

UNIVERSITATEA “DUNĂREA DE JOS” GALAȚI



# **Contribuții la conducerea optimală energetică a sistemelor de acționare electrică cu mașini de inducție și reglare în poziție**

- rezumatul tezei de doctorat -

**Conducător științific:  
Prof.dr.ing. Emil ROȘU**

**Doctorand:  
Traian MUNTEANU**

**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

C10234/13.10.11

Către

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 LA CONDUCEREA OPTIMALĂ ENERGETICĂ A SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU MAȘINI DE INDUCȚIE ȘI REGLARE ÎN POZITIE"**, elaborată de domnul/doamna **ing. MUNTEANU TRAIAN-GEORGE**, în vederea conferirii titlului științific de doctor în Domeniul de doctorat - **Inginerie electrică**.

Comisia de doctorat are următoarea componență :

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



SECRETAR DOCTORAT,

Ing. Luiza AXINTE

# CUPRINS

<b>Capitolul 1 – INTRODUCERE</b> .....	1
1.1 Actualitatea domeniului și motivația cercetării1 .....	1
1.2 Structura tezei de doctorat .....	2
<b>Capitolul 2 - STADIUL CUNOAȘTERII ÎN MODELAREA ȘI CONDUCEREA OPTIMALĂ A SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU MAȘINI DE INDUCȚIE</b> .....	4
2.1 Introducere.....	4
2.2 Stadiul actual al îmbunătățirii eficienței energetice pentru sistemele de conversie electromecanică la nivelul principalelor firme din domeniu .....	4
2.3 Stadiul actual al sistemelor de acționare reglabile cu mașini de inducție .....	5
2.4 Stadiul actual al optimizării sistemelor de conversie electromecanică cu mașină de inducție din punct de vedere energetic .....	5
2.4.1 Introducere.....	5
2.4.2 Tehnici de control optimal pentru mașina de inducție .....	6
Tehnici de control optimal în regim staționar .....	6
Tehnici de control optimal în regim dinamic .....	7
2.5 Concluzii generale .....	8
<b>Capitolul 3 - MODELAREA ȘI SIMULAREA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU REGLARE ÎN VITEZĂ ȘI POZIȚIE ȘI MAȘINI DE INDUCȚIE</b> .....	9
3.1 Introducere.....	9
3.2 Modelul mașinii de inducție alimentate de la invertor de curent .....	9
3.3 Modelul mașinii de inducție alimentate de la invertor de tensiune .....	9
3.4 Validarea prin simulare a modelului mașinii de inducție alimentate de la invertor de curent.....	10
3.5 Validarea prin simulare a modelului mașinii de inducție alimentate de la invertor de tensiune .....	12
3.6 Implementarea și validarea controlului convențional al mașinii de inducție cu rotorul în scurt-circuit și reglare în poziție .....	14
3.7 Concluzii.....	17

<b>Capitolul 4 - FORMULAREA PROBLEMEI DE CONTROL OPTIMAL PE CRITERII ENERGETICE PENTRU UN SISTEM DE ACȚIONARE ELECTRICĂ ÎN POZIȚIE CU MAȘINĂ DE INDUCȚIE .....</b>	<b>19</b>
4.1 Introducere.....	19
4.2 Funcția criteriu de optimizare.....	19
4.3 Soluția problemei de control optimal .....	21
4.4 Alegerea matricilor de ponderare .....	22
4.5 Estimarea componentelor de putere și de energie ale mașinii de inducție trifazate în regim dinamic.....	24
4.6 Validarea prin simulare a controlului optimal.....	25
4.7 Concluzii .....	30
<b>Capitolul 5 - STAND EXPERIMENTAL PENTRU DEZVOLTAREA UNOR NOI LEGI DE CONTROL PENTRU SISTEMELE DE CONVERSIE ELECTROMECHANICĂ CU MAȘINI DE INDUCȚIE.....</b>	<b>31</b>
5.1 Introducere.....	31
5.2 Configurare și posibilități de control.....	31
5.2.3 Configurarea standului experimental de dezvoltare pe baza inverterului Altivar.....	31
5.3 Subsistemul software pentru testarea legii de comandă optimală utilizând inverterul Altivar.....	32
5.4 Rezultate experimentale .....	33
5.5 Concluzii .....	35
<b>Capitolul 6 - VALIDAREA EXPERIMENTALĂ A SOLUȚIEI PROBLEMEI DE CONDUCERE OPTIMALĂ.....</b>	<b>36</b>
6.1 Introducere.....	36
6.2 Considerații privind validarea experimentală a soluției problemei de conducere optimală .....	36
6.3 Influența timpului final de poziționare impus asupra pierderilor din mașină .....	38
6.4 Influența poziției finale impuse asupra pierderilor din mașină .....	39
6.5 Influența cuplului de sarcină asupra pierderilor din mașină.....	39
6.6 Concluzii .....	40
<b>Capitolul 7 - CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII .....</b>	<b>41</b>
7.1 Concluzii generale.....	41
7.2 Contribuții .....	42

7.3 Direcții viitoare de lucru.....	45
<b>Bibliografie.....</b>	<b>48</b>

# 1. INTRODUCERE

## 1.1 Actualitatea domeniului și motivația cercetării

Într-o economie din ce în ce mai globalizată, strategia energetică a unei țări se realizează în contextul evoluțiilor și schimbărilor care au loc pe plan mondial. Țările în curs de dezvoltare, în principal China și India, dar și cele cu economii în tranziție, exercită o mare presiune asupra cererii de energie la nivel mondial, datorită creșterii economice și schimbărilor structurale din economie. Practic, în intervalul 1994 -2004 aceste țări și-au dublat cererea de petrol, iar în anul 2006 au depășit 20 mil. de barili pe zi, ceea ce reprezintă aproximativ 40% din cererea mondială de petrol. Astfel ponderea cererii de resurse primare de energie s-a schimbat, în sensul că cererea țărilor cu economii în dezvoltare a evoluat de la 22% în 1970 la 39% în 2003, prognozele indicând ca aceste state, la orizontul anilor 2030, ar putea să domine cererea de energie.

Cererea totală de energie în 2030 va fi cu circa 50% mai mare decât în 2003, iar pentru petrol va fi cu circa 46% mai mare. Rezervele certe cunoscute de petrol pot susține un nivel actual de consum doar până în 2040, iar cele de gaze naturale până în 2070, în timp ce rezervele mondiale de ulei asigură o perioadă de peste 200 de ani chiar la o creștere a nivelului de exploatare. Previziunile indică o creștere economică, ceea ce va implica un consum sporit de resurse energetice.

Din punct de vedere al structurii consumului de energie primară la nivel mondial, evoluția și prognoza de referință realizată de Agenția Internațională pentru Energie (AIE) evidențiază pentru următoarea decadă o creștere mai rapidă a ponderii surselor regenerabile, dar și a gazelor naturale (care va depăși cărbunele).

Elementele de mai sus stau la baza reorientării politicilor energetice ale tuturor țărilor care sunt net importatoare de energie, în sensul creșterii atenției acordate resurselor **regenerabile de energie și îmbunătățirii eficienței energetice**.

În conformitate cu Noua Politică Energetică a Uniunii Europene (UE) elaborată în anul 2007, energia este un element esențial al dezvoltării la nivelul uniunii. Dar, în aceeași măsură este o provocare în fața țărilor UE în ceea ce privește impactul sectorului energetic asupra schimbărilor climatice, a creșterii dependenței de importul de resurse energetice precum și a creșterii prețului energiei. Pentru depășirea acestor provocări, Comisia Europeană (CE) consideră absolut necesar ca UE să promoveze o politică energetică comună, bazată pe securitate energetică, dezvoltare durabilă și competitivitate.

Comisia Europeană propune în setul de documente care reprezintă Noua Politică Energetică a UE următoarele obiective:

- reducerea emisiilor de gaze cu efect de seră cu 30% până în anul 2020, în comparație cu 1990;
- creșterea ponderii energiei regenerabile de la mai puțin de 7% în anul 2006, la 20% din totalul surselor sale de energie până în 2020;
- creșterea ponderii biocombustibililor la cel puțin 10% din totalul combustibililor utilizați în anul 2020;
- **reducerea consumului global de energie primară cu 20% până în anul 2020;**

Unul dintre elementele prioritare a strategiei energetice îl constituie **îmbunătățirea eficienței energetice**. Creșterea eficienței energetice are o contribuție majoră la realizarea siguranței alimentării, durabilității și competitivității. Reducerea cererii de energie prin creșterea eficienței energetice reprezintă o politică de câștig, care pe lângă economisirea resurselor energetice primare conduce și la reducerea emisiilor cu efect de seră.

O componentă importantă pentru îmbunătățirea eficienței energetice este reprezentată de mediul industrial, unde principalii consumatori de energie electrică sunt sistemele de conversie electromecanică. Circa 50% din energia electrică produsă în întreaga lume este utilizată în principal de mașinile de inducție, care reprezintă aproximativ 60% din sarcinile electrice din mediul industrial. Tot acest consum de energie, deloc de neglijat, se regăsește într-un procent semnificativ în costul total de producție.

Mașina de inducție are un randament ridicat atunci când lucrează la valoarea nominală a cuplului și a vitezei. Dacă procesul de producție în care se regăsește este caracterizat de regimuri dinamice frecvente, opriri, porniri, inversari de sens, sau de o funcționare la cupluri de sarcină diferite de cuplul nominal, balanța între pierderile în cupru și cele în fier se deteriorează, ceea ce conduce la scăderea randamentului conversiei.

Deși de peste 30 de ani se fac cercetări în ceea ce privește minimizarea pierderilor în procesele de conversie electromecanică, domeniul rămâne de actualitate, existând în continuare posibilități de îmbunătățire a randamentului. Astfel, dezvoltarea unor tehnici de diminuare a pierderilor din mașina de inducție atunci când aceasta se află în regim dinamic de funcționare devine obiectivul principal al lucrării. Demersul este făcut în condițiile considerării unui sistem de acționare electrică în poziție, care utilizează o mașină de inducție alimentată prin intermediul unui invertor de tensiune. Justificarea opțiunii este dată, pe de o parte, de domeniul de interes al autorului, acționări electrice reglabile, iar pe de altă parte, de maniera în care este tratat în literatura de specialitate randamentul conversiei electromecanice în regimurile dinamice de funcționare (de multe ori această componentă este ignorată complet deși este cunoscut faptul că în regim dinamic de funcționare randamentul mașinii electrice este practic înjumătățit).

