 1*- bazat pe expresia (3.35) a inductanței, valabilă în cazul neglijării fenomenului de saturație și fără a face simplificări excesive, în § 3.4.2.2.2 se prezintă un model- pe care il numim *modelul 2*- bazat pe expresia (3.41) a inductanței utilizat tot în cazul nesaturării, dar care conține o seamă de simplificări, iar în § 3.4.2.2.3 se prezintă un model - pe care il numim *modelul 3*- bazat pe expresia (3.47) a inductanței, care surprinde de o manieră foarte elaborată fenomenul saturației. În detaliu modelele diferă prin particularitățile asociate implementării lor în mediul Simulink, particularități impuse de operații care au intrat în componența modelelor.

3.4.2.2.1 Structură de model bazată pe “modelul 1” al inductanței

Modelul are structura din fig. 3.25 și corespunde ecuațiilor (3.30) și (3.38) în care blocurile *Faza A*, *Faza B* și *Faza C* generează, în funcție de viteza unghiulară ω și valorile

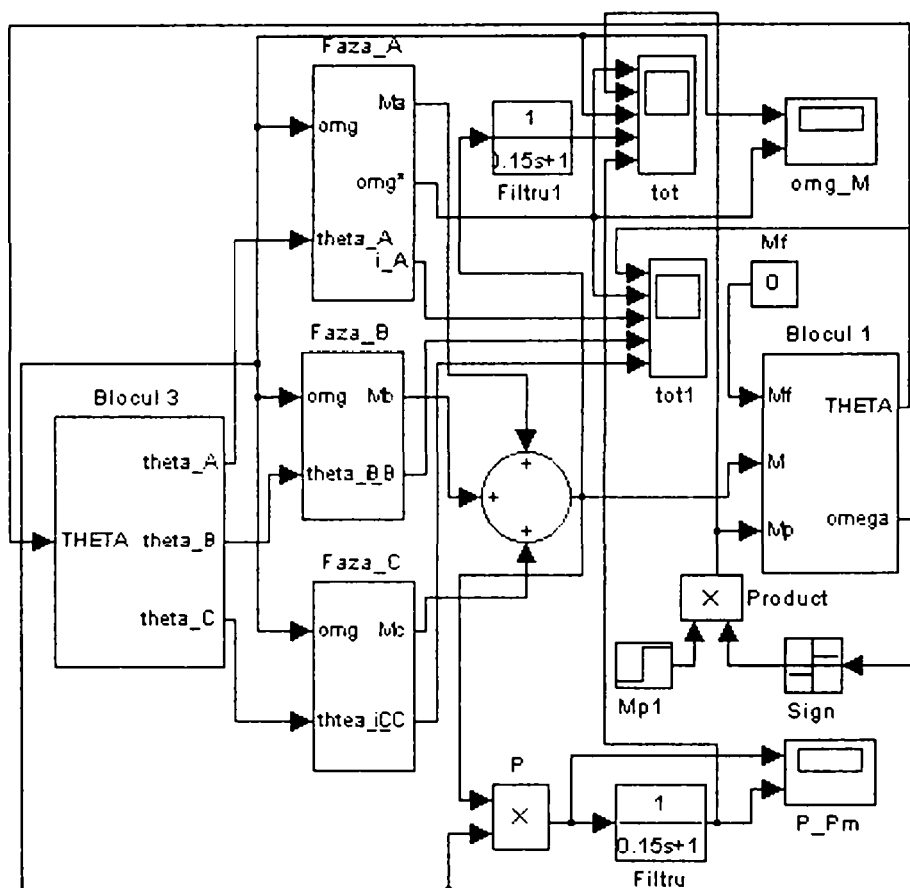


Fig. 3.25 “Modelul 1” al MRC

$\{\theta\}_A$, $\{\theta\}_B$ și $\{\theta\}_C$ ale poziției unghiulare relative ale rotorului în raport cu axele polilor statorici *A*, *B* și *C*, mărimile cerute de relațiile (3.37) pentru calculul cuplului. Generarea se face cu aportul blocului de reglare, reprodus în fiecare dintre acestea. Ele au toate o structură asemănătoare cu cea din fig. 3.26, care reține din fig. 3.25 o singură fază, arbitrară, notată cu

k . Cele cinci blocuri care alcătuiesc faza k , prezentate în Anexa 3.3 (împreună cu blocurile 1 și 3), sunt:

- blocul de calcul al cuplului pe faza k , Blocul 2
- sesizorul unghiului $\{\theta\}_k$, Blocul 4
- generatorul funcției $L_k(\theta_k)$, Blocul 5
- generatorul derivatei $dL_k(\theta_k)/d\theta_k$ Blocul 6

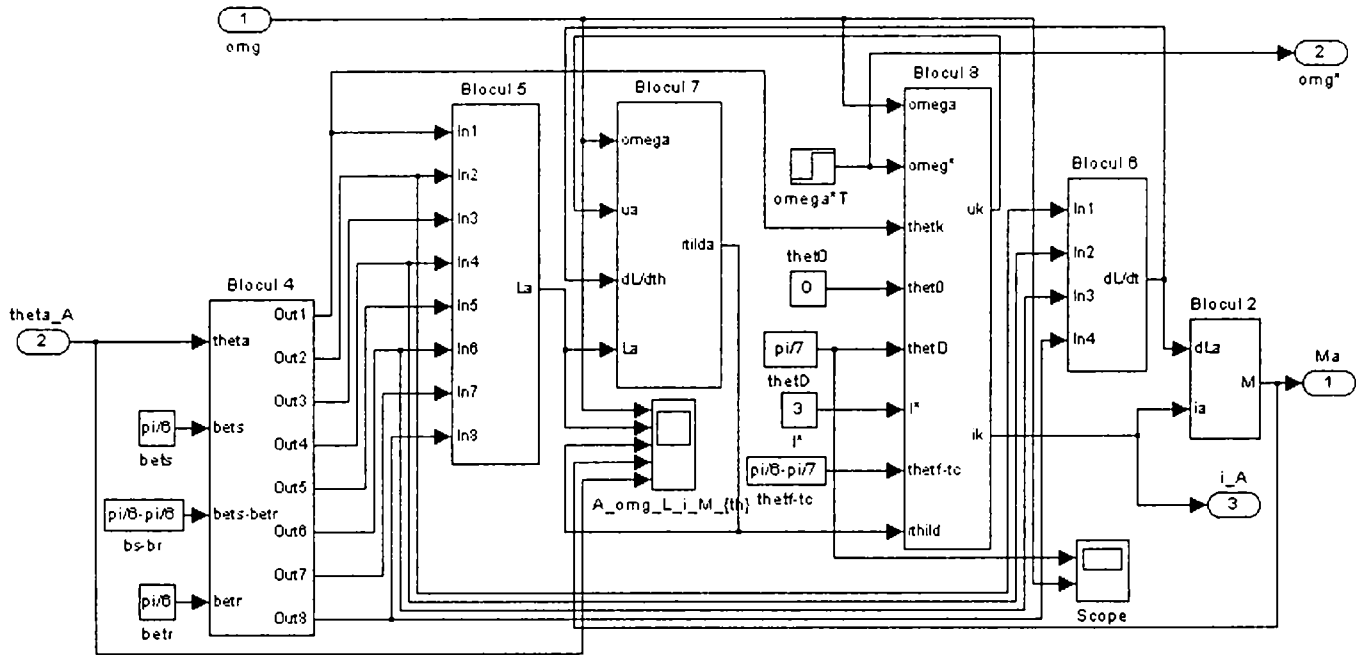


Fig. 3.26 Blocul Faza_A din "modelul 1" al MRC

- blocul de calcul al curentului neîntrerupt, Blocul 7
- blocul de reglare și comandă a curentului, Blocul 8.

Funcția de transfer $H_{ma}(s)$ este implementată, față de rel. (3.26) sub forma:

$$H_{ma}(s) = 1 + \gamma \frac{s}{1 + T_\omega s} \tag{3.54}$$

în care T_ω este o constantă de filtrare necesară realizabilității fizice a operației de derivare.

3.4.2.2.2 Structură de model bazat pe "modelul 2" al inductanței

Modelul are structura din fig. 3.27 în care blocurile 1, 2, 3, 4, 5 și 6 sunt reprezentate în Anexa 3.4. Pentru blocurile 3 până la 6, sunt adecvate denumirile:

- Blocul 3s – generatorul de unghi periodic
- Blocul 4s – generatorul funcțiilor $L(\theta)$, $r(\theta)$
- Blocul 5s – blocul de calcul al curentului
- Blocul 6s – blocul de reglare și comandă al curentului.

În acest caz inductanța L și riplul r , destinat surprinderii variațiilor cuplului datorate procesului de comutare, sunt determinate de “partea fracționară a lui θ în raport cu α_r ”.

Riplul este considerat ca și un moment perturbator care furnizează componenta internă în momentul perturbator total M_p :

$$M_p = r + M_{pe} \tag{3.55}$$

în care M_{pe} este moment perturbator extern.

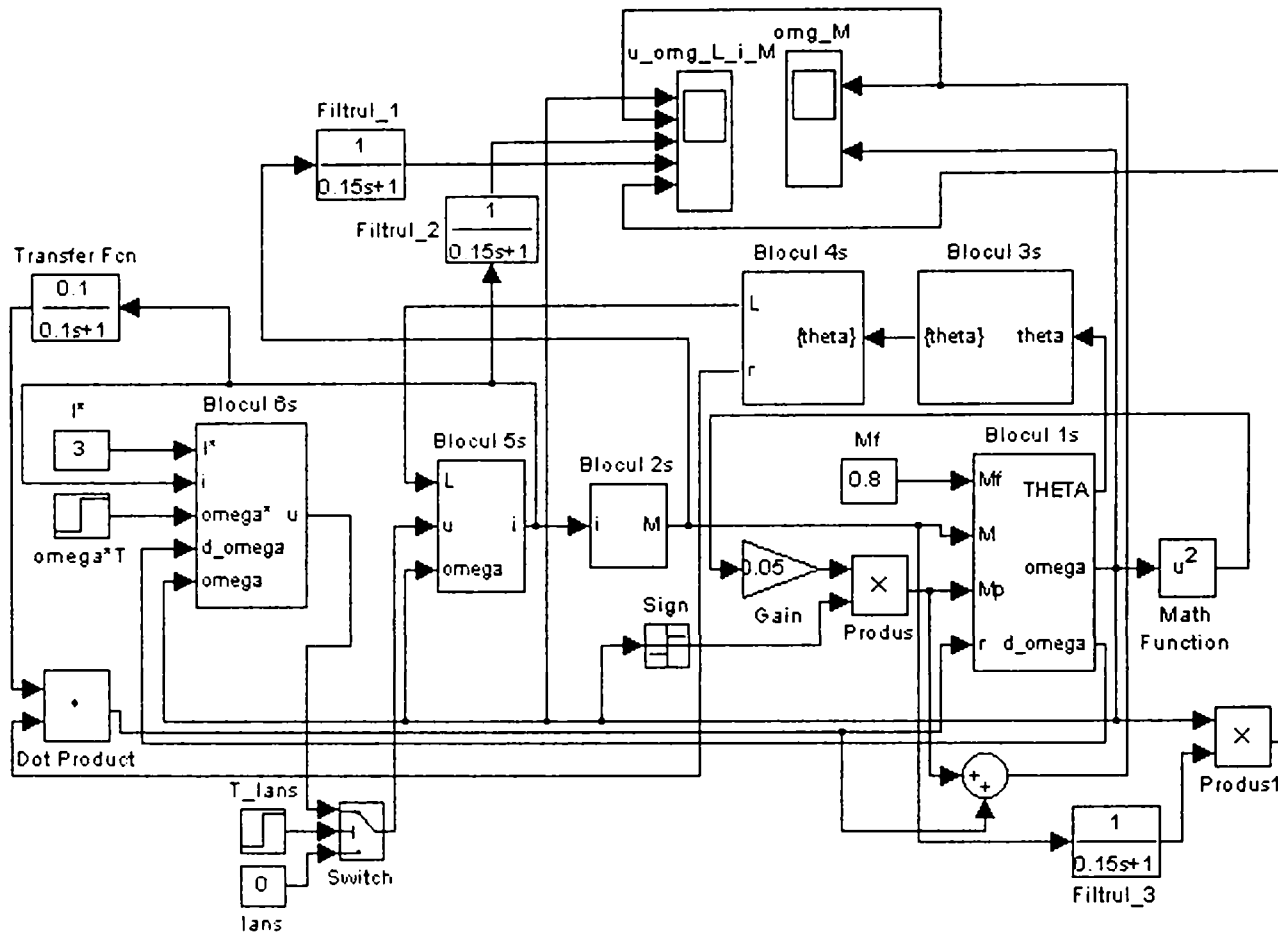


Fig. 3.27 “Modelul 2” al MRC

În ceea ce privește blocurile $BR-i$, $BR-\omega$ și blocul linear cu funcția $H_{ma}(s)$ s-a considerat aceeași situație ca și în paragraful anterior.

3.4.2.2.3 Structură de model bazat pe “modelul 3” al inductanței

Schema bloc, asemănătoare modelelor prezentate anterior, se prezintă în fig. 3.28, iar pentru una din fazele A , B , sau C în fig. 3.29.

Față de modelele anterioare, în cazul luării în considerare a fenomenului de saturație din statorul MRC, blocurile de calcul ale inductanței, curentului și cuplului se complică substanțial. Pentru expresiile corespunzătoare acestor mărimi, deduse anterior (§ 3.4.2.1), s-au realizat în Simulink următoarele module:

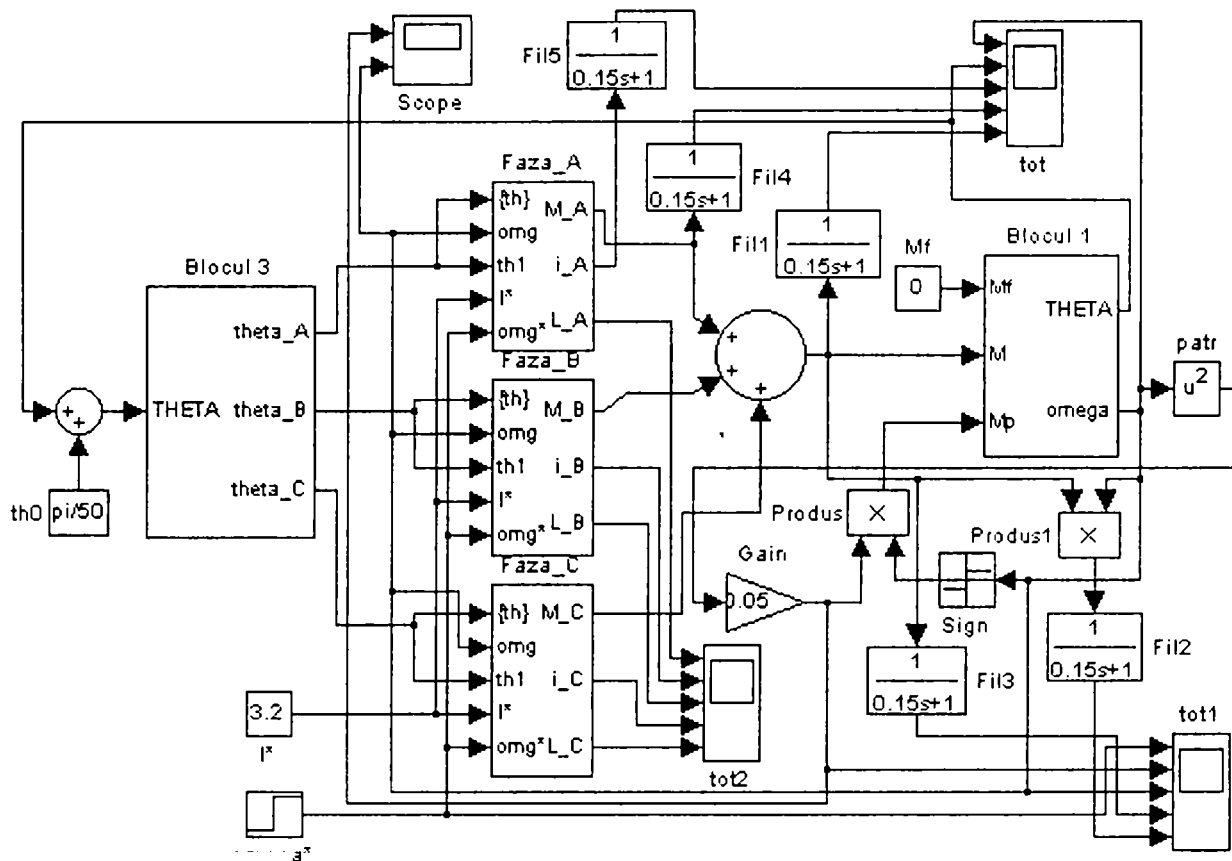


Fig. 3.28 "Modelul 3" al MRC

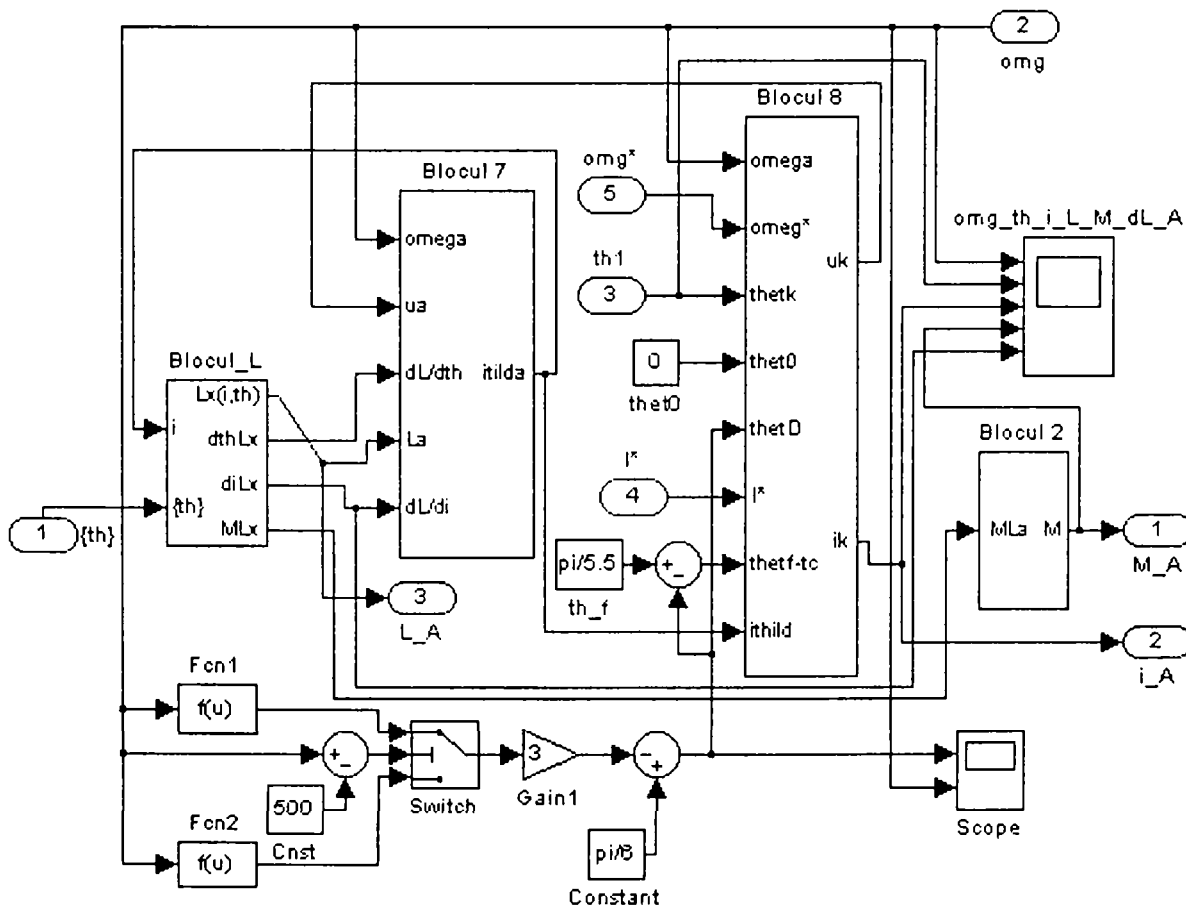
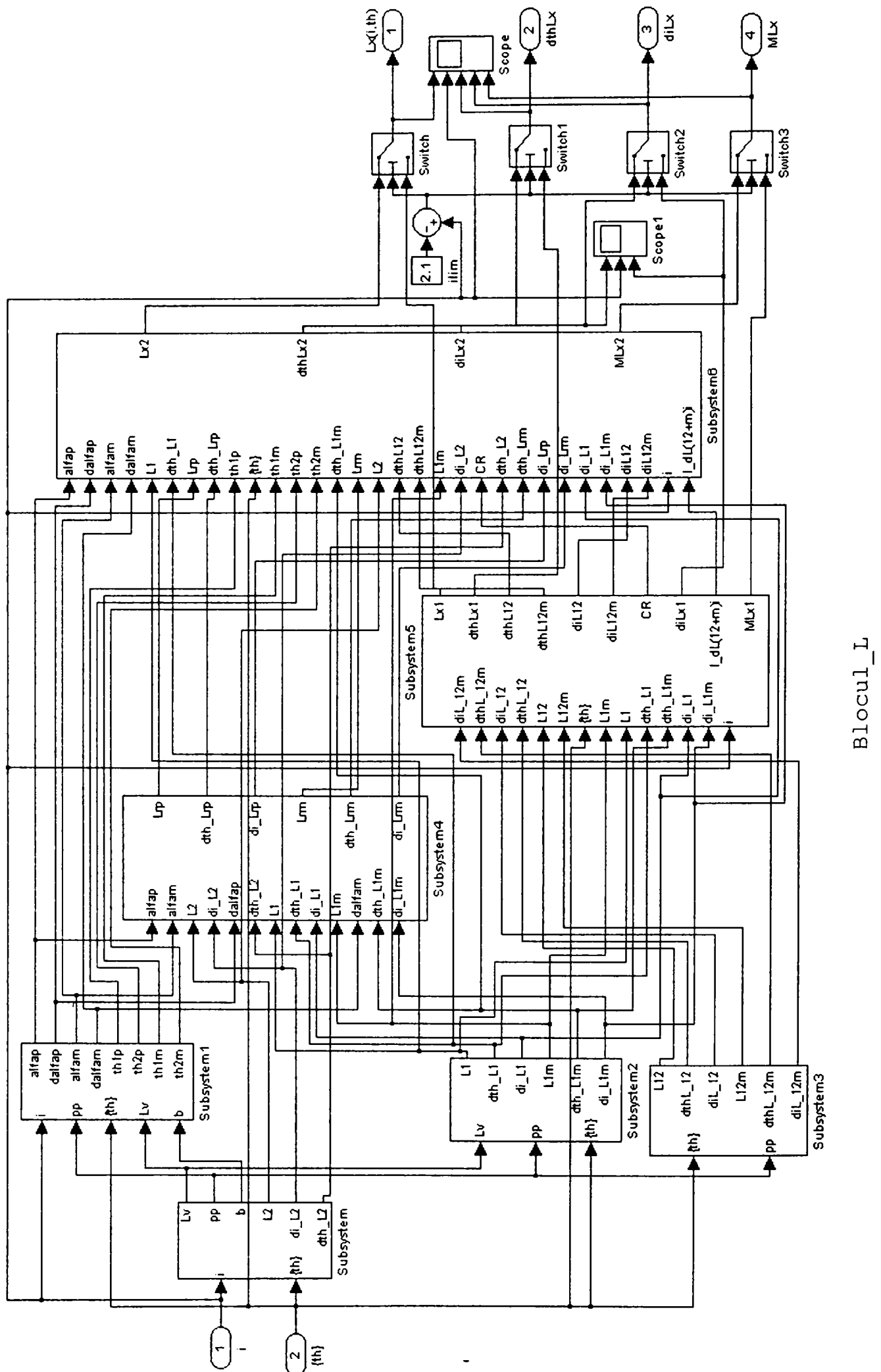


Fig. 3.29 Blocul Faza_A din "modelul 3" al MRC



- Blocul_L – generatorul funcției $L(\theta, i)$, precum și a derivatelor sale și a cuplului unei faze, conform relațiilor (3.47), (3.51), (3.52) și (3.53) ilustrat în fig. 3.30 și conține mai multe subsisteme care realizează calculul:
 - inductanțelor L_1, L_2 și a derivatelor lor în funcție de θ și i , blocul numit *Subsystem*
 - parametrilor $\alpha_{p1}, \alpha_{m1}, \theta_{1p}, \theta_{2p}, \theta_{1m},$ și θ_{2m} , dependenți de θ și i în blocul *Subsystem1*
 - inductanțelor L_1, L_{1m} și a derivatelor lor în funcție de θ și i în blocul *Subsystem2*
 - inductanțelor L_{12}, L_{12m} și a derivatelor lor în funcție de θ și i în blocul *Subsystem3*
 - inductanțelor L_{rp}, L_{rm} și a derivatelor lor în funcție de θ și i în blocul *Subsystem4*
 - inductanței și cuplului fazei pentru $i \leq i_{lim}$ în blocul *Subsystem5*
 - inductanței și cuplului fazei pentru $i > i_{lim}$ în blocul *Subsystem6*
- Blocul 7 pentru calculul curentului
- Blocul 8 pentru comanda și reglarea curentului și a turației

Atât structura generală a modelului, cât și Blocul 8, nu se modifică față de cele ale “modelului 1” prezentat în § 3.4.2.2. Detalierea celorlalte blocuri ale modelului din fig. 3.29 și fig. 3.30 este prezentată în Anexa 3.5.

3.4.2.3 Rezultatele simulărilor

Modelele matematice prezentate în capitolele anterioare au fost simulate considerând o mașină cu reluctanță comutată cu datele nominale provenind din [ATA 98] și au permis un studiu mai apropiat de realitate al motorului prevăzut cu sistem de reglare a turației.

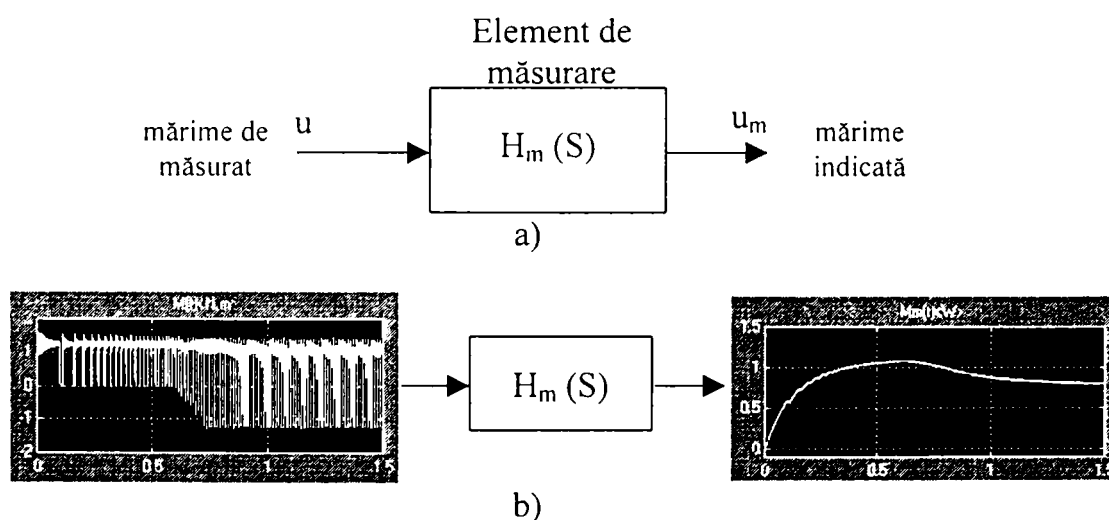


Fig. 3.31 Schema de măsurare cu element fictiv

Dat fiind caracterul discontinuu a diferitelor mărimi imprimat de fenomenul de comutare și frecvența relativ mare asociată acestuia, unele dintre ele au fost reprezentate atât direct cât și indirect, ca și când ar fi fost măsurate cu un sistem fictiv de măsurare cu caracteristică

dinamică de element de transfer de ordinul I cu constantă de timp de 0,15s, adică cu funcția

$$\text{de transfer: } H_m(s) = \frac{1}{1 + 0.15 \cdot s}.$$

Efectul acestui element este de filtrare a riplurilor și, ca urmare, de a crea o imagine despre variația valorii medii a mărimilor de interes. Situația este sugerată în fig. 3.31a) în care u este o mărime oarecare care ne interesează, iar u_m mărimea asociată prin elementul de măsurare fictiv. În fig. 3.31b) este prezentat, ca exemplu, cazul măsurării cuplului (momentului) activ $M(t)$.

Pentru a pune în evidență avantajele și particularitățile fiecăruia din cele trei modele, prezentate în paragrafele anterioare, au fost concepute diferite scenarii de simulare, grupate în trei categorii:

- Scenarii destinate evidențierii formei de variație temporale a unor mărimi interne ale MRC (Tabelul 3.2).
- Scenarii destinate evidențierii comportării sistemului de reglare a MRC (Tabelele 3.3, 3.4 și 3.5)
- Scenarii destinate studierii comportării MRC utilizată ca motor de antrenare a mașinii de echilibrat (Tabelul 3.6)

La fiecare din cele trei tipuri de modele (*modelul 1* - model cu inductanță independentă de curent, *modelul 2* - model simplificat cu inductanță independentă de curent și *modelul 3* - model cu inductanță dependentă de curent-care surprinde și fenomenul de saturare) condițiile simulărilor au fost cvasiidentice pentru un anumit scenariu și privesc turația prescrisă ω^* , curentul prescris I^* și cuplul perturbator M_p . Variațiile acestor mărimi, precum și rezultatele simulărilor (turația, unghiul de rotație, tensiunile pe regulatoare, unghiul de conducție) sunt prezentate în figurile indicate în tabelul corespunzător fiecărui grup de scenarii. Sunt de asemenea comentate, după fiecare grup de scenarii situațiile prezentate în figurile respective.

SCENARIILE PENTRU SIMULARE

Tabelul 3.2 Scenarii destinate evidențierii formei de variație temporale ale unor mărimi interne ale MRC

Scenariu	Condiții	Rezultate	Observații
<p><u>Scenariu 1.1</u></p> <p>MRC este modelat prin <i>modelul 1</i>: -pornire în sarcină la momentul $t=0$ -fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 0.27s]$</p> <p>Obiective -evidențierea variației inductanțelor, turației și unghiului θ în raport cu timpul</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.25 Valori prescrise: $M_p = 0.8 \text{ Nm}$ $I^* = 3 \text{ A}$ $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>Mărimi măsurate: $\omega, \theta, L_A, L_B, L_C$</p>	Fig. A3.6.1	Ungiurile de conducție sunt alese, astfel încât turația să crească linear
<p><u>Scenariu 1.2-1</u></p> <p>MRC este modelată prin <i>modelul 2</i>: -pornire în sarcină la momentul $t=0$ -fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp de scurtă durată $[0; 0.2s]$</p> <p>Obiective -evidențierea variației inductanței, curentului, cuplului motor, cuplului perturbator, turației și unghiului θ în raport cu timpul</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.27 Valori prescrise: $M_p = 0.8 \text{ Nm}$ $I^* = 3 \text{ A}, \omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>Mărimi măsurate: ω, L, i, M, r</p>	Fig. A3.6.3	Modelul nu permite modificarea unghiurilor de conducție
<p><u>Scenariu 1.2-2</u></p> <p>MRC este modelat prin <i>modelul 2</i>: -pornire în sarcină la momentul $t=0$ -fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp de durată lungă $[0; 3s]$</p> <p>Obiective -evidențierea variației inductanței, curentului, cuplului, cuplului perturbator, turației și unghiului θ în raport cu timpul</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.27 Valori prescrise: $M_p = 0.8 \text{ Nm}$ $I^* = 3 \text{ A}, \omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>Mărimi măsurate: $\omega, \theta, L_A, L_B, L_C$</p>	Fig. A3.6.4	

<p align="center"><u>Scenariu 1.3</u></p> <p>MRC este modelat prin <i>modelul 3</i>:</p> <ul style="list-style-type: none"> -pornire în sarcină la momentul $t=0$ -fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp [0; 0.15s] <p>Obiective</p> <ul style="list-style-type: none"> -evidențierea variației inductanțelor, turației și unghiului θ în raport cu timpul 	<p>Schema de simulare din fig. 3.28</p> <p>Valori prescrise:</p> $M_p = 0.2 \text{ Nm}$ $I^* = 3.2 \text{ A,}$ $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ <p>Mărimi măsurate: ω, θ, i, M, r</p>	<p align="center">Fig. A3.6.2</p>	
<p align="center"><u>Scenariu 2.1-1</u></p> <p>MRC este modelat prin <i>modelul 1</i>:</p> <ul style="list-style-type: none"> -pornire în sarcină la momentul $t=0$ -fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp [0; 1.5s] <p>Obiective</p> <ul style="list-style-type: none"> -evidențierea influenței nefavorabile a alegerii necorespunzătoare a valorii unghiurilor de stingere -evidențierea rolului elementului fictiv de măsurare 	<p>Schema de simulare din fig. 3.25</p> <p>Valori prescrise:</p> $M_p = 0.6 \text{ Nm}$ $I^* = 3 \text{ A, } \omega^* = 150 \text{ rad/s}$ $\theta_c = \frac{\pi}{6}, \theta_d = \frac{\pi}{6.5}$ $\theta_f = \frac{\pi}{5.5}$ <p>Mărimi măsurate: $\omega, \theta, i, M_A, M, u_{r\omega}, u_{r1}$</p>	<p align="center">Fig. A3.6.5 și fig. A3.6.6</p>	<p align="center">Ieșirea elementului fictiv de măsurare nu surprinde componenta negativă a cuplului activ</p>
<p align="center"><u>Scenariu 2.1-2 pentru</u></p> <p>MRC este modelat prin <i>modelul 1</i>:</p> <ul style="list-style-type: none"> -pornire în sarcină la momentul $t=0$ -fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp [0; 0.2s] <p>Obiective</p> <ul style="list-style-type: none"> -evidențierea influenței nefavorabile a alegerii necorespunzătoare a valorii unghiurilor de stingere asupra cuplului, turației și curenților la pornire 	<p>Schema de simulare din fig. 3.25</p> <p>Valori prescrise:</p> $M_p = 0.6 \text{ Nm}$ $I^* = 3 \text{ A, } \omega^* = 150 \text{ rad/s}$ $\theta_c = \frac{\pi}{6}, \theta_d = \frac{\pi}{6.5}$ $\theta_f = \frac{\pi}{5.5}$ <p>Mărimi măsurate: ω, M, i_A, i_B, i_C</p>	<p align="center">Fig. A3.6.7</p>	

<p align="center"><u>Scenariu 2.3-1</u></p> <p>MRC este modelat prin <i>modelul 3</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp [0; 1.5s]</p> <p>Obiective</p> <p>-evidențierea influenței nefavorabile a alegerii necorespunzătoare a valorii unghiurilor de stingere</p> <p>-evidențierea rolului elementului fictiv de măsurare</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.28</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$M_p = 0.6 \text{ Nm}$</p> <p>$I^* = 3,2 \text{ A}$</p> <p>$\omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>$\theta_c = \frac{\pi}{6}, \theta_d = \frac{\pi}{6.5}$</p> <p>$\theta_f = \frac{\pi}{5.5}$</p> <p>Mărimi măsurate: $\omega, \theta, i, M_A, M, u_{r\omega}, u_{rI}$</p>	<p>Fig. A3.6.9 și fig. A3.6.10</p>	
<p align="center"><u>Scenariu 2.3-2</u></p> <p>MRC este modelat prin <i>modelul 3</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp [0; 0.2s]</p> <p>Obiective</p> <p>-evidențierea influenței nefavorabile a alegerii necorespunzătoare a valorii unghiurilor de stingere asupra turației, cuplului și curenților la pornire</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.28</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$M_p = 0.6 \text{ Nm}$</p> <p>$I^* = 3,2 \text{ A}$</p> <p>$\omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>$\theta_c = \frac{\pi}{6}, \theta_d = \frac{\pi}{6.5}$</p> <p>$\theta_f = \frac{\pi}{5.5}$</p> <p>Mărimi măsurate: ω, M, i_A, i_B, i_C</p>	<p>Fig. A3.6.8</p>	

Examinând înregistrările asociate scenariilor 1 (1.1, 1.2-1, 1.2-2, 1.3) și 2 (2.1-1, 2.1-2, 2.3-1 și 2.3-2) se consideră relevante observațiile, comentariile și concluziile prezentate în continuare.

Modelul 3 evidențiază mai corect aspectele privind modul de variație al inductanțelor atunci când curentul are variații rapide. Forma aparent cvasitriunghiulară din cazul modelului 1 este înlocuită cu una în “dinte de fierăstrău”, ceea ce justifică modelarea din cazul modelului 2.

În cazul modelului 3 inductanța depinde și de curent, iar ca urmare la stingerea curentului se modifică alinura ei. Forma de variație a inductanței se răsfrânge și asupra modului de variație a turației în raport cu timpul (mașina funcționând în regim de motor), întrucât modificările inductanței determină ripluri în momentul activ care fac ca accelerația să nu mai fie menținută constantă.

În cazul modelului 2, deși inductanța are forma unor “dinți de fierăstrău”, curentul și cuplul au o formă (aproape ideală) care prezintă pulsații mici. Acest lucru se explică prin faptul că se lucrează cu neglijarea discontinuităților în derivata lui L . Pulsațiile, care totuși apar, sunt datorate cuplului perturbator, M_p , care modelează mai multe fenomene (comutația alimentării fazelor, frecarea cu aerul, etc.). De menționat că în fig. A3.6.3 cuplul perturbator are o componentă, $r(t)$, dată de rel. (3.42).

Fig. A3.6.4 prezintă variațiile mărimilor ω , θ , i , M , și M_p pe un interval mai lung de timp, scoțând în evidență necesitatea elementului fictiv de măsurare ca element de filtrare, impus de necesitatea de percepție sintetică.

Scenariul 2 ilustrează consecințele alegerii necorespunzătoare a unghiurilor de dezenergizare, în ipoteza că acestea sunt fixe și nu depind de viteza de rotație. Se observă (fig. A3.6.5, fig. A3.6.9) că din momentul în care viteza de rotație depășește un anumit prag, în cuplul activ apar porțiuni negative care fac ca valoarea medie a cuplului să scadă odată cu creșterea turației, iar echilibrarea cu cuplul de sarcină să se producă la valori mai joase decât turația prescrisă. Altfel spus, dacă nu se controlează momentul de început al dezenergizării (momentul deconectării), nu se pot realiza decât valori reduse ale turației prescrise. Explicarea fenomenului rezultă având în vedere că în modelele 1 și 3 expresiile cuplului activ conțin produse ale curentului cu derivatele inductanței; ca urmare, atunci când derivatele sunt negative, în cuplul activ apar componentele de frânare, deja menționate. De regulă derivatele devin negative atunci când axa rotorică “traversează” axa statorică. În consecință, pentru a nu apare intervale de timp cu cuplu negativ, este necesar ca deconectarea (dezenergizarea) să fie comandată înainte de “traversare”, cu un interval de timp cel puțin egal cu cel corespunzător amortizării curentului prin faza respectivă. Acest interval este calculabil cu aproximație cu formula:

$$(\Delta t)_{am} = 3 \cdot T_{max} \text{ unde } T_{max} = L_M/R^{11} \quad (3.56)$$

Conectarea fazei la sursa de tensiune se consideră că se realizează întotdeauna în momentul intrării polului rotoric sub cel statoric. Durata procesului de stabilire a curentului este cu aproximație:

$$(\Delta t)_{st} = 6 \cdot T_{min} \text{ unde } T_{min} = L_m/R \quad (3.57)$$

¹¹ Pentru raportul L_M/R s-a folosit notația T_{max} în ideea de a sugera o constantă de timp asociabilă valorii maxime a inductanței. În realitate este vorba doar de un raport cu dimensiunea timp, care caracterizează local inerția unui proces electromagnetic. Analog pentru raportul L_m/R s-a folosit notația T_{min} [vezi rel. (3.57)]

Se observă că raportul dintre durata de amortizare și cea de stabilire a curentului este:

$$\frac{(\Delta t)_{am}}{(\Delta t)_{st}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_M}{L_m} \approx 5.35$$

fapt ce rezultă și în urma simulărilor.

Tot din rezultatele obținute în scenariul 2 (formele de variație ale cuplurilor și curenților pentru modelele 1 și 3-fig. A3.6.7, respectiv fig. A3.6.8), pentru a evita pulsațiile de cuplu, rezidă de asemenea necesitatea comutării alimentării motorului de pe o fază pe alta la momente adecvate. Se impune ca, prin controlul conectării/deconectării fazelor în mod dinamic, să se evite intervalele de timp pe durata cărora cuplul să fie nul.

Totodată, în cazul modelului 3 (fig. A3.6.8), se observă că în cuplu apar pulsații mai mari. Această situație, apropiată de realitate, se datorează faptului că modelul surprinde mai bine fenomenele ce au loc în MRC.

Începând cu scenariul 3, structurile de reglare implementate pe modelul 3 controlează unghiurile potrivit relației:

$$\theta_c(t) = \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{24} e^{-\frac{\omega(t)}{300}} \quad (3.58)$$

Prin utilizarea ei în toate simulările care urmează s-au eliminat intervalele de “cuplu motor negativ” datorate comutării alimentării fazelor. Evident că în afara acestei variante, propuse de autor, pot fi folosite diferite alte strategii. Varianta propusă este însă implementabilă de o manieră simplă, întrucât se bazează pe faptul că ω este măsurată, iar dependența poate fi utilizată în timp real prin tabelare și interpolare (interpolare prin cuantizare sau interpolare lineară).

Tablul 3.3 Scenarii destinate evidențierii comportării sistemului de reglare al MRC
Modificarea în treaptă a turației

Scenariu	Condiții	Rezultate	Observații
<p><u>Scenariu 3.1</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 1</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 3.5s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-observarea fenomenului de atingere a turației prescrise față de modificările în treaptă ale acesteia</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.25</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$M_p = 0.7 \text{ Nm}$</p> <p>$I^* = 3 \text{ A}$,</p> <p>ω^* semnal treaptă, inițial 150 rad/s, iar la $t=2s$ devine 50 rad/s</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>ω^*, M_p, ω, M, P, u_{Ri}, $u_{R\omega}$, θ_d</p>	<p>Fig. A3.6.13 și fig. A3.6.11</p>	
<p><u>Scenariu 3.2</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 2</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 3s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-observarea fenomenului de atingere a turației prescrise față de modificările în treaptă ale acesteia</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.27</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$M_p = 0.8 \text{ Nm}$</p> <p>$I^* = 3 \text{ A}$,</p> <p>ω^* semnal treaptă, inițial 150 rad/s, iar la $t=2s$ devine 50 rad/s</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>ω^*, M_p, ω, M, P, u_{Ri}, $u_{R\omega}$, θ_d</p>	<p>Fig. A3.6.12</p>	

<u>Scenariu 3.3</u>			
<p>MRC modelat cu <i>modelul 3</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 4s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-observarea fenomenului de atingere a turației prescrise față de modificările în treaptă ale acesteia</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.28</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$M_p = 0.8 \text{ Nm}$</p> <p>$I^* = 3.2 \text{ A}$,</p> <p>ω^* semnal treaptă, inițial 150 rad/s, iar la $t=2.7s$ devine 50 rad/s</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>ω^*, M_p, ω, M, P, u_{Rl}, $u_{R\omega}$, θ_d</p>	<p>Fig.</p> <p>A3.6.14</p> <p>și fig.</p> <p>A3.6.15</p>	

Ca observații, comentarii și concluzii reieșite din rezultatele celui de-al trei-lea grup de scenarii, se impun a fi reținute cele de mai jos.

Se constată că toate modelele asigură posibilitatea modificării nivelului turației ca urmare a modificării bruște a valorii prescrise. Intervalele de timp necesare atingerii vitezei de 150 rad/s depind de valoarea momentului rezistent și sunt practic de același ordin de mărime. Intervalele de timp consecutive scăderii turației prescrise de la 150rad/s la 50rad/s diferă însă. Cel mai mare corespunde modelului 1, cel corespunzător modelului 3 are o valoare de aproximativ 3 ori mai mică, iar cel corespunzător modelului 2 se stabilizează cu aproximație în același interval de timp, însă în condițiile manifestării unui suprareglaj. Varianta ce mai apropiată de realitate corespunde și la acest grup de scenarii modelului 3, pentru care, datorită controlului momentelor de deconectare (dezenergizare) pe baza relației (3.58) frânarea se face cu valori negative rezonabile. Totodată se impune necesitatea prevederii posibilității de recuperare a energiei pentru astfel de situații.

Lungimea mai mare a intervalului de timp necesar trecerii de la o turație mai mare la alta mai mică în cazul modelului 1, se explică prin operarea la un unghi de conducție constant.

Forma curbei ce reprezintă turația motorului, în cazul modelului 3, precum și panta aceluiasi grafic, în cazul modelului 1, pot fi modificate printr-o politică adecvată privind unghiurile de conducție.

În ceea ce privește aportul celor două regulatoare în cursul procesului de reglare care însoțește scenariile 3, se observă că la început implicarea regulatorului de turație este mai puternică decât a celui de curent, iar apoi lucrează amândouă regulatoarele contribuind la

comandă cu valori medii diferite. Comparând nivelul valorilor medii se poate spune că implicarea regulatorului de curent este mai puternică decât a celui de turație. Mai mult, în cazul modelului 3, se poate afirma că implicarea regulatorului de curent este cu mult mai puternică decât a regulatorului de turație, datorită modificării momentului dezenergizării.

Întrucât timpul de măsurare necesar a fost relativ lung (3s), mărimile cu variații dinamice mari au fost determinate prin intermediul filtrului de măsurare conform fig. 3.31.

Tabelul 3.4 Scenarii destinate evidențierii comportării sistemului de reglare al MRC
Modificarea în treaptă a cuplului perturbator

Scenariu	Condiții	Rezultate	Observații
<p><u>Scenariu 4.1</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 1</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 2s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-comportarea sistemului la modificările în treaptă ale cuplului perturbator (privind menținerea turației prescrise)</p>	<p>Schema de simulare din fig.3.25</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$\omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>$I^* = 3 \text{ A}$,</p> <p>$M_p$ semnal treaptă, inițial 0.4 N.m, iar la $t=1.5s$ devine 0.7 N.m</p> <p>rad/s</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>$\omega^*, M_p, \omega, M, P, u_{Ri}, u_{R\omega}, \theta_d$</p>	Fig. A3.6.16	
<p><u>Scenariu 4.2</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 2</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 2s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-comportarea sistemului la modificările în treaptă ale cuplului perturbator (privind menținerea turației prescrise)</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.27</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$\omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>$I^* = 3 \text{ A}$,</p> <p>$M_p$ semnal treaptă, inițial 0.4 rad/s, iar la $t=1.5s$ devine 0.8 N.m</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>$\omega^*, M_p, \omega, M, P, u_{Ri}, u_{R\omega}$</p>	Fig. A3.6.17	

<u>Scenariu 4.3</u>		
<p>MRC modelat cu <i>modelul 3</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 2s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-comportarea sistemului la modificările în treaptă ale cuplului perturbator (privind menținerea turației prescrise)</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.28</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$\omega^* = 150 \text{ rad/s}$</p> <p>$I^* = 3 \text{ A}$,</p> <p>$M_p$ semnal treaptă, inițial 0.4 N.m, iar la $t=1.5s$ devine 0.7 N.m rad/s</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>$\omega^*, M_p, \omega, M, P, u_{Ri}, u_{R\omega}, \theta_d$</p>	<p>Fig. A3.6.18 și fig. A3.6.19</p>

Comportarea MRC (din punctul de vedere al menținerii turației) la cuplu rezistent variabil în treaptă a constituit obiectul scenariilor 4.

Menținerea turației la cuplu rezistent variabil în treaptă, se referă la o mică variație a cuplului perturbator care, datorită scării de reprezentare a vitezei unghiulare, nu se resimte în caracteristica turației. El se regăsește însă în caracteristicile valorilor medii ale comenzilor date de cele două regulatoare. Acest scenariu atrage atenția asupra faptului că în ceea ce privește acțiunea momentană a reguletoarelor, între modelul2 și celelalte modele apar diferențe în defavoarea modelului 2.

Tabelul 3.5 Scenarii destinate evidențierii comportării sistemului de reglare al MRC

Modificări în treaptă ale cuplului și turației

Scenariu	Condiții	Rezultate	Observații
<p><u>Scenariu 5.1</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 1</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 3s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-comportarea sistemului la modificările în treaptă ale cuplului perturbator și ale turației prescrise (privind menținerea turației prescrise)</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.25</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>ω^* semnal treaptă, inițial 50 rad/s, iar la $t=1s$ devine 150 rad/s</p> <p>$I^* = 3 A$,</p> <p>M_p semnal treaptă, inițial 0.4 N.m, iar la $t=1.5s$ devine 0.7 N.m</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>ω^*, M_p, ω, M, P, u_{Rl}, $u_{R\omega}$, θ_d</p>	<p>Fig. A3.6.20 și fig. A3.6.21</p>	
<p><u>Scenariu 5.2</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 2</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 3s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-comportarea sistemului la modificările în treaptă ale cuplului perturbator și ale turației prescrise (privind menținerea turației prescrise)</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.27</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>ω^* semnal treaptă, inițial 50 rad/s, iar la $t=0.5s$ devine 150 rad/s</p> <p>$I^* = 3 A$,</p> <p>M_p semnal treaptă, inițial 0.4 N.m, iar la $t=1.5s$ devine 0.8 N.m rad/s</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>ω^*, M_p, ω, M, P, u_{Rl}, $u_{R\omega}$</p>	<p>Fig. A3.6.22 și fig. A3.6.23</p>	

<u>Scenariu 5.3</u>		
<p>MRC modelat cu <i>modelul 3</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 4s]$</p> <p>Obiective</p> <p>-comportarea sistemului la modificările în treaptă ale cuplului perturbator și ale turației prescrise (privind menținerea turației prescrise)</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.28</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>ω^* semnal treaptă, inițial 50 rad/s, iar la $t=0.5s$ devine 150 rad/s</p> <p>$I^* = 3.2$ A,</p> <p>M_p semnal treaptă, inițial 0.4 N.m, iar la $t=0.5s$ devine 0.7 N.m</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>$\omega^*, M_p, \omega, M, P, u_{Ri}, u_{R\omega}, \theta_d$</p>	<p>Fig. A3.6.24 și fig. A3.6.25</p>

Grupul 5 de scenarii urmărește comportarea motorului la solicitări puternice provocate prin variația bruscă și simultană a turației prescrise și a momentului perturbator.

Modelele 1 și 3 redau calitativ comportări apropiate, modelul 3 evidențiind detalii datorate influenței curentului asupra inductanței și modificării unghiului de dezenergizare. Efectul îl constituie operarea cu puteri de valori medii mai reduse și cu variații mai netede ale turației.

Atât modelul 3, cât și modelul 1, evidențiază implicarea cu mult mai puternică a regulatorului de curent față de regulatorul de turație. Plecând tocmai de la această implicare modelul 2 își dovedește limitele indicând, în mod eronat, o participare mult mai puternică a regulatorului de turație.

Tabelul 3.6 Scenarii destinate studierii comportării MRC utilizat ca motor de antrenare a mașinii de echilibrat

Scenariu	Condiții	Rezultate	Observații
<p><u>Scenariu 6.1-1</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 1</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$; motorul antrenează ansamblul arbore și rotor de echilibrat cu masa $m=35\text{kg}$ și $J=0.059$</p> <p>-mișcarea este frânată de un cuplu perturbator M_p variabil</p> <p>-deconectarea blocului de alimentare și scurtcircuitarea bornelor fazelor MRC la momentul $t=2.5\text{s}$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 4\text{s}]$</p> <p>Obiective</p> <p>-pornirea sistemului și menținerea turației de lucru la începutul intervalului de lansare</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.25</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$\omega^* = 40 \text{ rad/s}$</p> <p>$I^* = 3 \text{ A}$,</p> <p>$M_p = k_f \cdot \omega^2$, $k_f = 3.125 \cdot 10^{-5} \text{ N} \cdot (\text{s/rad})^2$ (v. rel.(3.59)).</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>ω, M, M_p, P, $u_{R\omega}$, u_{Ri}</p>	<p>Fig. A3.6.26 și fig. A3.6.32</p>	<p>Unghiurile de conducție au fost menținute la valori fixe, utilizate și la scenariile 3-5</p>
<p><u>Scenariu 6.1-2</u></p> <p>MRC modelat ca la scenariul 6.1-1, în aceleași condiții de pornire.</p> <p>Fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 20\text{s}]$.</p> <p>Obiective</p> <p>-analiza comportării mașinii în cursul lansării, în continuarea scenariului 6.1-1</p>	<p>Aceleași condiții.</p> <p>Mărimi măsurate: ω</p>	<p>Fig. A3.6.29</p>	

<p align="center"><u>Scenariu 6.2-1</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 2</i>:</p> <p>-pornire în sarcină la momentul $t=0$; motorul antrenează ansamblul arbore și rotor de echilibrat cu masa $m=35\text{kg}$ și $J=0.059$</p> <p>-mișcarea este frânată de un cuplu perturbator M_p variabil</p> <p>-deconectarea blocului de alimentare și scurtcircuitarea bornelor fazelor MRC la momentul $t=2.5\text{s}$</p> <p>-fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 4\text{s}]$</p> <p>Obiective</p> <p>-pornirea sistemului și menținerea turației de lucru la începutul intervalului de lansare</p>	<p>Schema de simulare din fig. 3.27</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$\omega^* = 40 \text{ rad/s}$</p> <p>$I^* = 3 \text{ A}$,</p> <p>$M_p = r + k_f \cdot \omega^2$, $k_f = 3.125 \cdot 10^{-5} \text{ N} \cdot (\text{s/rad})^2$ v. rel.(3.59)).</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>$\omega, i, M, P, u_{R\omega}, u_{Ri}$</p>	<p>Fig. A3.6.27 și fig. A3.6.33</p>	<p>La modelul 2 s-a ținut seamă de fenomenul de comutare a fazelor prin r, dat de rel. (3.42)</p>
<p align="center"><u>Scenariu 6.2-2</u></p> <p>MRC modelat ca la scenariul 6.2-1, în aceleași condiții de pornire.</p> <p>Fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 20\text{s}]$.</p> <p>Obiective</p> <p>-analiza comportării mașinii în cursul lansării, în continuarea scenariului 6.2-1</p>	<p>Aceleași condiții.</p> <p>Mărimi măsurate: ω</p>	<p>Fig. A3.6.30</p>	

<p align="center"><u>Scenariu 6.3-1</u></p> <p>MRC modelat cu <i>modelul 3</i>:</p> <ul style="list-style-type: none"> -pornire în sarcină la momentul $t=0$; motorul antrenează ansamblul arbore și rotor de echilibrat cu masa $m=35\text{kg}$ și $J=0.059\dots$ -mișcarea este frânată de un cuplu perturbator M_p variabil -deconectarea blocului de alimentare și scurtcircuitarea bornelor fazelor MRC la momentul $t=2.5\text{s}$ -fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 4\text{s}]$ <p>Obiective</p> <ul style="list-style-type: none"> -pornirea sistemului și menținerea turației de lucru la începutul intervalului de lansare 	<p>Schema de simulare din fig. 3.28</p> <p>Valori prescrise:</p> <p>$\omega^* = 40 \text{ rad/s}$</p> <p>$I^* = 3.2 \text{ A}$,</p> <p>$M_p = k_f \cdot \omega^2$, $k_f = 3.125 \cdot 10^{-5} \text{ N} \cdot (\text{s/rad})^2$ (v. rel.(3.59)).</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>$\omega, M, M_p, P, u_{R\omega}, u_{Ri}$</p>	<p>Fig. A3.6.28 și fig. A3.6.34</p>	
<p align="center"><u>Scenariu 6.3-2</u></p> <p>MRC modelat ca la scenariul 6.3-1, în aceleași condiții de pornire.</p> <p>Fenomenele sunt măsurate pe un interval de timp $[0; 20\text{s}]$.</p> <p>Obiective</p> <ul style="list-style-type: none"> -analiza comportării mașinii în cursul lansării, în continuarea scenariului 6.3-1 	<p>Aceleași condiții.</p> <p>Mărimi măsurate:</p> <p>M_p, ω</p>	<p>Fig. A3.6.31</p>	

Grupul de scenarii 6 ne arată faptul că la toate cele trei modele faza de pornire se realizează în 2s, iar lansarea corespunde necesităților aplicației, în sensul că mașina continuă să se rotească în stare levitată cu o scădere foarte lentă a turației în raport cu timpul. Scăderea se datorează frecării cu aerul, aproximată cu relația:

$$M_p = k_f \cdot \omega^2 \tag{3.59}$$

unde k_f a fost determinat admitând un cuplu de frecare maxim de 0.05N la turația de 40rad/s.

În detaliu, procesele tranzitorii prezintă diferențe din punctul de vedere al apropierii de realitate. Modelul 3 este cel mai apropiat de realitate întrucât cuprinde și intervalul de la începutul lansării în care descărcarea energiei electromagnetice are drept consecință un cuplu motor negativ de scurtă durată. Acest lucru se soldează cu o scădere de circa 10% a turației, după care se pot face măsurători pentru determinarea dezechilibrului.

Rezultatul prezintă importanță calitativă, atrăgând atenția că turația prescrisă la pornire trebuie să fie cu 10-15% mai mare decât cea de măsurare.

Din măsurătorile efectuate pentru un timp îndelungat (20s) rezultă că practic toate modelele pot fi utilizate pentru a studia procesul de lansare, însă din considerente precizate mai sus, modelul 3 este cel mai potrivit.

3.5 Concluzii

Prezentul capitol supune analizei unul din elementele de bază ale echipamentelor destinate echilibrării rotoarelor, anume sistemul de antrenare, unde ca element central s-a considerat adecvată utilizarea unui MRC cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici.

Studiul sistemului de antrenare este prezentat pe parcursul a patru paragrafe și include aspectele esențiale: construcția și funcționarea, modalitățile de comandă, determinarea poziției relative rotor/stator, soluțiile de conducere utilizate, modelarea matematică, iar în final rezultate ale simulărilor. De subliniat faptul că în literatura autohtonă nu există o astfel de prezentare.

Alegerea soluției, cu MRC, are în vedere compatibilitatea deplină între un astfel de sistem de antrenare și sistemul de levitație cu lagăre magnetice și pune în valoare toate avantajele și dezavantajele mașinii cu reluctanță comutată. Astfel, se poate considera că motorul antrenează o sarcină ce opune *moment de rezistent valoare mică* și relativ constant (întregul sistem se găsește în stare levitată). Pe de altă parte *nu este necesară o turație precisă* de lansare (ci doar ea să fie constantă pe durata măsurătorilor), sistemul de determinare a dezechilibrelor nefiind influențat practic de turația de lucru la care se fac măsurătorile. La sistemele de echilibrare *riplul cuplului* nu interesează întrucât la atingerea turației necesare pentru determinarea dezechilibrului motorul se deconectează, rotorul fiind în regim lansat. În fine, MRC permite *frânarea eficientă* a rotorului levitat după efectuarea măsurătorilor. *Prețul de cost redus*, precum și utilizarea unei *interfețe de măsură-comandă* propusă de autor, duc de asemenea la creșterea gradului de atractivitate a acestei soluții.

Soluțiile privind conducerea MRC-din literatura de specialitate, sunt sistematizate de autorul tezei în două clasificări originale și concise existente în § 3.3.1-pentru sistemele de determinare a poziției relative rotor/stator și în § 3.4-pentru sistemele de conducere.

Autorul a conceput un traductor de poziție original și o interfață de măsură-comandă adecvată, care sunt prezentate în lucrare. Prezentarea se referă în concret la un motor cu 6/4 poli cu unghiurile polilor egale, $\beta_r = \beta_s$, (fig. 3.1). Soluția imaginată poate fi aplicată și altor tipuri de motoare, diferite atât ca tip constructiv cât și ca număr de poli.

Senzorul propus de autor, spre deosebire de alte traductoare utilizate la MRC și prezentate în literatură, furnizează informații privind alinierea polilor rotorici cu cei statorici, informații privind poziția relativă rotor/stator și informații care permit determinarea turației, adică tot setul de mărimi care sunt necesare pentru conducerea mașinii.

Bazat pe informațiile de la senzor, interfața implementează pe de o parte funcții de măsură constând în determinarea vitezei unghiulare ω și sesizarea diferitelor poziții relative dintre rotor și stator, utilizabile în scopul reglării turației și a diminuării pulsațiilor cuplului la MRC, iar pe de altă parte implementează funcții de comandă a chopper-ului de alimentare a motorului. În consecință este vorba de o interfeță bidirecțională complexă între procesul condus (constând din mașina cu reluctanță comutată) și regulator, reprezentând o parte componentă de primă importanță a sistemului de reglare.

Un deziderat important, pe care interfața imaginată de autor îl satisface, îl constituie eliminarea dificultăților de pornire caracteristice altor tipuri de senzori [BOL 98], datorate stării de dezorientare inițială a sistemului de comandă, atunci când mașina trebuie să se rotească într-un anumit sens (din informațiile furnizate de senzorii de poziție amintiți nu se poate stabili, în orice situație, succesiunea alimentării fazelor pentru ca mașina să se rotească în sensul dorit).

Pentru realizarea interfeței de măsură-comandă și a programelor aferente, autorul a realizat un sistem de dezvoltare [SIL 98] bazat pe microcontroler-ul 80C552.

Sistemul de reglare automată a turației MRC, un sistem cu structură variabilă, sintetizat cu elemente bipoziționale, implementează o variantă de conducere "sliding mod". Eficiența acestui sistem este dovedită prin rezultatele obținute în urma simulărilor.

Pentru studiul prin simulare a acționării cu MRC, autorul a dezvoltat trei modele matematice ale motorului și a realizat în Matlab-Simulink schemele cu care au fost realizate experimentele. În teză, prin modelul 3-modelul inductanței funcție și de curent (care ține cont și de fenomenul de saturare), sunt surprinse în cvasitotalitate fenomenele electromagnetice din statorul MRC.

Modelele care surprind fenomenul de saturare, de tipul celui realizat de autorul tezei, constituie o preocupare de ultimă oră a cercetătorilor din domeniu, deoarece permit studiul servosistemelor cu astfel de motoare, precum și îmbunătățirea încă din faza de proiectare a prametrilor mașinii.

Aspectele privind importanța unghiurilor de energizare/dezenergizare sunt de asemenea prezentate și probate prin rezultatele obținute; mai mult, se propune o relație analitică pentru determinarea unghiului de dezenergizare, relație care permite o implementare ușoară.

În partea finală a capitolului sunt concepute și prezentate sintetic, în tabele, trei grupuri de “scenarii” care să permită verificarea, prin simulare, a comportării MRC atât ca sistem de acționare independent cât și în cadrul mașinii de echilibrat. Rezultatele acestor simulări sunt de asemenea prezentate în anexele capitolului.

-

Anexa 3.1 Datele MRC

Puterea la arbore (la turația de 2800rot/min) $P=350\text{W}$

Puterea la arbore (la turația de 400rot/min) $P=50\text{W}$

Cuplul nominal $M=1.1\text{N.m}$

Turația nominală $\omega=2800\text{rot/min}$

Curentul statoric maxim $I_{Nf}=5\text{A}$

Curentul de saturație $I_S=3\text{A}$

Curentul nominal $I_N=1.5\text{A}$

Inductanța minimă pe fază $L_m=0.015\text{H}$

Inductanța maximă pe fază $L_{Nf}=0.16\text{H}$

Inducția în întrefier $B=1.2\text{T}$

Întrefierul $\delta=0.5\text{mm}$

Numărul de faze statorice $m=3$

Numărul de poli rotorici $N_r=4$

Numărul de poli statorici $N_s=6$

Anexa 3.2 Calculul expresiei P(i)

Cu excepția intervalelor $\theta \in [\theta_{1p}, \theta_{2p}]$ și $\theta \in [\theta_{1m}, \theta_{2m}]$ integrala (3.50), care furnizează expresia momentului motor $M(\theta, i)$, poate fi evaluată analitic. Pe cele două intervale, datorită expresiei (3.52') a valorii maxime a inductanței, integrala nu poate fi

$$L_v = \begin{cases} L_{v_0} + k_v \cdot i & \text{pentru } i \leq i_{lim} \\ L_M e^{-B(i-i_{sur})^2} & \text{pentru } i > i_{lim} \end{cases} \quad (3.52')$$

evaluată analitic ci doar numeric. Termenul neevaluabil analitic, notat P(i) în (3.53) și (3.53'), din § 3.4.2.1 este :

$$P(i) = L_M \int_0^i j \cdot e^{-B \cdot (j-i_{sur})^2} dj .$$

Forma de variație a integralei are aspectul din partea superioară fig. A3.2.2. Integrala a fost evaluată folosind schema Simulink din fig. A3.2.1.

