



Universitatea “Dunărea de Jos” Galați

**CONTRIBUȚII PRIVIND OPTIMIZAREA
ENERGETICĂ A SISTEMELOR DE ACȚIONĂRI
ELECTRICE DE C. C. CU FUNCȚIONARE LA
FLUX VARIABIL**

- Rezumatul tezei de doctorat -

Conducător științific:
Prof.dr.ing. Emil ROȘU

Doctorand:
Romeo Păduraru

Galați, 2011

ROMÂNIA
MINISTERUL EDUCAȚIEI, CERCETĂRII, TINERETULUI ȘI SPORTULUI
UNIVERSITATEA DUNĂREA DE JOS DIN GALAȚI

Strada Domnească nr. 47, cod poștal 800008
Galați, România
E-mail: rectorat@ugal.ro



Tel.: (+4) 0336-130.109; 0336-130.108; 336-130.104
Fax: (+4) 0236 - 461.353
www.ugal.ro

C 10235/13.10.2011

C ă t r e

Universitatea "Dunărea de Jos" din Galați vă face cunoscut că în data de _____, ora _____, în _____, va avea loc susținerea publică a tezei de doctorat intitulată: **"CONTRIBUȚII PRIVIND OPTIMIZAREA ENERGETICĂ A SISTEMELOR DE ACȚIONĂRI ELECTRICE DE C.C. CU FUNCȚIONARE LA FLUX VARIABIL"**, elaborată de domnul/doamna **ing. PĂDURARU ROMEO**, în vederea conferirii titlului științific de doctor în Domeniul de doctorat - **Inginerie electrică**.

Comisia de doctorat are următoarea componență :

- Președinte:** **Prof.univ.dr.ing. Dorel AIORDĂCHIOAIE**
*Decan-Facultatea de Automatică, Calculatoare, Inginerie Electrică și Electronică
Universitatea "Dunărea de Jos" din Galați*
- Conducător de doctorat:** **Prof.univ.dr.ing. Mina-Emil ROSU**
Universitatea "Dunărea de Jos" din Galați
- Referent 1:** **Prof.univ.dr.ing. Corneliu BOȚAN**
Universitatea Tehnică "Gheorghe Asachi" din Iași
- Referent 2:** **Prof.univ.dr.ing. Florin IONESCU**
Universitatea POLITEHNICA București
- Referent 3:** **Prof.univ.dr.ing. Emil CEANGĂ**
Universitatea "Dunărea de Jos" din Galați

Cu această ocazie vă transmitem rezumatul tezei de doctorat și vă invităm să participați la susținerea publică. În cazul în care doriți să faceți eventuale aprecieri sau observații asupra conținutului lucrării, vă rugăm să le transmiteți în scris pe adresa Universității, str. Domnească nr. 47, 800008 - Galați, Fax - 0236 / 461353.

RECTOR,

Prof.dr.ing. **Viorel MÎNZU**



SECRETAR DOCTORAT,

Ing. Luiza AXINTE

CONTRIBUȚII PRIVIND OPTIMIZAREA ENERGETICĂ A SISTEMELOR DE ACȚIONĂRI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU CU FUNCȚIONARE LA FLUX VARIABIL

- REZUMATUL TEZEI -

CUPRINS

1. INTRODUCERE	
1.1 Actualitatea și importanța temei cercetate	1
1.2 Structura tezei de doctorat	2
2. STADIUL ACTUAL AL CUNOAȘTERII ÎN DOMENIU	
2.1 Sisteme de acționare electrică de c. c. cu flux variabil	3
2.1.1 Modelul matematic la flux variabil	4
2.1.2 Controlul sistemelor de acționare cu flux variabil	5
2.2 Tehnici de control utilizate pentru creșterea eficienței energetice	7
3. LINIARIZAREA MODELULUI M.C.C. CU FUNCȚIONARE LA FLUX VARIABIL. STRUCTURI DE CONTROL BAZATE PE MODELE LINIARIZATE	
3.1 Reglarea în viteză pe baza modelului liniarizat după cuplu electromagnetic și curent statoric	9
3.1.1 Modelarea sistemului dinamic	9
3.1.2 Proiectarea subsistemului de control	10
3.1.3 Rezultate ale simulării	13
3.2 Reglarea în poziție cu planificarea traiectoriei și control feedforward pe baza modelului liniarizat după t.e.m. și cuplu electromagnetic	14
3.2.1 Modelarea sistemului dinamic	14
3.2.2 Proiectarea subsistemului de control	15
3.2.3 Planificarea traiectoriei	17
3.2.4 Rezultate ale simulării	19
3.3 Concluzii	21
4. OPTIMIZAREA ENERGETICĂ A REGIMURILOR STAȚIONARE CU MAȘINI DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE SEPARATĂ	
4.1 Generarea referinței optimale	23
4.2 Rezultate ale simulării	26
4.3 Concluzii	28
5. CONTROLUL OPTIMAL ENERGETIC AL REGIMURILOR DINAMICE LA FLUX VARIABIL	
5.1 Introducere	29
5.2 Sistemul dinamic. Liniarizarea S.I.S.O. a M.C.C.E.S.	29
5.3 Formularea problemei de control optimal energetic	30
5.4 Soluția problemei de control optimal	31
5.4.1 Soluția recursivă a problemei de optimizare	32
5.4.2 Soluția nerecursivă a problemei de optimizare	33
5.5 Validarea prin simulare	35
5.6 O soluție de implementare a controlului optimal energetic	37
5.7 Concluzii	38

6. VALIDAREA EXPERIMENTALĂ A SOLUȚIEI DE CONTROL OPTIMAL ENERGETIC DE REGIM DINAMIC	
6.1 Structura standului experimental	40
6.2 Rezultate experimentale	41
6.2.1 Procesul de accelerare la sarcină constantă	41
6.2.2 Procesul de accelerare. Sarcină de tip treaptă	45
7.2.3 Procesul de frânare	46
6.3 Concluzii	47
7. CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII	
7.1 Concluzii generale	48
7.2 Contribuții	50
7.3 Direcții viitoare de lucru	51
7.4 Diseminarea rezultatelor	52
BIBLIOGRAFIE	

1. INTRODUCERE

1.1. Actualitatea și importanța temei cercetate

Consumul mondial de energie electrică a crescut constant în ultimele decenii, ajungându-se la triplarea cererii în anul 2005 față de 1973 (*International Energy Agency*) [IEA 07]. În raportul pe 2008, IEA atrăgea atenția că o continuare a politicilor din acel moment va duce la creșterea cu 130% a emisiilor de CO₂ și cu 70% a cererii de petrol până în 2050.

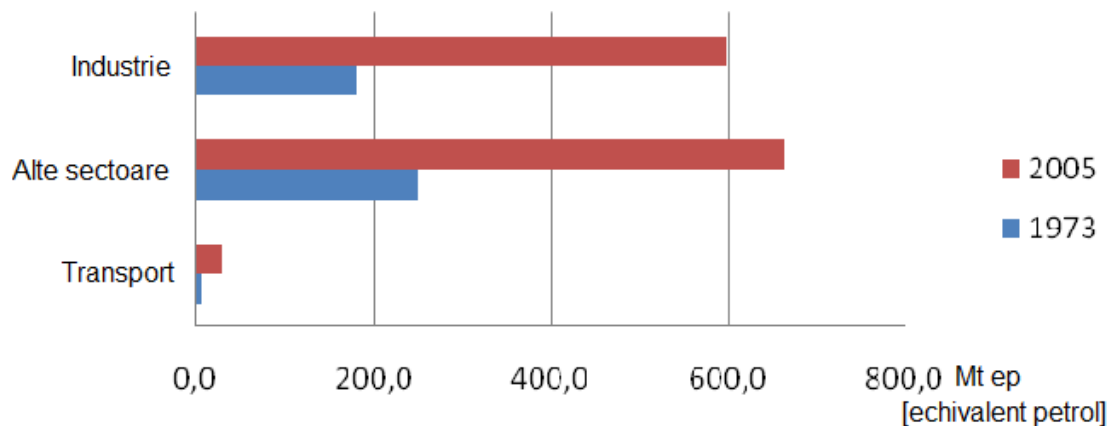


Fig.1.1. Creșterea consumului de energie electrică la nivel mondial [IEA 07]

Studiile realizate în cadrul *European Commission Joint Research Centre on Electric Motor Efficiency* [KEU 04], [MEC 08] relevă faptul că 65% din energia consumată de industria UE este vehiculată de acționările electrice. Utilizarea unor sisteme de acționare electrică cu randament mare sau creșterea randamentului celor vechi ar putea duce la economii de 200TWh anual, aproximativ 7,5% din energia totală consumată la nivelul UE, ceea ce ar reduce semnificativ necesitatea construirii de noi centrale electrice. Beneficii similare pot fi obținute prin extindere la nivelul transporturilor, serviciilor, casnic.

La nivel global, în privința consumului de energie al mașinilor electrice, statisticile indică un raport mediu de 2/3 din consumul industrial sau 40% din totalul consumului energetic al țărilor industrializate [APE 08]. Conform estimărilor, adoptarea tehnologiilor deja existente de conservare a energiei ar duce la economii de 11 – 18% [SAI 09].

Pentru creșterea eficienței conversiei electromecanice pot fi urmate trei căi principale:

- îmbunătățirea performanțelor statice și dinamice și creșterea randamentului mașinilor electrice și a convertoarelor statice - fapt realizabil prin utilizarea de materiale magnetice și conductoare de înaltă calitate, proiectare asistată, creșterea preciziei de prelucrare, utilizarea unor convertoare eficiente (convertoare de tip rezonant), micșorarea pierderilor semiconductoarelor de putere.

- o cât mai bună adecvare a performanțelor sistemului de acționare la procesul tehnologic, care să ducă la funcționarea cu randament maxim a conversiei și la utilizarea cu eficiență a disponibilităților în putere și viteză,

- dezvoltarea unor tehnici de control care să conducă la diminuarea consumului de energie electrică în regim dinamic și staționar.

Ca urmare a proiectării mai exacte și calității superioare a materialelor folosite, mașinile electrice utilizate actual în sistemele de conversie au performanțe energetice foarte bune. Randamentul conversiei are valori ridicate pentru regimuri staționale, în timp ce în regimuri dinamice acesta se diminuează considerabil.

Convertoarele statice și subsistemul de control, asigură performanțe statice și, mai ales, dinamice (timpi de răspuns, reglarea parametrilor electromecanici, erori de urmărire a traiectoriilor impuse ș.a.) de nivel ridicat. Realizarea acestor performanțe nu are însă în vedere efortul energetic

necesar pentru efectuarea unui ciclu de funcționare ci doar limitările funcționale (tensiune, curent, frecvență, flux minim, etc.) pentru convertor și mașină. Regimurile dinamice sunt realizate, aproape în exclusivitate, prin tahograme impuse de tip rampă, fără valență energetică. Structurile de reglare și criteriile de calcul ale reguletoarelor au fost proiectate pentru impuneri de tip treaptă sau rampă.

Direcția de cercetare în care se înscrie tema propusă este cea a dezvoltării unei structuri de control optimal, care să permită minimizarea consumului de energie în regim dinamic, pentru cazul particular al sistemelor de acționare cu mașini de curent continuu funcționând la flux variabil.

Tratarea zonei neliniare de funcționare a sistemelor de acționare cu m.c.c. este justificată de rezultatele obținute până în prezent în domeniul optimizării conversiei electromecanice pentru regimurile dinamice ale mașinilor de inducție și ale mașinilor de curent continuu funcționând la flux constant.

1.2. Structura tezei de doctorat

Conținutul tezei este structurat în opt capitole, după cum urmează:

Capitolul I: Introducere.

Capitolul II: prezintă stadiul actual al cunoașterii în domeniul sistemelor de acționare electrică (S.A.E.) de curent continuu cu flux variabil, tehnici de liniarizare și metode de control utilizate pentru creșterea eficienței conversiei electromecanice.

Capitolul III: prezintă modelele matematice ale S.A.E. de c.c., modalitatea convențională de control al acestor sisteme și rezultate ale simulării.

Capitolul IV: este dedicat modelării și liniarizării S.A.E de c.c. la flux variabil. Este utilizată tehnica liniarizării exacte prin reacție, în varianta S.I.S.O. (*single-input single-output*) și în varianta M.I.M.O. (*multi-input multi-output*). Modelele obținute sunt validate prin simulare. Pe baza acestora sunt sintetizate două structuri de control similare celor clasice, cu scopul îmbunătățirii performanțelor de reglare, un control în viteză și o reglare în poziție cu compensare feedforward și planificarea traiectoriei.

Capitolul V: tratează aspectele energetice legate de diminuarea de flux în regimurile de lucru staționare. Este pusă în evidență evoluția puterii absorbite cu magnetizarea rotorică, mai întâi în funcție de sarcină, apoi în dependență cu sarcina și viteza la arbore. Pe baza curbelor curent de excitație – putere totală absorbită a fost propusă o structură de control pentru creșterea randamentului conversiei.

Capitolul VI: în acest capitol este prezentată o nouă modalitate de control cu scopul îmbunătățirii randamentului conversiei sistemelor S.A.E. de curent continuu în regim dinamic funcționând la flux variabil. Aceasta are ca fundament teoria controlului optimal. Sunt prezentate de asemenea o modalitate de implementare a controlului optimal și rezultate ale simulării.

Capitolul VII: este capitolul de validare experimentală a controlului optimal energetic de regim dinamic la flux variabil. Cuprinde descrierea standului experimental și rezultatele obținute prin testarea pe stand a proprietăților energetice și dinamice ale noului tip de control.

Capitolul VIII: cuprinde concluziile finale ale tezei, contribuțiile demersului de cercetare științifică și conturează câteva direcții viitoare de dezvoltare.

2. STADIUL ACTUAL AL CUNOAȘTERII ÎN DOMENIU

2.1. Sisteme de acționare electrică de c.c. cu flux variabil

Pentru reglarea vitezei motorului de c.c. în limite largi avem disponibile două mărimi, tensiunile de alimentare rotorice și statorică, respectiv fluxul de excitație.

Conform ecuației caracteristicii mecanice naturale

$$\omega = \frac{U_N}{k \cdot \varphi_N} - \frac{m_m \cdot R_A}{k^2 \cdot \varphi_N^2} \quad (2.1)$$

variația tensiunii rotorice în limitele permise constructiv, $-U_N \leq U \leq U_N$, determină obținerea unei familii de caracteristici mecanice artificiale, plasată între cele două caracteristici naturale, fig.2.1. Această metodă de reglare are avantajul păstrării nealterate a capacității în cuplu a mașinii.

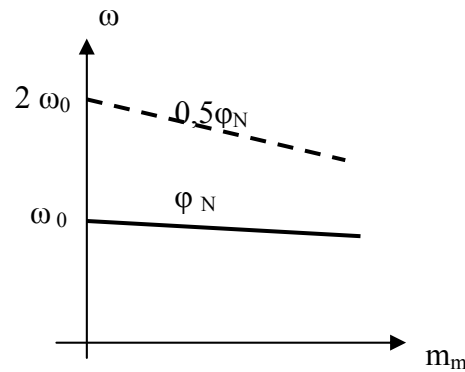
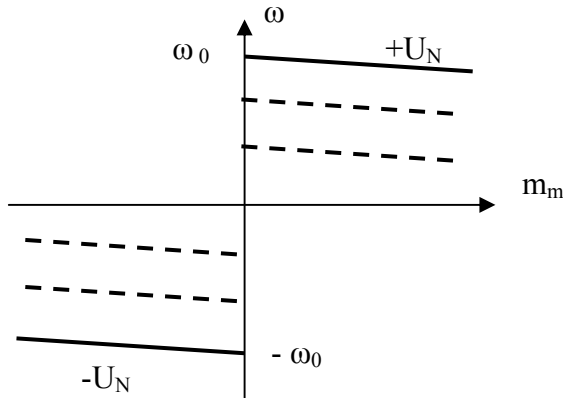


Fig. 2.1 Reglarea vitezei prin tensiune rotorică

Fig. 2.2 Reglarea vitezei prin diminuare de flux

A doua opțiune de control presupune modificarea fluxului de excitație. Obiectivul unui astfel de reglaj este obținerea vitezelor superioare celor de pe caracteristica mecanică naturală, la sarcini reduse.

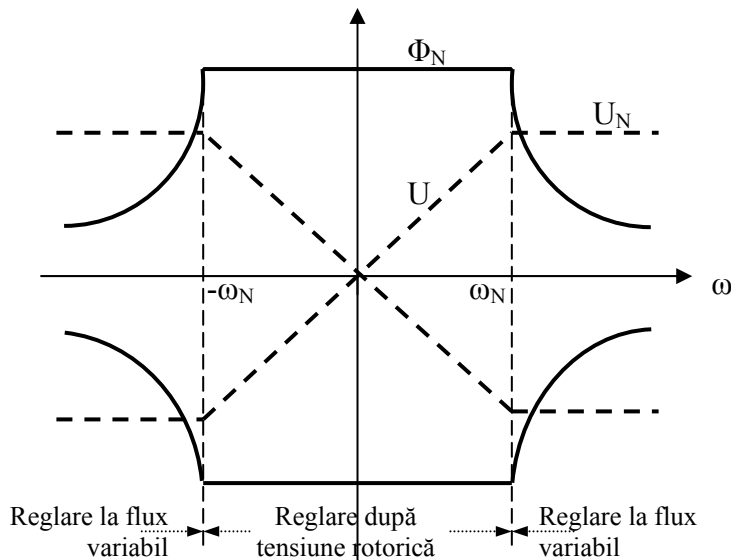


Fig. 2.3 Reglarea la m și P constant

Expresia de calcul a cuplului

$$m_m = k \cdot \varphi \cdot I_A \quad (2.2)$$

indică micșorarea acestuia direct proporțional cu fluxul. Reglarea în acest caz se face la putere constantă și cuplu variabil. Neglijând căderea de viteză în sarcină, viteza unghiulară a motorului va fi

$$\omega = \frac{U_N}{k \cdot \varphi}, \quad (2.3)$$

iar puterea electromagnetică

$$P = m_m \cdot \omega = U_n \cdot I_A = cst. \quad (2.4)$$

Un exemplu de utilizare este laminorul reversibil. La producerea grinzilor, barelor, șinelor de cale ferată, primele treceri necesită cupluri mari, iar după subțierea materialului scade cuplul necesar laminării și poate fi mărită viteza de trecere, pentru a scurta timpul de fabricație și a conserva temperatura laminatului.

O altă aplicație este mașina de bobinat. Când diametrul bobinei este mic se folosesc viteze mari la cuplu scăzut și, pe măsură ce diametrul crește, se reduce turația în timp ce cuplul crește. Pentru a realiza o bobinare uniformă, forța de tracțiune în fir se păstrează constantă, viteza de înfășurare fiind de asemenea constantă, depinzând de procesul tehnologic de fabricație a firului. Este și cazul ruloarelor și deruloarelor de benzi din industria metalurgică.

Mașinile unelte oferă un alt exemplu, prin re poziționarea rapidă a cuțitului de așchiere.

2.1.1. Modelul matematic la flux variabil

Plecând de la ecuațiile de echilibru electric și ecuația de mișcare, modelul are forma [ROS 99]:

$$\begin{cases} \frac{di_A(t)}{dt} = -\frac{R_A}{L_A} i_A(t) - \frac{k}{L_A} \varphi(t) \omega(t) + \frac{1}{L_A} u_A(t) \\ \frac{di_E(t)}{dt} = -\frac{R_E}{L_E} i_E(t) + \frac{1}{L_A} u_E(t) \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{k}{J} \varphi(t) i_A - \frac{1}{J} m_R(t) \end{cases} \quad (2.5)$$

în care: $m_m = ki_E i_A$ - cuplul dezvoltat de mașină, $e_{mf} = ki_E \omega$ - tensiunea electromotoare,

u_A, u_E - tensiunea rotorică, statorică, i_A, i_E - curentul rotoric, statoric,

R_A, R_E, L_A, L_E - rezistența și inductivitatea rotorică, respectiv statorică,

k - constanta mașinii,

F_v - coeficientul de frecări vâscoase,

J - momentul de inerție,

m_R - cuplul rezistent.

La acesta se adaugă ecuația dependenței

$$\varphi(t) = f[i_E(t)] \quad (2.6)$$

Modelul prezintă două tipuri de neliniarități:

- neliniaritatea datorată caracteristicii de magnetizare. Fluxul se micșorează sub cel nominal, astfel utilizându-se porțiunea cvasiliniară a caracteristicii de magnetizare, ceea ce permite aproximarea

$$\varphi(t) = k_\varphi \cdot i_E; k_\varphi = cst. \quad (2.7)$$

- neliniaritatea de tip produs dintre mărimea de stare

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

și mărimea de intrare

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_A(t) \\ \varphi(t) \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Forma operațională a modelului are schema bloc din fig.2.4., unde $\Phi_0(s)$, $I_{A0}(s)$ și $\Omega_0(s)$ sunt valorile mărimilor de stare la începutul dezexcitării.

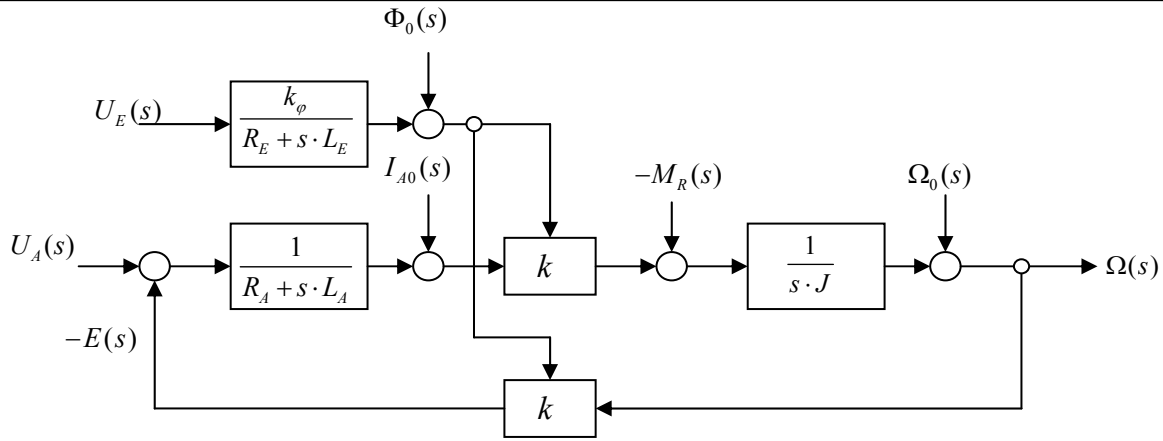


Fig.2.4. Schema bloc operațională pentru flux variabil

2.1.2 Controlul sistemelor de acționare cu flux variabil

Utilizarea controlului automat al acționărilor reglabile are o dublă motivare: păstrarea parametrilor electrici și mecanici în limite admisibile și obținerea unor performanțe dinamice și energetice cât mai bune. Există o multitudine de scheme de reglare în funcție de scopurile urmărite, tipul de echipament folosit și producător. În continuare este prezentată o schemă tipică de control la flux variabil, cu reglare în cascadă, fig. 2.5.

În privința comenzii rotorice intervin doi factori suplimentari:

- apare necesitatea limitării variabile a impunerii de curent i_A^* , curentul maxim admis fiind cu atât mai mic cu cât viteza este mai mare. Comanda limitării este realizată prin viteza reală ω , în blocul BLV, bloc de limitare variabilă.

- calculul regulatorului de viteză $R\Omega$ este afectat la nivelul coeficientului de amplificare k_Ω . Datorită variației fluxului în limitele:

$$\varphi_m \leq \varphi \leq \varphi_N \quad (2.10)$$

unde φ_N este fluxul nominal, iar φ_m fluxul minim, coeficientul $k\varphi$ va fi variabil, iar pentru regulator:

$$\frac{k_I \cdot J}{k_\omega \cdot k\varphi_m \cdot 8T_{\Sigma\Omega}^2} \leq k_\Omega \leq \frac{k_I \cdot J}{k_\omega \cdot k\varphi_N \cdot 8T_{\Sigma\Omega}^2} \quad (2.11)$$

Regulatorul analogic nu permite structură variabilă, de aceea se adoptă valoarea minimă a lui k_Ω , însă dinamica sistemului va fi puternic afectată, aceasta fiind diferită în funcție de valoarea fluxului. Pentru depășirea acestui impediment se pot folosi regulatoare numerice.

Pentru reglarea fluxului se utilizează un convertor unidirecțional cu tiristoare C1 comandat în fază prin dispozitivul de comandă pe poartă DCG. Bucla interioară de reglare a curentului de excitație cuprinde regulatorul RI_E , de tip PI. Pe lângă impunerea i_E^* și reacția $-i_E$ mai există și o a treia mărime, impunerea de curent de excitație minim i_{Em} , aceasta fiind necesară pentru evitarea dezexcitării totale a mașinii.

Impunerea e^* este constantă, iar t.e.m. reală e , se calculează după

$$e = u - R_A \cdot i_A \quad (2.12)$$

Dacă acționarea este reversibilă este nevoie de blocul BM , care calculează modulul t.e.m. Când sistemul se află în zona de reglare rotorice, regulatorul PI de t.e.m. RE va sta în saturație

$$e^* = k \cdot \varphi_N \cdot \omega_N, \quad e = k \cdot \varphi_N \cdot \omega, \quad e^* > e \Rightarrow RE \text{ saturat.} \quad (2.13)$$

La creșterea vitezei peste cea nominală, ca urmare a impunerii din circuitul rotorice, regulatorul RE va tinde să păstreze egalitatea

$$k \cdot \varphi_N \cdot \omega_N = k \cdot \varphi \cdot \omega \quad (2.14)$$

prin scăderea impunerii de curent de excitație, respectiv flux. Datorită parametrilor variabili din circuitul rotorice și a dependenței neliniare flux-curent de excitație, acordarea regulatorului va fi dificilă. În varianta numerică problema se poate rezolva tot prin structură variabilă.

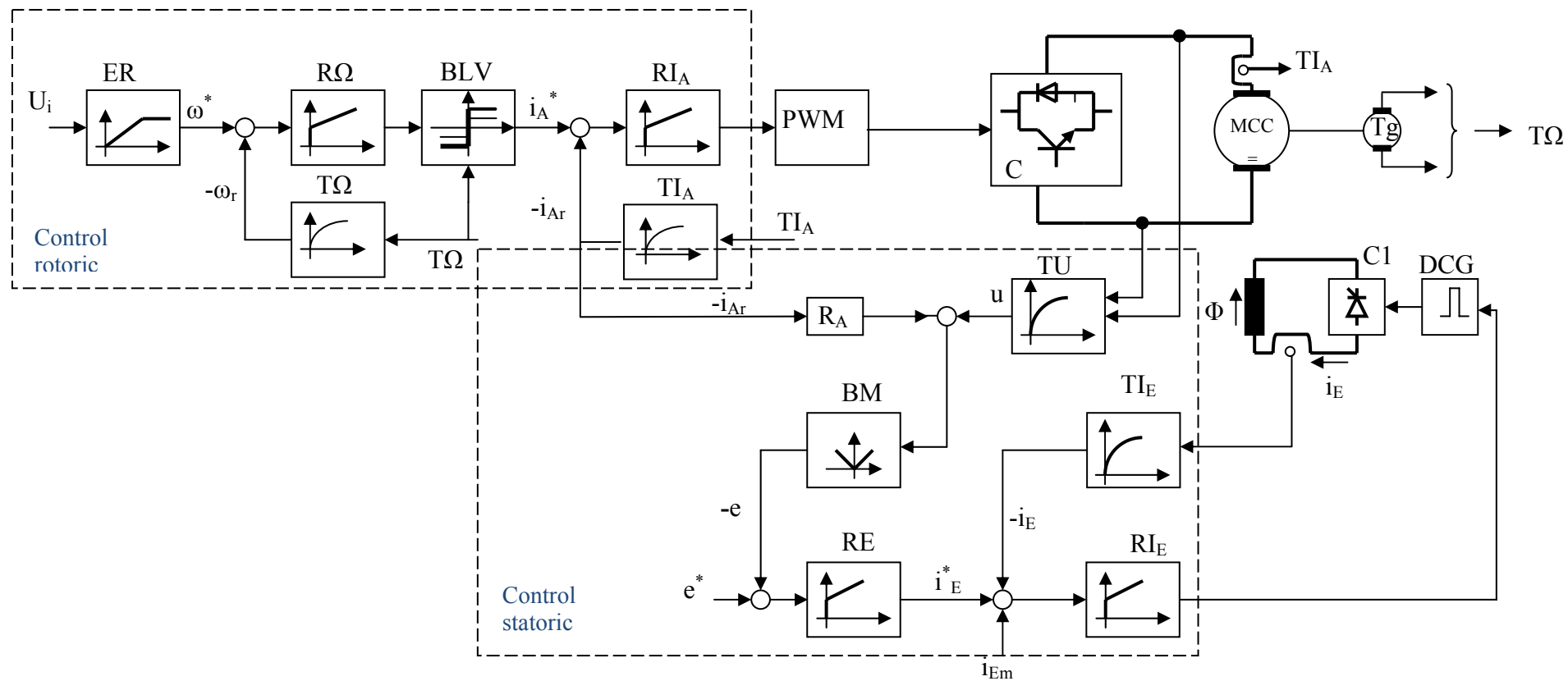


Fig. 2.5. Controlul automat al unui sistem de acționare cu m.c.c. la flux variabil

2.2. Tehnici de control utilizate pentru creșterea eficienței energetice

Motoarele electrice funcționează cu randament de peste 90% la încărcare și viteză nominală. Reducerea sarcinii sau a vitezei influențează puternic eficiența conversiei, aceasta scăzând la 60-80% pentru 50% încărcare [BEG 02] [SAI 09].

Conform studiilor US Department of Energy, 44% din motoarele din industrie funcționează la 40% din încărcarea nominală sau chiar mai puțin [HUR 07], [BOR 09]. Acest fapt se datorează atât ciclului de funcționare al sarcinii cât și supradimensionării motorului pentru a prelua posibilele suprasarcini.