## **1.2 Structura tezei de doctorat**

Plecând de la premisele menționate anterior și pe baza obiectivului declarat, structura tezei include în debut, în cadrul **capitolului 2**, o incursiune amplă în stadiul actual al problematicii aferente. Astfel, se face o trecere în revistă și totodată o punere în evidență a preocupărilor principalelor firme din domeniu în ceea ce privește îmbunătățirea eficienței energetice. Deasemenea tot în cadrul acestui capitol se prezintă principalele structuri de control pentru mașina de inducție, așa numitele structuri convenționale de control. În finalul capitolului sunt prezentate tendințele în ceea ce privește optimizarea sistemelor de conversie electromecanică cu mașini de inducție din punct de vedere energetic.

Pe baza tendințelor și considerațiilor evidențiate în cadrul capitolului 2, în **capitolul 3**, este adoptat modelul mașinii de inducție și structura de control convențională a acestuia. Modelul mașinii de inducție este cel cu orientare după câmpul rotorului pentru invertoare de curent și de tensiune. Implementarea și validarea modelelor mașinii se realizează în Matlab-Simulink®. Tot în cadrul acestui capitol se adoptă, după cum s-a menționat mai sus, și structura de control de tip convențională. Aceasta este o structură de control vectorial în cascadă cu reacție după stare și reglatoare de tip PI. Implementarea și validarea acesteia se realizează tot în Matlab-Simulink®, mai întâi pentru un control în viteză a mașinii de inducție și apoi pentru un control în poziție. Această structură de control, în cascadă, va fi studiată din punct de vedere a performanțelor dinamice și totodată din punct de vedere energetic. Ea va fi comparată cu modelul de control optimal ce se va dezvolta în capitolele următoare.

Motivul alegerii unei structuri de control în cascadă ca și structură convențională ce va fi comparată cu cea optimală este că aceasta este una din cele mai întâlnite și utilizate, atât în teorie cât și în practică, majoritatea convertizoarelor de frecvență având implementată această metodă de control.

În **capitolul 4** al lucrării va fi elaborată o lege de control optimală din punct de vedere energetic pentru regimurile dinamice de funcționare. Ea va fi dezvoltată pentru un sistem de acționare electrică în poziție, sistem ce se află practic permanent în regim dinamic de funcționare. Regimul de funcționare pe care se va aplica noua lege de control este cel de flux constat. Soluția problemei de control optimal este una nerecursivă, determinată prin integrarea ecuației matriciale diferențiale Riccati (EMDR), și care se poate calcula la timpul curent. Funcția criteriu a fost aleasă astfel încât performanțele regimurilor dinamice să corespundă cerințelor impuse sistemelor de conversie electromecanică cum ar fi limitarea valorilor unor erori de reglare sau a suprareglajelor pentru diverse mărimi, dar și pentru minimizarea pierderilor în mașină corespunzătoare conversiei electromecanice, în special a pierderilor în înfășurari prin efect Joule. Implementarea și validarea acestui tip de control se va realiza tot în Matlab-Simulink®.

**Capitolul 5** al tezei prezintă rezultatele obținute în direcția conceperii și realizării efective a unui stand experimental de dezvoltare destinat testării structurilor de conducere a sistemelor de conversie electromecanică. Standul permite testarea unei game foarte variate de structuri de control datorită flexibilității hardware, cum ar fi: sistem de acționare cu mașină de curent-continuu sau mașină de inducție, comandă directă prin generarea semnalelor de tip PWM pentru mașina de inducție sau comandă în viteză sau cuplu prin intermediul convertizorului de tip industrial Altivar. De asemenea flexibilitate există și pe partea software datorită plăcii de achiziție și comandă dSpace 1104 și a componentelor acesteia, ce sunt special concepute pentru astfel de teste.

În **capitolul 6** sunt prezentate și validate experimental cele două legi de control elaborate în capitolul 3 și capitolul 4. Validarea este realizată pe varianta de configurare a standului experimental cu invertorul de tip industrial Altivar. Comanda va fi una în poziție, pentru aceasta fiind realizată o buclă externă pentru controlul poziției. Prin urmare controlul optimal va deveni unul suboptimal datorită tocmai acestui mod de implementare și anume sintetizarea traiectoriei optime de poziție prin simularea off-line a algoritmului de control optimal și aplicarea ei ca referință de poziție sistemului de timp real. Tot în cadrul acestui capitol se va realiza analiza comparativă între cele două legi de comandă din punct de vedere energetic și totodată a performanțelor dinamice.

**Capitolul 7** al tezei prezintă concluziile finale și contribuțiile demersului de cercetare științific realizat.



## **2. STADIUL CUNOAȘTERII ÎN MODELAREA ȘI CONDUCEREA OPTIMALĂ A SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU MAȘINI DE INDUCȚIE**

### **2.1 Introducere**

După cum a fost prezentat și în capitolul precedent, preocupările în ceea ce privește mediul înconjurător, cererea de energie în continuă creștere precum și resursele limitate, au condus la diverse politici de îmbunătățire a eficienței energetice în toate aspectele legate de inginerie electrică.

Prezentul capitol își propune prezentarea stadiului actual al cunoașterii în problematica conducerii optimale din punct de vedere energetic a sistemelor de conversie electromecanică. De asemenea tot în acest capitol se va încerca identificarea structurilor actuale de control a sistemelor de conversie electromecanică și totodată interesul marilor firme din domeniu în ceea ce privește creșterea eficienței energetice a tot ceea ce înseamnă inginerie electrică. Orice mic procent de creștere a acestuia putând conduce la economii semnificative de energie la nivel global.

Structura acestui capitol este următoarea:

- principalele măsuri de îmbunătățire a eficienței energetice pentru sistemele de conversie electromecanică la nivelul marilor firme din domeniu;
- structurile actuale de reglare a sistemelor de acționare electrică cu mașini de inducție;
- structuri actuale de optimizare energetică a sistemelor de conversie electromecanică cu mașini de inducție;

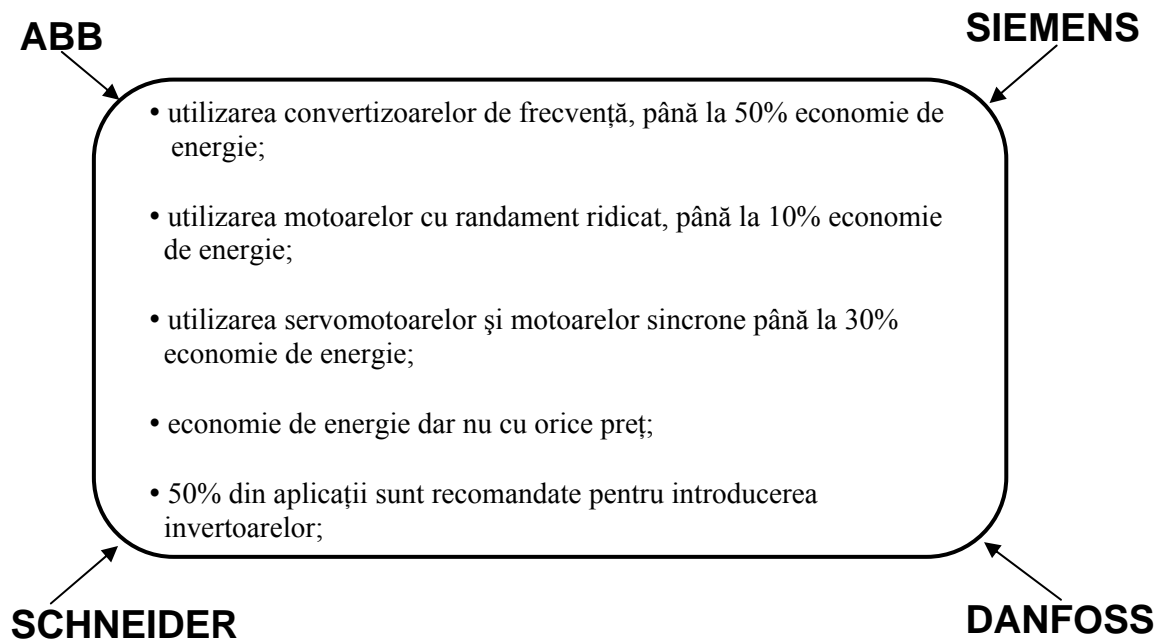
### **2.2 Stadiul actual a îmbunătățirii eficienței energetice pentru sistemele de conversie electromecanică la nivelul principalelor firme din domeniu**

Odată cu declarația de final a Reuniunii G-8, din Iunie 2007 cum că, „*Îmbunătățirea eficienței energetice la nivel mondial reprezintă cel mai rapid, durabil și ieftin mod de reducere a emisiilor de gaze cu efect de seră și de sporire a securității energetice*” [IEA], domeniul de cercetare-dezvoltare ca, „energy saving, renewables energies, environment, etc”, au devenit prioritare în întreaga lume.

Aceste domenii de cercetare plus mediul industrial și cel al comerțului se confruntă cu diverse provocări și presiuni. Acestea provin din partea guvernelor, consumatorilor, legislatori și acționari deopotrivă, și privesc minimizarea consumului de energie, reducerea emisiilor de dioxid de carbon (CO<sub>2</sub>) și asigurarea unei stabilități a alimentării cu energie. Toate aceste presiuni se datorează creșterii prețului la energie și efectelor schimbărilor climatice dramatice asupra mediului. Ca și rezultat, industria și consumatorii lor cer tot mai multă eficiență energetică, [IEA]. Dintre ramurile industriale cele mai mari consumatoare de energie amintim, industria cimentului, cea a produselor chimice, a hârtiei și oțelului.

Potențialul de economisire a energiei este enorm și asta numai în cazul acționărilor electrice: sute de milioane de motoare electrice ce acționează compresoare, ventilatoare, pompe sau benzi transportoare, consumă 67% din totalul de energie utilizat de industrie. Mai mult decât atât, 90% din motoarele utilizate în industrie fie nu li se poate ajusta consumul de energie fie sunt utilizate metode învechite pentru a realiza acest lucru, [ABB]. Multe motoare funcționează întotdeauna la viteză maximă indiferent de procesul tehnologic. De asemenea, în multe alte aplicații, consumul de energie poate fi redus la o optime doar prin reducerea vitezei motorului la jumătate. Într-o primă

fază, modul cel mai rapid de a răspunde provocărilor din domeniul energiei în cea ce privește raportul cost – eficiență, este acela de a se profita de reducerea energiei consumate prin utilizarea mai eficientă a tehnologiilor deja existente și verificate, Fig.2.1.