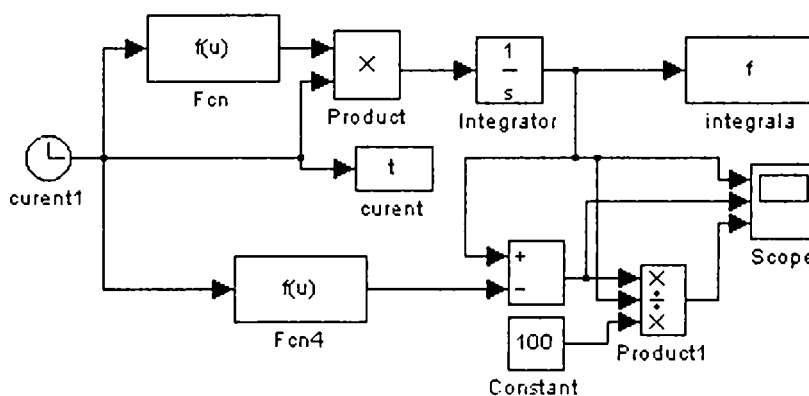


Fig.A3.2.1 Schema Simulink pentru calculul integralei și comparare cu aproximarea ei polinomială

În vederea obținerii unei aproximări analitice facile , curba rezultată prin integrare a fost aproximată prin interpolare polinomială, folosind funcția Matlab “polyfit”. Rezultatul îl reprezintă expresia:

$$P(i) = -0.00152 \cdot i^5 + 0.015075 \cdot i^4 - 0.0206 \cdot i^3 + 0.0141 \cdot i^2 + 0.003 \cdot i$$

În partea centrală a fig. A3.2.2 este trasată eroarea de estimare absolută, datorată interpolării.

Din punct de vedere al evaluării cuplului nu intereseaza decat valori $i > 2A$.

În partea inferioară a fig. A3.2.2 este plotată eroarea relativă datorată interpolării. Se observă că ea nu depășește în valoare absolută 1.5%, în domeniul de curent care ne interesează, astfel încât rezultatul poate fi considerat foarte bun.

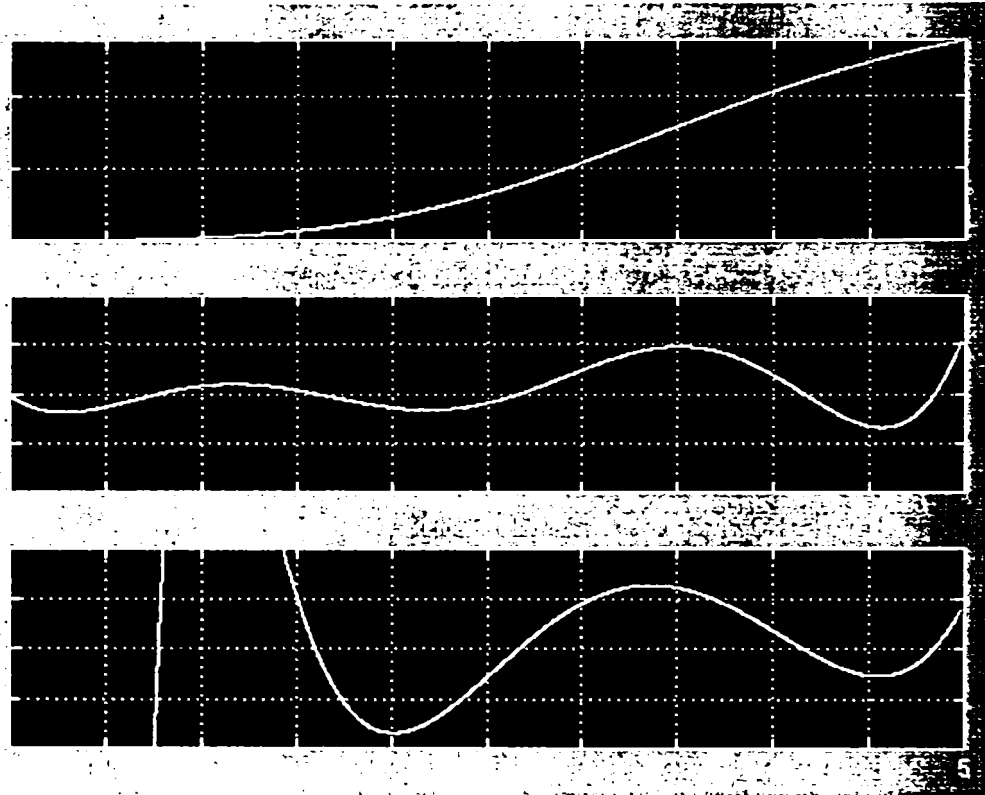


Fig. A3.2.2 Graficul integralei și al erorii de aproximare prin interpolare

Anexa 3.3 Subsistemele unei faze ale modelului 1

În fig 3.25 blocurile 1 și 3 au structura din fig. A3.3.1, respectiv A3.3.2 și corespund ecuațiilor (3.30).

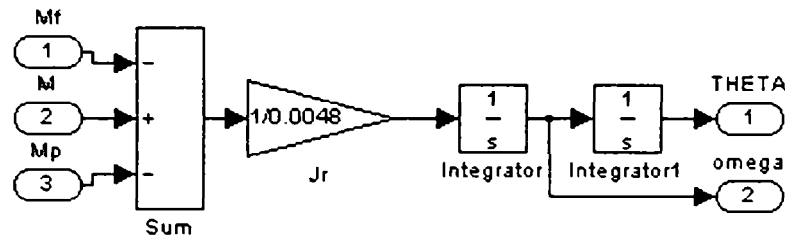


Fig. A3.3.1 Blocul de calcul al unghiului θ și a turației ω

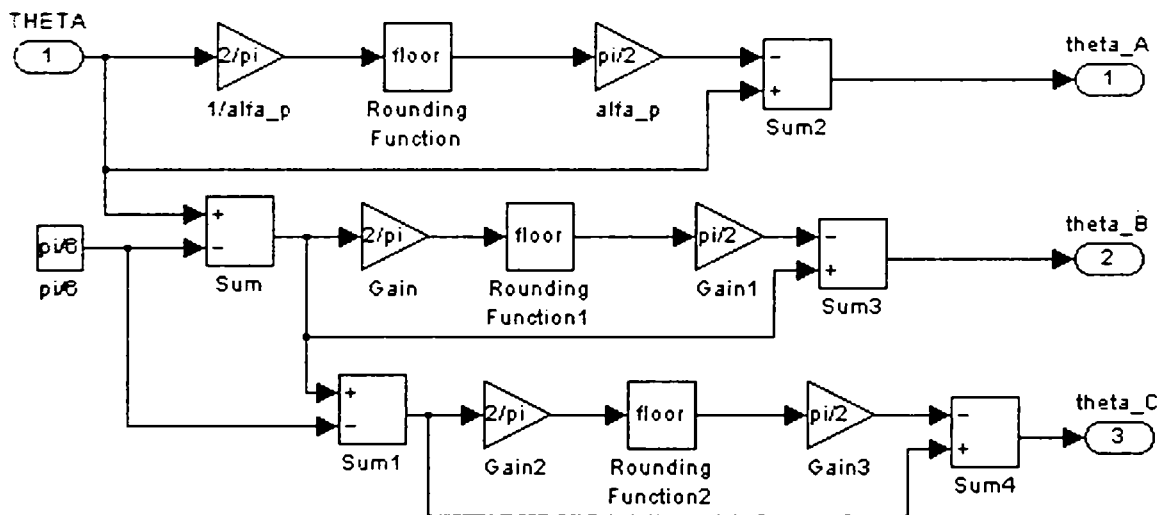


Fig. A3.3.2 Discriminatorul unghiurilor reduse

Blocul 3, numit discriminatorul unghiurilor reduse $\{\theta\}_k$, realizează operația de reducere a unghiului θ la fiecare fază, adică la valorile $\{\theta\}_A$, $\{\theta\}_B$ și $\{\theta\}_C$, notate în schemă theta_A, theta_B, respectiv theta_C. Blocul *floor* calculează partea întreagă a mărimii de la intrare.

Cele cinci blocuri care alcătuiesc faza A sunt:

- blocul de calcul al cuplului pe faza k , Blocul 2 (fig.. A3.3.3)

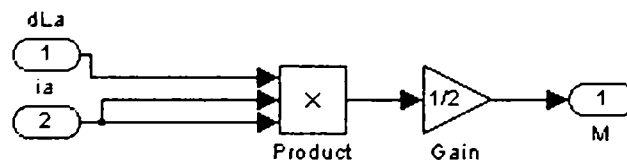


Fig. A3.3.3 Calculul cuplului

- sesizorul unghiului $\{\theta\}_k$, Blocul 4 (fig. A3.3.4)

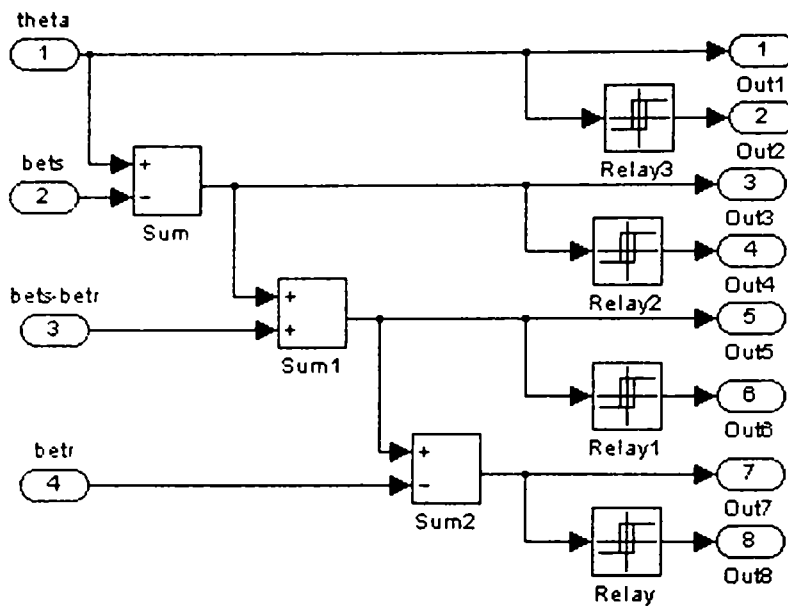


Fig. A3.3.4 Sesizorul unghiurilor

- generatorul funcției $L_k(\theta_k)$. Blocul 5 (fig. A3.3.5)

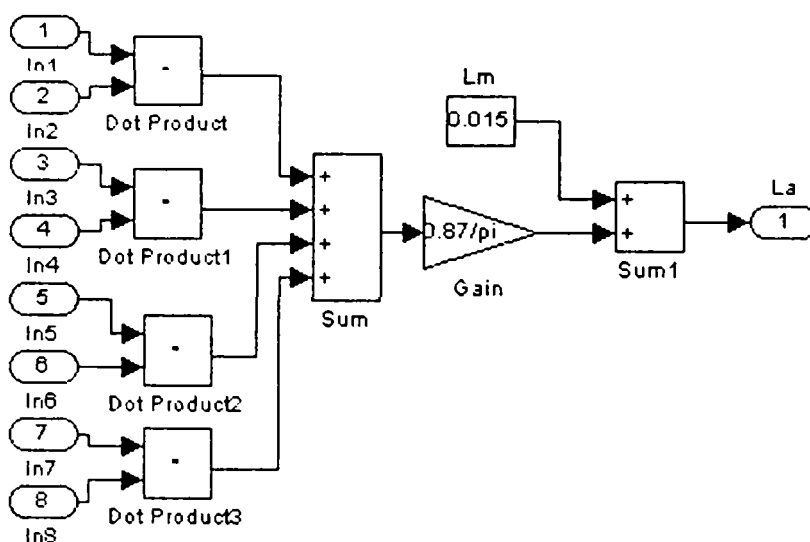


Fig. A3.3.5 Calculul inductanței

- generatorul derivatei $dL_k(\theta_k)/d\theta_k$ Blocul 6 (fig. A3.3.6)

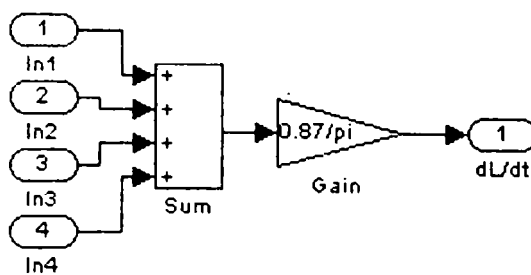


Fig. A3.3.6 Calculul derivatei

- blocul de calcul al curentului neîntrerupt, Blocul 7 (fig. A3.3.7) care implementează prima relație (3.38) pentru cazul când $\{\theta\}_k \in [\theta_0, \theta_f]$

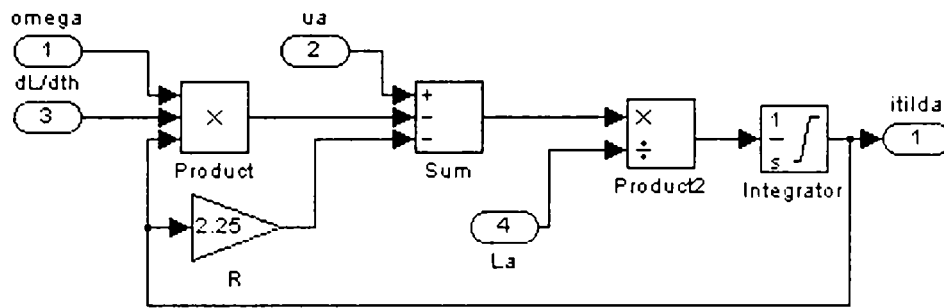


Fig. A3.3.7 Blocul de calcul al curentului

- blocul de reglare și comandă a curentului, Blocul 8 (fig. A3.3.8), care permite calcularea curentului și pentru $\{\theta\}_k \notin [\theta_0, \theta_f]$. $BR-\omega$, $BR-i$ și LC îndeplinesc funcțiile cunoscute din schemele din fig. 3.16 și 3.17.

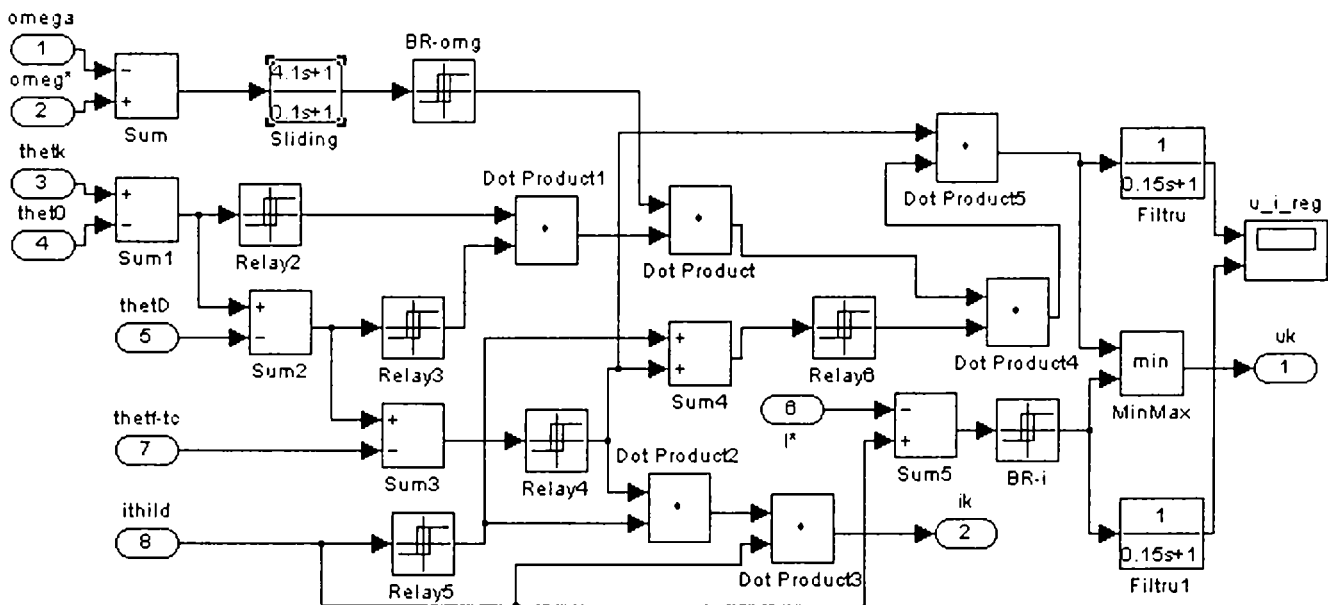
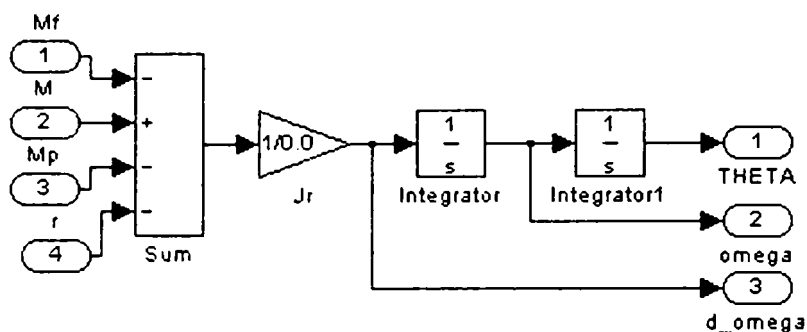


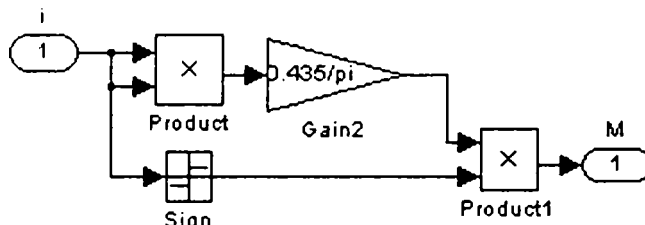
Fig. A3.3.8 Blocul de reglare și comandă a curentului

Diferitele blocuri bipoziționale fără histerezis, care apar în fig. A3.3.4 și fig. A3.3.8 servesc pentru realizarea prin comutare a unor dependențe de forma (3.35), (3.36) și (3.38).

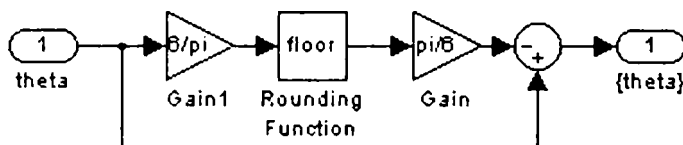
Anexa 3.4 Subsistemele unei faze ale modelului 2



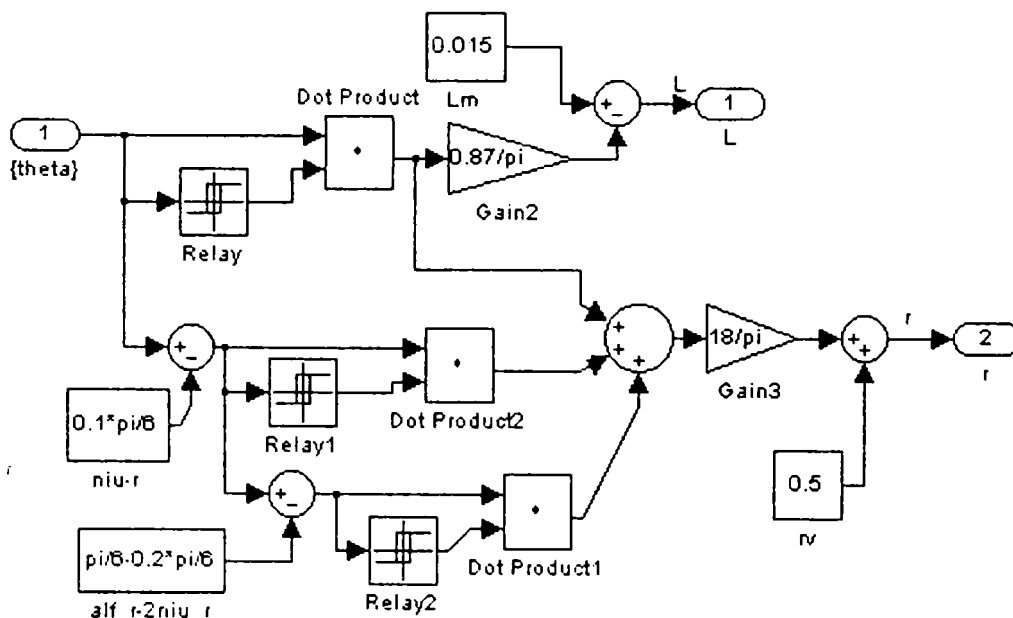
a) Blocul 1s-calculul unghiului θ și a turației



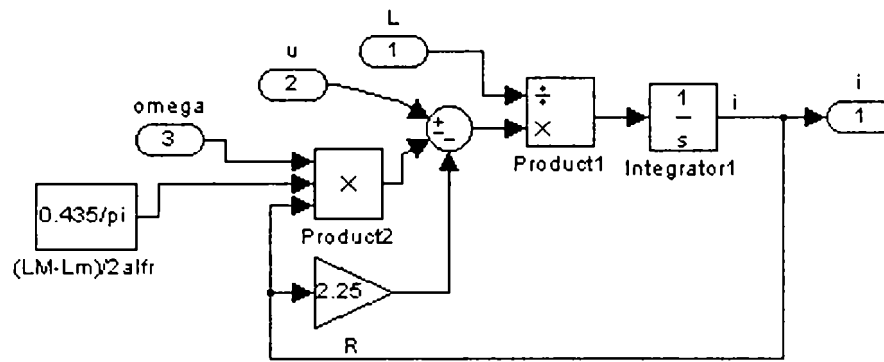
b) Blocul 2s-calculul cuplului



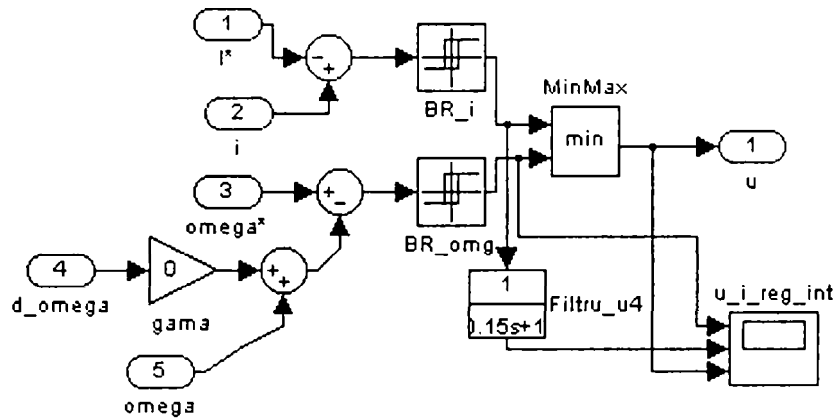
c) Blocul 3s- generatorul de unghi periodic



d) Blocul 4s- generatorul funcțiilor $L(\theta)$, $r(\theta)$



e) Blocul 5s- blocul de calcul al curentului

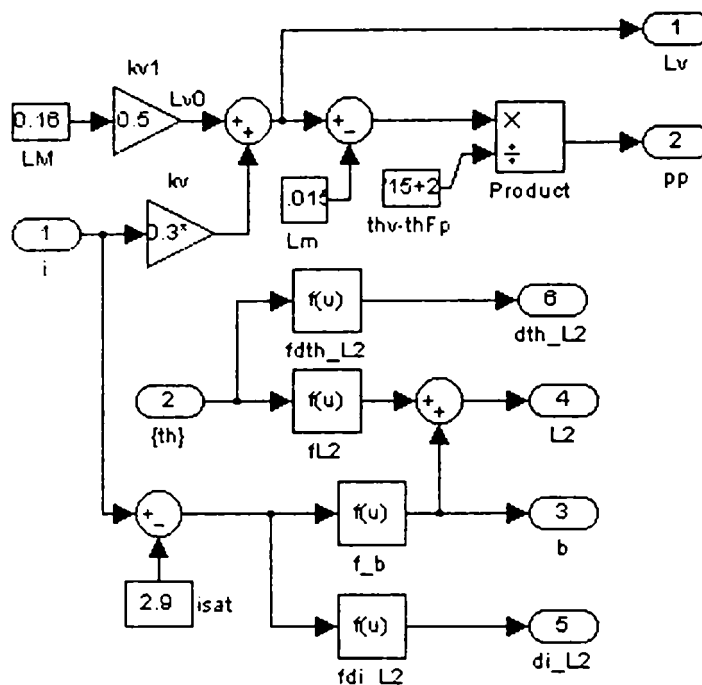


f) Blocul 6s- blocul de reglare și comandă al curentului

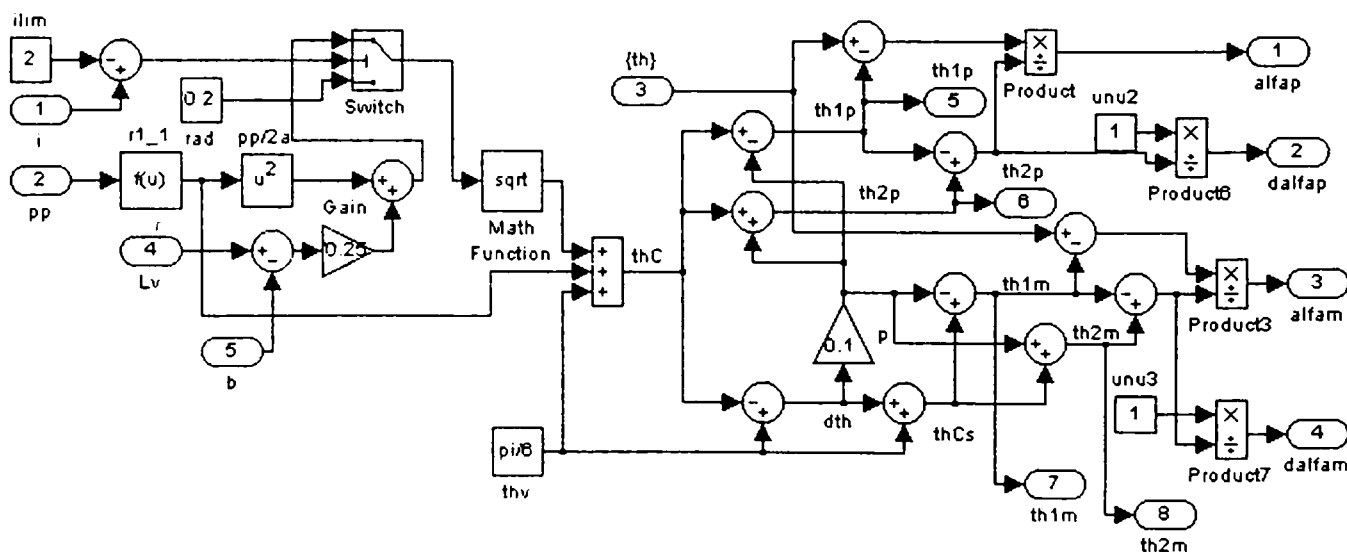
Fig. A3.4.1 Subsistemele unei faze a modelului 2

Anexa 3.5 Subsistemele unei faze ale modelului 3

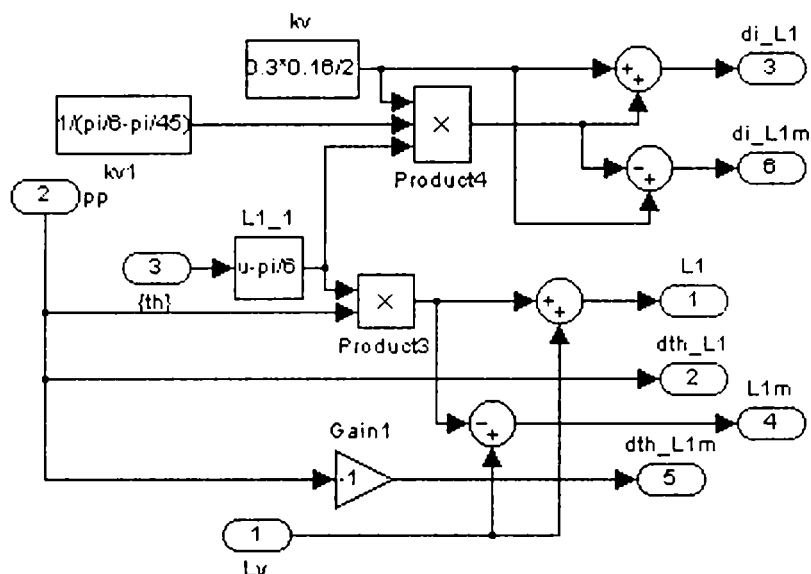
- Blocul_L – bloc de calcul a inductanței, derivatelor ei și cuplului unei faze este realizat prin mai multe subsisteme ilustrate în fig. A3.5.1; implementează relațiile (3.47), (3.51), (3.52) și (3.53)



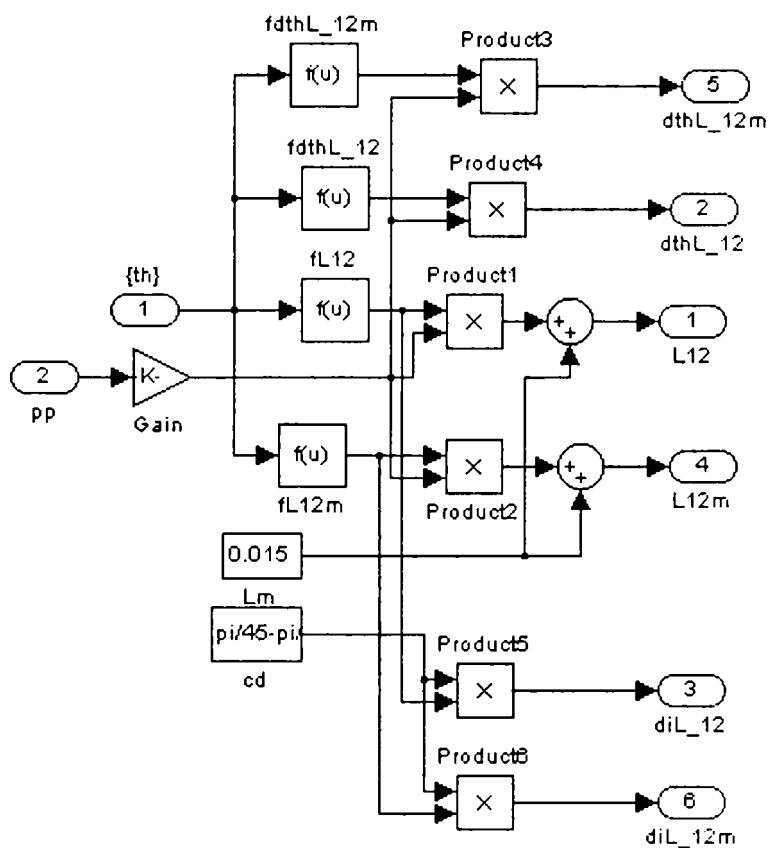
a) Subsystem-calculul inductanțelor L_v , L_2 și a derivatelor lor în funcție de θ și I



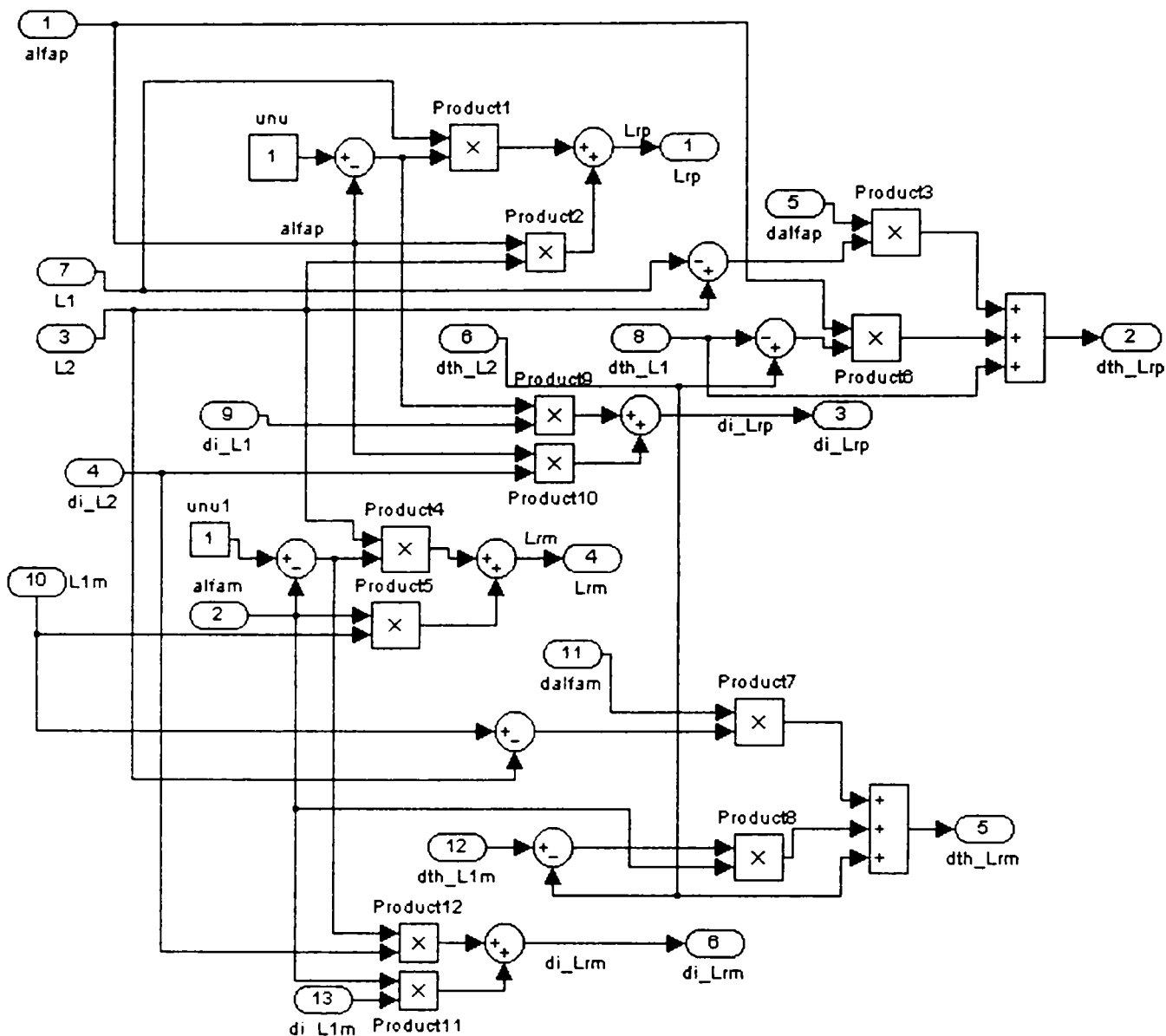
b) Subsystem1-calculul parametrilor α_{pt} , α_{mt} , θ_{1p} , θ_{2p} , θ_{1m} , și θ_{2m} , dependenți de θ și i



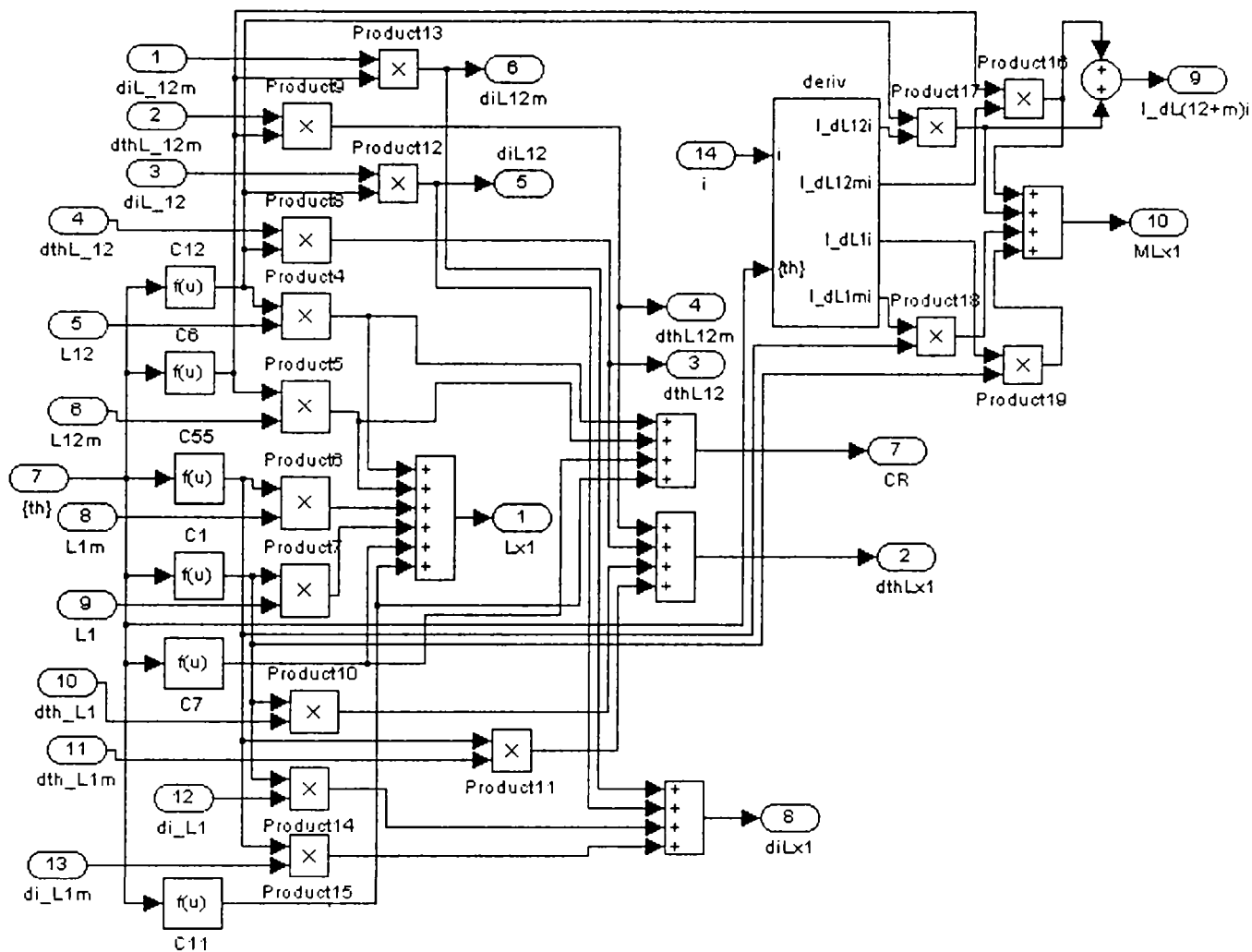
c) Subsystem2-calculul inductanțelor L_1 , L_{1m} și a derivatelor lor în funcție de θ și i în blocul



d) Subsystem3-calculul inductanțelor L_{12} , L_{12m} și a derivatelor lor în funcție de θ și i

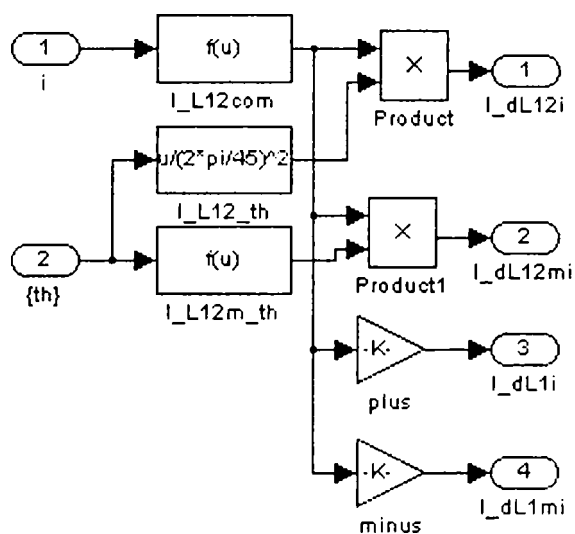


e) Subsystem4-calculul inductanțelor L_{rp} , L_{rm} și a derivatelor lor în funcție de θ și i

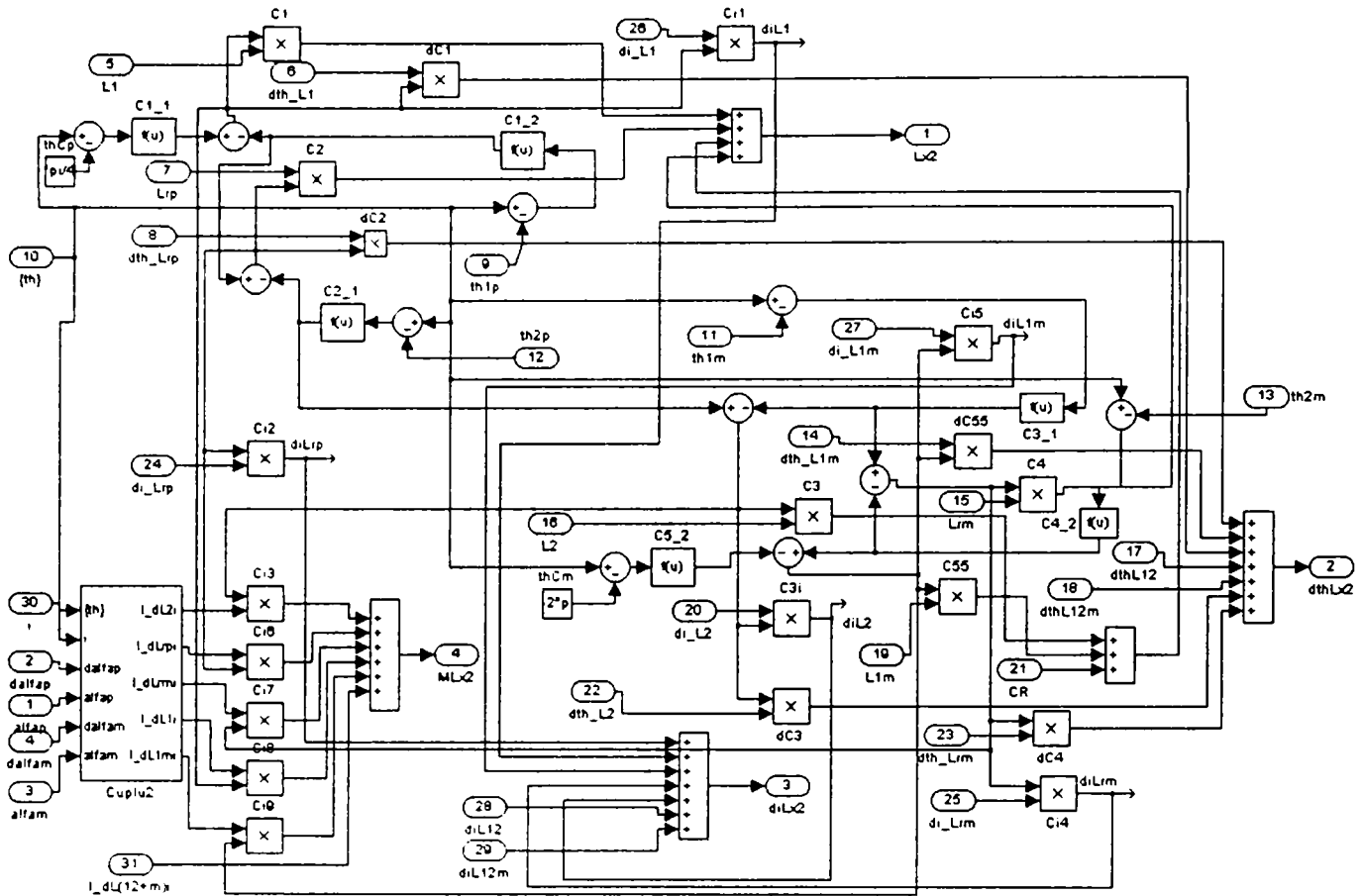


f) Subsystem5-calculul inductanței și cuplului fazei pentru

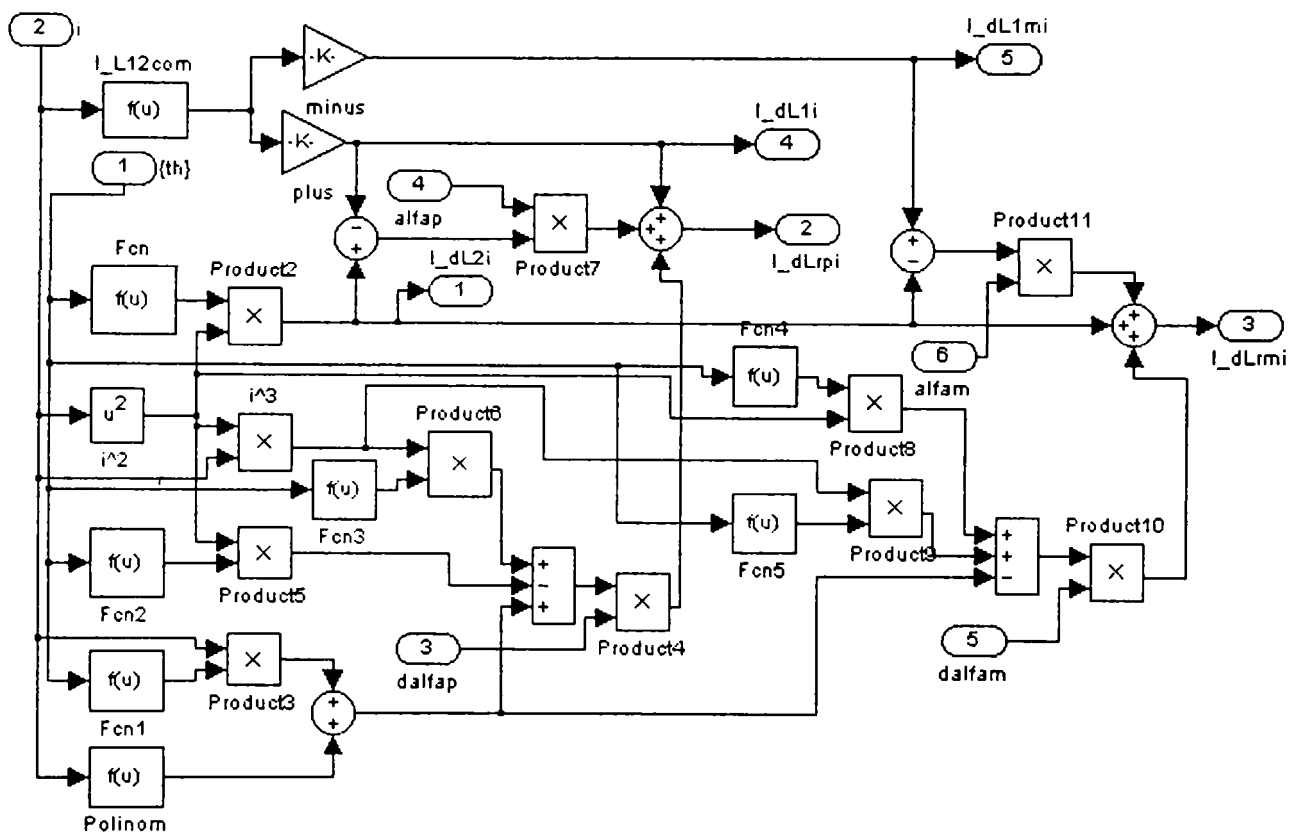
$$i \leq i_{lim}$$



g) Deriv-bloc în cadrul Subsystem5



h) Subsystem6-calculul inductanței și cuplului fazei pentru $i > i_{lim}$



i) Cuplu2-Subsistem al blocului Subsystem6

Fig. A3.5.1 Subsistemele din Bloc_L

- Blocul 7 – bloc de calcul al curentului, ilustrat în fig. A3.5.2, implementează relația (3.46)

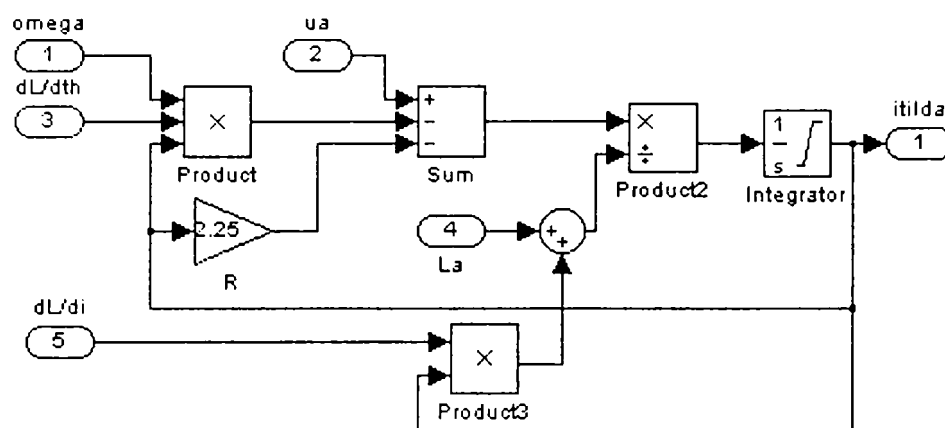


Fig. A3.5.2 Bloc de calcul al curentului

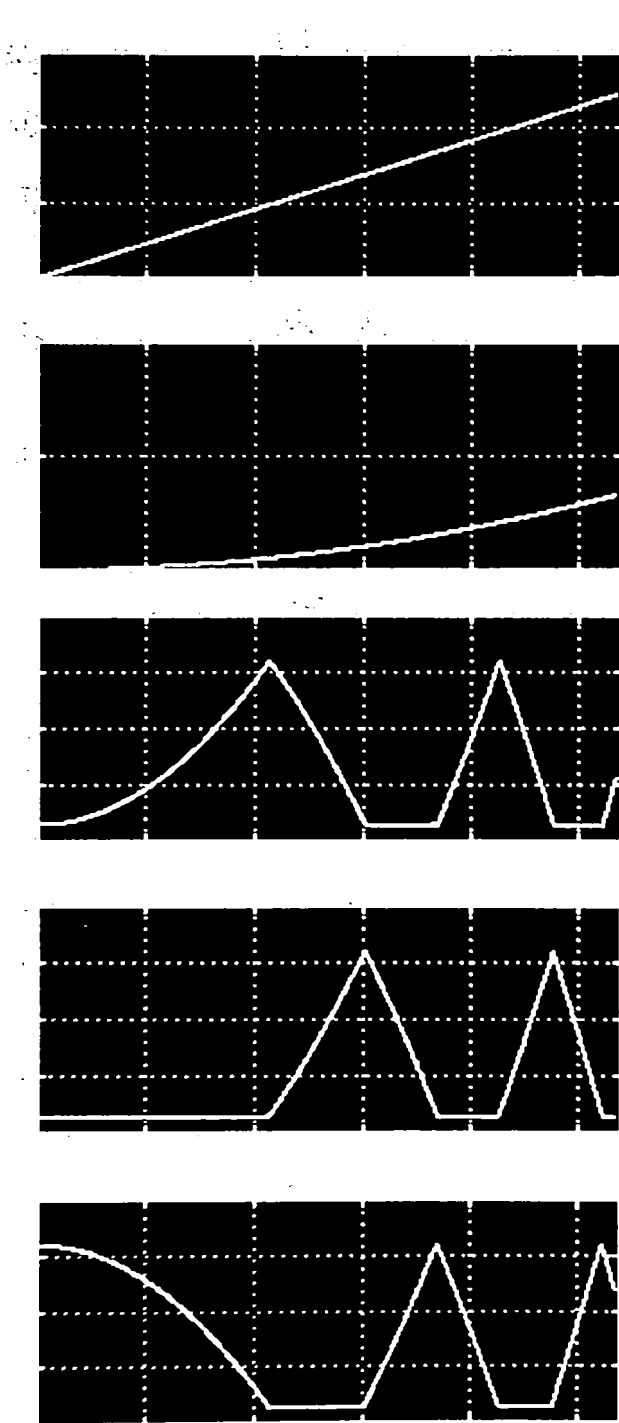


Fig. A3.6.1

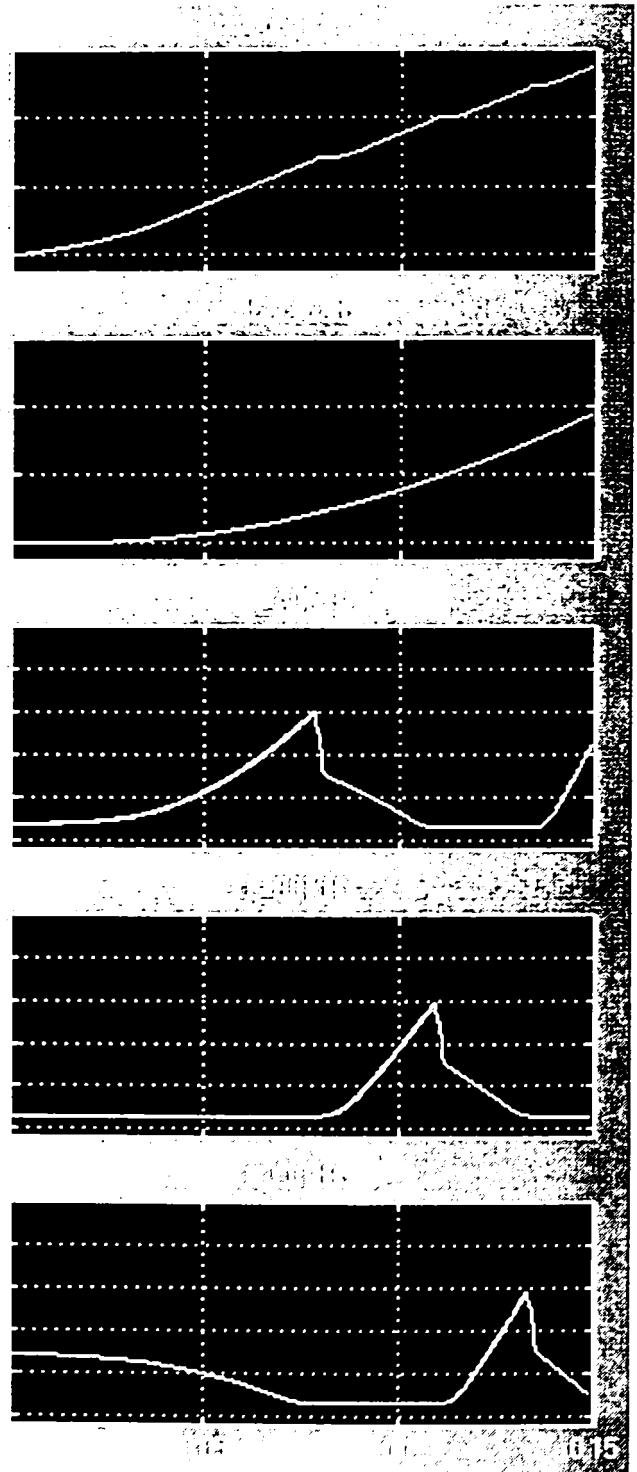


Fig. A3.6.2

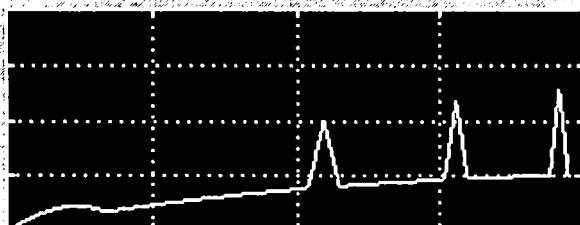
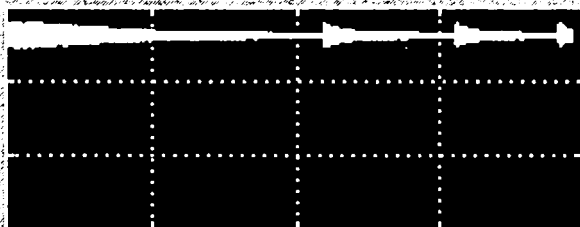
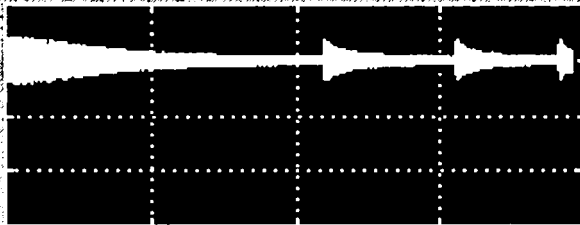
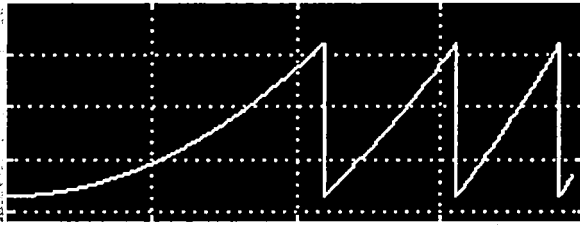
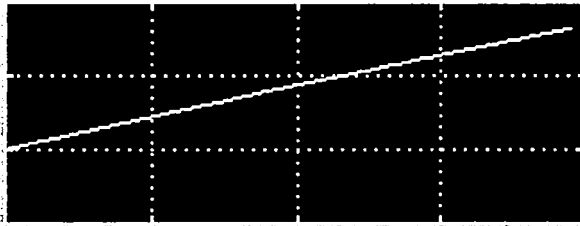


Fig. A3.6.3

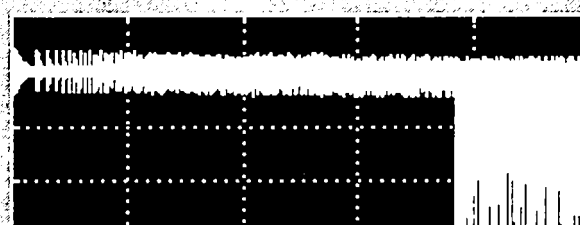
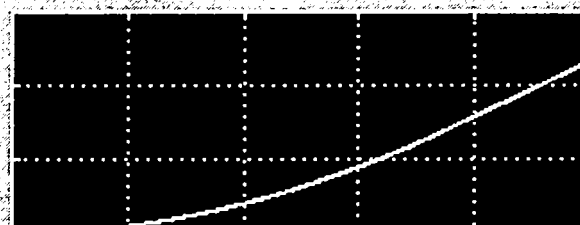
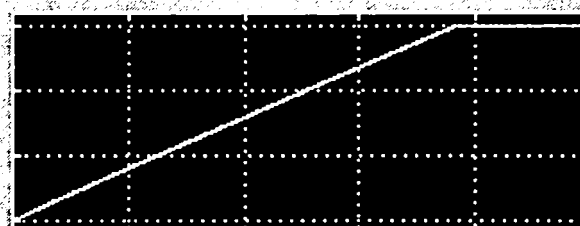