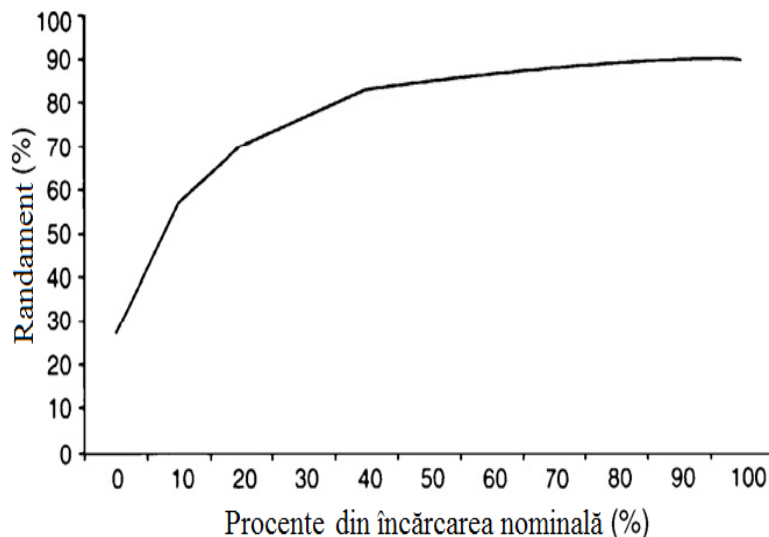


Fig. 2.6 Relația dintre încărcarea motorului și randament [BEG 02], [SAI 09]

Metodele consacrate de control al sistemelor de acționare electrică pot fi grupate astfel [ABR 00]:

- *control de tip pornit/oprit*: Este utilizat atunci când, pentru perioade lungi de timp, sistemul de acționare este încărcat la o mică fracțiune din capacitate. Motorul este pornit la scăderea sub un prag minim a parametrilor controlați și este oprit la depășirea pragului maxim. Pentru reducerea solicitărilor mecanice, numărul de porniri/opriți poate fi micșorat prin utilizarea unui tampon (de exemplu un bazin de acumulare pentru o instalație de pompare). Dacă motorul lucrează la sarcină nominală, acest tip de control poate fi eficient.
- *control în trepte*: Un sistem de acționare de putere mare este împărțit în sisteme mai mici fiecare având control de tip pornit/oprit. Motoarele vor lucra aproape de parametrii nominali, cu un randament bun, dar costurile unui astfel de sistem sunt mai mari, iar reglajul turației se face doar în trepte.
- *control mecanic*: este utilizat în aplicațiile ce necesită reglarea continuă a parametrilor. Motorul este alimentat la tensiune nominală iar parametrii de ieșire ai sistemului sunt controlați mecanic. Dezavantajul principal este dat de pierderile mecanice.
- *controlul cu viteză variabilă*: Motorul este alimentat prin intermediul unui convertor static, ieșirea sistemului fiind controlată prin reglarea vitezei. Deși costurile instalației pot fi mai mari, acest tip de control prezintă avantajul unor performanțe de reglare foarte bune, dar și posibilitatea de economisire a energiei atunci când sistemul lucrează la sarcini mai mici decât cea nominală.

În prezent sunt tot mai accentuate tendințele de dezvoltare și aplicare a unor tehnici de control care să conducă la creșterea randamentului conversiei electromecanice și la diminuarea consumului de energie electrică. Acestea pot fi grupate în metode de control de regim staționar și de regim dinamic.

Optimizarea energetică a regimurilor staționare poate fi realizată prin tehnici de control de tipul:

- *metode de căutare a optimului*: acestea cuprind tehnici bazate pe *optimizarea norului de particule* [KEN 95] [HON 08], *algoritmi genetici* [DON 07], control de tip *sliding-mode* [HAJ 09],
- *metode bazate pe modelul de pierderi al motorului*: au ca avantaj un timp mai mic de convergență comparativ cu metodele de căutare, dar implică un volum important de calcul și dificultăți legate de variația parametrilor [FAM 91], [GHO 04], [BOG 06],
- *metode grafice*: sunt trasate caracteristicile flux – curent total absorbit, punându-se în evidență coordonatele fluxului optim, cu ajutorul cărora se obține o funcție flux optim – curent absorbit, înglobată ulterior într-un controler optimal [OUA 10].

Optimizarea energetică a regimurilor dinamice

Optimizarea energetică a regimurilor dinamice:

- *conducerea optimală în regim dinamic*: se realizează pe baza teoriei controlului optimal având ca fundament principiul maximului al lui Pontryagin, calculul variațional și principiul optimalității al lui Bellman [PON 62] [ATH 07] [BEL 03].

3. LINIARIZAREA MODELULUI M.C.C. CU FUNCȚIONARE LA FLUX VARIABIL. STRUCTURI DE CONTROL BAZATE PE MODELE LINIARIZATE

Reglarea turației prin diminuare de flux ridică problema controlului unui sistem neliniar, datorită prezenței, în ecuațiile ce descriu dinamica sistemului, a produsului dintre starea și intrarea sistemului ($e = k \cdot \varphi(t) \cdot \omega(t)$, $m_m = k \cdot \varphi(t) \cdot i_A(t)$) și a caracteristicii de magnetizare. Metoda tradițională de tratare a acestor dificultăți este prin liniarizarea ecuațiilor sistemului în jurul unui punct de funcționare și proiectarea reguletoarelor pe baza sistemului liniarizat [LIU 03].

Preocupările mai recente în domeniul controlului sistemelor neliniare au permis dezvoltarea tehnicilor de liniarizare exactă prin reacție, cu aplicabilitate directă în cazul sistemelor de reglare ce necesită performanțe dinamice ridicate. Aceste tehnici au fost dezvoltate ca metode de control liniarizant [ISI 89], [KHO 03], [LIU 03] ceea ce le recomandă pentru liniarizarea proceselor dinamice rapide.

Liniarizarea exactă prin reacție presupune o schimbare de variabile și o redefinire neliniară a comenzii, sistemul astfel obținut fiind echivalent cu unul liniar. Această metodă necesită cunoașterea exactă a parametrilor mașinii, a dinamicii și a stării. În capitolul IV al tezei sunt prezentate 5 modele liniarizate ale m.c.c., unul în varianta S.I.S.O. (*single-input single-output*) și 4 în varianta M.I.M.O. (*multi-input multi-output*). Pe baza acestora sunt sintetizate două structuri de control similare celor clasice, cu scopul îmbunătățirii performanțelor de reglare, un control în viteză și o reglare în poziție cu compensare feedforward și planificarea traiectoriei.

3.1 Reglarea în viteză pe baza modelului liniarizat după cuplu electromagnetic și curent statoric

Modelul mașinii de curent continuu cu excitație separată (MCCES), obținut prin liniarizare exactă prin reacție, determină o variație liniară a cuplului electromagnetic. Utilizând noile mărimi de stare, cuplul și curentul de excitație, a fost proiectat un subsistem de control liniar, în buclă închisă, similar celor clasice.

3.1.1 Modelarea sistemului dinamic

MCCES în regim dinamic este descris de sistemul de ecuații diferențiale (2.5).

Modelul liniarizat utilizat în continuare a fost obținut sub forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{z}_1(t) \\ \dot{z}_2(t) \\ \dot{z}_3(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_A/L_A - R_E/L_E & 0 & 0 \\ 0 & -R_E/L_E & 0 \\ 0 & 0 & -R_A/L_A - R_E/L_E - F_V/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ z_3(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} k^2 x_1 x_2^2 / J \\ 0 \\ -k^2 x_2^2 x_3^2 / L_A + k^2 x_1^2 x_2^2 / J \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} x_2 k / L_A & x_1 k / L_E & 0 \\ 0 & 1 / L_E & 0 \\ x_2 x_3 k / L_A & x_1 x_3 k / L_E & -x_1 x_2 k / J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_E(t) \\ m_R(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.1)$$

cu vectorul de stare

$$z(t) = [z_1(t) \quad z_2(t) \quad z_3(t)]^T = [kx_1x_2 \quad x_2 \quad kx_1x_2x_3]^T = [ki_Ai_E \quad i_E \quad ki_Ai_E\omega]^T \quad (3.2)$$

În formă compactă, MCCES se poate scrie astfel:

$$\dot{z}(t) = Az(t) + F(x, t) + D(x, t)u(t) = Az(t) + v(x, t) \quad (3.3)$$

Intrarea reală $u(t)$ va fi reconstituită cu ajutorul ecuației:

$$u(t) = D^{-1}(x, t)(v(t) - F(x, t)). \quad (3.4)$$

Schema detaliată a MCCES, incluzând calculul comenzilor liniarizante $v_{1,2,3}$ și reconstituirea

ieșirilor $x_{1,2,3}$ este prezentată în fig. 3.1.

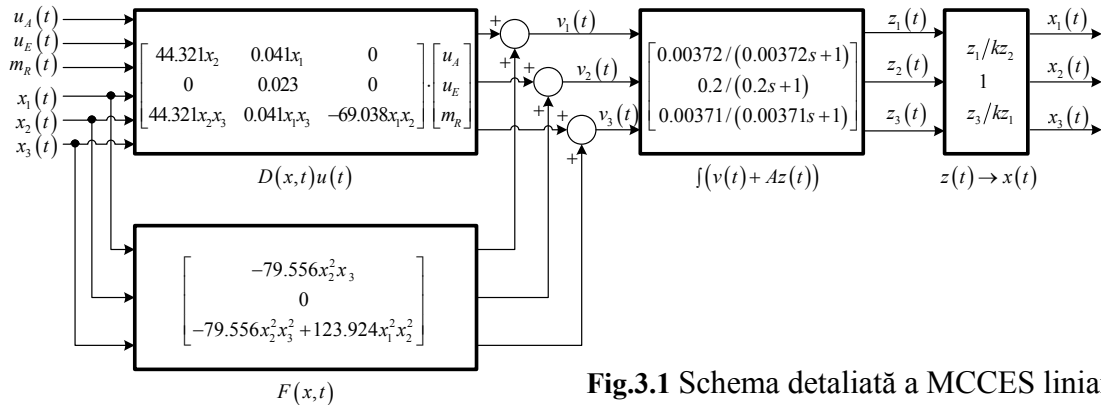


Fig.3.1 Schema detaliată a MCCES liniarizat

3.1.2 Proiectarea subsistemului de control

Modelul liniarizat (3.1) are două avantaje majore: canale independente pentru calculul stărilor și eliminarea neliniarității de tip produs din definiția cuplului electromagnetic. Din cele trei variabile de stare nou definite, se vor utiliza numai z_1 și z_2 . Cea de-a treia, introdusă pentru formularea corectă a problemei, nu este caracteristică sistemelor clasice de control ale MCCES și nu va fi folosită la proiectarea subsistemului de control.

Pentru controlul vitezei și cuplului este propusă schema bloc din fig. 3.3, în care avem următoarele notații:

- Y_{11} – funcția de transfer a părții mecanice a MCCES,
- Y_{12} – blocul de calcul al cuplului electromagnetic,
- Y_{13}, Y_{14} – funcțiile de transfer ale traductoarelor de cuplu și viteză.

Aplicând tehnicile liniare de proiectare pentru bucla de cuplu și cea de viteză se obțin reglatoarele R_M și R_Ω , de tip PI.

Structura **buclei minore** indică utilizarea criteriului modulului, varianta Kessler, pentru alegerea și acordarea regulatorului de cuplu, R_M . Astfel se obține o comportare optimă a sistemului de reglare atât în raport cu variația mărimii de intrare cât și cu perturbația [CĂL 72], [SAA 80], [CEA 01].

Funcția de transfer în circuit deschis a buclei de cuplu este următoarea:

$$Y_{MD}(s) = Y_{RM}(s)k_{D1} \frac{k_1}{1 + sT_1} \frac{k_m}{1 + sT_m} \quad (3.5)$$

în care:

- Y_{RM} – funcția de transfer a regulatorului de cuplu
 - k_{D1} – constanta de amplificare a comenzii v_1
 - k_1, T_1 – constanta de amplificare, constanta de timp a canalului de calcul al cuplului
 - k_m, T_m – constanta de amplificare a traductorului de cuplu.
- Filtrul pe mărimea impusă este reprezentat de $Y_{FM}(s)$.

Bucla externă poate fi descrisă ca:

$$Y_{\Omega D}(s) = Y_{R\Omega}(s)Y_{MO}(s) \frac{k_a}{1 + sT_a} \frac{k_\omega}{1 + sT_\omega} \quad (3.6)$$

în care avem:

- $Y_{R\Omega}$ – funcția de transfer a regulatorului de cuplu
- k_a, T_a – constanta de amplificare, constanta de timp a părții mecanice
- k_ω, T_ω – constanta de amplificare, constanta de timp a traductorului de viteză

Structura părții reglate impune aplicarea criteriului simetriei pentru determinarea regulatorului de viteză: Pentru îmbunătățirea răspunsului la comenzi rapide de viteză, putem utiliza un filtru $Y_{F\Omega}$ pe mărimea impusă:

Avantaj major al liniarizării, reglatoarele de cuplu și de viteză au structură fixă, independentă de variația fluxului de excitație.

Reglarea fluxului de excitație este realizată cu structura din fig.3.3, în care:

Y_{21} – blocul de calcul al curentului de excitație,

Y_{22} – funcția de transfer a traductoarelor de curent,

Y_{23} – blocul de calcul al modului tensiunii electromotoare.

Necesitatea dezexcitării impune o structură de reglare în cascadă, cu regulator de tensiune electromotoare în bucla majoră și regulator de curent în cea interioară. Ca și în cazul reglării cuplului electromagnetic, proiectarea controlului curentului de excitație se face pe baza criteriului modulului, varianta Kessler aplicat funcției de transfer a circuitului:

$$Y_{IED}(s) = Y_{RIE}(s)k_{D2} \frac{k_2}{1 + sT_2} \frac{k_{ie}}{1 + sT_{ie}} \quad (3.7)$$

Y_{RIE} – funcția de transfer a regulatorului de curent statoric,

k_{D2} – constanta de amplificarea a comenzii v_2 ,

k_2, T_2 – constanta de amplificarea, constanta de timp a canalului de calcul al curentului statoric,

k_{ie}, T_{ie} – constanta de amplificarea, respectiv constanta de timp a traductorului.

Bucula exterioară de t.e.m. este realizată cu regulatorul R_E , de tip PI, având ca particularitate impunerea e^* constantă. Regulatorul are atât rol de urmărire a impunerii, cât și de selecție a regimului de funcționare.

Selecția regimului de funcționare și dezexcitarea se realizează astfel:

- dacă sistemul se află în zona de reglare rotorică, $\omega^* \leq \omega_N$, regulatorul RE va sta în saturație, iar sistemul de acționare va lucra în regim de flux constant,
- la creșterea vitezei peste cea nominală, ca urmare a impunerii din circuitul rotoric, regulatorul RE va tinde să păstreze egalitatea

$$\begin{aligned} e &= e^* \\ k\varphi\omega &= k\varphi_N\omega_N \end{aligned} \quad (3.8)$$

prin diminuarea fluxului statoric.

Dacă acționarea este reversibilă este nevoie de modulul t.e.m., calculat în blocul Y_{23} .

În funcție de performanțele mașinii, se poate cere și un bloc de limitare variabilă a curentului rotoric la dezexcitare pentru a evita înrăutățirea comutației. Comanda limitării este realizată prin viteza reală ω , introducând o neliniaritate în sistem. Deoarece Siemens, producătorul motorului utilizat, nu solicită această limitare, ea nu a fost folosită în sistemul modelat.

Ca urmare a configurației circuitului de reglare, regulatorul tensiunii electromotoare nu poate fi încadrat în criteriile pentru procese rapide. Acesta a fost obținut utilizând metoda teoretico-experimentală Ziegler – Nichols.

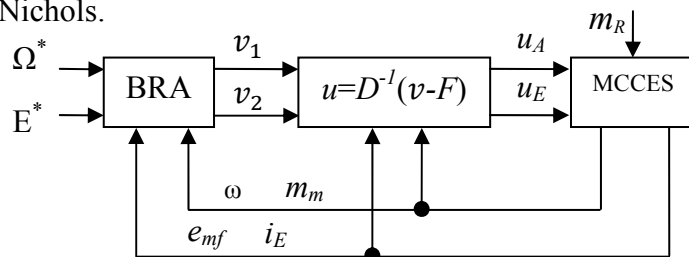


Fig. 3.2 Schema bloc a subsistemului de control

Obiectivul subsistemului de control este calculul intrărilor $u_A(t)$ și $u_E(t)$ ale MCCES. Structura de calcul este prezentată compact în fig.3.2, unde BRA este blocul de reglare automată.

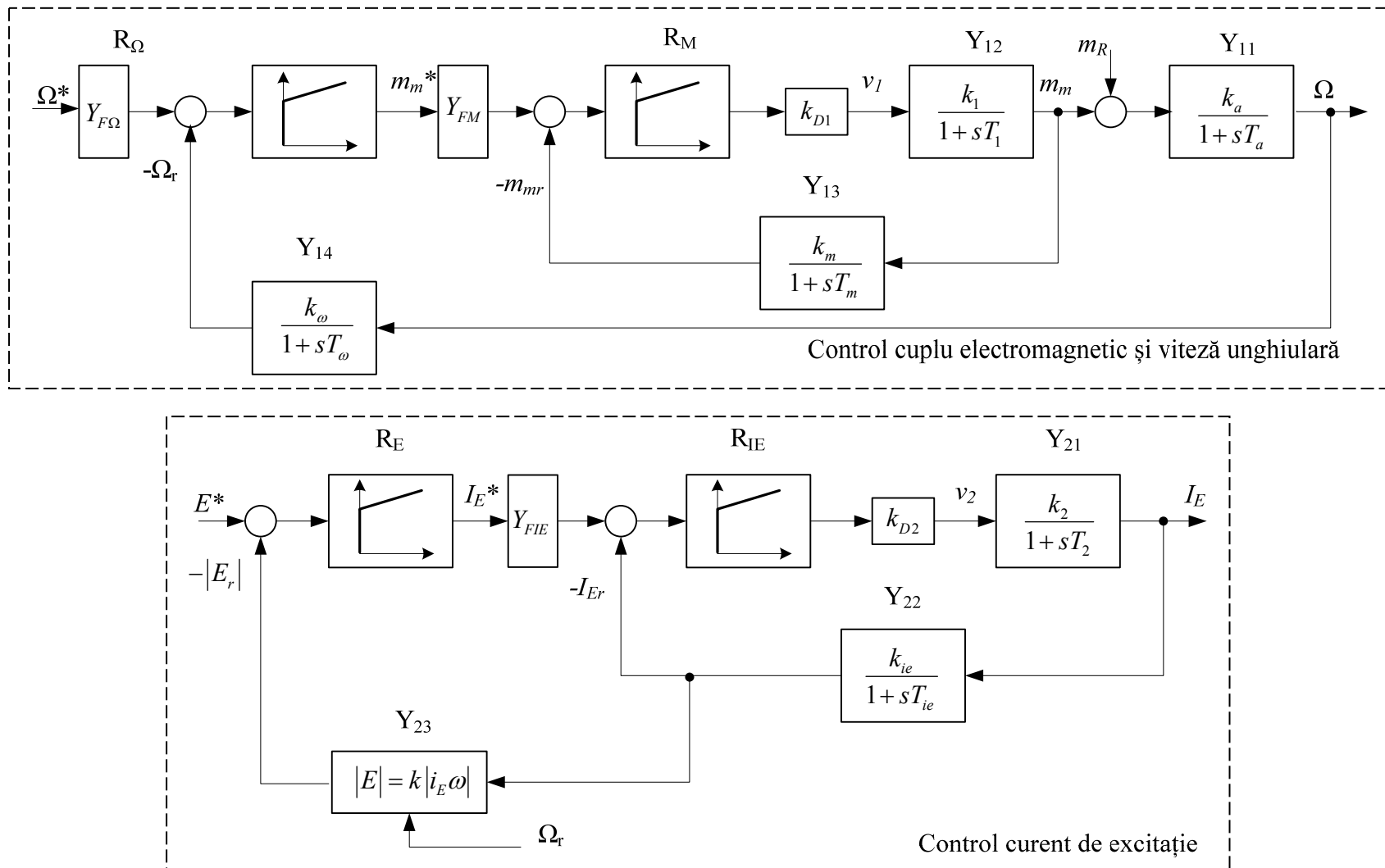


Fig. 3.3 Schema bloc de reglare în viteză cu model liniarizat

3.1.3 Rezultate ale simulării

Pentru validarea structurii de control a fost utilizat mediul Matlab-Simulink.

Figurile 3.4 - 3.7 surprind răspunsul buclei de reglare la referință de tip treaptă de amplitudine nominală (figura a), sau amplitudine corespunzătoare dezexcitării maxime 1:2.66 (figura b). Pentru o bună comparație, semnalele provenite de la structura liniarizată și de la cea neliniarizată (modelul natural) au fost suprapuse. În plus, deoarece modelul natural reclamă utilizarea unor regulatoare cu parametri dependenți de nivelul de dezexcitare, sunt prezentate două situații: regulator de cuplu acordat după fluxul nominal, respectiv fluxul minim. Acest lucru este evidențiat în legenda diagramelor prin notațiile „*model natural reg.1*” – parametri calculați la flux nominal, „*model natural reg.2*” - parametri calculați la flux minim.

Aplicarea unei trepte de cuplu nominal (12.47 Nm) buclei minore de pe ramura de reglare a vitezei unghiulare determină răspunsurile din figura 3.4a. Au fost realizate 3 încercări, toate la flux statoric nominal cu: model liniarizat, model neliniar cu regulatorul 1 (parametrii corespunzători fluxului nominal) și model neliniar cu regulatorul 2 (parametrii de flux minim). Primele două răspunsuri aproape se confundă, având un suprareglaj de 3.85%, respectiv 3.68%, în timp ce regulatorul 2 nu reușește să încadreze cuplul dinamic în suprareglajul admisibil de 4.3%, obținând 14.3%.

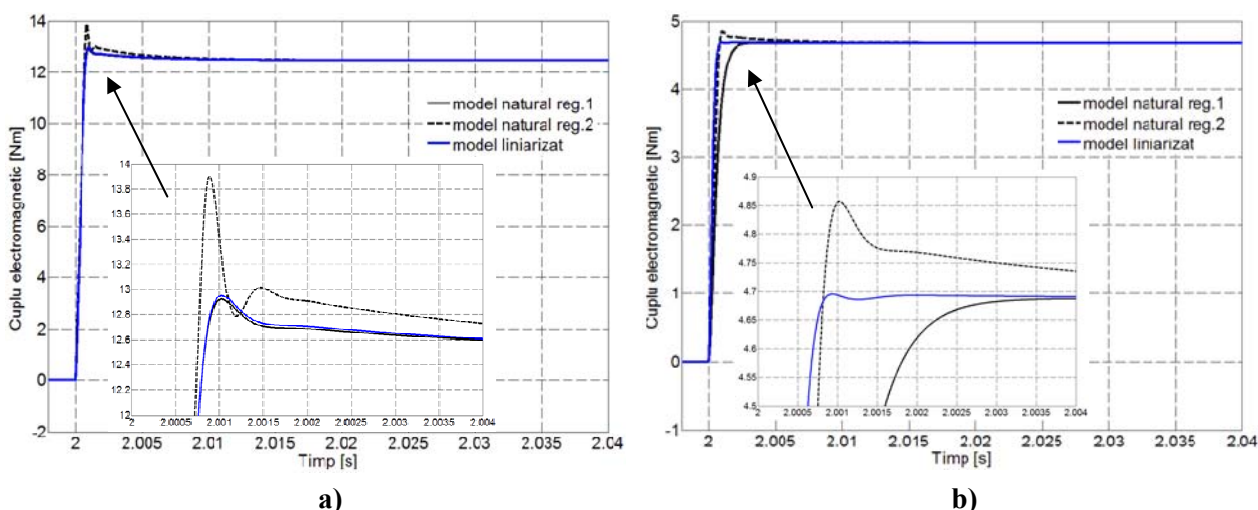


Fig. 3.4 Variația cuplului electromagnetic la impunere treaptă

Același tip de teste este ilustrat în fig. 3.4b, de data aceasta pentru o diminuare a fluxului la valoarea minimă și o treaptă de cuplu de 4.7 [Nm]. Se păstrează răspunsul bun al sistemului liniarizat, cu un suprareglaj de 0.13%, în timp ce modelul neliniar necesită schimbarea parametrilor regulatorului de cuplu pentru atingerea performanțelor impuse. Astfel, cu forma 2 a parametrilor obținem o variație de 3.45%, iar cu regulatorul 1 o intrare în regim staționar fără suprareglaj dar într-un timp sensibil mai mare.

Dacă în privința cuplului electromagnetic răspunsul este tipic pentru criteriul de acordare utilizat, limitarea fizică a tensiunii de excitație aduce un comportament diferit al buclei de curent statoric. Timpul de magnetizare corespunzător unei referințe treaptă nominale este de aproximativ 1 secundă, iar curentul intră fără suprareglaj în regim staționar, fig. 3.5a. Doar în cazul diminuării impunerii, variația curentului se apropie de cea tipică, așa cum se poate observa în fig. 3.5b, obținută la flux minim.

Treapta de viteză aplicată buclei externe a determinat răspunsurile vitezei unghiulare din fig.3.6. Testele au fost făcute atât la viteza nominală, 192.68 [rad/s], cât și la cea maximă admisă de motor pentru fluxul minim, de 512.8 [rad/s]. Pentru ambele încercări s-au suprapus semnalele obținute de la modelul liniarizat cu cele ale modelului natural în cele două variante de parametrizare a regulatorului de cuplu menționate anterior. Suprareglajul este sub 1%.

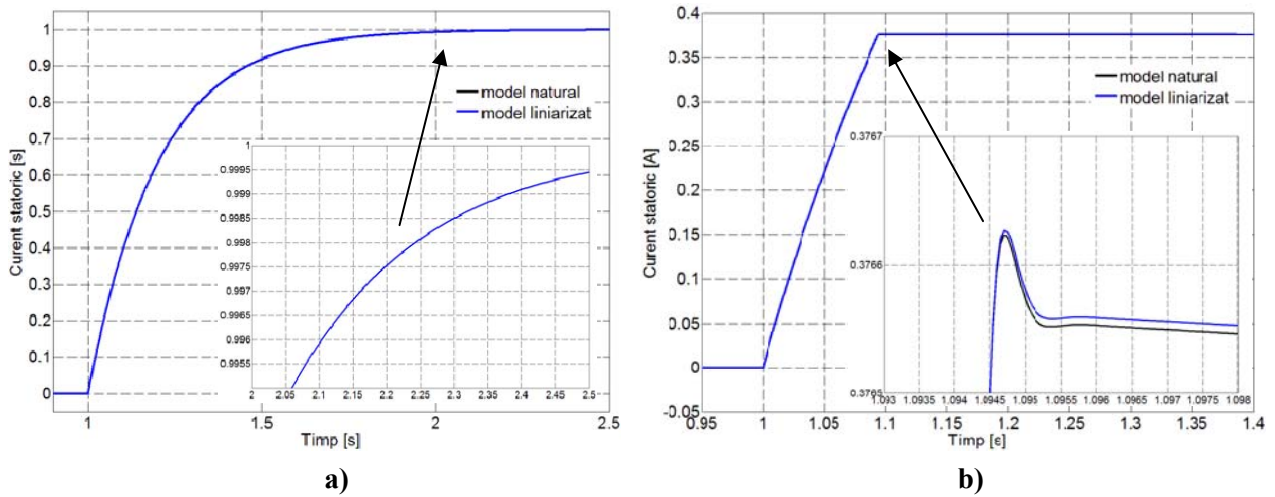


Fig. 3.5 Variația curentului statoric la impunere treaptă

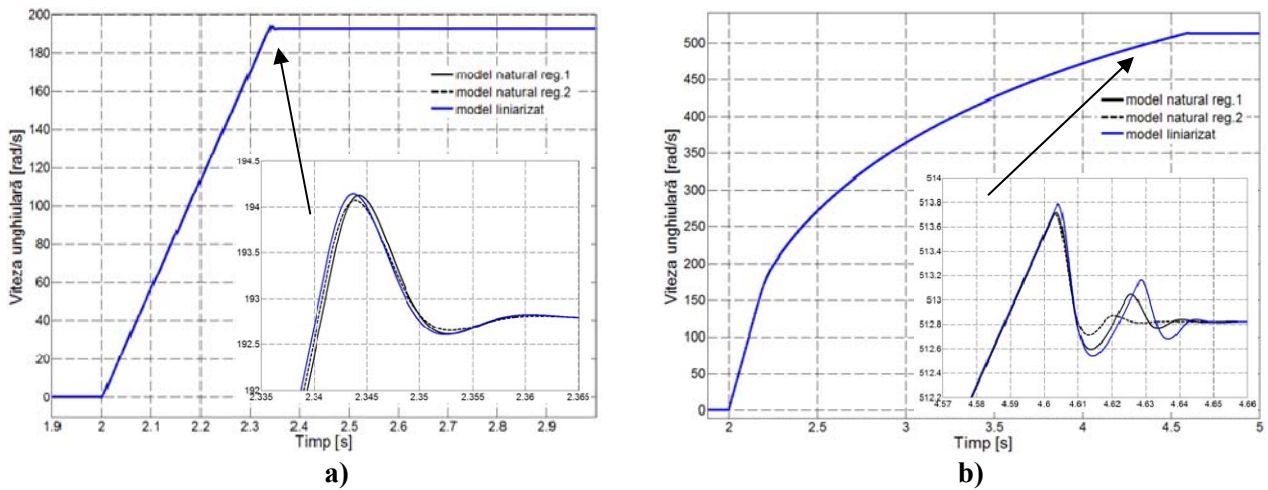


Fig. 3.6 Evoluția vitezei unghiulare la impunere treaptă

3.2 Reglarea în poziție cu planificarea traiectoriei și control feedforward pe baza modelului liniarizat după tensiune electromotoare și cuplu electromagnetic

3.2.1 Modelarea sistemului dinamic

Pentru liniarizarea sistemului au fost alese ca ieșiri tensiunea electromotoare, cuplul electromagnetic și o mărime fictivă $o(t)$, necesară pentru formularea corectă a problemei, rezultând astfel modelul liniarizat:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + F(x, t) + D(x, t) \begin{bmatrix} u_A \\ u_E \\ m_r \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

cu semnificația:

$$z(t) = [z_1(t) \quad z_2(t) \quad z_3(t)]^T = [kx_2x_3 \quad kx_1x_2 \quad kx_1x_3]^T \quad (3.10)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_E/L_E - F_V/J & 0 & 0 \\ 0 & -R_A/L_A - R_E/L_E & 0 \\ 0 & 0 & -R_A/L_A - F_V/J \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

$$F(x, t) = \begin{bmatrix} k^2x_1x_2^2/J \\ -k^2x_2^2x_3/L_A \\ -k^2x_2x_3^2/L_A + k^2x_1^2x_2/J \end{bmatrix}$$

$$D(x, t) = \begin{bmatrix} 0 & k/L_E x_3 & -k/J x_2 \\ k/L_A x_2 & k/L_E x_1 & 0 \\ k/L_A x_3 & 0 & -k/J x_1 \end{bmatrix}$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} u_A \\ u_E \\ m_r \end{bmatrix}$$

Intrarea reală $u(t)$ va fi calculată astfel:

$$u(t) = D^{-1}(x, t)(v(t) - F(x, t)). \quad (3.12)$$

Structura de detaliu a modelului liniarizat este prezentată în figura 3.7.

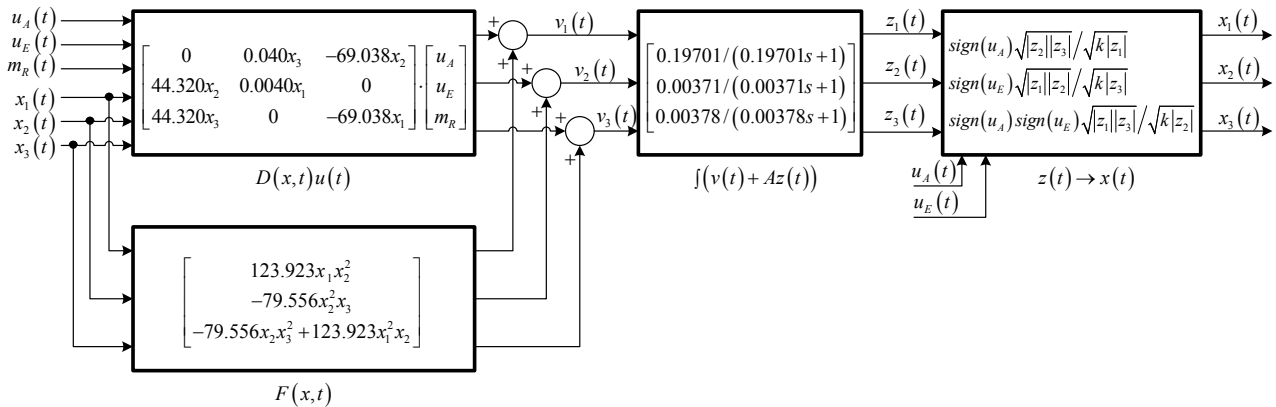


Fig. 3.7 Schema detaliată a MCCES liniarizat

3.2.2 Proiectarea subsistemului de control

Cea mai des întâlnită metodă de reglare a sistemelor de acționare electrică rămâne controlul în cascadă cu reacție negativă, metodă matură, cu multiple avantaje [LEO 01].