**Fig.2.1** Măsurile luate de principalele firme din domeniu în ceea ce privește eficiența energetică a sistemelor de conversie electromecanică

### 2.3 Stadiul actual al sistemelor de acționare reglabile cu mașini de inducție

O clasificare generală a metodelor de control cu frecvență variabilă este prezentată în Fig.2.2. Dintre acestea, în ultimele decenii pentru controlul mașinii de inducție s-a utilizat în mod special controlul scalar, metoda cunoscută și sub numele de  $U/f = \text{const.}$  (Abbondanti, 1977; Koga și autorii, 1992). Prin această metodă, controlul mărimilor (tensiuni, curenți), se face numai în amplitudine și frecvență ceea ce conduce la performanțe dinamice modeste.

Un pas important în domeniul controlului mașinii de inducție a fost apariția principiului orientării după câmp (POC) sau controlul vectorial, la sfârșitul anilor 1960 mai precis în 1969 când a fost patentat de Felix Blaschke. În acest caz mărimile sunt controlate în amplitudine, frecvență și fază ceea ce determină performanțe dinamice superioare controlului scalar.

### 2.4 Stadiul actual al optimizării sistemelor de conversie electromecanică din punct de vedere energetic cu mașini de inducție

#### 2.4.1 Introducere

Așa cum s-a menționat și mai înainte, datorită robusteții, fiabilității, prețului redus și a costurilor de întreținere mici, mașina de inducție a devenit cea mai utilizată în aplicațiile industriale. Aceasta situație a determinat ca eficiența acestor mașini în industriile mari consumatoare de energie, să fie semnificativă în costul total de producție. În acest subcapitol se va prezenta o scurtă analiză a evoluției domeniului optimizării randamentului conversiei electromecanice cu mașini de inducție.

Cercetările în acest domeniu al îmbunătățirii randamentului conversiei electromecanice, s-au realizat pe două mari direcții, Fig.2.3:

- *Tehnici de proiectare optimale* pentru mașina de inducție, care iau în calcul modificarea construcției mașinii și utilizarea de noi materiale, în scopul creșterii randamentului;

- *Tehnici de control optimal* pentru un sistem de acționare cu mașină de inducție în condițiile în care acesta funcționează la viteze și cupluri diferite de valorile nominale;

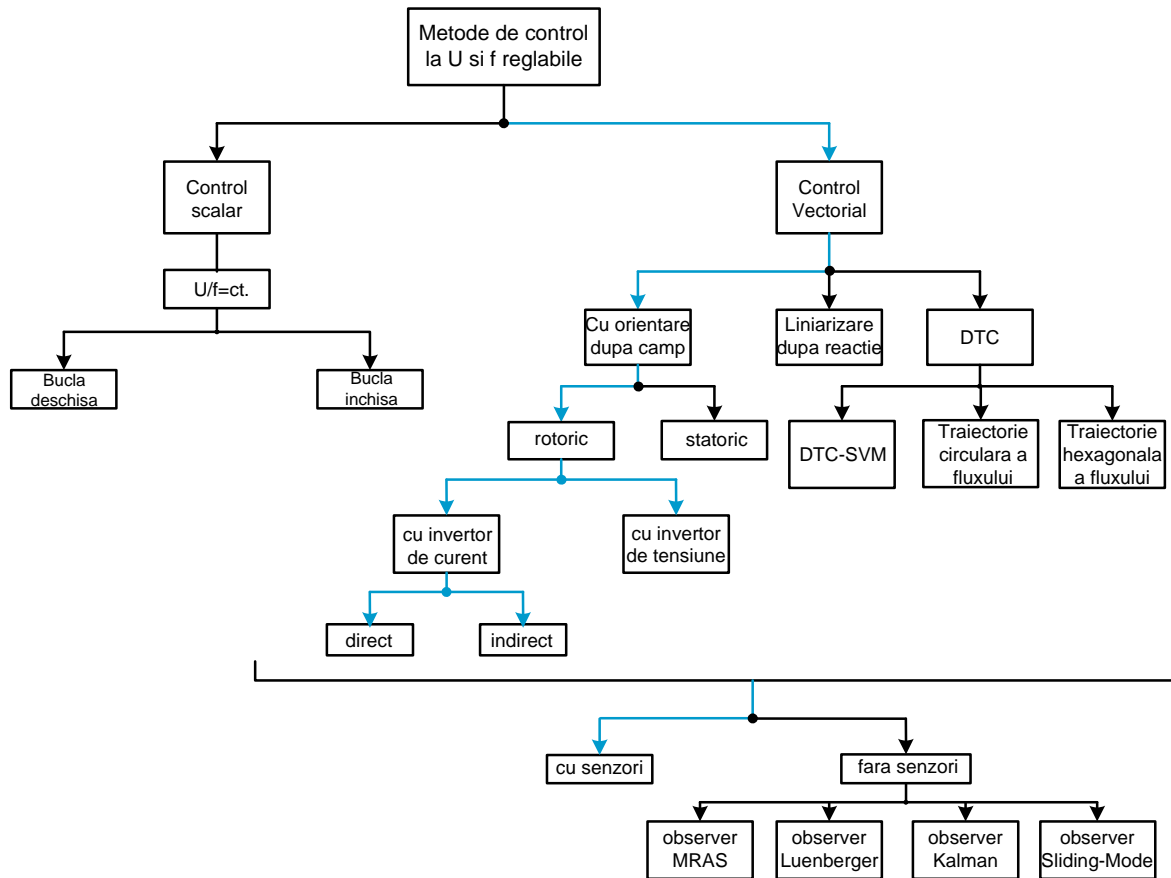


Fig. 2.2 Clasificarea metodelor de control pentru mașina de inducție

## 2.4.2 Tehnici de control optimal pentru mașina de inducție

### *Tehnici de control optimal în regim staționar*

Controlul optimal al mașinii de inducție este esențial deoarece nu este posibil o proiectare optimizată a mașinii pentru fiecare punct de funcționare. Un exemplu pentru această situație poate fi o aplicație din industria textilă [45], sau din industria mineritului, etc, unde se întâlnesc situații ca mașina electrică să funcționeze la viteze constante și sarcină diferită de cea nominală. Acest lucru face ca punctul de funcționare pentru aceasta să nu mai fie unul optim. În aceste cazuri, sarcini sub cele nominale la viteze constante, mașina electrică trebuie să funcționeze cu flux diminuat pentru a se reobține echilibrul dintre pierderile în fier și cele în cupru, ceea ce conduce la o îmbunătățire a randamentului sistemului de conversie electromecanică.

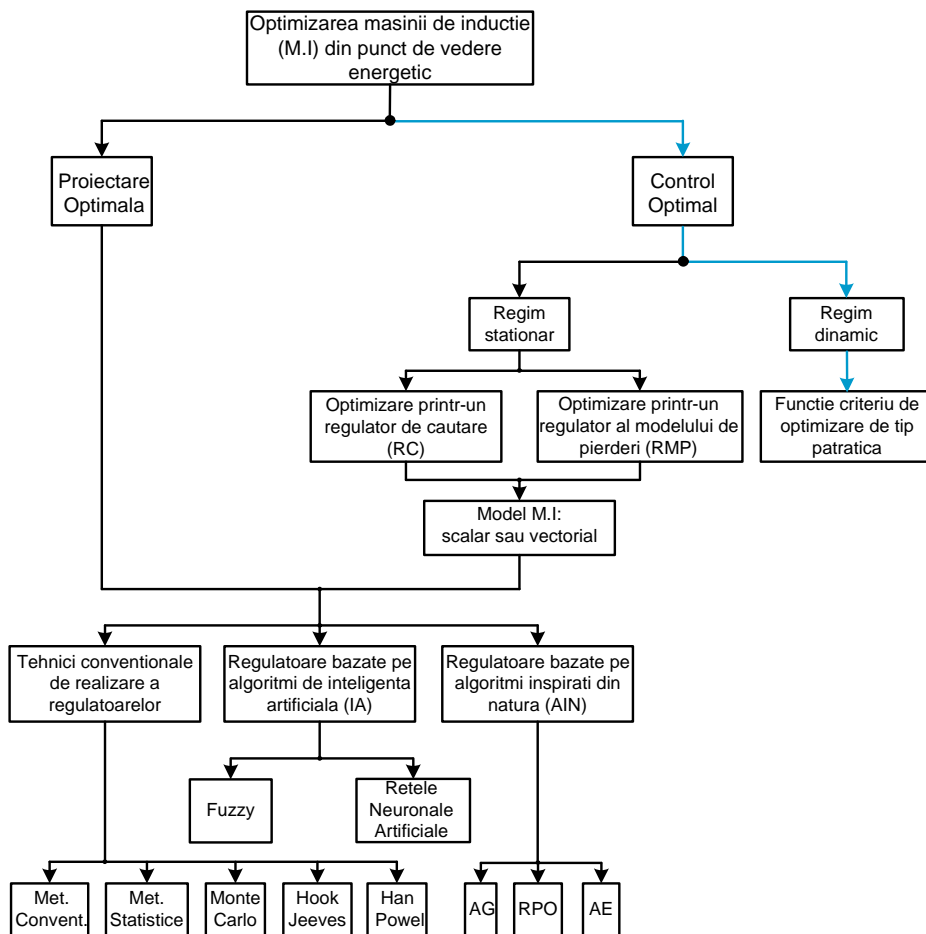
Pentru controlul optimal în regim staționar al mașinii de inducție, în literatura de specialitate există două direcții principale plus o a treia direcție rezultată din combinarea celor două:

- controlul optimal al mașinii de inducție pe baza unui *regulator* ce funcționează după *modelul de pierderi* al acesteia, (RMP);
- controlul optimal al mașinii de inducție pe baza unui *regulator de căutare*, (RC);
- controlul optimal al mașinii de inducție pe baza combinării celor două metode de mai sus, (RPM+RC);

*Tehnici de control optimal în regim dinamic*

Optimizarea sistemelor dinamice liniare cu funcții criteriu de tip pătratic constituie o metodă puternică de abordare a unor structuri noi de control a sistemelor de conversie electromecanică. O astfel de problemă este numită pe scurt *problema de optimizare liniar pătratică*. Gradele de libertate permise în formularea funcționalelor fac posibilă abordarea simultană a mai multor probleme specifice regimurilor dinamice, cum ar fi:

- minimizarea energiei disipate în înfășurări;
- atingerea unei stări finale dorite prin minimizarea erorii medii pătratice dintre starea finală liberă și starea finală dorită;
- obținerea unor comenzi optimale realizabile fizic, prin impunerea unei anumite ponderări termenului  $\mathbf{u}(t)^T \mathbf{R} \mathbf{u}(t)$ , din criteriul de optimizare;



**Fig.2.3** Clasificarea metodelor de optimizare a sistemelor de conversie electromecanică cu mașină de inducție din punct de vedere energetic

O primă abordare a optimizării regimurilor dinamice pe baza optimizării liniare pătratice s-a realizat în [72], unde autorul tratează problema pentru cazul general al unui sistem de acționare reglabil cu motor de c.c. comandat prin tensiune rotorică în scopul îmbunătățirii randamentului conversiei electromecanice.