Fig. A3.6.4

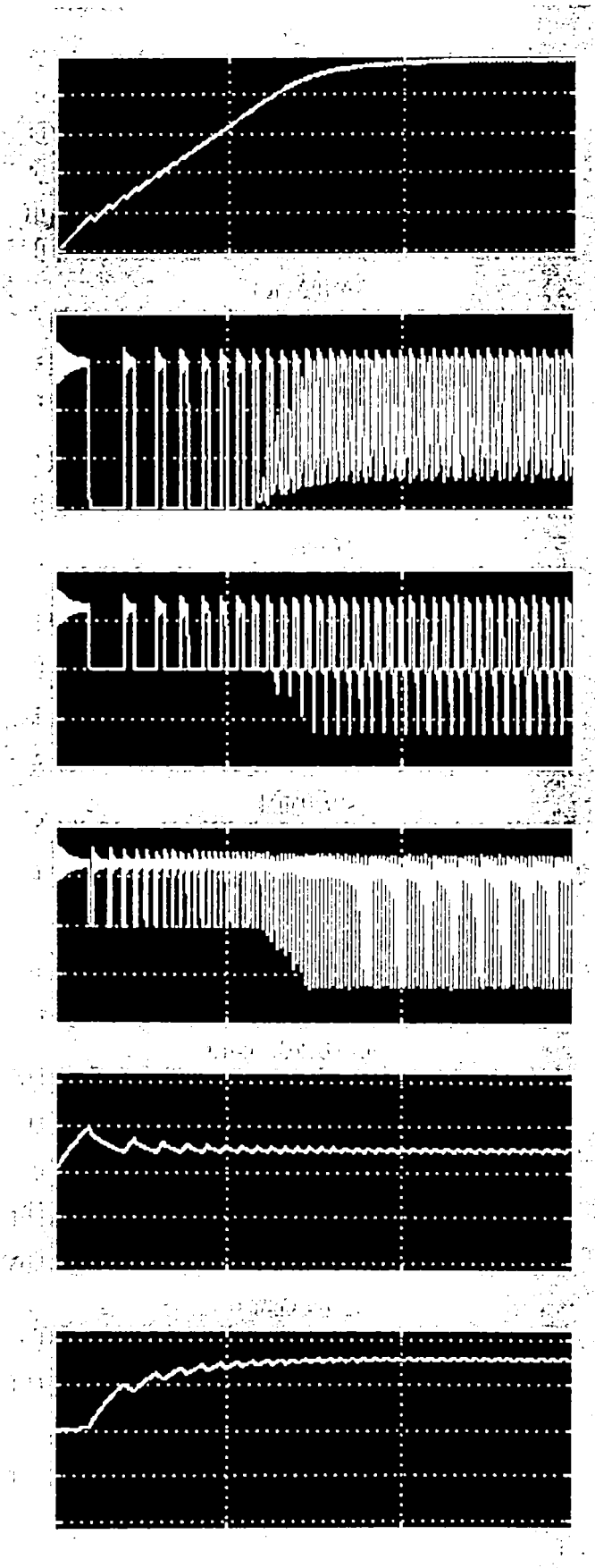


Fig. A3.6.5

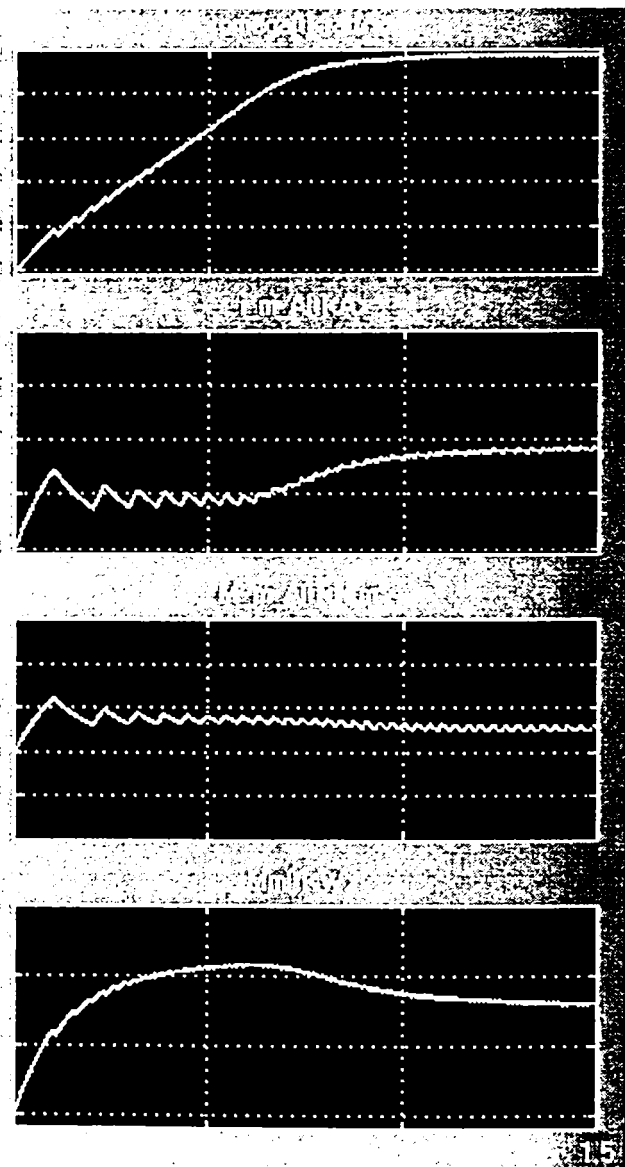


Fig. A3.6.6

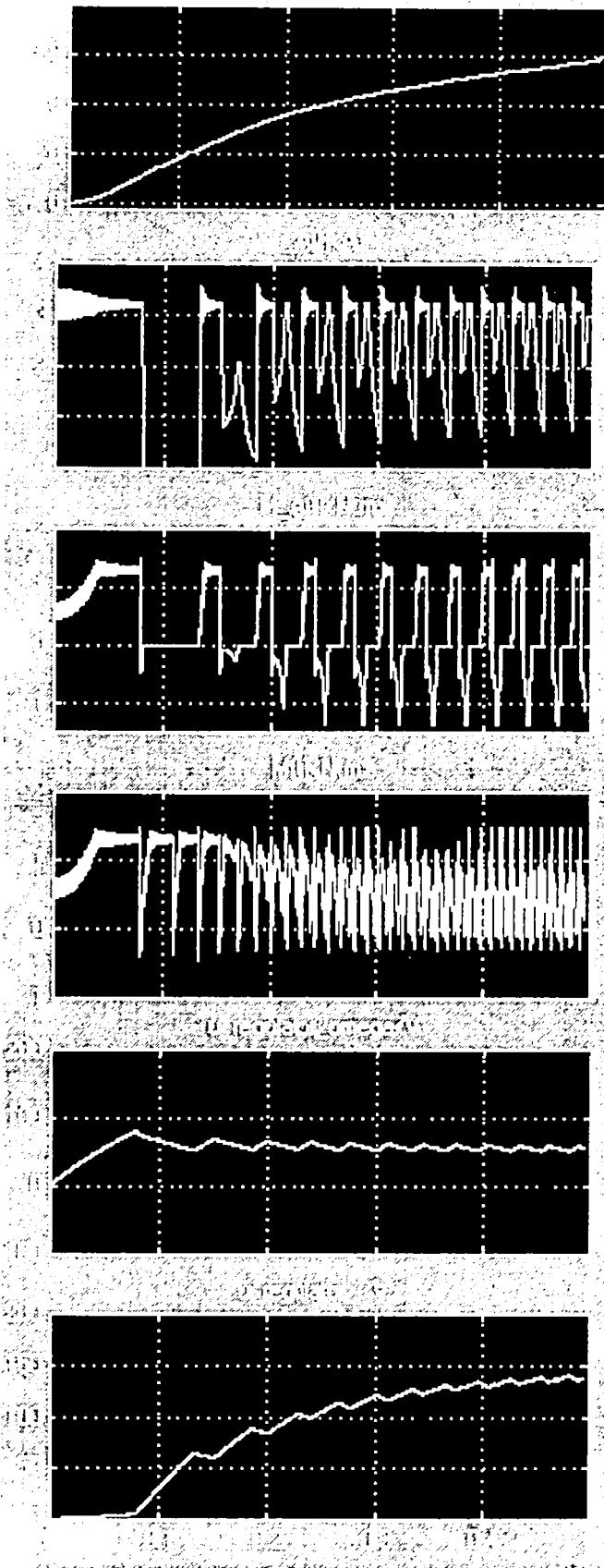


Fig. A3.6.9

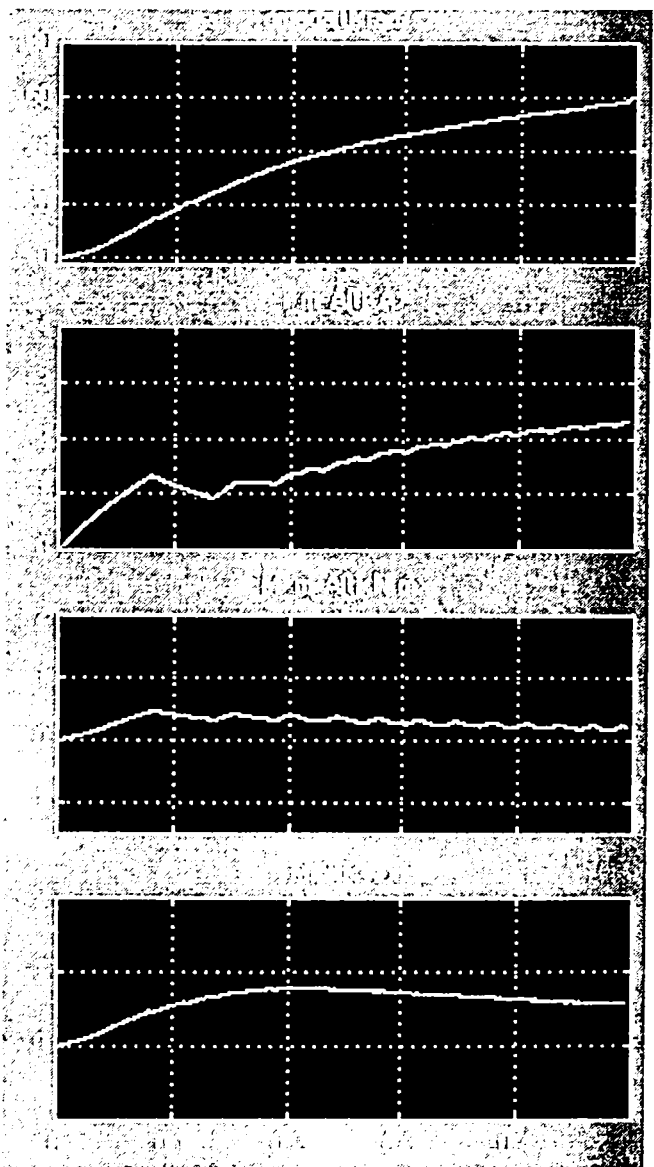


Fig. A3.6.10

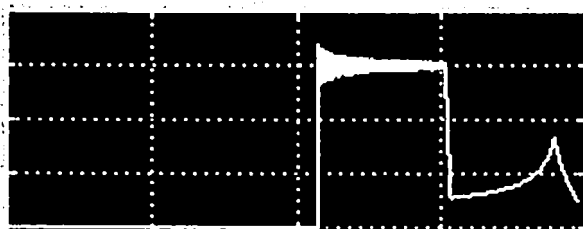
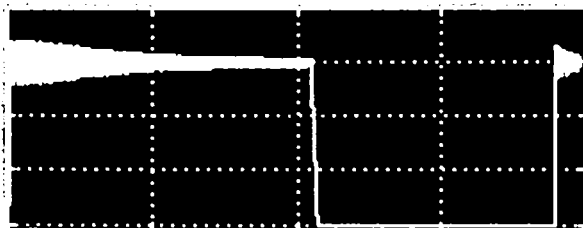
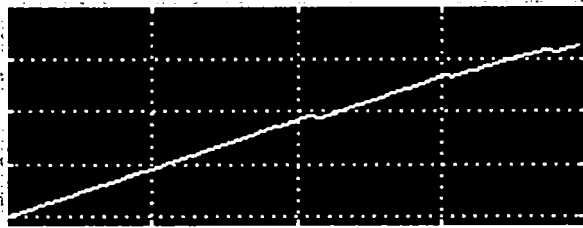


Fig. A3.6.7

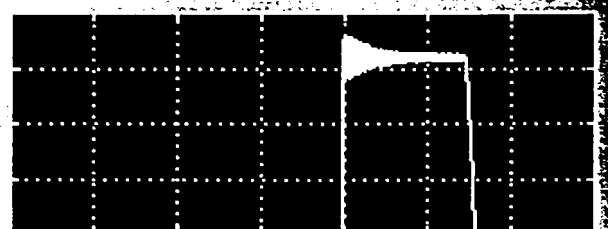
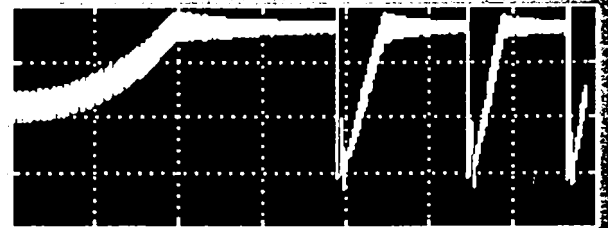
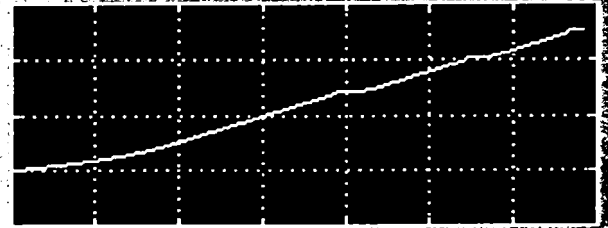


Fig. A3.6.8

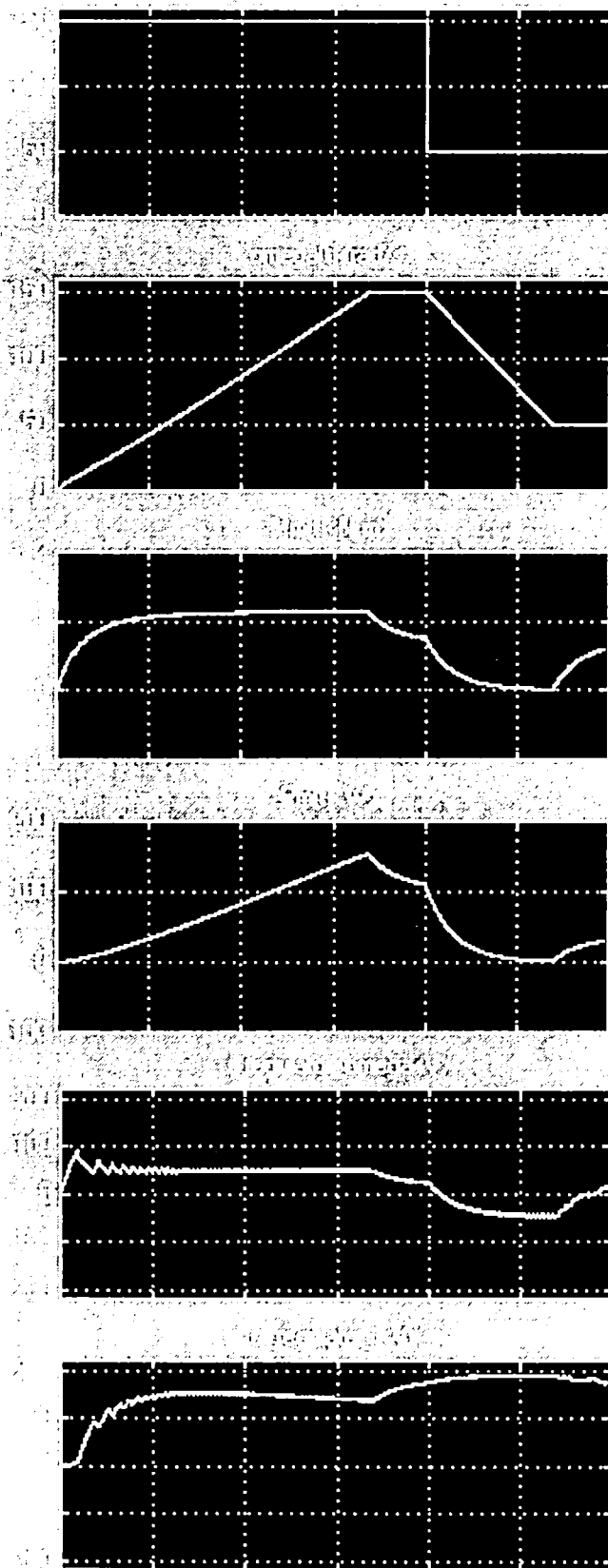


Fig. A3.6.11

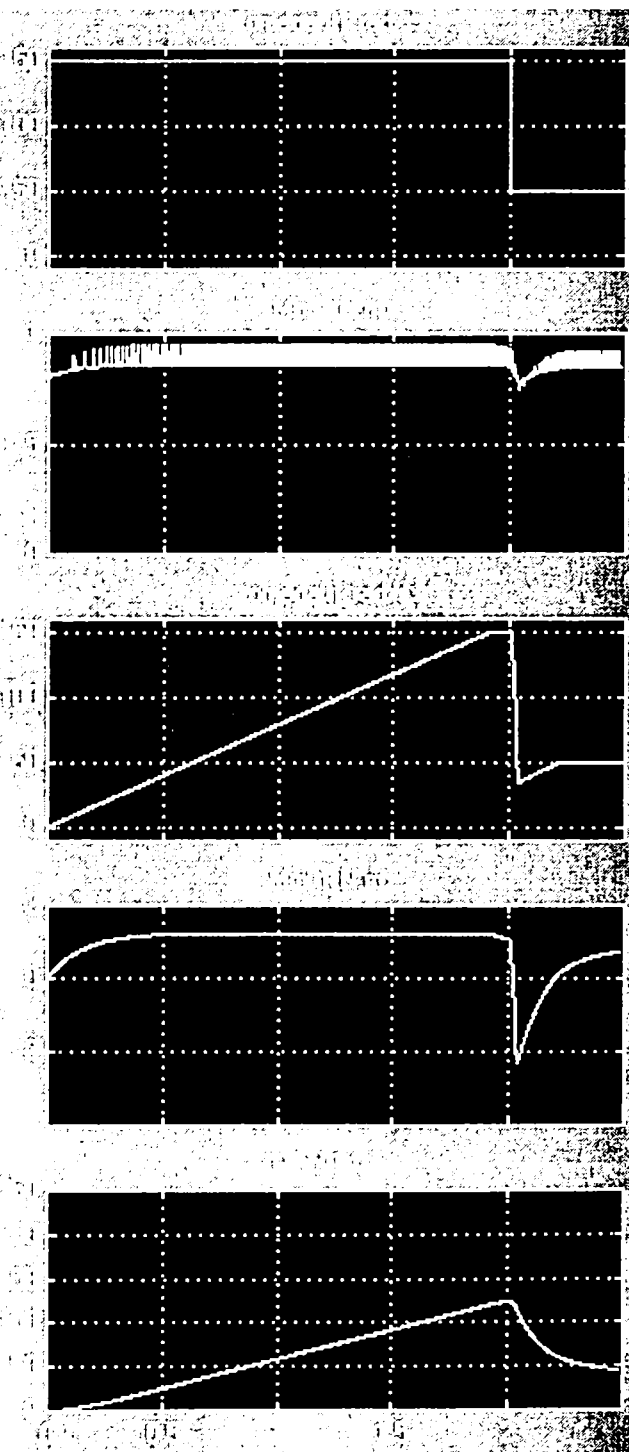


Fig. A3.6.12

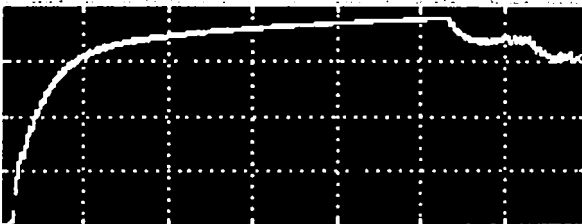
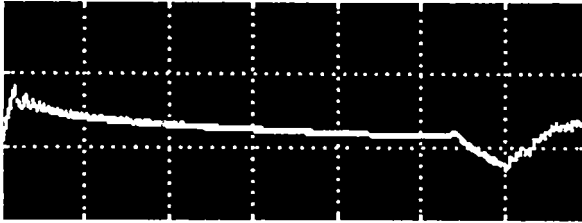
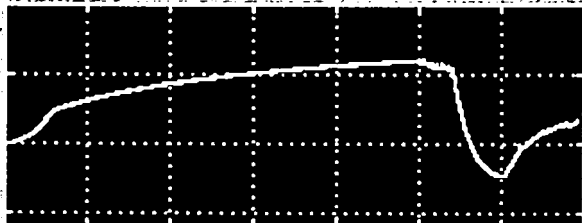
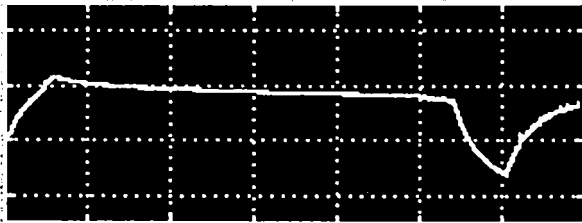
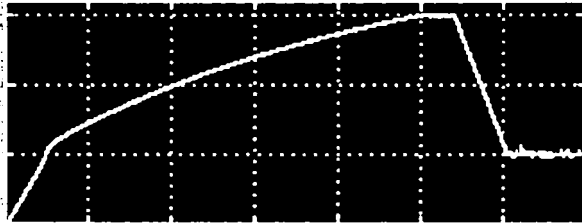
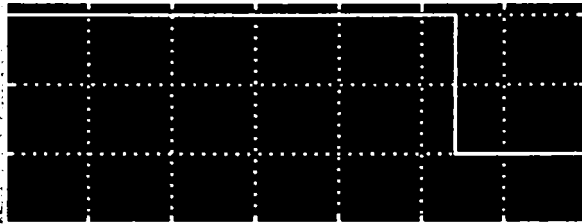


Fig. A3.6.14

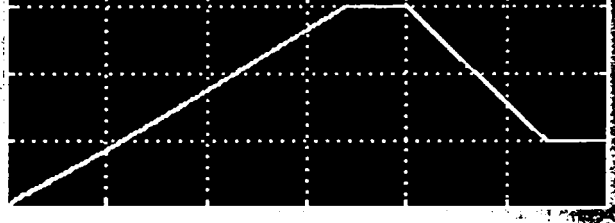
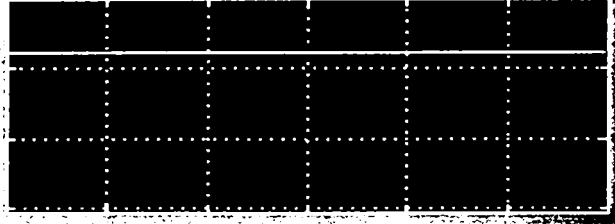


Fig. A3.6.13

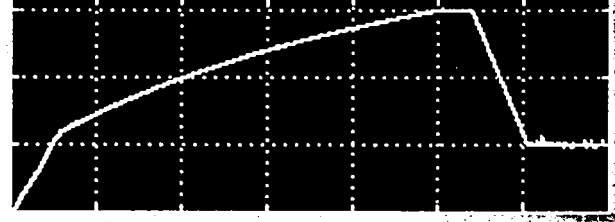
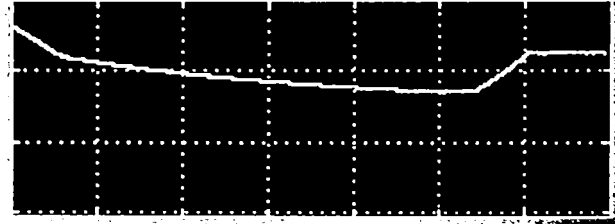
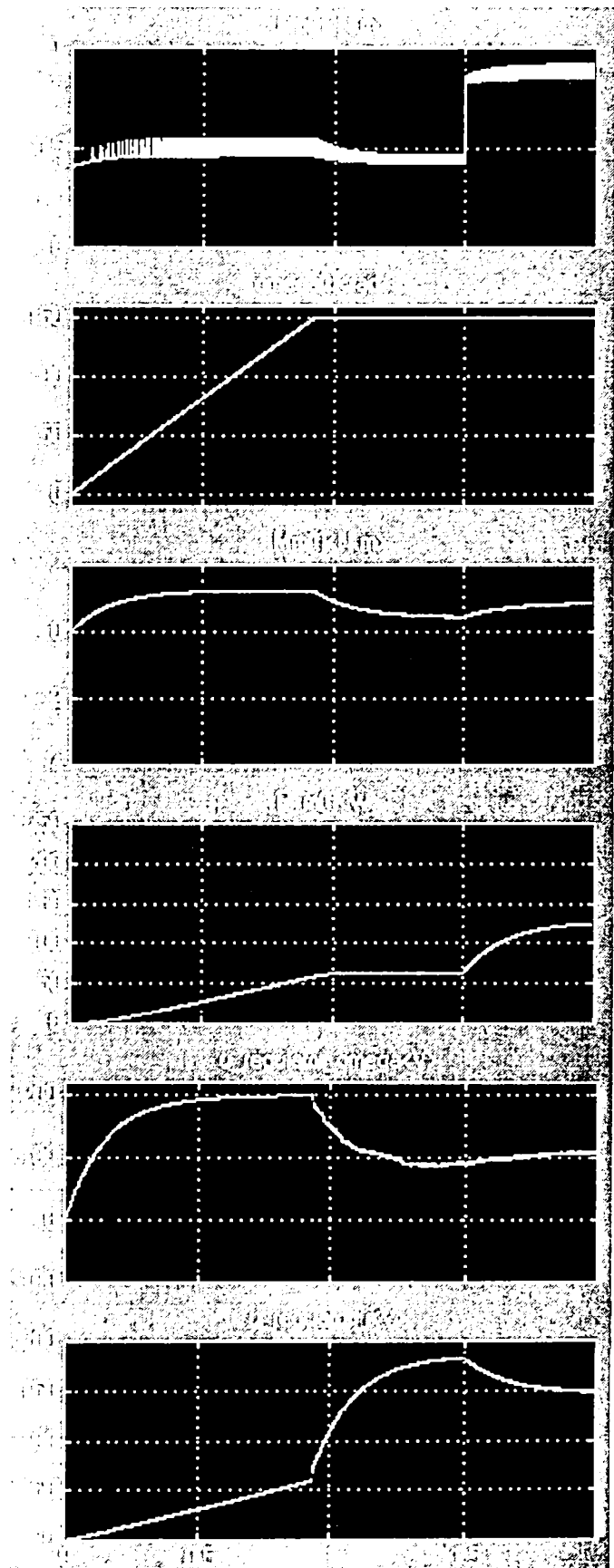
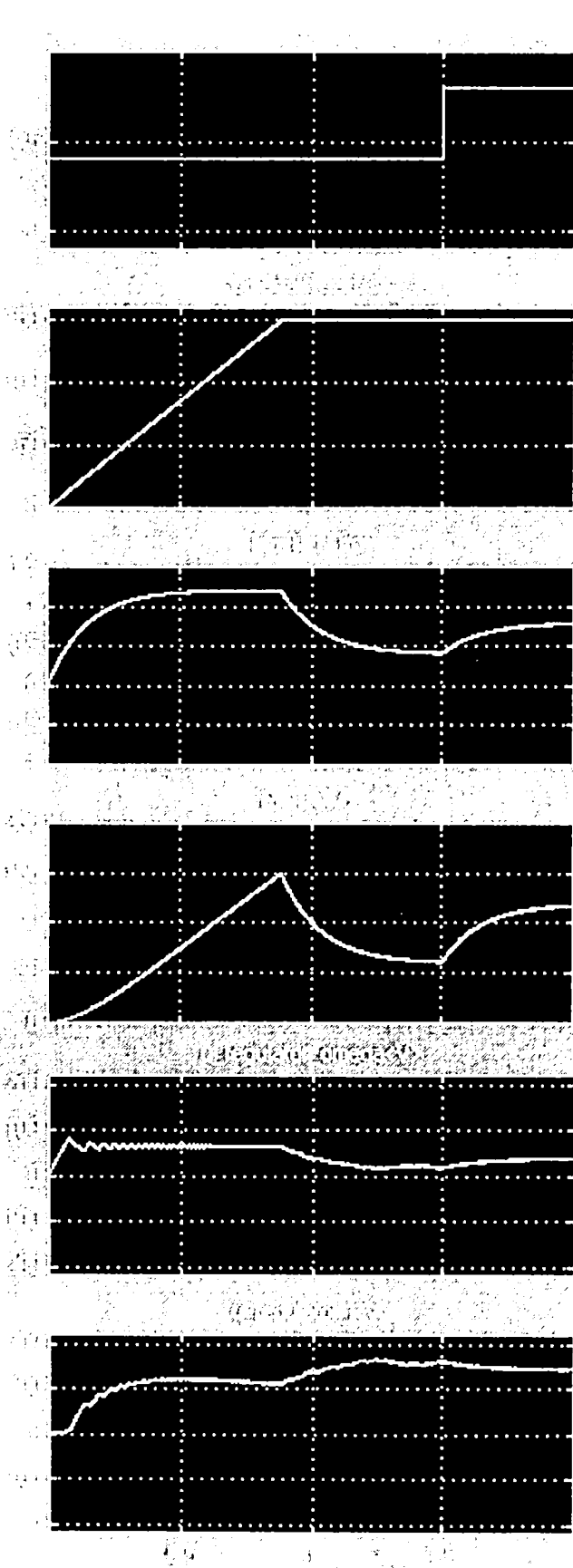


Fig. A3.6.15



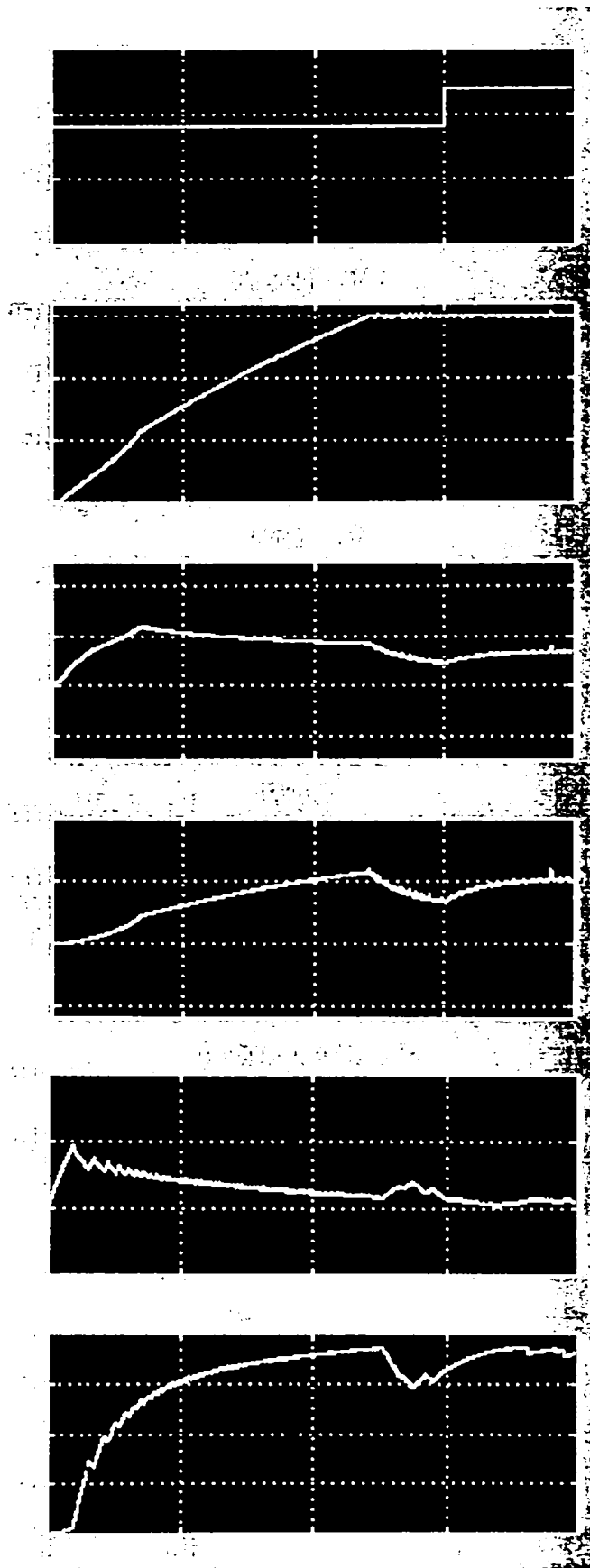


Fig. A3.6.18

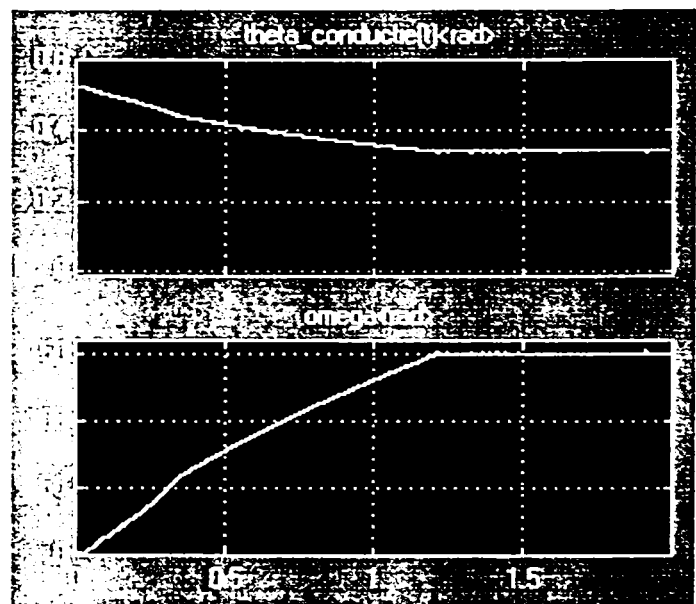


Fig. A3.6.19

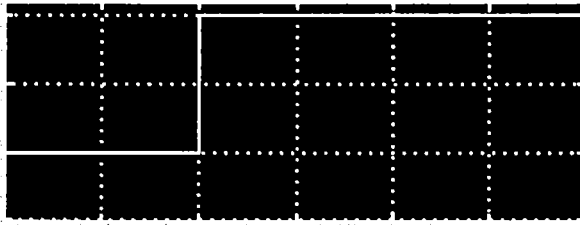


Fig. A3.6.19

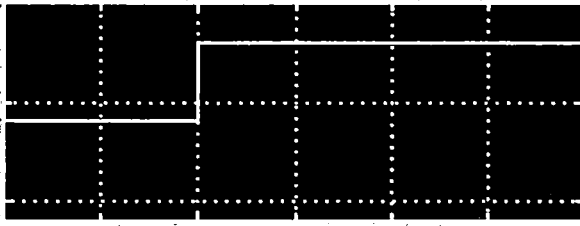


Fig. A3.6.20

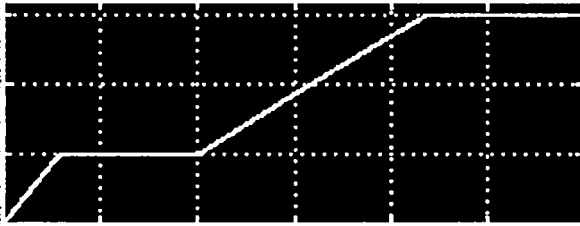


Fig. A3.6.21

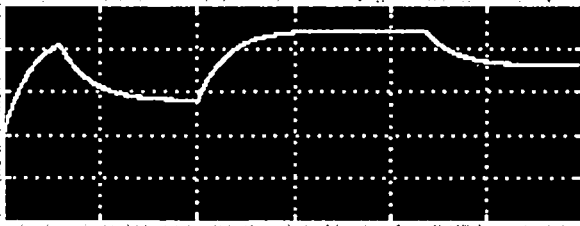


Fig. A3.6.22

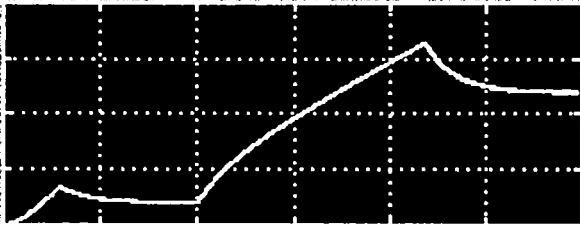


Fig. A3.6.20

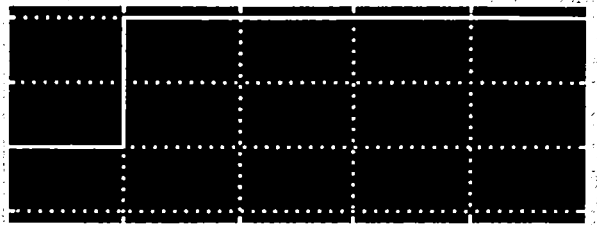


Fig. A3.6.22

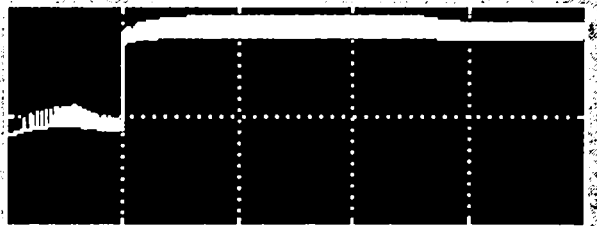


Fig. A3.6.23

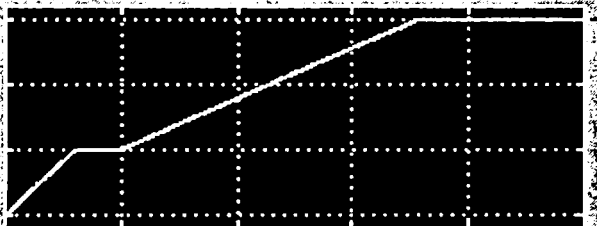


Fig. A3.6.24

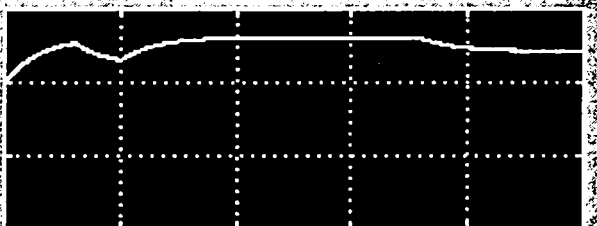


Fig. A3.6.25

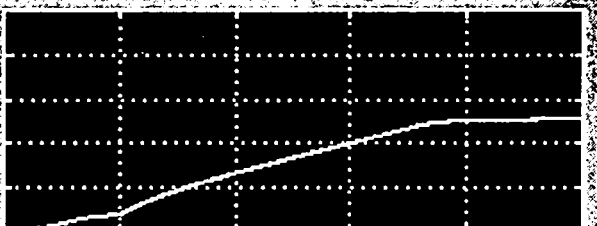


Fig. A3.6.22

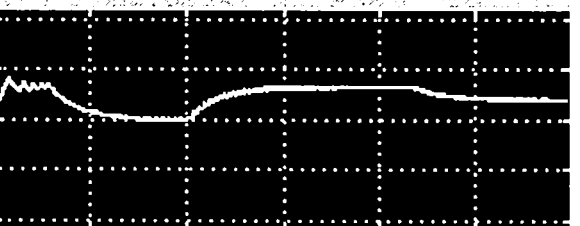


Fig. A3.6.21

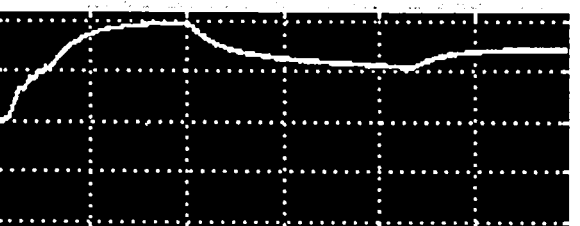


Fig. A3.6.21

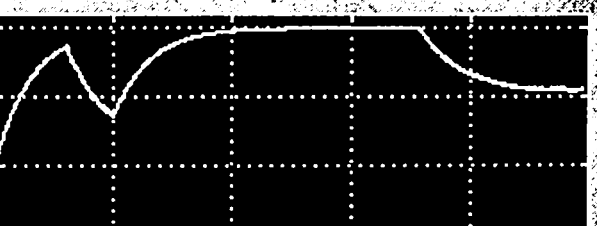


Fig. A3.6.22

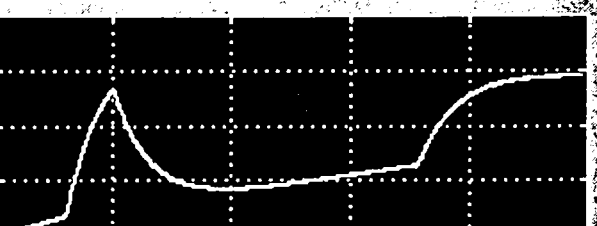


Fig. A3.6.23

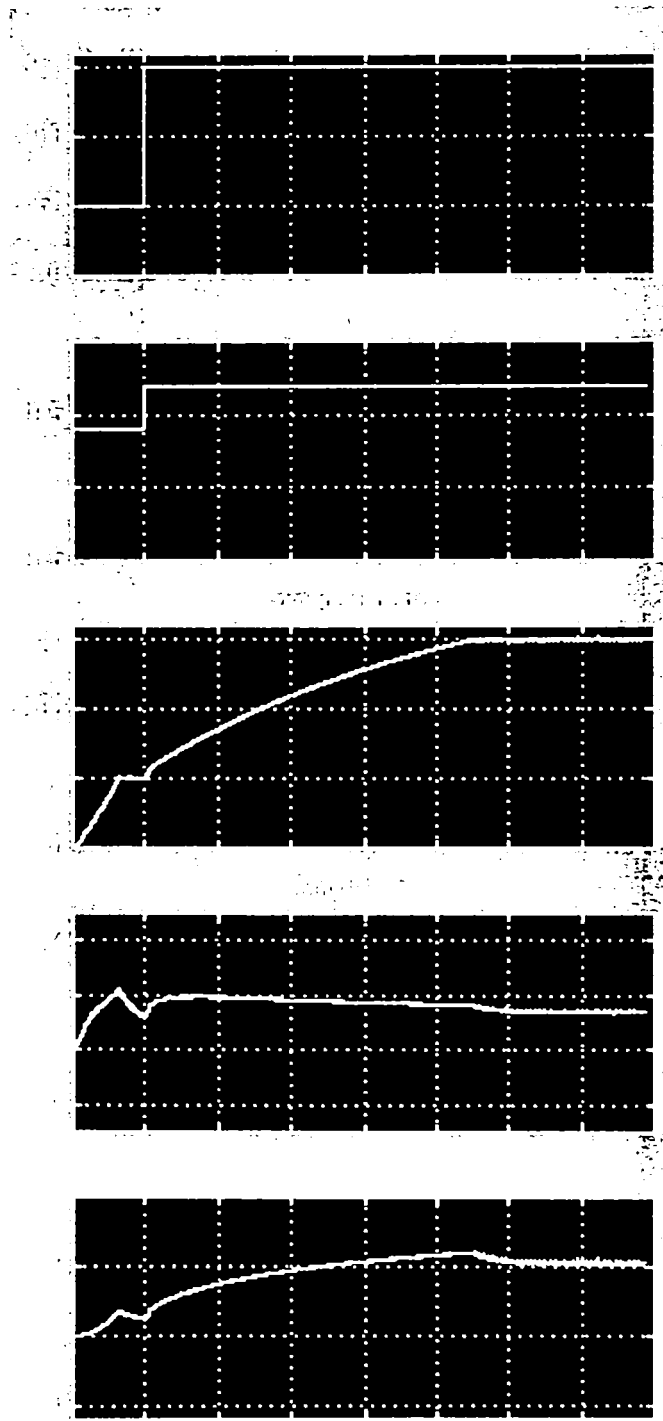


Fig. A3.6.24

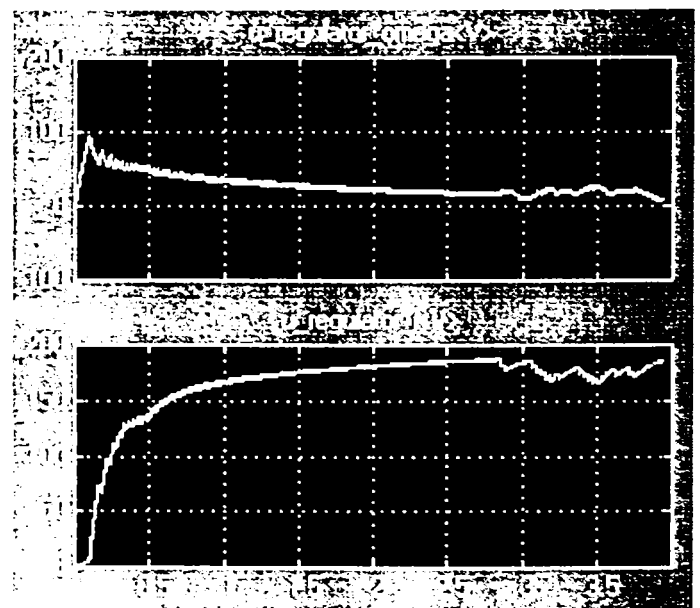


Fig. A3.6.25

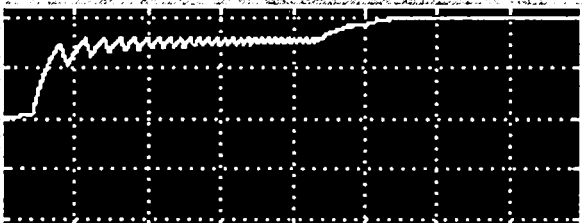
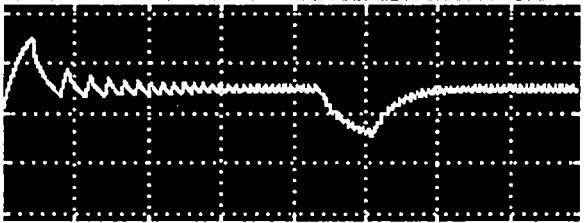
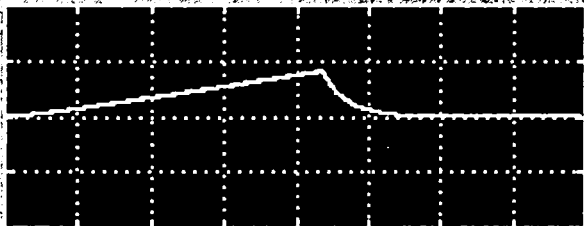
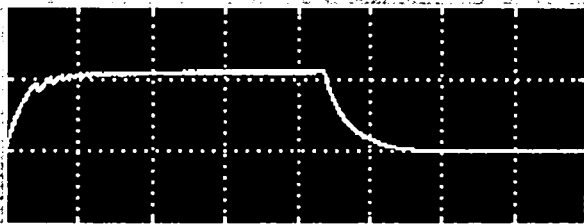
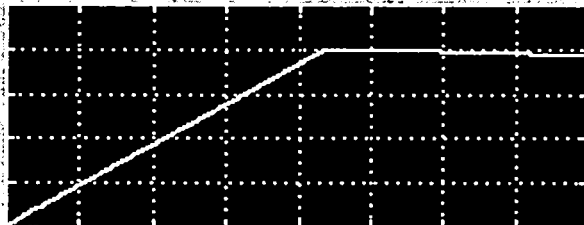
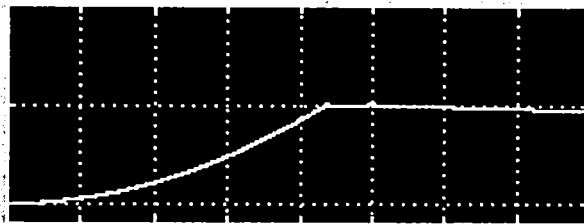


Fig. A3.6.26

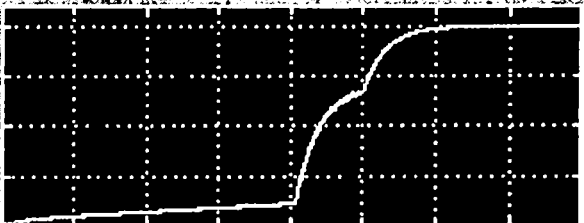
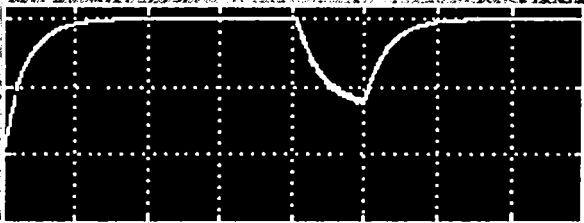
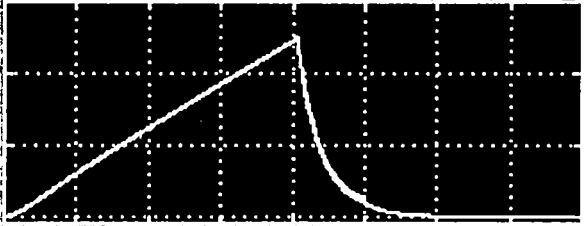
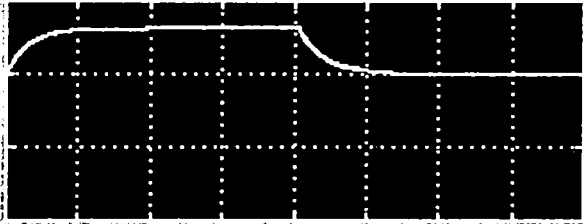
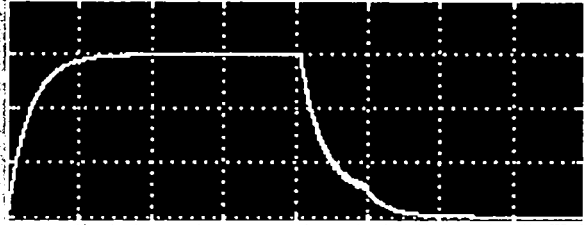
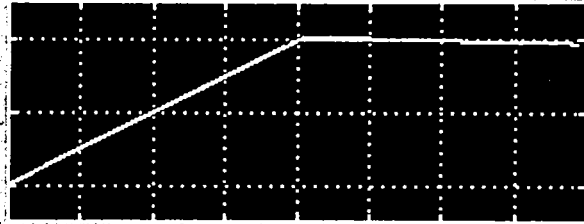


Fig. A3.6.27

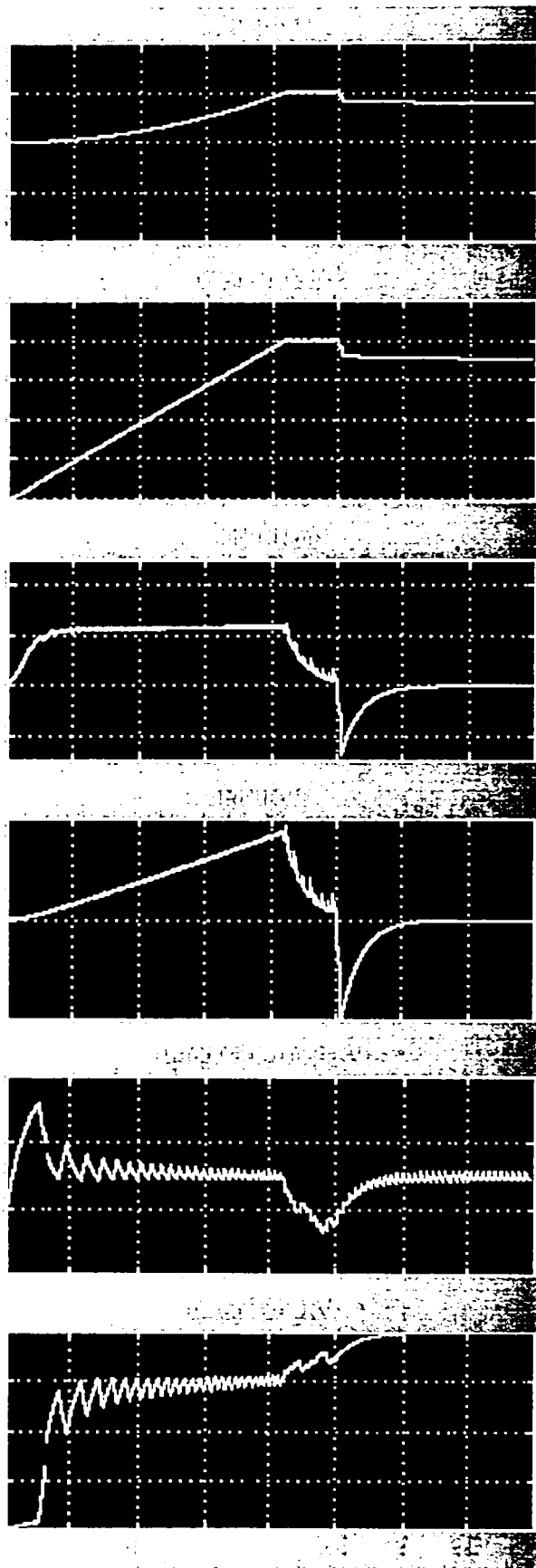


Fig. A3.6.28

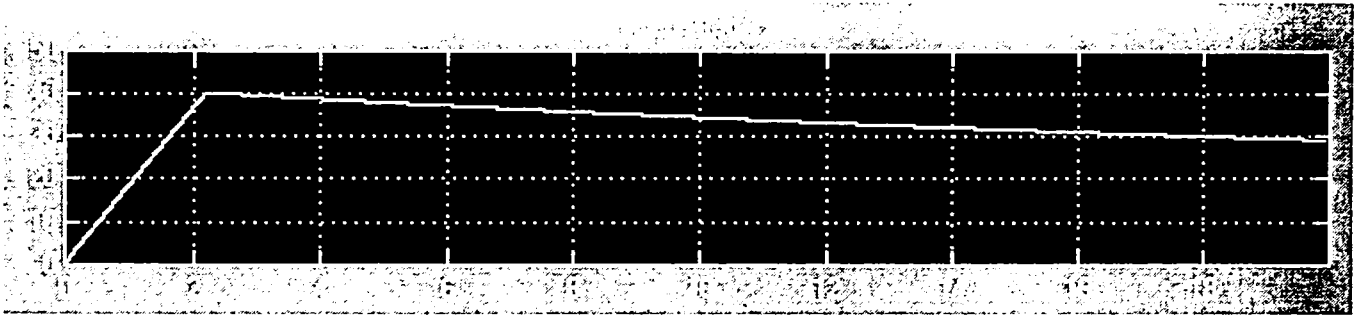


Fig. A3.6.29

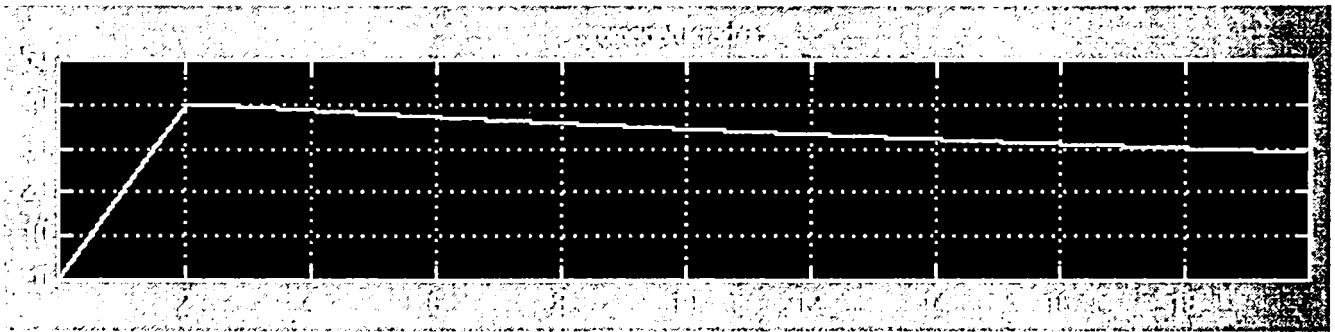


Fig. A3.6.30

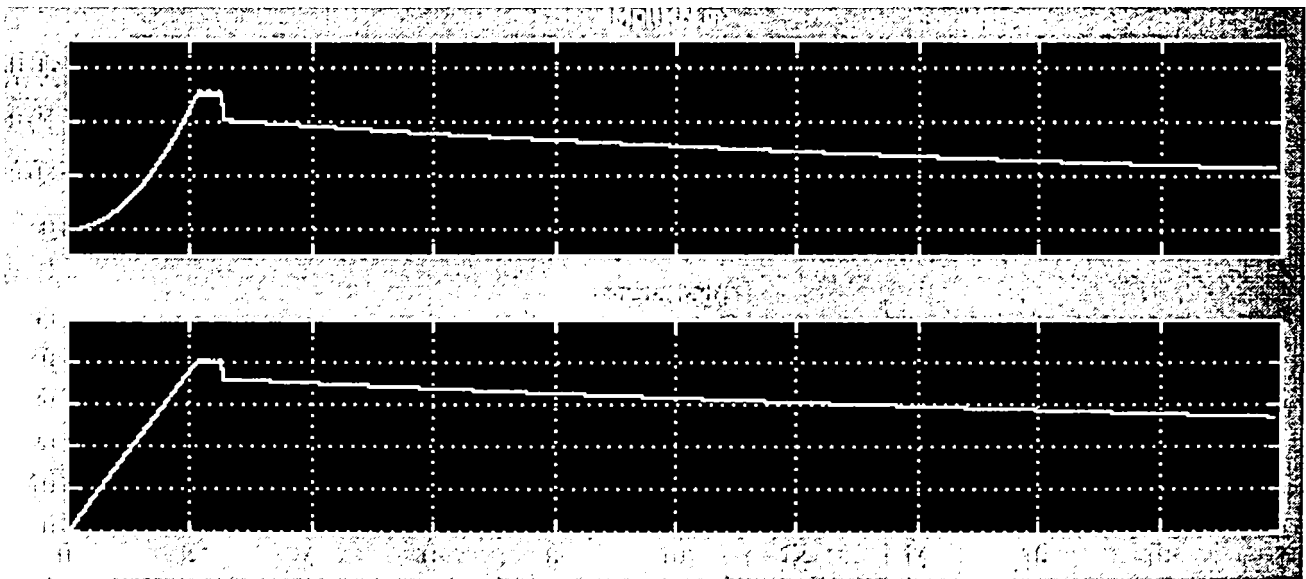


Fig. A3.6.31

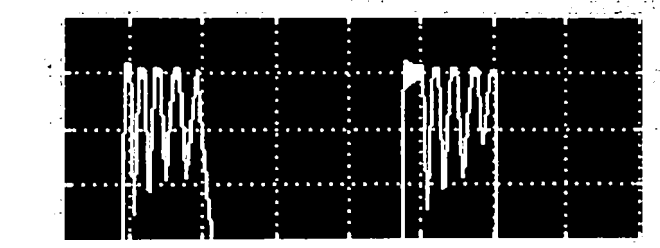
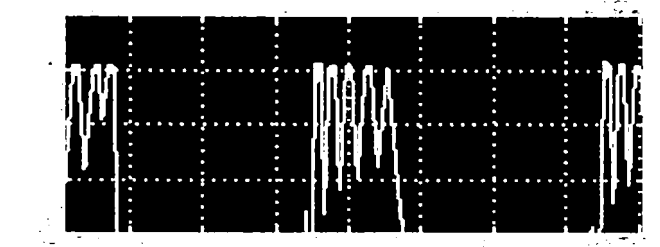
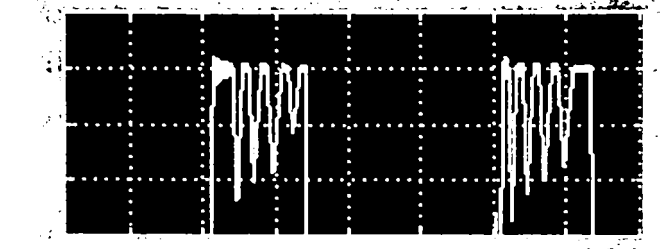
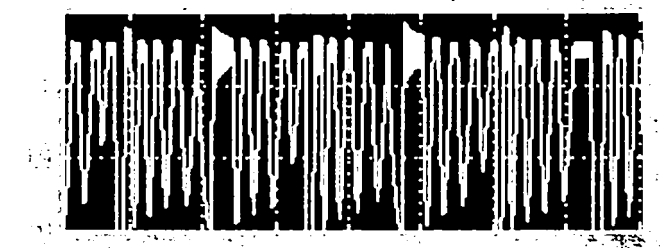
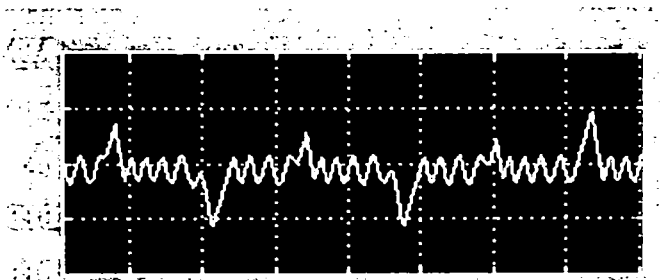


Fig. AB.6.32

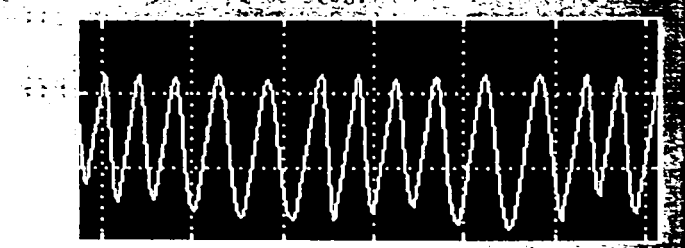
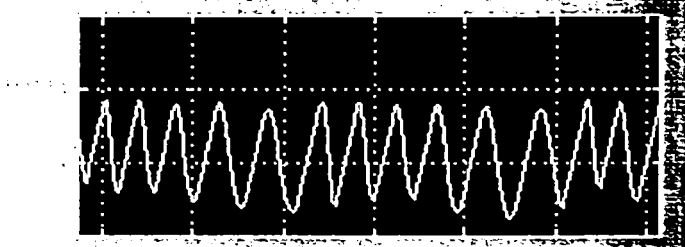
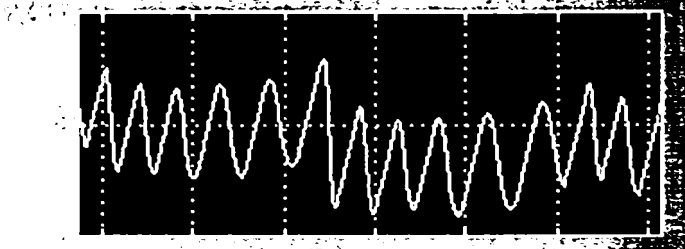
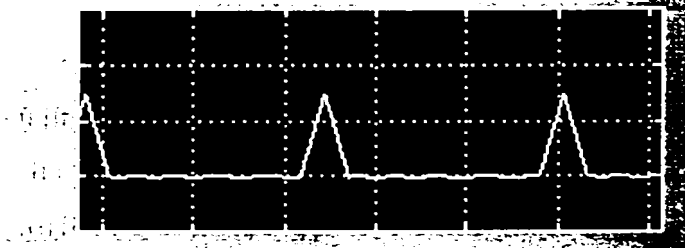
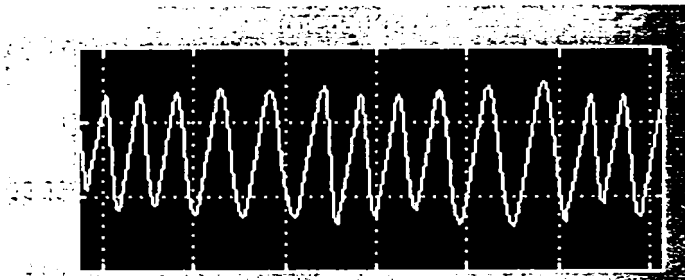


Fig. AB.6.33

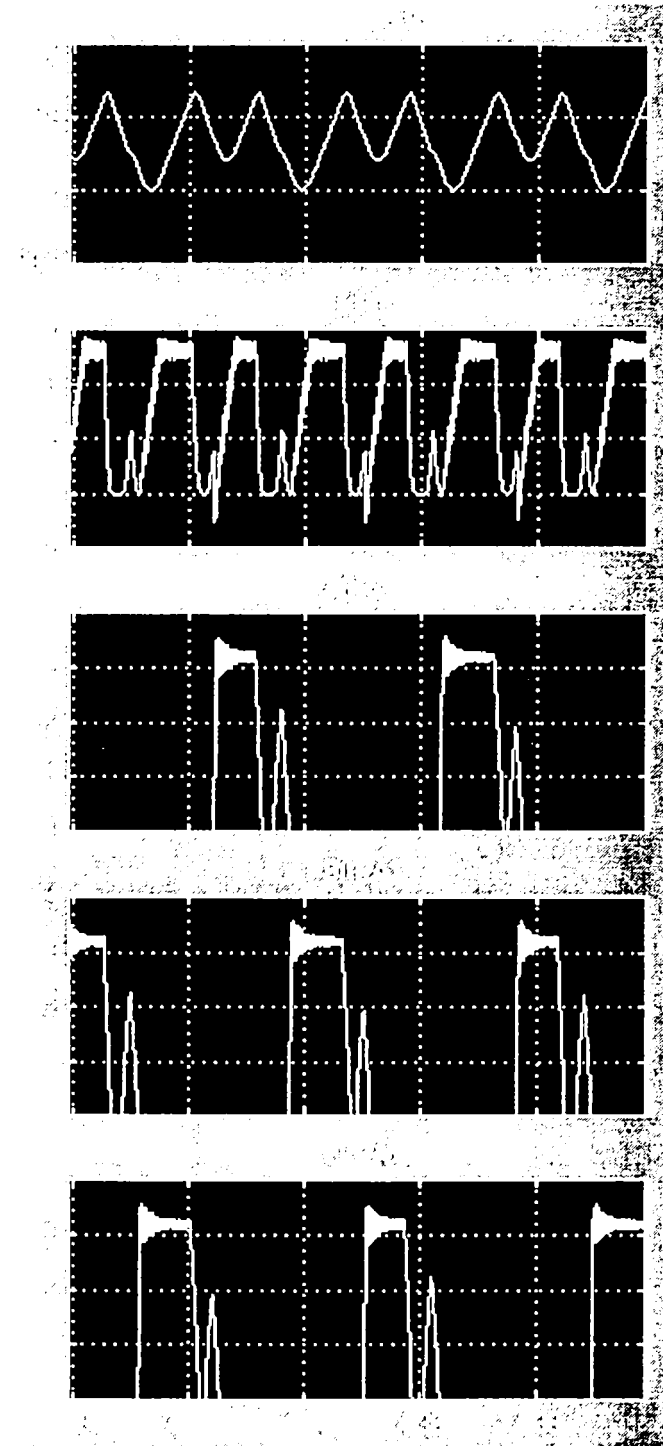


Fig. A3.6.34

CAPITOLUL IV

MODELUL MATEMATIC AL MAȘINII DE ECHILIBRAT CU LAGĂRE MAGNETICE

4.1. Descrierea constructivă a mașinii

Se consideră o mașină de echilibrat cu lagăre magnetice pe care rotoarele se montează în consolă, iar parametrii de echilibrare sunt conform standardelor [ISO 87]. Constructiv, un astfel de dispozitiv arată ca în fig.4.1.