Timpul de răspuns al unei astfel de structuri de reglare automată crește odată cu numărul de bucle externe adăugate, deoarece constanta de timp a circuitului echivalent în buclă închisă se multiplică de cel puțin două ori pentru fiecare circuit de reglare al structurii în cascadă. În aplicații de tipul sistemelor de poziționare, acumularea timpilor de întârziere poate afecta semnificativ performanțele dinamice ale sistemului condus. Acest dezavantaj poate fi compensat prin utilizarea complementară a controlului cu anticipare. Pentru a nu afecta stabilitatea sistemului, referințele feedforward vor fi generate separat față de buclele de reacție negativă [LEO 01].

Alături de efectul principal al diminuării timpului de răspuns, controlul feedforward permite păstrarea reguletoarelor în regim de lucru liniar prin evitarea saturării temporare și, astfel, micșorarea erorilor de urmărire a traiectoriilor. Când subsistemul de control utilizează în bucla internă un regulator de cuplu, o reacție feedforward pe baza cuplului rezistent estimat îmbunătățește performanțele dinamice și preia mare parte din sarcina regulatorului de viteză.

Configurația subsistemului de reglare în poziție este prezentată în fig. 3.8, fiind alcătuit din circuitul rotor, cu reguletoare de cuplu electromagnetice R_M , viteză unghiulară R_Ω , poziție R_e și circuitul statoric controlat după curent de excitație R_{IE} și tensiune electromotoare R_E . Subsistemul de control este completat cu două bucle de compensare feedforward, una de viteză și una de cuplu rezistent. Referințele de poziție și de viteză sunt generate de un bloc de planificare a traiectoriei de ordinul trei.

În ceea ce privește modelul liniarizat al mașinii de curent continuu, fig. 3.7, din cele trei variabile de stare nou definite se vor utiliza numai primele două, z_1 și z_2 , cea de-a treia, introdusă pentru formularea corectă a problemei, nu are semnificație fizică și nu va fi folosită la proiectarea subsistemului de control.

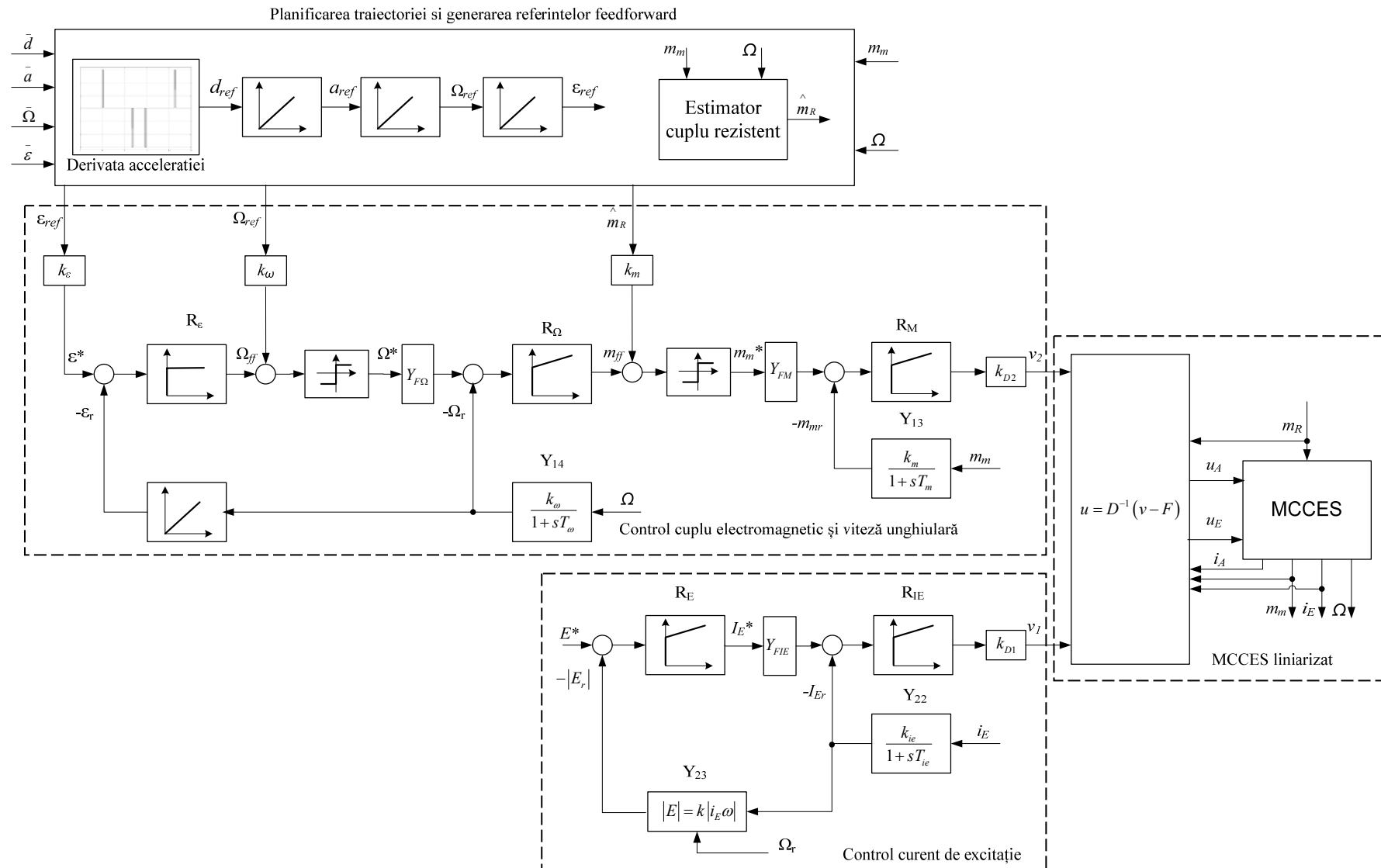


Fig. 3.8 Schema bloc de reglare în poziție cu planificarea traiectoriei și control feedforward

Reglarea poziției

Referința de poziție este generată de un bloc de planificare a traiectoriei, care are ca mărimi de intrare poziția dorită și valorile maxime admise pentru derivata accelerației, accelerație și viteză. Pe baza acestor date se calculează variația derivatei accelerației astfel încât să fie respectate limitările menționate, impunerea de poziție fiind apoi obținută prin integrări succesive.

Urmărirea traiectoriei astfel obținute este asigurată de o buclă de poziție cu regulator de tip P, dimensionat astfel încât să asigure intrarea fără suprareglaj în regim staționar. Acest lucru, alături de posibilitatea proiectării derivatei accelerației și de controlul feedforward, oferă sistemului de poziționare precizie ridicată, dar și posibilitatea de conformare cu cerințele suplimentare ale unor aplicații de control al mișcării: mașini unelte, sisteme de debitare automată etc. (urmărirea traiectoriei și poziționarea finală trebuie făcute fără suprareglaj pentru a nu deteriora piesa prelucrată), manipularea unor materiale sensibile (accelerație controlată), lifturile de mare viteză (controlul derivatei accelerației și lipsa suprareglajului asigură confortul necesar).

Controlul feedforward

Sistemul de poziționare prezentat înglobează două bucle feedforward, necesare pentru diminuarea întârzierilor inerente controlului în cascadă și îmbunătățirea răspunsului la perturbații.

Prima referință feedforward este cea de viteză unghiulară, provenită de la blocul de proiectare a traiectoriei. Este obținută prin dubla integrare a derivatei accelerației și ponderarea mărimii rezultate, pentru compatibilizarea cu nivelul de semnal al circuitului de control. Datorită sursei comune cu referința de poziție, este simplificată coordonarea celor două impuneri de viteză, cea provenită de la regulatorul de poziție și referința feedforward, diminuând posibilitatea apariției unor cerințe contradictorii pentru regulator. Stabilitatea buclei de viteză este asigurată prin structura acesteia, deoarece circuitul de reacție anticipativă și cel feedback au origini diferite [LEO 01].

A doua referință feedforward, cea de cuplu, este generată de un estimator de cuplu rezistent [GEO 02], [BIM 02]. Utilizarea acesteia diminuează sarcina regulatorului de viteză de a genera referința de cuplu electromagnetic și îmbunătățește dinamica. Estimatorul de cuplu se poate realiza în două moduri [LEO 01]:

- pe baza modelului invers al mașinii de lucru și a referinței de traiectorie,
- pe baza valorilor măsurate/estimate ale mărimilor de stare.

Prima variantă a estimatorului implică o bună cunoaștere a ecuțiilor de mișcare ale sarcinii, ceea ce poate crește considerabil complexitatea modelului sistemului de acționare, dar permite eliminarea erorilor de măsură și a întârzierilor introduse de tractoare.

Sistemul de acționare electrică abordat fiind unul generic, mașina de lucru a fost tratată simplificat, fiind luate în calcul doar inerția și sarcina echivalentă. Estimarea cuplului rezistent se realizează după varianta a doua, pe baza mărimilor de stare achiziționate.

3.2.3 Planificarea traiectoriei

În aplicațiile performante de acționare electrică, îndeosebi în cazul sistemelor de poziționare, conjugat cu controlul feedforward [MAT 11], [JAM 08], [YAN 08], [GRA 07], [LEV 07], [CHE 06], se utilizează modele dinamice de generare a referințelor, [HOR 11], [KRÖ 10], [BOR 09], [GAS 08], [ENG 07]. Una dintre modalitățile de obținere a impunerilor adecvate, atât din punctul de vedere al efectului dorit (poziția finală), cât și al respectării constrângerilor aferente sistemului electric și al celui mecanic, este planificarea traiectoriei de mișcare.

Acest subcapitol prezintă etapele de calcul al unei traiectorii de ordinul trei. Față de controlul clasic, unde restricțiile sunt poziția, viteza maximă și accelerația (asimilabil traiectoriei de ordin II), traiectoria de ordinul III presupune impunerea suplimentară a limitei pe derivata accelerației, ceea ce aduce avantaje importante:

- o mai bună adecvare a variației traiectoriei la restricțiile și comportamentul sistemului electromecanic,

- atunci când limitele impuse mărimilor de stare sunt echivalente restricțiilor fizice ale sistemului de acționare, controlul va fi de tip optimal din punct de vedere al timpului de atingere a poziției finale,
- traiectoriile obținute sunt netede, cu un conținut redus al componentelor de înaltă frecvență,
- posibilitatea de impunere prin proiectare a amplitudinii șocurilor mecanice la pornire și frânare și extinderea în acest mod a gamei de aplicații posibile.

Planificarea traiectoriei constă în determinarea profilului de variație al derivatei accelerației, din care, prin integrări succesive, se va obține poziția rotorică. Au fost calculate două astfel de traiectorii. Prima folosește ca limită viteza nominală, 192,68 [rad/s], restrângând posibilitățile de reglare la controlul rotoric, în timp ce a doua traiectorie extinde domeniul de lucru în zona de flux variabil, până la viteza de 400 [rad/s].

Algoritmul de calcul adoptat este cel recomandat în [LAM 05], cu ajutorul căruia, pentru primul caz, s-au obținut profilele din fig. 3.9.

Notăm cu $\bar{\omega}$, \bar{a} și \bar{d} valorile maxime permise ale vitezei, accelerației și derivatei de ordinul I a accelerației, iar $t_{\bar{\omega}}$, $t_{\bar{a}}$ și $t_{\bar{d}}$ vor fi intervalele de timp în care aceste mărimi rămân în limitare. Algoritmul constă în determinarea iterativă a timpilor de regim staționar $t_{\bar{a}}$, $t_{\bar{a}}$ și $t_{\bar{\omega}}$, prin introducerea, pe rând, a limitărilor \bar{d} , \bar{a} și $\bar{\omega}$.

Pentru calculul primei traiectorii, cu viteza unghiulară limitată la valoarea nominală, impunem $\bar{d} = 6000 [rad/s^3]$, $\bar{a} = 300 [rad/s^2]$, $\bar{\omega} = 192.68 [rad/s]$ și poziția dorită $\bar{\varepsilon} = 768 [rad]$.

Pe baza relațiilor de calcul [LAM 05]:

$$\begin{aligned} a(t) &= d_0 t + a_0 \\ \omega(t) &= \frac{1}{2} d_0 t^2 + a_0 t + \omega_0 \\ \varepsilon(t) &= \frac{1}{6} d_0 t^3 + \frac{1}{2} a_0 t^2 + \omega_0 t + \varepsilon_0 \end{aligned} \tag{3.13}$$

în care d_0 , a_0 , ω_0 , ε_0 sunt valorile inițiale ale variabilelor, vom obține:

$$t_{\bar{d}} = 0.05[s], \quad t_{\bar{a}} = 0.5923, \quad t_{\bar{\omega}} = 3.2953[s]. \tag{3.14}$$

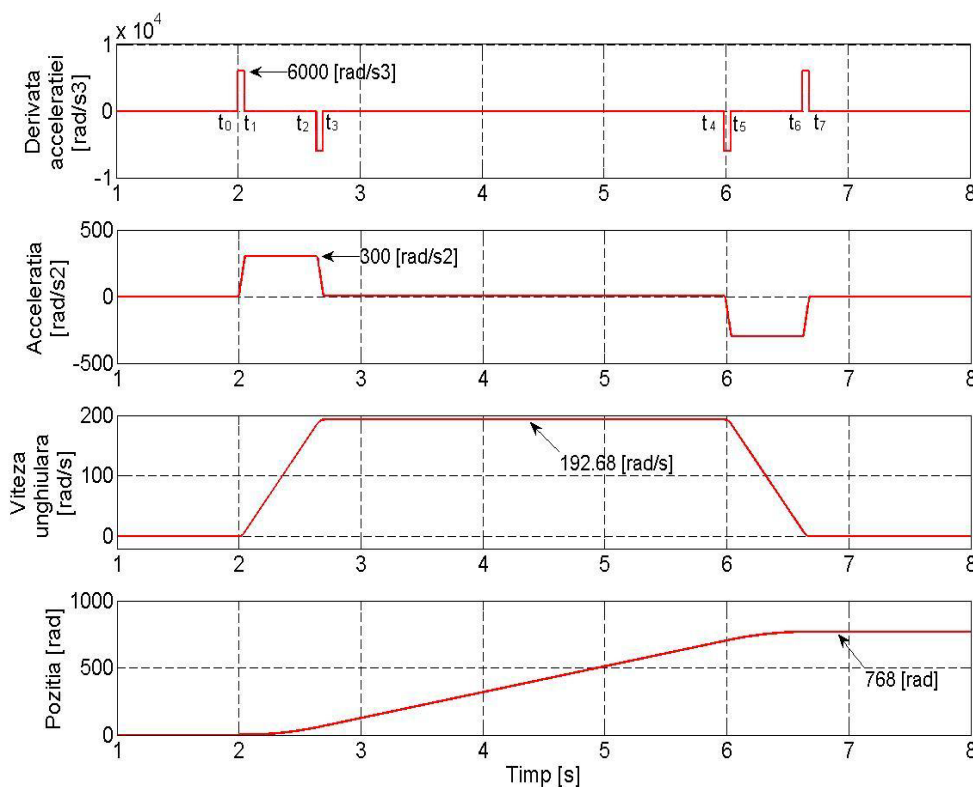


Fig. 3.9 Planificarea traiectoriei, regim de flux constant
limita de viteză este $\bar{\omega} = 192.68 [rad/s]$

Traiectoriile finale sunt cele prezentate în figura 3.9. Determinarea timpilor de regim staționar pentru viteză și accelerație se face ținând cont de aceleași două condiții asumate pentru $t_{\bar{a}}$: viteza, accelerația și derivata acesteia trebuie să fie maxime pentru a păstra optimalitatea; limitele $\bar{\omega}$, \bar{a} și \bar{d} nu sunt depășite.

Pentru validarea subsistemului de control și a modelului liniarizat al MCCES în regim de flux variabil, a fost calculat și un set de traiectorii în condițiile: $\bar{d} = 6000 [rad/s^3]$, $\bar{a} = 300 [rad/s^2]$, $\bar{\omega} = 400 [rad/s]$ și $\bar{\varepsilon} = 768 [rad]$. Determinarea timpilor de regim staționar pentru viteză, accelerație și derivata accelerației se face ținând cont de aceleași două condiții asumate anterior: viteza, accelerația și derivata acesteia trebuie să fie maxime pentru a păstra optimalitatea; limitele $\bar{\omega}$, \bar{a} și \bar{d} nu sunt depășite. Pentru timpii staționari s-au obținut valorile: $t_{\bar{a}} = 0.05[s]$, $t_{\bar{a}} = 1.2833[s]$, $t_{\bar{\omega}} = 0.5367$, care permit obținerea poziției dorite într-un timp mai scurt, fig. 3.10.

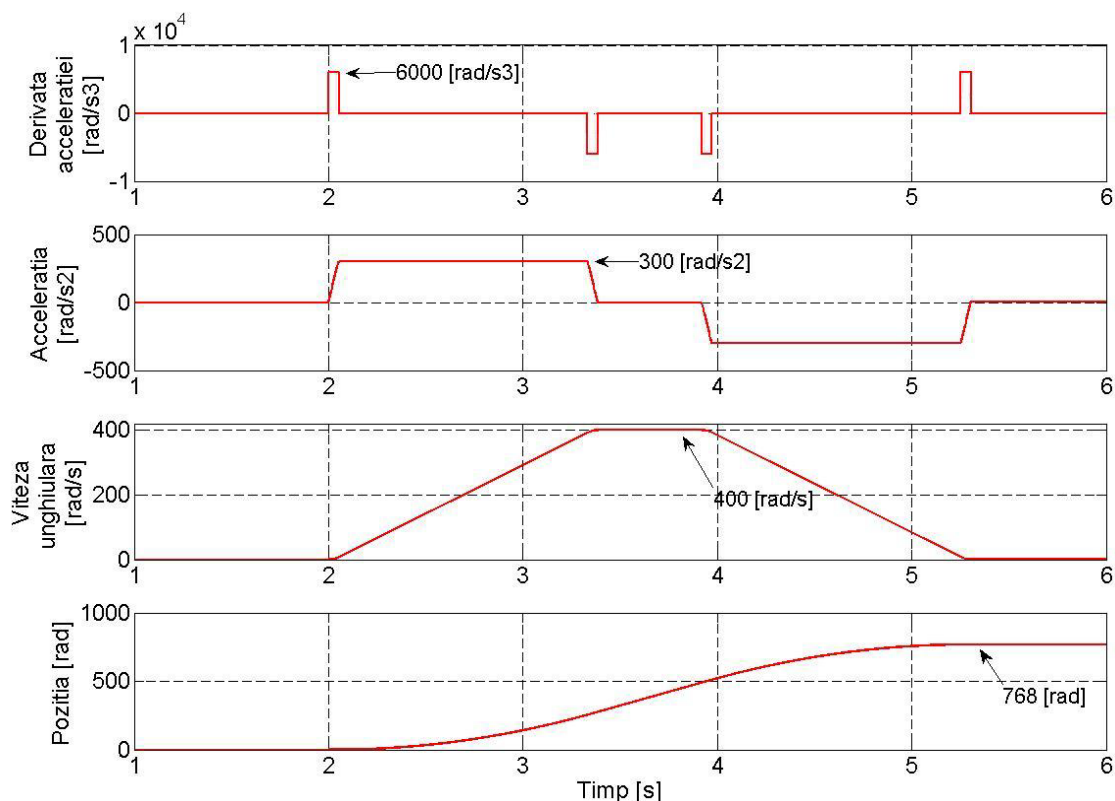


Fig. 3.10 Planificarea traiectoriilor pentru regimul de flux variabil
limita de viteză este $\bar{\omega} = 400 [rad/s]$

3.2.4 Rezultate ale simulării

Testele au fost realizate atât în condiții de flux constant, cât și la viteze superioare celei nominale, la diminuare de flux, pentru validarea controlului propus, aplicat modelului liniarizat după cuplu electromagnetic și tensiune electromotoare al MCCES.

Mai întâi, prin capturile 3.11 și 3.12 este pus în evidență efortul reguletoarelor de poziție, respectiv viteză unghiulară, în două situații: reglare în poziție în buclă închisă cu reacție negativă și reglare în poziție cu reacție negativă plus control feedforward. Se observă cu ușurință că efortul reguletoarelor este mult diminuat în cazul utilizării reacției pozitive după viteză și cuplu rezistent. Acestea sunt activate doar pentru anularea erorii și compensarea perturbațiilor. De asemenea, reguletoarele sunt menținute tot timpul în zona liniară de funcționare și pot prelua mai bine perturbațiile de cuplu sau fluctuațiile de tensiune. Testul a fost realizat în următoarele condiții: viteza la arborele mașinii $192.68 [rad/s]$, cuplul rezistent $12.47 [Nm]$ și impunerea de poziție de $768 [rad]$.

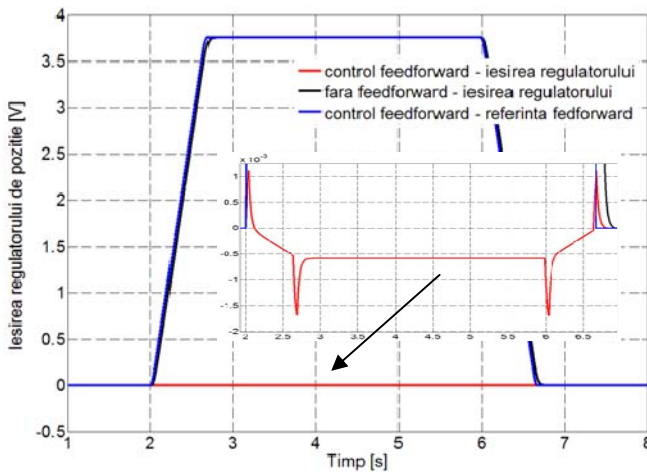


Fig. 3.11 Funcționarea regulatorului de poziție

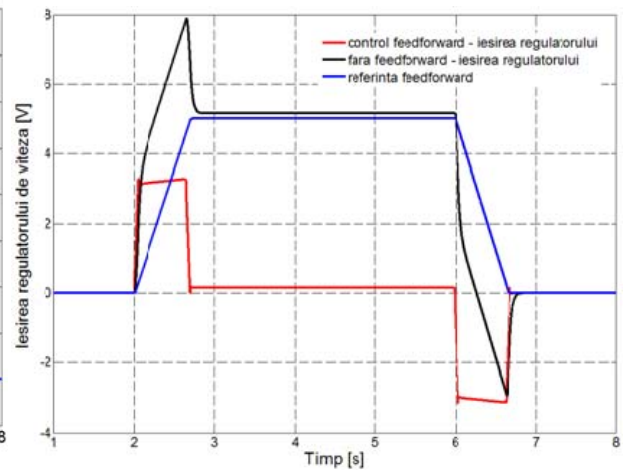


Fig. 3.12 Efortul regulatorului de viteză

În figura următoare, 3.13, se prezintă evoluția poziției rotorice, în două situații: structura de control completă, respectiv controlul în buclă închisă fără referințele feedforward. Se observă două avantaje ale structurii de reglare propuse:

- traiectoria de poziție este netedă, fără suprareglaj, datorită planificării de ordinul trei a referinței,
- reacția pozitivă după viteză compensează întârzierile introduse de structura în cascadă, iar poziția finală este atinsă mai rapid în comparație cu varianta simplă, fără feedforward.

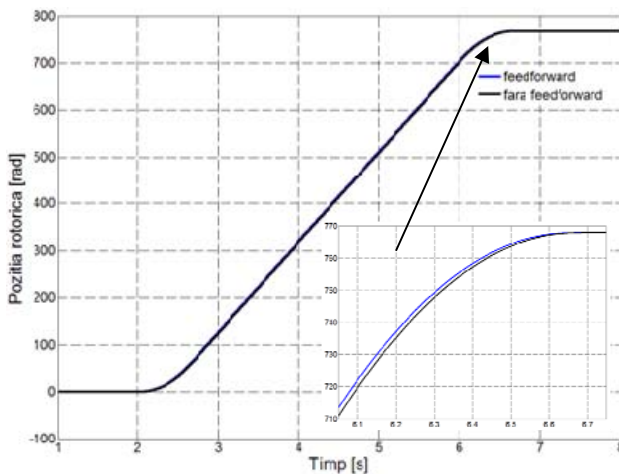


Fig. 3.13 Poziția rotorică – flux constant

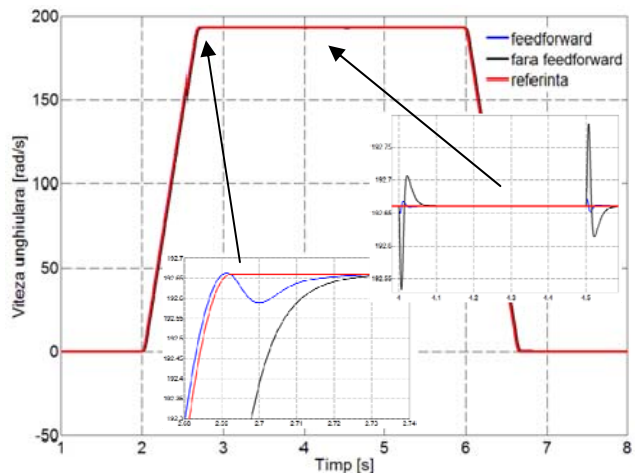


Fig. 3.14 Viteza unghiulară – flux constant

Variația vitezei unghiulare, fig. 3.14, evidențiază atât avantajele precizate anterior, cât și o rejecție îmbunătățită a perturbației esențiale datorită prezenței buclei de reacție pozitivă după cuplu rezistent. Perturbația de cuplu rezistent a fost aplicată timp de 0.5 [s] începând cu secunda 4 a simulării și a avut amplitudinea de 4 [Nm]. Influența asupra cuplului electromagnetic și a curentului rotoric absorbit se poate urmări în fig. 3.15. Efectul de netezire, obținut datorită proiectării traiectoriei de ordinul 3, se extinde și asupra acestor două variabile rapide. În cazul

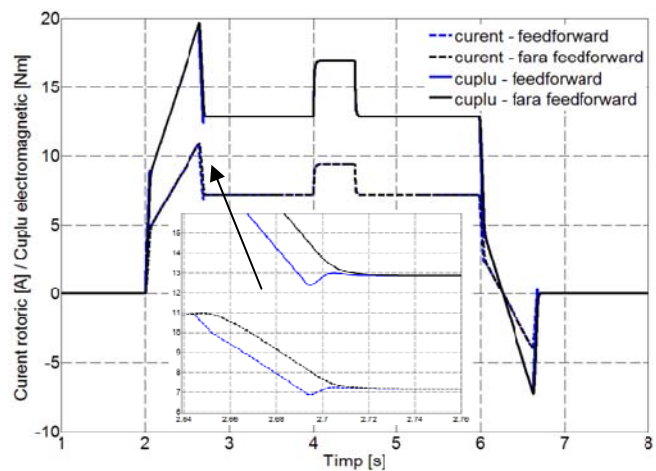


Fig. 3.15 Cuplul electromagnetic / curentul rotoric – flux constant

controlului cu reacție negativă, intrarea în regim staționar se face fără suprareglaj. Apariția suprareglajului și eliminarea întârzierilor inerente controlului în cascadă sunt condiționate de utilizarea referințelor feedforward.

Figurile 3.16-3.19 surprind evoluția sistemului de poziționare în condiții de flux variabil și ridicare a limitei de viteză până la 400 [rad/s]. Atingerea impunerii se face mai rapid, fig. 3.16, dar cu unele repercursiuni asupra vitezei unghiulare, fig. 3.17 și cuplului electromagnetic, fig.3.19. Diminuarea fluxului magnetic statoric influențează puternic constanta de timp electromecanică a mașinii, fapt pentru care evoluția vitezei este mai lentă în zona de reglare statorică. Încadrarea în timpul minim de execuție, impus prin proiectarea traiectoriei, forțează suprareglajul pe viteza unghiulară, depășirea restricție de 400 [rad/s] fiind totuși în limite acceptabile – 25 [rad/s], 6.25 %. Intrarea în regim staționar se face prin creșterea fluxului (fig. 3.18) și dezvoltarea unui cuplu dinamic de frânare aproape de valoarea maximă admisă de 24.94 [Nm] (fig. 3.19).

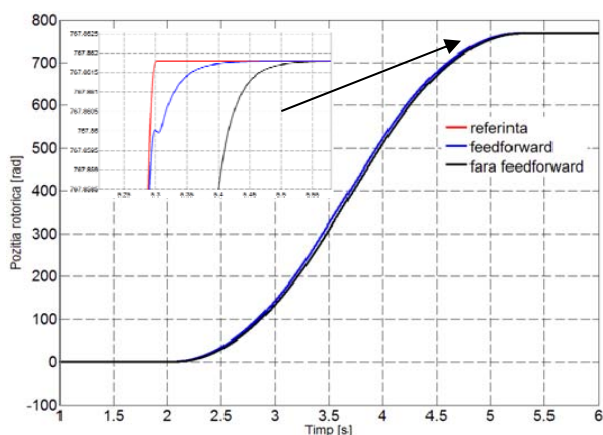


Fig. 3.16 Poziția rotorică – flux variabil

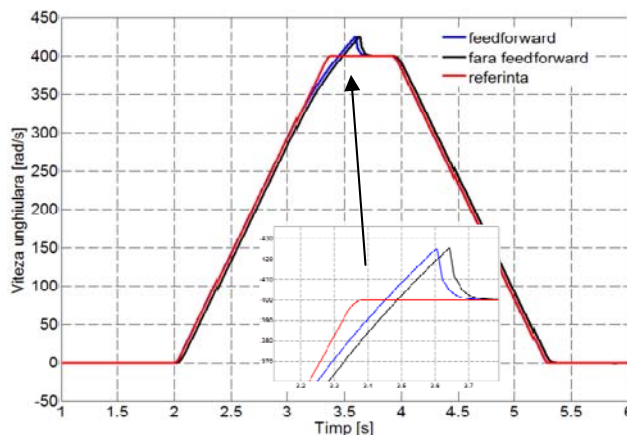


Fig. 3.17 Viteza unghiulară – flux variabil

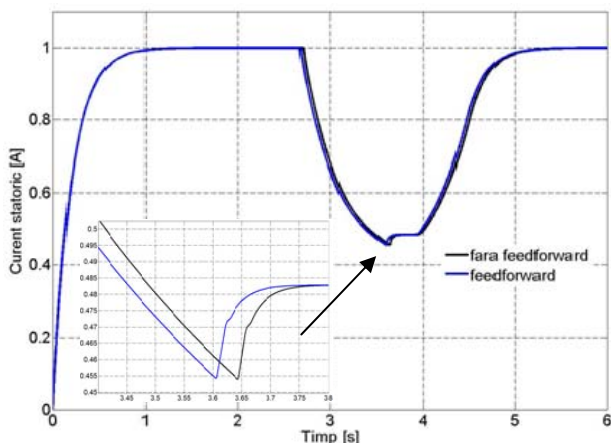


Fig. 3.18 Curentul statoric – flux variabil

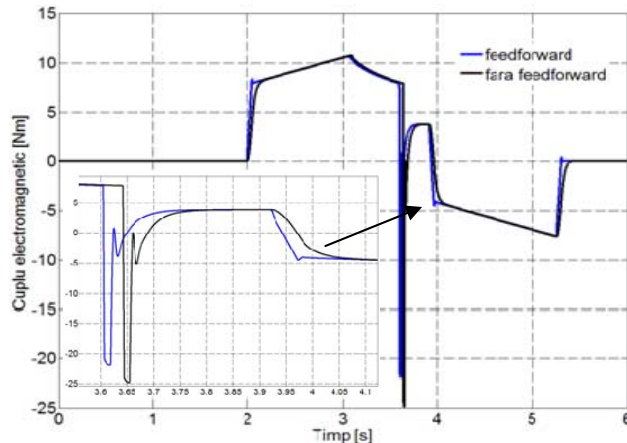


Fig. 3.19 Cuplul electromagnetic – flux variabil

3.3 Concluzii

Acest capitol a avut două obiective:

- liniarizarea modelului mașinii de curent continuu cu funcționare la flux variabil,
- obținerea și testarea unor structuri de control similare celor clasice, bazate pe modele liniarizate.