Studiul acestui domeniu, optimizarea regimurilor dinamice a sistemelor de conversie electromecanică, a continuat cu lucrarea [73], unde autorii dezvoltă cercetarea și pentru mașina de

inducție, având în vedere faptul că aceasta este din ce în ce mai utilizată în industrie. Tot aici, autorii propun, datorită efortului mare de calcul a soluției ecuației matriceale diferențiale Riccati, EMDR, mai multe soluții de implementare în timp real, prin utilizarea procesoarelor digitale de semnal.

Deasemenea în Ref. [74], autorul tratează problematica optimizării regimurilor dinamice pentru mașina de inducție, la flux constant. Reducerile energetice obținute (1% - 18%), pentru motorul asincron față de un sistem de acționare la  $U/f = \text{ct.}$ , conduc la reduceri de energie în întreg sistemul de acționare, permițând astfel îmbunătățirea regimului termic, evitarea supraîncălzirii motorului, creșterea duratei de utilizare, etc. Deasemenea autorul elaborează câteva metode de implementarea a soluției optime utilizând tehnici de inteligență artificială: rețele neuronale, sisteme bazate pe logica fuzzy, sisteme hibride neuro-fuzzy, comanda adaptivă cu model de referință.

În Ref. [75], autorul tratează problema optimizării sistemelor de acționare electrică. Aici se obține o soluție analitică a EMDR, plecând de la metoda programării dinamice aplicate problemei liniar pătratică cu timp final finit. Astfel se evită dificultățile în implementarea regulatorului optimal, prin cunoașterea unei soluții particulare a ecuației Riccati a cărei rezolvare se poate face în timp direct.

În Ref. [76] – [79], 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.

### 2.5 Concluzii generale

1. Identificarea preocupărilor la nivel politic în ceea ce privește eficiența energetică. Astfel, îmbunătățirea eficienței energetice prin eliminarea risipei de energie reprezintă una din politicile actuale ale Uniunii Europene. La sfârșitul anului 2006, Uniunea Europeană a promis reducerea consumului anual de energie cu 20% până în 2020. Un nou set de măsuri propus de acest organism la 22 iunie 2011 pentru creșterea eficienței energetice poate fi rezumat astfel:
  - obligația legală de stabilire de către fiecare stat membru al UE a unui plan de economisire de energie în toate sectoarele;
  - sectoarele publice să fie cele dintâi în care se aplică astfel de măsuri;
  - gestionarea mai bună a consumului de energie cu ajutorul informațiilor mai exacte furnizate de contoare și facturi de către consumatori;
  - conștientizarea de către cei din sectoarele industriale a posibilității de a economisi energie;
2. Sistematizarea preocupărilor pentru îmbunătățirea eficienței energetice la nivelul principalelor firme din domeniu. Astfel s-a dovedit că aceasta este una destul de puternică, ea concretizându-se prin:
  - ABB a realizat o economie de energie până în 2009 de 220 mil. MWh prin identificarea sectoarelor ce fac risipă de energie și prin implementarea de noi tehnologii;
  - Schneider prin utilizarea echipamentelor cu randament ridicat au înregistrat economii de energie între 10% - 50%;
  - Danfoss a ajuns la concluzia: „din cele peste 75 de milioane de motoare instalate în Europa, în prezent doar unul din opt funcționează cu viteză variabilă”.
  - Siemens mizează atât pe soluții hard cât și soft pentru îmbunătățirea eficienței energetice;
3. Sistematizarea și prezentarea pe scurt a metodelor de control existente în prezent pentru mașina de inducție.
4. Identificarea metodelor de îmbunătățire a eficienței energetice pentru mașina de inducție:
  - proiectarea optimală a mașinii de inducție;
  - controlul optimal a mașinii de inducție:
    - control optimal în regim staționar;
    - control optimal în regim dinamic;

### 3. MODELAREA ȘI SIMULAREA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU REGLARE ÎN VITEZĂ ȘI POZIȚIE ȘI MAȘINI DE INDUCȚIE

#### 3.1 Introducere

În acest capitol se va prezenta și valida, prin simulare, modelul mașinii de inducție ce va sta la baza implementării atât a controlului convențional cât și a celui optimal. De asemenea se va prezenta și valida controlul convențional cu reglare în viteză și poziție.

Mașina electrică realizează procesul de conversie al energiei electrice, utilizând sisteme electronice de putere și sisteme de calcul numeric. Metodele uzuale de control ale procesului de conversie electromecanică se bazează pe modelele de referință. Condițiile esențiale impuse modelului de referință sunt: să fie de timp real și să fie ajustabil, în sensul că trebuie să urmărească toate modificările parametrilor reali ai motorului în timpul funcționării acestuia.

#### 3.2 Modelul mașinii de inducție alimentate de la invertor de curent

Ecuatiile de descriu modelul sistemului de conversie electromecanică cu mașină de inducție și invertor de curent sunt:

$$T_2 \frac{di_{m2}}{dt} + i_{m2} = i_{d1}; \frac{d\theta}{dt} = \omega + \frac{i_{q1}}{T_2 i_{m2}}; M = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{1 + \sigma_2} L_m i_{m2} i_{q1} \quad (3.50)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_r$$

Corespunzător setului de ecuații (3.50) și a transformărilor de coordonate, în Fig.3.5 este prezentată structura modelului cu orientare după câmpul rotoric și invertor de curent.

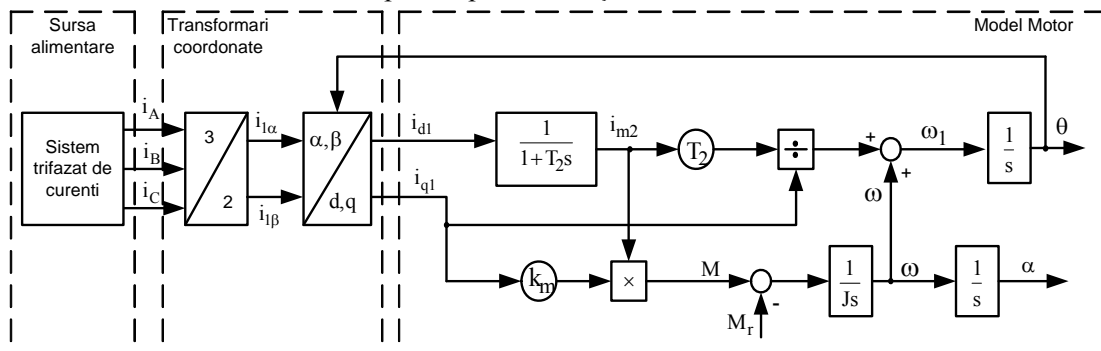


Fig.3.5 Modelul mașinii de inducție cu orientare după câmpul rotoric alimentată de la invertor de curent

#### 3.3 Modelul mașinii de inducție alimentate de la invertor de tensiune

Invertorul de tensiune trifazat reprezintă astăzi topologia cea mai utilizată în realizarea convertizoarelor de frecvență și a implementării tehnicilor PWM în acționări cu mașini asincrone.

$$\frac{u_{d1}}{R_1} = i_{d1} - \omega_1 \sigma T_1 i_{q1} + \sigma T_1 \frac{di_{d1}}{dt} + (1 - \sigma) T_1 \frac{di_{m2}}{dt} \quad (3.62)$$

$$\frac{u_{q1}}{R_1} = i_{q1} + \omega_1 \sigma T_1 i_{d1} + \sigma T_1 \frac{di_{q1}}{dt} + \omega_1 (1 - \sigma) i_{m2} \quad (3.63)$$

$$\frac{di_{m2}}{dt} = \frac{1}{T_2}(i_{d1} - i_{m2}) \quad (3.64)$$

Din (3.62), (3.63) și (3.64) rezultă sistemul de ecuații de legătură între componentele (d,q) ale curentului și tensiunii statorice:

$$\sigma T_1 \frac{di_{d1}}{dt} + i_{d1} = \frac{u_{d1}}{R_1} + f_{d1} \quad (3.65a)$$

$$\sigma T_1 \frac{di_{q1}}{dt} + i_{q1} = \frac{u_{q1}}{R} + f_{q1} \quad (3.65b)$$

unde:

$$f_{d1} = \omega_1 \sigma T_1 i_{q1} - (1 - \sigma) \frac{T_1}{T_2} (i_{d1} - i_{m2}) \quad (3.66a)$$

$$f_{q1} = -\omega_1 \sigma T_1 i_{d1} - \omega_1 (1 - \sigma) T_1 i_{m2} \quad (3.66b)$$

iar

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1} \quad (3.67)$$

$$T_2 = \frac{L_m}{R_2} (1 + \sigma_2) \quad (3.68)$$

Utilizând sistemul de ecuații (3.65) precum și celelalte relații, rezultă structura modelului mașinii de inducție pentru inverter de tensiune, Fig.3.7.