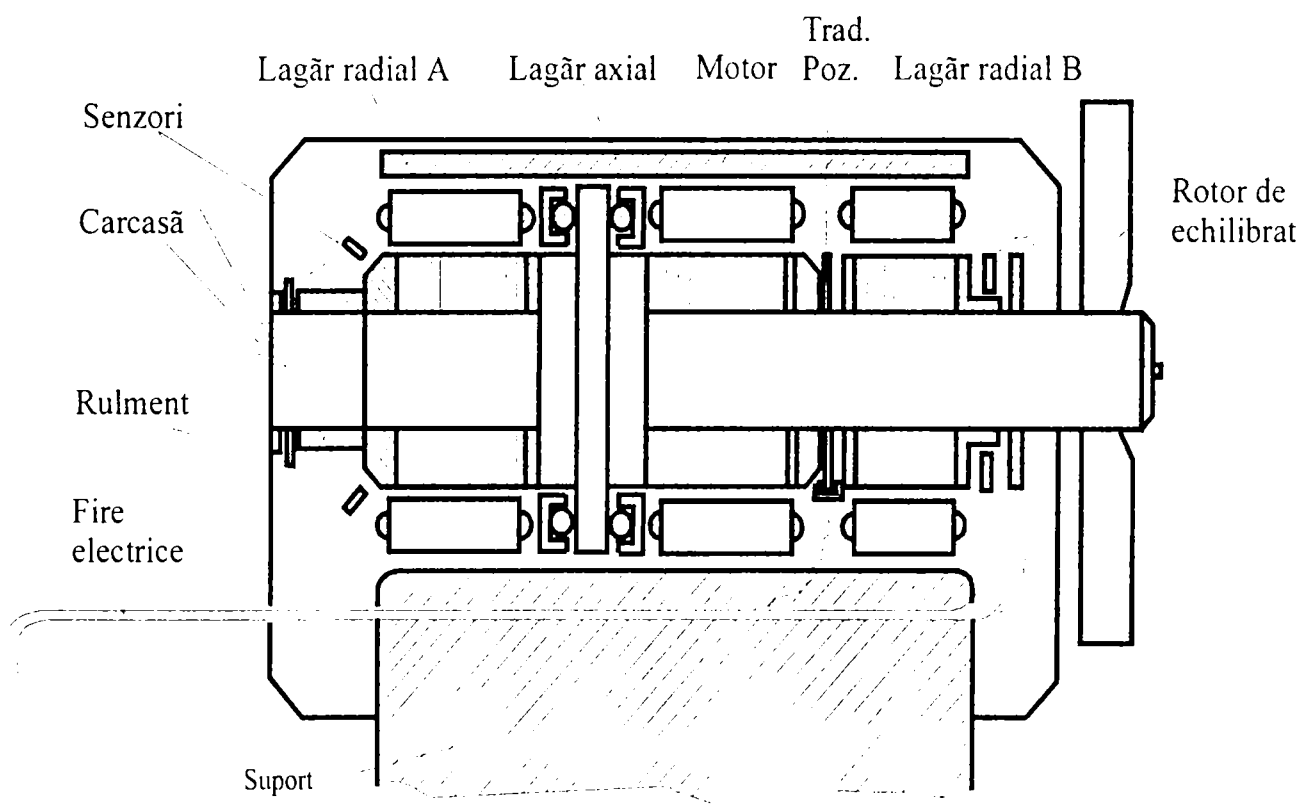


Fig. 4.1 Mașină de echilibrat cu lagăre magnetice

Se observă cele două lagăre radiale A și B , lagărul axial-care are rolul de a bloca mișcarea arborelui pe direcția Oz , senzorii pentru determinarea poziției în lagăre, motorul cu reluctanță comutată 6/4 poli cu traductorul pentru determinarea poziției relative rotor-stator, iar în exterior – montat în capătul din dreapta al axului – rotorul de echilibrat. Pe figură sunt evidențiați și rulmenții de sprijin ai ansamblului mobil, necesari atunci când mașina nu

funcționează. Modulele electronice care asigură prelucrarea semnalelor de la senzori și acționarea nu sunt prezentate în figură, dar sarcinile lor sunt arătate în continuare.

Blocul pentru comanda motorului de antrenare, distinct de cel al lagărelor, după ce arborele cu rotor ajunge la turația de echilibrare dorită, deconectează alimentarea motorului și “se ocupă” de prelucrarea semnalelor necesare determinării mărimii dezechilibrului și a poziției acestuia (vezi § 2.4.2.2).

Fiecare lagăr magnetic radial (A și B) este alcătuit din câte 4 electromagneți comandați doi câte doi (electromagneții situați diametral opus sunt comandați sincron) și este reprezentat sub forma schemei bloc în fig.4.2. mărimea ρ_{xy} are în cazul de față semnificație vectorială, $\rho_{xy}=[x, y]^T$, unde x și y reprezintă deplasările centrului de rotație (punctul de intersecție al axei de rotație cu planul vertical care trece prin mijlocul lagărului - în direcția axei Oz) în raport cu axele Ox și Oy . Regulatorul este multivariabil la intrare și la ieșire, astfel că u_i are de asemeni semnificație vectorială, conținând două tensiuni, fiecare comandând o pereche de electromagneți amplasați diametral opus.

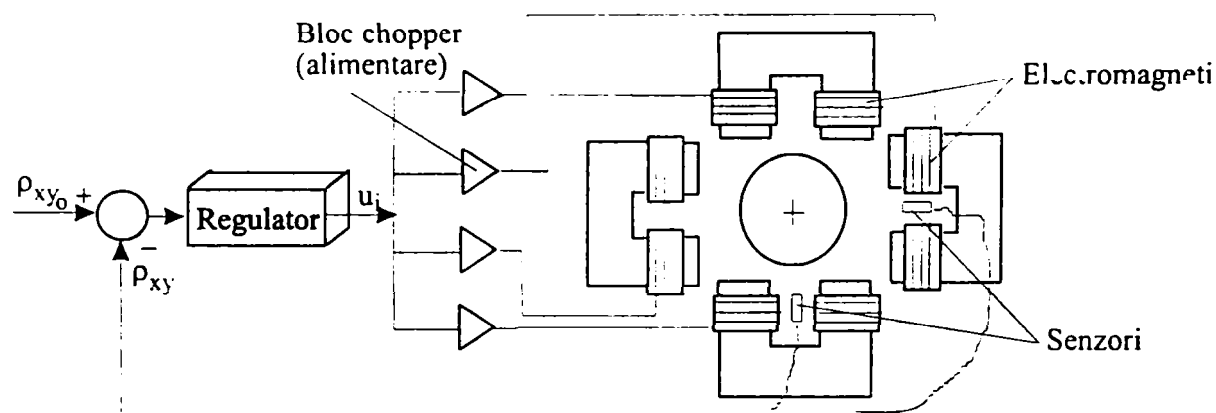


Fig. 4.2 Structura lagărului magnetic

Abaterea de la poziția prescrisă ρ_{xy} este prelucrată de controler, care, prin intermediul tensiunilor u_i , comandă blocurile de alimentare (chopper-ele) ale celor patru electromagneți. Forțele care apar în fiecare lagăr și care trebuie compensate pentru a păstra axul pe poziția prescrisă sunt datorate greutateii axului și forțelor centrifuge generate de dezechilibrare, pe direcția verticală, respectiv numai forțele centrifuge pe direcția orizontală. Dacă greutatea are o mărime și direcție constantă, forța centrifugă este sincronă cu viteza unghiulară ω a axului și ca mărime este proporțională cu pătratul acesteia, conform celor prezentate în capitolul anterior.

Alte detalii constructive și funcționale se vor prezenta în paragrafele următoare în măsura în care vor fi necesare.

4.2. Ecuațiile de mișcare în lagăre

Pentru un rotor perfect echilibrat, axa de rotație și axa sa geometrică coincid; datorită existenței dezechilibrului, în mișcare de rotație cele două axe ajung să ocupe poziții diferite. Drept efect în sistemele cu lagăre mecanice (rulmenți) nefiind permise deplasări ale rotorului, apar solicitări ce sunt preluate de structura mecanică, iar în lagărele magnetice forțele electromagnetice compensează aceste tendințe, însă până la o anumită limită dependentă de structura algoritmului de reglare.

Admițând această ultimă situație, considerăm că, inițial, rotorul se află cu axa sa de simetrie (geometrică) în poziție orizontală și începe să se rotească cu viteza unghiulară ω în sensul

trigonometric pozitiv. Datorită dezechilibrului existent el începe să se încline și se stabilizează într-o mișcare similară celei reprezentate simplificat în fig.4.3.

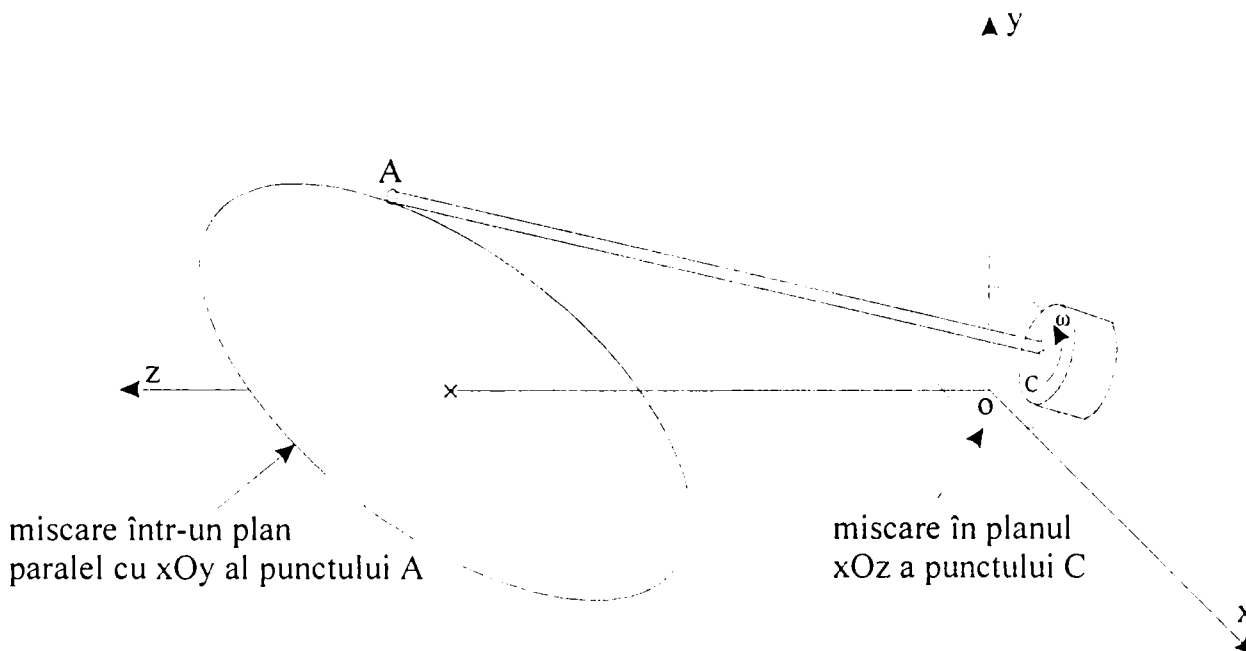


Fig. 4.3 Mișcarea axului cu rotor dezechilibrat

Pentru scrierea ecuațiilor de mișcare a axului, se face ipoteza că în lungul axei Oz nu există deplasare și se alege un triedru $Ox'y'z'$ atașat axului cu rotor; după stabilizarea mișcării situația se prezintă ca în fig.4.4.

Fie A un punct arbitrar de pe axa geometrică a arborelui mașinii de echilibrat și fie triedrul drept fix $Oxyz$ cu axa Oz orizontală și axa Oy verticală. Proiecția lui A în planul xOz este punctul A' . Notăm unghiurile: $\beta = zOA'$ și $\alpha = A'OA$ pentru a indica noua poziție a rotorului. Fie triedrul drept $Ox'y'z'$ solidar cu “poziția relativă” a arborelui mașinii, ceea ce înseamnă că poziția lui nu este afectată de rotația axului cu viteza unghiulară ω . O poziție

oarecare a arborelui se poate considera că rezultă plecând de la poziția inițială a acestuia,

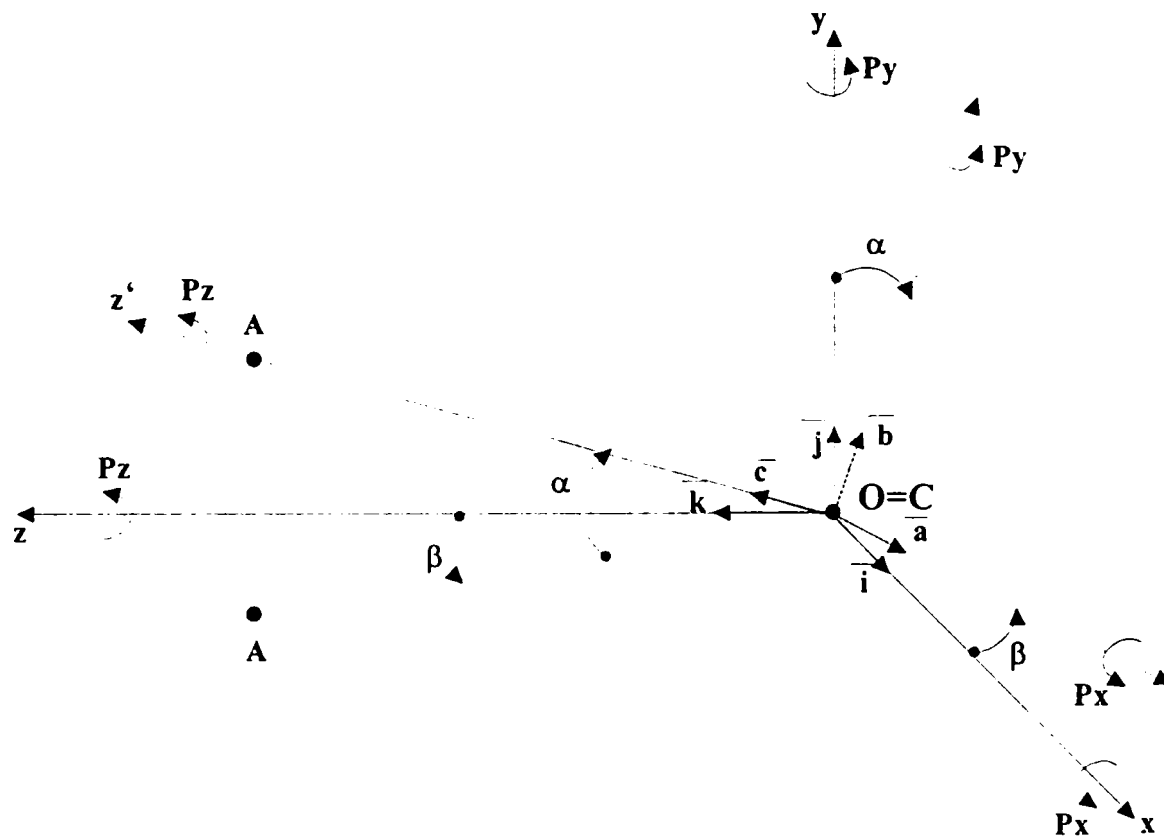


Fig. 4.4 Determinare geometrică a poziției axului cu rotor

corespunzătoare situației când $Ox'y'z'$ se suprapune peste $Oxyz$, prin efectuarea a două “mici” mișcări de rotație (fig. 4.4):

- o mișcare de rotație de unghi β în jurul axei Oy'
- o mișcare de rotație de unghi α în jurul noii poziții a axei Ox' .

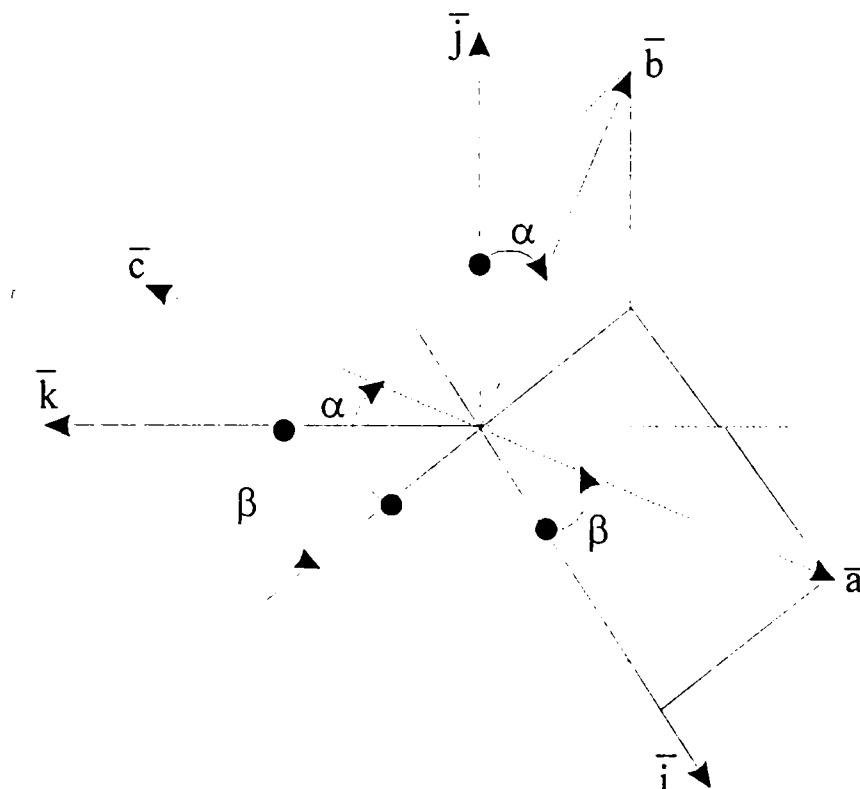


Fig. 4.5 Versorii triedrelor

Fie \vec{i}, \vec{j} și \vec{k} versorii triedrului $Oxyz$ și $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$, versorii triedrului $Ox'y'z'$. Unghiurile α și β fiind mici, conform fig.4.5 rezultă relațiile:

$$\begin{cases} \vec{a} = \cos \beta \cdot \vec{i} + 0 \cdot \vec{j} - \sin \beta \cdot \vec{k} \\ \vec{b} = -\sin \beta \sin \alpha \cdot \vec{i} + \cos \alpha \cdot \vec{j} - \cos \beta \sin \alpha \cdot \vec{k} \\ \vec{c} = \sin \beta \cos \alpha \cdot \vec{i} + \sin \alpha \cdot \vec{j} + \cos \beta \cos \alpha \cdot \vec{k} \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} \vec{i} = \cos \beta \cdot \vec{a} - \sin \beta \sin \alpha \cdot \vec{b} + \sin \beta \cos \alpha \cdot \vec{c} \\ \vec{j} = 0 \cdot \vec{a} + \cos \alpha \cdot \vec{b} + \sin \alpha \cdot \vec{c} \\ \vec{k} = -\sin \beta \cdot \vec{a} - \cos \beta \sin \alpha \cdot \vec{b} + \cos \beta \cos \alpha \cdot \vec{c} \end{cases} \quad (4.2)$$

În cursul funcționării poziția axei geometrice se modifică astfel că unghiurile α și β variază. Variația lui α înseamnă o schimbare de poziție relativă a triedrului $Ox'y'z'$ în jurul axei Ox' , iar variația lui β o rotație în jurul axei Oy' , cu vitezele unghiulare $-\dot{\alpha}$ (deoarece α este măsurat în sensul negativ), respectiv $\dot{\beta}$. Mișcarea de rotație a rotorului cu viteza unghiulară ω este descrisă în sistemul $Ox'y'z'$ de relația $\vec{\omega} = \omega \cdot \vec{c}$ (rotație în jurul axei Oz'), astfel că mișcarea rezultantă este caracterizată de viteza unghiulară:

$$\vec{\Omega} = -\dot{\alpha} \cdot \vec{a} + \dot{\beta} \cdot \vec{j} + \omega \cdot \vec{c} \quad (4.3)$$

Ținând seama de relațiile (4.2) $\vec{\Omega}$ devine:

$$\vec{\Omega} = -\dot{\alpha} \cdot \vec{a} + \dot{\beta} \cos \alpha \cdot \vec{b} + (\dot{\beta} \sin \alpha + \omega) \cdot \vec{c} \quad (4.4)$$

Notând cu J_1 momentul de inerție al rotorului față de axa Oz' și cu J_2 pe cel față de axele Ox' și Oy' , momentul cinetic al rotorului în raport cu punctul fix O este:

$$\vec{K} = -J_2 \dot{\alpha} \cdot \vec{a} + J_2 \dot{\beta} \cos \alpha \cdot \vec{b} + J_1 (\dot{\beta} \sin \alpha + \omega) \cdot \vec{c} \quad (4.5)$$

În raport cu triedrul $Oxyz$ el devine:

$$\vec{K} = K_x \cdot \vec{i} + K_y \cdot \vec{j} + K_z \cdot \vec{k} \quad (4.6)$$

unde:

$$\begin{aligned} K_x &= -J_2 \dot{\alpha} \cos \beta - J_2 \dot{\beta} \sin \beta \sin \alpha \cos \alpha + J_1 \sin \beta \cos \alpha (\dot{\beta} \sin \alpha + \omega) \\ K_y &= J_2 \dot{\beta} \cos^2 \alpha + J_1 \sin \alpha (\dot{\beta} \sin \alpha + \omega) \\ K_z &= -J_2 \dot{\alpha} \sin \beta - J_2 \dot{\beta} \cos \beta \sin \alpha \cos \alpha + J_1 \cos \beta \cos \alpha (\dot{\beta} \sin \alpha + \omega) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Unghiurile fiind mici putem aproxima: $\sin \alpha \cong \alpha$, $\sin \beta \cong \beta$, $\cos \alpha \cong 1$ și $\cos \beta \cong 1$ rezultând:

$$\begin{aligned} K_x &= -J_2 \dot{\alpha} + J_1 \omega \beta \\ K_y &= J_2 \dot{\beta} + J_1 \omega \alpha \\ K_z &= J_1 \omega \end{aligned} \quad (4.8)$$

La rezultatul (4.8), se poate ajunge și cu ajutorul matricii de rotație T cunoscută din robotică [SAV 93]:

$$T_r = \begin{bmatrix} a_x^2(1 - \cos \theta) + \cos \theta & a_x a_y(1 - \cos \theta) - a_z \sin \theta & a_x a_z(1 - \cos \theta) + a_y \sin \theta & 0 \\ a_x a_y(1 - \cos \theta) + a_z \sin \theta & a_y^2(1 - \cos \theta) + \cos \theta & a_y a_z(1 - \cos \theta) - a_x \sin \theta & 0 \\ a_x a_z(1 - \cos \theta) - a_y \sin \theta & a_y a_z(1 - \cos \theta) + a_x \sin \theta & a_z^2(1 - \cos \theta) + \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

care caracterizează rotația unui vector $\vec{V} = V_x \cdot \vec{i} + V_y \cdot \vec{j} + V_z \cdot \vec{k}$ cu unghiul θ în jurul unui vectorului $\vec{a} = a_x \cdot \vec{i} + a_y \cdot \vec{j} + a_z \cdot \vec{k}$, în urma căruia se obține vectorul $\vec{V}' = V'_x \cdot \vec{i} + V'_y \cdot \vec{j} + V'_z \cdot \vec{k}$ folosind operația:

$$V' = T_r \cdot V \tag{4.9}$$

unde V și V' sunt matrice coloană formate din coordonatele vectorilor \vec{V} și \vec{V}' :

$$V = [V_x \quad V_y \quad V_z]^T \text{ și } V' = [V'_x \quad V'_y \quad V'_z]^T \tag{4.10}$$

Evident folosirea acestei matrice de rotație permite obținerea unor rezultate exacte dar cu prețul unor expresii complicate, care, în cazul de față (unghiuri α și β foarte mici) s-au dovedit inutile. Folosind aceleași aproximări ale unghiurilor mici se obțin rel. (4.8). Ca urmare folosirea lor este complet justificată

Pentru a obține ecuațiile de mișcare ale rotorului montat pe mașina de echilibrat cu lagăre

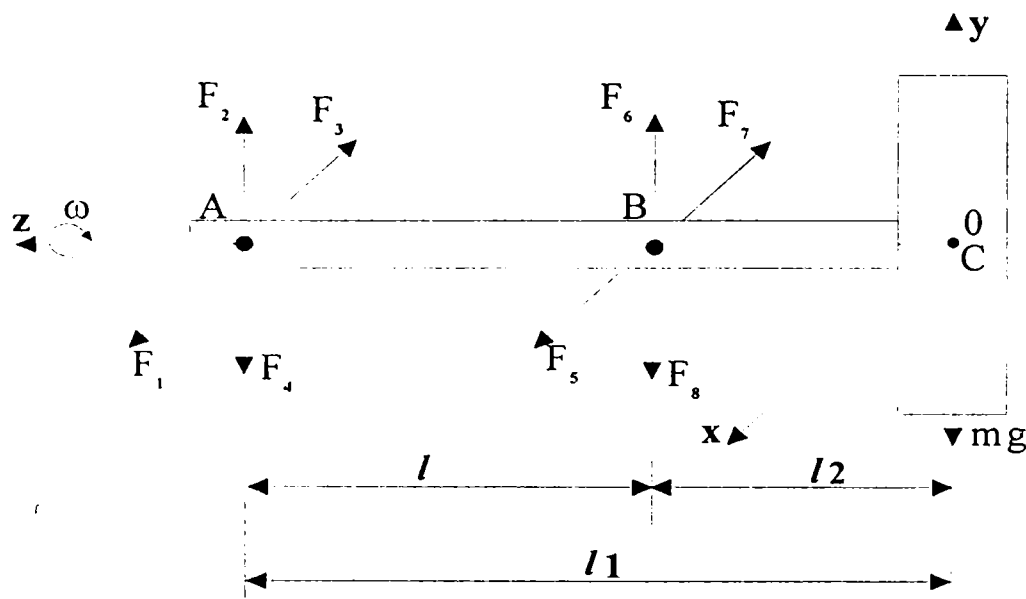


Fig. 4.6 Forțele ce acționează în mașina de echilibrat

magnetice sunt necesare ecuațiile de echilibru ale acestuia. Ele se obțin considerând fig.4.6 care este o variantă schematică a mașinii din fig.4.1. În figură lagărele au fost înlocuite de forțele dezvoltate de electromagneți, iar masa axului neglijată în raport cu a rotorului¹². În plan orizontal și vertical condițiile de echilibru pentru forțe sunt:

¹² În continuare în exprimările noastre $F_1, \dots, F_4; F_5, \dots, F_8; F_1, F_3, F_5, F_7; F_2, F_4, F_6, F_8$, vor fi denumite forțe de atracție în lagărul A, -în lagărul B, -în plan orizontal, respectiv în plan vertical.

$$\begin{aligned} m \cdot \ddot{x}_c &= F_1 - F_3 + F_5 - F_7 + m \cdot e \omega^2 \cos \omega t \\ m \cdot \ddot{y}_c &= F_2 - F_4 + F_6 - F_8 + m \cdot e \omega^2 \sin \omega t - m \cdot g \end{aligned} \quad (4.11)$$

iar pentru momentele în raport cu axele Ox și Oy :

$$\begin{aligned} -J_2 \ddot{\alpha} + J_1 \omega \dot{\beta} &= \ell_1 (F_4 - F_2) + \ell_2 (F_8 - F_6) + E \omega^2 \cos \omega t \\ J_2 \ddot{\beta} + J_1 \omega \dot{\alpha} &= \ell_1 (F_1 - F_3) + \ell_2 (F_5 - F_7) + E \omega^2 \sin \omega t \end{aligned} \quad (4.12)$$

În relațiile (4.11) și (4.12) s-a notat cu m – masa rotorului, e – excentritatea centrului de greutate (care produce dezechilibrul static), E – dezechilibrul dinamic, x_c și y_c coordonatele centrului de rotație, ℓ - distanța dintre lagărele magnetice A și B , ℓ_2 - distanța de la lagărul A la centrul de rotație, iar ℓ_1 - lungimea totală a arborelui.

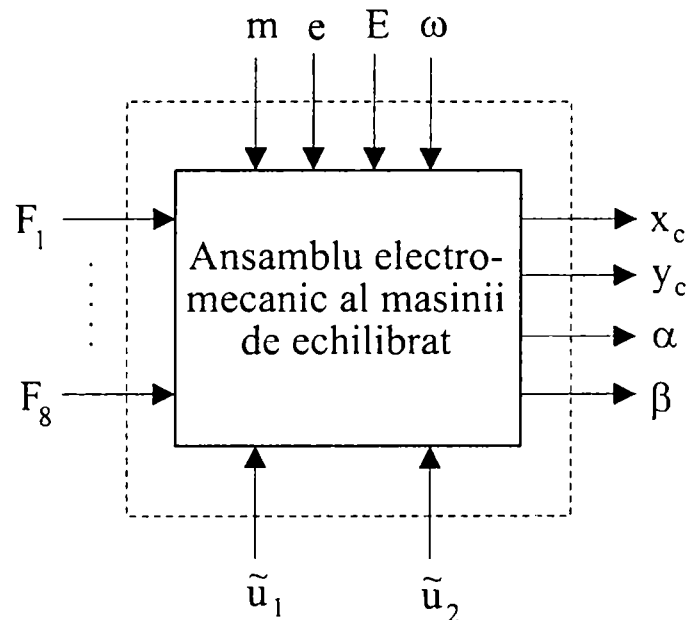


Fig. 4.7 Mărimile sistemice ale procesului

În primele două relații, ținând seama de valorile mici ale unghiurilor α și β , s-a aproximat tangenta cu unghiul exprimat în radiani. După cum s-a menționat, în relațiile algebrice unghiul α se folosește cu semnul minus întrucât, conform fig.4.4, el este măsurat în sens negativ.

Privită sistemic [ION 85], partea electromecanică a mașinii de echilibrat este un sistem având ca intrări de comandă forțele $F_i, i = \overline{1,8}$ create de electromagneți, ca parametrii masa m , excentricitatea centrului de masă e , dezechilibrul dinamic E și turația ω , ca intrări perturbatoare forțele centrifuge și momentele dezechilibrului notate \tilde{u}_1 și \tilde{u}_2 , iar ca ieșiri coordonatele liniare și unghiulare x_c, y_c, α și β (fig.4.7). Ecuatiile (4.11) și (4.12) constituie un model matematic intrare-ieșire primar al acestui sistem.

Presupunând poziția rotorului în lagărul A corespunzătoare punctului de pe axa

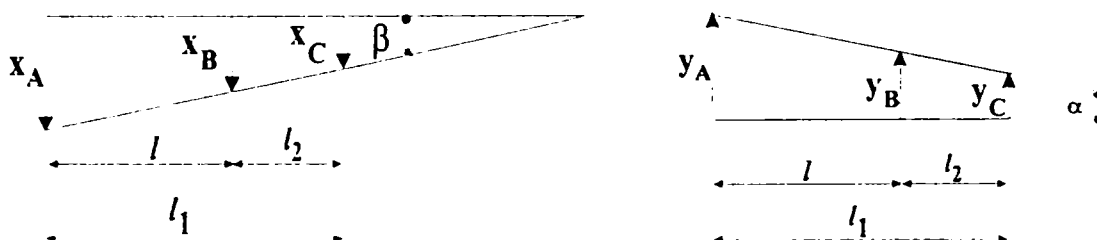


Fig. 4.8 pozițiile axului în lagăre în coordonate x, y

geometrică dată de coordonatele (x_A, y_A) , iar în lagărul B de coordonatele (x_B, y_B) , pe baza fig.4.8 rezultă:

$$\alpha = \frac{y_A - y_B}{\ell}; \beta = \frac{x_A - x_B}{\ell}; x_c = -\frac{\ell_2}{\ell} x_A + \frac{\ell_1}{\ell} x_B; y_c = -\frac{\ell_2}{\ell} y_A + \frac{\ell_1}{\ell} y_B \quad (4.13)$$

Ținând seama că forțele sunt create de electromagneți alimentați prin chopper comandate de regatoare prin tensiunile u_1, \dots, u_8 obținute în condițiile unor mărimi de referință nule x_A^*, y_A^*, x_B^* și y_B^* , pe baza pozițiilor x_A', y_A', x_B' și y_B' furnizate de blocul de traductoare, rezultă sistemul cu structura din fig.4.9.

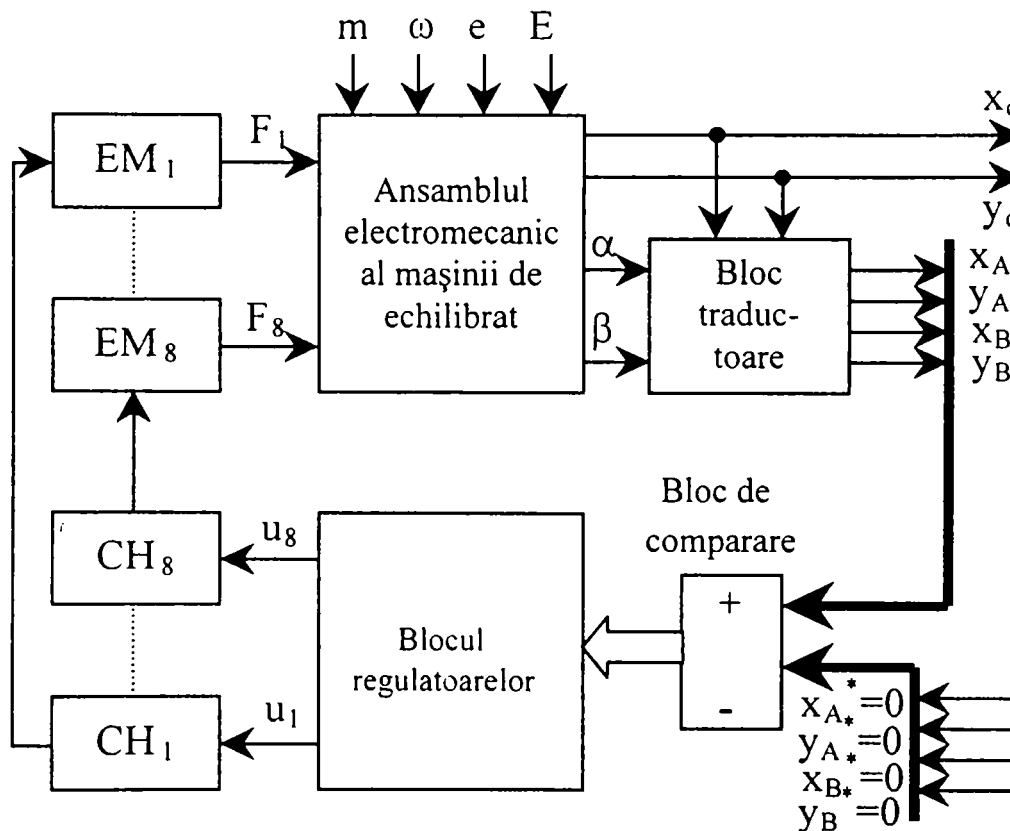


Fig. 4.9 Schema bloc a sistemului de reglare a poziției arborelui pentru mașina de echilibrat cu lagăre magnetice

4.2.1 Modelul matematic pe stare al mișcării axului cu rotor în lagăre

Modelului alcătuit din ecuațiile (4.11) și (4.12) îi corespunde modelul pe stare redat de ecuațiile:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{M}(F_1 - F_3 + F_5 - F_7 + e\omega^2 \tilde{u}_2); \tilde{u}_2 = \cos(\omega t + \varphi_0) \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{M}(F_2 - F_4 + F_6 - F_8 + e\omega^2 \tilde{u}_1) - g; \tilde{u}_1 = \sin(\omega t + \varphi_0) \\ \dot{x}_5 = x_6 \\ \dot{x}_6 = \frac{J_1}{J_2} \omega x_8 - \frac{\ell_1}{J_2}(F_4 - F_2) - \frac{\ell_2}{J_2}(F_8 - F_6) - \frac{E\omega^2}{J_2} \tilde{u}_1 \\ \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = -\omega \frac{J_1}{J_2} x_6 + \frac{\ell_1}{J_2}(F_1 - F_3) + \frac{\ell_2}{J_2}(F_5 - F_7) + \frac{E\omega^2}{J_2} \tilde{u}_2 \end{cases} \quad (4.14)$$

în care:

$$x_c = x_1; \dot{x}_c = x_2; y_c = x_3; \dot{y}_c = x_4; \alpha = x_5; \dot{\alpha} = x_6; \beta = x_7; \dot{\beta} = x_8 \quad (4.14')$$

Pe baza ecuațiilor (4.13) se obțin relațiile de legătură:

$$\begin{cases} x_1 = -\frac{\ell_1}{\ell} x_A + \frac{\ell_1}{\ell} x_B \\ x_3 = -\frac{\ell_2}{\ell} y_A + \frac{\ell_1}{\ell} y_B \\ x_7 = \frac{1}{\ell} x_A - \frac{1}{\ell} x_B \\ x_5 = -\frac{1}{\ell} y_A + \frac{1}{\ell} y_B \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} x_A = x_1 + \ell_1 x_7 \\ y_A = x_3 - \ell_1 x_5 \\ x_B = x_1 + \ell_2 x_7 \\ y_B = x_3 - \ell_2 x_5 \end{cases} \quad (4.15)$$

Aceste relații surprind și dependențele realizate de blocul de traductoare. Cu ajutorul lor, pentru sistemul alcătuit din “Ansamblul electromecanic” și “Blocul de traductoare”, rezultă modelul pe stare:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{x}_7 \\ \dot{x}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J_1}{J_2} \omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{J_1}{J_2} \omega & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \\ x_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot g +$$

$$\begin{aligned}
 & + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 & -\frac{1}{M} & 0 & \frac{1}{M} & 0 & -\frac{1}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +\frac{1}{M} & 0 & -\frac{1}{M} & 0 & +\frac{1}{M} & 0 & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\ell_1}{J_2} & 0 & -\frac{\ell_1}{J_2} & 0 & \frac{\ell_2}{J_2} & 0 & -\frac{\ell_2}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +\frac{\ell_1}{J_2} & 0 & -\frac{\ell_1}{J_2} & 0 & +\frac{\ell_2}{J_2} & 0 & -\frac{\ell_2}{J_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \\ F_6 \\ F_7 \\ F_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & e\omega^2 \\ 0 & 0 \\ e\omega^2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{E\omega^2}{J_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{E\omega^2}{J_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} \\
 & \begin{bmatrix} x_A \\ y_A \\ x_B \\ y_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ell_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & +\ell_1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ell_2 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & +\ell_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \\ x_8 \end{bmatrix} \tag{4.16}
 \end{aligned}$$

Rearanjând ecuațiile (4.16) vom avea:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_7 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{x}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega \frac{J_1}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega \frac{J_1}{J_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \\ x_5 \\ x_7 \\ x_2 \\ x_4 \\ x_6 \\ x_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot g + \\
 & + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +\frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & +\frac{1}{M} & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\ell_1}{J_2} & -\frac{\ell_1}{J_2} & \frac{\ell_2}{J_2} & -\frac{\ell_2}{J_2} \\ +\frac{\ell_1}{J_2} & -\frac{\ell_1}{J_2} & +\frac{\ell_2}{J_2} & -\frac{\ell_2}{J_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_3 \\ F_5 \\ F_7 \\ F_2 \\ F_4 \\ F_6 \\ F_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ 0 & e\omega^2 \\ -\frac{E}{J_2}\omega^2 & 0 \\ 0 & \frac{E}{J_2}\omega^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ y_A \\ y_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \ell_1 \\ 1 & 0 & 0 & \ell_2 \\ 0 & 1 & -\ell_1 & 0 \\ 0 & 1 & -\ell_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \\ x_5 \\ x_7 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Folosind notația $x_{a,b,\dots,m} = [x_a \ x_b \ \dots \ x_m]^T$ se obține:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1,3,5,7} \\ \dot{x}_{2,4,6,8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{2,4,6,8} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{F_{21}} & B_{F_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{1,3,5,7} \\ f_{2,4,6,8} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} \tilde{u} + \begin{bmatrix} 0 \\ G \end{bmatrix} \cdot g \quad (4.18)$$

$$\begin{bmatrix} x_{A,B} \\ y_{A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_x \\ C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7}$$

în care:

$$A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega \frac{J_1}{J_2} \\ 0 & 0 & -\omega \frac{J_1}{J_2} & 0 \end{bmatrix}; \quad B_{F_{21}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\ell_1}{J_2} & -\frac{\ell_1}{J_2} & \frac{\ell_2}{J_2} & -\frac{\ell_2}{J_2} \end{bmatrix}; \quad B_{F_{22}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} \\ \frac{\ell_1}{J_2} & -\frac{\ell_1}{J_2} & \frac{\ell_2}{J_2} & -\frac{\ell_2}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$C_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \ell_1 \\ 1 & 0 & 0 & \ell_2 \end{bmatrix}; \quad C_y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ell_1 & 0 \\ 1 & 0 & \ell_2 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\tilde{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & e\omega^2 \\ e\omega^2 & 0 \\ -\frac{E}{J_2}\omega^2 & 0 \\ 0 & \frac{E}{J_2}\omega^2 \end{bmatrix}$$

corespund compartimentării făcute prin : și ... în (4.17).

Similar pentru mărimile furnizate de senzorii amplasați la distanțele ℓ'_1, ℓ'_2 și ℓ'_1

$$\begin{bmatrix} x'_{A,B} \\ y'_{A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C'_x \\ C'_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7} \quad \text{în care:} \quad C'_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \ell'_1 \\ 1 & 0 & 0 & \ell'_2 \end{bmatrix}, \quad C'_y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ell'_1 & 0 \\ 0 & 1 & \ell'_2 & 0 \end{bmatrix}.$$

Relațiile (4.17) constituie modelul mișcării axului cu rotor în lagăre, iar implementarea sa în Simulink este prezentată în fig.4.10.

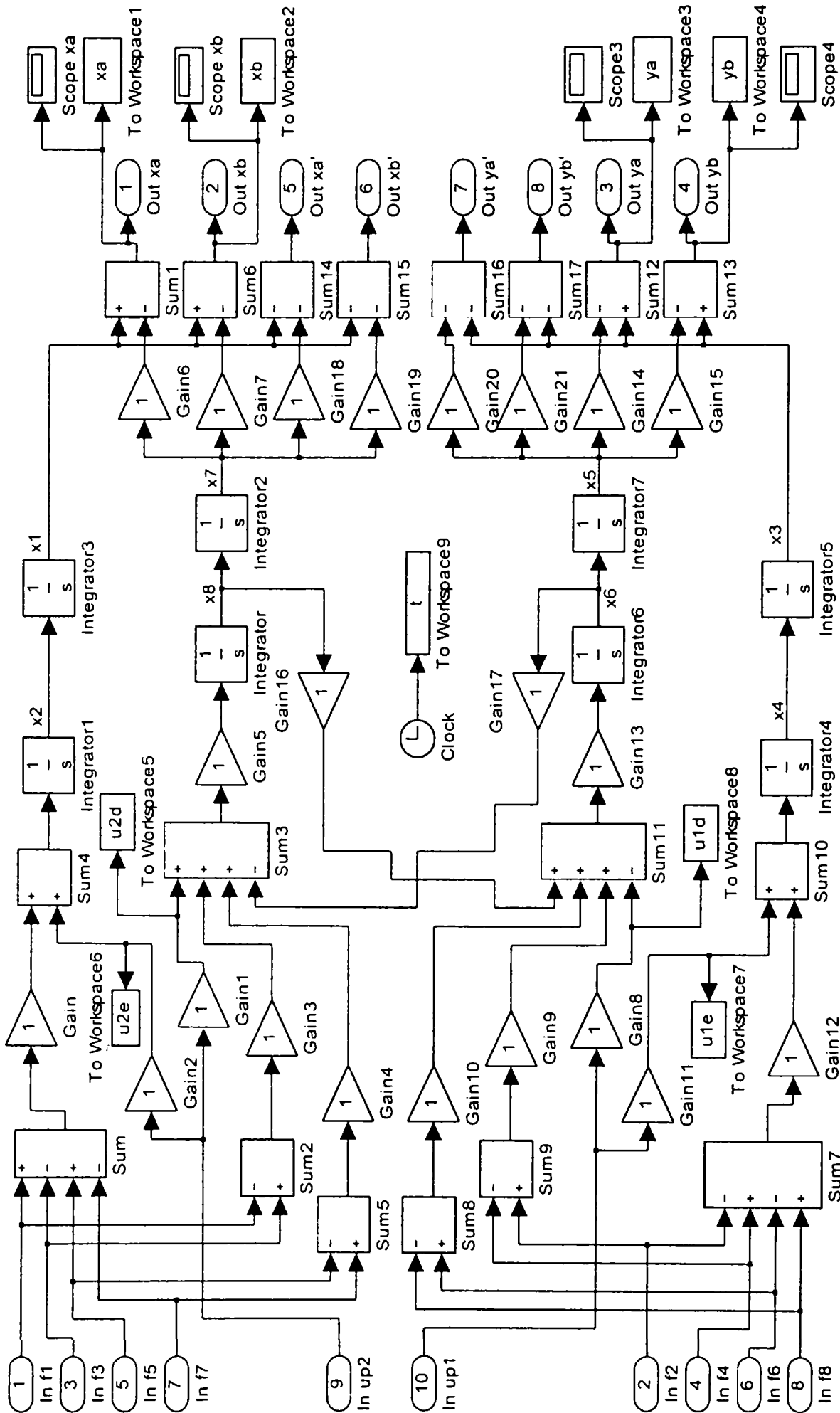


Fig. 4.10 Modelul SIMULINK al mișcării arborelui în lagăre

4.2.2 Valori de regim permanent

În mod ideal, arborele mașinii de echilibrat trebuie să funcționeze în regimul permanent de echilibru corespunzător condițiilor:

$$\tilde{u}_1 = 0, \quad \tilde{u}_2 = 0 \quad \dot{x}_{1,3,5,7} = 0, \quad \dot{x}_{2,4,6,8} = 0.$$

În aceste condiții din (4.17) rezultă sistemul:

$$\begin{cases} F_{10} - F_{30} + F_{50} - F_{70} = 0 \\ l_1(F_{10} - F_{30}) + l_2(F_{50} - F_{70}) = 0 \\ F_{20} - F_{40} + F_{60} - F_{80} - mg = 0 \\ l_1(F_{40} - F_{20}) + l_2(F_{80} - F_{60}) = 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Se observă că primele două ecuații se pot trata separat de celelalte două, ceea ce poate fi interpretat prin apariția unei decuplări a mișcării pe orizontală față de cea pe verticală, în regim permanent.

Pe de altă parte se constată că fiecare dintre cele două sisteme este nedeterminat prezentând *două grade de libertate*. În acest context rezultă că se poate descrie comportarea sistemului arbore-lagăr magnetic în regim permanent constant de către cvadruplurile de forțe:

- $\{F_{10}, F_{30}, F_{50}, F_{70}\}$ legate prin relațiile:

$$\begin{cases} F_{10} = F_{30} \\ F_{50} = F_{70} \end{cases} \quad (4.20)$$

și

- $\{F_{20}, F_{40}, F_{60}, F_{80}\}$ legate prin relațiile:

$$\begin{cases} F_{60} = F_{80} + mg \left(1 + \frac{\ell_2}{\ell}\right) \\ F_{40} = F_{20} + mg \frac{\ell_2}{\ell} \end{cases} \quad (4.21)$$

Drept grade de libertate pot fi considerate oricare dintre cele două forțe care sunt legate printr-o egalitate. Precizarea este importantă mai ales în contextul pretensionării electromagneților. Aceasta înseamnă stabilirea unor curenți prin electromagneți care să dea naștere forțelor portante capabile să leviteze arborele cu rotor într-o poziție centrată, în lagărul magnetic. Problema este soluționată în § 4.6.

4.2.3 Stabilitatea sistemului lagăr-arbore

Fenomenologic sistemul lagăr-arbore este instabil ca orice sistem cu levitație electromagnetică [DRA 82]. Acest lucru rezultă analitic și în cazul de față având în vedere că (4.17) este un sistem linear cu ecuația caracteristică:

-

$$\begin{vmatrix} \xi & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \xi & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \xi & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \xi & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \xi & 0 & -\frac{J_1}{J_2}\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \xi & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J_1}{J_2}\omega & 0 & \xi \end{vmatrix} = 0 \quad (4.22)$$

Ea este echivalentă cu:

$$\xi^6 \left[\xi^2 + \left(\frac{J_1}{J_2} \omega \right)^2 \right] = 0$$

Valorile proprii: $\xi_1, \dots, \xi_6 = 0$, $\xi_{7,8} = \pm \frac{J_1}{J_2} \omega$ arată că sistemul este instabil.

4.3 Modelarea electromagneților

Proiectarea lagărelor magnetice este ghidată pricipial, în condițiile de funcționare date, de trei constrângeri majore: capacitatea portantă maximă a lagărului, temperatura maxim admisibilă a lagărului și gabaritul impus. Literatura de specialitate abordează detaliat aceste aspecte furnizând elemente importante de proiectare: [E.H.Maslen, P.E.Allaire, M.A.Scott “Magnetic Bearing Design for a High Speed Rotor” Proceedingd of the First Intern Symposium ETH Zurich, Switzerland, June 6-8, 1988, p.137-146; P.E.Allaire, A Mikula, B.Banerjee, D.W.Lewis, J.Imlach “Design and testing of a Magnetic Thrust Bearing” Proceedings of the NASA Workshop on Magnetic Bearings, Langley, VA, March 1988; P.Herman, M.Scott, E.H.Maslen, R.Humphris “Practical Limits to the Performance of Magnetic Bearings: Peak Force, Slew Rate and Displacement Sensitivity Proceedings of the NASA Workshop on Magnetic Bearings, Langley, VA, March 1988; A.Traxler, G.Schweitzer, “Measurement of the force characteristic contactless electromagnetic rotor bearing” IMEKO Intern Measurment, Conf., Symposium on Measurement and Estimation, Brixen, Italy, May 1984, p.187-191].

Întrucât obiectivul lucrării nu este proiectarea în sine a lagărului în continuare se dezvoltă numai problema modelării fenomenului electromagnetic, presupunând îndeplinite constrângerile de proiectare ale electromagneților și necesară modelării ansamblului lagărului magnetic ca sistem automat.

Conform [MAS 88] forța dezvoltată de o pereche de electromagneți considerați în configurația din fig. 4.11 este:

$$F = \frac{\mu_0 \beta N^2 A}{4\epsilon^2} \left[\frac{i_+^2}{(s - \beta x)^2} - \frac{i_-^2}{(s + \beta x)^2} \right] \quad (4.23)$$

unde curenții i_+ și i_- unidirecționali sunt dați și restricționați de relațiile:

$$i_+ = I_0 + i_x \quad 0 \leq i_+ \leq i_{sat} \quad \text{și} \quad i_- = I_0 - i_x, \quad 0 \leq i_- \leq i_{sat} \quad (4.24)$$

Curentul i_{sat} este curentul prin bobină care produce saturația magnetică în structura polului:

$$i_{sat} = 2 \cdot s \cdot B_{sat} / \mu_0 N \epsilon \quad (4.25)$$

În relațiile (4.23) – (4.25) s-au notat cu: μ_0 – permeabilitatea magnetică a aerului; s – întrefierul nominal al lagărului; x – deplasarea axului de la poziția prescrisă; $\frac{\partial s}{\partial x} = \beta$ factorul geometric; N – numărul de spire din bobina electromagnetului; A – suprafața polului; ϵ – factor de reducere al lagărului; B_{sat} – inducția magnetică la saturație; I_0 – curentul de pretensionare. În fig. 4.11 este prezentat modul în care se realizează forța electromagnetică în lagăr ($F = F_+ - F_-$) pe direcția x . Poziția de echilibru $F = 0$ ($F_+ = F_-$; 0) este reprezentată cu linie întreruptă, iar cu linie continuă o poziție deviată (în figură ea corespunde la $x > 0$). În fig. 4.12 se detaliază caracteristicile geometrice ale lagărului radial. În fiecare electromagnet curentul, i_+ sau i_- , are

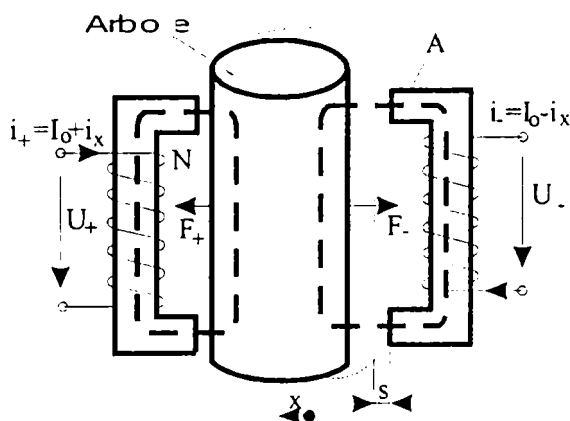


Fig. 4.11 Generarea forței pe o direcție

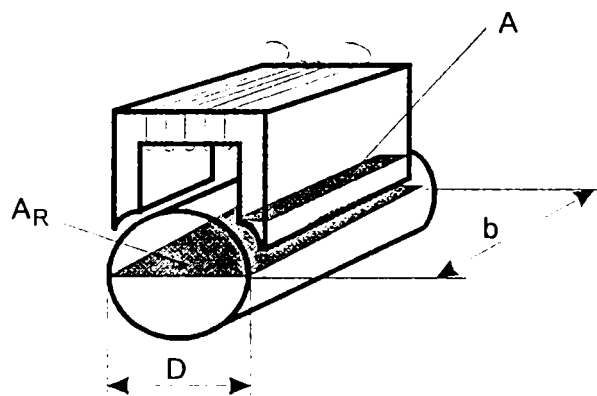


Fig. 4.12 Caracteristici

două componente: o componentă comună de pretensionare I_0 care imprimă forțe de atracție antagoniste și în echilibru (pentru $x = 0$) și o componentă variabilă i_x care determină modificarea forțelor $F_+ - F_-$ în sensuri diferite. Acest curent reprezintă mărimea de comandă prin care sistemul de reglare intervine în sensul readucerii arborelui în poziția de echilibru. Matematic aceasta înseamnă că i_x este o mărime algebrică pentru care s-a convenit că semnul + să corespundă variației care duce simultan la creșterea curentului i_+ și la scăderea

curentului i . Potrivit rel. (4.24) curenții totali sunt unidirecționali, ceea ce înseamnă că prin variațiile lui i_x nu se schimbă sensul acestora¹³.

În cele ce urmează se face ipoteza că $\beta=1$ astfel că relația (4.23) furnizează o dependență $F(x, i_x)$ de forma:

$$F = F_+ - F_- = K \left[\left(\frac{I_0 + i_x}{s - x} \right)^2 - \left(\frac{I_0 - i_x}{s + x} \right)^2 \right]; \quad K = \frac{\mu_0 \beta N^2 A}{4 \varepsilon^2} \quad (4.26)$$

Prin liniarizare în vecinătatea punctului nominal de funcționare ($F_0=0, x_0 = 0, i_x=0$), pentru sensurile pozitive din fig. 4.11,

$$F = 2 \frac{I_0}{s^2} x + 2 \frac{I_0^2}{s^3} i_x = K_x \cdot x + K_i \cdot i_x \quad (4.27)$$

Coeficienții K_x și K_i sunt constante ale lagărului.

Ecuția (4.27) reprezintă modelul linearizat al forței electromagnetice rezultante pentru o pereche de electromagneți amplasați în opoziție. Coeficientul K_x este negativ – exprimând faptul că forța scade atunci când abaterea x crește – pe când K_i este pozitiv, întrucât forța rezultantă crește odată cu creșterea curentului prin “bobina stângă” și scăderea curentului prin “bobina dreaptă”.

Pentru fiecare electromagnet în parte se obțin relații asemănătoare cu (4.27):

- pentru lagărul A :

$$\begin{aligned} F_1 &= k_{x_A} \cdot x_A + k_i \cdot i_1; & F_2 &= k_{y_A} \cdot y_A + k_i \cdot i_2 \\ F_3 &= -k_{x_A} \cdot x_A + k_i \cdot i_3; & F_4 &= -k_{y_A} \cdot y_A + k_i \cdot i_4 \end{aligned}$$

- pentru lagărul B :

$$\begin{aligned} F_1 &= k_{x_B} \cdot x_B + k_i \cdot i_5; & F_2 &= k_{y_B} \cdot y_B + k_i \cdot i_6 \\ F_3 &= -k_{x_B} \cdot x_B + k_i \cdot i_7; & F_4 &= -k_{y_B} \cdot y_B + k_i \cdot i_8 \end{aligned} \quad (4.27')$$

În aceste relații: $k_{x_A} = 2 \cdot \frac{I_{0x_A}}{s^2}$, $k_i = 2 \cdot \frac{I_0}{s^3}$, $k_{y_A} = 2 \cdot \frac{I_{0y_A}}{s^2}$, $k_{x_B} = 2 \cdot \frac{I_{0x_B}}{s^2}$, $k_{y_B} = 2 \cdot \frac{I_{0y_B}}{s^2}$.

Electromagneții sunt comandați de reglatoare prin intermediul chopperelor. Cu privire la un ansamblu chopper-electromagnet se face ipoteza că în cadrul acestuia *cele două componente sunt separabile*, mărimea de legătură fiind din punct de vedere informațional variația curentului prin bobină. Acest lucru înseamnă i_x pentru rel. (4.27), respectiv i_1, \dots, i_8 pentru rel. (4.27'). Chopperele se comandă prin tensiunile u_1, \dots, u_8 furnizate de blocul de reglare. Pentru dependența $u_j \rightarrow i_j, j = 1, \dots, 8$ se adoptă modelul simplificat [QUE 98], [SIE 95]:

¹³ O schimbare de sens este, de altfel, inutilă întrucât forța de atracție electromagnetică nu își schimbă sensul în

$$i_j = k_{CH} \cdot u_j \quad (4.27'')$$

astfel că rel. (4.27') devine:

$$F_1 = k_{x,d} \cdot x_A + k_i \cdot k_{CH} \cdot u_1, \dots, F_8 = -k_{yB} \cdot y_B + k_i \cdot k_{CH} \cdot u_8 \quad (4.27.)$$

Observații:

1. Modelul (4.27'') este un model neinerțial (dependență de tip proporțional).
2. Dacă pentru scopuri suplimentare prezintă interes tensiunea de la bornele bobinei, atunci pentru determinarea ei se pot utiliza relații de forma:

$$u_+ = \dot{\psi}_+ = K_d \cdot K \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{I_0 + i_x}{s - x} \right) \text{ (pentru electromagneții 1, 2, 5, 6) și}$$

$$u_- = \dot{\psi}_- = K_d \cdot K \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{I_0 - i_x}{s + x} \right) \text{ (pentru electromagneții 3, 4, 7, 8),}$$

în care:

$$\psi_+ = B_+ \cdot A = \frac{\mu_0 N \sqrt{\beta} A}{2\epsilon} \left(\frac{I_0 + i_x}{s - x} \right) \text{ și } \psi_- = B_- \cdot A = \frac{\mu_0 N \sqrt{\beta} A}{2\epsilon} \left(\frac{I_0 - i_x}{s + x} \right)$$

În fig. 4.13 și 4.14 se ilustrează modul în care s-a utilizat relația (4.27.) în scheme Simulink de modelare a sistemului.

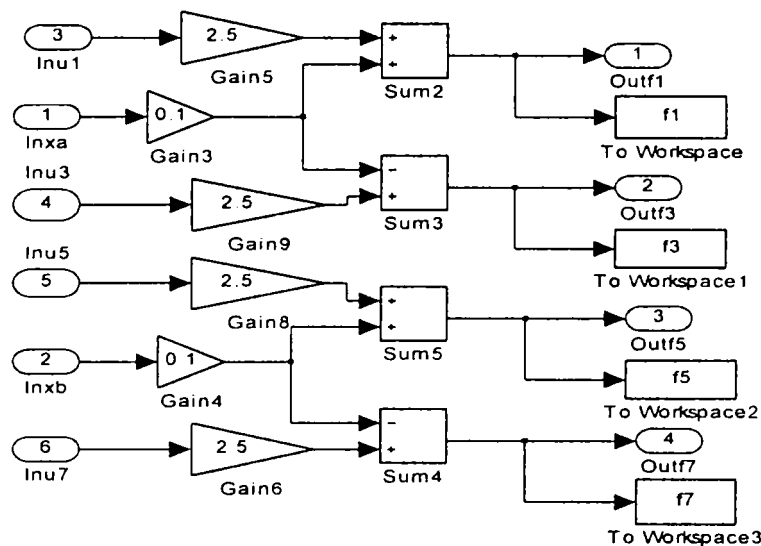


Fig. 4.13 Modelul forțelor electromagneților pe axa Ox

În Anexa 4.1 sunt deduse câteva relații utile la proiectarea electromagneților lagărelor magnetice, acestea fiind:

- ◆ Capacitățile portante ale lagărelor se obțin cu relația:

funcție de polaritatea curentului.

$$F_p = A \frac{B_{\max}^2}{\mu_0} \cdot k_r, \quad k_r \approx 0,8 \tag{2.28}$$

- ◆ Viteza de variație a forței dezvoltate, știind puterea electrică P și întrefierul nominal s_0 , este:

$$\frac{\partial F}{\partial t} = \frac{P}{s_0} \tag{4.29}$$

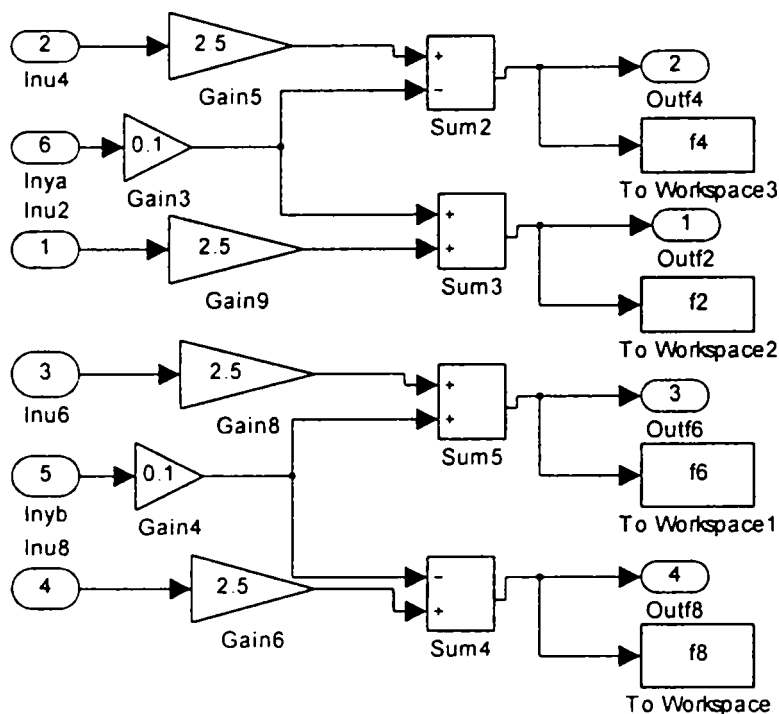


Fig. 4.14 Modelul forțelor electromagneților pe axa Oy

- ◆ În cazul unei perturbații armonice, de pulsație ω , forța maximă ce poate fi dezvoltată scade odată cu creșterea întrefierului nominal și a pulsației ω conform relației:

$$F_{0\max} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{P}{s_0} \tag{4.30}$$

4.4 Sinteza sistemului de reglare “lagăr magnetic”

Elementul decisiv pentru stabilizarea arborelui îl reprezintă regulatorul lagărului magnetic. Sinteza acestuia reprezintă o operație relativ complexă având în vedere că partea electromecanică a lagărului magnetic este un sistem multivariabil la intrare și la ieșire, neliniar și cu interconexiuni între diferitele canale informaționale. Complexitatea sistemului este sugerată și de reprezentarea din fig.4.9.

Regulatorul multivariabil este destinat elaborării unui vector de comandă cu opt componente reprezentate de cele opt tensiuni de comandă ale chopperelor. Intrarea regulatorului este reprezentată de variațiile pozițiilor în cele două lagăre A și B după direcțiile x și y . În situația creată, caracterizată prin patru mărimi de reacție și opt mărimi de comandă, soluția adoptată a fost de *grupare a electromagneților în patru subsisteme corespunzătoare perechilor de electromagneți amplasate în opoziție geometric în cele două lagăre (1-3, 2-4, 5-7 și 6-8) și comanda electromagneților unui grup prin complementaritate* (vezi relațiile (4.23) în care i_x apare cu semne diferite în i_+ și i_-). Comanda prin complementaritate a fost utilizată în cazul de față în condițiile adoptării unei *reglări descentralizate*, în sensul că fiecare dintre cele patru erori de poziție se utilizează pentru comanda unei singure perechi de electromagneți. Astfel, abaterilor x_A , y_A , x_B și y_B le corespund respectiv perechile de electromagneți 1-3, 2-4, 5-7 și 6-8.

Un alt aspect avut în vedere a fost acela al *folosirii aceleiași structuri de regulator pentru fiecare din cele patru module create prin descentralizare*.

În aceste circumstanțe sinteza blocului de reglare s-a realizat parcurgând următoarele etape:

- Sinteza blocului de reglare în ipoteza unui proces condus liniar § 4.4.1 prin:
 - adoptarea tipului de regulator (§ 4.4.1.1)
 - adoptarea și ajustarea valorilor parametrilor regulatorului (§ 4.4.1.3)
- Sinteza blocului de reglare ținând seamă de neliniaritățile procesului condus (§ 4.4.2) prin:
 - corectarea structurii regulatorului
 - reabordarea parametrilor regulatorului.

4.4.1 Sinteza blocului de reglare în ipoteza unui proces condus liniar

4.4.1.1 Adoptarea tipului de regulator

Pentru reglarea poziției arborelui în lagărul magnetic, literatura de specialitate prezintă diverse variante de regulator, neexistând un consens în ceea ce privește tipul de regulator. Astfel:

- [DRA 82], recomandă reglajul după stare, folosind observatoare;
- [KOS 93] prezintă varianta fuzzz-PID;
- [TRI 94] utilizează reglajul *sliding-mod*;
- [SIE 95] folosesc la firma Traxler regulatoare digitale PID, implementate cu DSP; o rezolvare similară propune și [MUK 99] pentru lagărul repulsiv;

- în [SUZ 98] este descrisă o soluție cu reacție după accelerație;
- [QUE 98] implementează o variantă de control neliniar.