Modelele realizate au fost verificate prin simulare numerică, folosind mediul MATLAB-SIMULINK. Rezultatele au arătat o comportare foarte bună a modelului atât în regim staționar cât și la regimuri dinamice. Mai mult, se constată că sistemul liniarizat poate fi utilizat și la flux constant, răspunsul sistemului fiind similar cu cel al modelului natural.

În capitolul 3 au fost prezentate și validate prin simulare două modalități de control similare celor clasice, bazate pe modele liniarizate ale mașinii de curent continuu cu excitație separată.

Prima variantă de control abordată a fost structura în cascadă cu reacție negativă asociată unui model liniarizat cu ieșire în cuplu și curent statoric al MCCES. Acest subsistem de control permite reglarea vitezei rotorice și a cuplului electromagnetic. Structura este comună sistemelor de reglare automată cu MCCES și domeniu extins de reglare a turației [LEO 01]. Aceasta asigură funcționarea în ambele regimuri, flux constant și control rotoric, diminuare de flux și control statoric, permițând totodată o trecere continuă, automată, între cele două domenii de lucru.

Sistemele clasice de reglare prezintă, însă, un dezavantaj major. Acesta este dat de neliniaritatea puternică a regimului de dezexcitare, ce afectează funcționarea controlului automat. Așa cum s-a observat în testele numerice prezentate în subcapitolul 3.1.3, utilizarea unor regulatoare cu structură fixă, acordate pentru unul din cele două regimuri de funcționare, nu oferă performanțe foarte bune pe întregul domeniu de lucru. Această problemă poate fi rezolvată printr-o structură variabilă. Soluțiile disponibile sunt numeroase - regulatoare separate pentru flux constant și flux variabil, control adaptiv, etc. [GAN 99], [WOL 01], [ROL 01], [CIR 02], [QIN 06], [ROL 06] - dar acestea cresc, însă, gradul de complexitate al subsistemului de control. Compromisul care trebuie făcut în practică între performanțe și costuri, dar și necesitatea ca subsistemul de control să fie cât mai flexibil, ușor accesibil din punctul de vedere al utilizatorului final, disponibil la acordare automată și autodiagnosticare, limitează utilizarea acestor soluții. Utilizarea structurii propuse în subcapitolul 3.1 aduce o modalitate de depășire a acestor probleme. Decuplarea canalului de calcul pentru cuplu și viteză de cel pentru generarea fluxului magnetic statoric permite utilizarea tehnicilor de control liniar. Metoda este ușor de implementat, testarea prin simulare evidențiind următoarele caracteristici:

- subsistemul de control poate avea aceeași structură pe cele două domenii de reglare, conservând performanțele ridicate,
- datorită liniarizării, acordarea reguletoarelor este facilă, se pot utiliza criteriile optime caracteristice sistemelor de acționare clasice în regim liniar,
- sistemele de control avansat pot fi extinse ușor pe regimul de flux variabil.

A doua variantă de control, prezentată în subcapitolul 3.2, caracteristică sistemelor de control al mișcării, constă în reglarea în poziție, cu reacție pozitivă și planificarea traiectoriei. Fiind bazată pe un model liniarizat după tensiune electromotoare și cuplu electromagnetic, structura permite extinderea domeniului de reglare și poziționarea rapidă în condițiile unor performanțe dinamice îmbunătățite.

Concluziile prezentate anterior, referitoare la controlul în cascadă cu liniarizarea modelului mașinii, rămân valabile și pentru acest caz. Suplimentar avem următoarele avantaje:

- compensarea întârzierilor inerente structurii în cascadă, prin folosirea compensării feedforward după cuplu rezistent și viteză unghiulară,
- o mai bună utilizare a reguletoarelor prin evitarea intrării în regim neliniar de limitare datorită generării referințelor de către buclele feedforward,
- îmbunătățirea rejecției perturbației esențiale,
- proiectarea referințelor plecând de la derivata accelerației duce la obținerea unor traiectorii netede cu un conținut redus al componentelor de înaltă frecvență,
- absența suprareglajului la poziționare și diminuarea amplitudinii șocurilor mecanice extind gama de aplicații posibile, cu impact minim asupra complexității subsistemului de control,
- atingerea poziției în timp minim, în contextul limitărilor de accelerație și viteză unghiulară impuse, controlul fiind optimal sub acest aspect.

Testarea prin simulare a validat cele două structuri de control și modelele liniarizate propuse, atât la flux constant cât și în condiții de diminuare de flux, demonstrând posibilitatea de extindere a domeniului de lucru al sistemelor de acționare electrică în zona neliniară a vitezelor superioare celor nominale, în condiții de performanță ridicată.

4. OPTIMIZAREA ENERGETICĂ A REGIMURILOR STAȚIONARE CU MAȘINI DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE VARIABILĂ

În continuare este prezentată o structură de control optimal în regim staționar, dezvoltată pe baza metodei grafice. Căutarea optimului se realizează pe curbele curent de excitație (flux) – putere absorbită. Aceste caracteristici evidențiază atât influența sarcinii cât și a vitezei unghiulare asupra energiei totale absorbite. Funcția polinomială definită cu ajutorul coordonatelor de optim este utilizată pentru a genera o referință de curent de excitație pentru sistemul de reglare automată, care va urmări astfel, pe lângă performanțele dinamice, și un control în condiții de consum minim de energie. Cu toate că se lucrează în intervalul $[-\omega_N, +\omega_N]$, domeniul de reglare devine neliniar, fapt pentru care se impune utilizarea modelelor liniarizate ale mașinii.

Evidențierea relației dintre fluxul magnetic statoric impus și puterea totală absorbită de mașina electrică s-a realizat cu ajutorul curbelor curent de excitație – putere intrată. Pentru acoperirea, cu o rezoluție suficient de bună, a domeniului de funcționare cuprins între încărcarea nominală și mers în gol, s-a utilizat un set de 14 curbe, fig. 4.1. Pe fiecare dintre acestea au fost marcate coordonatele puterii minime absorbite, pentru a putea releva valoarea optimă a curentului statoric, fig.4.2. Prin interpolare, se poate obține caracteristica fluxului optim.

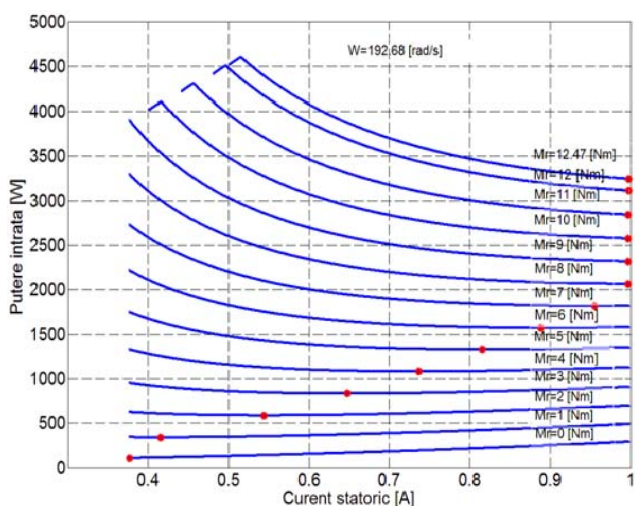


Fig. 4.1 Caracteristicile puterii intrate în funcție de curentul statoric impus și de cuplul rezistent

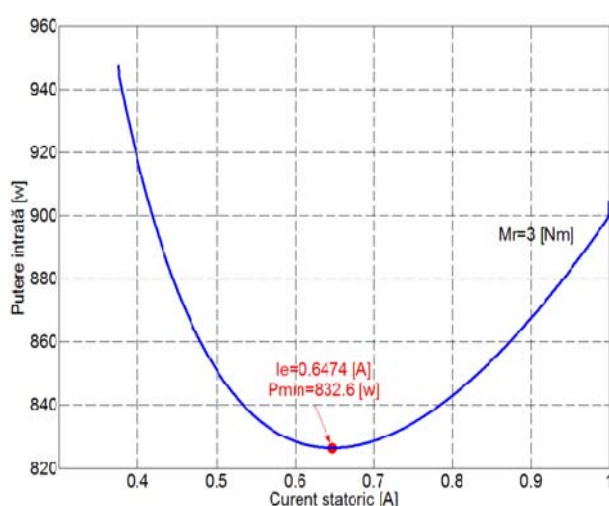


Fig. 4.2 Puterea absorbită la o sarcină de 3[Nm], în funcție de curentul statoric impus

4.1 Generarea referinței optimale

Pentru conducerea optimală pe criteriile energetice a MCCES în regim staționar este necesară o corelare a fluxului, respectiv curentului statoric cu sarcina motorului. Calculul punctelor de optim se poate face pe baza ecuației puterilor vehiculate de mașină.

Valoarea optimă a curentului de excitație pentru un cuplu dat este abscisa punctului minim de pe curba $P_1 = f(\varphi)$. Așa cum se poate observa în fig. 4.1, minimum este unul global și poate fi calculat din ecuația următoare:

$$\frac{dP_1(I_E)}{dI_E} = \frac{d}{dI_E} \left[R_A \frac{m_m^2}{k^2 f(I_E)^2} + kf(I_E)\Omega \frac{m_m}{kf(I_E)} + R_E I_E^2 \right] = 0, \quad (4.1)$$

în care cuplul electromagnetic m_m poate fi exprimat în funcție de sarcina la arbore m_R și de cuplul aferent pierderilor prin frecări vâscoase, conform ecuației de mișcare din sistemul (2.5), sau după ecuația extinsă (4.2) care surprinde și cuplurile corespunzătoare pierderilor mecanice m_0 și pierderilor totale în miezul feromagnetic m_{Fe} :

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} m_m(t) - \frac{1}{J} m_R(t) - \frac{1}{J} F_V \omega(t) - \frac{1}{J} m_0(t) - \frac{1}{J} m_{Fe}(t). \quad (4.2)$$

Soluția analitică este dificil de obținut, având în vedere neliniaritatea de tip histerzis flux-curent statoric și dependența componentei m_{Fe} de viteza unghiulară și inducția magnetică [ROS 99].

Ecuția poate fi rezolvată grafic, pe baza setului de coordonate $[I_E(M_R)_j, P_1(M_R)_j]$, $j = 1, \dots, 11$. O funcție polinomială $I_E = f(M_R)$, care încadrează evoluția curentului de excitație pe curba trasată prin aceste coordonate, oferă o expresie analitică de calcul a optimului pe domeniul continuu de variație a cuplului. Această funcție poate fi obținută după metoda celor mai mici pătrate [OUA 10], [CHA 06], prin minimizarea unei funcții obiectiv de forma:

$$f_{obv} = \sum_{i=1}^m [y_i - (p_0 + p_1x_i + p_2x_i^2 + \dots + p_nx_i^n)]^2, \quad (4.3)$$

în care avem un număr m de seturi de coordonate prin care este definită variația optimă a curentului I_E , n – gradul polinomului, iar $p_{0..n}$ coeficienții polinomului.

Gradul polinomului a fost ales pe baza analizei erorilor de atingere a coordonatelor fixate. Pentru $n=4$ eroarea maximă între caracteristica interpolată și punctele de optim vizate este de 5.95 [%], fapt pentru care s-a ales $n=7$, pentru care eroarea scade la 0.02 [%], figura 4.3, tabelul 4.2. Deoarece, pentru valori mari ale cuplului, curentul de excitație optim este egal cu cel nominal, fig. 4.1, a fost utilizat un număr de coordonate $m=11$, corespunzătoare unei sarcini cuprinse în intervalul $[0, 10]$ [Nm]. Coeficienții funcției polinomiale au rezultat astfel:

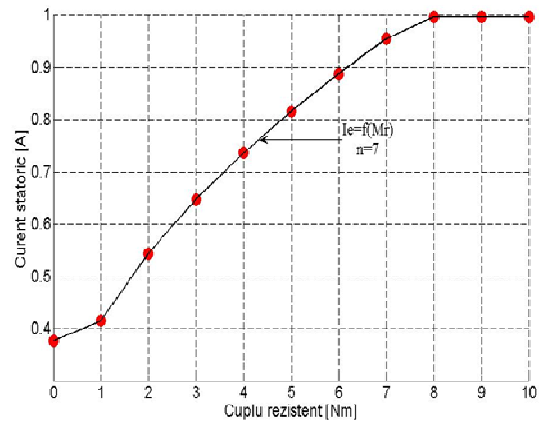


Fig. 4.3 Caracteristica optimă sarcină - curent, pentru $n=7$

TABELUL 4.1. Coeficienții polinomului

p_7	p_6	p_5	p_4	p_3	p_2	p_1	p_0
-0.0003	0.0032	-0.0222	0.0967	-0.2599	0.3976	-0.1766	0.3765

TABELUL 4.2. Eroarea de atingere a coordonatelor fixate, pentru $n=7$

	$j=1$	$j=2$	$j=3$	$j=4$	$j=5$	$j=6$	$j=7$	$j=8$	$j=9$	$j=10$	$j=11$
Eroare a [%]	0.000	0.001	0.005	0.012	0.019	0.021	0.016	0.008	0.003	0.000	0.000
	2	7	8	9	9	6	5	8	2	7	1

Implementarea controlului după curent statoric optimal s-a realizat cu ajutorul structurii prezentate în figura 4.4. Circuitul de control rotoric rămâne cel prezentat în subcapitolul 3.1.2, figura 3.3. Pentru reglarea statorică se păstrează regulatorul de curent de excitație, a cărui impunere va fi furnizată de către controlerul sarcină – curent optimal (SCO). Lipsa buclei de tensiune electromotoare simplifică parametrizarea circuitului statoric. Controlerul SCO generează referința de curent pe baza cuplului rezistent estimat și a dependenței exprimate analitic prin funcția polinomială.

Reglarea se face în domeniul vitezelor de bază, însă dinamica devine dependentă de constanta de timp statorică τ_E . De asemenea, constanta electromecanică τ_M crește puternic la diminuarea fluxului magnetic.

$$\tau_A = 3.785 \cdot 10^{-3} [s], \tau_E = 0.2 [s], \tau_M = 0.086 [s] |_{\varphi=\varphi_N}, \tau_M = 0.611 [s] |_{\varphi=\varphi_{min}} \quad (4.4)$$

Pentru îmbunătățirea performanțelor, schema de reglare a fost completată cu un bloc de detecție a regimurilor dinamice, care urmărește evoluția cuplului estimat și a vitezei unghiulare măsurate. La apariția unei variații a intrării sau a cuplului rezistent, blocul comută referința de curent statoric pe valoarea nominală, după intrarea în regim staționar revenind la impunerea optimă.

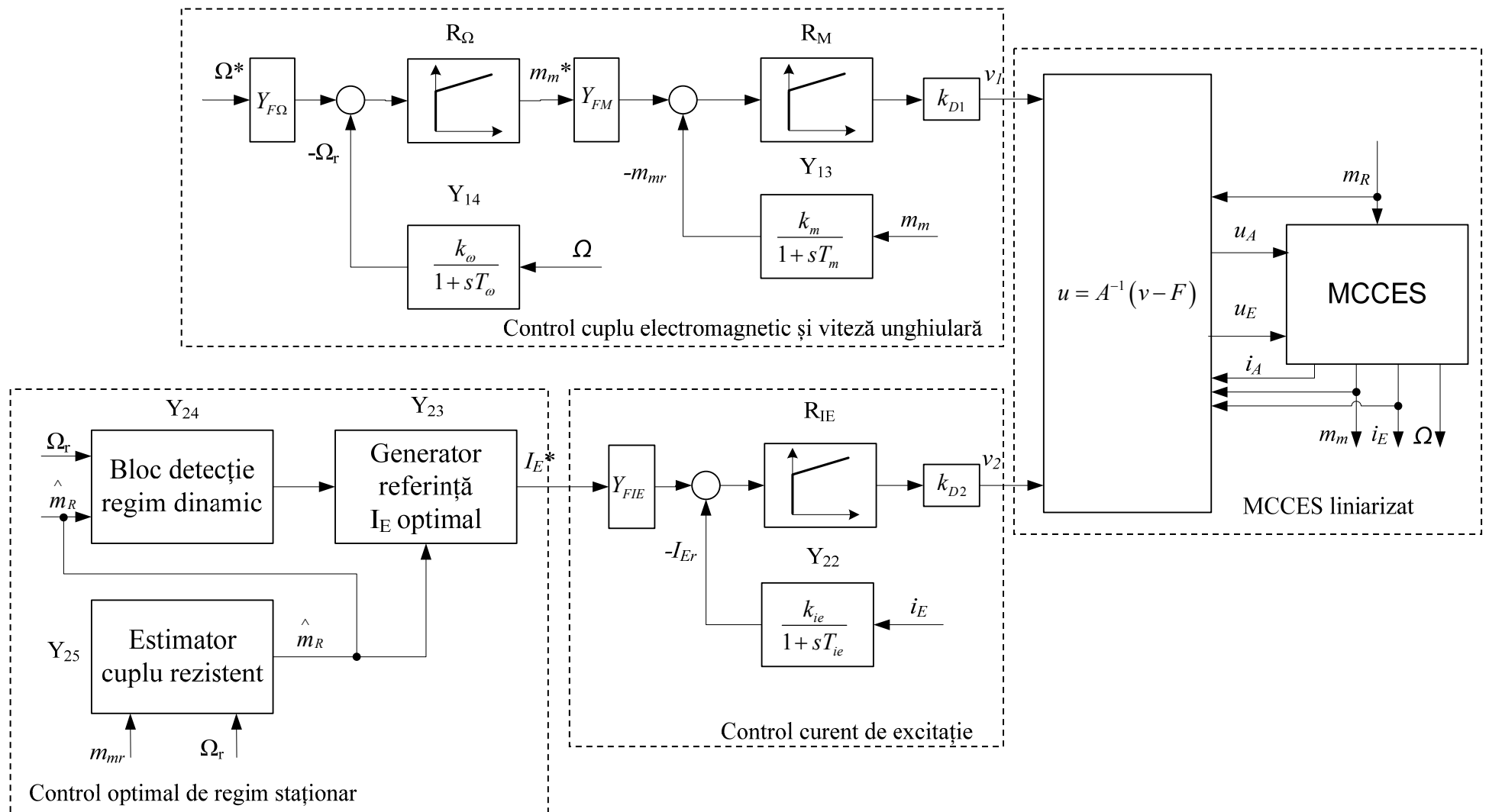


Fig. 4.4 Structura de control cu referință statorică optimă

4.2 Rezultate ale simulării

Utilizarea impunerii statorice optimale aduce creșteri substanțiale ale randamentului conversiei în regimurile de lucru cu sarcină diminuată. Acest fapt a fost pus în evidență cu ajutorul tabelului 5.4, în care este prezentată evoluția puterii totale absorbite în raport cu sarcina mașinii electrice. ΔP reprezintă diferența de putere absorbită P_I în două situații: referință nominală de curent statoric și referință optimală $I_{e_opt.}$, corespunzătoare punctelor de minim din fig. 4.3. Se obțin economii importante de energie pentru încărcări la arborele mașinii sub 40-50 [%], mergând până la 63 [%] la mers în gol.

TABELUL 4.3. Puterea totală cerută în raport cu sarcina

Mr	$P_{1_φN}$	$I_{e_opt.}$	$P_{1_opt.}$	ΔP	Mr	$P_{1_φN}$	$I_{e_opt.}$	$P_{1_opt.}$	ΔP
[Nm]	[kW]	[A]	[kW]	%	[Nm]	[kW]	[A]	[kW]	%
0	0.2944	0.3765	0.1073	63,5530	7	1.8244	0.9549	1.8184	0,3289
1	0.4930	0.4151	0.3401	31,0142	8	2.0696	0.9969	2.0644	0,2513
2	0.6982	0.5438	0.5863	16,0269	9	2.3215	0.9970	2.3164	0,2197
3	0.9101	0.6474	0.8326	8,5155	10	2.5800	0.9971	2.5751	0,1899
4	1.1287	0.7364	1.0790	4,4033	11	2.8452	0.9971	2.8404	0,1687
5	1.3539	0.8158	1.3254	2,1050	12	3.1171	0.9972	3.1124	0,1508
6	1.5858	0.8881	1.5719	0,8765	12.47	3.2472	0.9972	3.2426	0,1417

Randamentul conversiei este dependent, însă, atât de încărcare, cât și de viteza de rotație. Încercările realizate în condiții de viteză variabilă au fost făcute pe intervalul $[0, \omega_N]$, cu increment de 10% din turația nominală. Au rezultat zece seturi de caracteristici suplimentare celor din figura 4.1, care evidențiază evoluția puterii totale intrate în funcție de curentul de excitație, la sarcini în gama $[0, M_N]$ și viteză $[0, \omega_N]$.

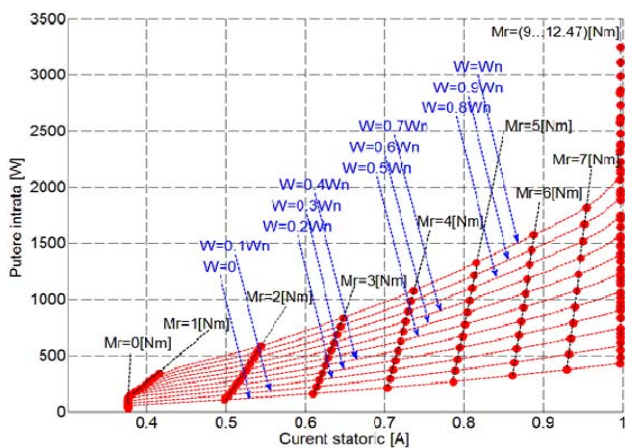


Fig. 4.5 Caracteristicile curentului statoric optim în funcție de cuplul rezistent și viteză

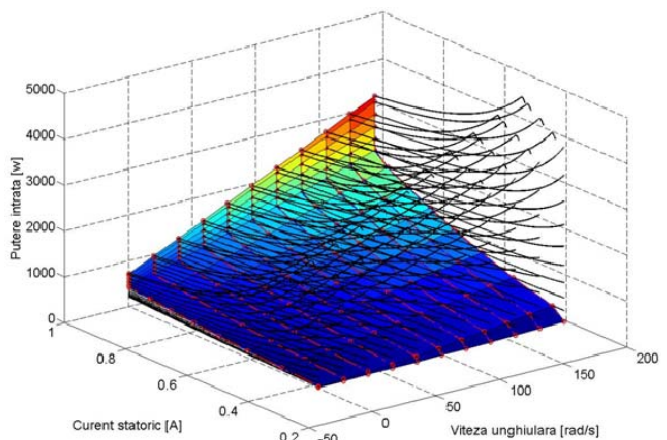


Fig. 4.6 Caracteristicile puterii intrate în funcție de curentul statoric impus, cuplul rezistent și viteza rotorică. Suprafața curentului optim $I_E = f(M_R, \Omega)$

În figura 4.5 avem caracteristicile curentului optimal, urmărind o dublă perspectivă: ponderea pe care o are sarcina asupra coordonatelor de putere intrată minimă, dar și influența vitezei la arborele motorului, Prin interpolare s-a obținut suprafața curentului optimal, figura. 4.6, care reprezintă soluția grafică a ecuației (4.1) pentru întregul domeniu al vitezelor de bază.

Luând în calcul și variația vitezei, s-a evidențiat o reducere mai mare a puterii totale intrate. Dacă mașina este în regim de așteptare, magnetizată, dar viteza și sarcina au valoarea zero, diminuarea puterii absorbite ajunge la 86 [%].

Pentru o valoare constantă a cuplului rezistent, deși se observă o deplasare a punctului optim la modificarea turației, fig. 4.5, consecințele asupra puterii absorbite sunt de maxim 1[%].

În continuare este prezentată funcționarea structurii de control propuse, figura 4.4. Primele capturi, fig. 4.7, 4.8, surprind evoluția referinței optimale de curent statoric și curentul măsurat, comparativ cu variația impusă a vitezei unghiulare și a sarcinii. Se pot observa două efecte specifice acestei scheme de reglare:

- acțiunea controlerului optimal SCO, de diminuare a curentului de excitație și implicit a fluxului magnetic statoric în concordanță cu încărcarea mașinii după legea stabilită în subcapitolul anterior,
- funcționarea blocului de detecție a regimurilor dinamice, prin generarea referinței nominale de curent statoric la apariția variațiilor de turație sau de sarcină, fig 4.8.

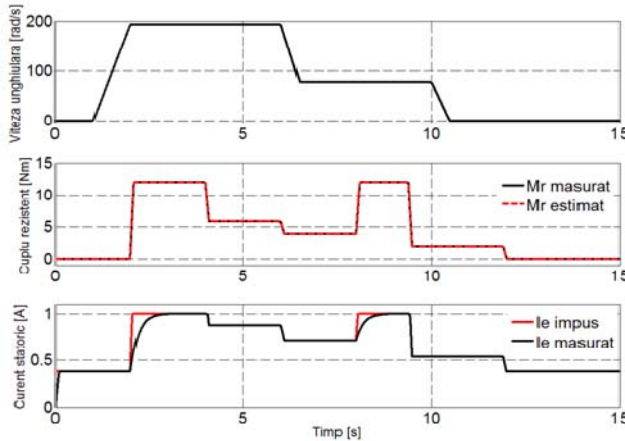


Fig. 4.7 Variația referinței optimale și a curentului de excitație măsurat în funcție de sarcină, fără utilizarea blocului de detecție regim dinamic

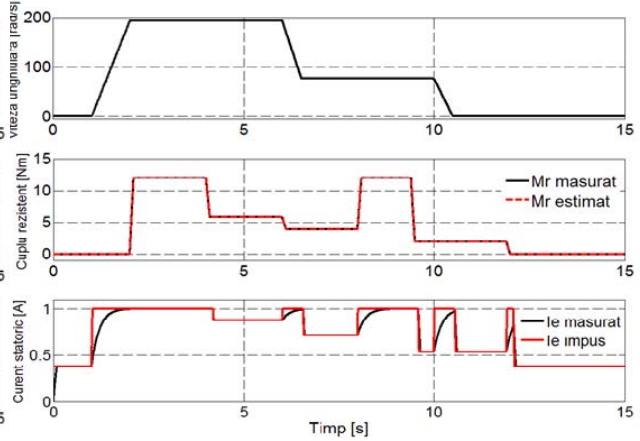


Fig. 4.8 Variația referinței optimale și a curentului de excitație măsurat în funcție de sarcină, cu detecția regimului dinamic

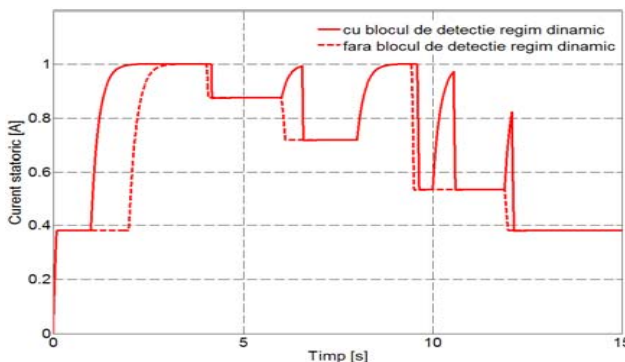


Fig. 4.9 Curentul de excitație

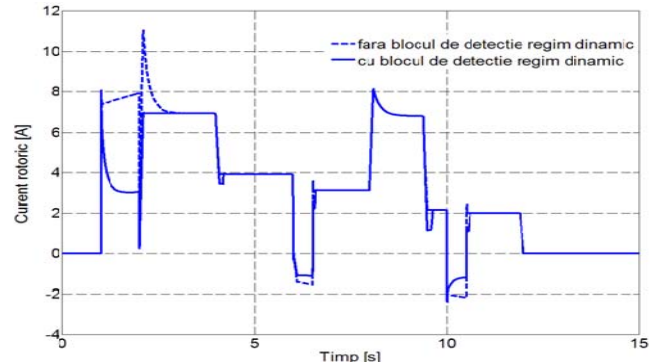


Fig. 4.10 Curentul rotoric

Figurile 4.9 și 4.10 prezintă variația celor doi curenți, statoric respectiv rotoric, și efectul introducerii blocului de detecție a regimului de lucru. Caracteristicile trasate cu linie continuă, obținute în urma utilizării acestui bloc, indică o diminuare a curentului rotoric absorbit pentru susținerea cuplurilor dinamice și scurtarea timpilor de restabilire a regimului staționar.

Diferența de putere absorbită în cele două situații este valorificată prin scăderea energiei totale consumate, fig.4.11. Deși energia absorbită de stator este mai mare datorită creșterii consumului în regim dinamic, avantajul

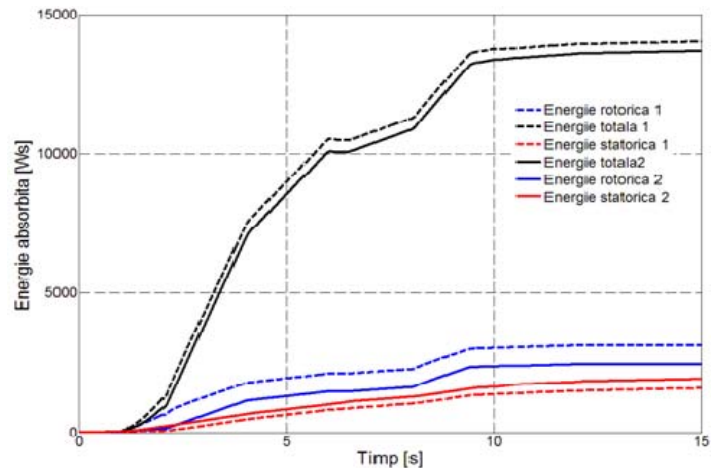


Fig. 4.11 Energia absorbită

dat de diminuarea energiei disipate pe înfășurările rotorice aduce o economie suplimentară de aproximativ 2.5 [%] pentru ciclul de funcționare prezentat în fig. 4.8.

4.3 Concluzii

În acest capitol au fost studiate aspecte energetice legate de diminuarea de flux, în sensul alegerii comenzii în flux sau în tensiune, în funcție de cuplu, viteză și de eventuala reducere a energiei absorbite.