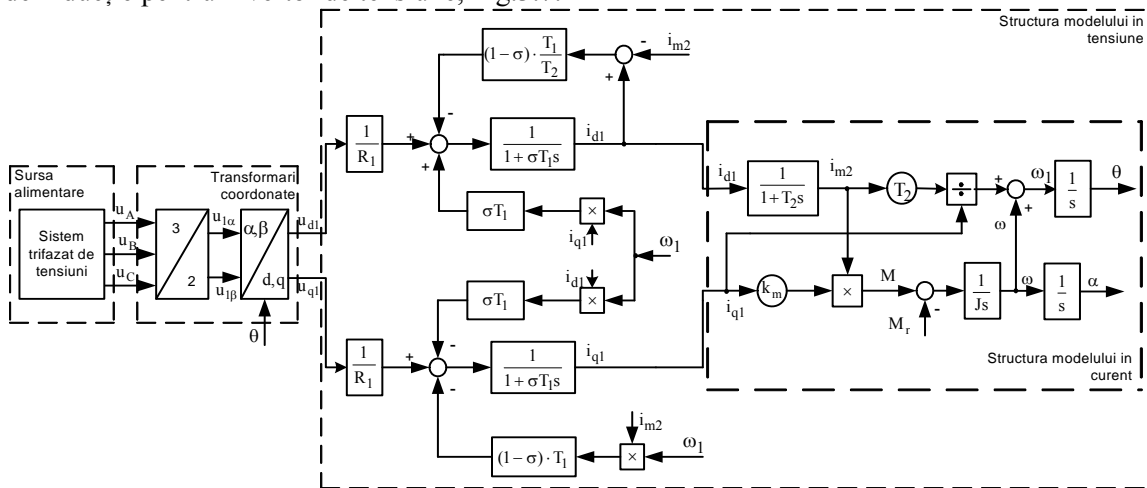


Fig.3.7 Modelul motorului asincron cu rotorul în scurt circuit alimentat de la un inverter de tensiune

### 3.4 Validarea prin simulare a modelului mașinii de inducție alimentate de la inverter de curent

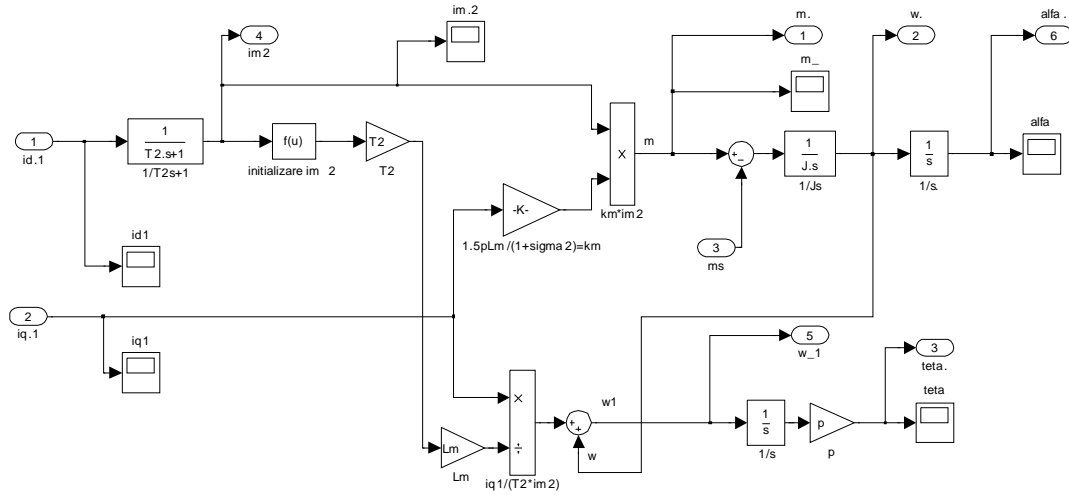
În cadrul acestui subcapitol se va realiza analiza și validarea modelului mașinii de inducție alimentată de la un inverter de curent. Aceasta se va face la nivel de simulare prin utilizarea pachetului Matlab/Simulink®, pentru un motor de 2.2 kW.

Observații:

1. Curenții impuși mașinii,  $i_A^*, i_B^*, i_C^*$ , nu sunt obținuți de la modelul unui inverter de curent, ci prin modelarea unei surse trifazate de curent, valoarea efectivă a curentului fiind de  $I_{ef} = 8.1A$ ;
2. Constanta  $k_m$ , reprezintă termenul  $\frac{3}{2} p \frac{L_m}{1 + \sigma_2}$  în ecuația cuplului (3.50) și Fig.3.5;

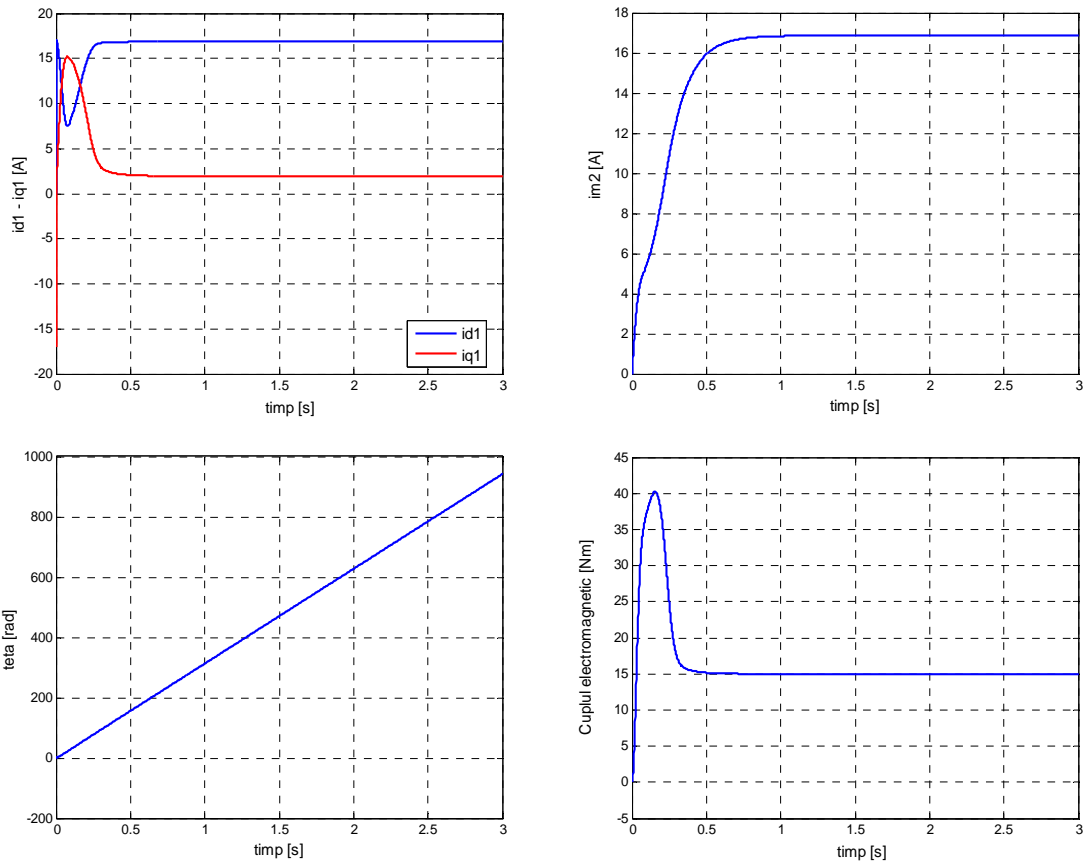
- Datorită faptului că la pornire curentul de magnetizare,  $i_{m2}$ , este zero, trebuie introdusă o condiție de inițializare a acestuia pentru a se evita în ecuația (3.50) împărțirea la zero;

Pe baza setului de ecuații (3.50) și a structurii modelului din Fig.3.5, a rezultat următorul model Simulink, Fig.3.9:



**Fig.3.9** Modelul Simulink al mașinii asincrone alimentate de la un invertor de curent

Validarea s-a realizat pentru  $M_r = M_n$ :





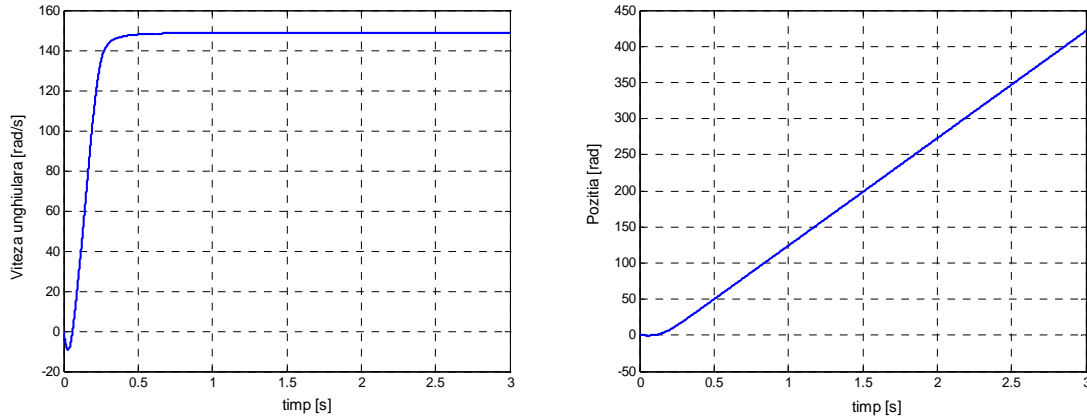


Fig.3.11 Testarea modelului mașinii de inducție pentru  $M_r = M_n$

În Fig.3.11 sunt prezentate variațiile principalelor mărimi ale motorului de inducție, componentele curentului statoric, curentul de magnetizare, unghiul de orientare după câmpul rotoric, cuplul electromagnetic, viteza și poziția unghiulară pentru regimul de pornire în sarcină ( $M_r = M_n$ ). Simulările efectuate confirmă proprietățile modelului motorului cu orientare după câmpul rotoric, cu o singură excepție, și anume cea referitoare la componentele curentului statoric, care datorită alimentării modelului mașinii cu o sursă trifazată de curenți a cărei valoare efectivă a curentului este de  $I_{ef} = 8.1A$  constantă ca valoare și lipsei controlului automat, componenta longitudinală ( $i_{d1}$ ) este mai mare decât componenta transversală ( $i_{q1}$ ) în regim staționar de funcționare. Practic în urma realizării transformărilor de coordonate pe componenta longitudinală se regăsește cea mai mare parte a curentului statoric de alimentare.