Având în vedere situația precizată și experiența colectivului de cercetare din care face parte autorul, dobândită cu referire la vehicule pe pernă magnetică [DRA 20], [DRA 82], [BOL 80], [TRI 96] și având în vedere că lagărul magnetic reprezintă un sistem electromagnetic foarte rapid, cu o funcționare într-o plajă extrem de limitată a variațiilor de poziție, autorul tezei a adoptat ca tip de regulator pentru prima etapă a sintezei, când procesul se consideră liniar, un regulator de tip PDT₁ (proporțional – derivator cu temporizare de ordinul I) cu funcția de transfer:

$$H_R(s) = K_R \left(1 + \frac{T_d \cdot s}{1 + T_f s} \right) \quad (4.31)$$

Cei trei parametri K_R , T_d și T_f reprezintă [DUM 80] amplificarea regulatorului, timpul derivator, respectiv constanta de timp de filtrare a componentei derivative. Pentru $T_d \leftrightarrow T_f$ componenta regulatorului devine, pozitivă, de tip P.

Rescriind expresia lui $H_R(s)$ sub forma:

$$H_R(s) = \frac{K_R(T_f + T_d)}{T_f} \left[1 - \frac{T_d}{T_f + T_d} \cdot \frac{1}{1 + T_f s} \right] \quad (4.32)$$

regulatorului îi corespunde structura din fig. 4.15 în care u_{CH} este mărimea de ieșire a regulatorului, utilizată pentru comanda chopperului, d este eroarea de poziție (adică deviația

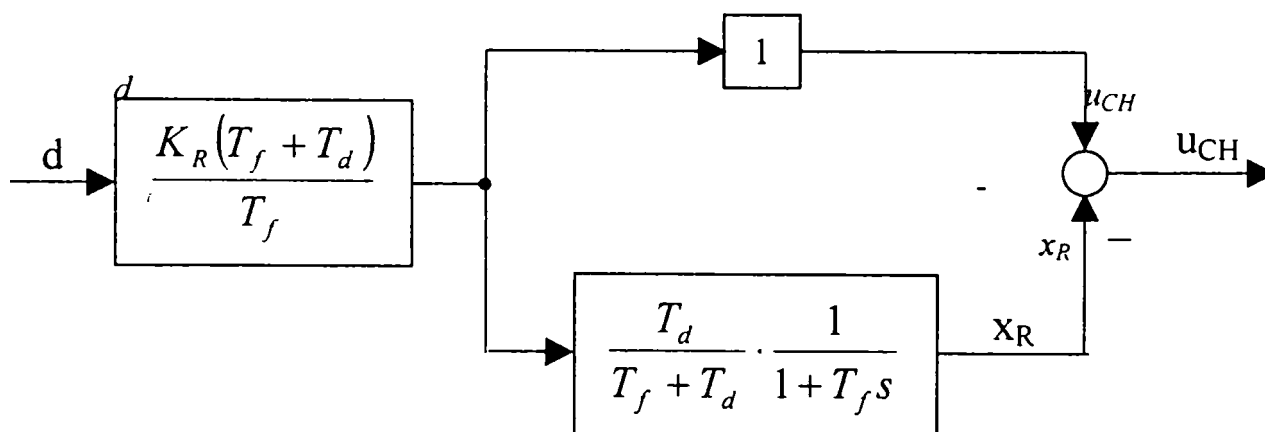


Fig.4.15 Schema bloc a funcției de transfer

axeii într-unul din lagărele A sau B măsurată pe orizontală sau pe verticală, după direcția x sau y), iar x_R mărimea de stare asociată regulatorului. Realizarea sistemică corespunzătoare funcției de transfer (4.31), asociabilă pe baza acestei scheme bloc, este redată de ecuațiile:

$$\begin{cases} \dot{x}_R(t) = \left[-\frac{1}{T_f} \right] x_R(t) + \left[\frac{T_d}{T_f^2} K_R \right] d(t) \\ u_{CH}(t) = [-1] x_R(t) + \left[K_R \left(1 + \frac{T_d}{T_f} \right) \right] d(t) \end{cases} \quad (4.33)$$

Prin particularizare acest model conduce pentru reguletoarele celor patru grupuri de electromagneți la ecuațiile:

$$\begin{aligned} u_1 &= K_{x_A} (x_A^* - x_A') - x_9 & u_3 &= -K_{x_A} (x_A^* - x_A') + x_9 \\ \dot{x}_9 &= -\frac{1}{T_{fxA}} x_9 + \frac{K_{x_A} T_{dxA}}{T_{fxA}} (x_A^* - x_A') \\ u_5 &= K_{x_B} (x_B^* - x_B') - x_{10} & u_7 &= -K_{x_B} (x_B^* - x_B') + x_{10} \\ \dot{x}_{10} &= -\frac{1}{T_{fxB}} x_{10} + \frac{K_{x_B} T_{dxB}}{T_{fxB}} (x_B^* - x_B') \\ u_2 &= K_{y_A} (y_A^* - y_A') - x_{11} & u_4 &= -K_{y_A} (y_A^* - y_A') + x_{11} \\ \dot{x}_{11} &= -\frac{1}{T_{fyA}} x_{11} + \frac{K_{y_A} T_{dyA}}{T_{fyA}} (y_A^* - y_A') \\ u_6 &= K_{y_B} (y_B^* - y_B') - x_{12} & u_8 &= -K_{y_B} (y_B^* - y_B') + x_{12} \\ \dot{x}_{12} &= -\frac{1}{T_{fyB}} x_{12} + \frac{K_{y_B} T_{dyB}}{T_{fyB}} (y_B^* - y_B') \end{aligned} \quad (4.34)$$

(x_9, \dots, x_{12} constituie diferitele realizări concrete ale lui x_R iar $x_A^* - x_A', \dots, y_B^* - y_B'$ diferitele realizări ale lui d).

Totodată s-a avut în vedere complementaritatea variației comenzilor chopperelor ilustrată și în fig. 4.16 ($u_1 = u_{CH}$, $u_3 = -u_{CH}, \dots$). Se observă că fiecare mărime de comandă calculată de fiecare din cele patru reguletoare (câte două reguletoare pentru fiecare lagăr, corespunzătoare direcțiilor orizontală și verticală) este distribuită pe două căi, cu semne contrare. Acest lucru face ca odată cu amplificarea forței electromagnetice creată de un electromagnet, în celălalt (cel care “trage” în sens opus, pe aceeași direcție și în același lagăr) forța să scadă corespunzător. Metoda de comandă a electromagneților, în complementaritate, impune sistemului o viteză de reacție mai mare atunci când argorele se deplasează de la poziția “centrat” și trebuie readus.

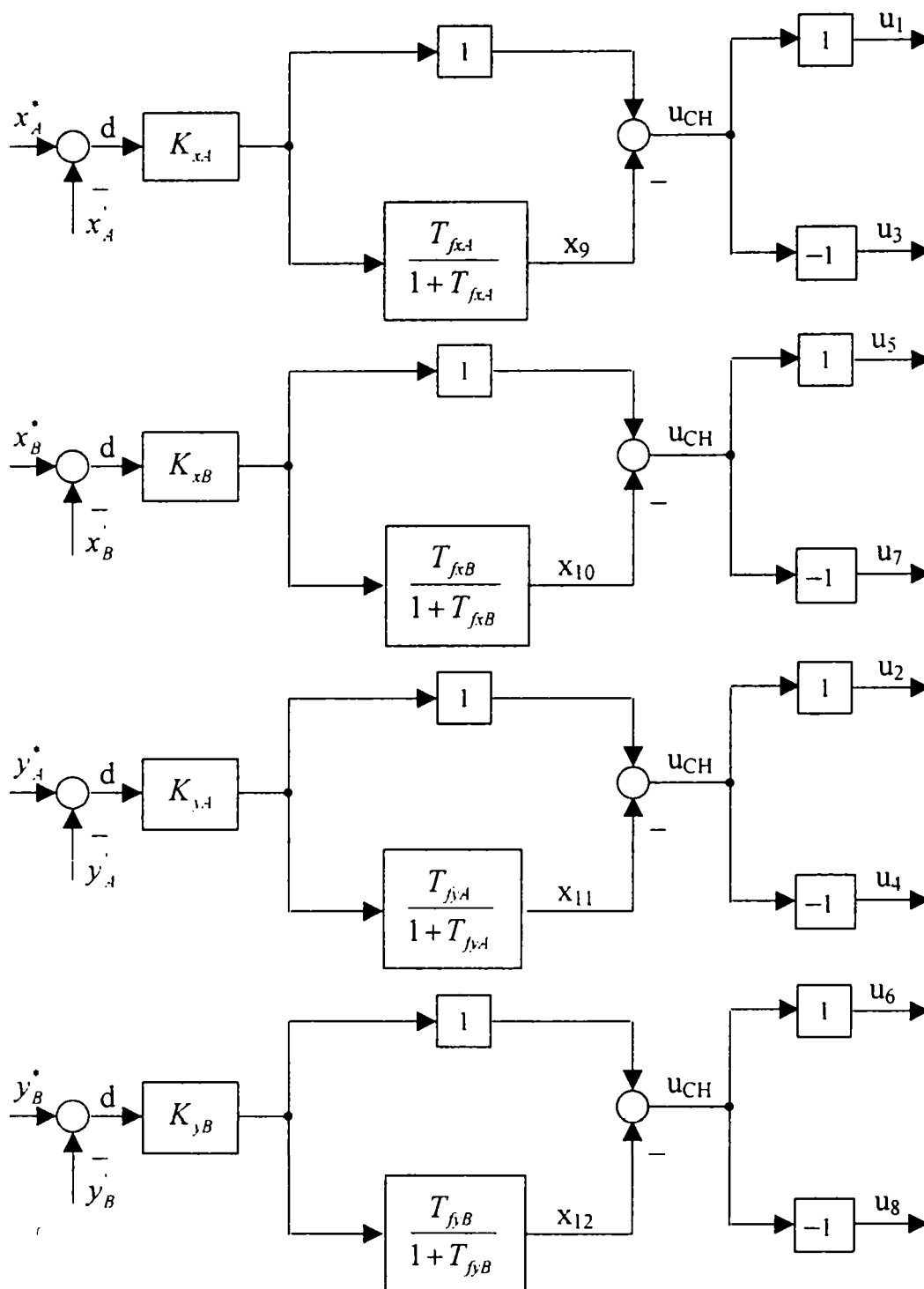


Fig.4.16 Distribuirea comenzilor chopper-elor

4.4.1.2 Agregarea modelului sistemului liniar

Modelul sistemului liniar [SIL 20] se obține prin agregarea următoarelor modele corespunzătoare subsistemelor ce compun lagărul magnetic:

- modelul mișcării axului cu rotor și al traductoarelor rel. (4.18),
- modelul forțelor electromagneților rel. (4.27''') și
- modelul reguletoarelor rel. (4.34).

Modelul ansamblului rezultat în final, utilizat pentru realizarea schemei simulink, folosit în analiza și sinteza sistemului liniar, este redat de relațiile:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1,3,5,7} \\ \dot{x}_{9,10} \\ \dot{x}_{2,4,6,8} \\ \dot{x}_{11,12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & I & 0 \\ B_{9,10}C'_x & A_{9,10} & 0 & 0 \\ B_{F21}D'_1 + B_{F22}D'_2 & B_{F21}E_1 & A_{22} & B_{F22}E_2 \\ B_{1,12}C'_y & 0 & 0 & A_{1,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{9,10} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{9,10} & 0 \\ B_{F21}D'_x & B_{F22}D'_y \\ 0 & B_{1,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B} \\ y_{A,B} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tilde{B}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u} \quad (4.35)$$

$$\begin{bmatrix} x_{A,B} \\ y_{A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_x \\ C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7}; \quad \begin{bmatrix} x'_{A,B} \\ y'_{A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C'_x \\ C'_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7}$$

în care s-au utilizat notațiile:

- mărimi de intrare

$$\begin{bmatrix} x_{A,B} \\ y_{A,B} \end{bmatrix} = [x_A \quad x_B \quad y_A \quad y_B]^T \quad \text{mărimi de conducere (valori prescrise) pentru pozițiile}$$

arborelui în lagărele A și B ; în cazul aplicației de față ele iau valori nule.

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(t) \\ \tilde{u}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \end{bmatrix} \quad \text{mărimi perturbatoare datorate dezechilibrului (vezi relațiile}$$

(4.14)),

- mărimi de stare

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1,3,5,7} \\ \dot{x}_{9,10} \\ \dot{x}_{2,4,6,8} \\ \dot{x}_{11,12} \end{bmatrix} = [\dot{x}_1 \quad \dot{x}_3 \quad \dot{x}_5 \quad \dot{x}_7 \quad \dot{x}_9 \quad \dot{x}_{10} \quad \dot{x}_2 \quad \dot{x}_4 \quad \dot{x}_6 \quad \dot{x}_8 \quad \dot{x}_{11} \quad \dot{x}_{12}]^T,$$

- mărimi de ieșire

$$\begin{bmatrix} x_{A,B} \\ y_{A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ y_A \\ y_B \end{bmatrix} \quad \text{pozițiile arborelui în lagărele } A \text{ și } B, \text{ (ieșiri de apreciere),}$$

$$\begin{bmatrix} x'_{A,B} \\ y'_{A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x'_A \\ x'_B \\ y'_A \\ y'_B \end{bmatrix} \quad \text{pozițiile arborelui în lagărele } A \text{ și } B, \text{ măsurate de traductoare (ieșiri de}$$

măsură).

În aceste relații, demonstrate în Anexa 4.2, matricele care apar au următoarea semnificație:

$$\begin{aligned}
 D_1 = D_2 &= \begin{bmatrix} K_x & 0 \\ -K_x & 0 \\ 0 & K_x \\ 0 & -K_x \end{bmatrix}; & D_1^* = -D_x^* &= \begin{bmatrix} -K_{CH} K_i K_{xA} & 0 \\ K_{CH} K_i K_{xA} & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i K_{xB} \\ 0 & K_{CH} K_i K_{xB} \end{bmatrix}; \\
 D_2^* = -D_y^* &= \begin{bmatrix} -K_{CH} K_i K_{yA} & 0 \\ K_{CH} K_i K_{yA} & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i K_{yB} \\ 0 & K_{CH} K_i K_{yB} \end{bmatrix}; \\
 E_1 = E_2 &= \begin{bmatrix} -K_{CH} K_i & 0 \\ K_{CH} K_i & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i \\ 0 & K_{CH} K_i \end{bmatrix}; & A_{9,10} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{fxA}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{fxB}} \end{bmatrix}; & A_{11,12} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{fyA}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{fyB}} \end{bmatrix}; \\
 B_{9,10} &= \begin{bmatrix} -K_{xA} \frac{1}{T_{fxA}} & 0 \\ 0 & -K_{xB} \frac{1}{T_{fxB}} \end{bmatrix}; & B_{11,12} &= \begin{bmatrix} -K_{yA} \frac{1}{T_{fyA}} & 0 \\ 0 & -K_{yB} \frac{1}{T_{fyB}} \end{bmatrix}; & B_{9,10}^* &= -B_{9,10}; & B_{11,12}^* &= -B_{11,12}; \\
 A_{22} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega \frac{J_1}{J_2} \\ 0 & 0 & -\omega \frac{J_1}{J_2} & 0 \end{bmatrix}; & B_{F21} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\ell_1}{J_2} & -\frac{\ell_1}{J_2} & \frac{\ell_2}{J_2} & -\frac{\ell_2}{J_2} \end{bmatrix}; & B_{F22} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & -\frac{1}{M} \\ \frac{\ell_1}{J_2} & -\frac{\ell_1}{J_2} & \frac{\ell_2}{J_2} & -\frac{\ell_2}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 C_x &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \ell_1 \\ 1 & 0 & 0 & \ell_2 \end{bmatrix}; & C_y &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ell_1 & 0 \\ 1 & 0 & \ell_2 & 0 \end{bmatrix}; & C_x^* &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \ell_1' \\ 1 & 0 & 0 & \ell_2' \end{bmatrix}; & C_y^* &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ell_1' & 0 \\ 0 & 1 & \ell_2' & 0 \end{bmatrix}; \\
 \tilde{B}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & e\omega^2 \\ e\omega^2 & 0 \\ -\frac{E}{J_2} \omega^2 & 0 \\ 0 & \frac{E}{J_2} \omega^2 \end{bmatrix}; & \tilde{B}_{9,10} &= \begin{bmatrix} K_{xA} \frac{T_{dxA}}{T_{fxA}} & 0 \\ 0 & K_{xB} \frac{T_{dxB}}{T_{fxB}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; & \tilde{B}_{11,12} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ K_{yA} \frac{T_{dyA}}{T_{fyA}} & 0 \\ 0 & K_{yB} \frac{T_{dyB}}{T_{fyB}} \end{bmatrix}; \\
 A_{33} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{dxA}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{dxB}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{dyA}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{dyB}} \end{bmatrix}; & A_{31} &= \begin{bmatrix} -K_{xA} \frac{T_{dxA}}{T_{fxA}} & 0 & 0 & -K_{xA} \frac{T_{dxA}}{T_{fxA}} \\ -K_{xB} \frac{T_{dxB}}{T_{fxB}} & 0 & 0 & -K_{xB} \frac{T_{dxB}}{T_{fxB}} \\ 0 & -K_{yA} \frac{T_{dyA}}{T_{fyA}} & K_{yA} \frac{T_{dyA}}{T_{fyA}} \ell_1' & 0 \\ 0 & -K_{yB} \frac{T_{dyB}}{T_{fyB}} & K_{yB} \frac{T_{dyB}}{T_{fyB}} \ell_2' & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_1^* &= \begin{bmatrix} K_x & 0 & 0 & K_x \ell_1 \\ -K_x & 0 & 0 & -K_x \ell_1 \\ K_x & 0 & 0 & K_x \ell_2 \\ -K_x & 0 & 0 & -K_x \ell_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & 0 & -\ell'_1 K_{CH} K_i K_{xA} \\ K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & 0 & \ell'_1 K_{CH} K_i K_{xA} \\ -K_{CH} K_i K_{xB} & 0 & 0 & -\ell'_1 K_{CH} K_i K_{xB} \\ K_{CH} K_i K_{xB} & 0 & 0 & \ell'_1 K_{CH} K_i K_{xB} \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} K_x - K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & 0 & K_x \ell_1 - K_{CH} K_i K_{xA} \ell'_1 \\ -K_x + K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & 0 & -K_x \ell_1 + K_{CH} K_i K_{xA} \ell'_1 \\ K_x - K_{CH} K_i K_{xB} & 0 & 0 & K_x \ell_2 - K_{CH} K_i K_{xB} \ell'_2 \\ -K_x + K_{CH} K_i K_{xB} & 0 & 0 & -K_x \ell_2 + K_{CH} K_i K_{xB} \ell'_2 \end{bmatrix} \\
D_2^* &= \begin{bmatrix} 0 & K_x & -K_x \ell_1 & 0 \\ 0 & -K_x & K_x \ell_1 & 0 \\ 0 & K_x & -K_x \ell_2 & 0 \\ 0 & -K_x & K_x \ell_2 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & K_{CH} K_i K_{yA} & -K_{CH} K_i K_{yA} \ell'_1 & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i K_{yA} & K_{CH} K_i K_{yA} \ell'_1 & 0 \\ 0 & K_{CH} K_i K_{yB} & -K_{CH} K_i K_{yB} \ell'_2 & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i K_{yB} & K_{CH} K_i K_{yB} \ell'_2 & 0 \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 0 & K_x + K_{CH} K_i K_{yA} & -K_x \ell_1 - K_{CH} K_i K_{yA} \ell'_1 & 0 \\ 0 & -K_x - K_{CH} K_i K_{yA} & K_x \ell_1 + K_{CH} K_i K_{yA} \ell'_1 & 0 \\ 0 & K_x + K_{CH} K_i K_{yB} & -K_x \ell_2 - K_{CH} K_i K_{yB} \ell'_2 & 0 \\ 0 & -K_x - K_{CH} K_i K_{yB} & K_x \ell_2 + K_{CH} K_i K_{yB} \ell'_2 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Schema simulink, corespunzătoare acestor relații este redată în fig. A4.3.1 din Anexa 4.3.

4.4.1.3 Adaptarea și ajustarea parametrilor unui bloc de reglare

Blocurile de reglare adoptate în paragraful anterior introduc fiecare câte trei parametri care trebuie determinați. Procesul condus este caracterizat prin interconexiuni foarte puternice întrucât orice mișcare din dreptul unui electromagnet se soldează cu variații de întrefier în dreptul celorlalți 7 electromagneți. Metodele teoretice de sinteză utilizabile în proiectarea blocurilor de reglare sunt relativ numeroase, însă în cazul de față sunt greu de aplicat întrucât ele se bazează pe cunoștințe apriorice asupra procesului reglat și asupra performanțelor impuse, respectiv pe realizarea unor corelații între acestea [FÖL 94], [FÖL 87], [ION 85], [DUM 93]. Cu cât numărul parametrilor de determinat, adică al gradelor de libertate, este mai mare, cu atât aplicarea acestor metode devine mai laborioasă. Pe de altă parte, în cazul de față, realizarea corelațiilor menționate este și foarte greu de făcut. Din aceste motive autorul a procedat la o *sinteză cvasiempirică a regulatorului*. În esență ea cuprinde două etape:

- determinarea analitică a unor valori de aproximare pentru T_d și T_f
- determinarea cvasiempirică a valorii lui K_R și corecția empirică a valorilor parametrilor T_d și T_f .

- **Determinarea aproximativă a valorilor lui T_d și T_f**

Ipotezele de calcul au fost următoarele:

- În primă aproximare sistemul deschis se comportă pe canalele $u_1 \rightarrow x_A$, $u_2 \rightarrow y_A$, $u_5 \rightarrow x_B$,
 $u_6 \rightarrow y_B$

după o funcție de transfer de forma:

$$H_{u_i, x_i}(s) = \frac{K}{s(1+T)} \quad (4.36)$$

- Datorită caracterului puternic instabil al părții electromecanice, valoarea lui T_d se adoptă potrivit relației $T_d \in [0, 2T; 0, 5T]$, iar valoarea lui T_f potrivit relației $T_f \geq 100T_d$. Prin acest mod de adoptare al lui T_d și T_f , caracterul anticipativ, capabil potențial de inducerea de oscilații, este mult atenuat.

Se observă că procedura utilizată ține seamă doar de valoarea lui T din funcția de transfer (4.36). Valoarea lui K nu se consideră semnificativă datorită interacțiunilor foarte puternice între diferitele canale.

În fig. 4.17 este redat răspunsul sistemului (4.35) la semnal treaptă unitară, corespunzător canalului $u_1 \rightarrow x_A$. Condițiile inițiale considerate sunt nule, ceea ce înseamnă că axul s-a găsit la momentul $t=0$, în poziție de echilibru centrală.

Analitic acestui răspuns îi corespunde expresia:

$$x_A(t) = Ku_{1\infty} \left(t - T + Te^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (4.37)$$

în care $u_{1\infty}$ este amplitudinea treptei (în cazul de față $u_{1\infty}=1V$).

Pentru determinarea lui T se consideră trei momente t_1 , t_2 , și t_3 , astfel încât $t_2=2t_1$, $t_3=3t_1$.

În acest caz valoarea cantității $e^{-\frac{t}{T}}$ se obține prin soluționarea ecuației de gradul II:

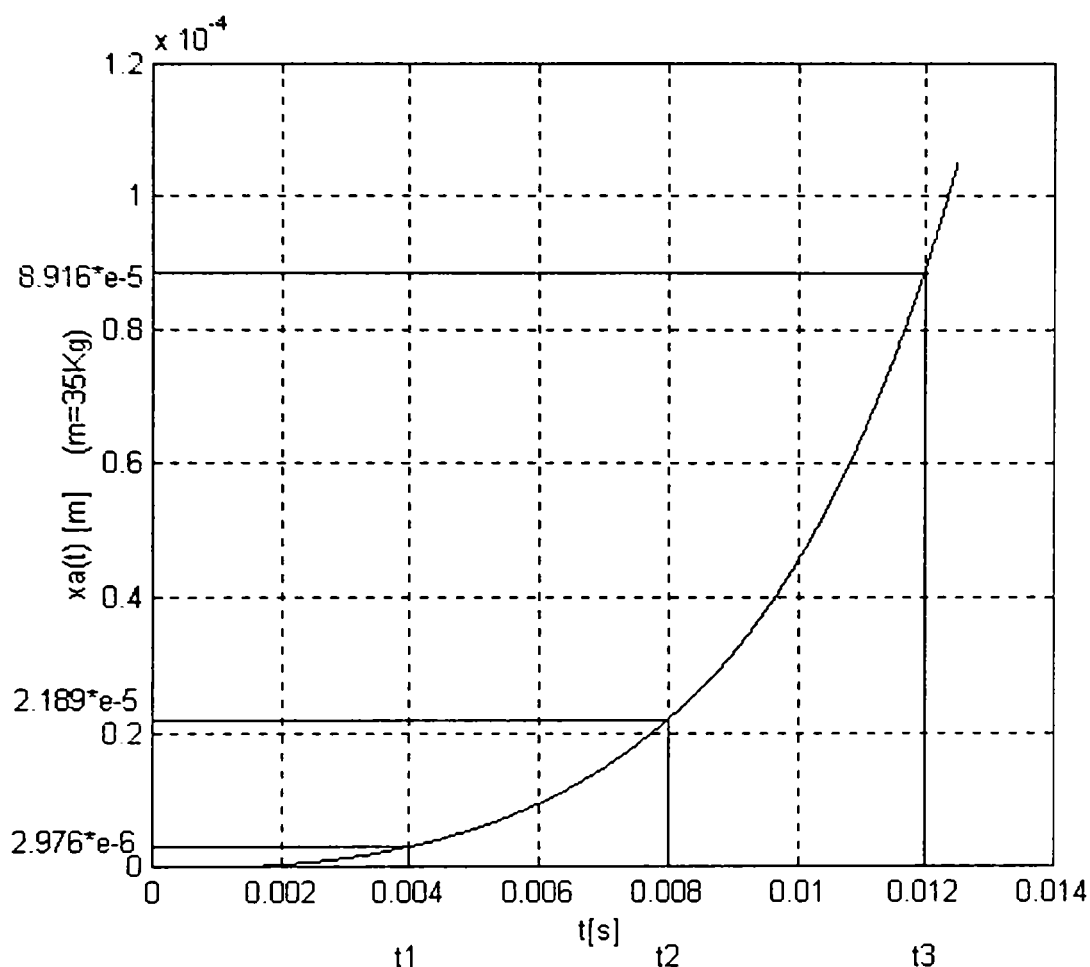
$$\rho_{13}(2\rho_{12}-1)e^{-\frac{2t_1}{T}} + (\rho_{12}-\rho_{12}\rho_{13}-\rho_{13})e^{-\frac{t_1}{T}} + (2\rho_{13}-\rho_{12}-\rho_{12}\rho_{13})=0 \quad (4.38)$$

în care: $\rho_{12} = \frac{x_A(t_1)}{x_A(t_2)}$, iar $\rho_{13} = \frac{x_A(t_1)}{x_A(t_3)}$.

În cazul concret al răspunsului din fig. 4.17 avem:

$$\begin{aligned} t_1 &= 4ms & x_A(t_1) &= 2.976 \cdot 10^{-6} m \\ t_2 &= 8ms & x_A(t_2) &= 21.897 \cdot 10^{-6} m \\ t_3 &= 12ms & x_A(t_3) &= 89.161 \cdot 10^{-6} m \end{aligned} \quad (4.39)$$

În aceste condiții din (4.38) rezultă: $e^{-\frac{t_1}{T}} = 0,4814810256$. (Cea de a doua rădăcină, supraunitară, a ecuației (4.38), nu convine). Având $t_1=4ms$ se obține $T= 5,47 \cdot 10^{-3}s$.


 Fig. 4.17 Răspunsul indicial $u_1 \rightarrow x_A(t)$

Potrivit precizărilor inițiale, ca punct de plecare pentru a II-a etapă se consideră intervalul: $T_d \in [1,094 \cdot 10^{-3} \text{s}; 2,735 \cdot 10^{-3} \text{s}]$, adoptându-se valorile:

$$T_d = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{s} \text{ și } T_f = 0,18 \cdot 10^{-3} \text{s}. \quad (4.39')$$

- **Determinarea empirică a valorii lui K_R**

Inițial s-au considerat pentru toate blocurile de reglare valorile (4.39') ale lui T_d și T_f adoptate mai sus, iar pentru K_R valoarea $K_R = 10^3 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$. Pentru acordarea experimentală (prin simulare) a parametrilor, s-a considerat suficientă prevederea unui dezechilibru static și dinamic și impunerea stabilizării sistemului în aceste condiții. Verificând manifestarea sistemului pentru acordarea inițială s-a constatat că acesta are o comportare puternic instabilă. Pentru stabilizare s-a considerat ca principal mijloc modificarea lui K_R . Încercările efectuate au condus la concluzia că mărirea controlată a lui K_R are, în primă instanță un caracter benefic, conducând la oscilații ale întrefierurilor cu "amplitudini tot mai puțin crescătoare" și la un impact în electromagneți "tot mai întârziat". O astfel de situație este prezentată în fig. 4.18. Ea corespunde unor blocuri de reglare identice, acordate pentru valorile $K_R = 10^4 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$, $T_d = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{s}$ și $T_f = 0,18 \text{s}$. Fig. 4.18 ilustrează variațiile

coordonatelor x și y în cele două lagăre. Ele au fost notate cu x_a, x_b și y_a, y_b . La momentul inițial $t=0$ axul, se rotește în situația idealizată (când nu se manifestă nici un dezechilibru), găsindu-se în poziție centrală. La momentul $t=0,1s$ sistemul este perturbat prin “conectarea” funcțiilor de dezechilibru:

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_1(t) \\ \tilde{u}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \end{bmatrix} \quad t/0,1s \quad (4.40)$$

având ca efect la nivelul celor 4 perechi de electromagneți acțiunea corelată a forțelor perturbatoare (vezi ecuațiile de stare ale variabilelor x_2, x_4, x_6 și x_8 din rel. (4.14)) corespunzătoare lui $e = 10^{-4}m$ și $E = 10^{-3}kg^2 \cdot m^3$, $\omega = 21s^{-1}$ ($n=200rot/min$), $J_2=0.59 kg \cdot m^2$:

$$\begin{bmatrix} F_{\rho 1}(t) \\ F_{\rho 2}(t) \\ F_{\rho 3}(t) \\ F_{\rho 4}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e\omega^2 \\ e\omega^2 & 0 \\ -\frac{E\omega^2}{J_2} & 0 \\ 0 & \frac{E\omega^2}{J_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(t) \\ \tilde{u}_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.40')$$

Evident, acest scenariu de simulare nu este fizic realizabil, dar el este complet acoperitor pentru situațiile reale.

Având în vedere influența menționată a lui K_R (care vizează șirul crescător al amplitudinilor oscilațiilor în primul rând pe axele x (în plan orizontal)), s-a procedat la mărirea în continuare a lui K_R însă în mod diferențiat, adică diferit de la un bloc de reglare la altul. A rezultat că sistemul poate să fie stabilizat cu valori $K_R > 2 \cdot 10^4 V \cdot m^{-1}$.

În această fază s-a trecut la investigarea efectului modificării lui T_d . A rezultat că cu excepția axei y_A , scăderea lui T_d are un efect favorabil.

În ceea ce privește efectul modificării lui T_f s-a constatat că este necesară mărirea acestuia cu mult peste valoarea inițială, ceea ce înseamnă un reglaj foarte apropiat de cel de tip proporțional.

Prin prisma acestor observații se consideră semnificativă situația intermediară din fig. 4.19. Pentru aceasta ajustările parametrilor celor patru blocuri de reglatoare au fost următoarele:

$$K_{x_A} = 36 \cdot 10^3 V \cdot m^{-1}, K_{x_B} = 174 \cdot 10^3 V \cdot m^{-1}, K_{y_A} = 180 \cdot 10^3 V \cdot m^{-1}, K_{y_B} = 163,2 \cdot 10^3 V \cdot m^{-1},$$

$$T_{d_{x_A}} = T_{d_{x_B}} = T_{d_{y_B}} = 1,5 \cdot 10^{-3} s, \quad T_{d_{y_A}} = 2 \cdot 10^{-3} s \quad \text{și} \quad T_{f_{x_A}} = 3,5s, \quad T_{f_{x_B}} = 1,9s, \quad T_{f_{y_A}} = T_{f_{y_B}} = 0,7s$$

iar turația arborelui a avut valoarea $n=200rot/min$, adică $\omega = 21s^{-1}$.

Se observă că peste oscilațiile datorate dezechilibrului, aplicat tot la momentul $t=0,1s$, în lungul axelor x_A și x_B se suprapun oscilații parazite de perioadă $T_{p1} \cong 0.15s$ iar în lungul axelor y_A și y_B oscilații de perioadă $T_{p2} \cong 0.09s$.

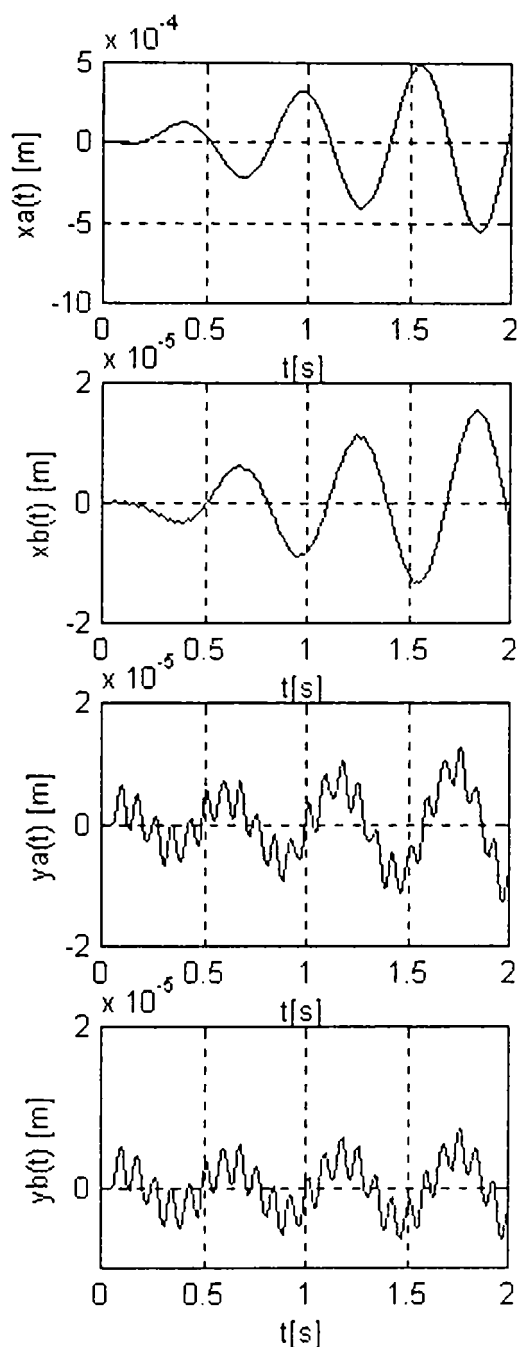


Fig. 4.18 Sistem instabil

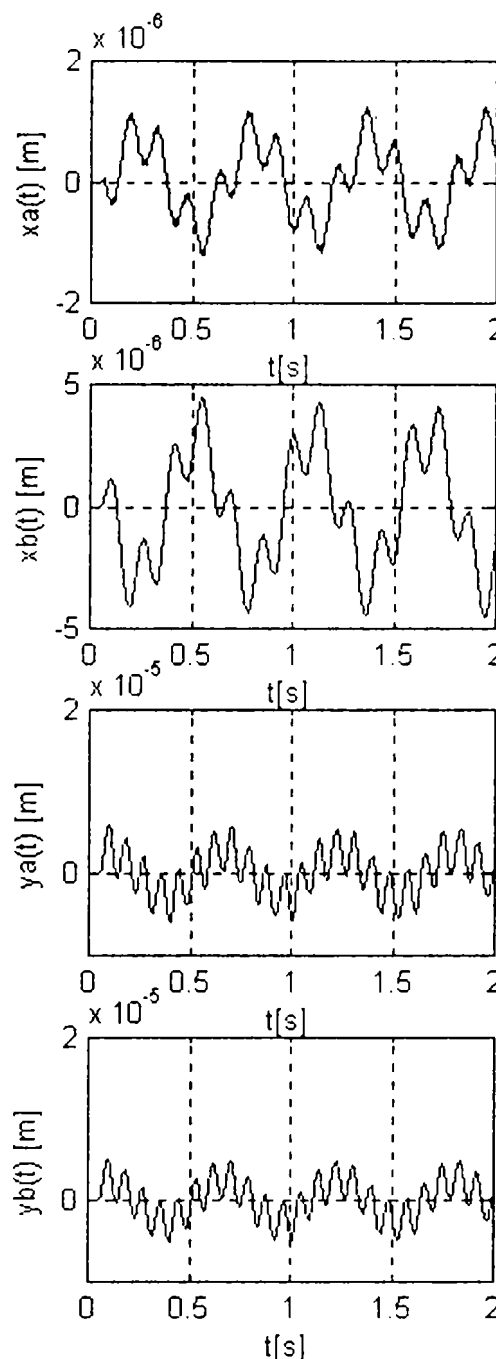


Fig. 4.19 Sistem stabilizat

Din punct de vedere aplicativ acest rezultat poate fi considerat, în ultimă instanță, satisfăcător întrucât prezența celor două moduri perturbatoare excitate prin maniera de acordare a blocurilor de reglare, permit extragerea semnalului de dezechilibru, ale cărui efecte se manifestă potrivit vitezei unghiulare a axului.

Continuând procedura de acordare experimentală diferențiată a blocurilor de reglare s-a ajuns în final la valorile:

- pentru lagărul A:

$$\begin{aligned}
 K_{R_{x,t}} &= 156 \cdot 10^3 & Td_{x,t} &= 1,5 \cdot 10^{-3} & T_{J_{x,t}} &= 0,7s \\
 K_{R_{y,t}} &= 36 \cdot 10^3 & Td_{y,t} &= 1,5 \cdot 10^{-3} & T_{J_{y,t}} &= 0,7s
 \end{aligned}
 \tag{4.41}$$

- pentru lagărul B:

$$\begin{aligned} K_{R,xB} &= 114 \cdot 10^3 & Td_{xB} &= 1,5 \cdot 10^{-3} & T_{f,xB} &= 0,7s \\ K_{R,yB} &= 119,4 \cdot 10^3 & Td_{yB} &= 1,5 \cdot 10^{-3} & T_{f,yB} &= 0,7s \end{aligned} \quad (4.41')$$

Pentru $\omega = 21s^{-1}$ ($n=200rot/min$) sistemul răspunde în acest caz ca în fig. 4.20, iar pentru $\omega = 31s^{-1}$ ($n=300rot/min$) ca în fig. 4.21. Se observă că modurile parazite au fost complet rejectate manifestându-se doar oscilațiile datorate dezechilibrului (perturbator). Forma acestora permite determinarea certă a dezechilibrului, pe baza procedeelor discutate în Cap. II.

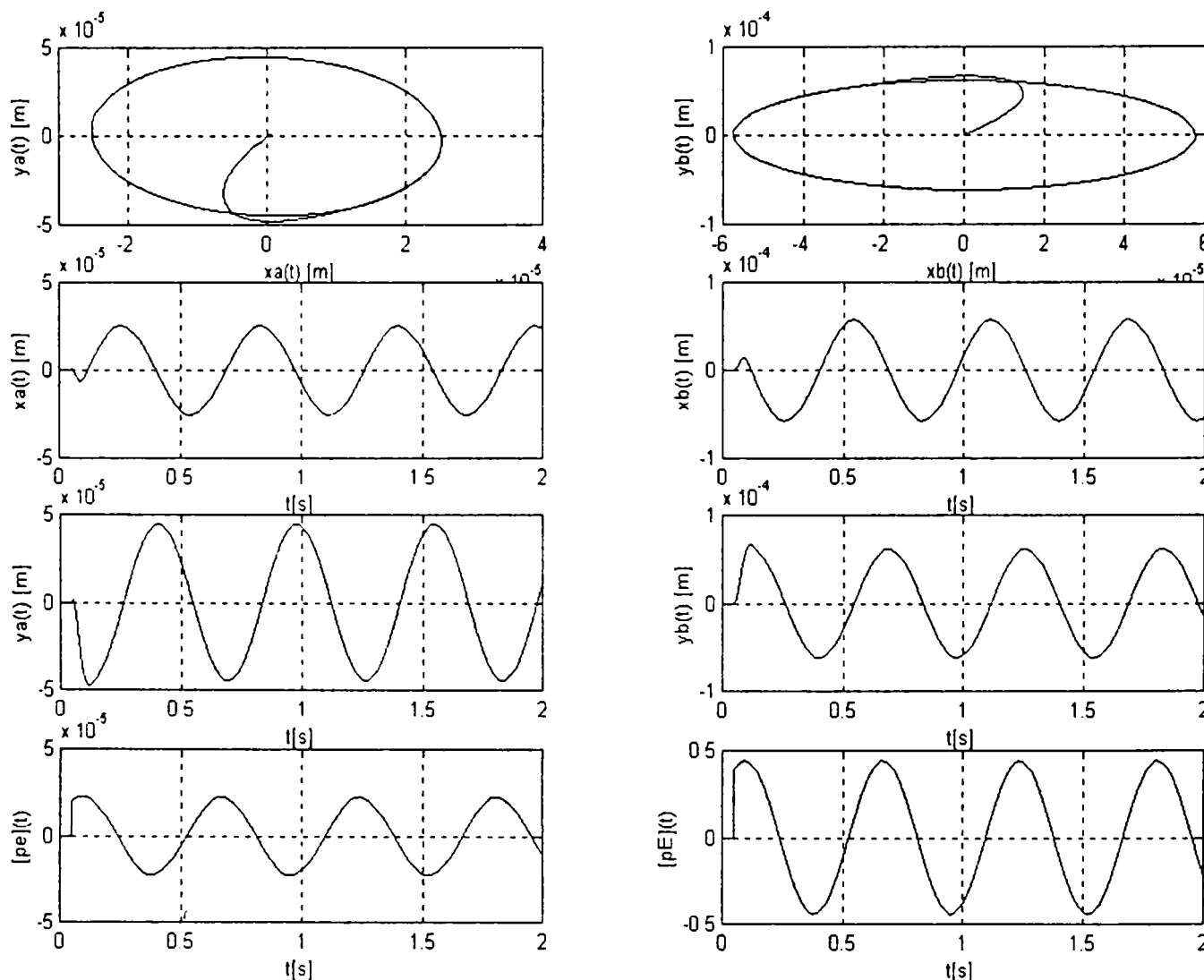


Fig. 4.20 Funcționare normală ($\omega = 21 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$)

În partea superioară a fig. 4.20 și 4.22¹⁴ sunt ilustrate traiectoriile descrise de punctele de pe axul arborelui, situate în planele centrale verticale ale lagărelor A și B. Traiectoriile au formă eliptică prezentând în raport cu axele x și y amplitudinile $xa_{max} = 2,5 \cdot 10^{-5}m$, $ya_{max} = 4 \cdot 10^{-5}m$, $xb_{max} = 5,8 \cdot 10^{-5}m$, $yb_{max} = 0,8 \cdot 10^{-5}m$.

¹⁴ În toate figurile x_A, y_A, x_B, y_B apar prin notațiile xa, ya, xb și, yb

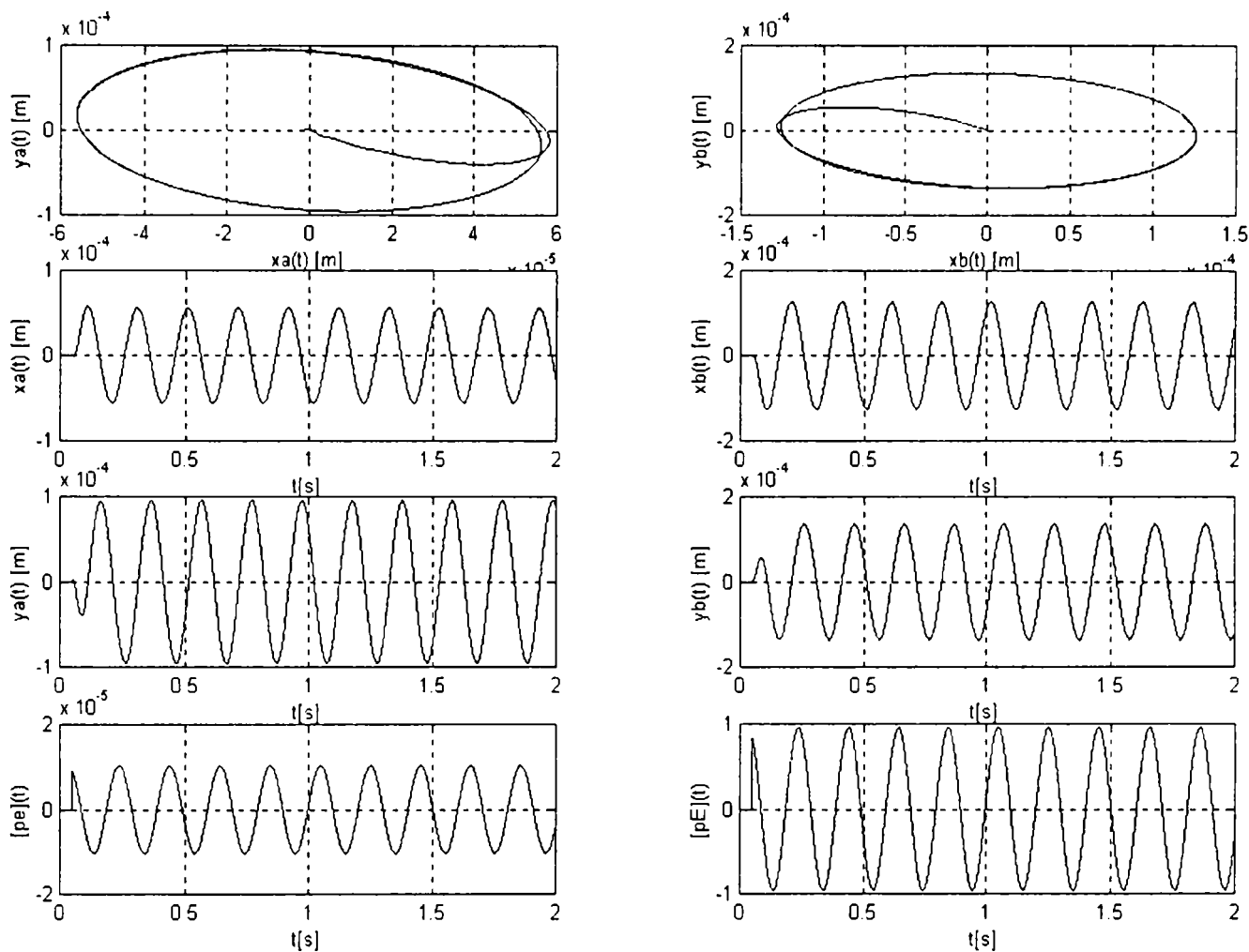


Fig. 4.21 Funcționare normală ($\omega = 31 \text{ s}^{-1}$)

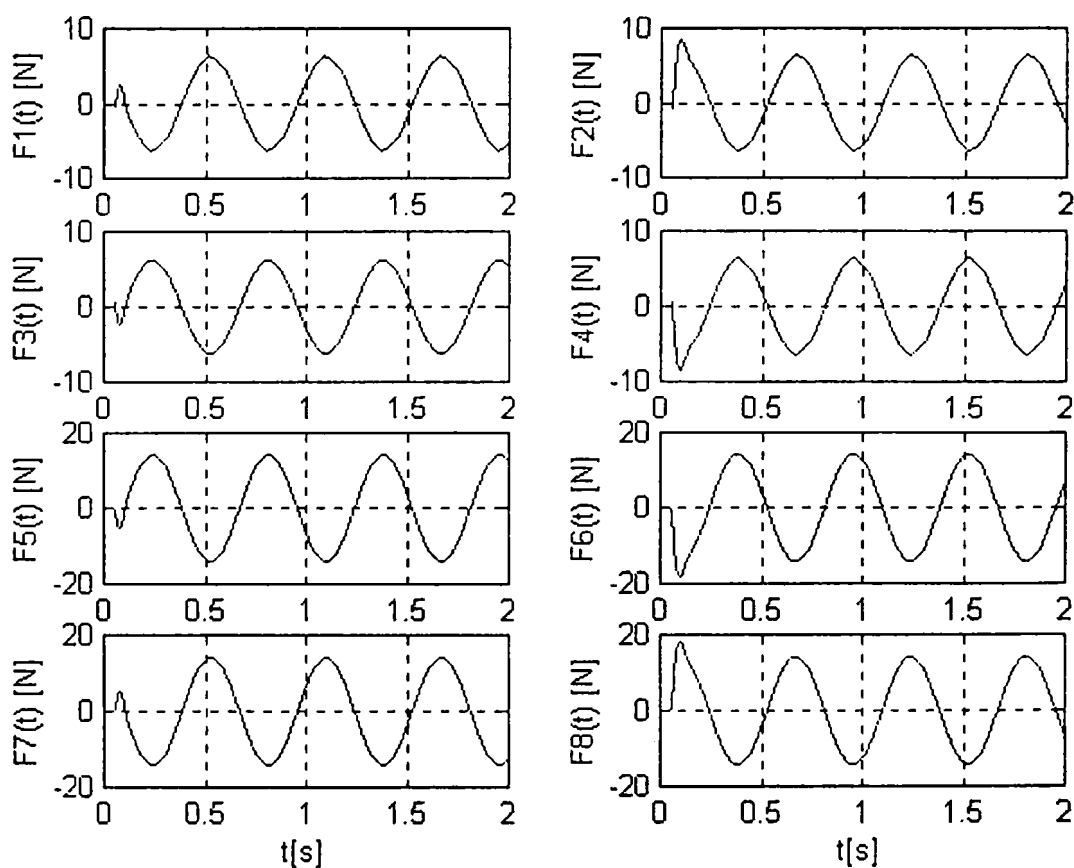


Fig. 4.22 Evoluția forțelor în lagăre ($\omega = 21 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$)

Fig. 2.23 prezintă evoluția în timp a forțelor electromagnetice di toți cei 8 electromagneți ai lagărelor în condițiile funcționării sistemului la turația de $\omega = 21 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. Se poate constata că alura lor reproduce, la o altă acară, deplasările arborelui în lagăre ilustrate în fig. 4.20.

Tabelul 4.1 redă valorile acestor amplitudini pentru diverse dezechilibre statice și dinamice. Analizarea lui permite observarea următoarelor corelații:

- pentru $e = \text{const.}$ și $E = \text{const.}$, creșterea lui ω are ca efect creșterea tuturor amplitudinilor.
- pentru $E = \text{const.}$ și $\omega = \text{const.}$, amplitudinile oscilațiilor variază practic proporțional cu excentricitatea e .

Aceste observații pe cât sunt de simple pe atât sunt de importante având în vedere că ele sugerează existența unor dependențe simple, determinabile empiric, între parametrii unui dezechilibru echivalent dezechilibrului real și între efectul vizibil al dezechilibrului real.

Tabelul 4.1

Nr	e [m]	E [kg ² ·m ³]	ω [rad/s]	x_A [m]	y_A [m]	x_B [m]	y_B [m]
1	10^{-4}	10^{-2}	11	$1,4\cdot 10^{-6}$	$0,6\cdot 10^{-5}$	$4,5\cdot 10^{-6}$	$0,5\cdot 10^{-5}$
2	10^{-4}	10^{-2}	21	$4,8\cdot 10^{-6}$	$2,4\cdot 10^{-5}$	$1,7\cdot 10^{-6}$	$2,3\cdot 10^{-5}$
3	10^{-4}	10^{-2}	31	$2,5\cdot 10^{-5}$	$0,5\cdot 10^{-4}$	$0,8\cdot 10^{-4}$	$4,9\cdot 10^{-5}$
4	10^{-5}	10^{-2}	31	$2,5\cdot 10^{-6}$	$0,5\cdot 10^{-5}$	$0,9\cdot 10^{-5}$	$4,9\cdot 10^{-6}$
5	10^{-6}	10^{-2}	31	$2,5\cdot 10^{-7}$	$0,5\cdot 10^{-6}$	$0,8\cdot 10^{-6}$	$4,9\cdot 10^{-7}$
6	10^{-6}	10^{-2}	21	$4,8\cdot 10^{-8}$	$2,4\cdot 10^{-7}$	$1,7\cdot 10^{-7}$	$2,3\cdot 10^{-7}$
7	10^{-5}	10^{-2}	21	$4,8\cdot 10^{-7}$	$2,4\cdot 10^{-6}$	$1,7\cdot 10^{-6}$	$2,3\cdot 10^{-6}$

Totodată maniera în care s-a soluționat problema de acordare a parametrilor regulatorului atrage atenția asupra necesității de a prevedea posibilitatea ajustării experimentale a parametrilor blocurilor de reglatoare reale atât de o manieră grosieră, pentru modificarea rapidă a acestora în intervale largi, cât și de o manieră fină care să permită efecte selective.

Comparând semnalul obținut prin simulare, cu cel înregistrat pe o mașină cu lagăre rigide (prezentat în fig.2.18), se constată o similitudine pronunțată. Se confirmă și astfel proporționalitatea dintre forțe și deplasări menționată în § 2.4.2.5.

4.4.2 Sinteza blocului de reglare ținând seamă de neliniaritățile procesului condus

Procesul condus este complex prin structura sa de tip mecanic și electromagnetic, fiind în fapt un proces puternic neliniar afectat atât de neliniarități neesențiale cât și de neliniarități esențiale.

În paragraful anterior neliniaritățile esențiale au fost omise, iar cele neesențiale, rezultate în principal de dependența forței electromagnetice funcție de curent și de întrefier precum și de relația dintre coordonatele unghiulare și cele de translație, au fost aproximate prin liniarizare. Pe această bază au fost sintetizate blocurile de reglare lineare pentru fiecare pereche de electromagneți geometric antagoniști, în parte.

Neliniaritățile esențiale sunt reprezentate în principal de diversele tipuri de saturații asociate procesului studiat. Astfel se pot distinge saturații de tip mecanic corespunzătoare plajei extrem de limitate de variație a întrefierurilor (la variația întrefierului cu 1mm pe direcția x sau y în lagărele A sau B se produce impactul dintre ax și electromagnet), saturații de tip electromagnetic datorate gabariturii redus al electromagneților și curenților mari care trebuie să asigure portanța necesară și saturații care exprimă faptul că chopperele nu permit reversarea sensului curentului prin electromagneți.

- Reconsiderarea structurii blocurilor de reglare

Aspectele de mai sus impun reconsiderarea structurii regulatorului și restudierea problemei pe un model neliniar al procesului condus. În ceea ce privește blocurile de reglare, soluția propusă de autor este redată în schema bloc din fig. 4.23.

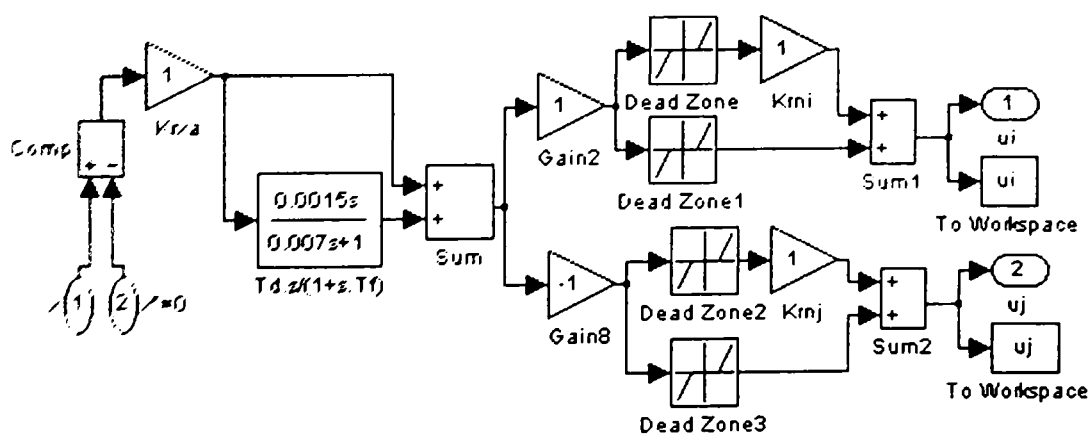


Fig. 4.23. Structura blocului de reglare neliniar

Blocurile de reglare conțin o parte liniară și o parte neliniară. În partea stângă apare structura de reglare liniară discutată în paragraful anterior (rel. 4.31). În partea dreaptă apare un ansamblu neliniar care modelează dependențele

$$u_i = k_{ii} / [(k_{ii} x + D) \sigma(-k_{ii} x + D)] + [(k_{ii} x + D) \sigma(k_{ii} x + D)], \quad i=1,2,5,6 \quad (4.42)$$

$$u_j = k_{j2} [(-k_{j1}x - D)\sigma(k_{j1}x + D)] + [(-k_{j1}x - D)\sigma(-k_{j1}x - D)], \quad j=3,4,7,8 \quad (4.43)$$

prin care se asigură o acțiune proporțională cu mărimea de comandă dată de blocul linear însă diferențiată. Diferențierea se realizează prin noul parametru K_{Rn} introdus de blocul nelinear. Acesta se ajustează experimental astfel încât semnalele de la traductoare să permită identificarea cât mai corectă a dezechilibrului. Evident parametrii K_{Rn} reprezintă noi grade de libertate.

În rel. (4.42) și (4.43), D reprezintă componenta derivatoare a mărimii de comandă dată de partea lineară a blocului de reglare. Potrivit rel. (4.31) imaginea operațională a acesteia este:

$$D(s) = K_R \cdot \frac{T_d \cdot s}{1 + T_d s} [x^*(s) - x(s)] \quad (4.44)$$

În esență structura părții nelineare este destinată asigurării următorului deziderat:

la creșterea întrefierului unui electromagnet prin deplasarea axului în lagăr, forța care trebuie să crească pentru a compensa această deplasare, trebuie să crească mai repede decât scade forța creată de electromagnetul antagonist, indiferent de punctul de funcționare al ansamblului.

- O variantă de model nelinear al procesului condus

Varianta de model nelinear folosită este bazată pe redarea forțelor electromagnetice prin relația de forma:

$$f = \frac{(k_{CH} \cdot k_i u_1 + i_{10})^2 \sigma(k_{CH} \cdot k_i u_1 + I_{10})}{(s - x_A)^2 + a_A} \quad (4.45)$$

în care I_{10} – curentul de pretensionare a electromagnetului, k_{CH} , k_i , u_1 – componenta variabilă acurentului electromagnetului, creată de blocul de reglare, $\sigma(\cdot)$ – funcția treaptă unitară prin care se surprinde faptul că chopperele nu permit reversarea sensului curentului, s – întrefierul nominal, x_A – variația de întrefier în lagărul A , iar $a_A > 0$ o constantă care impune limita capacității portante în situația de impact dintre arbore și electromagnet. Modelul simulink corespunzător este dat în fig. 4.24. Blocul “dead zone” servește pentru modelarea funcției treaptă $\sigma(\cdot)$ prin setarea uneia din limite la o valoare practic nerealizabilă.

Studiul experimental întreprins de autor s-a bazat pe investigarea efectului modificărilor tuturor gradelor de libertate oferite de blocurile de reglare. În urma acestuia s-a constatat că:

- parametrii K_R și T_d trebuie să rămână la valorile setate în urma acordării pe modelul linear, valori notate cu (4.41)
- valorile parametrului T_f trebuie mult reduse ceea ce înseamnă reactivarea caracterului derivator a părții lineare a blocului de reglare
- parametrul K_{Rn} pentru diferențierea comportării electromagneților este aproximativ 3.

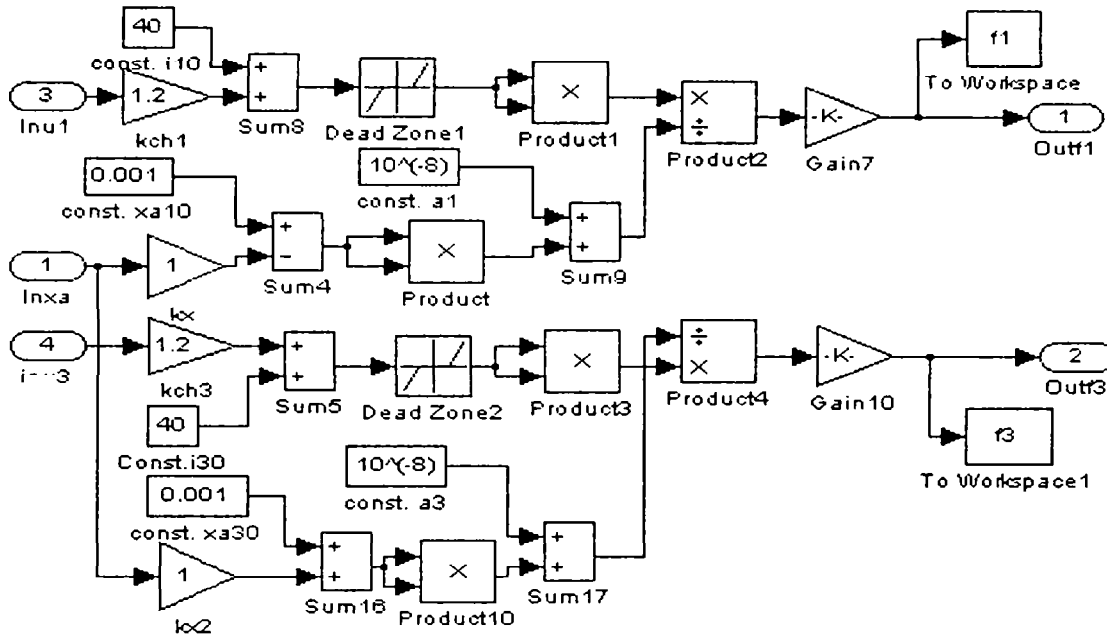


Fig.4.24 Modelul simulink al forțelor

Situația finală este redată în Tabelul 4.2

Tabelul 4.2

Parametrii	Lagăr A	Lagăr B
$k_{i1}=k_{j1}$	$155 \cdot 10^3$	$115 \cdot 10^3$
$T_{di}=T_{ji}$ [s]	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$
$T_{fi}=T_{fj}$ [s]	$7 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$
$k_{i2}=k_{j2}$	3	3

În fig. 4.25 x, y și z sunt redată caracteristicile dinamice corespunzătoare acordării finale din tabelul de mai sus. Figurile se referă tot la perturbarea redată de relațiile (4.40) corespunzătoare unei apariții bruște a dezechilibrului static și dinamic la momentul $t=0,1s$. Se constată că după aproximativ 0,15s sistemul compensează șocul intrând într-un regim permanent oscilant care permite măsurarea dezechilibrului conform Cap. II.

În fig. 4.25x sunt ilustrate variațiile de poziție în cele două lagăre. Fig. 4.25y permite urmărirea mișcării centrului axului în cele două lagăre; traiectoriile pleacă din poziția centrală (coordonate 0,0) și se stabilizează în final sub acțiunea dezechilibrului sinusoidal pe curbe eliptice. Stabilitatea mișcării permanente se obține prin acțiunea forțelor electromagnetice a căror variații sunt prezentate în fig. 4.25z.