A fost pusă în evidență evoluția puterii absorbite cu magnetizarea rotorică mai întâi în funcție de sarcină, apoi în dependență cu sarcina și viteza la arbore. Testele realizate prin simulare arată un potențial deosebit de creștere a eficienței conversiei electromecanice, ajungând până la 63 [%] din energia consumată la mers în gol cu viteza nominală și 86 [%] cu mașina premagnetizată, la viteză 0. Intervalul de lucru în care economia de energie este semnificativă, pentru mașina analizată, este cel al sarcinilor cuprinse între 0 și 40 [%] din cea nominală. Având în vedere rezultatele statistice care susțin că 44% din totalul motoarelor electrice industriale funcționează la 40% din încărcarea nominală sau chiar mai puțin, fructificarea acestui potențial este pe deplin posibilă.

Pe baza curbilor curenți de excitație – putere totală absorbită a fost obținută, grafico – analitic, o funcție a variației optime a curentului statoric și implicit a fluxului magnetic cu încărcarea mașinii. Curentul statoric fiind variabila direct accesibilă, utilizarea acestuia pentru definirea funcției optime, în locul fluxului, este favorabilă pentru configurarea subsistemului de control.

Structura de control propusă pentru creșterea randamentului conversiei aduce următoarele avantaje:

- valorificarea potențialului de economisire a energiei absorbite de mașină în regim staționar la sarcini mai mici decât cea nominală,
- detecția regimurilor dinamice și comutarea pe referința statorică nominală duce la diminuarea curentului rotoric absorbit pentru susținerea cuplurilor dinamice și scurtarea timpilor de restabilire a regimului staționar,
- timp de convergență foarte mic, timpul de atingere a fluxului optim fiind dependent practic doar de dinamica mașinii,
- cu toate că se lucrează în regim de flux variabil, nu mai este necesară bucla de tensiune electromotoare, simplificând subsistemul de reglare automată,
- în conjuncție cu liniarizarea exactă prin reacție a mașinii, controlerul optimal poate fi utilizat cu un regulator PI de curent statoric și permite folosirea tehnicilor de control liniar pentru configurarea circuitelor de reglare automată.

Trasarea experimentală a caracteristicilor putere - curent de excitație nu constituie un impediment major, acest lucru putând fi implementat similar autoacordării reguletoarelor liniare ale sistemelor de acționare electrică.

5. CONTROLUL OPTIMAL ENERGETIC AL REGIMURILOR DINAMICE LA FLUX VARIABIL

5.1. Introducere

Conducerea optimală pe criterii energetice a regimurilor dinamice ale sistemelor de acționare electrică se realizează pe baza teoriei controlului optimal, având ca fundament *principiul maximului al lui Pontryagin, calculul variațional și principiul optimalității al lui Bellman* [PON 62] [ATH 07] [BEL 03].

Optimizarea sistemelor dinamice liniare cu funcții criteriu de tip pătratic a dus la sinteza unor noi structuri de control a sistemelor de conversie electromecanică. În [ROS 85] este abordat controlul optimal energetic al mașinii de curent continuu la flux constant. Soluția obținută este extinsă asupra mașinii de inducție în lucrarea [ROS 99], în care sunt propuse și metode de implementare în timp real cu ajutorul procesoarelor digitale de semnal.

Problematika optimizării regimurilor dinamice ale mașinii asincrone este tratată extins în [GAI 02]. Se obțin reduceri de 1 – 18% ale energiei vehiculate și sunt elaborate metode de implementare a soluției optimale utilizând rețele neuronale, sisteme bazate pe logica fuzzy, sisteme hibride neuro-fuzzy, comanda adaptivă cu model de referință.

Aplicând metoda programării dinamice, autorul [OST 04] obține o soluție analitică a ecuației matriceale diferențiale Riccati EMDR, asociate sistemelor cu funcțională liniar pătratică cu timp final finit. Prin cunoașterea unei soluții particulare a cărei rezolvare se poate face în timp direct, se evită dificultățile date de necesitatea soluționării EMDR în timp invers. În [BOT 06] [BOT 07a] [BOT 07b] [BOT 08], se propun diverse soluții de implementare experimentală, extinderea problemei de conducere optimală la mașina sincronă cu magneți permanenți, analiza soluției pentru diverse condiții de funcționare.

Recent, rezultate experimentale ale aplicării tehnicilor de conducere optimală la flux constant au fost prezentate în [MUN 08] pentru controlul în viteză al mașinii de c.c., [GAI 09] controlul în viteză al mașinii de inducție, [MUN 07] [ROS 09] [ROS 11] controlul în poziție al mașinii de c.c., [MUN 09] [MUN 11] controlul în poziție al mașinii de inducție.

În acest capitol este abordată problema reglării optimale pe criterii energetice a regimurilor dinamice neliniare, particularizată prin controlul MCCES la flux variabil. Sistemul electromecanic fiind unul puternic neliniar în aceste condiții, metoda abordată este cea a liniarizării exacte prin reacție și aplicarea tehnicii liniare de control optimal.

5.2. Sistemul dinamic. Liniarizarea SISO a MCCES

Domeniul de reglare vizat este cel corespunzător vitezelor superioare celei nominale, la tensiune rotorică nominală și control statoric, asimilat unui sistem de tip *single-input single-output* (SISO). Plecând de la aceste coordonate, sistemul (2.5) a fost adus la forma liniarizată SISO:

$$\dot{z}(t) = \mathbf{A}z(t) + \mathbf{B}v(t) + \mathbf{G}w(t), \quad (5.1)$$

cu următoarele componente:

- vectorul stărilor

$$z(t) = [\omega(t) \quad \dot{\omega}(t) \quad i_A(t)], \quad (5.2)$$

- matricea sistemului liniarizat

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{F_V R_A}{J L_A} - \frac{F_V R_E}{J L_E} & -\frac{R_A}{L_A} - \frac{R_E}{L_E} - \frac{F_V}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_A}{L_A} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

- matricea de acumulare a componentelor neliniare

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k^2}{JL_A}x_2^2x_3 + \frac{k}{JL_A}x_2u_A \\ -\frac{k}{L_A}x_2x_3 + \frac{1}{L_A}u_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

- matricea de decuplare

$$\mathbf{D}(x) = [L_g L_f h(x)] = \left[\frac{k}{JL_E} x_1 \right], \quad (5.5)$$

- matricea noii comenzi

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

- iar noua intrare a sistemului este dată de:

$$v(t) = \mathbf{F}(x) + \mathbf{D}(x)u(t). \quad (5.7)$$

Cuplul static rezistent reprezintă perturbația esențială:

$$w(t) = m_R(t) \quad (5.8)$$

cu matricea atașată:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{R_A L_E + R_E L_A}{JL_A L_E} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ G_2 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.9)$$

5.3. Formularea problemei de control optimal energetic

Problema de control optimal se formulează astfel: se solicită transferul sistemului (2.5), cu forma liniarizată (5.1), din starea inițială

$$z(0) = [z_1(0) \quad z_2(0) \quad z_3(0)]^T, \quad (5.10)$$

într-un timp determinat t_f , numit timp final, într-o stare $z(t_f)$

$$z(t_f) = [z_1(t_f) \quad z_2(t_f) \quad z_3(t_f)]^T, \quad (5.11)$$

cât mai apropiată de o stare finală dorită fixată z_f

$$z_f = [z_{1f} \quad 0 \quad 0]^T = [\omega_f \quad 0 \quad 0]^T, \quad (5.12)$$

cu minimizarea energiei absorbite și totodată îndeplinirea condițiilor impuse sistemelor de reglare clasice:

- păstrarea stării și a comenzii în limite realizabile fizic,
- performanțe dinamice comparabile cu cele obținute cu alte sisteme de comandă.

Condițiile inițiale ale sistemului de acționare sunt următoarele:

$$z(0) = [\omega_N \quad 0 \quad I_A]^T \quad (5.13)$$

- $\omega_N = 192.68 \text{ [rad/s]}$
- I_A este determinat de valoarea sarcinii și a cuplului asociat frecărilor vâscoase

$$\begin{aligned} U_E(0) &= 220[V], \\ I_E(0) &= 1[A], \end{aligned} \quad (5.14)$$

$$U_A(0) = 420[V] = \text{constant}$$

Se impun timpul final t_f și viteza unghiulară ω_f , în schimb valoarea finală a curentului rotoric, dependentă de încărcarea la arbore, nu poate fi fixată.

Pentru îndeplinirea acestor cerințe se introduce funcționala:

$$J = \frac{1}{2} [z_1(t_f) - z_f]^T \mathbf{S} [z_1(t_f) - z_f] + \frac{1}{2} \int_0^{t_f} [z^T(t) \mathbf{Q} z(t) + v^T(t) \mathbf{R} v(t)] dt \quad (5.15)$$

Problema este una liniară, cu criteriu de performanță pătratic, de tip Bolza, cu timp final impus și stare finală liberă.

5.4. Soluția problemei de control optimal

Existența soluției problemei de optimizare este determinată de îndeplinirea următoarelor condiții:

- sistemul comandat trebuie să fie controlabil, condiție îndeplinită intrinsec,
- matricile de ponderare din funcția criteriu trebuie astfel alese încât $\mathbf{S} \geq 0$, $\mathbf{Q} \geq 0$, $\mathbf{R} > 0$.

Dacă sistemul este controlabil, alegerea adecvată a matricilor de ponderare asigură existența și unicitatea soluției optimale [ROS 99] [ATH 07].

Primul termen al criteriului de performanță, numit și cost terminal, are rolul de a penaliza eroarea pătratică de atingere a stării finale. Structurând matricea \mathbf{S} în forma:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.16)$$

costul terminal va fi

$$\varepsilon(t_1) = \frac{1}{2} [z_1(t_1) - z_f]^T \mathbf{S} [z_1(t_1) - z_f] = \frac{1}{2} s_1 [\omega(t_1) - \omega_f]^2. \quad (5.17)$$

Având în vedere minimizarea funcționalei, prin alegerea termenului s_1 se influențează valoarea erorii de atingere a vitezei unghiulare.

Alegând o formă diagonală pentru matricea \mathbf{Q} :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 \end{bmatrix}, \quad (5.18)$$

putem dezvolta primul termen al integralei funcționalei în raport cu cei trei vectori de stare, rezultând trei elemente. Primul dintre acestea

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_1} q_1 \omega^2(t) dt, \quad (5.19)$$

asigură o bună dinamică a vitezei unghiulare și minimizarea componentelor de pierderi dependente de viteză, cum ar fi cele prin frecări vâscoase sau pierderile mecanice.

A doua componentă,

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_1} q_2 \dot{\omega}^2(t) dt, \quad (5.20)$$

ponderează gradientul vitezei unghiulare și este utilă în aplicațiile ce necesită restricții ale acestui gradient, cu scopul limitării șocurilor mecanice. De asemenea, termenul (5.20) penalizează și energia intrată.

Componenta

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_1} q_3 i_A^2(t) dt \quad (5.21)$$

minimizează energia vehiculată de înfășurarea rotorică, cea mai importantă componentă a energiei disipate de sistemul de acționare electrică.

Ultima matrice de ponderare are ca scop păstrarea comenzii $v(t)$ în limite admisibile, aducând ultimul termen al criteriului de performanță la forma:

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_1} r v^2(t) dt. \quad (5.22)$$

În subcapitolul 6.6 al tezei este aprofundată tratarea problemei structurii matricilor de ponderare. Sistemele de acționare solicită diverse tipuri de restricții ale mărimilor de stare pentru o funcționare în limitele admisibile pentru mașina electrică, mașina de lucru și convertorul static. Cele

mai importante sunt limitările de magnitudine ale tensiunii, curentului, vitezei și limitările de gradient, incluzând aici și accelerația admisibilă. Introducerea acestor restricții de tip saturație transformă problema de control optimal într-una neliniară, construirea soluției devenind dificilă. În plus, eroarea de realizare a stării finale trebuie minimizată, ceea ce necesită impunerea sau controlul acesteia. Alegerea matricilor S , Q și R se face cu impact atât asupra încadrării în limitele admisibile a mărimilor sistemului, cât și asupra eficienței energetice a conversiei. Rezultatele acestei analize sunt prezentate sintetic în subcapitolul 5.7 al rezumatului.

5.4.1. Soluția recursivă a problemei de optimizare

Acest subcapitol prezintă o soluție analitică obținută în [ATH 07], utilizată în [ROS 99] ca fundament pentru dezvoltarea controlului optimal energetic al sistemelor de conversie electromecanică.

Aplicând metoda variațională se formează hamiltonianul:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{2} [\langle \mathbf{z}^T(t), \mathbf{Q}\mathbf{z}(t) \rangle + \langle \mathbf{v}^T(t), \mathbf{R}\mathbf{v}(t) \rangle] + \langle \mathbf{y}^T(t), [\mathbf{A}\mathbf{z}(t) + \mathbf{B}\mathbf{v}(t) + \mathbf{G}w(t)] \rangle \quad (5.23)$$

Prin egalarea cu zero a derivatei acestuia după $\mathbf{v}(t)$ se obține comanda optimală [ATH 07]:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{v}} &= \mathbf{R}\mathbf{v}(t) + \mathbf{B}^T\mathbf{y}(t) = 0, \\ \mathbf{v}^*(t) &= -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{y}(t), \end{aligned} \quad (5.24)$$

în care:

$$\dot{\mathbf{y}}(t) = \frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{z}}, \dot{\mathbf{z}}(t) = \frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{y}} \quad (5.25)$$

Vectorul $\mathbf{y}(t)$, are aceeași dimensiune ca $\mathbf{z}(t)$, se numește vector de costare sau vector cost și se poate determina, împreună cu vectorul de stare din sistemul canonic [ATH 07]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}}(t) \\ \dot{\mathbf{y}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T \\ -\mathbf{Q} & -\mathbf{A}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z}(t) \\ \mathbf{y}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ 0 \end{bmatrix} w(t) \quad (5.26)$$

Pentru integrarea sistemului canonic sunt necesare condițiile:

- starea inițială $\mathbf{z}(0)$,
- transversalitatea vectorului cost pe mulțimea țintă

$$\mathbf{y}(t_1) = \left[\frac{\partial \varepsilon(t)}{\partial \mathbf{x}} \right]_{t=t_1} = \mathbf{S}[\mathbf{z}_1(t_1) - \mathbf{z}_f] \quad (5.27)$$

Pentru $\mathbf{y}(t)$ se caută o soluție de formă asemănătoare cu $\mathbf{y}(t)$:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{P}(t)\mathbf{z}(t) - \mathbf{p}(t), \quad (5.28)$$

cu condițiile de integrare:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(t_1) &= \mathbf{S}, \\ \mathbf{p}(t_1) &= \mathbf{S}\mathbf{z}_f \end{aligned} \quad (5.29)$$

Prin derivare, din (5.27) se obține:

$$\dot{\mathbf{y}}(t) = \dot{\mathbf{P}}(t)\mathbf{z}(t) + \mathbf{P}(t)\dot{\mathbf{z}}(t) - \dot{\mathbf{p}}(t). \quad (5.30)$$

Din (5.24), prima ecuație a sistemului canonic (5.26) și (5.27) vom avea comanda optimală și ecuația de stare sub forma:

$$\mathbf{v}^*(t) = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t)\mathbf{z}(t) + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{p}(t), \quad (5.31)$$

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{z}(t) - \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t)\mathbf{z}(t) + \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{p}(t) + \mathbf{G}w(t), \quad (5.32)$$

Din (3.49), (3.47), a doua ecuație (3.45) și (3.51) obținem egalitatea:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{P}}(t)\mathbf{z}(t) - \dot{\mathbf{p}}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}\mathbf{z}(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t)\mathbf{z}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{p}(t) \\ = -\mathbf{Q}\mathbf{z}(t) - \mathbf{A}^T\mathbf{P}(t)\mathbf{z}(t) + \mathbf{A}^T\mathbf{p}(t). \end{aligned} \quad (5.33)$$

De aici se separă două ecuații:

- ecuația matriceală diferențială Riccati (EMDR)

$$\dot{\mathbf{P}}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P}(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t) + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (5.34)$$

- ecuația vectorială diferențială asociată

$$\dot{\mathbf{p}}(t) + \mathbf{A}^T\mathbf{p}(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{p}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{G}w(t) = \mathbf{0} \quad (5.35)$$

Datorită condiției de transversalitate (5.27) calculul celor două ecuații trebuie făcut invers în timp. La acest fapt se adaugă neliniaritatea ecuațiilor și necesitatea cunoașterii expresiei analitice a perturbației sau cel puțin a valorii $w(t_1)$, pentru a putea face un calcul iterativ invers în timp. Aceste condiționări fac imposibilă obținerea soluției.

5.4.2. Soluția nerecursivă a problemei de optimizare

Soluția prezentată în subcapitolul anterior nu poate fi utilizată pentru sinteza sistemului de control optimal. În [ROS 99] și [ROS 11] este propusă o variantă nerecursivă, care poate fi calculată la orice moment t al procesului. În ceea ce privește mărimea perturbatoare, este necesară doar valoarea pe un interval de timp de eșantionare și se poate obține cu ajutorul unui estimator. În continuare este expusă sintetic modalitatea de obținere a acestei soluții, conform [ROS 99], adaptată pentru sistemul liniarizat SISO.

Plecând de la sistemul canonic (5.26) se definește timpul rămas până la terminarea procesului de conducere optimală:

$$\tau = t_1 - t \quad (5.36)$$

Definim o transformare de variabile:

$$\begin{aligned} \zeta_1(\tau) &= z(t) \\ \zeta_2(\tau) &= y(t) \\ \zeta_3(\tau) &= w(t) \end{aligned} \quad (5.37)$$

din care rezultă

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_1(\tau) &= -\dot{z}(t) \\ \dot{\zeta}_2(\tau) &= -\dot{y}(t). \end{aligned} \quad (5.38)$$

Sistemul canonic și condiția de transversalitate se rescriu în noile coordonate:

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta}_1(\tau) \\ \dot{\zeta}_2(\tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A & BR^{-1}B^T \\ Q & A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1(\tau) \\ \zeta_2(\tau) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G \\ 0 \end{bmatrix} \zeta_3(\tau) \quad (5.39)$$

$$\zeta_2(0) = S[\zeta_1(0) - z_f] \quad (5.40)$$

Definirea intervalului de timp τ și transformarea de variabile ne dau posibilitatea să utilizăm valorile și vectorii proprii pentru sinteza soluției de control optimal.

Notăm matricea sistemului canonic:

$$M = \begin{bmatrix} -A & BR^{-1}B^T \\ Q & A^T \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

și determinăm valorile proprii din condiția:

$$\det(\lambda I - M) = 0, \quad (5.42)$$

cu I matricea identitate, λ valori proprii.

Matricea valorilor proprii este:

$$D = \begin{bmatrix} \Lambda & 0 \\ 0 & -\Lambda \end{bmatrix}, \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

Păstrarea simetriei în raport cu axa imaginară impune aranjarea valorilor proprii conform (5.43).

Se face transformarea de coordonate:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \zeta_1(\tau) \\ \zeta_2(\tau) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m(\tau) \\ n(\tau) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} m(\tau) \\ n(\tau) \end{bmatrix} &= W^{-1} \begin{bmatrix} \zeta_1(\tau) \\ \zeta_2(\tau) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.44)$$

cu W matricea vectorilor proprii de dimensiune 6×6 corespunzătoare lui D :

$$\begin{aligned} W &= \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \\ W^{-1}MW &= D \end{aligned} \quad (5.45)$$

Reformulând sistemul canonic după (5.44) și (5.45) obținem:

$$\begin{bmatrix} \dot{m}(\tau) \\ \dot{n}(\tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda & 0 \\ 0 & -\Lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m(\tau) \\ n(\tau) \end{bmatrix} - \mathbf{W}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ 0 \end{bmatrix} \zeta_3(\tau) \quad (5.46)$$

Pe un interval suficient de mic, variația cuplului rezistent poate fi estimată și are o valoare constantă ζ_3 . În aceste condiții, sistemul (5.46) se poate scrie:

$$\begin{bmatrix} \dot{m}_i(\tau) \\ \dot{n}_i(\tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_i & 0 \\ 0 & -\lambda_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_i(\tau) \\ n_i(\tau) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_i \\ g_j \end{bmatrix} \zeta_3 \quad (5.47)$$

$$i = 1,2,3, j = 4,5,6, \quad \begin{bmatrix} g_i \\ g_j \end{bmatrix} = \mathbf{W}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Cu notațiile:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= [g_1/\lambda_1 \quad g_2/\lambda_2 \quad g_3/\lambda_3]^T, & \mathbf{H}_2 &= [-g_4/\lambda_1 \quad -g_5/\lambda_2 \quad -g_6/\lambda_3]^T, \\ \mathbf{E} &= [\mathbf{S}\mathbf{W}_{12} - \mathbf{W}_{22}]^{-1}[\mathbf{W}_{21} - \mathbf{S}\mathbf{W}_{11}], & \mathbf{F} &= [\mathbf{S}\mathbf{W}_{12} - \mathbf{W}_{22}]^{-1}\mathbf{S}, \\ \mathbf{V}(\tau) &= \mathbf{P}(\tau)\mathbf{W}_{12} - \mathbf{W}_{22}, & \mathbf{T}(\tau) &= \mathbf{I} - e^{-\Lambda\tau} \end{aligned} \quad (5.48)$$

și după trecerea de la timpul τ rămas până la terminarea procesului la timpul curent t , prin transformarea inversă (5.37), vectorul cost la timpul curent se scrie:

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathbf{P}(t_1 - t)z(t) - \mathbf{V}(t_1 - t)e^{-\Lambda(t_1-t)}\mathbf{F}z_f \\ &\quad - [\mathbf{V}(t_1 - t)e^{-\Lambda(t_1-t)}\mathbf{E}\mathbf{T}(t_1 - t)\mathbf{H}_1 - \mathbf{T}(t_1 - t)\mathbf{H}_2]w(t) \end{aligned} \quad (5.49)$$

Forma soluției căutate este (5.28). Comparând cu (5.49) rezultă că $\mathbf{P}(t_1-t)$ este soluția nerecursivă a ecuației matriceale diferențiale Riccati. Soluția ecuației vectoriale asociate, dependentă de soluția $\mathbf{P}(t_1-t)$ a EMDR este $p(t)$.

$$\begin{aligned} p(t) &= \mathbf{V}(t_1 - t)e^{-\Lambda(t_1-t)}\mathbf{F}z_f \\ &\quad - [\mathbf{V}(t_1 - t)e^{-\Lambda(t_1-t)}\mathbf{E}\mathbf{T}(t_1 - t)\mathbf{H}_1 - \mathbf{T}(t_1 - t)\mathbf{H}_2]w(t) \end{aligned} \quad (5.50)$$

Cunoscând intervalul de timp pe care se realizează conducerea optimală, starea inițială z_0 , starea finală z_f și perturbația w , se poate calcula comanda optimală $v^*(t)$ pe fiecare perioadă de eșantionare. Notațiile

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_1(t_1 - t) &= \mathbf{V}(t_1 - t)e^{-\Lambda(t_1-t)}\mathbf{F}, \\ \mathbf{K}_2(t_1 - t) &= \mathbf{V}(t_1 - t)e^{-\Lambda(t_1-t)}\mathbf{E}\mathbf{T}(t_1 - t)\mathbf{H}_1 - \mathbf{T}(t_1 - t)\mathbf{H}_2, \end{aligned} \quad (5.51)$$

ajută la evidențierea structurii soluției:

$$y(t) = \mathbf{P}(t_1 - t)z(t) - \mathbf{K}_1(t_1 - t)z_f - \mathbf{K}_2(t_1 - t)w(t), \quad (5.52)$$

$$v^*(t) = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t_1 - t)z(t) + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{K}_1(t_1 - t)z_f + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{K}_2(t_1 - t)w(t), \quad (5.53)$$

Analiza soluției indică prezența în comanda optimală a trei componente distincte, fig. 5.1:

- reacția negativă după starea $z(t)$, cu rol stabilizator, $-\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t_1 - t)z(t)$.
- componenta de comandă cu scopul atingerii stării finale $z(t_1)$ cât mai aproape de starea finală dorită z_f , $\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{K}_1(t_1 - t)z_f$,
- componenta dependentă de mărimea perturbatoare $w(t)$ și având o reacție de compensare, feedforward, a acesteia, $\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{K}_2(t_1 - t)w(t)$.

Forma tensiunii satorice impuse se obține din expresia (5.7) a comenzii liniarizante $v(t)$:

$$\mathbf{u}_E^*(t) = \mathbf{D}_2^{-1}[-\mathbf{F}_2 + v^*(t)] \quad (5.54)$$

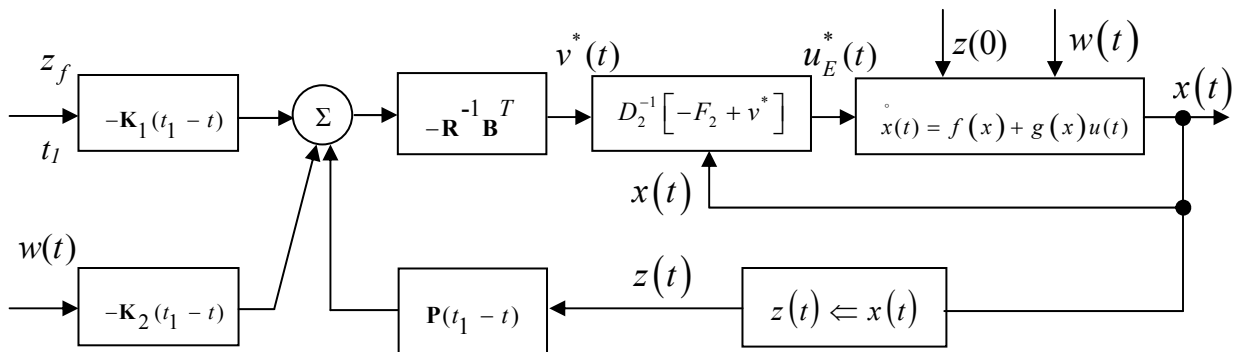


Fig. 5.1 Structura comenzii optimale

5.5. Validarea prin simulare

Controlul optimal (5.53) a fost testat în forma (5.54) prin aplicarea acestuia direct modelului liniarizat, după schema din figura 5.1. Pentru comparație, în paralel a fost simulat controlul convențional, cu reglatoare PI de curent și viteză pe partea rotorică, reglatoare PI de curent și tensiune electromotoare pe partea statorică.

Au fost făcute trei seturi de teste. Primele două încercări sunt realizate pentru un proces de accelerare de 2 [s], de la viteza de bază la 400 [rad/s], mai întâi cu o încărcare la arbore constantă de 1 [Nm], după care experimentul se reia cu aceleași condiții inițiale, suplimentând sarcina cu o treaptă de 0.5 [Nm] la $t=1$ [s]. Starea inițială este dată de:

$$x(0) = [x_1(0) \quad x_2(0) \quad x_3(0)]^T = [1.84 \quad 1 \quad 223]^T, \quad (5.55)$$

iar starea finală:

$$x_f = [0 \quad 0 \quad \omega_f]^T = [0 \quad 0 \quad 400]^T. \quad (5.56)$$

Pentru implementarea restricțiilor, minimizarea erorii staționare și a energiilor vehiculate, valorile matricilor de ponderare folosite sunt:

$$S = \begin{bmatrix} 888000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} 400 & 0 & 0 \\ 0 & 450 & 0 \\ 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix}, R = [20] \quad (5.57)$$

Rezultatele obținute pentru accelerarea la cuplu rezistent constant sunt prezentate în figurile 5.2, 5.4, 5.6, 5.8, 5.10 pentru sistemul cu reglare de tip convențional, PI, respectiv 5.3, 5.5, 5.7, 5.9, 5.11 pentru controlul optimal. Variația mărimilor de stare și a comenzii este sensibil diferită. Se observă atingerea fără suprareglaj a stării finale impuse a sistemului de control optimal, fig. 5.3, după traiectoria de tip pătratic, favorabilă diminuării energiei absorbite.

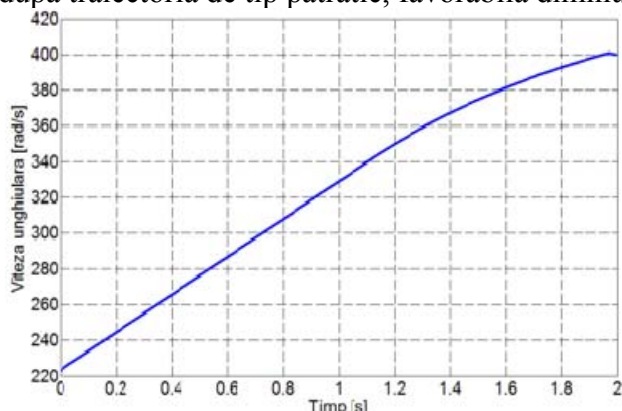


Fig. 5.2 Viteza unghiulară - control conventional - accelerare

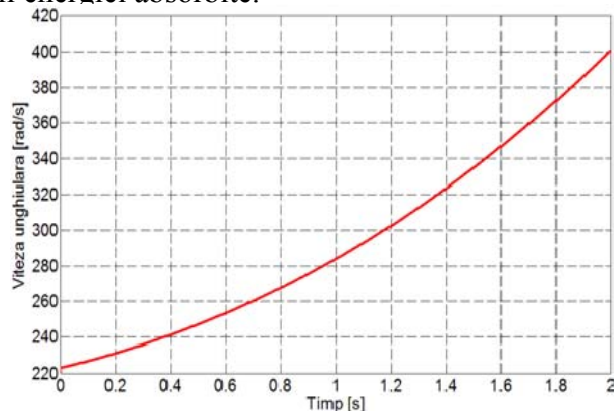


Fig. 5.3 Viteza unghiulară - control optimal - accelerare

Comparând capturile 5.4 și 5.5, în varianta optimală, curentul de excitație subîntinde o arie mai mare, ceea ce duce la creșterea pierderilor statorice, însă cu pondere mică asupra energiei totale intrate.