### 3.5 Validarea prin simulare a modelului mașinii de inducție alimentate de la inverter de tensiune

Utilizând modelul dezvoltat în subcapitolul 3.2.4, a rezultat următorul model Simulink, Fig.3.14:

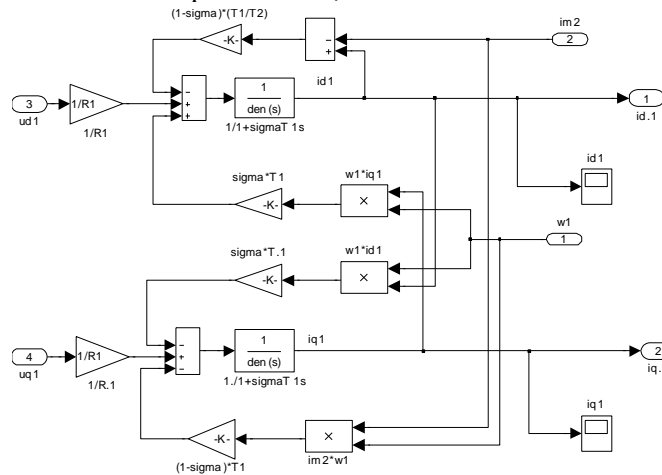
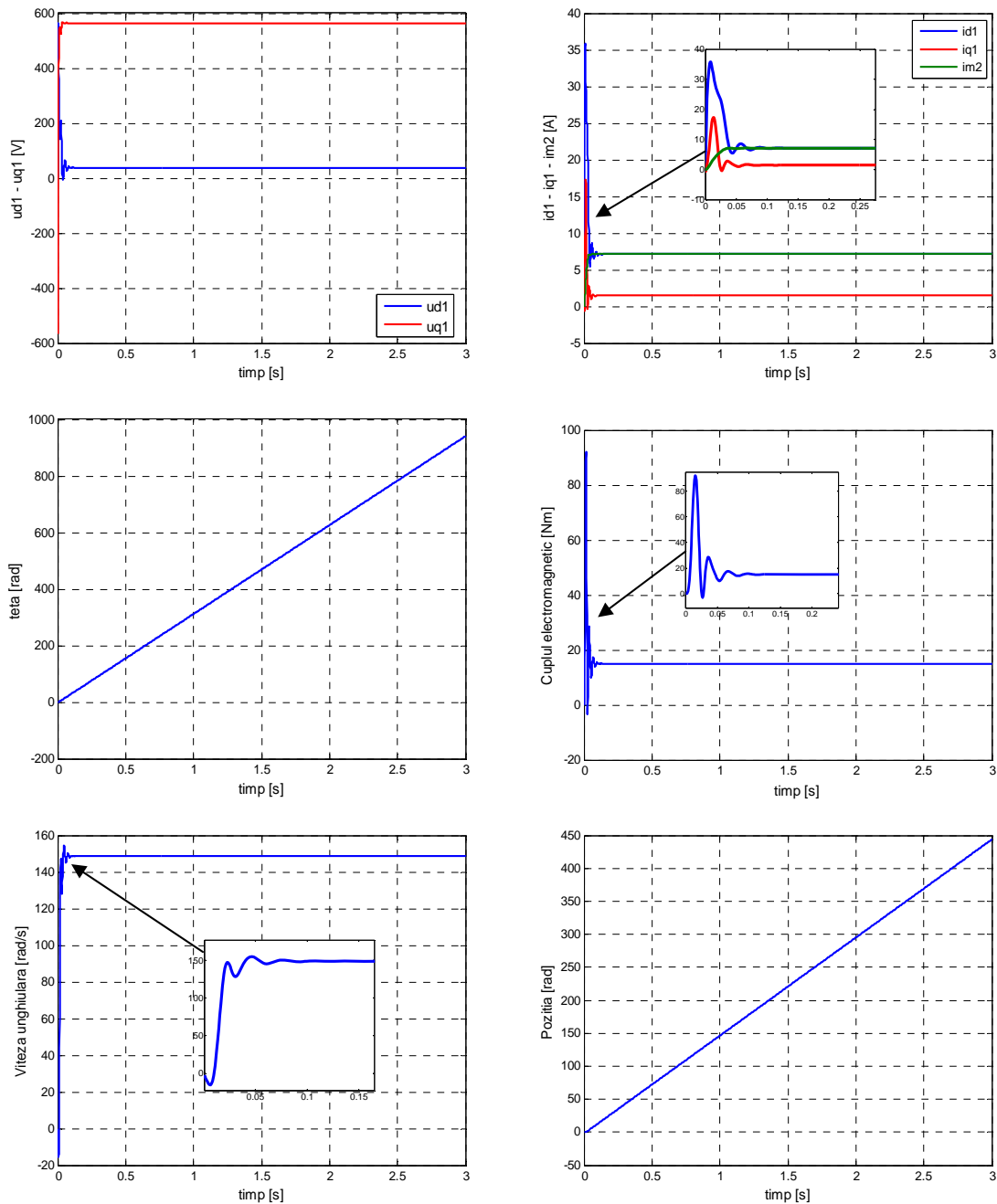


Fig.3.14 Modelul Simulink a mașinii asincrone alimentată de la un inverter de tensiune – partea de model caracterizată de ecuația de tensiuni a statorului

Analiza și validarea modelului mașinii de inducție alimentată de la un inverter de tensiune se va realiza în aceleași condiții ca și în cazul alimentării acesteia de la un inverter de curent. Valoarea efectivă a tensiunii de alimentare este  $U_{ef} = 380V$ .

Simularea s-a efectuat pentru funcționarea mașinii de inducție la parametrii nominali. În Fig.3.16 sunt prezentate rezultatele obținute.



**Fig.3.16** Testarea modelului mașinii de inducție pentru parametrii nominali

Modelul matematic al mașinii de inducție cu rotorul în scurt-circuit prezentat este preferat celui ce poate fi descris direct prin cele șase ecuații diferențiale, (trei pentru stator și trei pentru rotor), cu coeficienți variabili în timp deoarece, deși descrie cu suficientă precizie partea electrică a mașinii, este dificil de utilizat în conducere atât ca urmare a dimensiunii, cât și a coeficienților variabili în timp. Modelarea matematică prin intermediul fazorilor spațiali elimină dependența inductivităților mutuale de poziția rotorului ceea ce face posibilă trecerea de la modelul trifazat al mașinii la cel bifazat. În scopul integrării în acționările cu control vectorial, modelul mașinii de inducție orientat după fluxul rotoric a fost descris, implementat și validat în ambele variante, asociat invertorului de curent și de tensiune.

### 3.6 Implementarea și validarea controlului convențional al mașinii de inducție cu rotorul în scurt-circuit și reglare în poziție

Pentru controlul în poziție se utilizează aceeași structură de control convențional la care se adaugă bucla de reglare a poziției unghiulare a rotorului. Generarea referinței de poziție s-a realizat în două moduri. Într-un prim caz generarea acesteia s-a realizat ca în domeniul „controlului mișcării”, unde există posibilitatea programării a diferite tipuri de traiectorii pentru viteză și poziție, a controlului timpilor de accelerare – decelerare sau a programării cuplului electromagnetic. Toate acestea conduc către un control precis pentru poziție, viteză și cuplu. În cel de-al doilea caz, controlul sistemului de acționare electrică în poziție s-a realizat prin semnal unificat  $\pm 10V$  cc, deci generarea referinței de poziție s-a realizat prin impunerea unui semnal de 10V de tip treaptă. Prin această modalitate nu mai este posibilă programarea traiectoriilor pentru cuplu, viteză și poziție. Ipotezele și conceptele prezentate anterior rămân valabile și în acest caz. Pe baza acestora a rezultat următoarea structură de control, Fig.3.22.

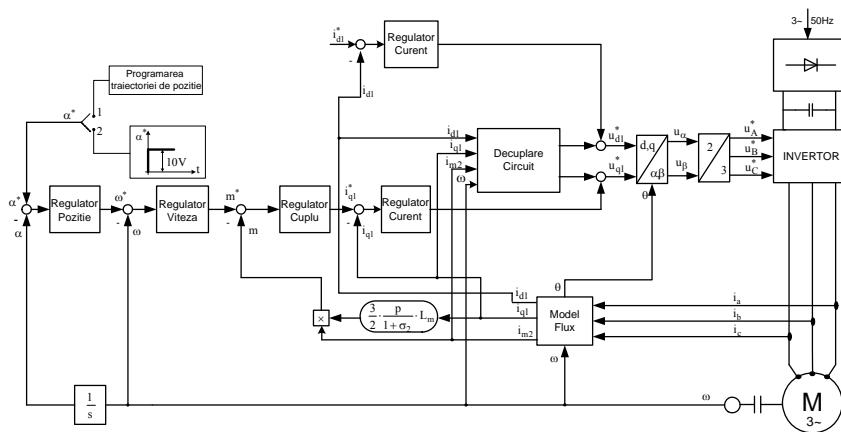


Fig.3.22 Structura controlului în poziție pentru mașina de inducție cu rotorul în scurt-circuit

Pe baza acestei structuri, Fig.3.22, a rezultat următorul model Simulink, Fig.3.23.