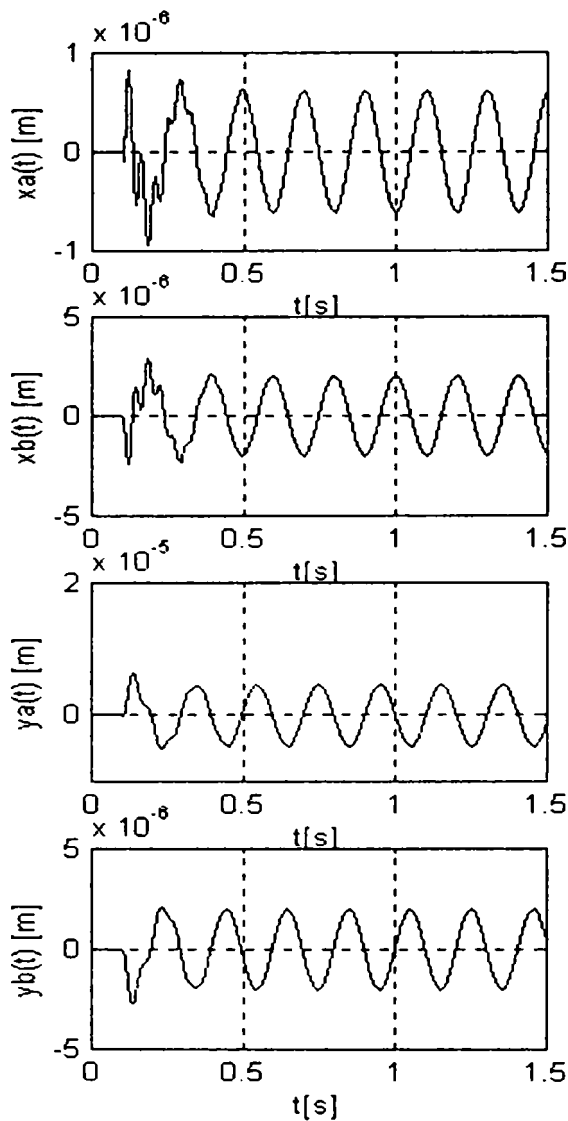


Fig. 4.25x
Variațiile de poziție

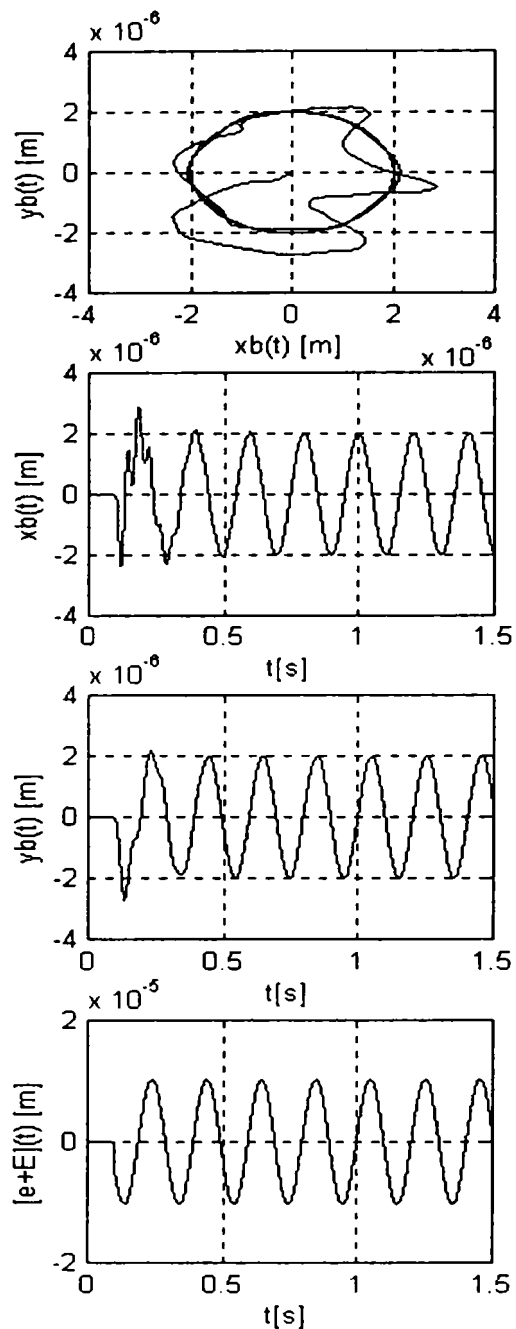


Fig. 4.25y
Mișcarea în lagar la
 $\omega = 31$ rad/s

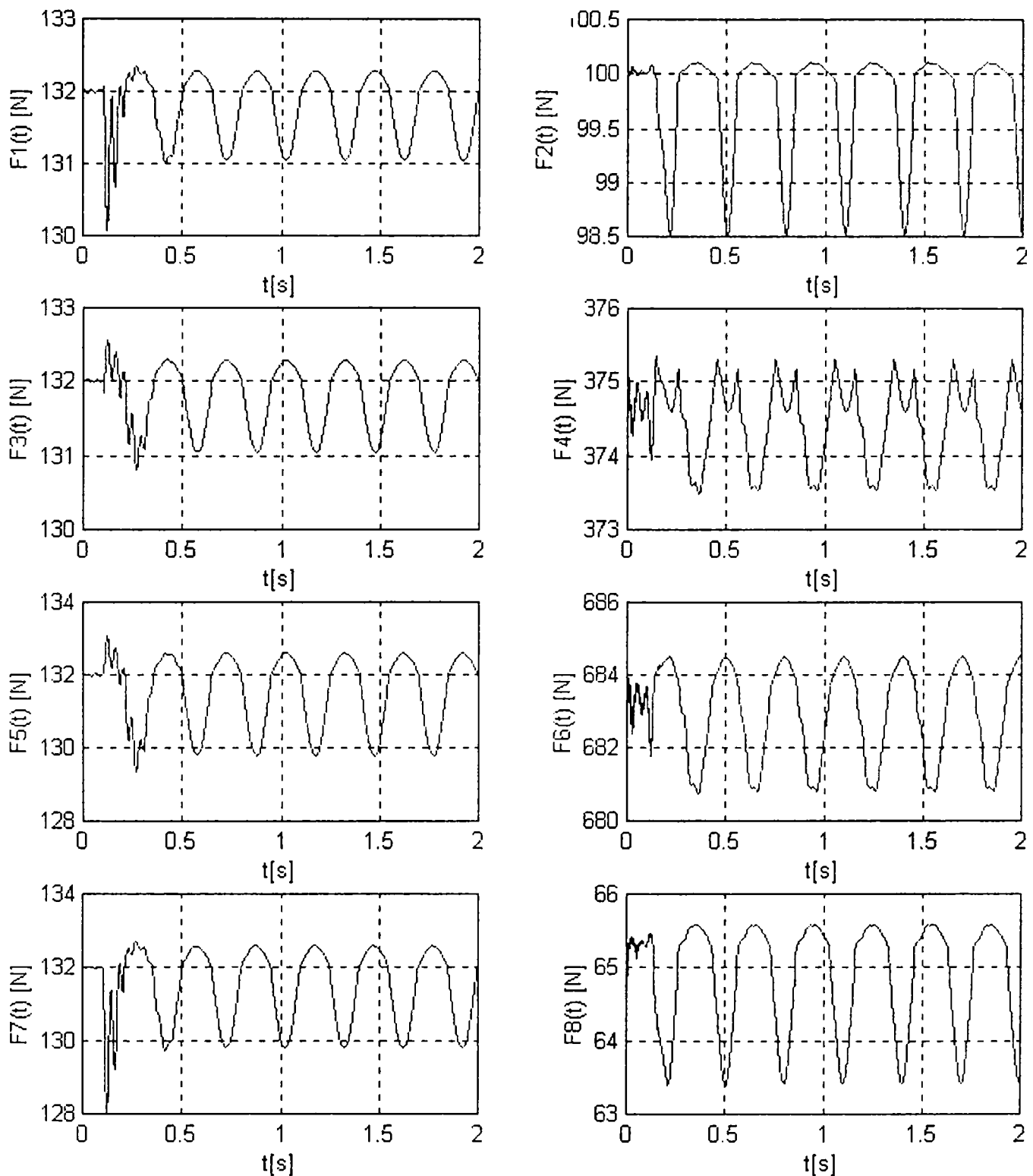


Fig. 4.25z Variația forțelor în lagăre

4.5 Poziționarea statică și aducerea arborelui la turația dorită

Sistemele cu levitație electromagnetică sunt, în circuit deschis, sisteme instabile. Aceasta face ca problema pornirii lor să fie întotdeauna asociată cu operații suplimentare. În cazul mașinii de echilibrat cu lagăre magnetice problema se poate soluționa în principiu prin trei operații:

1. poziționarea mecanică a arborelui mașinii cu ajutorul unui mecanism suport (aducerea în poziția de levitare);
2. închiderea buclei de reglare, care v-a avea drept consecință prinderea arborelui în lagărul electromagnetic, adică într-o poziție inițială de lansare;
3. îndepărtarea suportului mecanic care a adus arborele în poziția de levitare.

Poziția inițială de lansare nu poate coincide, în realitate, cu poziția ideală centrată. Acest lucru se datorează influenței concertate a mai multor factori cum sunt:

- imposibilitatea estimării exacte a masei arborelui cu rotor în condițiile în care sistemul de reglare lagăr magnetic este un sistem cu statism (blocul de reglare nu are componentă integratoare)
- imperfecțiunile de realizare mecanică, electrică și magnetică a întregului sistem.

În acest context problema a fost soluționată după cum urmează:

- a) Poziția inițială de levitare se stabilește la aproximativ 0,1mm sub poziția centrală; în această poziție arborele cu rotor se aduce, așa cum am mai precizat, cu ajutorul unui dispozitiv mecanic.
- b) Se pretensionează electromagneții la valori precalculate capabile să ridice arborele într-o poziție inițială de lansare. Se aduce arborele în poziția centrală prin conectarea în sistemul de reglare a unor bucle de corecție a pretensionării pentru fiecare pereche de electromagneți, pe un interval de timp limitat, astfel încât arborele să fie adus în poziția centrală.
- c) Sistemul de antrenare, alcătuit dintr-un motor cu reluctanță comutată (prezentat în capitolul III), aduce arborele centrat la turația de lucru; odată atinsă această turație, se deconectează motorul și se lasă arborele cu rotor să se învârtă liber.
- d) În această fază sistemul permite trecerea în regimul de efectuare a măsurătorilor pentru determinarea dezechilibrului, prin metode prezentate în Cap.II.

- Pretensionarea electromagneților

Prin pretensionare se înțelege operația prin care se antrenează fiecare pereche de electromagneți în dezvoltarea unor forțe de atracție capabile să mențină arborele în echilibru stabil și totodată, capabile să depășească nivelul variațiilor care se produc în regimurile dinamice. În acest mod, după fiecare din direcțiile x și y în fiecare din cele două lagăre A și B , se pot obține forțe rezultante orientate în oricare din cele două sensuri de mișcare posibile. Este foarte important de observat că variațiile acestor forțe rezultante se produc prin contribuția ambilor electromagneți ce acționează pe acea direcție. Operațiunea de pretensionare este necesară datorită faptului că electromagneții sunt capabili să dezvolte numai forțe de atracție.

Forțele de pretensionare sunt legate prin ecuațiile stabilite în § 4.2.2 și reluate sub forma:

$$\begin{cases} F_{10} = F_{30} \\ F_{50} = F_{70} \\ F_{20} = F_{40} - mg \frac{l_2}{l_1 - l_2} \\ F_{60} = F_{80} + mg \frac{l_1}{l_1 - l_2} \end{cases} \quad (4.46)$$

Potrivit celor precizate, nivelele lor trebuie astfel stabilite încât în regimuri dinamice, nici una din forțele rezultante dezvoltate de fiecare electromagnet să nu atingă nivelul zero. În consecință pentru stabilirea lor au fost necesare simulări, care au fost efectuate, în ipoteza că ecuațiile (4.46) sunt satisfăcute. Practic au fost suficiente scenariile din paragraful anterior. Pe baza lor s-au adoptat valorile (în cazul unui rotor cu masa $m=35$ kg): $F_{10} = F_{50} = 132$ N, $F_{20} = 100$ N și $F_{80} = 70$ N. Cu relațiile (4.46) s-au obținut $F_{30} = F_{70} = 132$ N, $F_{40} = 374,68$ N și $F_{60} = 688,03$ N. Corespunzător folosind relațiile 4.23 și datele mașinii din Anexa 4.4 rezultă curenții de pretensionare : $I_{10} = I_{30} = I_{50} = I_{70} = 40$ A, $I_{20} = 30,81$ A, $I_{40} = 70,39$ A, $I_{60} = 91,32$ A și $I_{80} = 29,13$ A. Aceste valori au fost folosite și în simulările din § 4.5.1 (czul regulatorului linear).

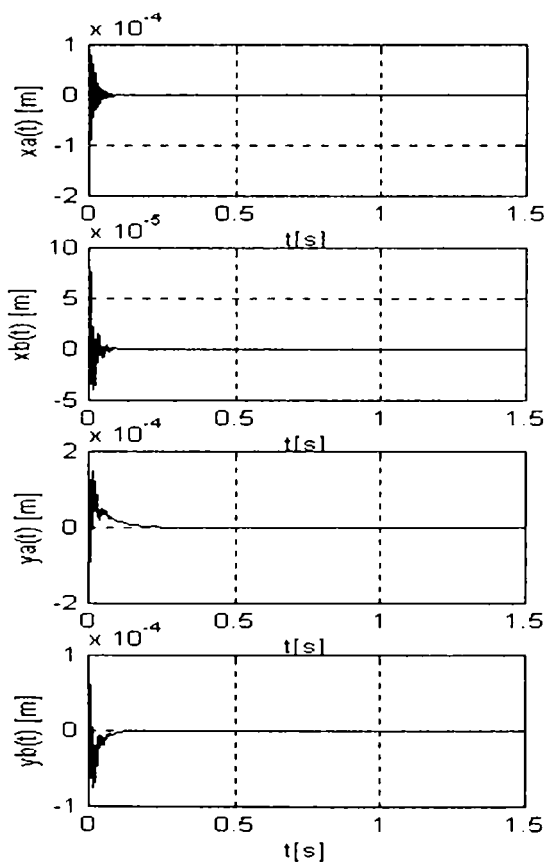


Fig. 4.26. Levitare ($m=35$ kg)

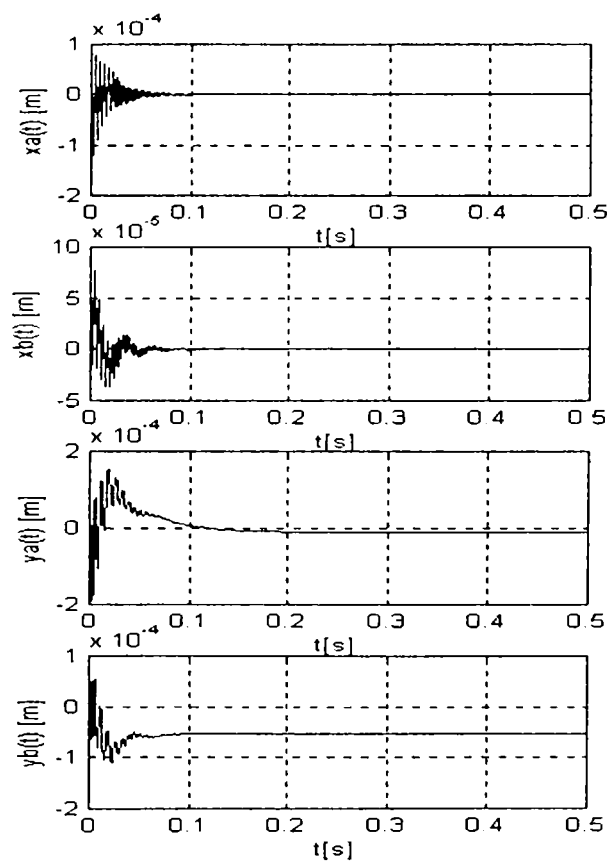


Fig. 4.27. Levitare ($m=40$ kg)

În figurile 4.26 și 4.27 sunt redată caracteristicile dinamice de trecere din poziția de levitare în poziția inițială de lansare, în situația unei pretensionări calculate pentru o masă nominală $m=35$ kg. Se observă că în fig. 4.26 când masa este tocmai de 35kg, sistemul aduce arborele în poziția centrală, pe când în cazul din fig. 4.27 când masa arborelui este mai mare decât cea pentru care s-a făcut pretensionarea, apare un statism pe direcția y atât în lagărul A cât și în lagărul B . Pentru

înlăturarea acestei situații este necesară corectarea automată a forței de pretensionare. Strategia adoptată a constat în modificarea automată a valorilor curenților de pretensionare din electromagneți. Schema utilizată este redată în fig. 4.28; ea corespunde electromagnetului 4 și este destinată modificării curentului de pretensionare I_{40} potrivit relației:

$$\Delta i_{40} = k_{p4} \int_{t_{p0}}^{t_{pf}} \{ \sigma [y_a(t) - \varepsilon_{y_a}] - \sigma [y_a(t) + \varepsilon_{y_a}] \} dt \quad (4.47)$$

în care t_{p0} și t_{p0} și t_{pf} reprezintă momentele de conectare și deconectare a buclei inclusă în

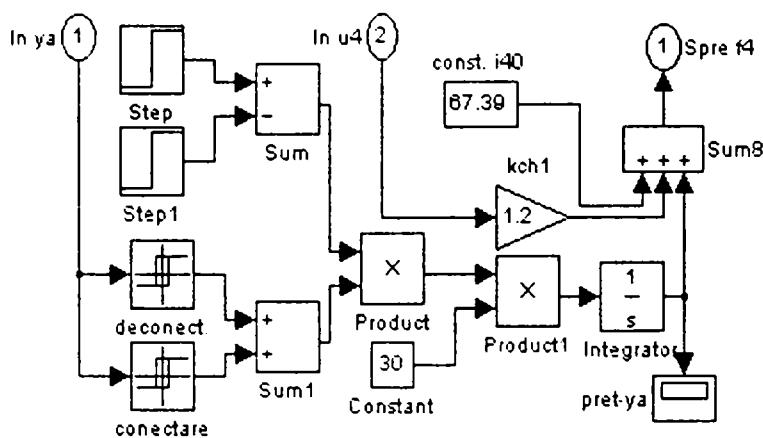


Fig. 4.28 Model Simulink pentru pretensionare F_4

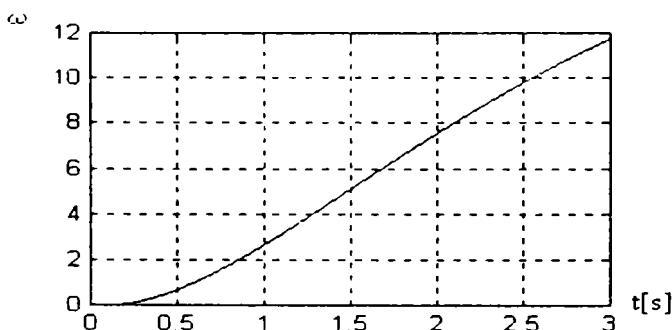


Fig. 4.30 Cresterea turației

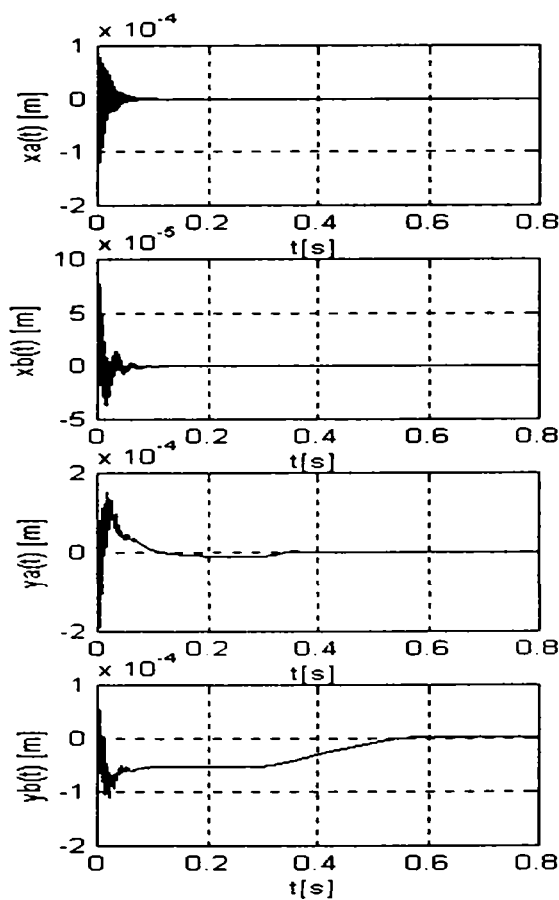


Fig. 4.29 Pretensionare (m=40kg)

schema de corectare prin blocurile “step” și “step1”, $y_a(t)$ reprezintă valoarea curentă a poziției y_a , ε_{y_a} este precizia de centrare (după direcția y în lagărul A), iar k_{p4} vitezy de modificare a lui i_{40} în intervalul cât este activă bucla de corecție. Diferența ($t_{pf} - t_{p0}$) este prestabilită la o astfel de valoare încât corecția să se poată realiza în bune condiții. În ceea ce privește efectul obținut este semnificativă situația din fig. 4.29 potrivit căreia corecția se realizează într-un interval mai mic de 0,6s. Această evoluție trebuie considerată ca și o continuare la cea din fig. 4.26.

• Antrenarea și lansarea

După cum s-a precizat în cap. II, efectul dezechilibrului se manifestă atunci când rotorul se învâрте și ca urmare, determinarea maselor de corecție impune antrenarea acestuia la o anumită

turație. Odată atinsă turația de lucru, sistemul de antrenare se decuplează, rotorul intrând în așa-numitul regim “lansat” pe durata căruia se fac măsurătorile.

Pe durata regimului menționat, rotorul levitat și decuplat de la sistemul de antrenare se mișcă liber, iar măsurătorile se pot face fără a fi practic afectate de perturbații. Turația rotorului, așa cum s-a văzut în cap. III, scade foarte încet datorită absenței frecării în lagăre. Măsurătorile se vor efectua atunci când se constată că în regimul de descreștere a turației rotorului lansat s-a ajuns la valoarea dorită. Sunt admise și în acest caz (mașină cu lagăre magnetice) turații de echilibrare din gama 10-50 rad/s.

În acest context se consideră relevantă o variație a vitezei unghiulare prescrise ca cea din fig. 4.30, în condițiile antrenării unui rotor din categoria celor cu moment de inerție maxim ($0.07 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$). Prin creșterea treptată a vitezei unghiulare, funcționarea sistemului de reglare lagăr magnetic este perturbat simultan atât de forțele de dezechilibru static și dinamic datorate rotorului antrenat, cât și de forțele de dezechilibru datorate motorului de antrenare. Din acest punct de vedere se consideră relevantă situația ipotetică în care sistemul de reglare lagăr magnetic este supus la variații treptate prin adăugarea și apoi scăderea unei componente de dezechilibru static și dinamic. Adăugarea acestor componente surprinde principial momentul conectării acționării, iar scoaterea lor, a momentului de decuplare a acționării și de lansare a arborelui.

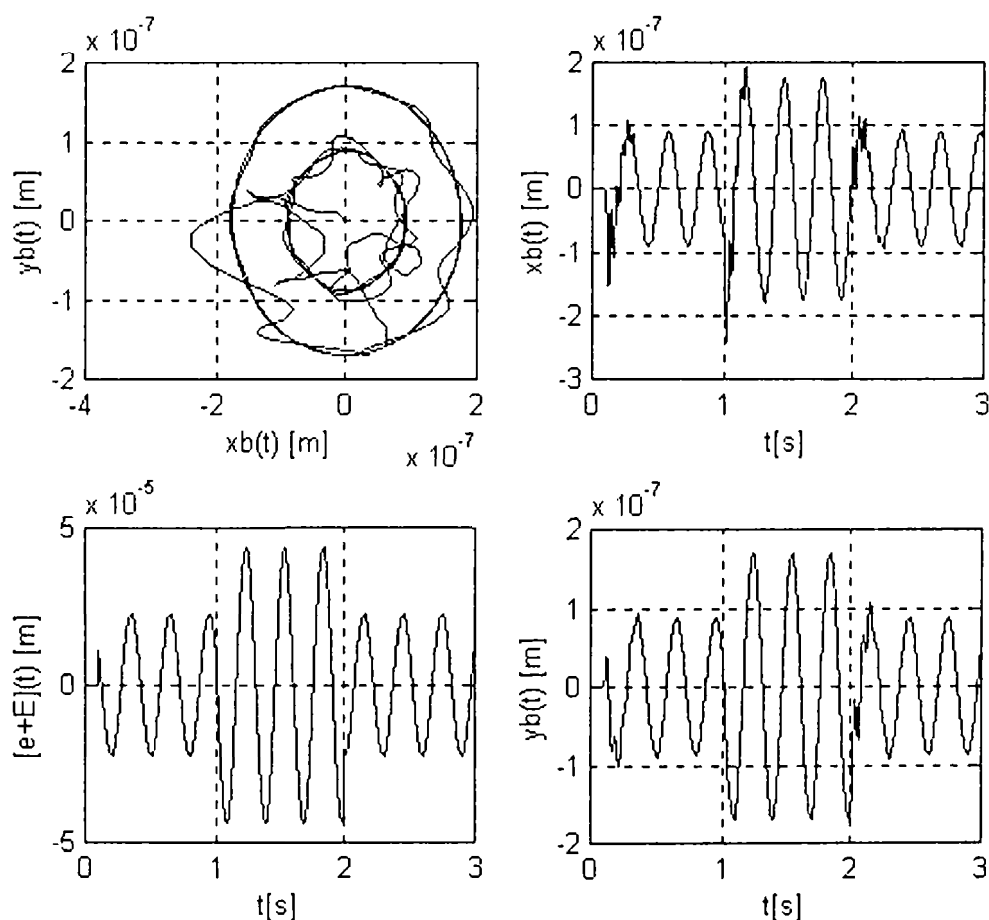


Fig. 4.31 Cuplarea/décuplarea antrenării

Componentele suplimentare sunt de același tip cu cele provocate de dezechilibrul rotorului antrenat, însă defazate față de acestea. În fig. 4.31 este redat un astfel de proces pentru care antrenarea începe la momentul $t=1s$ și încetează la momentul $t=2s$. Regimurile tranzitorii provocate atât la conectare cât și la deconectare sunt relevante în figura amintită. În partea stângă a figurii sunt reprezentate traiectoriile din lagărul B , iar sub ele variația dezechilibrului. Partea dreaptă a figurii redă deplasările liniare ale arborelui în același lagăr.

4.6 Varianta numerică a sistemului de reglare

4.6.1 Sinteza blocurilor de reglare numerică

Cu toate că în sistemul lagăr magnetic sunt prezente doar semnale în timp continuu, prin utilizarea conducerii numerice vor apare și mărimi în timp discret. Pentru a putea proiecta algoritmul după care lucrează regulatorul numeric este necesar însă un limbaj unic. Există două maniere de a trata această problemă. Ele conduc la două probleme de discretizare distincte:

- proiectarea regulatorului numeric direct în timp discret pe baza unui model matematic în timp discret al procesului, model care aproximează modelul matematic în timp continuu, respectiv
- proiectarea cvasicontinuală a regulatorului numeric, caz în care regulatorul numeric se obține prin discretizarea unui regulator în timp continuu proiectat pentru procesul modelat în timp continuu.

Această din urmă metodă, folosită și în lucrarea de față, se numește *metoda cvasicontinuală*. Practic, metodele de sinteză cvasicontinuale folosesc pentru *transpunerea* în timp discret a reguletoarelor continue proiectate, relații de substituție în domeniul operațional. De aici provine denumirea de *metode de substituție*. Cele mai frecvent utilizate metode de substituție sunt cele cunoscute în literatură sub denumirea de: MDR (Metoda Dreptunghiului Retardată), MT (Metoda Trapezului), MDA (Metoda Dreptunghiului Avansată). Punctul de plecare al acestor metode îl constituie diverse formule de aproximare ale aceleiasi integrale.

În lucrarea de față s-a utilizat metoda trapezului, caz în care formula de substituție este [DRA...]:

$$\frac{1}{s} = \frac{h_d}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \quad (4.48)$$

Schema bloc a regulatorului de levitare, proiectat în timp continuu (pentru o pereche de electromagneți), este prezentată în fig. 4.32, iar transpunerea sa în timp discret ridică unele probleme de interfațare între procesul condus, care este un subsistem continuu, și regulatorul numeric, care este un sistem în timp discret.

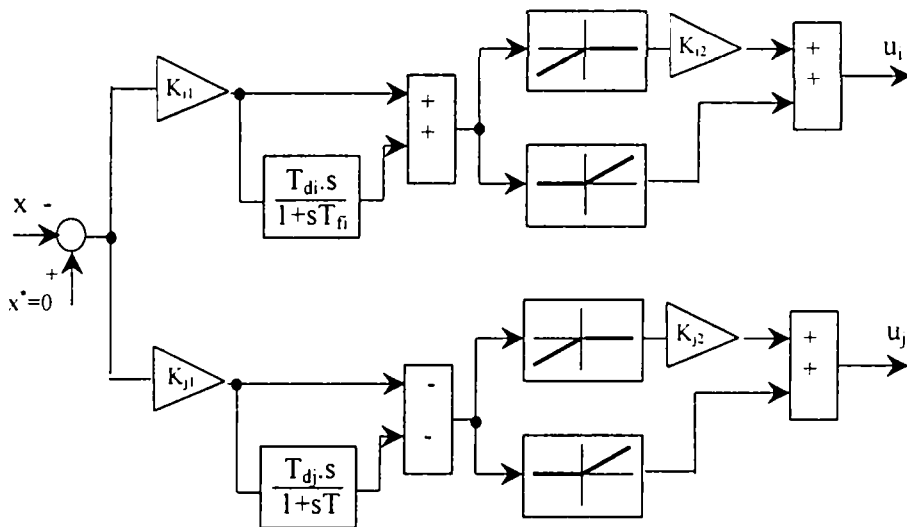


Fig. 4.32 Schema bloc a regulatorului continuu

Modul de realizare a legăturii dintre subsamblul numeric și cel analogic este prezentată în figura 4.33.

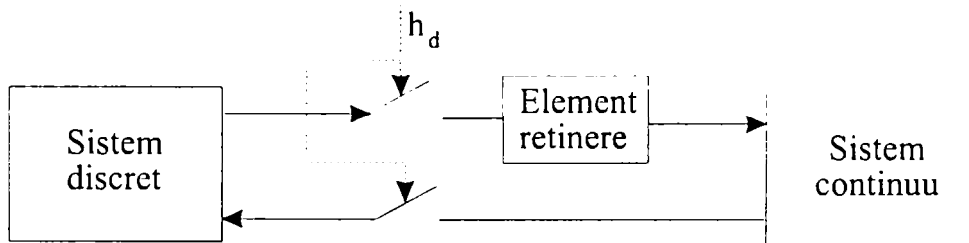


Fig. 4.33 Schema bloc a interfațării continuu-discret

Potrivit schemei bloc din figura 4.33, este necesară discretizarea cvasicontinuală a unui singur tip de bloc, cel cu funcția de transfer:

$$H(s) = \frac{T_{di} s}{1 + Ts} \tag{4.49}$$

Folosind formula (4.x) se obține funcția de transfer în timp discret:

$$H(z) = \frac{T_{di}}{T + \frac{h_d}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}} = \frac{T_{di}(z-1)}{2T(z-1) + h_d(z+1)} = \frac{T_{di}(z-1)}{\left(T + \frac{h_d}{2}\right) \cdot z - \left(T - \frac{h_d}{2}\right)} \tag{4.50}$$

În concluzie, pentru blocul de reglare în varianta numerică rezultă schema din fig. 4.34. În figură sunt reprezentate doar regulatoarele pentru perechea de electromagneți EM_1 și EM_3

(vezi și fig.4.9). Situația este similară și pentru celelalte 3 perechi de electromagneți ai lagărelor mașinii de echilibrat.

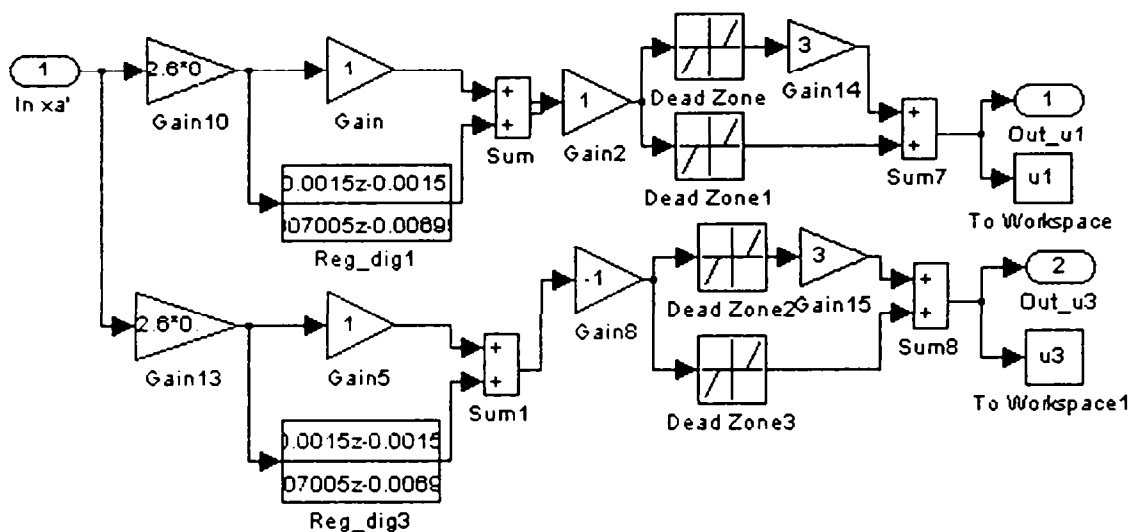


Fig. 4.34 Schema bloc a regulatorului numeric

4.6.2 Comportarea mașinii de echilibrat condusă numeric

Pentru simularea mașinii s-a utilizat modelul Simulink din Anexa 4.3 luând datele mașinii din Anexa 4.4. Asupra sistemului s-a intervenit prin modificarea pasului de discretizare. Din considerente practice (procesoare performante = preț mare) este de dorit un pas de discretizare la limita hardware/software la care aplicația corespunde cerințelor de reglare cvasicontinuală. În cazul de față s-a constatat că valoarea pasului de discretizare care corespunde cerințelor aplicației este de 10^{-4} s.

S-a pornit de la valorile parametrilor reguletoarelor, la care s-a considerat că sistemul continuu se comportă bine (rel. (4.41)).

În fig. 4.35 și 4.37, este redată funcționarea normală, la turațiile 21rad/s, respectiv 31rad/s. Se observă, prin comparație cu fig. 4.25x și 4.25y că nu există diferențe majore între mașina cu regulator în timp continuu și cea cu regulator numeric. În concluzie există posibilitatea realizării unei mașini, fie cu regulator în timp continuu, fie cu regulator în timp discret.

Fig. 4.37 redă variațiile forțelor în lagăre, corespunzătoare funcționării mașinii la turația de 31rad/s.

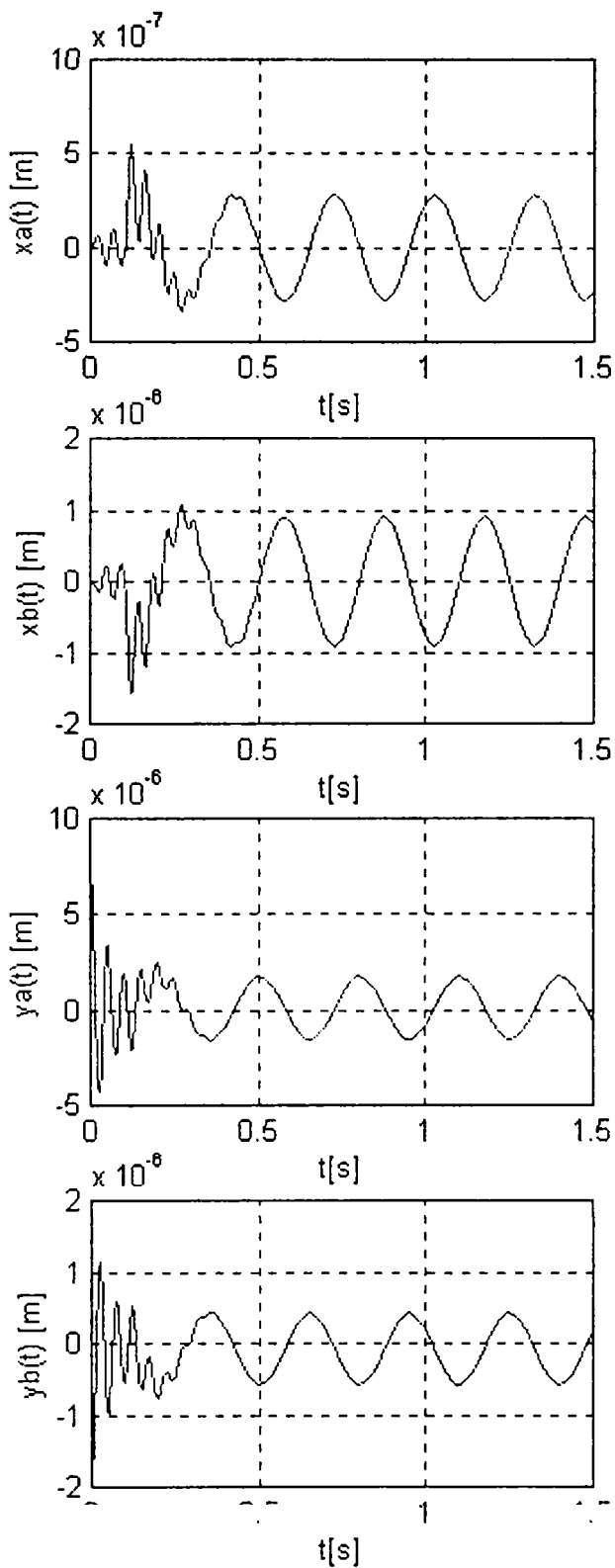


Fig. 4.35 Funcționare mașinii
mașinii
la $\omega = 21$ rad/s.

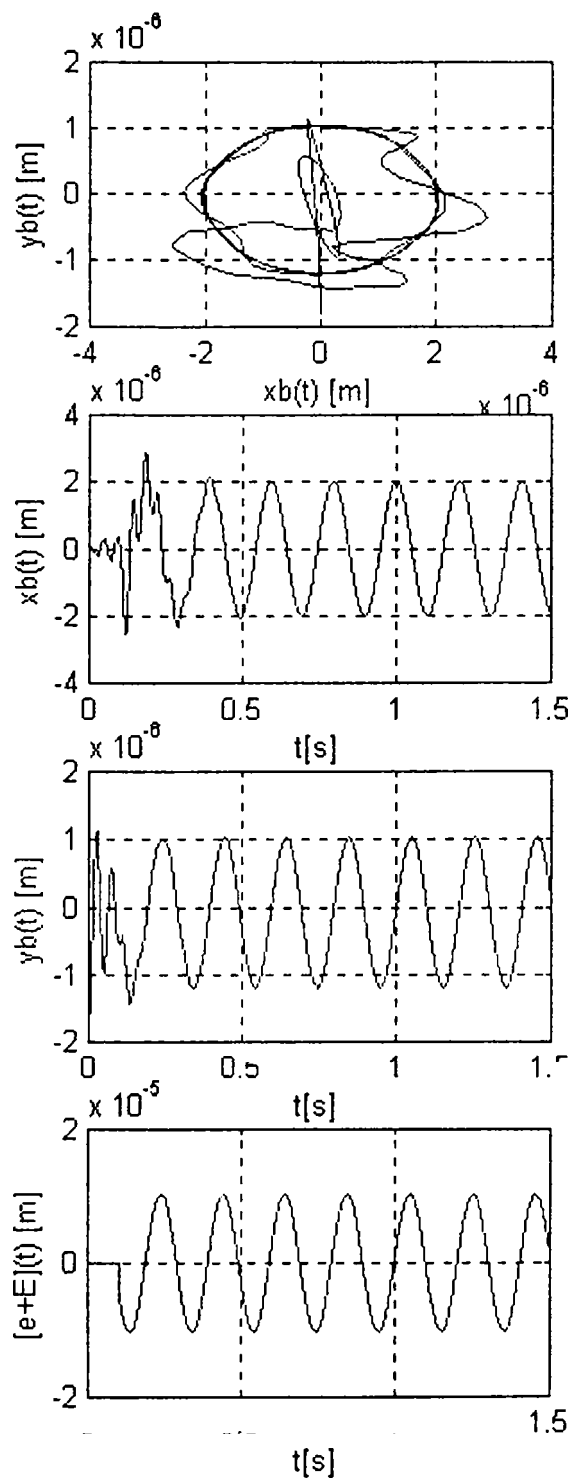


Fig. 4.36 Funcționare
la $\omega = 31$ rad/s.

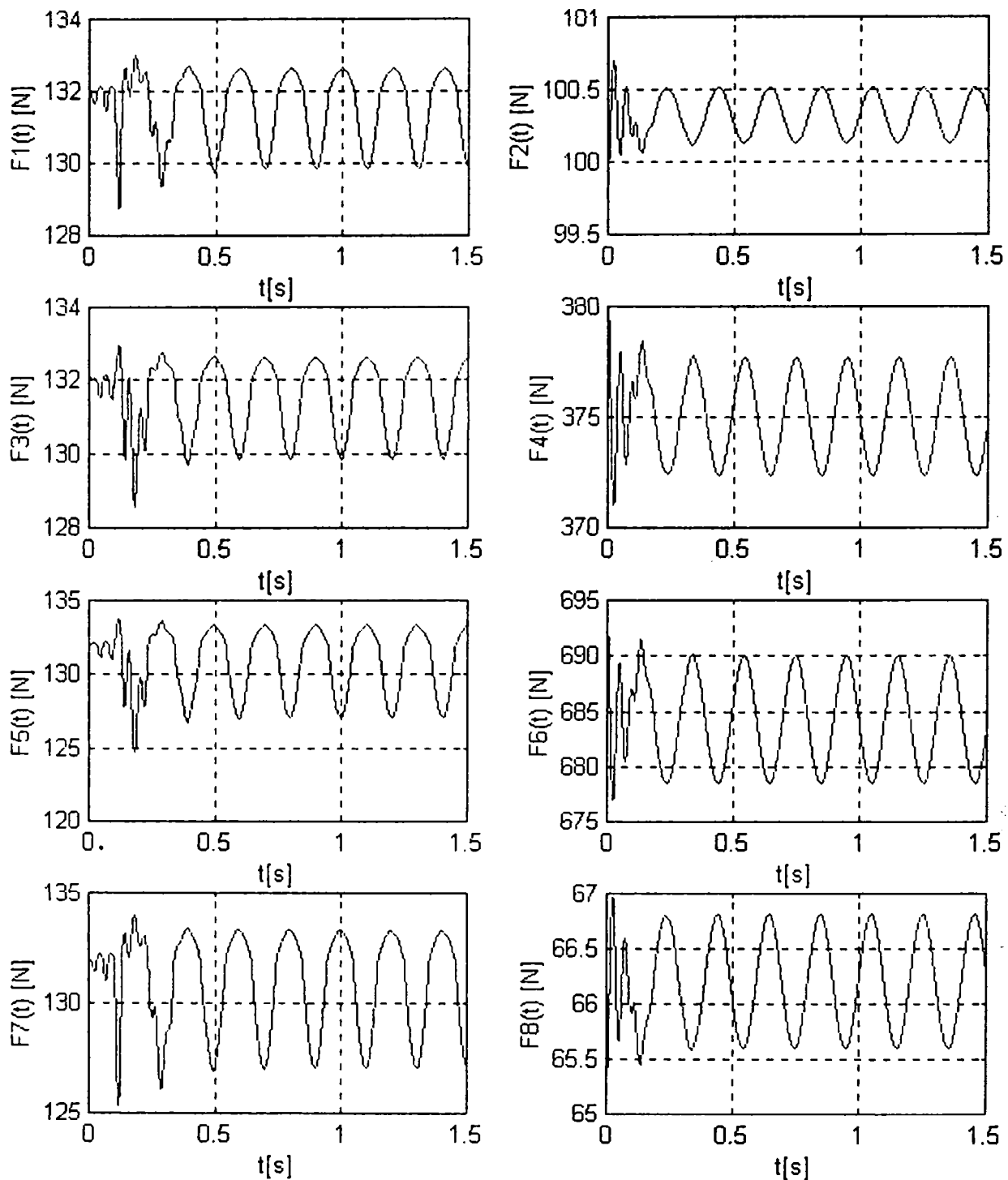


Fig. 4.37 Forțele în lagăre la $\omega = 31$ rad/s.

Procesul de levitare pentru $m=35$ kg și pentru $m=40$ kg este redat în fig. 4.38, respectiv fig. 4.39. Dimensionarea electromagneților mașinii fiind făcută pentru rotoare cu masa de 35kg, se observă din cele două figuri că în primul caz arborele cu rotor se așează orizontal, centrat, pe când în al doilea caz, cu rotor de 40kg, ia o poziție înclinată. Pentru o funcționare normală a mașinii și cu rotor de 40kg, este necesară aducerea arborelui în poziție orizontală, centrată în lagăre, prin operația de pretensionarea automată.

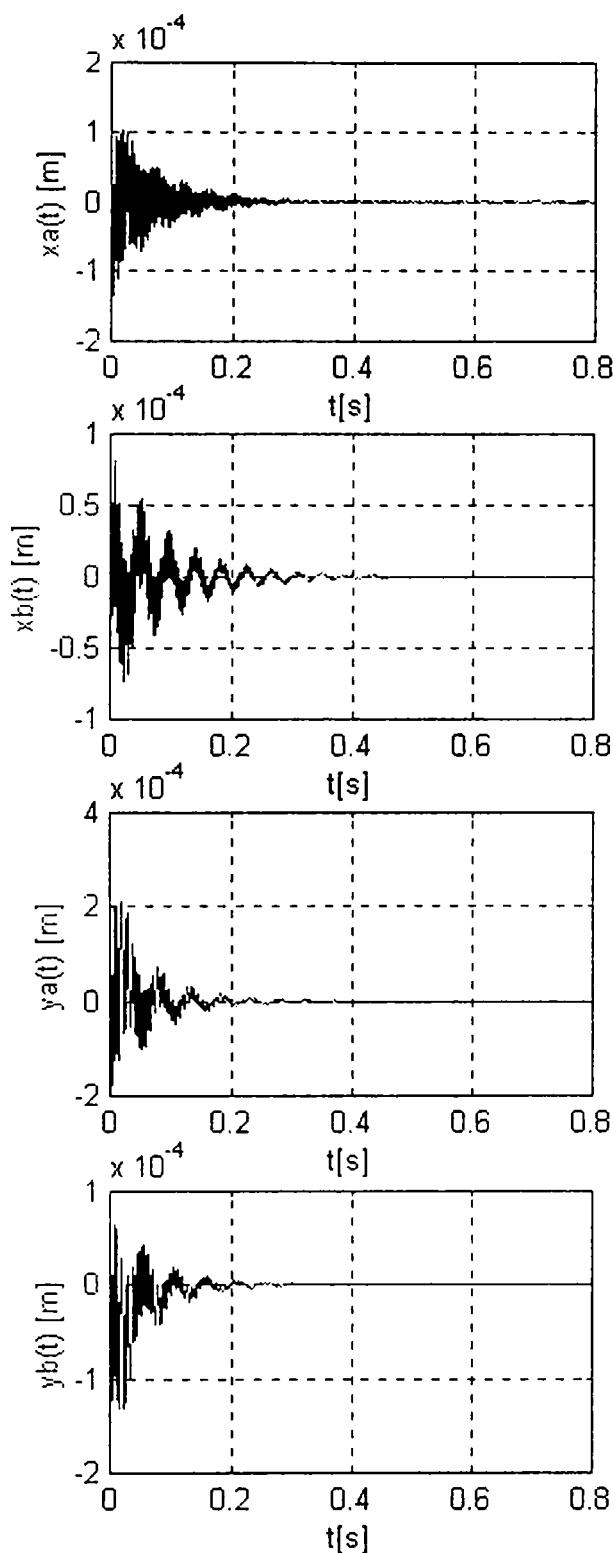


Fig. 4.38 Levitare ($m = 35\text{kg}$)

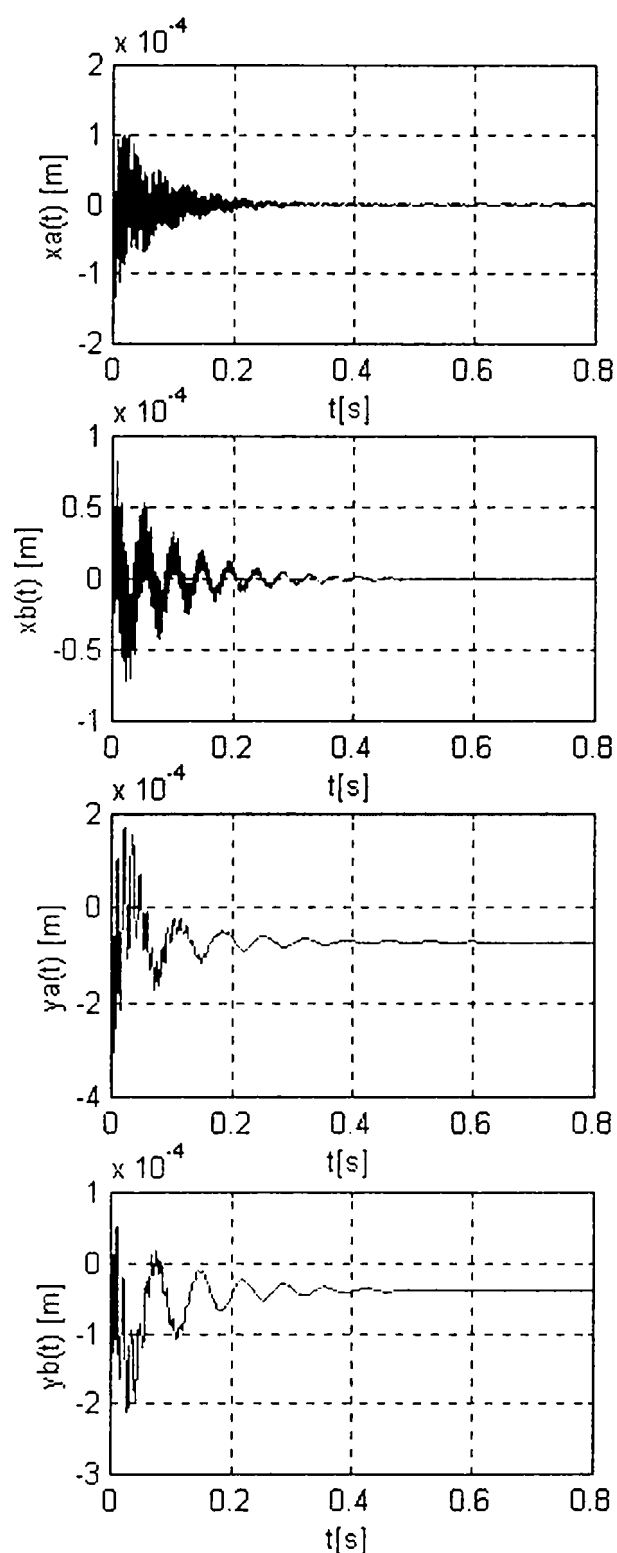
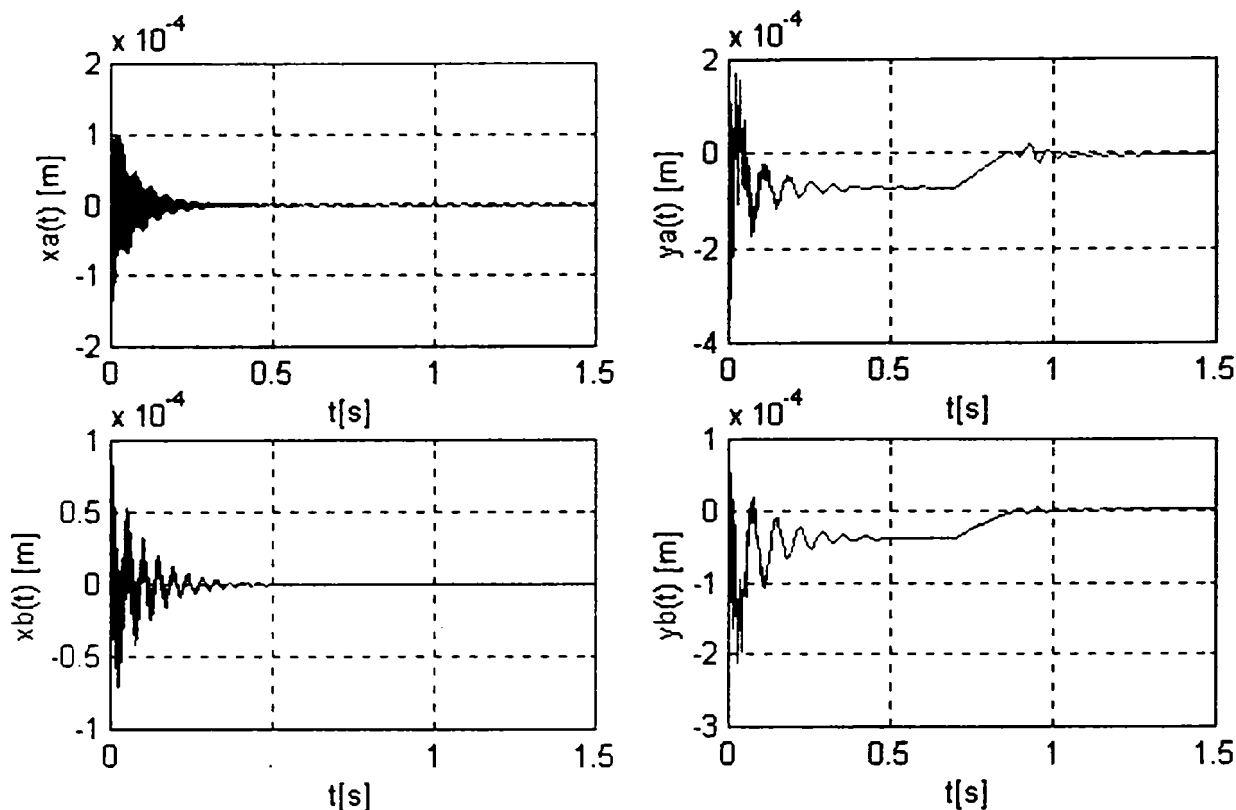


Fig. 4.39 Levitare ($m = 40\text{kg}$)

Procesul de pretensionare automată este prezentat în fig. 4.40. Fenomenele care se petrec sunt aceleași ca și în cazul regulatorului continuu (fig.4.29).

Se constată un regim tranzitoriu de durată mai lungă decât în cazul utilizării regulatorului continuu. Aceasta se explică prin maniera de alegere a valorii pasului de discretizare h_d (la limita hardware/software la care aplicația corespunde cerințelor de reglare cvasicontinuală).

Fig. 4.40 Pretensionare automată ($m = 40$ kg)

4.7 Concluzii

În acest capitol se abordează principal realizarea unei mașini de echilibrat rotoare folosind lagărele magnetice atât ca mijloc de suspensie, cât și ca traductor pentru determinarea dezechilibrului.

Folosit ca mijloc de suspensie a axului cu rotor, lagărul magnetic elimină zgomotele din semnalele de la traductoare, zgomote generate de rulmenți și, în plus, frecarea devine nesemnificativă, astfel că măsurătorile, pe durata mai multor rotații, se fac practic, la turație constantă.

Folosit ca traductor pentru măsurarea dezechilibrului, pe o mașină de echilibrat, ne furnizează poziția arborelui care, așa cum s-a văzut, este proporțională cu excentritatea. Putem, deci, considera mașina ca făcând parte din categoria mașinilor cu lagăre moi (conform celor prezentate în cap.II). *Noutatea* constă în aceea ca nu trebuie depășită o anumită turație pentru a fi considerată cu lagăre moi (așa cum se cere la mașinile clasice) și prin urmare turația la care se determină dezechilibrul se alege convenabil.

Accentul în acest capitol se pune pe modelarea matematică a mașinii. Se analizează astfel fiecare componentă obținând modelul său matematic, iar apoi, prin asamblare, se obține modelul complex al întregii mașini.

Ca structură constructivă s-a optat pentru o mașină de echilibrat cu rotorul sprijinit în consolă, acesta permițând manevrabilitatea deosebit de simplă a rotorilor fără a afecta sistemele de susținere (lagărele magnetice). Pe de altă parte, cu toate că această structură asimetrică este mai dificil de studiat teoretic, în lucrarea de față ea a fost riguros modelată matematic și studiată prin simulare.

Se apreciază că în acest capitol sunt clarificate toate aspectele privind realizarea unei noi mașini de echilibrat la care turația de antrenare se poate alege convenabil.

Pentru sistemele de susținere (electromagneți) s-a optat atât pentru varianta cu liniarizarea forței, având în vedere cvasiunitatea în literatură privind această abordare, dar și pe varianta neliniară. Pentru varianta neliniară au fost concepute atât regulatoare continue cât și numerice, comportarea sistemului cu aceste blocuri fiind ilustrată prin simulările prezentate. Stabilizarea acestor sisteme, așa cum se arată în lucrare, nu necesită blocuri de reglare sofisticate, lucru care scoate în evidență posibilitatea practică de a realiza astfel de echipamente.

Sistemul de reglare lagăr magnetic prezentat în capitolul de față este un sistem neliniar în care un proces multivariabil neliniar este condus folosind un bloc de reglare neliniar. Complexitatea mare a sistemului și caracterul neliniarităților au permis doar o sinteză cvasiempirică a sistemului de reglare.

Metodologia de proiectare adoptată, prezentată în detaliu pe parcursul capitolului, a permis sinteza unui sistem cu o comportare corespunzătoare atât în regimuri permanente cât și în regimuri tranzitorii. Având în vedere că masa rotoarelor de echilibrat nu este precis determinată, principala cerință care se impune este robustețea comportării sistemului pentru o gamă de rotoare cu masa variind într-un domeniu prestabilit, ale căror valori nominale se adoptă corespunzător unui rotor cu masa de aproximativ 80% față de masa maximă admisă pe mașină. Adaptarea în cadrul unui domeniu, precum și trecerea de la un domeniu la altul, se realizează prin modificarea automată a forțelor de pretensionare.

Din punct de vedere al robusteții sistemului în raport cu valorile lui m , rezultatul obținut este favorabil. Concluzia este susținută și de caracteristicile dinamice din fig. 4.41. Acestea se referă la o mașină cu pretensionare nominală pentru 35kg, utilizată în gama $m \leq 42\text{kg}$ (vezi și fig. 4.27

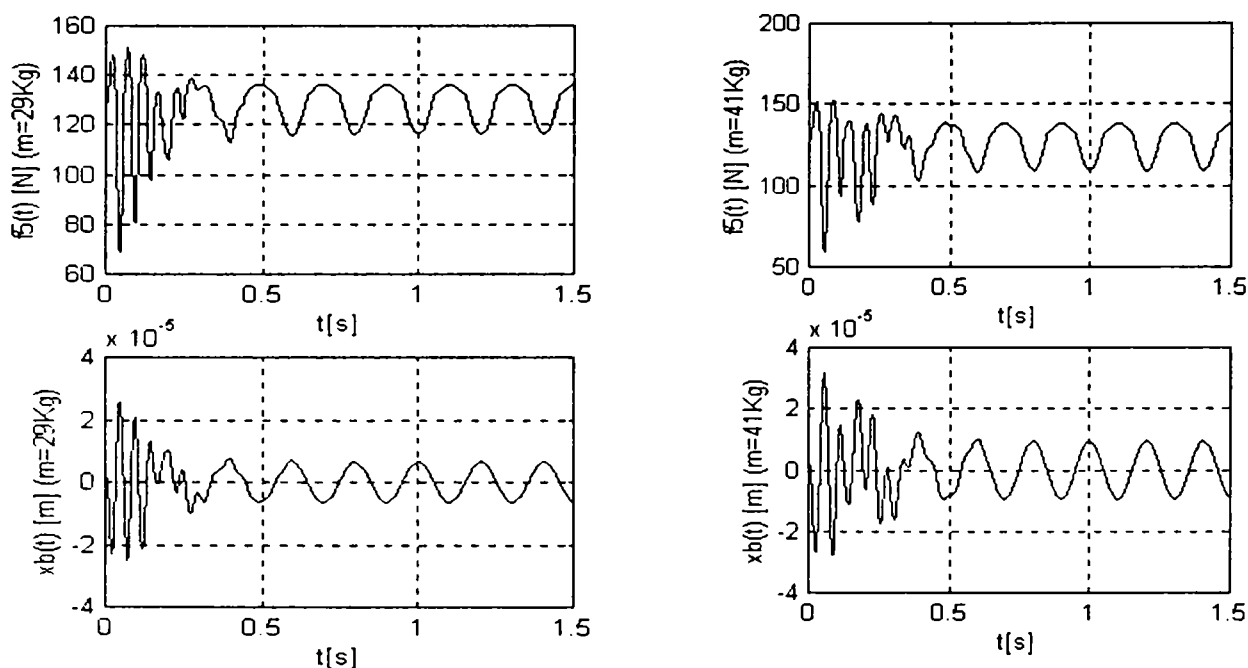


Fig. 4.41 Simulare funcționare cu diferite rotoare

și 4.29). Se observă că după stingerea regimurilor tranzitorii se ajunge în regimul permanent oscilant datorat dezechilibrului rotorului pentru care variațiile întrefierului permit determinarea dezechilibrului conform Cap. II. În fig 4.41 sunt prezentate forța f_5 și variația poziției pe direcția orizontală în timpul funcționării mașinii (în două situații) cu rotoare de mase diferite.

Comportarea mașinii este similară și în cazul utilizării reguletoarelor numerice. Acest lucru este demonstrat de rezultatele prezentate în § 4.6 și denotă posibilitatea realizării mașinii atât în varianta analogică, cât și numerică-din punct de vedere al sistemului de conducere.

Anexa 4.1 Relații de proiectare a electromagneților

Rescriind expresia forței rezultante (4.23) sub forma:

$$F = F_+ - F_- = \frac{A}{\mu_0} (B_+^2 - B_-^2) \Rightarrow \quad (\text{a4.1})$$

unde B_+ și B_- reprezintă inducțiile electromagnetice din cele două bobine (fig. 4.11), prin comparație cu (4.26) rezultă:

$$\Rightarrow \begin{cases} B_+^2 = \frac{\mu_0^2 \beta N^2}{4\epsilon^2} \left(\frac{I_0 + i_x}{s-x} \right)^2 \Rightarrow B_+ = \\ B_-^2 = \frac{\mu_0^2 \beta N^2}{4\epsilon^2} \left(\frac{I_0 - i_x}{s+x} \right)^2 \Rightarrow B_- = \end{cases} \quad (\text{a4.2})$$

Pe de altă parte:

$$\begin{aligned} \psi_+ &= B_+ \cdot A = \frac{\mu_0 N \sqrt{\beta} A}{2\epsilon} \left(\frac{I_0 + i_x}{s-x} \right); u_+ = \dot{\psi}_+ = K_\Delta \cdot K \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{I_0 + i_x}{s-x} \right) \\ \psi_- &= B_- \cdot A = \frac{\mu_0 N \sqrt{\beta} A}{2\epsilon} \left(\frac{I_0 - i_x}{s+x} \right); u_- = \dot{\psi}_- = K_\Delta \cdot K \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{I_0 - i_x}{s+x} \right) \end{aligned} \quad (\text{a4.3})$$

unde K_Δ , K sunt constante ale lagărului, iar $u = u_+ = -u_-$ tensiunea cu care chopperele alimentează bobinele.

Valorile maxime ale forțelor statice din lagăre se pot obține plecând de la relația (a4.1) considerând materialele feromagnetice având inducția magnetică $B_{max} = B_+ = B_- = 1,5T$:

$$\frac{F_{max}}{A} = \frac{B_{max}^2}{\mu_0} = 1,8 \cdot 10^6 \text{ N/m}^2 \quad (\text{a4.4})$$

Dar pe baza fig. 4.12 rezultă că ar fi realizabilă doar o forță de $\frac{A_R}{A}$ ori mai mică. Deci, prin construcție făcând A să se apropie de A_R obținem un lagăr mai performant.