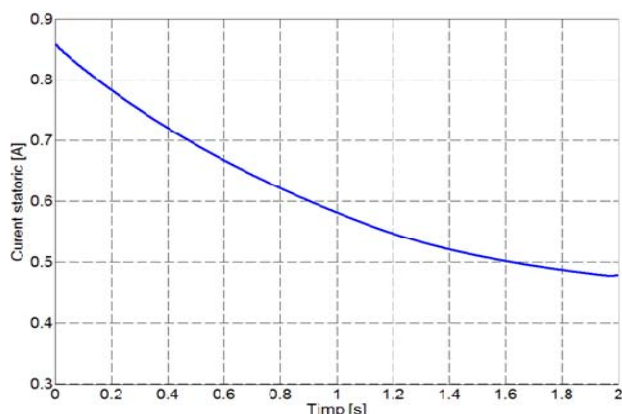


Fig. 5.4 Curentul statoric - control conventional - accelerare

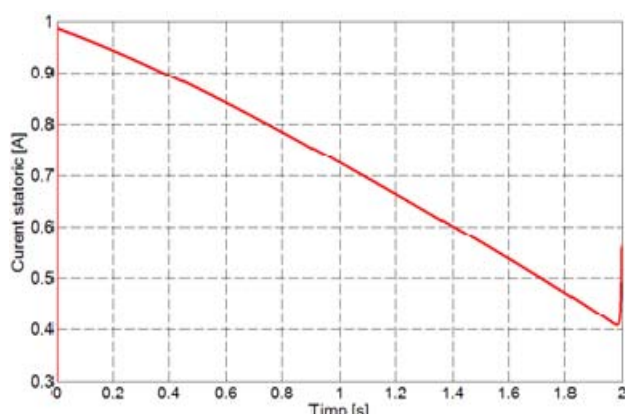


Fig. 5.5 Curentul statoric - control optimal - accelerare

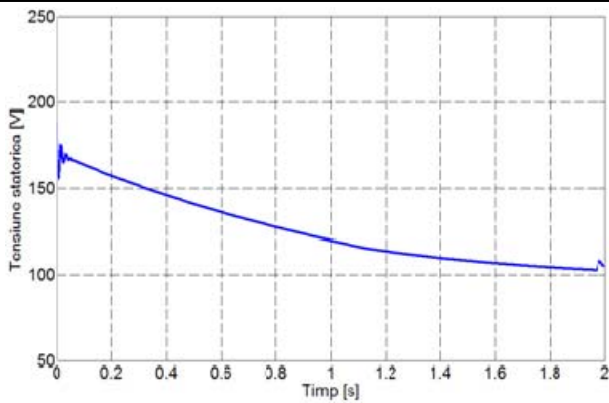


Fig. 5.6 Tensiunea statorică - control convențional - accelerare

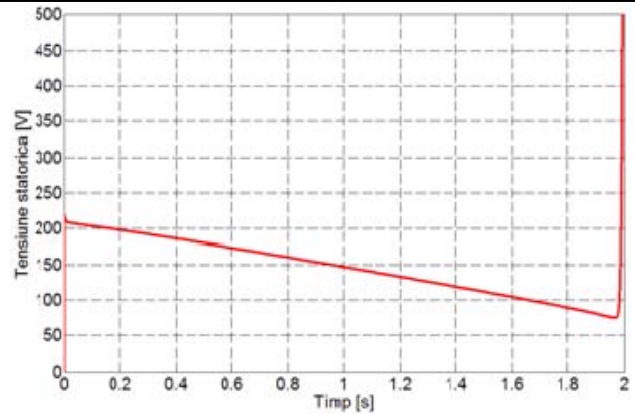


Fig. 5.7 Tensiunea statorică - control optimal - accelerare

Evoluția tensiunii statorice poate fi urmărită în figurile 5.6 și 5.7. Comanda statorică optimală este reconstituită cu ecuația (5.54) din comanda liniarizantă $v^*(t)$. Valorile inițiale și finale ale amplitudinii tensiunilor de excitație se datorează modalității de lucru diferite a celor două subsisteme de control. Accelerarea începe de la viteza de 223 [rad/s], superioară celei nominale, ce corespunde răspunsului natural al mașinii la impunere nominală și sarcină de 1 [Nm]. În acest caz, controlul optimal lucrează la tensiunea rotorică nominală și începe dezexcitarea de la valoarea nominală a fluxului, respectiv curentului statoric. Spre deosebire de acesta, regulatorul de t.e.m. al subsistemului de control clasic comandă dezexcitarea la depășirea referinței nominale de turație, astfel, curentul statoric/fluxul inițial impus de controlul clasic este mai mic decât cel nominal.

Figura 5.9 ne sugerează, prin forma de creștere a curentului, o reducere a energiei disipate în înfășurarea rotorică.

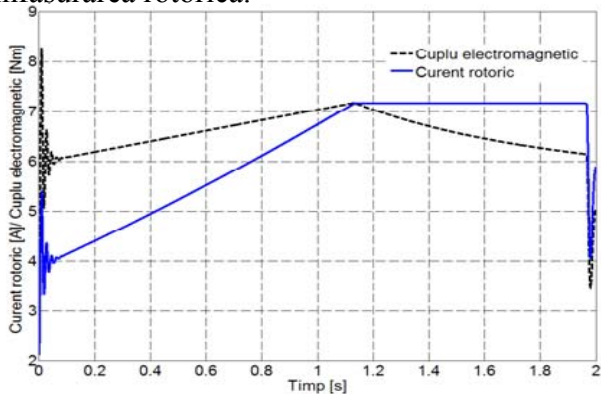


Fig. 5.8 Curentul rotoric / cuplul elmag. - control convențional - accelerare

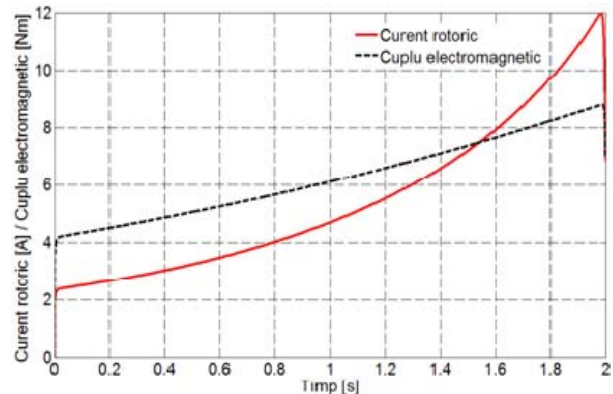


Fig. 5.9 Curentul rotoric / cuplul elmag. - control optimal - accelerare

Reglarea clasică de tip PI ajustează impunerea rotorică în raport cu sarcina și viteza cerută, fig. 5.10, pe când comanda optimală se exercită în mod direct numai asupra statorului, tensiunea rotorică fiind fixată la valoarea nominală, fig. 5.11.

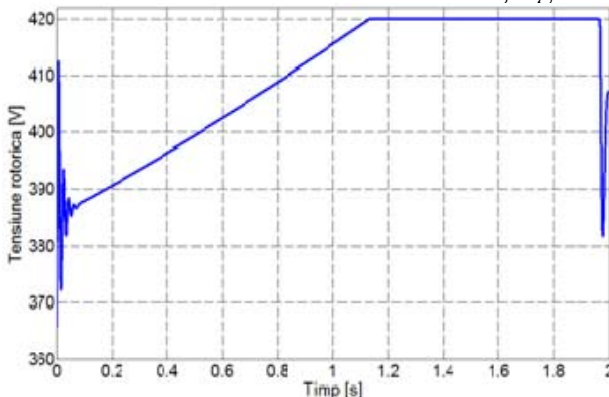


Fig. 5.10 Tensiunea rotorică - control convențional - accelerare

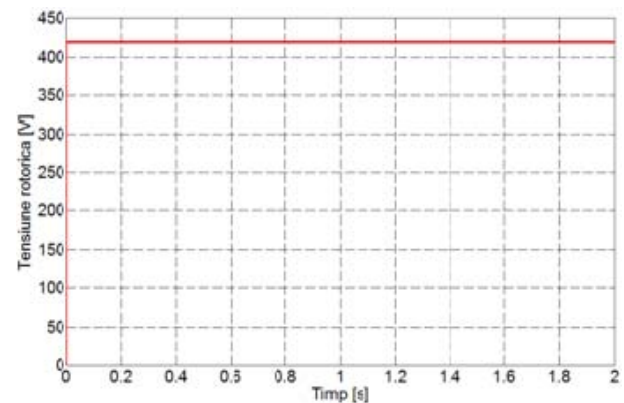


Fig. 5.11 Tensiunea rotorică - control optimal - accelerare

Al treilea test este realizat în condiții de frânare. Conform principiului optimalității al lui Bellman, soluția optimală este valabilă pentru orice tip de segment optimal. Ca urmare, dacă $v^*(t)$ este comanda optimală pentru accelerare, ea este valabilă pentru orice tip de tranziție între cele două stări $\omega(0)$ și ω_f . Astfel, prin reformularea condițiilor inițiale și finale se poate defini procesul de frânare:

$$x(0) = [x_1(0) \quad x_2(0) \quad x_3(0)]^T = [7.848 \quad 0.391 \quad 400]^T, \quad (5.58)$$

$$x_f = [0 \quad 0 \quad \omega_f]^T = [0 \quad 0 \quad 223]^T. \quad (5.59)$$

Pentru cele trei situații studiate, accelerare la sarcină constantă, accelerare la sarcină variabilă și frânare la sarcină variabilă sunt prezentate, comparativ, bilanțurile energetice în tabelele 5.1, 5.2 și 5.3., cu notațiile: W_I energia primită de motor, W_O energia utilă primită de mașina de lucru, W_{RA} pierderile de energie prin efect Joule în înfășurarea rotorică, W_{RE} pierderile de energie în înfășurarea statorică, W_{LA} energia acumulată în înfășurarea rotorică, W_{LE} energia acumulată în înfășurarea statorică, W_V energia corespunzătoare frecărilor vâscoase W_J energia acumulată în masele aflate în mișcare de rotație.

TABELUL 5.1. Evaluarea energetică pentru o **accelerare** la sarcină constantă de 1 [Nm]

Control	t_1	ω_f	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[rad/s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Optimal	2	400.4	4804.7	586.1	785.9	1.9	239.1	-128.0	1771.2	1437.9
Convențional	2	400	5223.7	647.3	840.7	0.6	168.7	-11.2	2154.1	1433.3
<u>Optimal</u>	-	-	91.9	90.5	93.4	-	141.7	-	82.2	-
Convențional			[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

TABELUL 5.2. Evaluarea energetică pentru o **accelerare** la sarcină de 1 [Nm] plus treaptă de 0.5[Nm]

Control	t_1	ω_f	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[rad/s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Optimal	2	399.9	5090.6	753.6	916.1	2.4	236.5	-140.8	1766.3	1433.3
Convențional	2	400	5847.0	875.2	1010.5	0.8	150.6	-11.2	2387.5	1433.5
<u>Optimal</u>	-	-	87.0	86.1	90.6	-	157.0	-	73.9	-
Convențional			[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

TABELUL 5.3. Evaluarea energetică pentru o **frânare** la sarcină de 1 [Nm] plus treaptă 0.5[Nm]

Control	t_1	ω_f	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[rad/s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Optimal	2	224.1	1414.8	709.1	38.2	-1.2	286.9	85.8	1763.7	-1427.3
Convențional	2	223	1554.0	748.9	81.9	-0.6	185.0	11.2	1960.9	-1433.4
<u>Optimal</u>	-	-	91.0	94.6	46.6	-	155.0	-	89.9	-
Convențional			[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

5.6. O SOLUȚIE DE IMPLEMENTARE A CONTROLULUI OPTIMAL ENERGETIC

Pentru a obține bune performanțe de regim dinamic și staționar, cât și o creștere a eficienței conversiei, sunt disponibile trei tipuri de control care trebuie utilizate la diferite regimuri de lucru: control convențional de regim staționar, control optimal energetic al regimurilor dinamice la flux constant și la flux variabil. Alăturarea acestora presupune existența unei metode de selecție a tipului de control necesar la un anumit punct de funcționare și comutarea de pe un bloc de control pe altul. Problema selectării poate fi rezolvată pe baza mărimilor măsurate, însă cea a comutării este mai dificilă, deoarece va trebui să țină cont de fenomenele tranzitorii inerente. Pentru a depăși aceste dificultăți este propusă o schemă de control numită *control integrat*, prezentată în figura 5.12 și având următoarea componență:

M – motor de curent continuu cu excitație separată MCCES,
 C1 – redresor de patru cadrane, C2 – redresor de două cadrane, E – encoder,
 Controler Conventional – reglare în cascadă cu reglatoare PI pentru curent rotor, viteză unghiulară, curent statoric și tensiune electromotoare,
 Controler Optimal - controler optimal

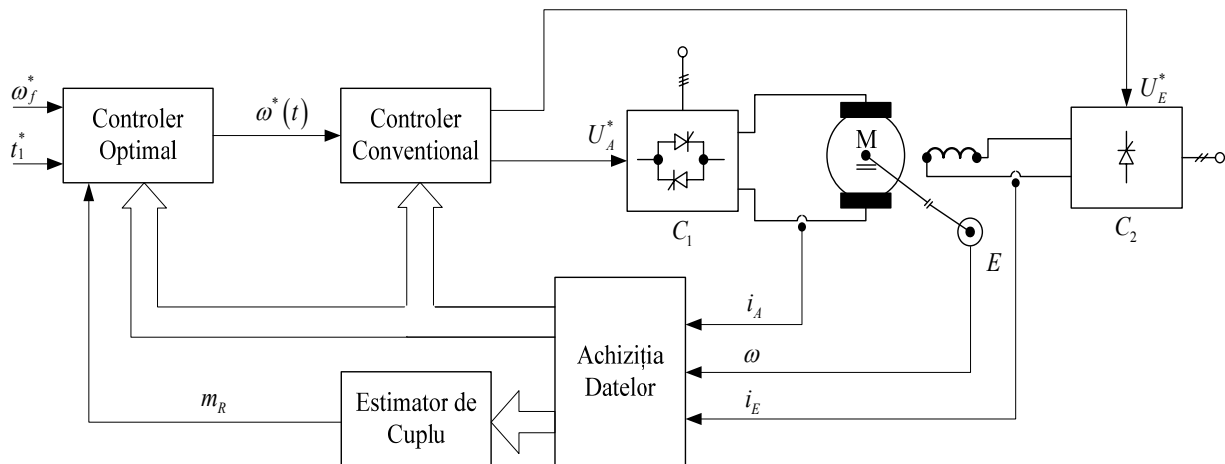


Fig. 5.12 Schema bloc a controlului integrat

Impunerile sunt viteza finală dorită ω_f^* și timpul final t_f^* . Controlerul optimal calculează traiectoria optimă de viteză $\omega^*(t)$ care va fi referința controlerului convențional. Ieșirile subsistemului de control vor fi tensiunile de comandă ale redresoarelor $u_A^*(t)$, $u_E^*(t)$, ce vor genera tensiunea rotorică și cea statorică. Mărimile de stare achiziționate $i_A(t)$, $i_E(t)$, $\omega(t)$, sunt utilizate pentru estimarea cuplului rezistent, reacția negativă a controlerului convențional și a celui optimal, liniarizarea modelului.

Controlul integrat propus, deși de tip suboptimal, aduce un avantaj important – poate fi aplicat direct sistemelor de acționare existente cu convertoare statice de tip industrial, lucru imposibil pentru controlul optimal, care necesită accesul direct la modulele de electronică de putere.

5.7. Concluzii

În acest capitol a fost prezentată o nouă modalitate de control cu scopul îmbunătățirii randamentului conversiei sistemelor de acționare cu motor de curent continuu în regim dinamic funcționând la flux variabil. Aceasta are ca fundament teoria controlului optimal, aplicabilă sistemelor liniare.

Deoarece în regim de dezexcitare mașina este puternic neliniară, a fost construit mai întâi un model liniarizat de tip SISO, cu liniarizare exactă prin reacție. Pe baza acestui model a fost formulată problema de control optimal pe criterii energetice a regimurilor dinamice de accelerare și de frânare. Sinteza controlului optimal a dus la obținerea unei metode de control eficiente energetic, cu o structură în care se regăsesc și componentele esențiale unui bun răspuns dinamic: reacție negativă după stare cu rol stabilizator, componenta de comandă necesară atingerii stării finale cât mai aproape de valoarea impusă, reacție de compensare feedforward a perturbației de cuplu.

Rezultatele obținute prin simulare confirmă potențialul de creștere semnificativă a eficienței conversiei. De asemenea, metoda de control propusă oferă performanțe dinamice similare cu cele obținute prin metode convenționale de control, prezintă o bună reacție la perturbații și păstrează parametrii mecanici și electrici în limite admisibile. Stabilitatea sistemului este asigurată de faptul că în mărimea de comandă intervin doar valorile proprii negative și datorită prezenței reacției după stare. Deși funcția criteriu este de tip pătratic fără restricții, păstrarea parametrilor în limite admisibile se realizează prin alegerea corespunzătoare a matricilor de ponderare. Atingerea valorii finale a mărimii de ieșire se realizează cu precizie în timpul final impus și se constată lipsa

suprareglajului.

Forma de variație impusă curentului și vitezei unghiulare diminuează solicitările sistemului motor-convertor și, alături de reducerea energiei disipate în înfășurarea rotorică, aduce beneficii importante asupra sistemului electromecanic: îmbunătățirea regimului termic, creșterea duratei de exploatare, o mai bună încărcare a motorului.

Ajustarea valorilor matricilor de ponderare indică o flexibilitate în alegerea componentelor energetice sau dinamice vizate, pentru o mai bună corelare cu cerințele globale impuse sistemului de acționare electrică.

Analiza energetică justifică aplicarea soluției optime pentru sistemele de conversie cu regimuri dinamice frecvente și la niveluri medii și mari ale puterii.

Implementarea controlului optimal se poate face în două variante principale:

- un control direct, după schema din figura 5.1, care necesită accesul nemijlocit la structura de comandă a electronicii de putere din convertorul static,
- sau control suboptimal, utilizând convertoare statice industriale, variantă ce presupune aplicarea impunerii optime ω^* la intrarea subsistemului de control convențional, figura 5.12.

O soluție de control suboptimal a fost propusă în subcapitolul 6.7, analiza acesteia evidențiind efectul pe care îl are utilizarea controlerului *PI* convențional pentru urmărirea traiectoriei optime asupra componentelor energetice.

Pe parcursul capitolului VI al tezei a fost analizat și modul în care matricile de ponderare *S*, *Q* și *R* pot influența dinamica sistemului condus și componentele energiei vehiculate. Testele realizate permit sublinierea câtorva aspecte generale privitoare la alegerea matricilor de ponderare:

- matricea *S* ponderează costul terminal. Cu toate că anularea erorii de atingere a vitezei finale se obține pentru valori punctuale ale termenului s_1 , alese în funcție de contextul exact de lucru – timp final, viteză impusă, cuplu de sarcină, pentru $s_1 > 2.5 \cdot 10^5$ eroarea s-a încadrat în intervalul ± 0.5 [%] pentru toate situațiile studiate.
- matricea *Q* ponderează elementele vectorului de stare având astfel trei componente:
 - termenul q_1 asigură o bună dinamică a vitezei unghiulare și minimizarea componentelor de pierderi dependente de viteză. Minimul energiei intrate și al componentelor de pierderi dependente de viteză se obține la $q_1 = 1500$, dar traiectoriile utilizabile practic limitează q_1 la valori mai mici. În plus, componentele disipative rotorice ale energiei vehiculate cresc cu q_1 . Astfel, primul termen al matricii *Q* trebuie selectat în zona cea mai potrivită pentru o aplicație dată, la intersecția a trei factori divergenți: diminuarea energiei intrate, pierderi Joule la nivel acceptabil și evoluție dinamică bună.
 - termenul q_2 ponderează gradientul vitezei unghiulare și penalizează energia intrată. Toate traiectoriile obținute pentru valorile investigate ale lui q_2 în intervalul $1 \cdot 10^{-2}$, $1 \cdot 10^5$ sunt viabile din punct de vedere dinamic, cu mențiunea că valorile mari ale acestuia duc la obținerea unor tahograme apropiate de cele clasice, rampă. Din punct de vedere energetic, traiectoriile cele mai avantajoase sunt cele cu un caracter pătratic mai pronunțat, la valori mici ale lui q_2 .
 - ultimul termen al matricii *Q*, q_3 , s-a dovedit a nu avea impact asupra dinamicii sau asupra componentelor energetice, datorită structurii modelului liniarizat, el ponderând variabila suplimentară, introdusă cu scopul formulării corecte a problemei de liniarizare.
- matricea *R* are ca scop principal păstrarea comenzii în limite admisibile. Valoarea termenului r depinde de încărcarea la arbore a mașinii electrice, el fiind cu atât mai mic cu cât sarcina crește. Deoarece acesta influențează indirect și dinamica vitezei și accelerației, r va fi diminuat și mai mult în baza acestui fapt. Urmărind minimizarea energiei absorbite, vom observa însă că r ar trebui selectat la o valoare cât mai mare, fiind invers proporțional cu energia totală intrată. Astfel, din intersecția celor trei tipuri de condiții, se obține un domeniu permis relativ îngust, cuprins între $r=20$ și $r=100$ pentru condițiile studiate.

Alegerea matricilor de ponderare constituie una dintre problemele cele mai complexe ale algoritmului de optimizare. Aspectele menționate pot sta la baza elaborării unui algoritm de selecție a matricilor de ponderare în funcție de condițiile specifice aplicației.

6. VALIDAREA EXPERIMENTALĂ A SOLUȚIEI DE CONTROL OPTIMAL ENERGETIC DE REGIM DINAMIC

6.1. Structura standului experimental

Standul experimental este dedicat implementării comenzilor optime pentru acționări electrice cu mașini de curent continuu și curent alternativ de inducție. Astfel, partea de putere este constituită din cinci circuite de bază, prevăzute cu protecțiile (scurtcircuit, suprasarcină) și interblocările corespunzătoare celor două tipuri de acționare.

Standul este conceput astfel încât la un moment dat să se poată alimenta doar un singur tip de sistem de acționare: de curent continuu sau de curent alternativ. Acest fapt decurge din rațiunea de a folosi același sistem de încărcare pentru cele două tipuri de acționări. Comutarea între cele două sisteme de acționare, precum și alte regimuri secvențiale se realizează prin schema de comandă.

Încărcarea la arbore a mașinilor se realizează prin intermediul unei frâne cu pulberi magnetice FRATO2002, având prevăzut un circuit de alimentare separat și posibilitatea de comutare fizică între cele două mașini.

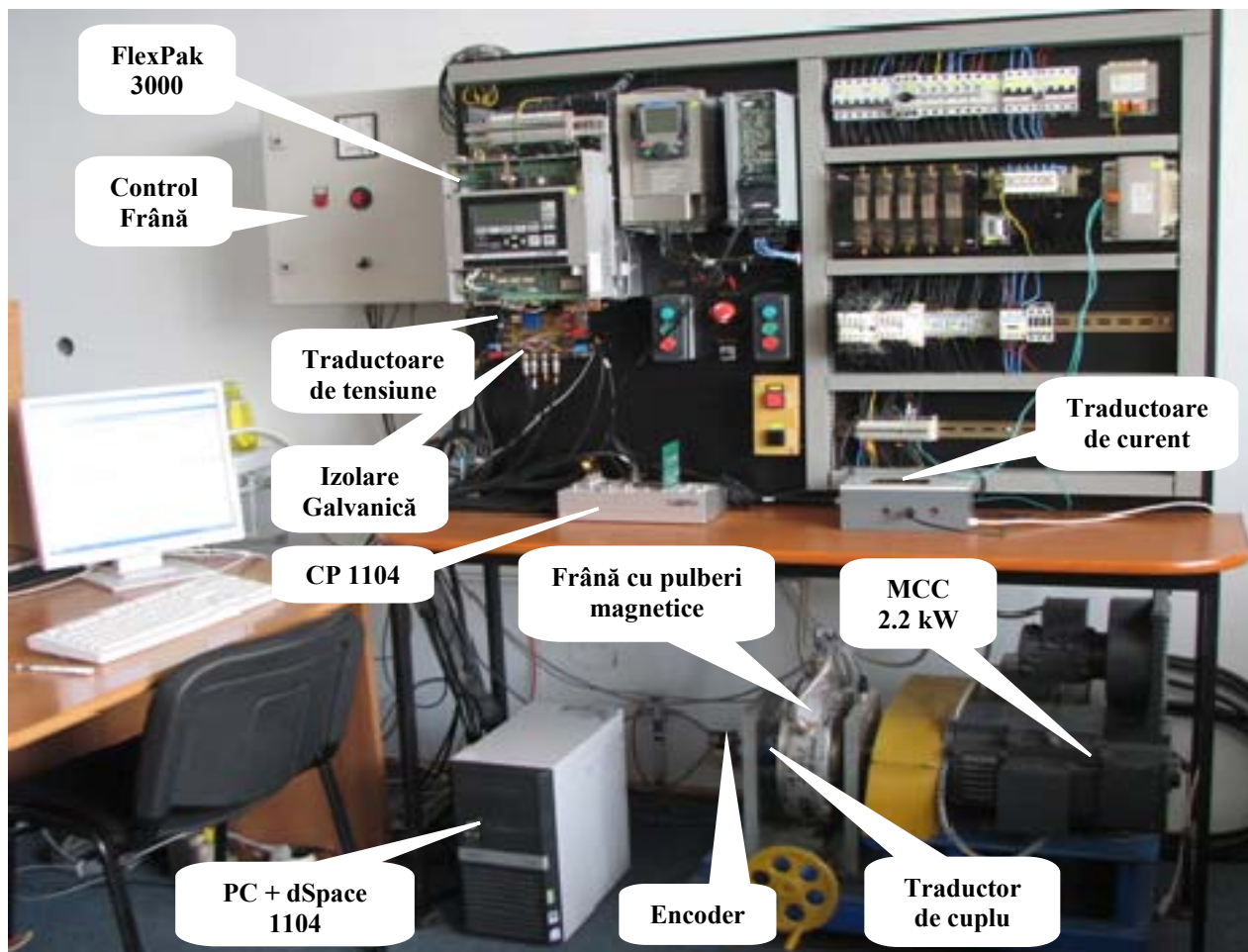


Fig. 6.1 Standul experimental

Implementarea în timp real a strategiilor de control se realizează cu ajutorul plăcii DSP 1104. Sistemul software necesar aplicației, implementat în Matlab Simulink, este transferat pe DSP folosind modulele RTI (*Real Time Interface*). Comenzile numerice aplicate standului experimental sunt generate de placa DS1104 prin intermediul interfețelor I/O. Interfața software cu operatorul este construită în Control Desk, mediu ce furnizează toate funcțiile pentru controlul și monitorizarea experimentelor de timp real.

6.2. Rezultate experimentale

În acest subcapitol sunt prezentate rezultatele experimentale preluate de pe standul de testare prezentat anterior. Încercările făcute în regim dinamic pentru validarea controlului optimal energetic cu MCCES la flux variabil cuprind accelerări la viteze superioare celei nominale, decelerări și teste cu treaptă de sarcină pentru evidențierea componentei de compensare a cuplului static rezistent. Modalitatea de testare utilizată este cea a calculului traiectoriilor de viteză optimale pe baza timpului final impus, a vitezei finale dorite și a sarcinii estimate și aplicarea acestora sistemului de acționare prin intermediul plăcii dSpace 1104 și a subsistemului de control convențional atașat convertorului static industrial. Așa cum s-a arătat în subcapitolul 5.6, un astfel de tip de control este suboptimal, deoarece controlerul convențional de tip PI asigură urmărirea traiectoriei optimale cu o eroare de urmărire, ceea ce se reflectă și în performanțele energetice obținute. Pentru o bună comparație, răspunsul sistemului a fost testat în paralel la tahograme clasice de tip rampă.

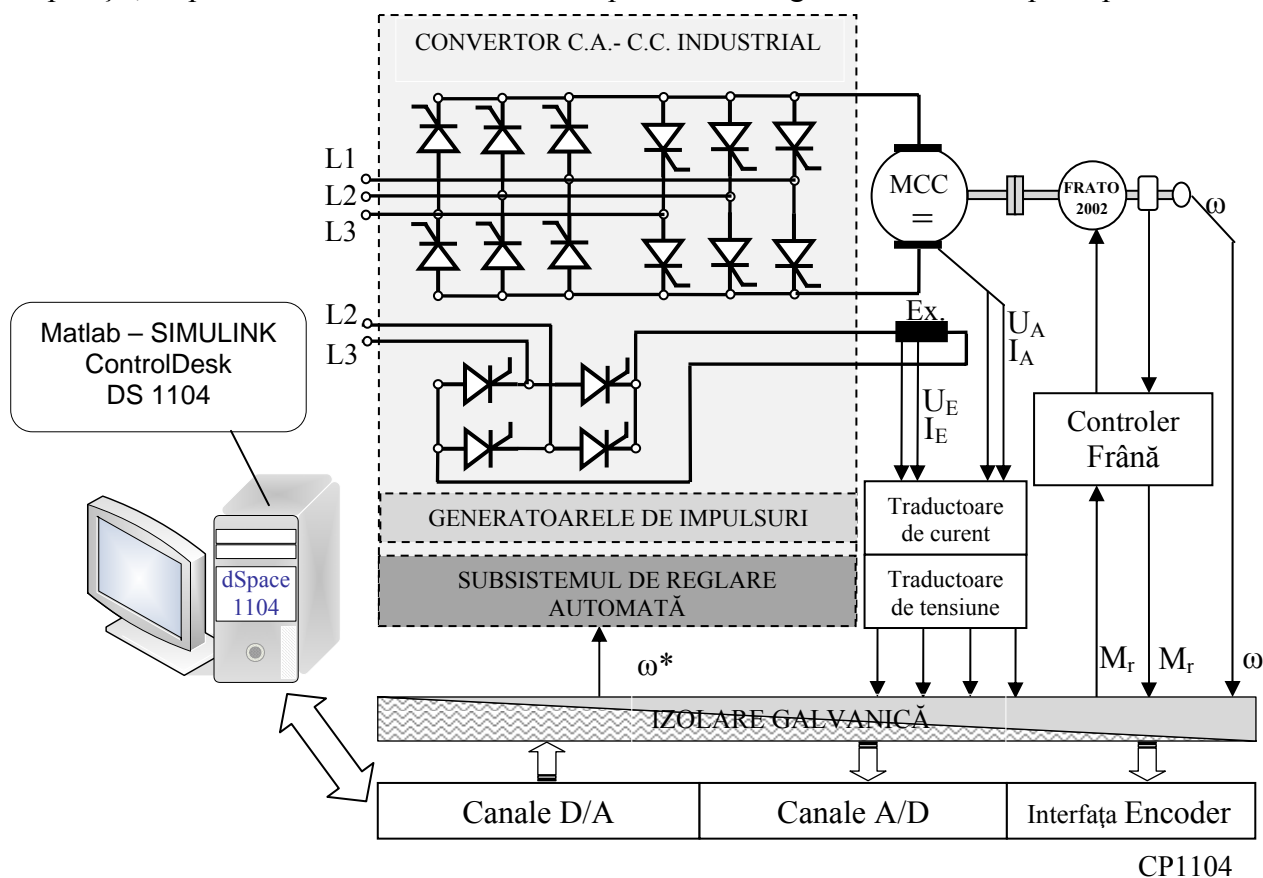


Fig. 6.2 Configurația standului experimental pentru acționarea de curent continuu la flux variabil

6.2.1. Procesul de accelerare la sarcină constantă

Primele teste au fost realizate pentru un regim de accelerare la sarcină constantă. Viteza unghiulară crește de la 223 [rad/s] la 400 [rad/s], timpul final impus fiind de 1.5 [s], timp de realizabilitate fizică pentru sistemul investigat la o sarcină de 4 [Nm], în condiții de flux variabil.

Figurile 6.3 – 6.7 ilustrează variația mărimilor sistemului condus în variantă convențională, respectiv optimală. Deoarece zona de interes este cea a vitezelor superioare, mașina este mai întâi magnetizată, adusă la viteza de 223 [rad/s] printr-o impunere rampă și, după un timp de lucru la regim staționar, la secunda 8 se comandă accelerarea la flux variabil. Procesul este similar în cazul celor două tipuri de control, optimal și convențional, diferențele apărând doar pe durata accelerării prin dezexcitare.

În figura de detaliu 6.3 se poate urmări evoluția vitezei unghiulare pentru o comandă optimală, culoarea roșie, respectiv convențională, culoarea albastră. Se remarcă similitudinea celor două traiectorii în zona de restabilire a regimului staționar, după secunda 9.5, în ciuda diferențelor vizibile între tahograma de tip rampă și cea de tip pătratic, fapt datorat acțiunii reguletoarelor convenționale PI. Suprareglajul este mic, 1.5 [%], însă timpul de intrare în regim staționar corespunde reglării statorice, unde constanta de timp este de 0.2 [s], mult mai mare decât cea rotorică de 3.7 [ms]. Acest suprareglaj nu este caracteristic controlului optimal direct și confirmă caracterul suboptimal al implementării.