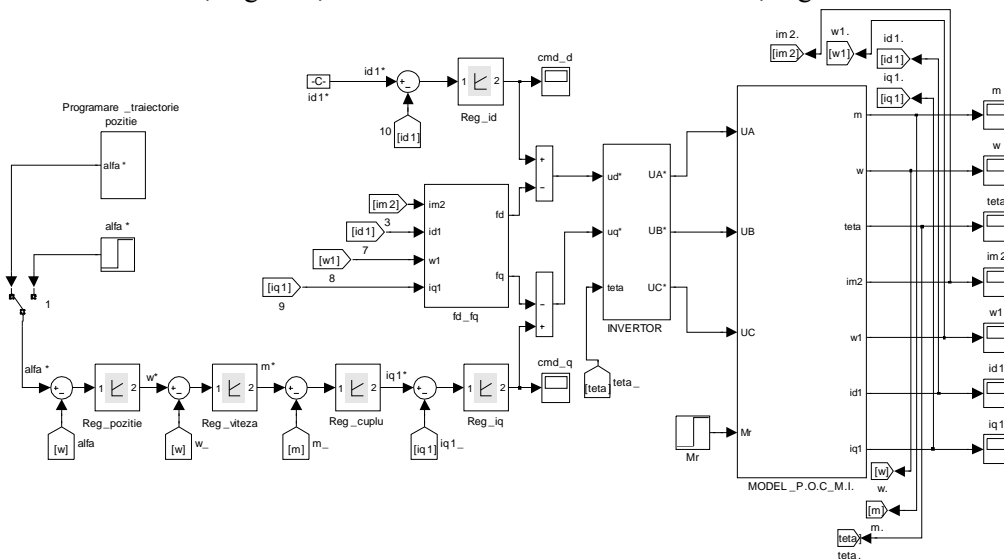


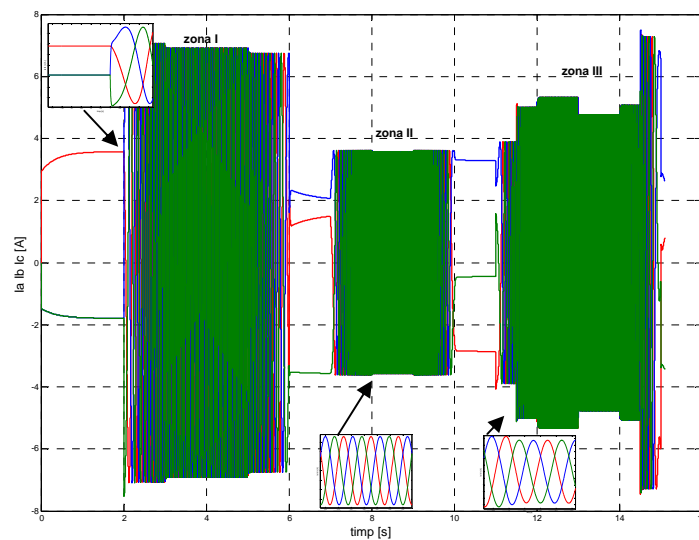
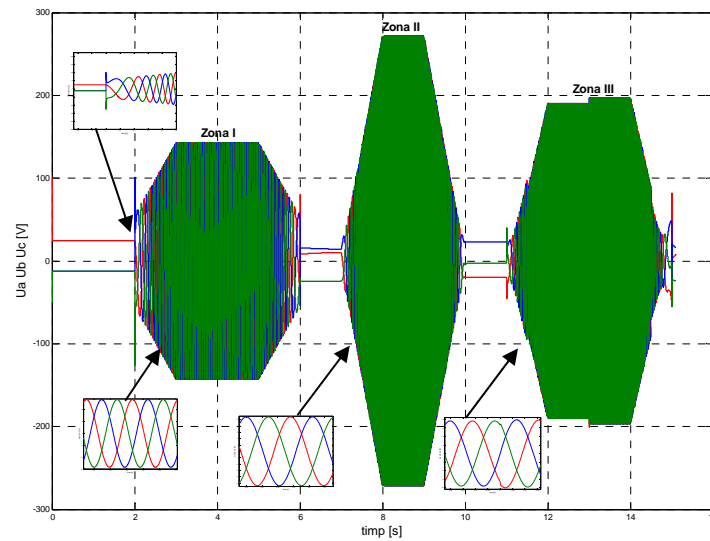
Fig.3.23 Modelul Simulink al sistemului de acționare electrică în poziție

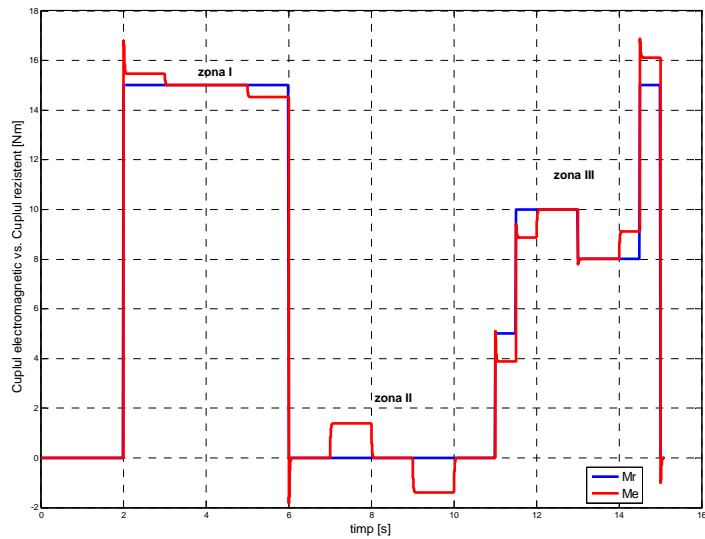
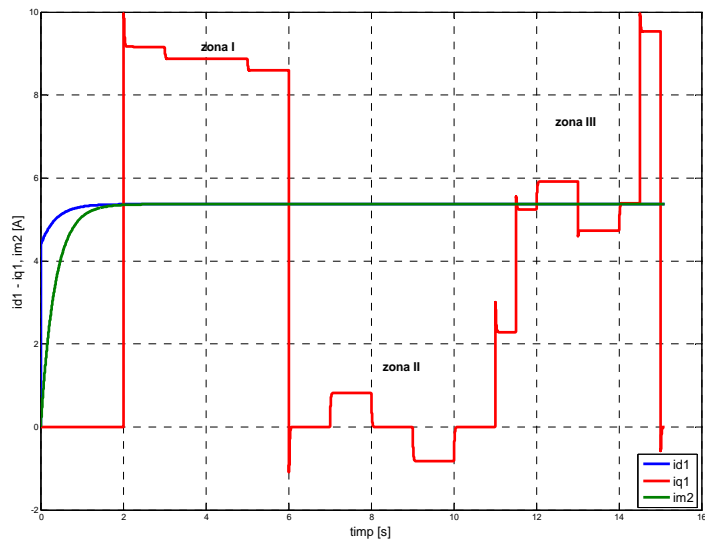
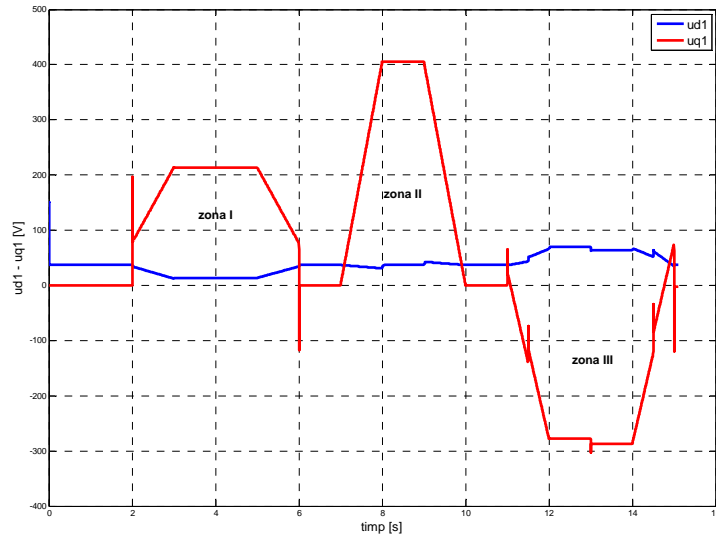
#### Rezultate de simulare

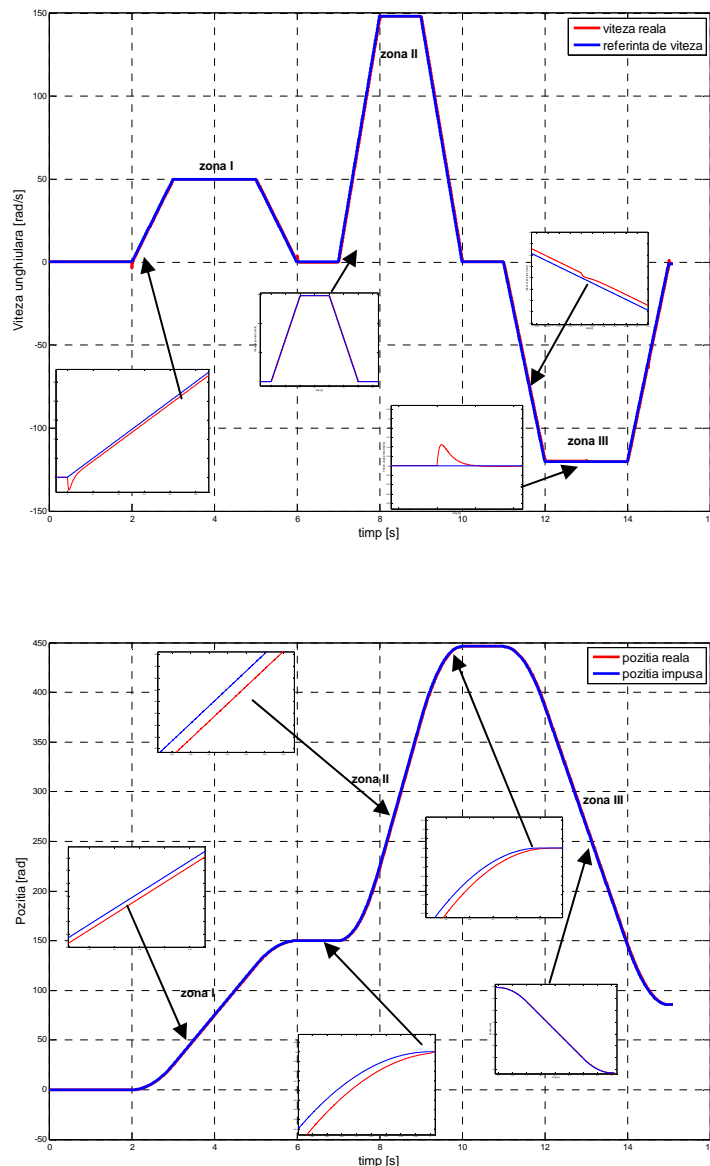
Primele rezultate de simulare sunt pentru cazul în care traiectoria de poziție este programată. Pe o singură simulare, Fig.3.24, s-au testat mai multe aspecte pentru a studia sistemul de control, după

cum urmează:

- *zona I de simulare*: viteza maximă unghiulară a rotorului este de  $33\% \omega_N$ , cuplul rezistent  $M_r = M_N$ , timpul final de poziționare  $T_{f1} = 4s$ , poziția finală  $\alpha_{f1} = 150rad$  ;
- *zona II de simulare*: viteza maximă unghiulară  $\omega = \omega_N$ , cuplu rezistent  $M_r = 0$  ;  $T_{f2} = 3s$ ,  $\alpha_{f2} = 296rad$  ;
- *zona III de simulare*: viteza unghiulară  $81\% \omega_N$ ,  $M_r$  variabil;  $T_{f3} = 4s$  ;  $\alpha_f = 360rad$  ;







**Fig.3.24** Sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție și programarea referințelor de viteză și poziție

Prin testul efectuat, cu cele trei zone de simulare pentru care condițiile de simulare diferă de la o zonă la alta, rezultatele controlului clasic în cascadă satisfac cerințele impuse. După cum se poate observa, Fig.3.24, urmărirea referinței de viteză și poziție se realizează cu o eroare acceptabilă ținând cont de faptul că regimul de funcționare este unul dinamic. Deasemenea eroarea de atingere a poziției finale este acceptabilă, în prima zonă de simulare aceasta este de  $0.01\text{rad}$ , pentru a doua zonă este de  $0.004\text{rad}$  iar pentru ultima zonă este de  $0.04\text{rad}$ . În ceea ce privește zona a treia de simulare, unde cuplul de sarcină este variabil, performanțele sistemului de reglare se pot observa pe diagramele de mai sus. Căderea de viteză, datorată perturbației cuplului de sarcină este compensată într-un timp destul de mic iar pe traiectoria de poziție aceasta nu se face simțită.