Performanțele dinamice ale electromagneților rezultă matematic pe baza relațiilor (4.26) și (a4.3) sub forma:

$$\frac{\partial F}{\partial t} = \frac{2}{K_\Delta} \left[\left(\frac{I_0 + i_x}{s-x} \right) u_+ - \left(\frac{I_0 - i_x}{s+x} \right) u_- \right] \quad (\text{a4.5})$$

În punctul nominal de funcționare ($x=0$, $i_x=0$, $I_0=0,5 i_{max}$) vom avea:

$$\frac{\partial F}{\partial t} = \frac{i_{max} u}{s_0} \quad (u = u_+ = -u_-) \quad (\text{a4.6})$$

și știind că $P = u \cdot i_{max}$ rezultă:

$$\frac{\partial F}{\partial t} = \frac{P}{s_0} \quad (\text{a4.7})$$

Dacă în lagăr avem o perturbație armonică cu amplitudinea F_0 , adică $F=F_0\cos\omega t$ atunci forța maximă ce poate fi dezvoltată este:

$$F_{0max} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{P}{s_0} \quad (\text{a4.8})$$

și scade odată cu mărimea întrefierului nominal, deci trebuie mărită corespunzător puterea electromagnetului pentru a face față perturbației.

Anexa 4.2 Deducerea modelului matematic al sistemului închis

Relațiile (4.27''') împreună cu (4.34) conduc la expresiile:

$$\begin{aligned}
 F_1 &= K_x x_A + K_{CH} K_i \cdot u_1 = K_x x_A - K_{CH} K_i \cdot x_9 + K_{CH} K_i K_{xA} x_A^* - K_{CH} K_i K_{xA} x_A' \\
 F_3 &= -K_x x_A + K_{CH} K_i \cdot u_3 = -K_x x_A + K_{CH} K_i \cdot x_9 - K_{CH} K_i K_{xA} x_A^* + K_{CH} K_i K_{xA} x_A' \\
 F_5 &= K_x x_B + K_{CH} K_i \cdot u_5 = K_x x_B - K_{CH} K_i \cdot x_{10} + K_{CH} K_i K_{xB} x_B^* - K_{CH} K_i K_{xB} x_B' \\
 F_7 &= -K_x x_B + K_{CH} K_i \cdot u_7 = -K_x x_B + K_{CH} K_i \cdot x_{10} - K_{CH} K_i K_{xB} x_B^* + K_{CH} K_i K_{xB} x_B' \\
 F_2 &= K_x y_A + K_{CH} K_i \cdot u_2 = K_x y_A - K_{CH} K_i \cdot x_{11} + K_{CH} K_i K_{yA} y_A^* - K_{CH} K_i K_{yA} y_A' \\
 F_4 &= -K_x y_A + K_{CH} K_i \cdot u_4 = -K_x y_A + K_{CH} K_i \cdot x_{11} - K_{CH} K_i K_{yA} y_A^* + K_{CH} K_i K_{yA} y_A' \\
 F_6 &= K_x y_B + K_{CH} K_i \cdot u_6 = K_x y_B - K_{CH} K_i \cdot x_{12} + K_{CH} K_i K_{yB} y_B^* - K_{CH} K_i K_{yB} y_B' \\
 F_8 &= -K_x y_B + K_{CH} K_i \cdot u_8 = -K_x y_B + K_{CH} K_i \cdot x_{12} - K_{CH} K_i K_{yB} y_B^* + K_{CH} K_i K_{yB} y_B'
 \end{aligned} \tag{a.4.2.1}$$

Dacă se scriu matriceal se obține:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} F_1 \\ F_3 \\ F_5 \\ F_7 \\ F_2 \\ F_4 \\ F_6 \\ F_8 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} K_x & 0 & 0 & 0 \\ -K_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_x & 0 & 0 \\ 0 & -K_x & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & K_x & 0 \\ 0 & 0 & -K_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_x \\ 0 & 0 & 0 & -K_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ y_A \\ y_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i K_{xB} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & K_{CH} K_i K_{xB} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -K_{CH} K_i K_{yA} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & K_{CH} K_i K_{yA} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -K_{CH} K_i K_{yB} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & K_{CH} K_i K_{yB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A^* \\ x_B^* \\ y_A^* \\ y_B^* \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} -K_{CH} K_i & 0 & 0 & 0 \\ K_{CH} K_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i & 0 & 0 \\ 0 & K_{CH} K_i & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & -K_{CH} K_i & 0 \\ 0 & 0 & K_{CH} K_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_{CH} K_i \\ 0 & 0 & 0 & K_{CH} K_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_9 \\ x_{10} \\ y_{11} \\ y_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & 0 & 0 \\ -K_{CH} K_i K_{xA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{CH} K_i K_{xB} & 0 & 0 \\ 0 & -K_{CH} K_i K_{xB} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & K_{CH} K_i K_{yA} & 0 \\ 0 & 0 & -K_{CH} K_i K_{yA} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{CH} K_i K_{yB} \\ 0 & 0 & 0 & -K_{CH} K_i K_{yB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A^* \\ x_B^* \\ y_A^* \\ y_B^* \end{bmatrix} \tag{a4.2.2}
 \end{aligned}$$

Folosind celule, relațiile de mai sus se pot scrie mai concis:

$$\begin{bmatrix} F_{1,3,5,7} \\ F_{2,4,6,8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B} \\ y_{A,B} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_1' & 0 \\ 0 & D_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}' \\ y_{A,B}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1 & 0 \\ 0 & E_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{9,10} \\ y_{11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_x^* & 0 \\ 0 & D_y^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} \tag{a4.2.3}$$

Dar ținând seama de relațiile (4.34) avem:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{x}_9 \\ \dot{x}_{10} \\ \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{12} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\hat{c}xA}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{\hat{c}xB}} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & -\frac{1}{T_{\hat{c}yA}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{\hat{c}yB}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_9 \\ x_{10} \\ x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_{xA} \frac{T_{dxA}}{T_{\hat{c}xA}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{xB} \frac{T_{dxB}}{T_{\hat{c}xB}} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & K_{yA} \frac{T_{dyA}}{T_{\hat{c}yA}} \\ 0 & 0 & 0 & K_{yB} \frac{T_{dyB}}{T_{\hat{c}yB}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_A \\ \dot{x}_B \\ \dot{y}_A \\ \dot{y}_B \end{bmatrix} + \\
 + \begin{bmatrix} K_{xA} \frac{T_{dxA}}{T_{\hat{c}xA}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{xB} \frac{T_{dxB}}{T_{\hat{c}xB}} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & K_{yA} \frac{T_{dyA}}{T_{\hat{c}yA}} \\ 0 & 0 & 0 & K_{yB} \frac{T_{dyB}}{T_{\hat{c}yB}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ y_A \\ y_B \end{bmatrix} \quad (a4.2.4)
 \end{aligned}$$

sau scris mai concentrat:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{9,10} \\ \dot{x}_{11,12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{9,10} & 0 \\ 0 & A_{11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{9,10} \\ x_{11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{9,10} & 0 \\ 0 & B_{11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_{A,B} \\ \dot{y}_{A,B} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{9,10}^* & 0 \\ 0 & B_{11,12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} \quad (a4.2.5)$$

Ținând seama de ultimele relații din grupul (4.24) relația anterioară devine:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{x}_{9,10} \\ \dot{x}_{11,12} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{9,10} & 0 \\ 0 & A_{11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{9,10} \\ x_{11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{9,10} & 0 \\ 0 & B_{11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_x \\ C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7} + \begin{bmatrix} B_{9,10}^* & 0 \\ 0 & B_{11,12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} A_{9,10} & 0 \\ 0 & A_{11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{9,10} \\ x_{11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{9,10} & C_x \\ B_{11,12} & C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7} + \begin{bmatrix} B_{9,10}^* & 0 \\ 0 & B_{11,12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} \quad (a4.2.6)
 \end{aligned}$$

Acum relația (a4.2.3) devine:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} F_{1,3,5,7} \\ F_{2,4,6,8} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_x \\ C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7} + \begin{bmatrix} D_1^* & 0 \\ 0 & D_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_x \\ C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7} + \begin{bmatrix} E_1 & 0 \\ 0 & E_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{9,10} \\ x_{11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_x^* & 0 \\ 0 & D_y^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} D_1 C_x + D_1^* C_x \\ D_2 C_y + D_2^* C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7} + \begin{bmatrix} E_x^* \\ E_y^* \end{bmatrix} x_{9,10,11,12} + \begin{bmatrix} D_x^* & 0 \\ 0 & D_y^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1^* & 0 & E_1^* \\ D_2^* & 0 & E_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{9,10,11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_x^* & 0 \\ 0 & D_y^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} \quad (a4.2.7)
 \end{aligned}$$

Prima din relațiile (3.24) adăugând și variabilele de stare $x_{9,10,11,12}$ devine:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1,3,5,7} \\ \dot{x}_{2,4,6,8} \\ \dot{x}_{9,10,11,12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & A_{22} & 0 \\ A_{31} & 0 & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{9,10,11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{F21} & B_{F22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_{1,3,5,7} \\ \partial_{2,4,6,8} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{B}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \tilde{B}_{9,10} & \tilde{B}_{11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_{A,B} \\ \dot{y}_{A,B} \end{bmatrix} \quad (a4.2.8)$$

și închizând reacția cu ajutorul relației (a4.2.7) rezultă:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{x}_{1,3,5,7} \\ \dot{x}_{2,4,6,8} \\ \dot{x}_{9,10,11,12} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & A_{22} & 0 \\ A_{31} & 0 & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{9,10,11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{F21} & B_{F22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1^* & 0 & E_1^* \\ D_2^* & 0 & E_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{9,10,11,12} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{F21} & B_{F22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x^* & 0 \\ 0 & D_y^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{B}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \tilde{B}_{9,10} & \tilde{B}_{1,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} = \quad (a4.2.9) \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ B_{F21}D_1^* + B_{F22}D_2^* & A_{22} & B_{F21}E_1^* + B_{F22}E_2^* \\ A_{31} & 0 & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{9,10,11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{F21}D_x^* & B_{F22}D_y^* \\ B_{9,10} & B_{1,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{B}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u}
 \end{aligned}$$

Dacă rearanjăm ecuațiile ultimei relații sub forma:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{x}_{1,3,5,7} \\ \dot{x}_{9,10} \\ \dot{x}_{2,4,6,8} \\ \dot{x}_{1,11,12} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & I & 0 \\ B_{9,10}C_x' & A_{9,10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{22} & 0 \\ B_{1,11,12}C_y' & 0 & 0 & A_{1,11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{9,10} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{1,11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ B_{F21} & B_{F22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1^* \\ D_2^* \end{bmatrix} x_{1,3,5,7} + \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ B_{F21} & B_{F22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 & 0 \\ 0 & E_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{9,10} \\ x_{1,11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ B_{F21} & B_{F22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x^* & 0 \\ 0 & D_y^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tilde{B}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{9,10}^* & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & B_{1,11,12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 \begin{bmatrix} \dot{x}_{1,3,5,7} \\ \dot{x}_{9,10} \\ \dot{x}_{2,4,6,8} \\ \dot{x}_{1,11,12} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & I & 0 \\ B_{9,10}C_x' & A_{9,10} & 0 & 0 \\ B_{F21}D_1^* + B_{F22}D_2^* & B_{F21}E_1 & A_{22} & B_{F22}E_2 \\ B_{1,11,12}C_y' & 0 & 0 & A_{1,11,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,3,5,7} \\ x_{9,10} \\ x_{2,4,6,8} \\ x_{1,11,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{9,10}^* & 0 \\ B_{F21}D_x^* & B_{F22}D_y^* \\ 0 & B_{1,11,12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{A,B}^* \\ y_{A,B}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tilde{B}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u} \quad (a4.2.10)
 \end{aligned}$$

La ecuațiile (a4.2.10) se adaugă ecuațiile mărimilor de ieșire:

$$\begin{bmatrix} x_{A,B} \\ y_{A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_x \\ C_y \end{bmatrix} x_{1,3,5,7}$$

rezultând modelul sistemului.

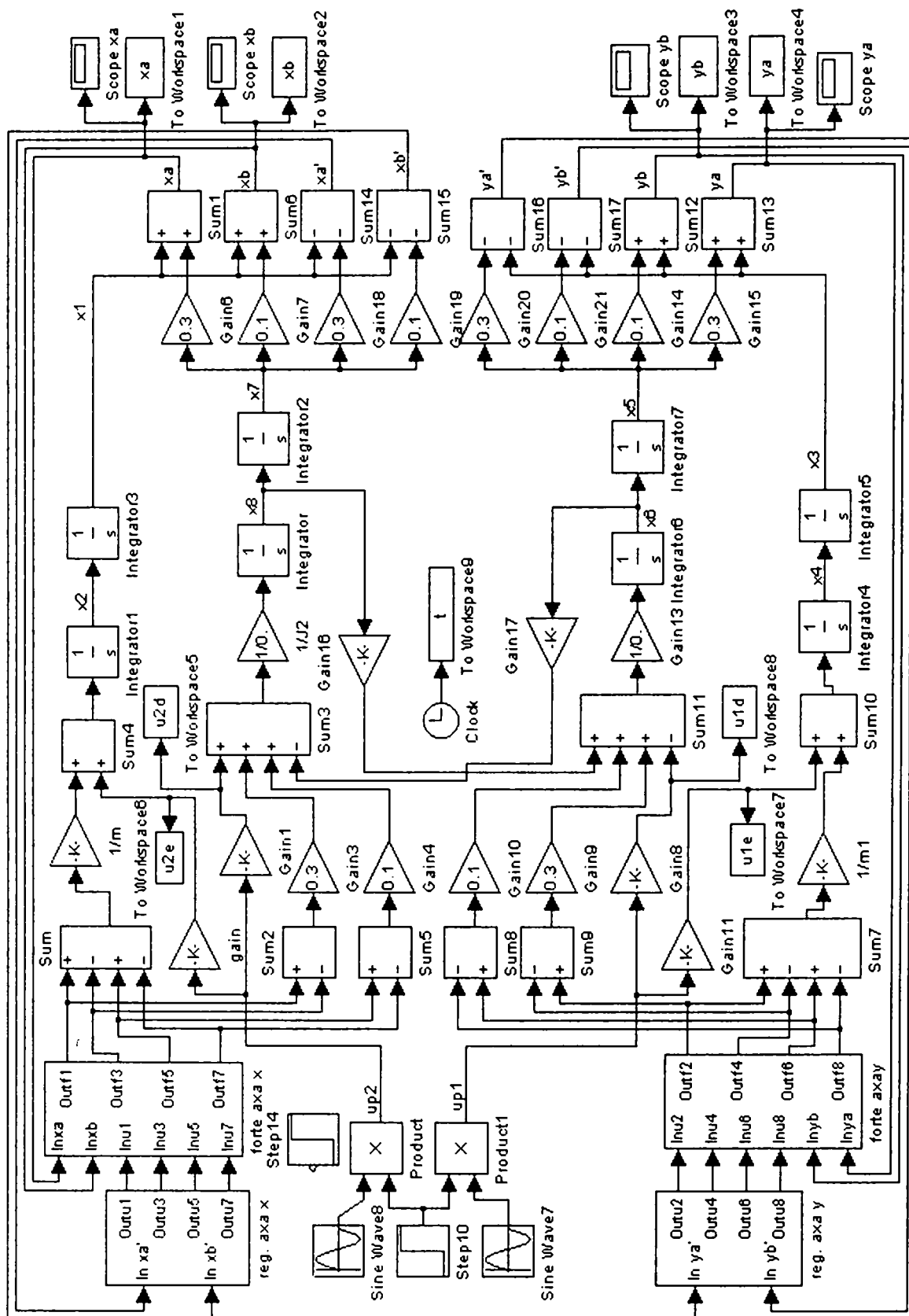


Fig. A4.3.1 Schema simulink a sistemului închis

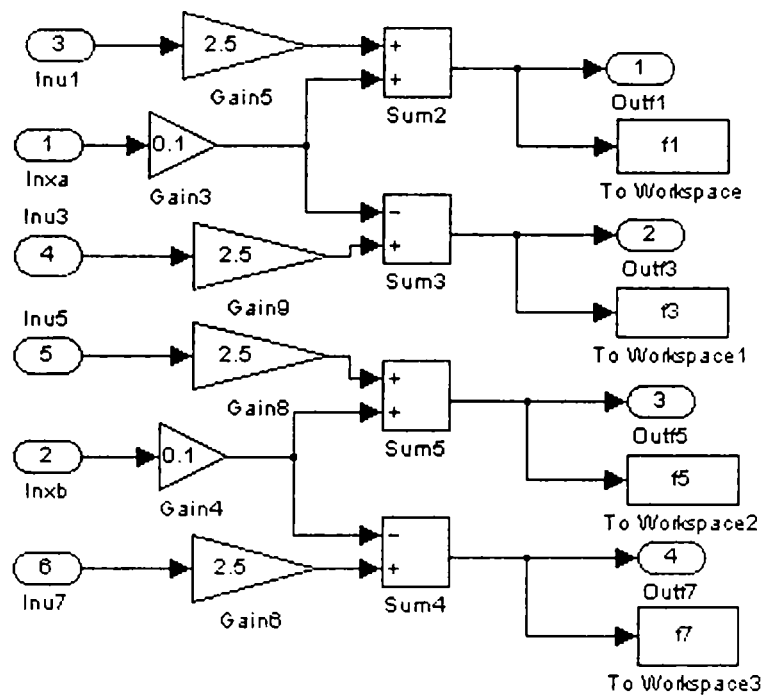


Fig A4.3.2 Modelul forțelor pe axa x

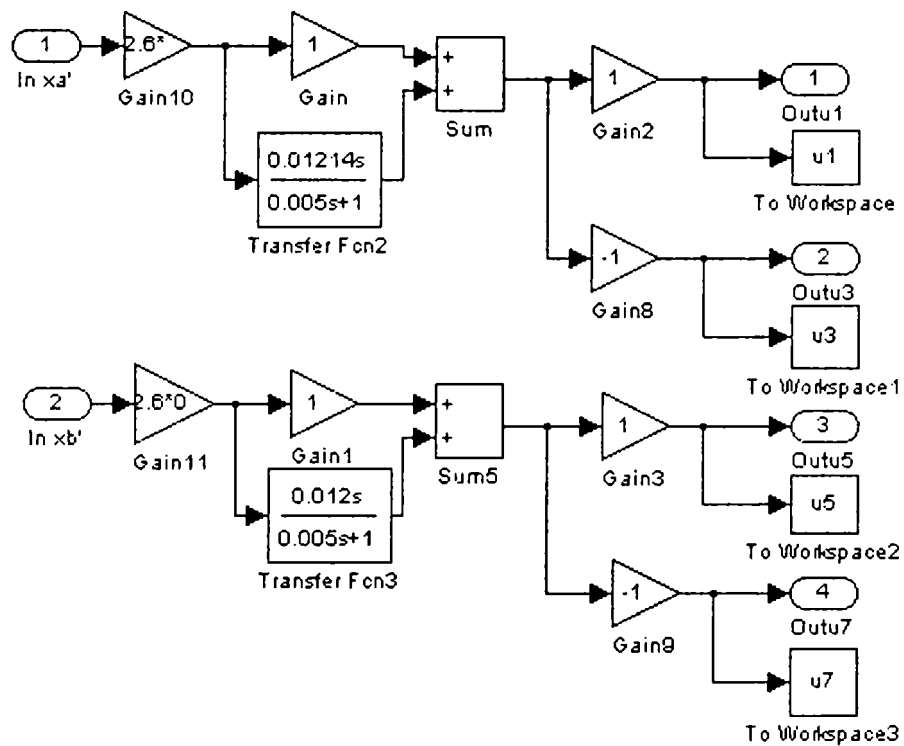


Fig A4.3.3 Modelul reguletoarelor pe axa x

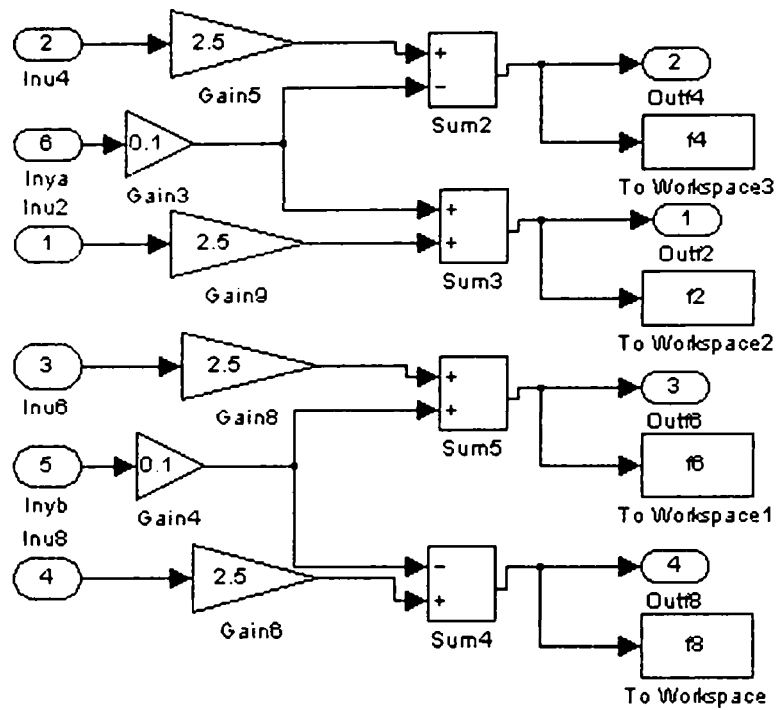


Fig A4.3.4 Modelul forțelor pe axa y

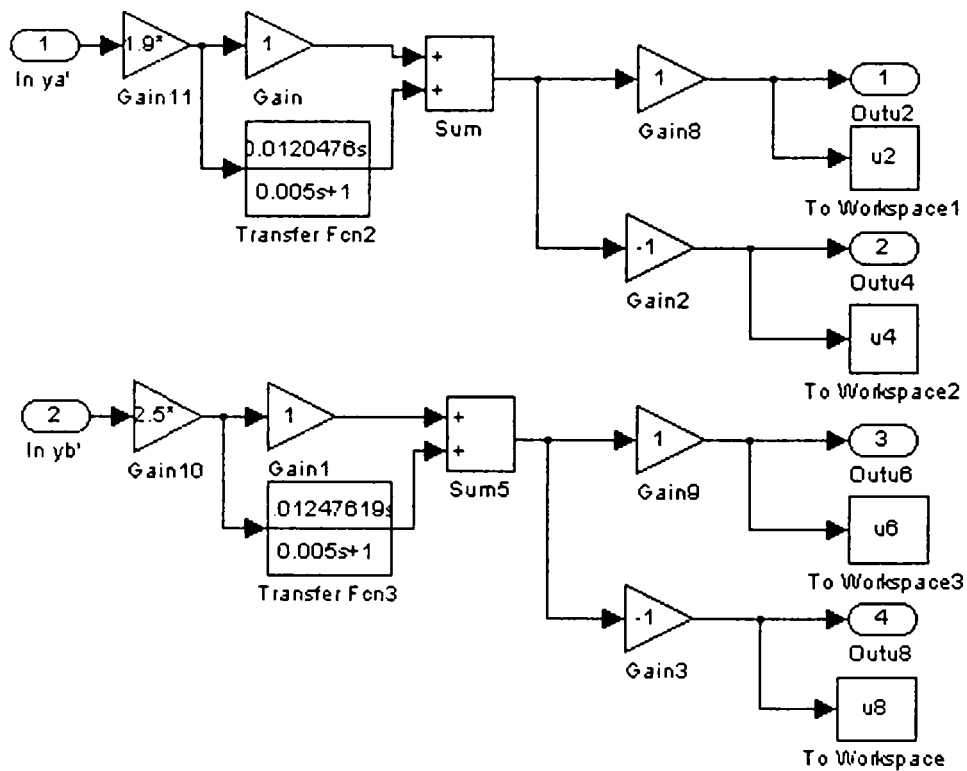


Fig A4.3.5 Modelul reguletoarelor pe axa y

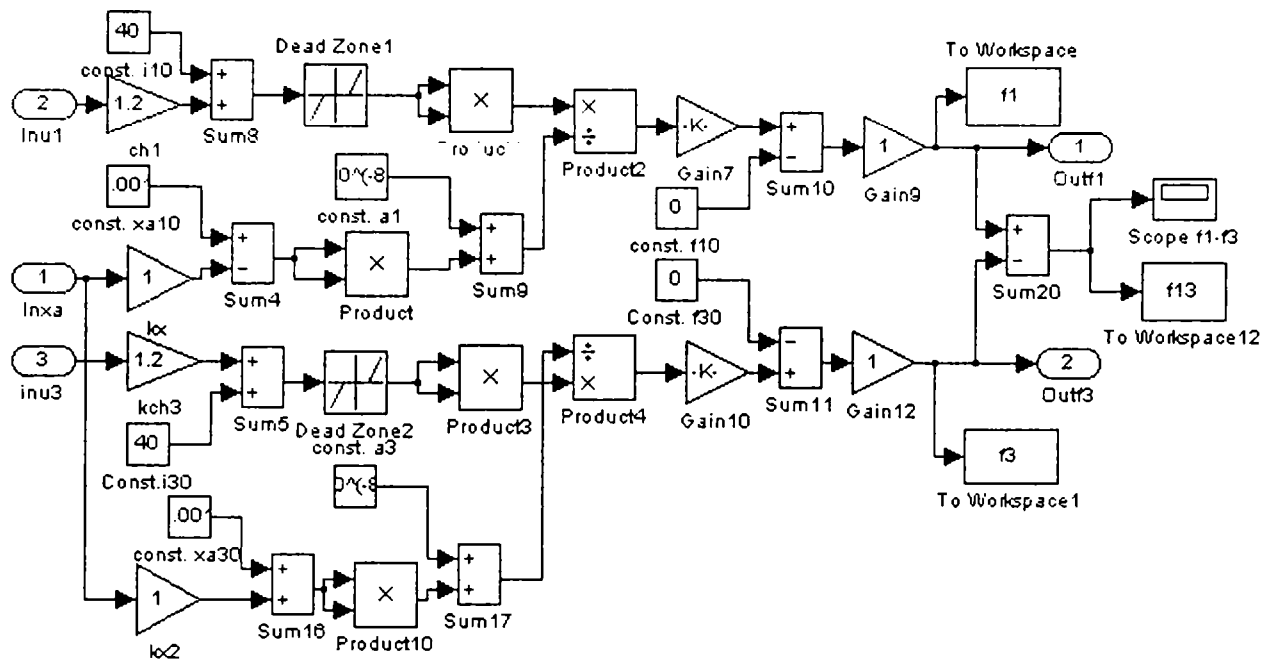


Fig A4.3.6 Modelul nelinier al forțelor pe axa x în lagărul A

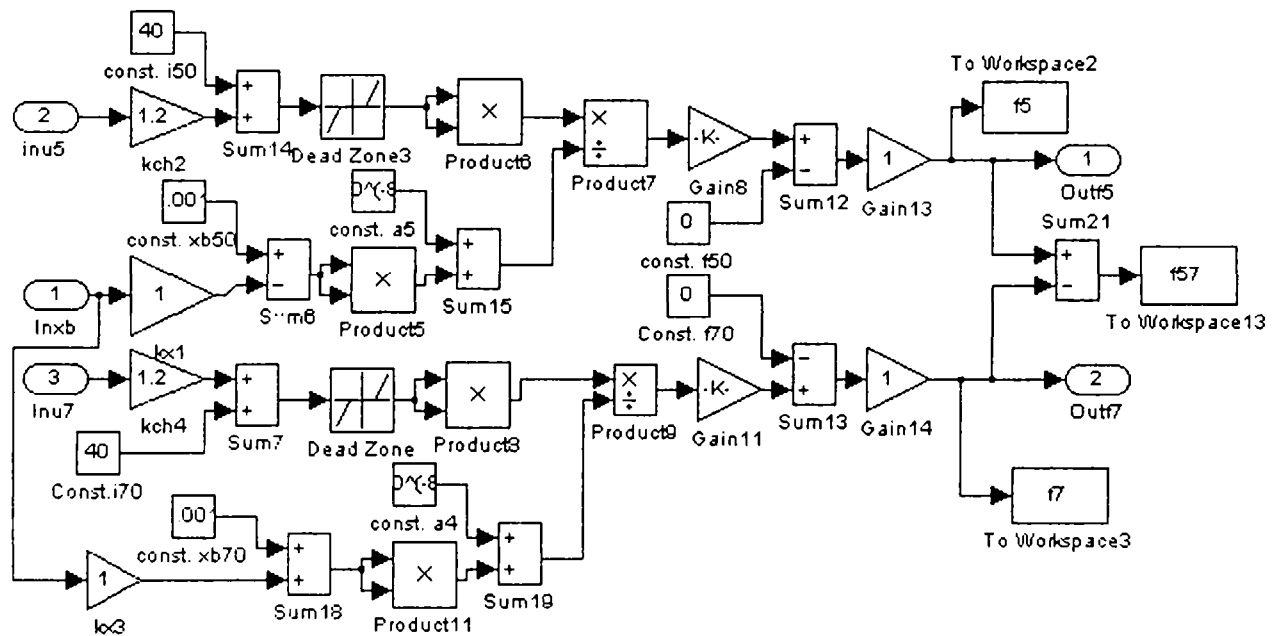


Fig A4.3.7 Modelul nelinier al forțelor pe axa x în lagărul B

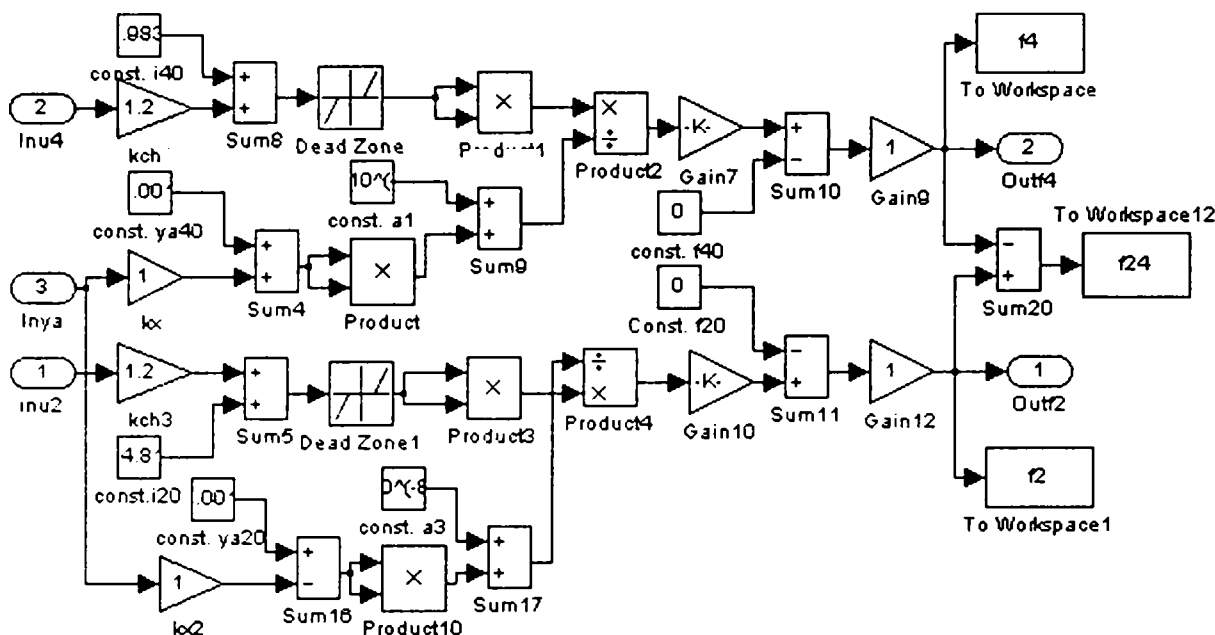


Fig A4.3.8 Modelul nelinier al forțelor pe axa y în lagărul A

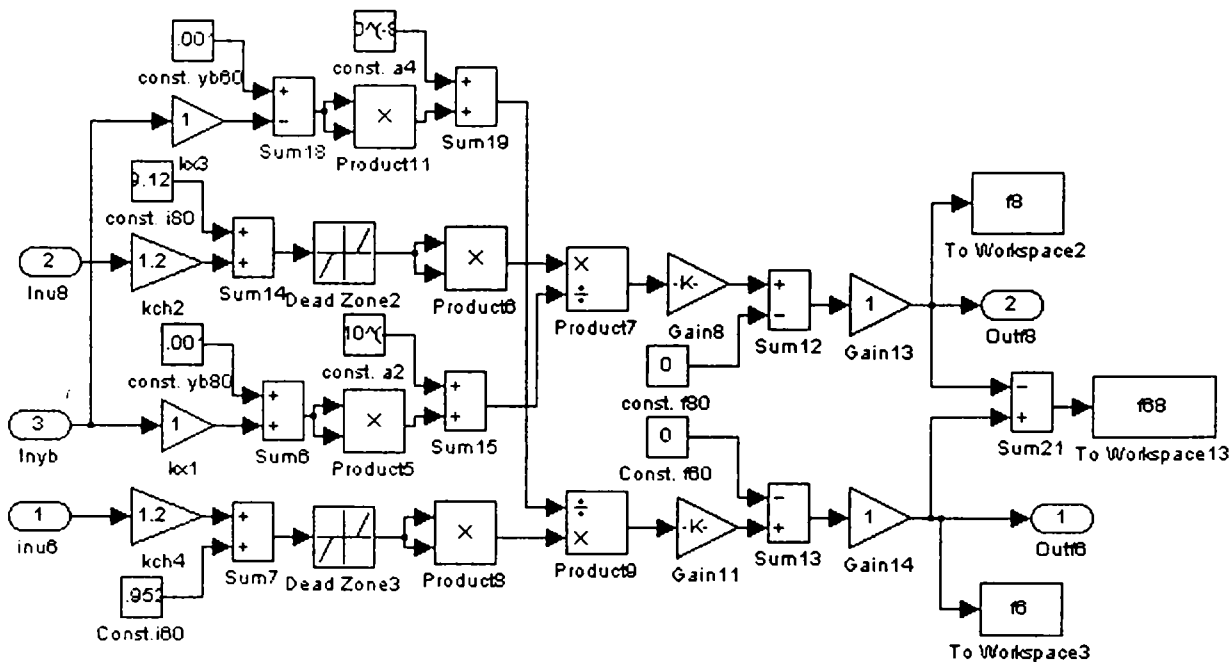


Fig A4.3.9 Modelul nelinier al forțelor pe axa x în lagărul B

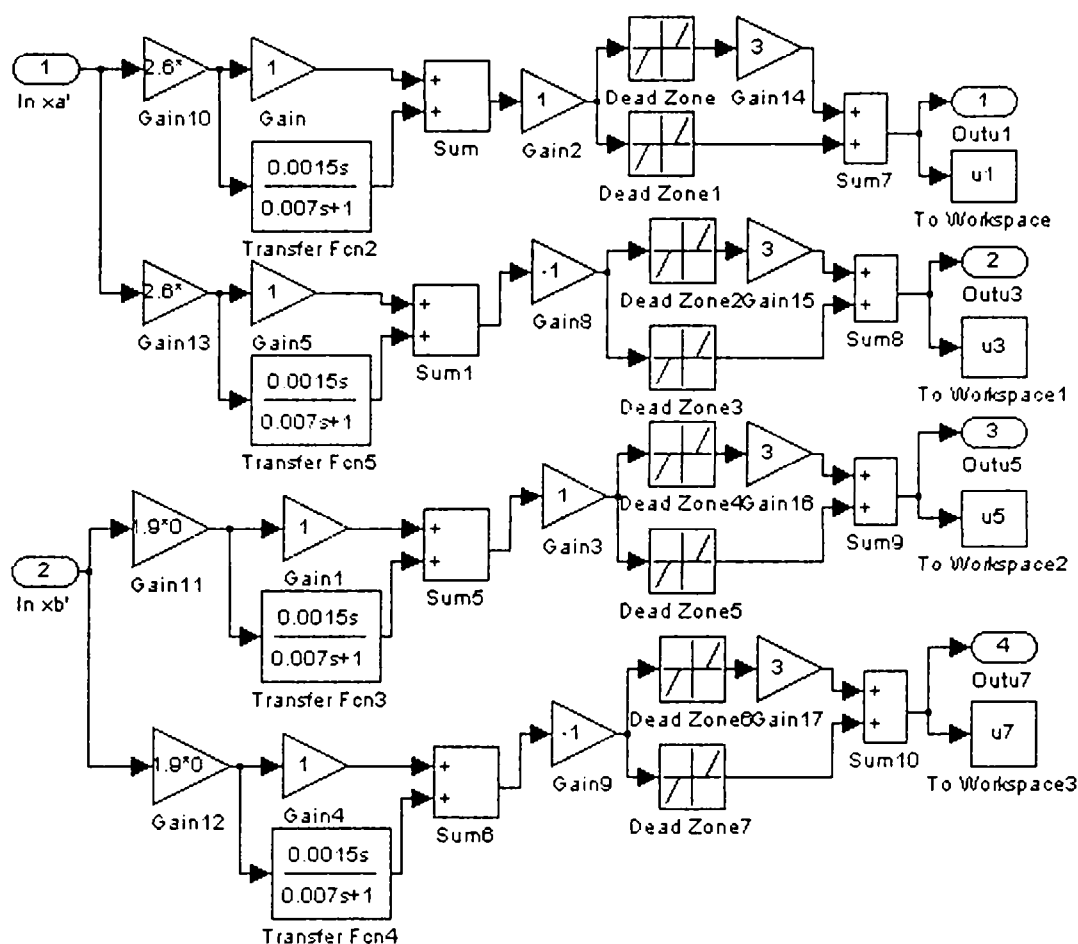


Fig A4.3.10 Modelul nelinier al reguletoarelor pe axa x

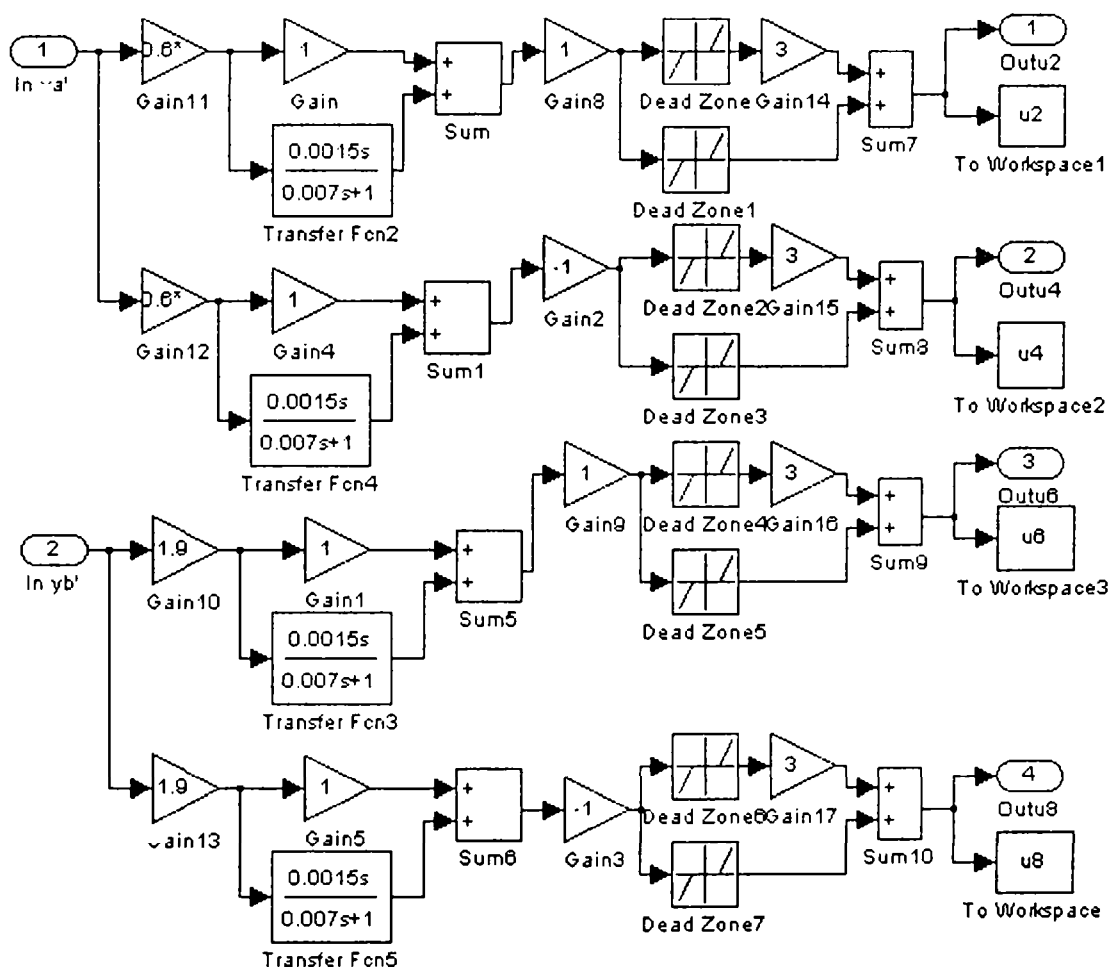


Fig A4.3.11 Modelul nelinier al reguletoarelor pe axa y

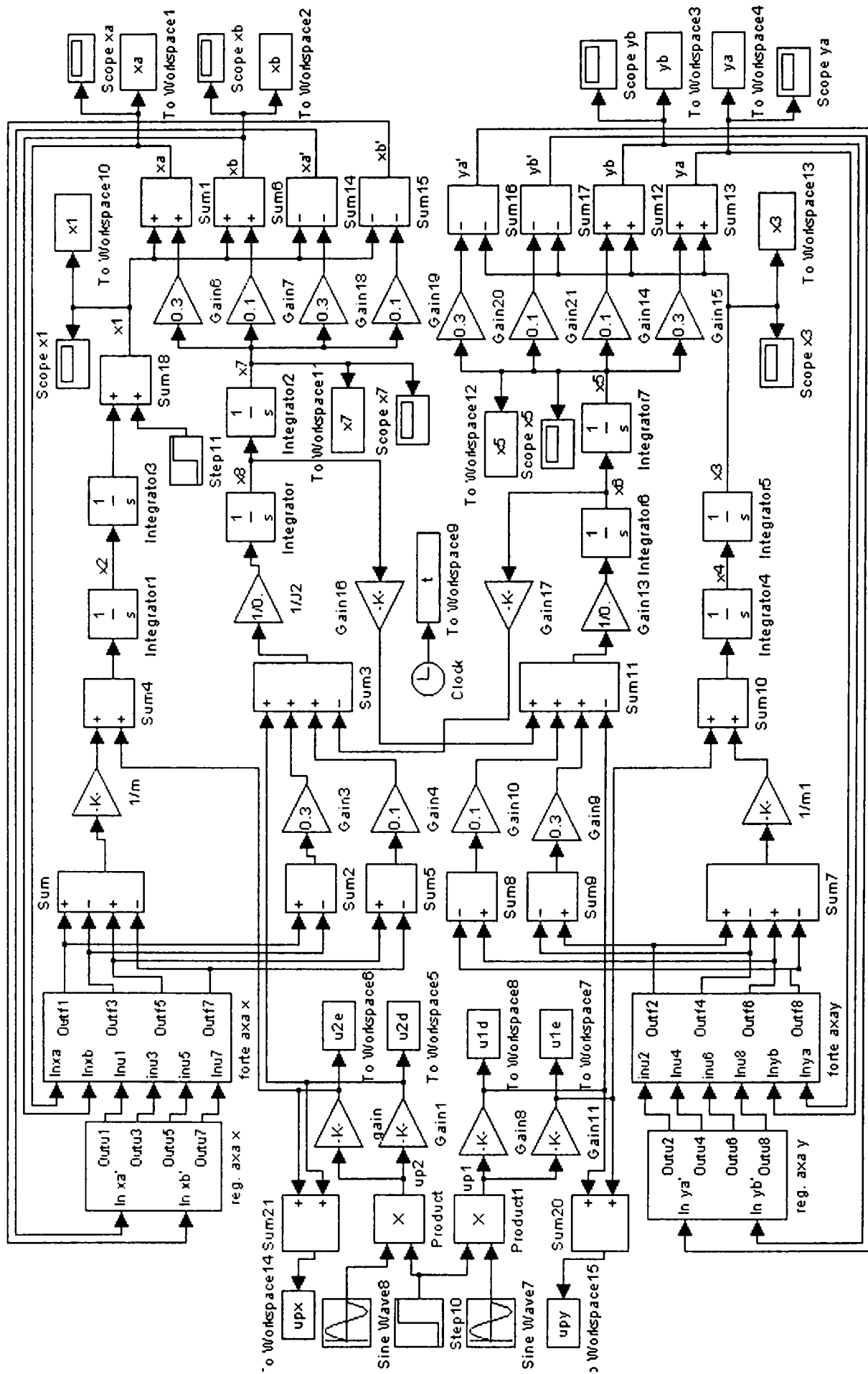


Fig A4.3.12 Modelul simulink al sistemului nelinier

Anexa 4.4 Date ale mașinii

$$K_x = K_y = 0,15 \cdot 10^6 \text{ N/m}$$

$$K_t = 5 \text{ N/m}$$

$$K_{CH} = 2.5 \text{ N/V}$$

$$J = 0.059 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$l = 0.2 \text{ m}$$

$$l_1 = 0.31 \text{ m}$$

$$l_2 = 0.11 \text{ m}$$

Turația de echilibrare are valoarea $\omega = 10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ turația până la $\omega = 50 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$

Parametrii reguletoarelor:

$$K_{xA} = 36 \cdot 10^3 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$$

$$K_{xB} = 174 \cdot 10^3 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$$

$$K_{yA} = 180 \cdot 10^3 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$$

$$K_{yB} = 163,2 \cdot 10^3 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$$

$$T_{dxA} = T_{dxB} = T_{dyB} = 1.5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$T_{dyA} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$T_{fxA} = 3,5 \text{ s}$$

$$T_{fxB} = 1,9 \text{ s}$$

$$T_{fyA} = T_{fyB} = 0$$

CAPITOLUL V

CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII

5.1. Concluzii generale

Domeniul sistemelor automate, datorită dezvoltării tehnologice la care asistăm și contribuim deopotrivă, devine tot mai implicat în toate problemele unde exigențele privind performanța și calitatea sunt în continuă creștere. O astfel de problemă este și cea a echilibrării corpurilor aflate în mișcare de rotație și de aceea abordarea din lucrarea de față, intitulată *Contribuții la modelarea și sinteza sistemelor de conducere a mașinilor de echilibrat cu lagăre magnetice și antrenare cu motoare cu reluctanță comutată*, are ca punct de plecare domeniul automatizării.

Obiectivul lucrării este acela de a pune bazele realizării unor echipamente de echilibrat rotoare, la care semnalele să nu fie afectate de zgomotele rulmenților, iar turația de lucru să fie aleasă după necesități și nu impusă de principiile de funcționare ale mașinilor de echilibrare (cu lagăre “rigide” sau cu lagăre “moi”).

Strategia urmată a avut în vedere faptul că problema este interdisciplinară, situată la granița dintre domeniile automatizării, calculatoare, mecanică, electrotehnică și mașini electrice. Astfel s-au analizat succesiv fenomenul de dezechilibru, metodele de determinare a acestuia și principiile de funcționare ale echipamentelor utilizate, pentru ca apoi să se treacă la conceperea unei noi structuri de mașină, în principal la sintetizarea sistemelor de conducere ale părților componente ale acesteia.

Rezultatele obținute prin simulare, comparate cu cele înregistrate pe o mașină clasică (fig. 2.7) cu lagăre rigide și senzori piezoelectrice, atestă pe de o parte corectitudinea soluțiilor adoptate, iar pe de altă parte realizabilitatea fizică.

Concluziile de detaliu, asociate diferitelor părți ale lucrării, au fost prezentate la sfârșitul capitolelor precedente.

5.2. Contribuții

Sunt relevante mai multe grupuri de contribuții care pot fi grupate în următoarele categorii:

- Contribuții referitoare la abordarea problemelor și analizarea lor

- Contribuții privind modelarea matematică a proceselor și sistemelor specifice mașinilor de echilibrat
- Contribuții privind sinteza unor sisteme de conducerea mașinilor de echilibrat
- Contribuții referitoare la posibilitățile de realizare și implementare a sistemelor de senzori și de conducere
- Contribuții referitoare la implementarea unor metode de determinare a dezechilibrului.

Contribuții referitoare la abordarea problemelor și analizarea lor

Din această categorie fac parte ideile fundamentale care au stat la baza tezei și în jurul cărora s-a realizat întreaga lucrare. Astfel, aici se încadrează:

Utilizarea lagărului magnetic cu dublă funcție și anume pentru înlăturarea rulmenților clasici, principalii generatori de zgomote în semnalul senzorilor mașinii de echilibrat, respectiv ca senzor pentru măsurarea dezechilibrului.

După cum se poate observa în fig. 2.18, semnalul forțelor înregistrat pe mașina clasică de echilibrat cu senzori piezoelectrice este distorsionat (ondulat) datorită bilelor rulmenților din lagăre. Semnalul obținut prin simulare, în cazul utilizării lagărelor magnetice, prezentat în fig. 4.32, după terminarea regimului tranzitoriu este practic sinusoidal (ușor distorsionat pe axa verticală și nedistorsionat pe axa orizontală)

Forma sinusoidală a deplasării pe axa orizontală a centrului arborelui se datorează acțiunii dezechilibrului (fig. 4.25). Amplitudinea acestei deplasări poate fi modificată în două moduri, fie prin creșterea turației (vezi Tabelul 4.1), fie prin slăbirea câmpului electromagnetic, dacă se dorește aducerea ei într-o anumită gamă valorică. Această comportare corespunde utilizării lagărului ca senzor acordabil.

Construcția unei mașini de echilibrat rotoare la diverse turații constituie o răsturnare a concepției clasice privind funcționarea mașinilor numai în jurul unei anumite turații (situată sub sau peste turația critică (§ 2.2.1)).

În plus, acest lucru permite automatizarea operației de echilibrare, așa cum se va prezenta în cadrul acestui capitol la punctul referitor la direcții viitoare de cercetare.

Conceperea sistemului de antrenare a rotorului cu motor cu reluctanță comutată este justificată datorită compatibilității depline între un astfel de sistem de antrenare și sistemul de levitație cu lagăre magnetice.

Astfel, datorită levitării, se poate considera că motorul antrenează o sarcină ce opune moment rezistent constant și de valoare mică (întregul sistem se găsește în stare levitată). Pe de altă parte nu este necesară o turație precisă de lansare (ci doar ca ea să fie constantă pe durata măsurătorilor), sistemul de determinare a dezechilibrelor nefiind influențat practic de turația de lucru la care se fac măsurătorile. În fine, MRC permite frânarea eficientă a rotorului levitat după efectuarea măsurătorilor. Prețul de cost redus, precum și utilizarea unei interfețe de măsură-comandă propusă de autor, duc de asemenea la creșterea gradului de atractivitate a acestei soluții.

Contribuții privind modelarea matematică a proceselor și sistemelor specifice mașinilor de echilibrat

Pe parcursul întregii teze, aspectele fenomenologice au fost modelate cu ajutorul unui aparat matematic de nivel relativ înalt, căutând să se surprindă în cvasitotalitate situația reală.

Modelarea matematică a mișcării sistemului suport al lagărelor, prezentate în § 2.2.2, permite încadrarea mașinilor clasice de echilibrare în oricare din categoriile “cu lagăre rigide” sau “cu lagăre elastice”.

Modelul matematic al ansamblului motor-arbore-rotor, dedus în § 2.2.3, surprinde prin relații ((2.26) și (2.27)) fenomenele care au loc în timpul acțiunii motorului pentru aducerea la turația de lansare a rotorului.

Modelele matematice pentru arborii flexibili prezentate în § 2.5 pentru determinarea turațiilor critice, surprind complexitatea comportamentului acestora la diferite turații.

Această prezentare a problemelor specifice arborilor flexibili, împreună cu alte aspecte abordate în celelalte paragrafele, deschid direcții de cercetare privind utilizarea lagărelor magnetice pentru compensarea vibrațiilor în cazul unor echipamente având în componență astfel de sisteme (arbori flexibili sprijiniți în lagăre magnetice).

Modelele matematice ale inductanței MRC dezvoltate în capitolul III surprind fenomenul de saturație din statorul mașinii.

În ultimul timp, după cum rezultă din literatura de specialitate [BOL 97], preocupările cercetătorilor din domeniul mașinilor cu reluctanță sunt legate de utilizarea mașinii într-un regim saturat. Prin urmare, pentru studiul comportării mașinii în acest regim, sunt necesare modele matematice care să surprindă fenomenul de saturație din stator. Modelele care surprind fenomenul de saturare, de tipul celui realizat de autorul tezei, constituie o preocupare de ultimă oră a cercetătorilor din domeniu, deoarece permit atât studiul servosistemelor cu astfel de motoare, cât și îmbunătățirea încă din faza de proiectare a parametrilor mașinii.

Aspectele privind importanța unghiurilor de energizare/dezenergizare sunt de asemenea prezentate și probate prin rezultatele obținute; mai mult, se propune o **relație analitică** pentru determinarea unghiului de dezenergizare, relație care permite o implementare ușoară.

Pentru evidentierea performanțelor acționării cu MRC s-au conceput și prezentat sintetic trei grupuri de "scenarii" care să permită verificarea, prin simulare, a comportării MRC atât ca sistem de acționare independent cât și în cadrul mașinii de echilibrat. Rezultatele acestor simulări, detaliate în anexele capitolului, sunt favorabile.

Elaborarea unui model matematic al mișcării arborelui unei structuri cu lagăre magnetice și cu rotor sprijinit în consolă.

Opțiunea pentru o astfel de structură constructivă s-a făcut din considerente de manevrabilitate, compatibilă cu lagărele magnetice. Caracterul asimetric al structurii a ridicat dificultăți de studiu teoretic rezolvate de o manieră adecvată printr-o modelare matematică riguroasă și întreprinderea unui studiu prin simulare. După cunoștințele autorului studiul sistematic al unei astfel de structuri nu se regăsește în literatura de specialitate.

Modelele matematice pentru sistemele de reglare dezvoltate atât pentru conducerea motorului cu reluctanță comutată (§ 3.4), cât și pentru controlul lagărelor magnetice (§ 4.5) au permis acordarea acestora și studiul comportării în ansamblu a mașinii de echilibrat dotată cu aceste sisteme.

Sistemul de reglare automată a turației MRC, este un sistem cu structură variabilă, sintetizat cu elemente bipoziționale și elemente lineare și implementează o variantă de conducere modal-alunecătoare. Surprinderea comutării alimentării fazelor, precum și a fenomenului de stingere forțată a curentului prin inversarea alimentării, constituie particularități proprii modelului. Eficiența acestui sistem este dovedită prin rezultatele obținute în urma simulărilor.

Sistemul de reglare lagăr magnetic prezentat în lucrarea de față este un sistem neliniar în care un proces multivariabil neliniar este condus folosind un bloc de reglare neliniar. Metodologia de proiectare adoptată, prezentată în detaliu pe parcursul capitolului IV, a permis sinteza unui sistem cu o comportare bună atât în regimuri permanente cât și în regimuri tranzitorii. În acest context simularea cu ajutorul modelelor a avut un rol de primă importanță în punerea la punct a sistemelor de reglare.

Având în vedere că masa rotoarelor de echilibrat nu este precis determinată, principala cerință care se impune este robustețea comportării sistemului față de o gamă de rotoare cu masa variind într-un domeniu prestabilit. Ca valoare nominală se adoptă masa corespunzător unui rotor cu greutate de aproximativ 80% față de încărcarea maximă admisă pe mașină. Adaptarea reglajului la valoarea concretă a masei se realizează automat, prin modificarea forțelor de pretensionare.

Contribuții privind sinteza unor sisteme de conducere a mașinilor de echilibrat

Sinteza blocurilor de reglare (la lagăre, dar și la MRC), datorită neliniarităților, a complexității mari a sistemului mașinii de echilibrat în ansamblu, dar și din considerente pragmatice privind posibilitatea realizării (implementării) a fost realizată cvasiempiric. Lucrarea conține o prezentare coerentă a tuturor etapelor de proiectare. Dincolo de sinteza structurii sistemelor de conducere și acordarea parametrilor blocurilor de reglare, autorul consideră importante încă doua aspecte:

Modul de implementare a unghiurilor de comandă, precum și unghiul de rotație a rotorului motorului cu reluctanță comutată sunt realizări proprii ale autorului tezei.

Blocurile de pretensionare automată și ideea autocentrării arborelui în lagărele magnetice, condiție esențială pentru a putea efectua corect măsurătorile necesare determinării dezechilibrului, sunt contribuții care au permis utilizarea lagărului în scopurile propuse.

Contribuții referitoare la posibilitățile de realizare și implementare a sistemelor de senzori și de conducere

În teză sunt prezentate un senzor de poziție și o interfață de măsură și comandă (cap. III) necesare implementării sistemului de conducere a MRC pentru a putea fi aduse de la starea de proiect la starea de produs se impune utilizarea unui hardware dedicat.

Sistemul de dezvoltare cu microcontroler-ul 80C552 (fig. 5.1), realizat de autor pentru punerea în aplicare a ideilor prezentate în lucrarea de față, este un instrument necesar pentru dezvoltarea în practică a sistemului de conducere a MRC-ului mașinii de echilibrat. Prevăzut cu un afișaj cu cristale lichide, 24 caractere×2 rânduri, tastatură cu 16 taste, 16 intrări numerice, 8 ieșiri numerice, 2 canale de conversie numeric-analogice pe 12 biți, 8 intrări analogice (10biți), 32Ko EPROM și 64Ko RAM și cu o bibliotecă de funcții C pentru accesarea directă a resurselor este util și altor aplicații. Pe lângă conducerea motorului, acest bloc poate prelua și sarcinile de determinare a dezechilibrului, deoarece în această perioadă arborele cu rotor se află în regim lansat.

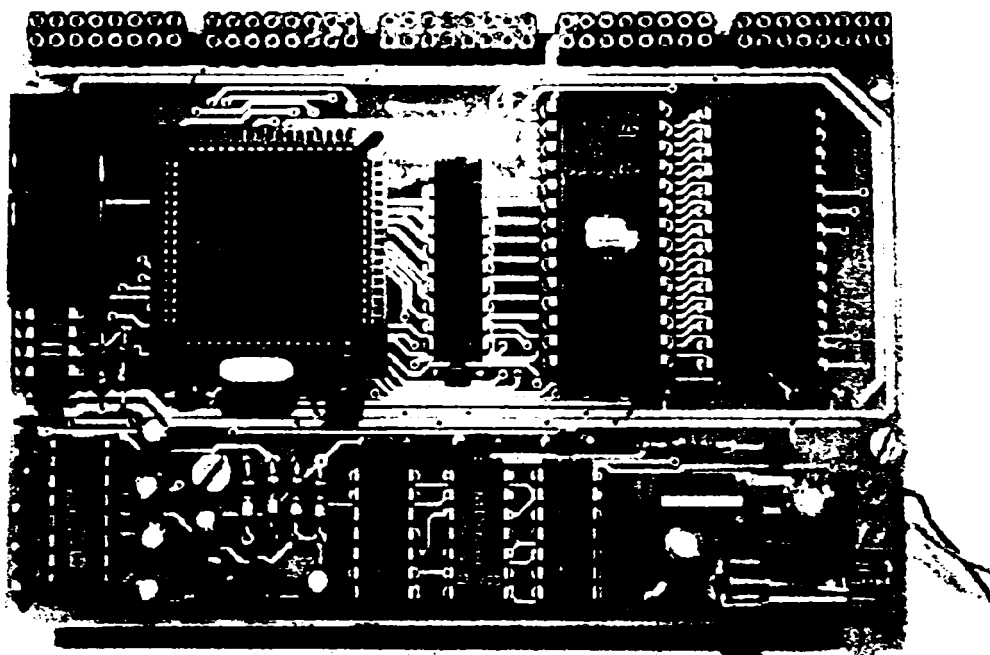


Fig. 5.1 Sistem de dezvoltare cu microcontroler 80C552

Pentru implementarea sistemelor de conducere a lagărelor magnetice, în urma simulărilor prezentate în cap. IV, a rezultat că sunt necesare resurse mai puternice (din categoria DSP).

Timpul de eșantionare maxim, la care sistemul digital se comportă similar celui continuu, fiind mai mic de o milisecundă.

Contribuții la implementarea unor metode de determinare a dezechilibrului

O parte din metodele de determinare a dezechilibrului prezentate în cap. II au fost implementate în programe și testate, fie pe calculator fie pe mașina din fig. 2.7.

Programul din anexa 2.1 destinat determinării operatorilor vectoriali în cazul echilibrării în două plane, scris în limbaj C, a fost testat doar pe calculator.

Programul din anexa 2.2 destinat determinării dezechilibrului prin demodulare sincronă, scris tot în limbaj C a fost implementat pe o mașină cu lagăre rigide și se comportă corespunzător.

5.3 Direcții de continuare a cercetării

În paralel cu studiul întreprins în teză au fost identificate următoarele direcții de continuare a cercetării, direcții ce se recomandă pentru dezvoltări viitoare:

- Utilizarea lagărelor magnetice la echipamentele cu arbori flexibili pentru a compensa dinamic efectele dezechilibrului
- Automatizarea operației de adăugare/detașare de masă pentru compensarea dezechilibrului prin utilizarea plasmăi.

Ideea este următoarea: prin controlul jetului de plasmă se poate stabili cantitatea de masă eliminată și pe măsură ce rotorul a fost echilibrat la o turație se poate trece la o alta superioară, procesul decurgând continuu până la turația dorită.

- Realizarea unui sistem cu DSP, dedicat reglării numerice a lagărelor magnetice
- Perfecționarea modelului cu saturare pentru MRC și stabilirea unei metodologii pentru adaptarea experimentală, în timp real, a acestuia la un anumit tip existent de mașină.
- Implementarea sistemului de conducere a MRC pe un modul dedicat, cu microcontroler
- Dezvoltarea de noi metode pentru extragerea dezechilibrului din semnalul de la senzori, bazate pe analiza spectrală sau pe alte tehnici de prelucrare a semnalelor.