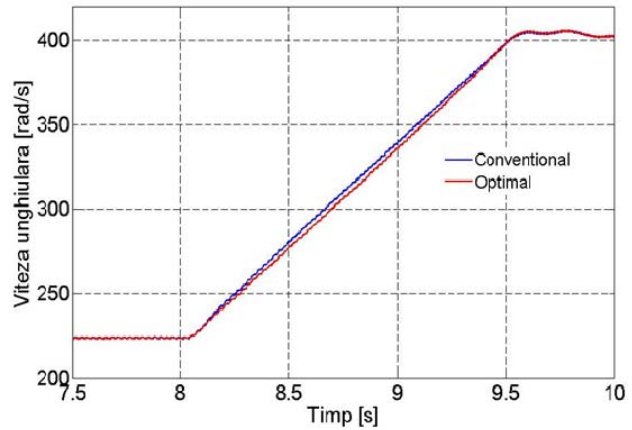


Fig. 6.3 Variația vitezei unghiulare, accelerare 1.5 [s], sarcină 4 [Nm]

Captura 6.4 arată variația curentului rotoric, acesta fiind aproape de valoarea maximă admisă. Cu toate că amplitudinea celui optimal este mai mare pe finalul regimului dinamic, traiectoria optimală aduce avantajul unei solicitări mai mici la începutul intervalului, ceea ce sugerează diminuarea energiei disipate în înfășurarea rotorică.

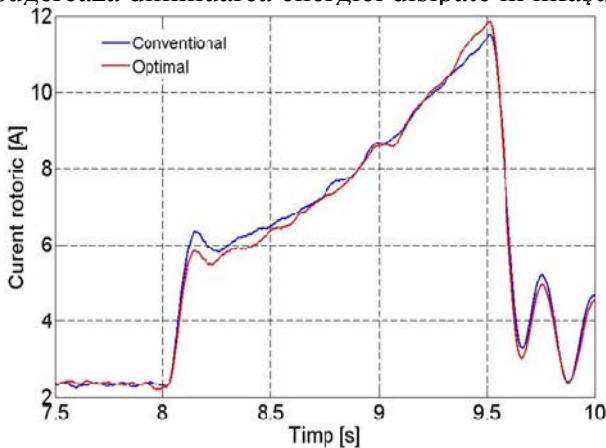


Fig. 6.4 Variația curentului rotoric, accelerare 1.5 [s], sarcină 4 [Nm]

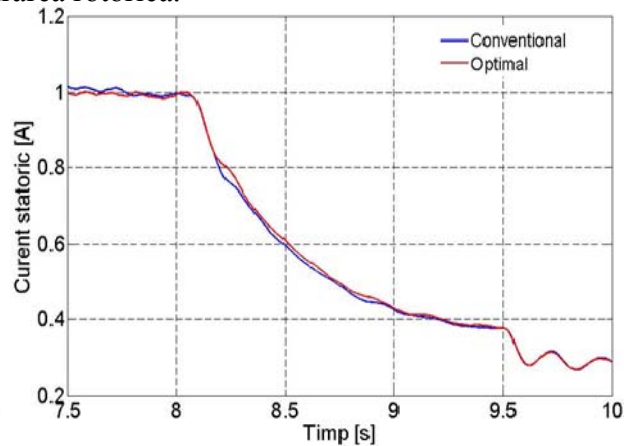


Fig. 6.5 Variația curentului statoric, accelerare 1.5 [s], sarcină 4 [Nm]

Curentul absorbit de stator, figura 6.5, nu prezintă diferențe notabile între cele două variante de control, convențional și optimal.

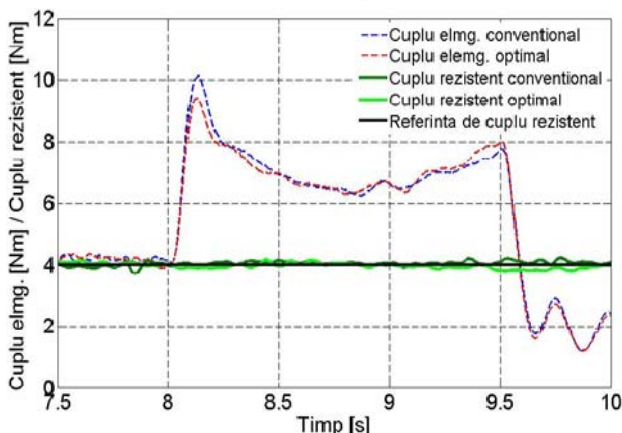


Fig. 6.6 Variația cuplului electromagnetic / rezistent, referința de cuplu rezistent, accelerare 1.5 [s], sarcină 4 [Nm]

În figura 6.6, se poate urmări evoluția cuplurilor electromagnetice în variantele optimală și convențională, dar și cuplul rezistent. Deși impunerea de sarcină este identică în cele două cazuri, trebuie ca și cuplurile de sarcină efective să fie aceleași. Acest lucru a fost urmărit cu prioritate pentru a asigura condiții identice de testare.

Evaluarea energetică a regimului de accelerare se face în tabelul 6.1 ce cuprinde componentele energetice esențiale pentru cele două cazuri analizate, control optimal și control convențional. Se observă diminuarea energiei totale absorbite pentru regimul optimal cu 1.2 [%], a energiei utile necesare cu 2.4 [%], scăderi

ale energiei disipate prin efect Joule în înfășurarea rotorică cu 1.4 [%] și ale pierderilor prin frecări vâscoase cu 1.7 [%]. Singura componentă care înregistrează creșteri este energia disipată statorică, cu 2.8 [%], însă cu influențe minime asupra consumului, ponderea acesteia în energia totală fiind sub 2.5 [%].

TABELUL 6.1. Evaluarea energetică pentru o **accelerare de 1.5 [s]** la sarcină constantă de **4 [Nm]**

Control	t_1	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Suboptimal	1.5	4807.5	1834.5	990.5	2.7	117.8	-18.1	435.9	1403.7
Convențional	1.5	4865.9	1884.0	1004.1	2.5	114.6	-18.2	443.2	1410.4
<u>Suboptimal</u>	-	98.8	97.4	98.6	-	102.8	-	98.3	-
Convențional		[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

Pentru următorul test, impunerea de sarcină la arborele mașinii electrice a fost crescută la 5.5 [Nm], ceea ce a dus la un cuplu rezistent măsurat de 6 [Nm], ca urmare a cuplului de frecări vâscoase suplimentar. Curentul rotoric va crește, ceea ce reclamă recalcularea timpului final impus, pentru a se evita depășirea încărcării admise. Timpul necesar acestei accelerări, t_f , este de această dată de 2 secunde.

În figura 6.7 se observă o diferență mai pronunțată între traiectoriile clasică și optimală decât anterior, figura 6.3, ceea ce indică posibilitatea unei diminuări mai consistente a componentelor energetice dependente de viteză. Aceeași observație se poate face în privința curentului rotoric, fig. 6.8, cu efect asupra energiei Joule disipate.

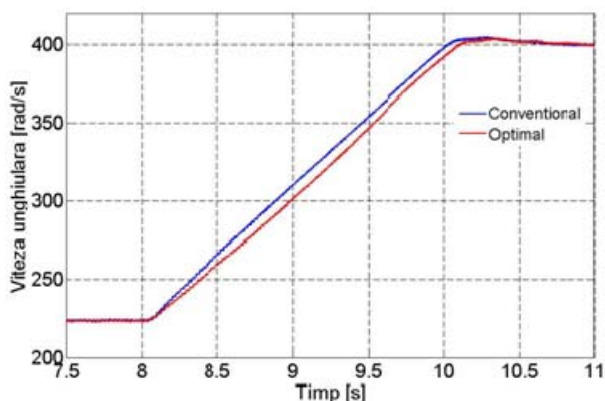


Fig. 6.7 Variația vitezei unghiulare, accelerare 2 [s], sarcină 5.5 [Nm]

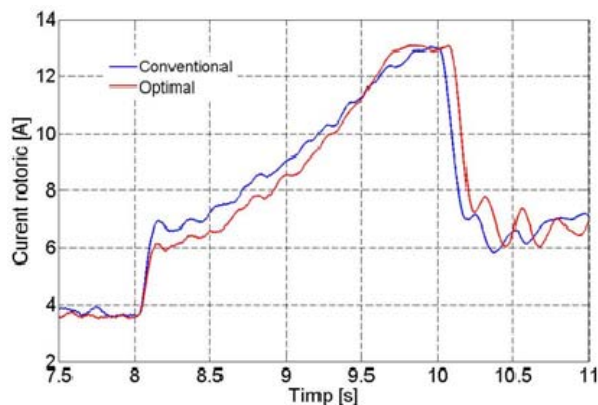


Fig. 6.8 Variația curentului rotoric, accelerare 2 [s] sarcină 5.5 [Nm]

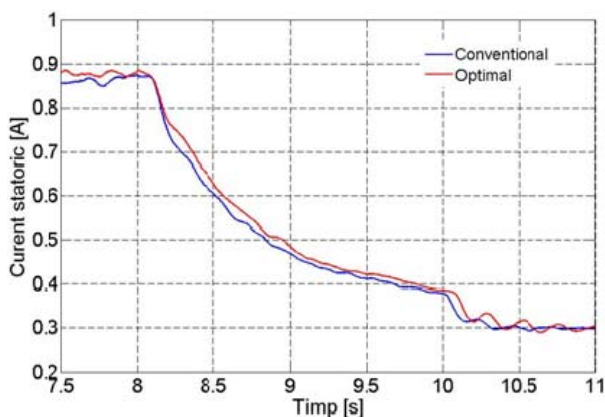


Fig. 6.9 Variația curentului statoric, accelerare 2 [s], sarcină 5.5 [Nm]

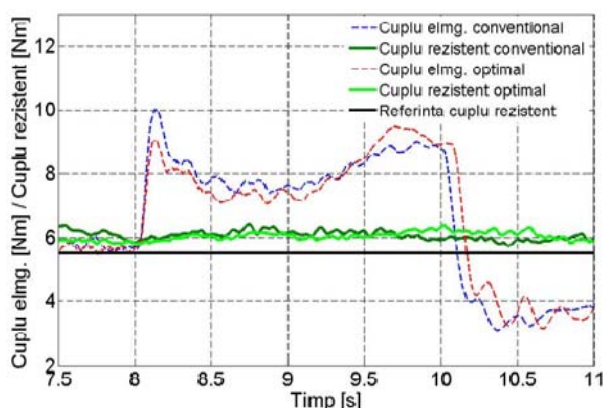


Fig. 6.10 Variația cuplului electromagnetic / rezistent, referința de cuplu rezistent, accelerare 2 [s], sarcină 5.5 [Nm]

Tabelul 6.2 confirmă o îmbunătățire a eficienței conversiei electromecanice. Astfel, energia intrată s-a diminuat cu 3.7 [%], iar pierderile Joule rotorice cu 5.4 [%].

TABELUL 6.2. Evaluarea energetică pentru o **accelerare de 2 [s]** la sarcină constantă de **5.5 [Nm]**

Control	t_1	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Suboptimal	3	7525.1	3681.2	1842.7	3.1	137.3	-13.7	567.3	1346.0
Convențional	3	7812.6	3797.8	1948.8	3.1	129.2	-13.4	591.9	1409.4
<u>Suboptimal</u>	-	96.3	96.9	94.6	-	106.3	-	95.8	-
Convențional		[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

A fost făcută și o serie de teste la cuplu de sarcină diminuat, cu păstrarea timpului final la 2 secunde. Rezultatele confirmă diminuarea randamentului conversiei și necesitatea micșorării timpului final în concordanță cu încărcarea la arbore, pentru a putea beneficia de întregul potențial de economisire a energiei al controlului optimal.

Ultimul set de teste a presupus o impunere de cuplu rezistent de 6 [Nm] și un cuplu efectiv măsurat de 6.5 [Nm], puțin peste jumătate din încărcarea nominală a motorului la flux nominal. Variația mărimilor de stare și a cuplurilor poate fi urmărită în capturile 6.11 – 6.14. Amplitudinile vitezei unghiulare, curentului rotoric și curentului de excitație în varianta optimală sunt sensibil mai mici decât cele aferente controlului clasic tip rampă. Efectul acestui fapt constă într-o diminuare mai pronunțată a componentelor energetice cuprinse în tabelul 6.3. Reducerea energiei intrate este de 4.7 [%], a pierderilor Joule rotorice de 4.3 [%], iar a celor prin frecări vâscoase cu 10.4 [%]. Pierderile în înfășurarea statorică cresc cu 20 [%], dar energia vehiculată în această înfășurare reprezintă doar 2 [%] din totalul energiei absorbite.

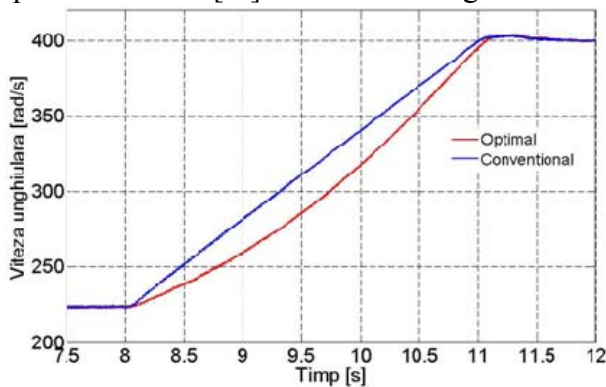


Fig. 6.11 Variația vitezei unghiulare, accelerare 3 [s], sarcină 6 [Nm]

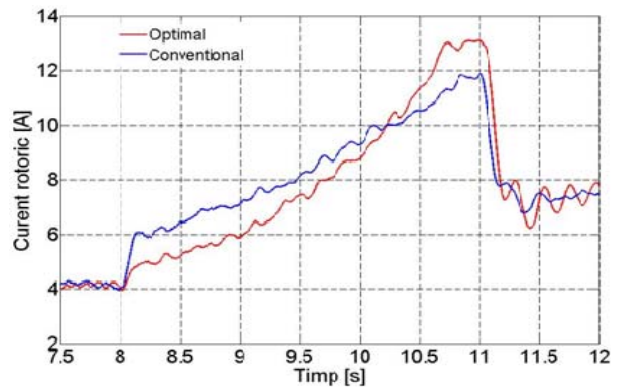


Fig 6.12 Variația curentului rotoric, accelerare 3 [s], sarcină 6 [Nm]

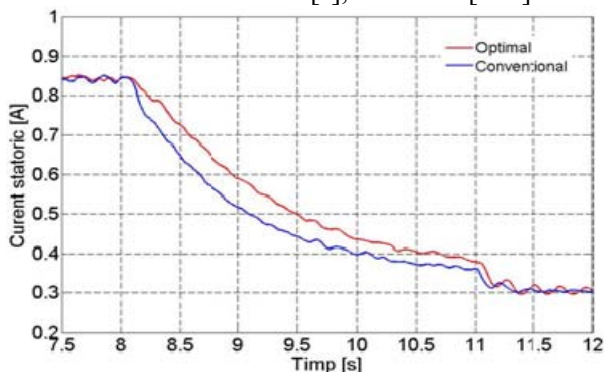


Fig. 6.13 Variația curentului statoric, accelerare 3 [s], sarcină 6 [Nm]

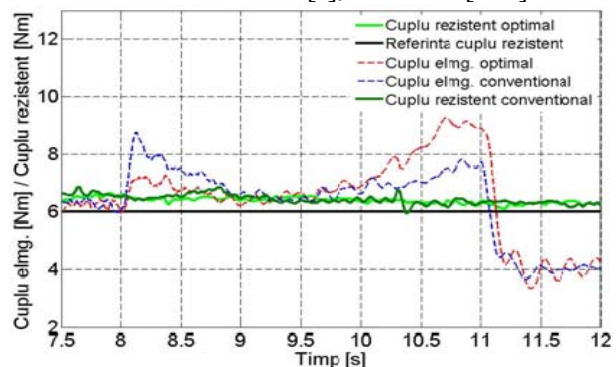


Fig. 6.14 Variația cuplului electromagnetic / rezistent, referința de cuplu rezistent, accelerare 3 [s], sarcină 6 [Nm]

TABELUL 6.3. Evaluarea energetică pentru o **accelerare de 3 [s]** la sarcină constantă de **6 [Nm]**

Control	t_1	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Suboptimal	3	10149	5654	2277	3	210	-12	801	1380
Convențional	3	10647	5997	2379	3	175	-13	894	1431
<u>Suboptimal</u>	-	95.3	94.2	95.7	-	120.0	-	89.6	-
Convențional		[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

6.2.2. Procesul de accelerare. Sarcină de tip treaptă

Pentru a evidenția acțiunea componentei de compensare a cuplului static rezistent din structura comenzii optimale, s-a aplicat o încărcare de tip treaptă de 4 [Nm], la jumătatea unui interval de accelerare cu timp final de 3 secunde. În figura 6.15 se observă că influența treptei de cuplu este practic insesizabilă. Curentul rotoric este mai mic în cazul optimal până spre finalul intervalului de accelerare, figura 6.16, în schimb curentul statoric și tensiunea de excitație au amplitudini mai mari, figurile 6.17 și 6.18. În captura 6.19 se poate vedea modalitatea de aplicare a referinței de sarcină. Deși impunerea este dată la secunda 7.5, cuplul rezistent la arborele frânei cu pulberi magnetice devine sesizabil după secunda 9, având și un timp de creștere de aproximativ 0.7 [s]. Acești timpi trebuie avuți în vedere la proiectarea traiectoriilor de cuplu deoarece sunt intrinseci funcționării frânei.

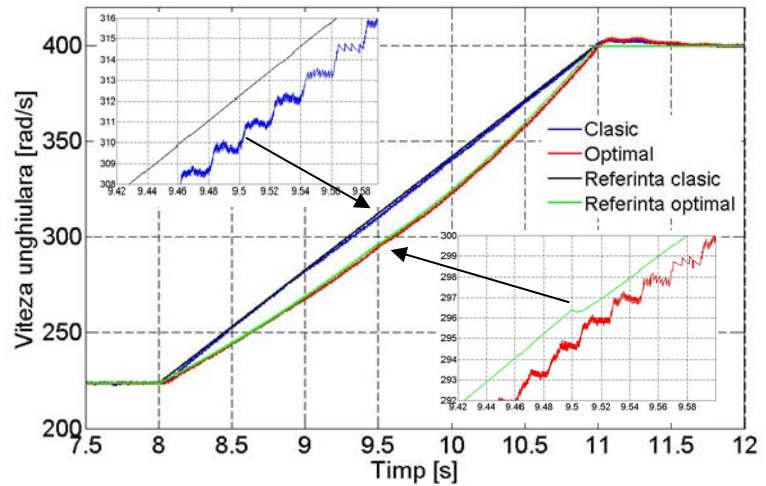


Fig. 6.15 Variația vitezei unghiulare, accelerare 3 [s], treaptă de sarcină 4 [Nm]

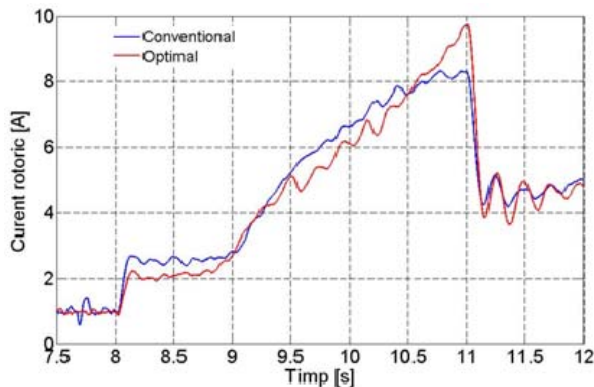


Fig. 6.16 Variația curentului rotoric, accelerare 3 [s], treaptă de sarcină 4 [Nm]

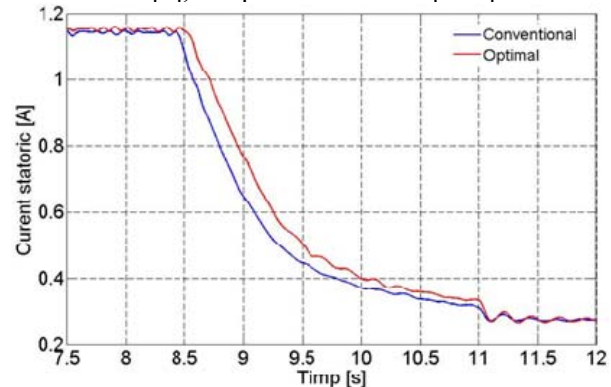


Fig. 6.17 Variația curentului statoric, accelerare 3 [s], treaptă de sarcină 4 [Nm]

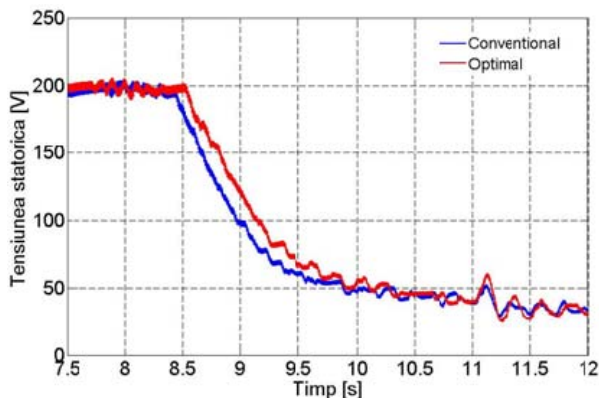


Fig. 6.18 Variația tensiunii statorice, accelerare 3 [s], treaptă de sarcină 4 [Nm]

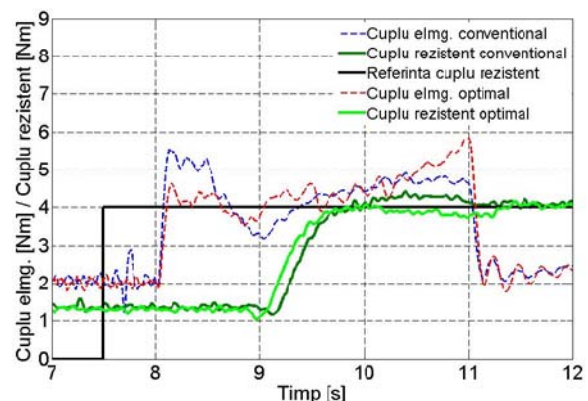


Fig. 6.19 Variația cuplului electromagnetic / rezistent, referința de cuplu rezistent

Evaluarea energetică este prezentată în tabelul 6.4, din care se constată reduceri ale componentelor energetice, cele mai importante fiind energia intrată, cu 4 [%] și energia disipată rotorică, cu 4.8 [%].

TABELUL 6.4 Evaluarea energetică pentru o accelerare de 3 [s] cu o treaptă de sarcină de 4 [Nm]

Control	t_1	ω_f	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[rad/s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Suboptimal	3	400	6304.4	2645.3	938.3	1.9	341.9	-26.2	827.7	1428.6
Convențional	3	400	6570.2	2829.5	985.9	1.4	298.4	-26.1	893.9	1432.4
<u>Suboptimal</u>	-	-	96.0	93.5	95.2	-	114.6	-	92.6	-
Convențional			[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

6.2.3. Procesul de frânare

Ultima serie de încercări prezentată reprezintă procesul de frânare de la o viteză inițială de 400 [rad/s], la 223 [rad/s]. Conform principiului optimalității al lui Bellman, parcurgerea inversă a traiectoriei este de asemenea optimă. Ca urmare, dacă $v^*(t)$ este comanda optimă pentru accelerare, ea este valabilă pentru orice tip de tranziție între cele două stări $\omega(0)$ și ω_f . Astfel, procesul de frânare se poate defini prin reformularea condițiilor inițiale și finale. Durata regimului dinamic este de 2 secunde. Figurile 6.20 – 6.22 redau variația mărimilor principale pentru cele două cazuri, control optimal și control clasic, la o sarcină de 5 [Nm].

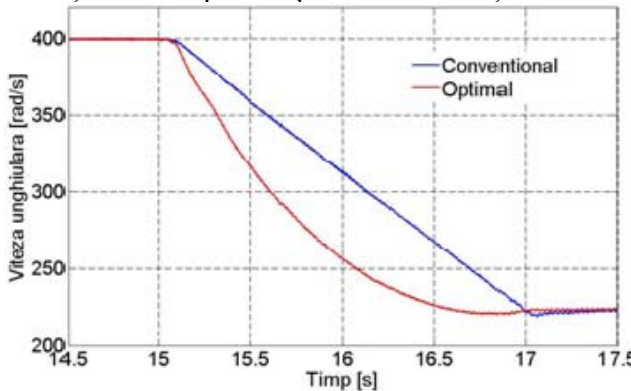


Fig. 6.20 Variația vitezei unghiulare, frânare 2 [s], sarcină 5 [Nm]

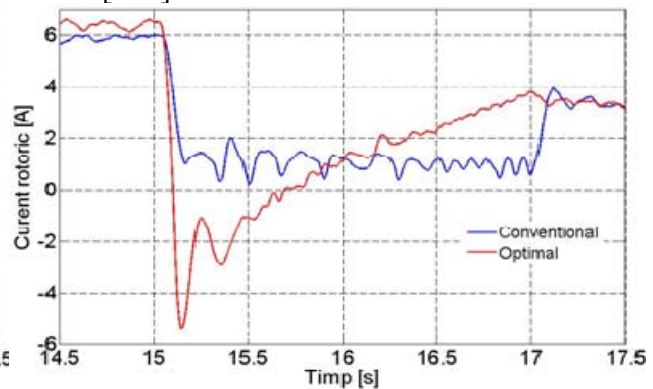


Fig. 6.21 Variația curentului rotorului, frânare 2 [s], sarcină 5 [Nm]

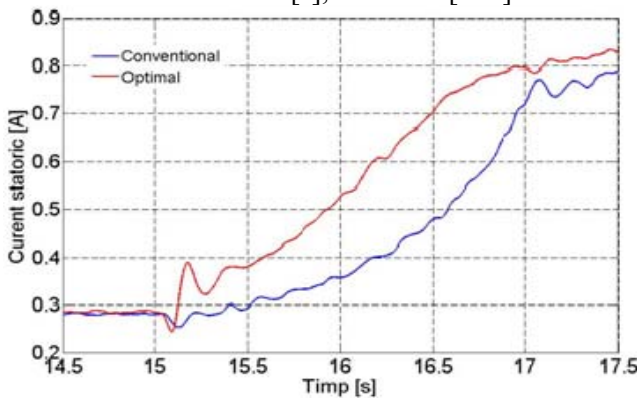


Fig. 6.22 Variația curentului statoric, frânare 2 [s], sarcină 5 [Nm]

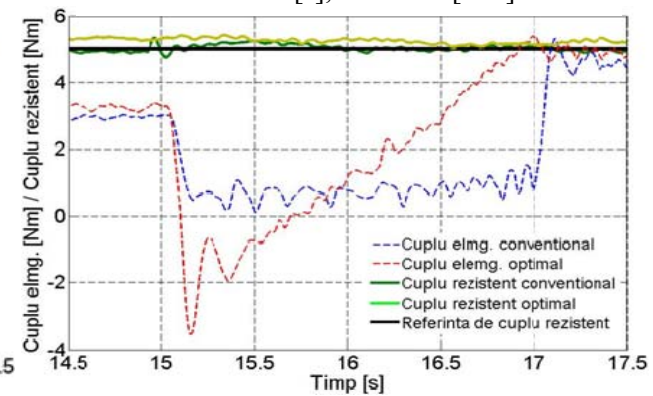


Fig. 6.23 Variația cuplului electromagnetic / rezistent, referința de cuplu rezistent

Tabelul 6.5 cuprinde analiza energetică pentru un regim de frânare cu sarcină constantă de 5 [Nm] și 4 [Nm]. Se observă o economie de energie intrată de 17.7 [%]. Acest fapt se datorează formei favorabile recuperării energiei de frânare a traiectoriei optimale, așa cum se constată din figurile 6.20 și 6.21. Curentul rotorului optimal capătă valori negative ceea ce, în condițiile unei tensiuni rotorice fixate la valoarea nominală pentru întregul interval de dezexcitare, permite inversarea sensului puterii vehiculate la nivel rotorului. Componenta disipativă rotorului crește la aplicarea controlului optimal, dar acest lucru nu afectează înfășurările, amplitudinea curentului fiind mică, sub valoarea nominală, observație valabilă și pentru energia Joule statorică.

TABELUL 6.5. Evaluarea energetică pentru o frânare de 2 [s] la sarcină constantă de 5 [Nm]

Control	t_1	ω_f	W_I	W_O	W_{RA}	W_{LA}	W_{RE}	W_{LE}	W_V	W_J
u.m.	[s]	[rad/s]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]	[Ws]
Suboptimal	3	400	934.7	2905.4	134.3	-0.5	141.1	12.7	479.1	-1425.9
Convențional	3	400	1136.0	3173.6	60.4	-0.7	77.5	9.9	606.3	-1425.1
<u>Suboptimal</u>	-	-	82.3	91.5	222.2	-	182.1	-	79.0	-
Convențional			[%]	[%]	[%]		[%]		[%]	

6.3. Concluzii

În acest capitol au fost prezentate rezultatele experimentale obținute prin aplicarea unei noi modalități de control cu scopul îmbunătățirii randamentului conversiei sistemelor de acționare cu motor de curent continuu funcționând la flux variabil.

Testele realizate au cuprins regimuri dinamice de accelerare la sarcină constantă, accelerare cu încărcare de tip treaptă și frânare, pentru o gamă largă de valori ale încărcării la arbore și ale timpului final. Analiza rezultatelor, atât din punct de vedere energetic, cât și din perspectiva proprietăților dinamice validează soluția de control propusă ca o metodă eficientă energetic, cu o structură în care se regăsesc și componentele esențiale unui bun răspuns dinamic: reacție negativă după stare cu rol stabilizator, componenta de comandă necesară atingerii stării finale cât mai aproape de valoarea impusă, reacție de compensare feedforward a perturbației de cuplu rezistent.

Rezultatele experimentale confirmă potențialul de creștere semnificativă a eficienței conversiei. De asemenea, metoda de control propusă oferă performanțe dinamice similare cu cele obținute prin metode convenționale de control, prezintă o bună rejecție a perturbațiilor și păstrează parametrii mecanici și electrici în limite admisibile. Stabilitatea sistemului este asigurată prin formularea problemei, datorită prezenței reacției după stare și prin alegerea adecvată a matricilor de ponderare. Deși funcția criteriu este de tip pătratic fără restricții, păstrarea parametrilor în limite admisibile se realizează prin alegerea corespunzătoare a matricilor de ponderare.

Forma de variație impusă curentului și vitezei unghiulare diminuează solicitările sistemului motor-convertor și, alături de reducerea energiei disipate în înfășurarea rotorică, aduce beneficii importante asupra sistemului electromecanic: îmbunătățirea regimului termic, creșterea duratei de exploatare, o mai bună încărcare a motorului.

Ajustarea valorilor matricilor de ponderare indică o flexibilitate în alegerea componentelor energetice sau dinamice vizate, pentru o mai bună corelare cu cerințele globale impuse sistemului de acționare electrică.

Analiza energetică justifică aplicarea soluției optime pentru sistemele de conversie cu regimuri dinamice frecvente și la niveluri medii și mari ale puterii.

7. CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII

7.1. Concluzii generale

Creșterea constantă a consumului mondial de energie (triplarea cererii în anul 2005 față de 1973) a determinat factorii decizionali la adoptarea unor politici și strategii de reducere a impactului economic și asupra mediului prin creșterea eficienței conversiei. Astfel, la nivelul Uniunii Europene, este în curs de implementare un set de măsuri menite să diminueze consumul anual de energie cu 20 % până în anul 2020, față de nivelul din 2006.

În acest context și sub influența ponderii din ce în ce mai crescute a costului cu energia consumată în costul total de exploatare al sistemelor de acționare electrică, s-au intensificat eforturile producătorilor de mașini și echipamente electrice în găsirea unor soluții de creștere a randamentului conversiei electromecanice, fie prin măsuri de optimizare a proiectării acestora, fie prin modalități de control eficiente energetic.

Astfel, pentru creșterea eficienței conversiei pot fi urmate trei căi principale:

- îmbunătățirea performanțelor statice și dinamice și creșterea randamentului mașinilor electrice și al convertoarelor statice - fapt realizabil prin utilizarea de materiale magnetice și conductoare de înaltă calitate, proiectare asistată, creșterea preciziei de prelucrare, utilizarea unor convertoare eficiente (convertoare de tip rezonant), micșorarea pierderilor semiconductoarelor de putere.

- o cât mai bună adecvare a performanțelor sistemului de acționare la procesul tehnologic, care să ducă la funcționarea cu randament maxim a conversiei și la utilizarea cu eficiență a disponibilităților în putere și viteză,

- dezvoltarea unor tehnici de control care să conducă la diminuarea consumului de energie electrică în regim dinamic și staționar.

Direcția de cercetare în care se înscrie tema investigată este cea a dezvoltării unei structuri de control optimal, care să permită minimizarea consumului de energie în regim dinamic, pentru cazul particular al sistemelor de acționare cu mașini de curent continuu funcționând la flux variabil.

Sistemele de acționare electrică de curent continuu sunt comandate prin tensiune rotorică, la flux constant, pentru turații mai mici decât cea nominală și prin diminuare de flux, la tensiune rotorică constantă, pentru turații peste cea de bază. În această a doua variantă sistemul este neliniar ca urmare a neliniarităților de tip produs din calculul cuplului electromagnetic și al tensiunii electromotoare, dar și al caracteristicii de magnetizare. Primul tip de neliniaritate este esențial în funcționarea sistemului deoarece afectează parametrii sistemului și realizarea subsistemului de reglare automată. De asemenea, dinamica sistemului este diferită în cele două domenii de comandă.

Obținerea unor modele liniarizate și a unor structuri de control care să îmbunătățească dinamica a fost urmărită în capitolul IV. Tehnica utilizată a fost cea a liniarizării exacte prin reacție. Au fost realizate două tipuri de modele: de tip SISO, care tratează numai zona puternic neliniară a regimului de lucru la flux variabil și tensiune rotorică nominală, și de tip MIMO, extinzând zona de aplicare a modelului la întregul domeniu de lucru al mașinii electrice.

Modelele liniarizate obținute au permis configurarea unor structuri de control similare celor clasice, în scopul îmbunătățirii performanțelor de reglare. Decuplarea canalelor de calcul ale mărimilor de ieșire aduce următoarele avantaje:

- subsistemul de control poate avea aceeași structură pe cele două domenii de reglare, conservând performanțele ridicate,
- datorită liniarizării, acordarea reguletoarelor este facilă, se pot utiliza criteriile optime caracteristice sistemelor de acționare clasice în regim liniar,
- sistemele de control avansat pot fi extinse ușor pe regimul de flux variabil.

Testarea prin simulare a validat cele două structuri de control și modelele liniarizate propuse, atât la flux constant cât și în condiții de diminuare de flux, demonstrând posibilitatea de extindere a domeniului de lucru al sistemelor de acționare electrică în zona neliniară a vitezelor

superioare celor nominale, în condiții de performanță ridicată.

Capitolul V tratează aspectele energetice legate de diminuarea de flux în regimurile de lucru staționare. Controlul convențional presupune menținerea fluxului statoric constant în cazul funcționării la viteze mai mici decât cea nominală sau, cel mult, o diminuare a curentului de magnetizare cu un raport fix prestabilit, la funcționarea în gol a mașinii. Varianta de control investigată asigură corelarea fluxului cu încărcarea la arbore. Testele realizate prin simulare arată un potențial deosebit de creștere a eficienței conversiei electromecanice, ajungând până la 63 [%] din energia consumată la mers în gol cu viteza nominală și 86 [%] cu mașina premagnetizată, la viteză 0. Intervalul de lucru în care economia de energie este semnificativă, pentru mașina analizată, este cel al sarcinilor cuprinse între 0 și 40 [%] din cea nominală. Având în vedere rezultatele statistice care susțin că 44% din totalul motoarelor electrice industriale funcționează la 40% din încărcarea nominală sau chiar mai puțin, fructificarea acestui potențial este pe deplin posibilă.

Structura de control propusă pentru creșterea randamentului conversiei aduce următoarele avantaje:

- valorificarea potențialului de economisire a energiei absorbite de mașină în regim staționar la sarcini mai mici decât cea nominală,
- detecția regimurilor dinamice și comutarea pe referința statorică nominală duce la diminuarea curentului rotoric absorbit pentru susținerea cuplurilor dinamice și scurtarea timpilor de restabilire a regimului staționar,
- timp de convergență foarte mic, timpul de atingere a fluxului optim fiind dependent practic doar de dinamica mașinii,
- cu toate că se lucrează în regim de flux variabil, nu mai este necesară bucla de tensiune electromotoare, simplificând subsistemul de reglare automată,
- în conjuncție cu liniarizarea exactă prin reacție a mașinii, controlerul optimal poate fi utilizat cu un regulator PI de curent statoric și permite folosirea tehnicilor de control liniar pentru configurarea circuitelor de reglare automată.

În capitolul VI este prezentată o nouă modalitate de control cu scopul îmbunătățirii randamentului conversiei sistemelor de acționare de curent continuu în regim dinamic funcționând la flux variabil. Aceasta are ca fundament teoria controlului optimal. Deoarece în regim de dezexcitare mașina este puternic neliniară, problema de control optimal a fost formulată pornind de la modelul liniarizat în varianta S.I.S.O.

Sinteza controlului optimal a dus la obținerea unei metode de control eficiente energetic, cu o structură în care se regăsesc și componentele esențiale unui bun răspuns dinamic: reacție negativă după stare cu rol stabilizator, componenta de comandă necesară atingerii stării finale cât mai aproape de valoarea impusă, reacție de compensare feedforward a perturbației de cuplu.

Deși funcția criteriu este de tip pătratic fără restricții, păstrarea parametrilor în limite admisibile se realizează prin alegerea corespunzătoare a matricilor de ponderare. Forma de variație impusă curentului și vitezei unghiulare diminuează solicitările sistemului motor-convertoare și, alături de reducerea energiei disipate în înfășurarea rotorică, aduce beneficii importante asupra sistemului electromecanic: îmbunătățirea regimului termic, creșterea duratei de exploatare, o mai bună încărcare a motorului.

Implementarea controlului optimal se poate face în două variante principale:

- un control direct, care necesită accesul nemijlocit la structura de comandă a electronicii de putere din convertorul static
- sau control suboptimal, utilizând convertoare statice industriale, variantă ce presupune aplicarea impunerii optimale ω^* la intrarea subsistemului de control convențional.

Posibilitatea de ajustare a valorilor matricilor de ponderare aduce o flexibilitate în alegerea componentelor energetice sau dinamice vizate, pentru o mai bună corelare cu cerințele globale impuse sistemului de acționare electrică. Alegerea matricilor de ponderare constituie una dintre problemele cele mai complexe ale algoritmului de optimizare. Pe parcursul acestui capitol a fost analizat și modul în care matricile de ponderare S , Q și R pot influența dinamica sistemului condus

și componentele energiei vehiculate. Testele realizate au permis sublinierea câtorva aspecte generale care pot sta la baza elaborării unui algoritm de selecție a matricilor în funcție de condițiile specifice aplicației.

Validarea experimentală a soluției de control optimal energetic de regim dinamic a fost prezentată în capitolul VII. Testele realizate au cuprins regimuri dinamice de accelerare la sarcină constantă, accelerare cu încărcare de tip treaptă și frânare, pentru o gamă largă de valori ale încărcării la arbore și ale timpului final. Analiza rezultatelor, atât din punct de vedere energetic, cât și din perspectiva proprietăților dinamice validează soluția de control propusă. Acestea confirmă potențialul de creștere semnificativă a eficienței conversiei. De asemenea, metoda de control propusă oferă performanțe dinamice similare cu cele obținute prin metode convenționale de control, prezintă o bună rejecție a perturbațiilor și păstrează parametrii mecanici și electrici în limite admisibile.

Analiza energetică justifică aplicarea soluției optimale pentru sistemele de conversie cu regimuri dinamice frecvente și la niveluri medii și mari ale puterii.

7.2. Contribuții

Contribuțiile originale, în opinia autorului, pot fi sintetizate astfel:

Capitolul IV:

- modelarea și liniarizarea S.A.E de c.c. la flux variabil cu utilizarea tehnicii liniarizării exacte prin reacție:
 - o în varianta S.I.S.O. (*single-input single-output*)
 - o modelarea și liniarizarea S.A.E de c.c. la flux variabil cu utilizarea tehnicii liniarizării exacte prin reacție, în varianta M.I.M.O. (*multi-input multi-output*)
- validarea prin simulare a modelelor liniarizate
- sinteza a două structuri de control similare celor clasice, pe baza modelelor liniarizate ale M.C.C.E.S., cu scopul îmbunătățirii performanțelor de reglare:
 - o control în viteză
 - o reglare în poziție cu compensare feedforward și planificarea traiectoriei
- validarea prin simulare a structurilor de control bazate pe modele liniarizate

Capitolul V:

- evidențierea aspectelor energetice legate de diminuarea de flux în regimurile de lucru staționare:
 - o evoluția puterii absorbite cu magnetizarea rotorică în funcție de sarcină,
 - o evoluția puterii absorbite cu magnetizarea rotorică în dependență cu sarcina și viteza la arbore
- trasarea caracteristicilor curent de excitație – putere totală absorbită pentru mașina de curent continuu,
 - o trasarea caracteristicilor cu evidențierea valorii optime a curentului statoric în funcție de încărcarea la arbore
 - o trasarea caracteristicilor cu evidențierea valorii optime a curentului statoric în funcție de încărcarea la arbore și de viteza unghiulară
- determinarea, cu ajutorul metodei grafice și a metodei celor mai mici pătrate, a expresiei analitice de calcul al optimului curentului de excitație pe domeniul continuu de variație a sarcinii la arbore
- propunerea unei structuri de control optimal de regim staționar, cu urmărirea optimului curentului de excitație în funcție de cuplul rezistent și detecția regimurilor dinamice. Schema de control lucrează în zona de reglare a vitezelor mai mici decât cea nominală, dar la flux variabil, ceea ce reclamă utilizarea unui model liniarizat al mașinii
- realizarea unei analize a structurii de control propuse, din punct de vedere al performanțelor de reglare și al celor energetice

Capitolul VI:

- formularea problemei de control optimal energetic de regim dinamic pentru sistemul de acționare electrică de curent continuu cu funcționare la flux variabil
 - deoarece sistemul este neliniar, formularea problemei se face plecând de la modelul liniarizat de tip S.I.S.O.
 - problema de optimizare a fost formulată astfel încât, pe lângă proprietățile energetice, controlul optimal să îndeplinească și condițiile impuse sistemelor de reglare convenționale: minimizarea erorilor de regim dinamic și de atingere a vitezei finale, păstrarea în limite admisibile a mărimilor electrice și mecanice, rejecția perturbației
- sinteza soluției nerecursive a problemei de control optimal
- implementarea algoritmului de calcul al soluției de optimizare în mediul Matlab
- realizarea unei analize a evoluției componentelor energetice și a dinamicii sistemului în funcție de matricile de ponderare, în vederea alegerii optime a termenilor acestora cu încadrarea în performanțele cerute sistemului de acționare
- validarea la nivel de simulare a soluției de control optimal energetic de regim dinamic

Capitolul VII:

- configurarea standului experimental destinat testării structurilor de conducere a sistemelor de acționare electrică:
 - configurarea hardware: configurarea standului experimental pentru controlul în viteză pe baza convertorului static industrial c.a.-c.c. de patru cadrane, realizarea sistemului de izolare galvanică și de achiziții de date
 - configurarea software: realizarea subsistemelor de generare a referințelor de viteză și cuplu rezistent, subsistemului de achiziții de date, scalarea acestora, calculul în timp real al componentelor de energie, realizarea interfeței de control în timp real ControlDesk
- validarea experimentală a controlului optimal din punct de vedere energetic și a performanțelor dinamice pentru un sistem de acționare electrică în viteză la flux variabil cu mașină de curent continuu, prin comparație cu un control convențional
- evidențierea influenței cuplului de sarcină și a timpului final asupra componentelor energetice vehiculate în sistem

7.3. Direcții viitoare de lucru

Continuarea acestui demers științific poate avea ca obiective următoarele:

- implementarea în timp real a algoritmului de control optimal pentru un sistem de control în viteză cu mașină de curent continuu, utilizând un convertor cu comandă directă;
- extinderea problemei de control optimal la flux variabil la mașina de inducție;
- implementarea pe standul experimental a soluției de control optimal de regim staționar - necesită comanda directă a fluxului statoric
- realizarea unei strategii de control optimal energetic integrat pentru cele trei regimuri de lucru: regim staționar, regim dinamic la flux constant și dinamic la flux variabil;
- implementarea controlului optimal energetic în regim industrial, în varianta suboptimală, cu menținerea structurilor clasice de comandă, sau în varianta optimală, cu acces direct la electronica de putere.

7.4. Diseminarea rezultatelor

A. Articole publicate în reviste cotate ISI

[1] Emil Rosu, Traian Munteanu, Marian Gaiceanu, **Romeo Paduraru** – *Optimal Control Using Energy Criteria for D.C. Positioning Drive*, Revue Roumaine des Sciences Tehniques, Serie Electrotehnicque et Energetique, Nr.1, 2011, ISSN 0035-4066;

[2] T. Munteanu, **R. Paduraru**, E. Rosu, M. Gaiceanu, T. Dumitriu, C. Dache – *Energy saving control for DC motor drive systems* – lucrare în curs de publicare la **Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)**, Polonia, R. 87 Nr. 12/2011, ISSN 0033-2097;

A.1 Articole în curs de recenzare la reviste cotate ISI

[1.a] Traian Munteanu, Emil Rosu, **Romeo Paduraru** – *Energy saving optimal control of induction machine* – lucrare în curs de recenzare;

[1.b] **R. Paduraru**, T. Munteanu, E. Rosu, M. Gaiceanu, T. Dumitriu, C. Dache – *Energy saving control of DC motor drive with field weakening* - lucrare în curs de recenzare;

B. Lucrări publicate în volume la conferințe internaționale

[3] T. Munteanu, E. Rosu, **R. Paduraru**, T. Dumitriu, M. Gaiceanu, M. Culea, C. Dache - *Real Time Implementation of Suboptimal Control Position Drive System with Induction Machine*, 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), Birmingham, UK, **ISI Proceedings**;

[4] Emil Rosu, Traian Munteanu, Marian Gaiceanu, **Romeo Paduraru**, Teodor Dumitriu, Cristinel Dache – *Optimal Control using Energetic Criteria for Electric Drive Systems*, - Plenary Talk, The 3rd International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, September 16-18, 2010, Galați, Galati University Press, ISBN 978-1-4244-8407-2, IEEE Catalog Number CFP1093K-PRT, INSPEC Accession Number: 11651309, **IEEE Xplore**;

[5] **Romeo Paduraru**, Emil Rosu, Marian Gaiceanu, Traian Munteanu, Teodor Dumitriu, Cristinel Dache – *Linear control of DC motor drive with field weakening*, The 3rd International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, September 16-18, 2010, Galați, Galati University Press, ISBN 978-1-4244-8407-2, IEEE Catalog Number CFP1093K-PRT INSPEC Accession Number: 11651352, **IEEE Xplore**;

[6] T. Munteanu, E. Rosu, M. Gaiceanu, T. Dumitriu, **R. Paduraru**, M. Culea, C. Dache - *The optimal control for position drive system with induction machine*, 13th European Conference On Power Electronics and Applications, (EPE 2009), Barcelona, Spain, Vols 1-9, Pages:3380-3387, 2009, **ISI Proceedings**;

[7] M. Gaiceanu, E. Rosu, T. Munteanu, T. Dumitriu, **R. Paduraru**, C. Dache - *Optimal control for AC Drive with quadratic criteria*, 13th European Conference On Power Electronics and Applications, (EPE 2009), Barcelona, Spain, Vols 1-9, Pages:1922-1931, 2009, **ISI Proceedings**;

C. Articole publicate în reviste naționale

[8] **Păduraru R.**, Roșu E., T. Munteanu, Găiceanu M., Dumitriu T., Dache C. – *DC Motor Linearization in Field Weakening Regime*, Analele Universității din Craiova, Seria Inginerie Electrică, Vol. II, Nr. 34, 2010, pg. 221-226, Editura Universitaria Craiova, ISSN 1842-4805;

[9] Marian Gaiceanu, Emil Rosu, **Romeo Paduraru**, Cristinel Dache - *Optimal Control Development System for Electrical Drives*, The Annals of „Dunarea de Jos” University of Galati, Fascicle III, 2008, ISSN 1221-454X, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, Galati, Romania;

[10] Traian Munteanu, Emil Rosu, Teodor Dumitriu, Mihai Culea, **Romeo Paduraru** - *The Optimal Control for DC Drive System*, The Annals of „Dunarea de Jos” University of Galati, Fascicle III, 2007, ISSN 1221-454X, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, Galati, Romania;

D. Articole publicate la conferințe naționale

[11] **Păduraru R.**, Roșu E., Munteanu T., Găiceanu M., Dumitriu T., Dache C. - *DC Motor Linearization in Field Weakening Regime* – Conferința Națională de Acționări Electrice, 7-8 octombrie 2010, Craiova

[12] T. Munteanu, **R. Paduraru**, E. Rosu, I. Bivol, M. Culea, and T. Dumitriu - *Real time optimal control of DC electrical drives*, Conferința Națională de Acționări Electrice, CNAE 2008, septembrie, Timisoara

[13] Traian Munteanu, Emil Rosu, Teodor Dumitriu, Mihai Culea, **Romeo Paduraru** - *The Optimal Control for DC Drive System*, SIMSIS 2007, September 21 – 22, Galati, Romania;

[14] Emil Rosu, Marian Gaiceanu, **Romeo Paduraru**, Mihai Culea, Dache Cristian - *Optimal Control of Three-Phase Induction Motor Based on dSPACE 1104 Controller Board*, Simpozionul Național de Electrotehnică Teoretică, Universitatea Politehnică, 12-14 octombrie 2007, București

E. Membru în contracte de cercetare

[15] *Metode avansate de control pentru eficientizarea producerii și utilizării energiei electrice* - **MENER nr.603 CEEEX 2005**, coordonator proiect prof. dr. ing. E. Roșu;

[16] *Optimizarea pe criterii energetice a sistemelor de conversie electromecanică reglabile cu mașini de c.c. și c.a.*, **Proiect IDEI, CNCSIS, cod 521**, contract 715 din 19.01.2009, director proiect prof. dr. ing. E. Roșu.

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

- [APE 08] APEC, Electric Motors - *Alignment of Standards and Best Practice Programmes within APEC*, Final Report; 2008.
- [ATH 07] Athans M. & Falb P.L. - *Optimal Control: An Introduction to the Theory and Its Applications* - New York: Dover Publications, 1966 - Republished 2007 –ISBN 978-0-4864-5328-6
- [BEG 02] Beggs C. - *Energy management and conservation* - Elsevier Ltd, 2002 ISBN 0-7506-5096-6
- [BEL 03] Bellman, R.E. - *Dynamic Programming* - Princeton University Press, Princeton, NJ. Republished 2003: Dover, ISBN 0486428095 – publicat 1957
- [BIM 02] Bimal K. Bose – *Modern Power Electronics and AC Drives* – Prentice Hall, 2002, ISBN 0-13-016743-6
- [BOG 06] Bogdan Pryymak, Juan M. Moreno-Eguilaz , Juan Peracaula - *Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives*, Mathematics and Computers in Simulation 71, pp. 290–298, 2006
- [BOR 09a] Edson da Costa Bortoni - *Are my motors oversized?*, Energy Conversion and Management 50, pp. 2282–2287, 2009
- [BOR 09b] M. Boryga, A. Grabos - *Planning of manipulator motion trajectory with higher-degree polynomials use* – Mechanism and Machine Theory 44, pp. 1400–1419, 2009
- [BOT 06] C. Botan, F. Ostafi - *Solutions for Optimal Control of the Electrical Servo Drive System* - ICIT 2006, IEEE International Conference;
- [BOT 07a] C. Botan, Horga V., Ostafi F. - *Efficient Control of the Electrical Drives in the Transient State* - IEMDC 2007, IEEE International Conference
- [BOT 07b] C. Botan, Onea A., Ostafi F. - *Optimal Adaptive Control of an Electrical Drive System* - ISSCS 2007, International Symposium, Iași
- [BOT 08] C. Botan, Horga V. - *Optimal Control of the Electrical Drives with Induction motors* - ISIE 2008, International Symposium on Cambridge
- [CĂL 72] S. Călin, I. Dumitrache, P. Dimo - *Automatizări Electronice* - Editura Didactică și Pedagogică, 1972
- [CEA 01] E. Ceanga, C. Nichita, L. Protin, N.A.Cutululis - *Theory de la commande des systemes* - București, Editura Tehnică, 2001 ISBN 973-31-2103-7
- [CHA 10] Steven. C. Chapra, Raymond P. Canale - *Numerical Methods for Engineers* - McGraw-Hill, 2006, ISBN 0-07-124429-8
- [CHE 06] Chin-Sheng Chena, Yi-Hua Fanb, Stephen P. Tsengc - *Position command shaping control in a retrofitted milling machine* - International Journal of Machine Tools & Manufacture 46, pp. 293-303, 2006
- [CIR 02] M.N. Cirstea, A. Dinu, J.G. Khor, M. McCormick - *Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems* - Newnes, Elsevier, 2002, ISBN 0-7506-5558-5
- [DON 07] Dong Hwa Kim - *GA-PSO based vector control of indirect three phase induction motor*, Elsevier, Applied Soft Computing 7, pp. 601–611, 2007
- [ENG 07] Stefan Engleder - *Time-optimal motion planning and control of an electrohydraulically actuated toggle mechanism* - Mechatronics 17, pp. 448–456, 2007
- [FAM 91] P. Famouri, J.J. Cathey - *Loss minimization control of an induction motor drive*, IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol. 27, No. I , pp.32-37, Jan./Feb. 1991
- [GAI 02] Marian Găiceanu - *Conducerea optimală a sistemelor de acționare reglabile cu mașini asincrone utilizând metode avansate de comandă* – Teză de Doctorat, 2002
- [GAI 09] M. Gaiceanu, E. Rosu, T. Munteanu, T. Dumitriu, R. Paduraru, M. Culea, C. Dache - *Optimal Control for AC drive with Quadratic Criteria* - Proc. EPE'09, Barcelona 2009
- [GAN 99] Gang Feng, Rogelio Lozano - *Adaptive Control Systems* – Newnes, Elsevier, 1999, ISBN 0-7506-3996-2
- [GAS 08] Alessandro Gasparetto, Vanni Zanotto - *A technique for time-jerk optimal planning of robot trajectories* -Robotics and Computer-Integrated Manufacturing 24, pp. 415–426, 2008

- [GEO 02] George Ellis - *Observers in Control Systems, A Practical Guide* - Academic Press, Elsevier, 2002, ISBN 0-12-237472-X
- [GHO 04] S. Ghozzi, K. Jrlassi, X. Roboam - *Energy Optimization of Induction motor Drives* - 2004 IEEE International Conference on Industrial Technotogy (ICIT)
- [GRA 07] Knut Graichen, Michael Treuer, Michael Zeitz - *Swing-up of the double pendulum on a cart by feedforward and feedback control with experimental validation* - *Automatica* 43, pp. 63-71, 2007
- [HAJ 09] M. Hajian, G.R. Arab Markadeh, J. Soltani, S. Hoseinnia - *Energy optimized sliding-mode control of sensorless induction motor drives*, *Energy Conversion and Management* 50, pp. 2296–2306, 2009
- [HON 08] Hong-Wei Ge, Feng Qian, Yan-Chun Liang, Wen-li Du, Lu Wang - *Identification and control of nonlinear systems by a dissimilation particle swarm optimization-based Elman neural network*, Elsevier, *Nonlinear Analysis: Real World Applications* 9, pp. 1345 – 1360, 2008
- [HOR 11] Shin-Horng Chong, Hideto Hashimoto, Kaiji Sato - *Practical motion control with acceleration reference for precision motion – New NCTF control and its application to non-contact mechanism* - *Precision Engineering* 35, pp.12–23, 2011
- [HUR 07] Hurst J. - *Raising the standard for electric motor efficiency* - InTech, April 2007
- [IEA 07] International Energy Agency - *Key World Energy Statistics 2007*
- [ISI 89] A. Isidori - *Nonlinear Control Systems* - Springer-Verlag, 1989, ISBN 0-38750-601-2
- [JAM 08] Z. Jamaludin, H. Van Brussel, G. Pipeleers, J. Swevers - *Accurate motion control of xy high-speed linear drives using friction model feedforward and cutting forces estimation* - *CIRP Annals - Manufacturing Technology*, pp. 403-406, 2008
- [KEN 95] J. Kennedy, R. Eberhart - *Particle swarm optimization*, *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, vol. 4, Piscataway, NJ, IEEE Press, Perth, Australia, pp. 1942–1948, 1995
- [KEU 04] Hans De Keulenaer et al., European Commission Joint Research Centre on Electric Motor Efficiency – *Energy Efficient Motor Driven System*, 2004 <http://re.jrc.ec.europa.eu/energyefficiency/>
- [KHO 03] F. Khorrami, P. Krishnamurthy, H. Melcote - *Modeling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors*, Springer 2003, ISBN 3-540-00936-1
- [KRÖ 10] Torsten Kröger - *On-Line Trajectory Generation in Robotic Systems* - Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010, ISBN 978-3-642-05174-6
- [LAM 05] Lambrechts P., Boerlage M., Steinbuch M. - *Trajectory planning and feedforward design for electromechanical motion systems* - *Control Engineering Practice*, Vol 13, Issue 2 pp.145-157, 2005
- [LEO 01] W. Leonhard - *Control of Electrical Drives*, 3rd Edition, Springer 2001, ISBN 3-540-41820-2
- [LEV 07] Alberto Leva, Luca Bascetta - *Designing the feedforward part of 2-d.o.f. industrial controllers for optimal tracking* - *Control Engineering Practice* 15, pp. 909–921, 2007
- [LIU 03] Zuo Zong Liu, Fang Lin Luo, Muhammad H. Rashid – *Speed Nonlinear Control of DC Motor Drive with Field Weakening* - *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 2, pp 417-423, 2003
- [MAT 11] Atsushi Matsubara, Kotaro Nagaoka, Tomoya Fujita - *Model-reference feedforward controller design for high-accuracy contouring control of machine tool axes* - *CIRP Annals - Manufacturing Technology*, 2011
- [MEC 03] B.C. Mecrow, A.G. Jack - *Efficiency trends in electric machines and drives*, *Energy Policy* 36, Elsevier 2008
- [MUN 07] T. Munteanu, E. Rosu, T. Dumitriu, M. Culea, R. Paduraru, C. Dache - *The Optimal Control For D.C. Position Drive System* - *The Annals Of “Dunarea De Jos” University Of Galati Fascicle III*, pp. 96-101, 2007, ISSN 1221-454X
- [MUN 08] T. Munteanu, R. Paduraru, E. Rosu, Ion Bivol, M. Culea, and T. Dumitriu - *Real Time Optimal Control Of Dc Electrical Drives*, Conferința Națională de Acționari Electrice, CNAE 2008, Timișoara
- [MUN 09] T. Munteanu, E. Rosu, M. Gaiceanu, R. Paduraru, T. Dumitriu, M. Culea, C. Dache - *The Optimal Control for Position Drive system with Induction Machine* - *Proc. EPE'09*,

- Barcelona 2009.
- [MUN 11] T. Munteanu, E. Rosu, R. Paduraru, T. Dumitriu, M. Culea, - Real Time Implementation of Suboptimal Control Position Drive System with Induction Machine - EPE'11, Birmingham 2011
- [OST 04] Silviu Florin Ostafi - *Conducerea Optimală a Sistemelor de Acționare Electrică* - Teză de Doctorat, 2004
- [OUA 10] H. Ouadi, F.Giri, A.Elfadili, L.Dugard - *Induction machine speed control with flux optimization* - Control Engineering Practice 18, pp. 55–66, 2010
- [PON 62] L. S. Pontryagin, V. G. Boltzanskii, R. V. Gamkrelidze, E. F. Mishchenko, T. N. Tirogoff, L. W. Neustadt – *The Mathematical Theory of Optimal Processes* – New York Interscience Publishers, 1962
- [QIN 06] Qing-Chang Zhong - *Robust Control of Time-delay Systems* – Springer, 2006, ISBN 1-84628-264-0
- [ROL 01] Roland S. Burns - *Advanced Control Engineering* – Butterworth Heinemann, Elsevier, 2001, ISBN 0-7506-5100-8
- [ROL 06] Roland Lonchamp - *Comande Numerique de Systemes Dynamiques* – Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2006, ISBN 2-88074-642-6
- [ROS 85] Emil Roșu - *Contribuții privind influența mărimii de comandă asupra conducerii optime a sistemelor de acționare electrică reglabile cu motoare de c.c.* - Teză de Doctorat, 1985
- [ROS 99] M.E. Roșu, I. Bivol, C Nichita, M. Găiceanu – *Optimizarea Energetică a Sistemelor de Conversie Electromecanică*, Editura Tehnică, București, 1999, ISBN 973-31-1329-8
- [ROS 09] E. Rosu, M. Gaiceanu, T. Dumitriu, T. Munteanu, R. Paduraru, C. Dache - *Modele liniarizante pentru sisteme de conversie cu masini de c.c. functionand la flux variabil* - Raport de cercetare program IDEI 521, Galati 2009
- [ROS 11] Emil Roșu, Traian Munteanu, Marian Gaiceanu, Romeo Paduraru - *Optimal Control Using Energy Criteria For D.C. Positioning Drive* - Tome 56, Issue 1, pp. 58-68 Revue Roumaine Des Sciences Techniques – Serie Électrotechnique. Et Énergetique 2011
- [SAA 80] Carol Saal, Iulian Țopa, Alexandru Fransua, Emil Micu - *Acționări electrice și automatizări*- Editura Didactică și Pedagogică, 1980
- [SAI 09] R. Saidur - *A review on electrical motors energy use and energy savings* - Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol 14, Issue3, pp. 877-898, Elsevier 2009
- [WOL 01] Wolfgang Altmann, David Macdonald - *Practical Process Control for Engineers and Technicians*- Newnes, Elsevier, 2005, ISBN 0-7506-6400-2
- [YAN 08] Mu-Tian Yan, Yau-Jung Shiu - *Theory and application of a combined feedback–feedforward control and disturbance observer in linear motor drive wire - EDM machines* - International Journal of Machine Tools & Manufacture 48, pp. 388-401, 2008