Anexa Programul pentru mașina de echilibrat

```

#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <hc11.h> /* _IO_BASE=0x1000 */
/*
    status=0:start accelerare si trecere spre status=1
    status=1:asteptare atingere "tursfiman" si trecere spre status=2
    status=2:asteptare instalare decelerare si trecere spre status=3
    status=3:verificare turcrt>tursfidomac si trecere spre status=4 sau status=0
    status=4:asteptare inceput tura si trecere spre status=5
    status=5:achizitie si trecere spre status=6
    status=6:afisare turatie de achizitie si si trecere spre status=7
    status=7:calcul si trecere spre status=10 sau status=8 sau status=0
    status=8:asteptare turcrt<turincpoz si trecere spre status=8
    status=9:pozitionare si trecere spre status=9
    status=10:asteptare turcrt<tursfiman si trecere spre status=0
*/

/*
simboli{ */
#define N (unsigned char)128
#define Nsupra4 (unsigned char)(N/4)
#define Nsupra2 (unsigned char)(N/2)
#define k (unsigned char)2
#define K (unsigned short)(k*N)
#define Kminus2 (unsigned char)(K-2)
#define Nminus1 (unsigned char)(N-1)
#define Nminus2 (unsigned char)(N-2)
#define Nminus3 (unsigned char)(N-3)
#define CONSTMASTUR (unsigned char)14
#define CTAFIS (unsigned short)200
#define REZGROSAFISMASA (unsigned char)5
#define tursfiman (unsigned char)175 /* [rot/min] */
#define turincdomac (unsigned char)200 /* [rot/min] */
#define tursfidomac (unsigned char)180 /* [rot/min] */
#define turincpoz (unsigned char)50 /* [rot/min] */
#define turdeclnoucic (unsigned char)80 /* [rot/min] */
#define tursfimonpoz (unsigned char)30 /* [rot/min] */
#define PI (float)180. /* [grade] */
#define DOIPI (float)360. /* [grade] */
#define DOIPRAD (float)6.2831854 /* [rad] */
#define AUXAFIS *(unsigned char *)0x0104 /* continutul portului auxiliar */
#define CMDAFIS *(unsigned char *)0x0106 /* continutul portului comenzii de afisare */
#define CARAFIS *(unsigned char *)0x0106 /* continutul portului caracterului ce se va afisa */
#define BUZZER *(unsigned char *)0x0102 /* continutul portului piuitorului */
#define PRAGSTINGECR (unsigned short)1000
#define CONTIMP2MHz *(unsigned short *)0x100e /* continutul num. de imp. de 2 MHz */
#define INIT_SP 0x3000
#define RATA 0x30
#define PRTR 0x00
#define POLL 0x0C
#define MASCA_A 0x04
#define MASCA_B 0x02
#define PER1 (unsigned short) 6
#define NUMIMP1 (unsigned short) 100
#define DURLINI (unsigned short) 4500
#define PER2 (unsigned short) 6
#define NUMIMP2 (unsigned short) 100

```

```

#define DURLIN2 (unsigned short) 0
#define PER3 (unsigned short) 6
#define NUMIMP3 (unsigned short) 2000
#define DURLIN3 (unsigned short) 0 /*
#define PER4 (unsigned short) 6
#define NUMIMP4 (unsigned short) 1000
#define DURLIN4 (unsigned short) 2000 /*
#define PER5 (unsigned short) 6
#define NUMIMP5 (unsigned short) 1000
#define DURLIN5 (unsigned short) 0 /*
}
*/
#define eeprom *(unsigned char*)0x103b
#define adr_D1 *(unsigned char*)0xb600
#define adr_D2 *(unsigned char*)0xb601
#define adr_d1 *(unsigned char*)0xb602
#define adr_d2 *(unsigned char*)0xb603
#define adr_m1 *(unsigned char*)0xb604
#define adr_m2 *(unsigned char*)0xb605
#define adr_esp *(unsigned char*)0xb606

```

```

typedef struct{
    unsigned char forta1;
    unsigned char forta2;
}PERECHE_DE_FORTE;

```

```

typedef struct{
    unsigned char h;
    unsigned char l;
}P_HEXASCII;

```

```

typedef struct{
    unsigned char hh;
    unsigned char h;
    unsigned char l;
    unsigned char ll;
}Q_HEXASCII;

```

```
volatile unsigned char rezafismasa;
```

```
volatile float c11, c12, c21, c22;
```

```
volatile float auxinit;
volatile float mcall;
volatile float mca12;
```

```
char wait[16];
char dai[16];
char laso[16];
char calibrare[16];
```

```
volatile unsigned char flagus;
volatile unsigned char flagus1;
volatile unsigned char testare;
volatile unsigned char valoare1;
volatile unsigned char valoare2;
volatile unsigned char old_test;
```

```
volatile unsigned char sens;
```

```

volatile unsigned short turcrt;
volatile unsigned short turindec;

volatile unsigned short nrimpsfiman;
volatile unsigned short nrimpindec;
volatile unsigned short nrimpincomac;
volatile unsigned short nrimpsfidomac;
volatile unsigned short nrimpincomas;
volatile unsigned short nrimpsfimas;
volatile unsigned short nrimpincompoz;
volatile unsigned short nrimpsfimonpoz;
volatile unsigned short nrimpdeclnoucic;
volatile unsigned short turincomas;
volatile unsigned short tursfimas;
volatile float turmedmas;
volatile float tur;
volatile float T;
volatile float NoriTsupra60;
volatile float NsupraDOIP1;
volatile unsigned char N_crt; /* initial: N_crt=0 */
volatile unsigned short contachiz;
volatile short N1;
volatile short N2;
volatile unsigned short nrimpuictr; /* initial: nrimpuictr=0 */
volatile unsigned short nrimp;
volatile unsigned short auxaux_tiro;
volatile unsigned short oldauxaux_tiro;
volatile unsigned short nrimp2MHz;
volatile unsigned short nrimpcobdomac2MHz;
volatile unsigned char contor_T_sec; /* contor de T secunde */

volatile unsigned char flg_stng;
volatile unsigned char flg_blink;
volatile unsigned char status; /* initial: status=0 */
volatile unsigned char cal; /* initial: cal=1 */
volatile unsigned char cal susp;
volatile unsigned char flg_ctr;
volatile unsigned char flg_tiro;
volatile unsigned char aux_achiz;
volatile unsigned char aux_tiro;
volatile unsigned char aux_main;
volatile unsigned char piupiu;
volatile unsigned char rezgros;
volatile unsigned short asteptare;
volatile unsigned short durstat;

volatile int m1af, m2af;

char valtur[16];
volatile unsigned char PPS[8];
volatile unsigned char PSNS[8];
volatile unsigned char PSPD[8];
volatile unsigned char PSND[8];
volatile PERECHE_DE_FORTE set_forte[K];

volatile short F1Y[N], F2Y[N];

volatile float DF1X, DF1Y, DF2X, DF2Y;
volatile float auxcal, coefcal1, coefcal2;
volatile float S[N], C[N];
volatile float F1Xm, F1Ym, F2Xm, F2Ym;

```

```

volatile float H1X, H1Y, H2X, H2Y;
volatile float omega;
volatile float op;

volatile float mod_H1, mod_H2;
volatile float arg_H1, arg_H2;
volatile float m1, m2;

volatile int valoare;
volatile int tasta;
volatile unsigned char numar;
volatile int timp=0x0D06;
volatile unsigned char D1; /*17*/
volatile unsigned char D2; /*16*/
volatile float d1;
volatile float d2;
volatile unsigned char erachiz;

#pragma interrupt_handler main, handl_tiro, handl_ctr
void main(void);
void handl_tiro(void);
void handl_ctr(void);

#pragma data:interrupt_vectors

void(*interrupt_vectors[])()={
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())handl_tiro,    /* PAIE; 0xbfee */
    (void (*)())main,          /* PAO; 0xbfec */
    (void (*)())handl_ctr,     /* SPI; 0xbff0 */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
    (void (*)())main,          /* SCI; 0xbffe */
};

void print_from(unsigned char poz, char *adrincsir);
void print_from_to(unsigned char left_pos, unsigned char right_pos, char *string_addr);
void clear_screen();
void move_cursor(unsigned char position);
void print_char(char character);
void piuie(unsigned short per, unsigned short numimp, unsigned short durlin);
void delay(unsigned short nc);
void blink(void);
void unblink(void);
unsigned char prag_sens_poz(unsigned char N_tinta, unsigned char d, unsigned char N_max);
unsigned char prag_sens_neg(unsigned char N_tinta, unsigned char d, unsigned char N_max);

```

```

float valabs(float x);
void handl_tiro(void);
void masurare_forte(void);
void monitorpoz(void);
char *itoa(int value, char *string, int radix);
void send(unsigned char c);
void transm(void);
unsigned char ascii(unsigned char b);
P_HEXASCII bin1hexas(unsigned char b);
Q_HEXASCII bin2hexas(unsigned short b);

```

```

void Initializare(void);
void Calcul(void);

```

```

void ee_afis(void);
void ees(unsigned char cda);
void ee_delay(void);
void preluare_val(void);
void meniu(void);

```

```

float valabs(float x)
{
    if(x>=0){
        return(x);
    }
    else{
        return(-x);
    }
}

```

```

void delay(unsigned short nc)
{
    int i;
    for(i=0;i<nc;i++);
}

```

```

void piuie(unsigned short per, unsigned short numimp, unsigned short durlin)
{
    unsigned short i;
    for(i=0;i<numimp;i++){
        BUZZER=0x00;
        delay(per/2);
        BUZZER=0x00;
        delay(per/2);
    }
    delay(durlin);
}

```

```

void blink(void)
{
    AUXAFIS=0x00;
    AUXAFIS=0x04;
    CMDAFIS=0x0d;
    AUXAFIS=0x00;
    delay(CTAFIS);
}

```

```

void unblink(void)
{

```

```

AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
CMDAFIS=0x0c;
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);
}

void clear_screen()
{
piupiu=0;
AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
CMDAFIS=0x01;
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);
}

void print_char(char character)
{
AUXAFIS=0x01;
AUXAFIS=0x05;
CARAFIS=character;
AUXAFIS=0x01;
delay(CTAFIS);
}

void move_cursor(unsigned char position)
{
AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
if(position<8){
  CMDAFIS=0x80+position;
}
else{
  CMDAFIS=0xB8+position;
}
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);
}

void print_from(unsigned char poz, char *adrincsir)
{
unsigned char pozitie;
char *adrcar;
if(poz<8){
  pozitie=0x80+poz;
}
else{
  pozitie=0xB8+poz;
}
AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
CMDAFIS=pozitie;
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);
adrcar=adrincsir;
while(*adrcar){
  if(pozitie==0x88){
    move_cursor(8);
  }
  AUXAFIS=0x01;
}

```

```

    AUXAFIS=0x05;
    CARAFIS=*adrcar;
    AUXAFIS=0x01;
    delay(CTAFIS);
    adrcar++;
    pozitie++;
}
}

void print_from_to(unsigned char left_mar, unsigned char right_mar, char *string_addr)
{
    unsigned char len;
    unsigned char aux;
    unsigned char auaux;
    char *str_ad;
    len=strlen(string_addr);
    aux=right_mar-left_mar+1;
    move_cursor(left_mar);
    auaux=left_mar;
    while(aux!=len){
        if(auaux==8){
            move_cursor(8);
        }
        print_char(' ');
        aux--;
        auaux++;
    }
    str_ad=string_addr;
    while(*str_ad){
        if(auaux==8){
            move_cursor(8);
        }
        AUXAFIS=0x01;
        AUXAFIS=0x05;
        CARAFIS=*str_ad;
        AUXAFIS=0x01;
        delay(CTAFIS);
        str_ad++;
        auaux++;
    }
}

char *itoa(int value, char *string, int radix){
    int aux;
    char sir[6];
    char *s, *p;
    s=&sir[0];
    p=string;
    aux=value;
    *s=0x00;
    do{
        s++;
        *s=aux%10+0x30;
        aux=aux/10;
    }while(aux);
    do{
        *string=*s;
        string++;
        s--;
    }while(*s);
    *string=*s;
}

```

```

string=p;
return(p);
}

```

```

unsigned char ascii(unsigned char b)
{
    unsigned char z;
    z=b+0x30;
    if(b>9){
        z+=7;
    }
    return(z);
}

```

```

P_HEXASCII bin1hexas(unsigned char b)
{
    P_HEXASCII x;
    unsigned char y, z;
    unsigned char aux;
    y=0;
    z=b;
    if(z>=128){
        z-=128;
        y+=8;
    }
    if(z>=64){
        z-=64;
        y+=4;
    }
    if(z>=32){
        z-=32;
        y+=2;
    }
    if(z>=16){
        z-=16;
        y+=1;
    }
    aux=ascii(y);
    x.h=aux;
    aux=ascii(z);
    x.l=aux;
    return(x);
}

```

```

Q_HEXASCII bin2hexas(unsigned short b)
{
    Q_HEXASCII v;
    unsigned char w, x, y;
    unsigned short z;
    unsigned char aux;
    w=0;
    x=0;
    y=0;
    z=b;
    if(z>=32768){
        z-=32768;
        w+=8;
    }
    if(z>=16384){
        z-=16384;
        w+=4;
    }
}

```



```

}
if(z>=8192){
  z-=8192;
  w+=2;
}
if(z>=4096){
  z-=4096;
  w+=1;
}
if(z>=2048){
  z-=2048;
  x+=8;
}
if(z>=1024){
  z-=1024;
  x+=4;
}
if(z>=512){
  z-=512;
  x+=2;
}
if(z>=256){
  z-=256;
  x+=1;
}
if(z>=128){
  z-=128;
  y+=8;
}
if(z>=64){
  z-=64;
  y+=4;
}
}

if(z>=32){
  z-=32;
  y+=2;
}
if(z>=16){
  z-=16;
  y+=1;
}
}
aux=ascii(w);
v.hh=aux;
aux=ascii(x);
v.h=aux;
aux=ascii(y);
v.l=aux;
aux=ascii((unsigned char)z);
v.ll=aux;
return(v);
}

void send(unsigned char c)
{
  unsigned char aux;
  do{
    aux=SCSR&0x80;
  }while(aux==0);
  SCDR=c;
}

```

```

void transm(void)
{
    Q_HEXASCII u;
    P_HEXASCII v;
    unsigned short i;
    unsigned char j, crc, aux;
    j=8;
    for(i=0;i<K;i++){
        if(j==8){
            send(0x0A);
            send(0x0D);
            send(':');
            crc=0;
            aux='l';
            send(aux);
            crc+=aux;
            aux='0';
            send(aux);
            crc+=aux;
            u=bin2hexas((unsigned short>(&set_forte[i]));
            aux=u.hh;
            send(aux);
            crc+=aux;
            aux=u.h;
            send(aux);
            crc+=aux;
            aux=u.l;
            send(aux);
            crc+=aux;
            aux=u.ll;
            send(aux);
            crc+=aux;
            aux='0';
            send(aux);
            crc+=aux;
            aux='0';
            send(aux);
            crc+=aux;
            j=0;
        }
        v=bin1hexas(set_forte[i].fortal);
        aux=v.h;
        send(aux);
        crc+=aux;
        aux=v.l;
        send(aux);
        crc+=aux;
        v=bin1hexas(set_forte[i].forta2);
        aux=v.h;
        send(aux);
        crc+=aux;
        aux=v.l;
        send(aux);
        crc+=aux;
        j++;
        if(j==8){
            crc=-crc;
            v=bin1hexas(crc);
            aux=v.h;
            send(aux);

```

```

    aux=v.l;
    send(aux);
  }
}
send(0x0A);
send(0x0D);
send(':');
crc=0;
aux='0';
send(aux);
crc+=aux;
aux='A';
send(aux);
crc+=aux;
u=bin2hexas((unsigned short)&turmedmas);
aux=u.hh;
send(aux);
crc+=aux;
aux=u.h;
send(aux);
crc+=aux;
aux=u.l;
send(aux);
crc+=aux;
aux=u.ll;
send(aux);
crc+=aux;
aux='0';
send(aux);
crc+=aux;
aux='0';
send(aux);
crc+=aux;
v=bin1hexas((unsigned char)turmedmas);
aux=v.h;
send(aux);
crc+=aux;
aux=v.l;
send(aux);
crc+=aux;
v=bin1hexas((unsigned char)(1000*mc1));
aux=v.h;
send(aux);
crc+=aux;
aux=v.l;
send(aux);
crc+=aux;
v=bin1hexas((unsigned char)(1000*mc2));
aux=v.h;
send(aux);
crc+=aux;
aux=v.l;
send(aux);
crc+=aux;
v=bin1hexas((unsigned char)N1);
aux=v.h;
send(aux);
crc+=aux;
aux=v.l;
send(aux);
crc+=aux;

```

```

v=bin1hexas((unsigned char)N2);
aux=v.h;
send(aux);
crc+=aux;
aux=v.l;
send(aux);
crc+=aux;
crc=-crc;
v=bin1hexas(crc);
aux=v.h;
send(aux);
aux=v.l;
send(aux);
}

void achizitie(void)
{
ADCTL=0x10; /*start conversie pe toate canalele */
do{
aux_achiz=ADCTL;
}while(!(aux_achiz&=0x80));
set_forte[contachiz].forta1=ADR1; /* canalul 1 */
set_forte[contachiz].forta2=ADR2; /* canalul 2 */
}

void handl_tiro(void)
{
durstat=0;
nrimpucitr++;
aux_tiro=PORTA;
sens=aux_tiro&MASCA_A;
sens=sens>>1;
aux_tiro&=MASCA_B;
sens=sens^aux_tiro;

if(!sens){
if(N_crt==Nminus1){
N_crt=0;
}
else{
N_crt++;
}
}
else{
if(N_crt==0){
N_crt=Nminus1;
}
else{
N_crt--;
}
}

if(!flg_tiro){
flg_tiro=1;
TFLG1=0x02;
INTR_ON();
switch(status){
case 0:
unblink();
clear_screen();
print_from(3, dai);

```

```

    status=1;
    break;
case 1:
    if(nrimp>nrimpsfiman){
        piupiu=3;
        print_from(3, laso);
        nrimpcndec=nrimp;
        status=2;
    }
    break;
case 2:
    if(nrimp<nrimpcndec){
        status=3;
    }
    else{
        nrimpcndec=nrimp;
    }
    break;
case 3:
    if(nrimp<=nrimpcndomac){
        if(nrimp>=nrimpsfidomac){
            if(N_crt<Nminus3){
                status=4;
            }
        }
        else{
            status=10;
        }
    }
    break;
case 4:
    auxaux_tiro=CONTIMP2MHz;
    switch(N_crt){
        case Nminus3:
            oldauxaux_tiro=auxaux_tiro;
            break;
        case Nminus1:
            if(auxaux_tiro>=oldauxaux_tiro){
                nrimp2MHz=auxaux_tiro-oldauxaux_tiro;
            }
            else{
                nrimp2MHz=65535-oldauxaux_tiro+auxaux_tiro+1;
            }
            if(nrimp2MHz>9375+nrimpcobdomac2MHz){
                turincmas=nrimp2MHz;
                contachiz=0;
                status=5;
            }
        }
    break;
case 5:
    auxaux_tiro=CONTIMP2MHz;
    achizitie();
    contachiz++;
    switch(contachiz){
        case Kminus2:
            oldauxaux_tiro=auxaux_tiro;
            break;
        case K:
            if(auxaux_tiro>=oldauxaux_tiro){
                nrimp2MHz=auxaux_tiro-oldauxaux_tiro; -

```

```

    }
    else{
        nrimp2MHz=65535-oldauxaux_tiro+auxaux_tiro+1;
    }
    tursfimas=nrimp2MHz;
    status=6;
}
break;
case 6:
    clear_screen();
    itoa(nrimp, valtur, 10);
    print_from(6, valtur);
    status=7;
    break;
case 7:
    turmedmas=937500./((float)turincmas)+937500./((float)tursfimas);
    Calcul(); /* se incheie cu status=10, status=8 sau status=0 */
    break;
case 8: /* status=8 se instituie in Calcul() */
    if(nrimp<nrimpincpoz){
        status=9;
    }
    break;
case 9:
    if(nrimp<nrimpsfimonpoz){
        monitorpoz();
    }
    else{
        if(nrimp>nrimpdeclnoucic){
            status=0;
        }
    }
    break;
case 10: /* status=10 se instituie in Calcul() */
    if(nrimp<nrimpsfiman){
        status=0;
    }
}
INTR_OFF();
flg_tiro=0;
}
else{
    TFLG1=0x02; /* activare intrerupere TIRO_B */
}
}

void handl_ctr()
{
    if(durstat>=PRAGSTINGECCR){
        if(durstat==PRAGSTINGECCR){
            AUXAFIS=0x00;
            AUXAFIS=0x04;
            CMDAFIS=0x08;
            AUXAFIS=0x00;
            delay(CTAFIS);
            durstat++;
            flg_stng=1;
        }
    }
    else{
        if(!durstat&&flg_stng){

```

```

    AUXAFIS=0x00;
    AUXAFIS=0x04;
    if(flag_blink==1){
        CMDAFIS=0x0d;
    }
    else{
        CMDAFIS=0x0c;
    }
    AUXAFIS=0x00;
    delay(CTAFIS);
    flag_stng=0;
}
durstat++;
}
contor_T_sec--;
if(contor_T_sec==0){
    nrimp=nrimpuictr;
    nrimpuictr=0;
    contor_T_sec=CONSTMASTUR;
    if(!flag_ctr&&!flag_tiro){
        flag_ctr=1;
        TFLG2=0x40; /*activare intrerupere de la CTR */
        INTR_ON();
        if(status<4||status==10){
            if(nrimp<=255){
                itoa(nrimp, valtur, 10);
            }
            else{
                itoa(255, valtur, 10);
            }
            print_from_to(0, 2, valtur);
        }
        INTR_OFF();
        flag_ctr=0;
    }
    else{
        TFLG2=0x40; /*activare intrerupere de la CTR */
    }
}
else{
    TFLG2=0x40; /*activare intrerupere de la CTR */
}
}
}

unsigned char prag_sens_poz(unsigned char N_tinta, unsigned char d, unsigned char N_max)
{
    unsigned char P;
    if(N_tinta>=d){
        P=N_tinta-d;
    }
    else{
        P=N_tinta+N_max-d;
    }
    return(P);
}

unsigned char prag_sens_neg(unsigned char N_tinta, unsigned char d, unsigned char N_max)
{
    unsigned char P;
    P=N_tinta+d;
    if(P>=N_max){

```

```

    P-=N_max;
  }
  return(P);
}

void pregpoz(void)
{
  char aux[16];

  if(N1>=N){
    N1=130;
  }

  if(N2>=N){
    N2=130;
  }

  N1=Nsupra2-N1;
  if(N1<0){
    N1=N1+N;
  }

  N2=Nsupra2-N2;
  if(N2<0){
    N2=N2+N;
  }

  PSPS[0]=(unsigned char)N1;
  PSPS[1]=prag_sens_poz((unsigned char)N1, 1, N);
  PSPS[2]=prag_sens_poz((unsigned char)N1, 2, N);
  PSPS[3]=prag_sens_poz((unsigned char)N1, 4, N);
  PSPS[4]=prag_sens_poz((unsigned char)N1, 8, N);
  PSPS[5]=prag_sens_poz((unsigned char)N1, 16, N);
  PSPS[6]=prag_sens_poz((unsigned char)N1, 32, N);
  PSPS[7]=prag_sens_poz((unsigned char)N1, 64, N);

  PSNS[0]=(unsigned char)N1;
  PSNS[1]=prag_sens_neg((unsigned char)N1, 1, N);
  PSNS[2]=prag_sens_neg((unsigned char)N1, 2, N);
  PSNS[3]=prag_sens_neg((unsigned char)N1, 4, N);
  PSNS[4]=prag_sens_neg((unsigned char)N1, 8, N);
  PSNS[5]=prag_sens_neg((unsigned char)N1, 16, N);
  PSNS[6]=prag_sens_neg((unsigned char)N1, 32, N);
  PSNS[7]=prag_sens_neg((unsigned char)N1, 64, N);

  PSPD[0]=(unsigned char)N2;
  PSPD[1]=prag_sens_poz((unsigned char)N2, 1, N);
  PSPD[2]=prag_sens_poz((unsigned char)N2, 2, N);
  PSPD[3]=prag_sens_poz((unsigned char)N2, 4, N);
  PSPD[4]=prag_sens_poz((unsigned char)N2, 8, N);
  PSPD[5]=prag_sens_poz((unsigned char)N2, 16, N);
  PSPD[6]=prag_sens_poz((unsigned char)N2, 32, N);
  PSPD[7]=prag_sens_poz((unsigned char)N2, 64, N);

  PSND[0]=(unsigned char)N2;
  PSND[1]=prag_sens_neg((unsigned char)N2, 1, N);
  PSND[2]=prag_sens_neg((unsigned char)N2, 2, N);
  PSND[3]=prag_sens_neg((unsigned char)N2, 4, N);
  PSND[4]=prag_sens_neg((unsigned char)N2, 8, N);
  PSND[5]=prag_sens_neg((unsigned char)N2, 16, N);

```



```

PSND[6]=prag_sens_neg((unsigned char)N2, 32, N);
PSND[7]=prag_sens_neg((unsigned char)N2, 64, N);

clear_screen();

m1*=1000;
m2*=1000;

if(PORTA&0x01){
    rezafisma=REZGROSAFISMASA;
    m1af=((int)(m1/rezafisma+0.5))*rezafisma;
    m2af=((int)(m2/rezafisma+0.5))*rezafisma;

    if(m1af<10){
        m1af=0;
    }
    if(m2af<10){
        m2af=0;
    }
}
else{
    rezafisma=1;
    m1af=(int)(m1+0.5);
    m2af=(int)(m2+0.5);
}

if(m1af>999){
    m1af=999;
}

if(m2af>999){
    m2af=999;
}

itoa(m1af, aux, 10);
print_from_to(0, 2, aux);
print_char('g');

itoa(m2af, aux, 10);
print_from_to(11, 13, aux);
print_char('g');

move_cursor(6);
print_char(0x7e); /* afiseaza sageata spre dreapta */
if(!calsusp){
    print_char(0x7c); /* afiseaza bara verticala */
}
else{
    print_char(0x23); /* afiseaza diezul */
}
move_cursor(8);
print_char(0x7f); /* afiseaza sageata spre stinga */
}

void monitorpoz(void)
{
    char aux[16];
    rezgros=PORTA&0x01;
    if((!rezgros)&&(rezafisma!=1)){
        rezafisma=1;

```

```

m1af=(int)(m1+0.5);
m2af=(int)(m2+0.5);

if(m1af>999){
    m1af=999;
}

if(m2af>999){
    m2af=999;
}

itoa(m1af, aux, 10);
print_from_to(0, 2, aux);
print_char('g');

itoa(m2af, aux, 10);
print_from_to(11, 13, aux);
print_char('g');
}
else if(rezgros&&(rezafismasa==1)){
    rezafismasa=REZGROSAFISMASA;
    m1af=((int)(m1/rezafismasa+0.5))*rezafismasa;
    m2af=((int)(m2/rezafismasa+0.5))*rezafismasa;

    if(m1af<10){
        m1af=0;
    }
    if(m2af<10){
        m2af=0;
    }

    if(m1af>999){
        m1af=999;
    }

    if(m2af>999){
        m2af=999;
    }

    itoa(m1af, aux, 10);
    print_from_to(0, 2, aux);
    print_char('g');

    itoa(m2af, aux, 10);
    print_from_to(14, 13, aux);
    print_char('g');
}

if(N_crt==PSPS[7]||N_crt==PSNS[7]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(5);
    print_char('7');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=0;
}
else if(N_crt==PSPS[6]||N_crt==PSNS[6]){
    piupiu=0;
    unblink();

```

```

    move_cursor(5);
    print_char('6');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=0;

}
else if(N_crt==PSPS[5]||N_crt==PSNS[5]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(5);
    print_char('5');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=0;

}
else if(N_crt==PSPS[4]||N_crt==PSNS[4]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(5);
    print_char('4');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=0;

}
else if(N_crt==PSPS[3]||N_crt==PSNS[3]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(5);
    print_char('3');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=0;

}
else if(N_crt==PSPS[2]||N_crt==PSNS[2]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(5);
    print_char('2');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=0;

}
else if(N_crt==PSPS[1]||N_crt==PSNS[1]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(5);
    print_char('1');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=0;

}

if(N_crt==PSPD[7]||N_crt==PSND[7]){
    piupiu=0;
    unblink();

```

```

    move_cursor(9);
    print_char('7');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=0;
}
else if(N_crt==PSPD[6]||N_crt==PSND[6]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(9);
    print_char('6');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=0;
}
else if(N_crt==PSPD[5]||N_crt==PSND[5]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(9);
    print_char('5');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=0;
}
else if(N_crt==PSPD[4]||N_crt==PSND[4]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(9);
    print_char('4');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=0;
}
else if(N_crt==PSPD[3]||N_crt==PSND[3]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(9);
    print_char('3');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=0;
}
else if(N_crt==PSPD[2]||N_crt==PSND[2]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(9);
    print_char('2');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=0;
}
else if(N_crt==PSPD[1]||N_crt==PSND[1]){
    piupiu=0;
    unblink();
    move_cursor(9);

```

```

    print_char('I');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=0;

}
else if(N_crt==PSPD[0]||N_crt==PSND[0]){
    piupiu=2;
    blink();
    move_cursor(9);
    print_char('0');
    move_cursor(9);
    flagus1=0;
    flagus=1;

}

if(N_crt==PSPS[0]||N_crt==PSNS[0]){
    piupiu=1;
    blink();
    move_cursor(5);
    print_char('0');
    move_cursor(5);
    flagus1=0;
    flagus=1;

}
}

void detdezec(void)
{
/* teta1 este argumentul lui F1 la inceperea achizitiei */
/* teta2 este argumentul lui F2 la inceperea achizitiei */

H1X=c11*F1Xm+c12*F2Xm; /* H1X=H1*cos(alfa1) */
H1Y=c11*F1Ym+c12*F2Ym; /* H1Y=H1*sin(alfa1) */
H2X=c21*F1Xm+c22*F2Xm; /* H2X=H2*cos(alfa2) */
H2Y=c21*F1Ym+c22*F2Ym; /* H2Y=H2*sin(alfa2) */

/* alfa1 este argumentul lui H1 la inceperea achizitiei */
/* alfa2 este argumentul lui H2 la inceperea achizitiei */

mod_H1=sqrt(H1X*H1X+H1Y*H1Y);
if(H1X==0){
    arg_H1=PI/2;
}
else{
    arg_H1=atan(valabs(H1Y/H1X));
}
if(H1X<=0&&H1Y>0){ /* cazul cadranelui II */
    arg_H1=PI-arg_H1;
}
if(H1X<0&&H1Y<=0){ /* cazul cadranelui III */
    arg_H1=PI+arg_H1;
}
if(H1X>=0&&H1Y<0){ /* cazul cadranelui IV */
    arg_H1=DOIPi-arg_H1;
}

if(arg_H1<180){
    arg_H1=arg_H1+180;
}

```

```

}
else{
  arg_H1=arg_H1-180;
}

mod_H2=sqrt(H2X*H2X+H2Y*H2Y);
if(H2X==0){
  arg_H2=PI/2;
}
else{
  arg_H2=atan(valabs(H2Y/H2X));
}
if(H2X<=0&&H2Y>0){ /* cazul cadranelui II */
  arg_H2=PI-arg_H2;
}
if(H2X<0&&H2Y<=0){ /* cazul cadranelui III */
  arg_H2=PI+arg_H2;
}
if(H2X>=0&&H2Y<0){ /* cazul cadranelui IV */
  arg_H2=DOIPi-arg_H2;
}

if(arg_H2<180){
  arg_H2=arg_H2+180;
}
else{
  arg_H2=arg_H2-180;
}

m1=mod_H1/op;
N1=(short)(NsupraDOIPi*arg_H1);

m2=mod_H2/op;
N2=(short)(NsupraDOIPi*arg_H2);
}

#pragma text:text l

void Initializare(void)
{
  char aux[16];
  int timpst;

  BAUD=RATA; /* se stabileste rata de transfer la 2400*/
  SCCR1=PRTR; /* se stabilesc parametrii transmisiei*/
  SCCR2=POLL; /* se stabileste modul de lucru "polling"*/
  OPTION=0x80; /* se initializeaza modulul CAN*/
  TCTL2=0x0C; /* se stabileste ca B sa intrerupa pe ambele fronturi */
  TMSK1=0x02; /* se valideaza intreruperea B */
  PACTL=0x03; /* se stabileste rata CTR la 32.77 ms*/
  TMSK2=0x40; /* se valideaza intreruperea de la CTR*/
  PORTA=0x00;
  AUXAFIS=0x00;
  AUXAFIS=0x04;
  CMDAFIS=0x38; /*initializare display*/
  AUXAFIS=0x00;
  delay(CTAFIS);
  AUXAFIS=0x00;
  AUXAFIS=0x04;
  CMDAFIS=0x38; /*initializare display*/
  AUXAFIS=0x00;

```

```

delay(CTAFIS);
AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
CMDAFIS=0x38; /*initializare display*/
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);
AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
CMDAFIS=0x0e;
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);
AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
CMDAFIS=0x01;
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);
AUXAFIS=0x00;
AUXAFIS=0x04;
CMDAFIS=0x06;
AUXAFIS=0x00;
delay(CTAFIS);

unblink();

strcpy(dai, " rpm <--- ");
strcpy(laso, " rpm ---> ");
strcpy(wait, " ...@... ");
strcpy(calibrare, " ***** ");
print_from(3, wait);

for(timptst=0;timptst<32535;timptst++){
    tasta=SCSR&0x20; /*testez daca s-a receptionat carcter de la tastatura*/
    if(tasta!=0x00){
        meniu();
        break;
    }
}
mcal1=((float)adr_m1)*0.001;
mcal2=((float)adr_m2)*0.001;
D1=adr_D1;
D2=adr_D2;
d1=((float)adr_d1)*0.001;
d2=((float)adr_d2)*0.001;
erachiz=adr_esp;

status=7;
cal=1;
calsusp=0;

if(auxinit!=123456789.987654321){
    N_crt=0;
    auxinit=123456789.987654321;
}

nrimpuictr=0;
contor_T_sec=CONSTMASTUR;
T=CONSTMASTUR*0.03277;
NoriTsupra60=(((float)N)*T)/60;
nrimpsfiman=(unsigned short)(NoriTsupra60*tursfiman);
nrimpincomac=(unsigned short)(NoriTsupra60*turincdomac);
nrimpsfidomac=(unsigned short)(NoriTsupra60*tursfidomac);

```

```

nrimpincpoz=(unsigned short)(NoriTsupra60*turincpoz);
nrimpsfimonpoz=(unsigned short)(NoriTsupra60*tursfimonpoz);
nrimpdeclnoucic=(unsigned short)(NoriTsupra60*turdeclnoucic);
NsupraDOIPi=((float)N)/DOIPi;
nrimpcobdomac2MHz=0;

```

```

flg_ctr=0;
flg_tiro=0;
flg_stng=0;
}

```

```

void ee_afis(void){
    printf("1. D1\r\n");
    printf("2. D2\r\n");
    printf("3. d1\r\n");
    printf("4. d2\r\n");
    printf("5. m1\r\n");
    printf("6. m2\r\n");
    printf("7. eps\r\n");
}

```

```

void ees(unsigned char cda){
    eeprom=cda;
    ee_delay();
    eeprom=0x00;
}

```

```

void ee_delay(void){
    asm( "pshy\n"
        "ldy %timp\n"
        "loop:dey\n"
        "bne loop\n"
        "puly");
}

```

```

void preluare_val(void){
    int i,j;
    unsigned char sir[2];

```

```

    i=0;
    while(1){
        j=getchar();
        if(j==0x0d){
            break;
        }
        sir[i]=(unsigned char)j;
        printf("%c",sir[i]);
        sir[i]-=0x30;
        i++;
    }
    if(i==2){
        numar=10*sir[0]+sir[1];
    }
    else{
        numar=sir[0];
    }
    printf("\r\n");
}

```

```

void meniu(void){

```

```

while(1){

```



```

printf("PROGRAM PENTRU MONITORIZAREA COEFICIENTILOR\r\n");
printf("M - afisare locatii de memorie EEPROM\r\n");
printf("E - stergere octet din memoria EEPROM\r\n");
printf("P - programare octet din memoria EEPROM\r\n");
printf("Q - abandon program\r\n");

tasta=getchar();
if(tasta=='Q'||tasta=='q'){
    break;
}
while(1){
    if(tasta=='Q'||tasta=='q'){
        break;
    }
    if(tasta=='M'||tasta=='m'){
        printf("AFISARE COEFICIENTI\r\n");
        printf("COEFICIENT D1=%d\r\n",(int)(*(unsigned char *)0xb600));
        printf("COEFICIENT D2=%d\r\n",(int)(*(unsigned char *)0xb601));
        printf("COEFICIENT d1=%d\r\n",(int)(*(unsigned char *)0xb602));
        printf("COEFICIENT d2=%d\r\n",(int)(*(unsigned char *)0xb603));
        printf("COEFICIENT mcal1=%d\r\n",(int)(*(unsigned char *)0xb604));
        printf("COEFICIENT mcal2=%d\r\n",(int)(*(unsigned char *)0xb605));
        printf("COEFICIENT eps=%d\r\n",(int)(*(unsigned char *)0xb606));
        getchar();
        break;
    }
    if(tasta=='E'||tasta=='e'){
        printf("OPTIUNI STERGERE:\r\n");
        valoare=0x17;
        ee_afis();
        tasta=getchar();
        while(1){
            if(tasta=='1'){
                printf("STERGERE COEFICIENT D1\r\n");
                printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
                tasta=getchar();
                while(1){
                    if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                        break;
                    }
                    if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                        eeprom=0x16;
                        adr_D1=0x00;
                        ees(valoare);
                        break;
                    }
                }
                tasta=getchar();
            }
            break;
        }
    }
    if(tasta=='2'){
        printf("STERGERE COEFICIENT D2\r\n");
        printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
        tasta=getchar();
        while(1){
            if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                break;
            }
            if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                eeprom=0x16;
                -

```

```

                adr_D2=0x00;
                ees(valoare);
                break;
            }
            tasta=getchar();
        }
        break;
    }
    if(tasta=='3'){
        printf("STERGERE COEFICIENT d1\r\n");
        printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
        tasta=getchar();
        while(1){
            if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                break;
            }
            if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                eeprom=0x16;
                adr_d1=0x00;
                ees(valoare);
                break;
            }
            tasta=getchar();
        }
        break;
    }
    if(tasta=='4'){
        printf("STERGERE COEFICIENT d2\r\n");
        printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
        tasta=getchar();
        while(1){
            if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                break;
            }
            if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                eeprom=0x16;
                adr_d2=0x00;
                ees(valoare);
                break;
            }
            tasta=getchar();
        }
        break;
    }
    if(tasta=='5'){
        printf("STERGERE COEFICIENT mcal1\r\n");
        printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
        tasta=getchar();
        while(1){
            if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                break;
            }
            if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                eeprom=0x16;
                adr_m1=0x00;
                ees(valoare);
                break;
            }
            tasta=getchar();
        }
        break;
    }

```

```

    }
    if(tasta=='6'){
        printf("STERGERE COEFICIENT mcal2\r\n");
        printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
        tasta=getchar();
        while(1){
            if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                break;
            }
            if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                eeprom=0x16;
                adr_m2=0x00;
                ees(valoare);
                break;
            }
            tasta=getchar();
        }
        break;
    }
    if(tasta=='7'){
        printf("STERGERE COEFICIENT eps\r\n");
        printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
        tasta=getchar();
        while(1){
            if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                break;
            }
            if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                eeprom=0x16;
                adr_esp=0x00;
                ees(valoare);
                break;
            }
            tasta=getchar();
        }
        break;
    }
    tasta=getchar();
}
break;
}
if(tasta=='P'||tasta=='p'){
    printf("OPTIUNI PROGRAMARE:\r\n");
    valoare=0x03;
    ee_afis();
    tasta=getchar();
    while(1){
        if(tasta=='1'){
            printf("PROGRAMARE COEFICIENT D1\r\n");
            printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
            tasta=getchar();
            while(1){
                if(tasta=='N'||tasta=='n'){
                    break;
                }
                if(tasta=='D'||tasta=='d'){
                    printf("D1=");
                    preluare_val();
                    eeprom=0x02;
                    adr_D1=numar;
                    ees(valoare);
                }
            }
        }
    }
}

```



```

        }
        tasta=getchar();
    }
    break;
}
if(tasta=='5'){
    printf("PROGRAMARE COEFICIENT mcal1\r\n");
    printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
    tasta=getchar();
    while(1){
        if(tasta=='N' || tasta=='n'){
            break;
        }
        if(tasta=='D' || tasta=='d'){
            printf("mcal1=");
            preluare_val();
            eeprom=0x02;
            adr_m1=numar;
            ees(valoare);
            break;
        }
        tasta=getchar();
    }
    break;
}
if(tasta=='6'){
    printf("PROGRAMARE COEFICIENT mcal2\r\n");
    printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
    tasta=getchar();
    while(1){
        if(tasta=='N' || tasta=='n'){
            break;
        }
        if(tasta=='D' || tasta=='d'){
            printf("mcal2=");
            preluare_val();
            eeprom=0x02;
            adr_m2=numar;
            ees(valoare);
            break;
        }
        tasta=getchar();
    }
    break;
}
if(tasta=='7'){
    printf("PROGRAMARE COEFICIENT eps\r\n");
    printf("CONFIRMARE D/N?\r\n");
    tasta=getchar();
    while(1){
        if(tasta=='N' || tasta=='n'){
            break;
        }
        if(tasta=='D' || tasta=='d'){
            printf("esp=");
            preluare_val();
            eeprom=0x02;
            adr_esp=numar;
            ees(valoare);
            break;
        }
    }
}

```

```

                tasta=getchar();
            }
            break;
        }
        tasta=getchar();
    }
    break;
}
tasta=getchar();
}
}

void Calcul(void)
{
    unsigned short i;
    unsigned short j;
    unsigned short h;
    unsigned char ok;
    char aux[16];

    if(cal==1){
        m1=mcal1;
        m2=mcal2;
        N1=0;
        N2=N/4;
        pregpoz();
        move_cursor(7);
        print_char("?");
        cal=2;
        status=8;
        return;
    }

    for(h=0;h<N;h++){
        F1Y[h]=(short)set_forte[h].forta1-128;
        F2Y[h]=(short)set_forte[h].forta2-128;
        if(F1Y[h]>120||F2Y[h]>120){
            nrimpcobdomac2MHz+=234;
            status=4;
            return;
        }
    }

    ok=1;

    for(j=1; j<k; j++){ /* la intrarea in ciclu, h=N */
        for(i=0; i<N; i++,h++){
            F1Y[i]+=((short)set_forte[h].forta1-128);
            F2Y[i]+=((short)set_forte[h].forta2-128);
            if((abs(set_forte[i].forta1-set_forte[h].forta1)>erachiz)||
                (abs(set_forte[i].forta2-set_forte[h].forta2)>erachiz)){
                ok=1;
            }
        }
    }

    if(ok){
        FIXm=0;

```

```

F1Ym=0;
F2Xm=0;
F2Ym=0;
i=D1;
j=D2;
for(h=0; h<N; h++,i++,j++){
    if(i==N){
        i=0;
    }
    F1Xm+=F1Y[h]*S[i];
    F1Ym+=F1Y[h]*C[i];

    if(j==N){
        j=0;
    }
    F2Xm+=F2Y[h]*S[j];
    F2Ym+=F2Y[h]*C[j];
}

omega=DOIPRAD*turmedmas/60;
op=omega*omega;

switch(cal){
    case 2:
        clear_screen();
        print_from(2, calibrare);
        transm();
        delay(1500);
        clear_screen();
        print_from(3, dai);

        DF1X=F1Xm;
        DF1Y=F1Ym;
        DF2X=F2Xm;
        DF2Y=F2Ym;
        cal=3;
        status=10;
        break;
    case 3:
        DF1X=-F1Xm;
        DF1Y=-F1Ym;
        DF2X=-F2Xm;
        DF2Y=-F2Ym;
        auxcal=op/(DF1X*DF2Y-DF1Y*DF2X);
        coefcal1=(mcal1+0.000)*auxcal;
        coefcal2=(mcal2+0.000)*auxcal;
        c11=DF2Y*coefcal1;
        c12=-DF1Y*coefcal1;
        c21=-DF2X*coefcal2;
        c22=DF1X*coefcal2;
        if(nrimpcobdomac2MHz){
            calsusp=1;
        }
        else{
            calsusp=0;
        }
        cal=0;
    case 0:
        detdezec();
        transm();
        pregpoz();

```

```

    nrimpcobdomac2MHz=0;
    status=8;
    break;
}
}

else{
    if(cal!=0){
        Initializare();
    }
    else{
        if(nrimp2MHz<10000+nrimpcobdomac2MHz){
            status=4;
        }
        else{
            status=10;
        }
    }
}
}

void main(void)
{
    INTR_OFF(); /* se dezactiveaza intreruperile*/
    asm("    lds #0x3000");

    Initializare();
    for(aux_main=0; aux_main<N; aux_main++){
        S[aux_main]=(float)sin(((double)(((float)aux_main)*DOIPI)/((float)N))+d1);
        C[aux_main]=(float)cos(((double)(((float)aux_main)*DOIPI)/((float)N))+d2);
    }

    clear_screen();

    INTR_ON(); /* se activeaza intreruperile*/

    while(1){
        while(flagus==1){
            if(flagus1==0){
                old_test=PORTA&MASCA_A;
                flagus1=1;
            }
            testare=PORTA&MASCA_A;
            valoare1=!old_test^testare;
            valoare2=old_test^!testare;
            old_test=testare;
            while(valoare2==1){
                testare=PORTA&MASCA_A;
                valoare1=!old_test^testare;
                if(valoare1==1){
                    valoare2=0;
                }
            }
            old_test=testare;
            switch(piupiu){
                case 1:
                    piuie(PER1,NUMIMP1,DURLIN1);
                    break;
                case 2:
                    piuie(PER2,NUMIMP2,DURLIN2);
                    break;
            }
        }
    }
}

```



```
    }  
}  
  
switch(piupiu){  
  case 1:  
    piuie(PER1,NUMIMP1,DURLIN1);  
    break;  
  case 2:  
    piuie(PER2,NUMIMP2,DURLIN2);  
    break;  
  case 3:  
    piuie(PER3,NUMIMP3,DURLIN3);  
    piupiu=0;  
    break;  
  default:  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
    asteptare++;  
}  
}  
}
```

Bibliografie

- [ACA 92]-P. Acarneley, R. Hill, C. Hooper, "*Detection of Rotor Position in Stepping And SRM by Monitoring of Current Waveforms*" IEEE Trans. I.A. Vol. 28 no. 6 Nov./Dec. 1992, pg. 133-142
- [ALI 78]-Alitșuler, L.Z., Siber, V.L., *Cu privire la rezolvarea problemei echilibrării unui rotor flexibil. Echilibrarea rotoarelor și mecanismelor*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1978, pg. 127-134
- [ALL 88]-P.E.Allaire, A Mikula, B.Banerjee, D.W.Lewis, J.Imlach "*Design and testing of a Magnetic Thrust Bearing*" Proceedings of the NASA Workshop on Magnetic Bearings, Langley, VA, March 1988;
- [ATA 97]-Atanasiu Gh., Soran I. F., Șorândaru C., *Simulation of Converter-Switched Reluctance Motor for the Permanent and Dynamic Regimes*, ELECTROMOTION'97 Szmposium, 8-9 May 1997, Cluj-Napoca, Romania
- [ARG 97]-Argeșeanu A., *Contribuții la echilibrarea rotoarelor electromotoarelor*, Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" din Timișoara 1997
- [BAR 70]-Barke, V. N., *Șoporturi izotrope la mașinile de echilibrare și metode de echilibrare a pieselor flexibile. Teoria și practica echilibrării mașinilor și aparatelor*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1970, pg. 378-388.
- [BRA 73]-Brajco, A.S., Roizman, V.P., *Utilizarea calculatorului la echilibrarea rotoarelor flexibile. Teoria și practica procesului de echilibrare*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1973, pg.137-145
- [BOL 96]-Boldea I., *Reluctance Synchronous machine and drives*, Clarendon Press-Oxford, 1996
- [BOL 98] –Boldea I., Nasar S. A., *Electric drives*, 1998
- [BUZ 80]-Buzdugan Gh., *Rezistența materialelor*, Ediția XI, Ed. Tehnică, București, 1980
- [BUZ 79] Buzdugan Gh., Mihăilescu E., Radeș M., *Măsurarea vibrațiilor*, Ed. Academiei, București 1979
- [BUR 88]-Burrows, C. R., Sahinkaya, N., Traxier, A., *Design and application of a magnetic bearing for vibration control and stabilisation of a flexible rotor*, Proceedings of 1st international symposium on Magnetic bearings, 1988, Zurich, pg. 159-168
- [BIM 86]-Bimal K. Bose, T.J.E. Miller, P.M. Szczesny, W.H. Bicknell "*Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor*" IEEE Transaction on Industry Applications, vol. IA-22, July/August, pg.708-715, 1986

- [BEC 93]- R.C. Becerra, M. Ehsani, T.J.E. Miller, IEEE Trans. on Power electronics, vol. 8, no. 3, July 1993, pg. 257-263
- [BER 84]-Bereczky F., Popovici B., **Silea I.**, *Sistem de comandă pentru roboți de tip REMT*, Sesiunea de comunicații științifice Electromotor 1984, Timișoara, pg. 84 – 87
- [BUJ 93]-Buja S. G., Menis R., Valla I. M., *Variable Structure Control of An SRM Drive*, IEEE Trans. On Ind. Electr., Vol 40, No. 1, February 1993, pg. 56-62
- [CĂL 84]-Călin S., Petrescu Gh., Tăbuș I., *Sistems automate numerice*, Ed. Științifică și Enciclopedică, București, 1984
- [CHI 96]-Chiba A., Fukao T., *An analysis and an operating method of switched reluctance motors based on an simple inductance representation*, Proc. IAS Annual Meeting, 1995, pg. 419-426
- [CHU 97]-Chuang T., Pollok C., *Robust Speed Control of a Switched Reluctance Vector Drive Using Variable Structure Approach*, IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 44, No. 6, December 1997, pg. 800-808
- [DEN 56]-Den Hartog, J. P. : *Mechanical Vibration*, 4th ed., McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1956
- [DAR 87]-Darlow, M. S., *Balancing of High-Speed Machinery: Theory, Methods and Experimental Results*. Mechanical Systems and Signal Processing, 1987, vol. 1 (1), pg. 105-134
- [DAR 86]-Darlow, M., *Balancing of high-speed machinery: theory, methods and experimental results*, Mechanical Systems and Signal Processing, 1987, 1(1), pg. 105-134
- [DRA 82] – Dragomir T. L. *Sistems de mașini electrice cu levitație electromagnetică*, Teză de doctorat, I. P. "Traian Vuia", Timișoara, 1982
- [DRA 20] – Dragomir T. L., **Silea I.**, *Control System for the Magnetic Bearings of a Balancing Machine*, OPTIM 2000, Mai 2000, Brașov
- [DUM 93]-Dumitrache I., *Automatizări electronice*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1993
- [DUM 80]-Dumitrache I., *Tehnica reglării automate*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1980
- [KLE 78]-Klepp H., *Mecanică teoretică*, Curs lito., I.P.Timișoara, 1978
- [KNO 96]-Knospe, C. R., Tamer, S. M., *Experiments in robust unbalance response control*, Proceedings of the 5th international symposium on Magnetic bearings, 1996, Kanazawa, pg. 131-136

- [KUF 94]-Kufe, M., Wiedemann, B., Xiao, W.: *Zwei neue Regelungskonzepte für Magnetlagersysteme unter Berücksichtigung des Drehzahleinflusses auf die Systemdynamik*. In: *Automatisierungstechnik*, no.42, 1994, pg. 254-262
- [HER 96]-Herzog, R., Buhler, P., Larssonneur, R., *Unbalance compensation using generalised notch filters in the multivariable feedback*. *IEEE Trans.*, 1996, CST-4, (5), pg. 580-586
- [HAR 69] Harris, C. M., Crede, C. E., *Șocuri și vibrații*, Ed. Tehnică, București, 1969
- [EGA 91]-M. Egan, M.B. Harrington, I.M.D. Murphy, "*PWM based Position Sensorless Control of Variable Reluctance Motor Drives*" *Proceedings of EPE 91*, Vol. 4, 1991, pg. 24-29
- [EHS 92]-M. Ehsani, S. Mahajan, K.R. Ramani, I. Husain "*New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in SRM*", *Proceedings of IEEE IAS 92*, Vol. 1, 1992, pg. 430-438
- [EHS 92]-M. Ehsani, I. Husain, "*Rotor Position Sensing in SRM Drives by measuring Mutually Induced Voltage*", *Proceedings of IEEE IAS Houston 92*, Vol. 1, 1992, pg. 422-429
- [ELM 93]-C. Elmas, H. Zelaya, "*Position sensorless Operation of a Switched Reluctance Drive Based on a State Observer*", *Proceedings of EPE 93*, Brighton, Vol. 6, 1993, pg. 82-87
- [ENS 92]-M. Enshai, I. Husain, A.B. Kulkarni, "*Elimination of Position and Current sensor in SRM Drives*", *IEEE Trans Industry Applications*, vol. 28, no. 1, 1992, pg. 128-135
- [FOR 98]-Forrai A., Biro Z., Chiorean V., *Sliding mode Control of Switched Reluctance Motor Drive*, *OPTIM 98*, 1998, p.467-472
- [FÖL 94]-Föllinger O., *Regelungstechnik*, Hüthig, 1994
- [FÖL 87]-Föllinger O., *Nichtlineare Regelungen I*, Oldenburg, 1987
- [FÖL 87]-Föllinger O., *Nichtlineare Regelungen II*, Oldenburg, 1987
- [GOL 78]-Golidin, A. S., *Alegerea numărului planelor de echilibrare ale liniilor de transmisie ale elicieii. Echilibrarea rotoarelor și mecanismelor*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1978, pg.134-141
- [GRU 64]-Grumăzescu M., Stan A., Wegener N., Marinescu V., *Combaterea zgomotului și vibrațiilor*, Ed. Tehnică, București, 1964
- [HER 88]-P.Herman, M.Scott, E.H.Maslen, R.Humphris "*Practical Limits to the Performance of Magnetic Bearings: Peak Force, Slew Rate and Displacement*

- Sensitivity*" Proceedings of the NASA Workshop on Magnetic Bearings, Langley, VA. March 1988;
- [ION 98]-Ionică T., Silea I.. - Simulation of CNC milling control system, *Int. Conference on Automation and Quality Control A&Q'98*, Cluj-Napoca, Vol.1, pg.361-364, 1998
- [ION 85]-Ionescu V., *Teoria sistemelor*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1985
- [IUL 70]-Iulis, K., *Echilibrarea dinamică a rotoarelor pe suporturi cu caracteristici neliniare. Teoria și practica echilibrării mașinilor și aparatelor*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1970, p. 126-134
- [IVA 94]-Ivășchescu, V. *Ref. Doctorat nr.1*, Universitatea Tehnică Timișoara, 1994
- *** *Journal – Bearing Databook* Springer-Verlag, Berlin 1988, ISBN 3-54-17074-X
- [KJA 94]-P.C. Kjaer et all "*A New Indirect Position Detection Method for SRM*", Proceedings of IEEM '94, Paris, 1994, pg. 555-560
- [KJA 97]-Kjaer P. C., *High-Performance Control of Switched Reluctance Motors*, Thesis for the Degree of Doctor. University of Glasgow, 1997
- [KOS 93]-Koskinen H., *A Fuzzy PID-controller for Active Magnetic Bearings*, EUFIT'93-First European Congress on Fuzzy and Intelligent Technologies, Aachen, September 7-10, 1993, pg. 1169-1174
- [LAU 93]-P. Laurent, M. Gabsi, B. Multon "*Sensorless Position Analysis using Resonant Method for SRM*" Proceedings of IEEE IAS Toronto 93, Vol. 1, 1993, pg. 687-694
- [LAU 95]-P. Laurent, B. Multon, E. Hoang, M. Gabsi, "*Sensorless position measurement based on PWM eddy current variation for switched reluctance masine*", Proceedings EPE '95, Sevilla 1995, Vol. 3, pg. 787-792
- [LAN 90]-J.H. Lang, A. Lumsdaine, "*State Observers for Variable Reluctance Motor*", IEEE Trans. on I.E. Vol. 37, no. 2, 1990, p. 133-143
- [LEV 73]-Leviț, M.E., *Probleme ale echilibrării rotoarelor flexibile. Teoria și practica procesului de echilibrare*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1973, pg. 15-21
- [LI 99]-Li L., Mao J., *Feedback linearisation of magnetic bearing actuators for a uniform upper bound of force slew rate*, IEEE Proc. – Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 4, July 1999, pg. 378 – 382
- [MAC 92]-S.R. Macminn, W.J. Rzesos, P.M. Szczesny, T.M. Johns "*Application of Sensor Integration Tehniques in SRM Drives*", IEEE Trans. I.E. vol. 28, no. 6, Nov./Dec. 1992, pg. 1339-1343
- [MAC 45]-*** *Machinery*, London, 1945

- [MAR 56]-Martog Den, J. P. : *Mechanical Vibration*, 4th ed., McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1956
- [MAS 88]-E.H.Maslen, P.E.Allaire, M.A.Scott "Magnetic Bearing Design for a High Speed Rotor" Proceedingd of the First Intern Symposium ETH Zurich, Switzerland, June 6-8, 1988, pg.137-146
- [MAZ 70]-Mazin, Z. A., *Problema echilibrării rotoarelor flexibile cu greutate concentrată. Teoria și ractica echilibrării rotoarelor flexibile. Teoria și practica echilibrării mașinilor și aparatelor*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1970, p.170-177
- [MEC 73]-*** *Mechanical Vibration and Shock Measurements*, Br}el & Kjaer, 1973
- [MIL 93]-Miller T. J. E., *Switched Reluctance Motors and Their Control*, Clarendon Press, Oxford, 1993
- [MIL 96]-T.J.E. Miller, J.T. Bors, M. Ensani "Robust Torque control of SRM without shaft sensor" IEEE Trans on I.E. Vol. IE 33, nr. 3, 1996, pg. 212-216
- [MIR 99]-Mir Ș., Elbuluk E. M., Husain I., *Torque-Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using Adaptive Fuzzy Control*, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 35, No. 2, March/April 1999, pg. 461-468
- [MUK 99]-Mukhopadhyay S. C., Ohji T., Iwahara M., Yamada S. *Design, analysis and control of a new repulsive-type magnetic bearing system*, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 1, January 1999, pg. 33-40
- [MVU 91]-N.H. Mvungi, J.M. Stephenson "Accurate Sensorless Rotor Position Detection in a SRM" Proceedings of EPE 91, Vol. 1, 1991, pg. 390-393
- [MAT 96]- *** *Matlab – Simulink*, Control System Toolbox Manual, 1996
- [NNA 94]-Nnappe H., *Nichtlineare Regelungstechnik und Fuzzy-Control*, Expert Verlag, 1994
- [ORT 93]-Orthmann R., Schoener H. P., *Turn-off angle control of switched reluctance motors for optimum torque output*, EPE Proc., 1993, pg. 20-25
- [PET 91]-Petruescu M., **Silea I.**, Popescu C., Ionică T., *Microprocesoare și arhitecturi de calculatoare. Îndrumător de laborator*, 1991 Uiversitatea Tehnică – Timișoara
- [QUE 98]- De Queiroz M. S., Dawson D. M., Suri A. *Nonlinear control of a large-gape 2-DOF magnetic bearing system based on a coupled force model*, IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 145, No. 3. May 1998, pg. 269-276
- [ROB 98]-Robu N. *Documentație tehnică. Mașină de echilibrat*, 1998

- [ROI 78]-Roizman. V. P., Vaingortin, L. D., *Echilibrarea rotoarelor flexibile fără considerarea caracteristicilor elastico-inerțiale. Echilibrarea rotoarelor și a mecanismelor*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1978, pg. 116-121
- [ROI 70]-Roizman, V.P., *Metode de echilibrare a rotoarelor elastic deformabile. Teoria și practica echilibrării mașinilor și aparatelor*, Editura Mașinostroenie, Moscova, 1970, pg.151-162
- [SAV 93]-Savi G., *Proiectare CAD*, 1993
- [SIE 95]-Siegwart R., Herzog R. *Mechatronische Ansätze bei aktiven Magnetlagerungen*, Automatisierungstechnik 43 (1995) 12, pg.549-553
- [SUZ 98]-Suzuki Y., *Acceleration feedforward control for active magnetic bearing systems excited by ground motion*, IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 145, No. 2. March 1998, pg. 113-118
- [SPO 87]-Spong-Ilic M., Marino R., Peresada M. S., Taylor G. D., *Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors*, IEEE Trans. On Autom. Contr., Vol. AC-32, No. 5, May 1987, pg. 371-379
- [SIL 67]-Silaș Gh., Rădoi M., Brîndeu L., Klepp H., Hegedus A., *Culegere de probleme de vibrații mecanice*, Ed. Tehnică, București, 1967
- [SIL 99]-Silea I.: *Balancing machine with magnetic bearings*. In: Buletinul științific al Univ. "POLITEHNICA" din Timișoara, Tom. 44(58), 1999, pg. 83-99
- [SIL 98]-Silea I., Ionică T., - Distributed system for data acquisition and control, *Int. Conference on Automation and Quality Control A&Q'98*, Cluj-Napoca, Vol.1, pg.166-169, 1998
- [SIL 98]-Silea I., Ionică T., - Sensor for maximizing the control of switched reluctance motors with 6/4 poles, *Int. Conference on Automation and Quality Control A&Q'98*, Cluj-Napoca, Conference Vol.1, pg.303-308, 1998
- [SIL 98]-Silea I., Ionică T., - Optimal firing angles for switched reluctances motor control, *Int. Conference SACCS 98*, Iași, 1998
- [SIL 88]-Silea I., Balasz H., Eberle I., *Echipament de supraveghere a procesului de așchiere ESAROM*, TEHNIC 2000, Timișoara septembrie 1988 pg. 16-20
- [SIL 84]-Silea I., Tivadar V., Eberle I., *Algoritm de urmărire implementat pe robot de tip REMT*, Al IV-lea Simpozion național "Robotizarea în industrie", Timișoara 1984, Vol. IV pg. 119 – 124

- [SIL 85]-**Silea I.**, Tivadar V., *Realizări în domeniul reglării poziției la roboți industriali*, Sesiunea de comunicări științifice “Electromotor”, Timisoara, 1985, Vol. I, partea a II-a pg. 304 – 308
- [SIL 85]-**Silea I.**, Eberle I., Tivadar V., Teodorescu A., *Dispecer pentru alimentarea cu energie electrică a liniilor de trolebuze două stații*, Simpozionul de microprocesoare și aplicații în economie, Timișoara, 1985, vol. I pg. 261 – 264
- [SIL 86]-**Silea I.**, Tivadar V., Balasz H., *Modul pentru sesizarea uzurii și ruperii sculelor pentru strunguri și piese*, Primul simpozion de sisteme de comandă și acționare pentru mașini-unelte, roboți industriali și celule flexibile SICA, Băile Felix, 1986
- [SIL 84]-**Silea I.**, Tivadar V., *Asupra unui algoritm de urmărire omplementat pe robotul REMT 3*, A II-a Conferință internațională de Electrotehnică, telecomunicații, automatizări și calculatoare, CNETAC, București 1984
- [SIL 84]-**Silea I.**, Lipan O., *O metodă de identificare neparametrică a sistemelor giroscopice*, Sesiunea de comunicări științifice a armatei, Ploiești, 1989
- [SIL 92]-**Silea I.**, *Terminal inteligent pentru rețele de bare industriale*, Sesiunea de comunicări științifice Universitatea din Ploiești, 20-21 noiembrie 1992
- [SIL 92]-**Silea I.**, *Echipament numeric pentru sudura prin puncte*, Sesiunea de comunicări științifice Universitatea din Ploiești, 20-21 noiembrie 1992
- [TRA 84]-A.Traxler, G.Schweitzer, “*Measurement of the force characteristic contactless electromagnetic rotor bearing*” IMEKO Intern Measur., Conf., Symposium on Measurement and Estimation, Brixen, Italy, May 1984, pg.187-191].
- [TIV 85]-Tivadar V., Eberle I., **Silea I.**, Iarosevits M., Olariu D., Balasz H., *Utilizarea roboților REMT în aplicații de manipulare a tuburilor cineascopice cu urmărire conveior*, 6-th Conference an Control Systems and Computer Science București, 1985, vol. I pg. 427 – 433
- [TIV 85]-Tivadar V., **Silea I.**, Balasz H., Model de reglare robustă a poziției pentru roboți REMT, 6-th Conference an Control Systems and Computer Science București, 1985, vol. I pg. 434 – 440
- [TIV 85]-Tivadar V., **Silea I.**, Olariu D., *Automat programabil pentru manipulare REMT*, Sesiunea de comunicări științifice “Electromotor”, Timișoara, 1985, Vol. I, partea a II-a pg. 309 – 315
- [TIV 86]-Tivadar V., Eberle I., **Silea I.**, *Analogic sau numeric? Despre unele probleme de poziționare la roboți industriali*, TEHNIC 2000 Buletin de creație tehnico-științifică, Timișoara nr. 1/1986 pg. 22-24

- [TIV 86]-Tivadar V., Eberle I., **Silea I.**, Teodorescu A., *TELETROL – Sistem de programe pentru dispecerizarea alimentării cu energie electrică a trolebuzelor*, TEHNIC 2000, Timișoara nr. 3/1987 pg. 16-22
- [TIM 55]-Timoshenko S., *Vibration Problems in Engineering*, Princeton, 1955
- [TRI 97]-Trica A., *Contribuții la stabilizarea și reglarea sistemelor cu sustentație electromagnetică. Teză de doctorat*, Universitatea Politehnica Timișoara 1997
- [TRI 92]-Trica A. R., *Modelarea proceselor conduse din cdrul sistemelor cu sustentație electromagnetică*, Ref. Doctorat, IPTVT, Ianuarie 1992
- [TRI 86]-Trica A. R., *Traductor inductiv pentru măsurarea întrefierului cu aplicații la vehicule cu sustentație electromagnetică*, Simpozion Craiova, 1986, vol. 3, pg. 396-400
- [ISO 85]-a) ISO 2372 *Mechanical Vibration of Machines with Operating Speeds from 10 to 200 rev/s.*
- b) ISO 2371 *Field Balancing Equipment - Description and Evaluation*
- [ISO 87]-ISO 2953 *Balancing Machines - Description and Evaluation* 1987