### 3.7 Concluzii

Rezultatele obținute în acest capitol, cum ar fi, adoptarea modelului cu orientare după câmpul rotoric pentru mașina de inducție, stabilirea parametrilor acestuia, implementarea Simulink a modelului mașinii asociat cu inverter de curent și inverter de tensiune, validarea prin simulare a

acestor modele sau implementarea Simulink a unei structuri convenționale de control în viteză și poziție, vor fi utilizate în secțiunile următoare pentru a desăvârși studiul în ceea ce privește conversia electromecanică optimă din punct de vedere energetic a unui sistem de acționare electrică în poziție cu mașina de inducție.

## 4. FORMULAREA PROBLEMEI DE CONTROL OPTIMAL PE CRITERII ENERGETICE PENTRU UN SISTEM DE ACȚIONARE ELECTRICĂ ÎN POZIȚIE CU MAȘINĂ DE INDUCȚIE

### 4.1 Introducere

În acest capitol se formulează problema de optimizare din punct de vedere energetic pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție. Aceasta constă în definirea unei funcții obiectiv pentru toate variabilele independente ale procesului astfel încât funcția să ia o valoare maximă sau minimă, cu sau fără anumite restricții.

Obiectivele conducerii optimale pentru sistemul de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție sunt astfel alese astfel încât să aibă proprietățile:

- reglare (erori de regim dinamic cât mai mici, atingerea punctuală a stării finale în timpul final impus);
- stabilitate ( încadrarea în limite admisibile a mărimilor electrice și mecanice);
- robustețe la variația mărimii perturbatoare și la variația parametrilor sistemului;
- creșterea eficienței energetice;

În baza celor menționate mai sus rezultă următorul model pentru mașina de inducție:

$$\begin{bmatrix} \dot{\alpha}(t) \\ \dot{\omega}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{F_v}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_m}{J} \end{bmatrix} \cdot i_{q1}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot M_r(t) \quad (4.16)$$

rezultând astfel un sistem liniar cu coeficienți constanți de forma

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Gw(t) \quad (4.17)$$

unde:

- starea sistemului

$$x(t) = \begin{bmatrix} \alpha(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

- comanda

$$u(t) = i_{q1}(t) \quad (4.19)$$

- perturbația

$$w(t) = M_r(t) \quad (4.20)$$

- A, B și G - matrici constante de dimensiune adecvată vectorilor de stare, intrare și perturbație;

### 4.2 Funcția criteriu de optimizare

Problema de optimizare constă în găsirea unei comenzi admisibile care să transfere sistemul (4.16) din starea inițială

$$x(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

în starea dorită



$$x_f = \begin{bmatrix} \alpha_f \\ \omega_f \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

într-un timp fixat  $T_f$ ,  $\alpha_f$  fiind poziția finală impusă iar  $\omega_f$  viteza finală, comandă care să minimizeze energia consumată de sistem pentru realizarea acestei deplasări. În acest scop se introduce funcția criteriu pătratică

$$J = \frac{1}{2} [x(t_f) - x_f]^T S [x(t_f) - x_f] + \frac{1}{2} \int_0^{t_f} [x^T(t) Q x(t) + u^T(t) R u(t)] dt \quad (4.23)$$

asociată sistemului (4.16), unde matricile de ponderare  $S$  și  $Q$  sunt 2x2 pozitiv semidefinite iar  $R$  este o matrice 1x1 pozitiv definită.

Primul termen al funcției criteriu (4.23) asigură o comportare dinamică netedă a realizării poziției  $\alpha(t)$ , eroare pătratică mică între poziția finală reală și cea impusă și eroare finală mică pentru  $\omega(t)$ . Astfel matricea  $S$  este de forma:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_2 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Acest prim termen al funcției criteriu numit și cost terminal, este dat de

$$\lambda(t_f) = \frac{1}{2} [x(t_f) - x_f]^T S [x(t_f) - x_f] = \frac{1}{2} [s_1 (\alpha(t_f) - \alpha_f)^2 + s_2 \omega^2(t_f)] \quad (4.25)$$

Adoptând matricea de ponderare  $Q$  de forma

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

al doilea termen din ecuația (4.23) devine

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_f} [x^T(t) Q x(t)] dt = \frac{1}{2} \int_0^{t_f} [q_1 \alpha^2(t) + q_2 \omega^2(t)] dt \quad (4.27)$$

unde primul termen al relației (4.27)

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_f} [q_1 \alpha^2(t)] dt \quad (4.28)$$

asigură o dinamică netedă pentru poziția reală  $\alpha(t)$ .

iar cel de al doilea termen

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_f} [q_2 \omega^2(t)] dt \quad (4.29)$$

va minimiza componentele de pierderi depinzând de viteza unghiulară, cum ar fi pierderile mecanice, prin frecări vâscoase, precum și pierderile în miezurile feromagnetice.

Deasemeni, prin minimizarea acestor componente de energie, viteza unghiulară  $\omega(t)$  se menține în limite nominale.

Ultimul termen al relației (4.23)

$$\frac{1}{2} \int_0^{t_f} [u^T(t) R u(t)] dt = \frac{1}{2} \int_0^{t_f} [r u^2(t)] dt \quad (4.30)$$

unde

$$R = [r] \quad (4.31)$$

are ca scop păstrarea controlului în limite admisibile și diminuarea pierderilor corespunzătoare. Timpul final de execuție a deplasării,  $T_f$ , este fixat și se alege în funcție necesitatea atingerii poziției finale  $\alpha_f$ , mai lent sau mai rapid. Astfel problema de control optimal este de tipul cu funcție criteriu pătratică, stare finală liberă, timp final fixat și fără restricții.

### 4.3 Soluția problemei de control optimal

Soluția problemei există și este unică dacă sistemul (4.16) este controlabil, complet observabil și matricile de ponderare îndeplinesc condițiile  $Q \geq 0$ ,  $S \geq 0$  și  $R > 0$  fiind de forma

$$u^*(t) = -R^{-1}B^T y(t) \quad (4.32)$$

$x(t)$  și  $y(t)$ , vectorul cost, fiind soluții ale sistemului canonic Euler-Lagrange,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -BR^{-1}B^T \\ -Q & -A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G \\ 0 \end{bmatrix} w(t) \quad (4.33)$$

cu condițiile de integrare: starea inițială, (4.21), și condiția de transversalitate [8]

$$y(t_f) = \left[ \frac{\partial \lambda(t)}{\partial x} \right]_{t=t_f} = S[x(t_f) - x_f] \quad (4.34)$$

Luând în considerare condiția de transversalitate (4.34) căutăm un vector cost de forma

$$y(t) = P(t)x(t) + v(t) \quad (4.35)$$

unde  $P(t)$  este soluția ecuației diferențiale matriciale de tip Riccati, EDMR,

$$\dot{P}(t) + P(t)A + A^T P(t) - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + Q = 0 \quad (4.36)$$

iar  $v(t)$  soluția ecuației diferențiale vectoriale asociate, EDVA,

$$\dot{v}(t) + A^T v(t) - P(t)BR^{-1}B^T v(t) + P(t)Gw(t) = 0 \quad (4.37)$$

Din cauza condițiilor de integrare (4.34) soluțiile  $P(t)$  și  $v(t)$  pot fi calculate numai recursiv și invers în timp, adică de la  $T_f$  la  $0$ . Pe de altă parte ecuațiile (4.36) și (4.37) sunt neliniare. Schema de integrare necesită de asemenea cunoașterea tuturor valorilor viitoare ale perturbației  $w(t)$ , incluzând  $w(t_f)$ , ceea ce este irealizabil. Concluzia este că pentru sistemul (4.33) nu poate fi construită o soluție.

În [7], [72], [74], [85] a fost propusă o soluție non-recursivă care poate fi calculată la orice moment de timp,  $t$ , dacă starea  $x(t)$  și perturbația  $w(t)$  sunt cunoscute în momentul calculului.

Construirea soluției se face în doi pași. În cadrul primului pas se definește timpul rămas până la timpul final  $T_f$  prin

$$\tau = t_f - t \quad (4.38)$$

și trei noi vectori

$$p(\tau) = x(t); q(\tau) = y(t); r(\tau) = w(t) \quad (4.39)$$

Sistemul canonic devine,

$$\begin{bmatrix} \dot{p}(\tau) \\ \dot{q}(\tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A & BR^{-1}B^T \\ Q & A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(\tau) \\ q(\tau) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} G \\ 0 \end{bmatrix} r(\tau) \quad (4.40)$$

iar condiția de transversalitate (4.34)

$$q(0) = S[p(0) - x_f] \quad (4.41)$$

La al doilea pas, se definesc noii vectori

$$\begin{bmatrix} m(\tau) \\ n(\tau) \end{bmatrix} = W^{-1} \begin{bmatrix} p(\tau) \\ q(\tau) \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

Utilizând (4.54), notațiile (4.55) și transformările (4.39) și (4.51), după manipulări simple, soluția (4.32) capătă forma

$$u^*(t) = -R^{-1}B^T P(t_f - t)x(t) + R^{-1}B^T K_1(t_f - t)x_f + R^{-1}B^T K_2(t_f - t)w(t) \quad (4.56)$$

unde

$$P(t_f - t) = \begin{bmatrix} W_{21} + W_{22}e^{-\Lambda(t_f-t)}Ee^{-\Lambda(t_f-t)} \\ \cdot [W_{11} + W_{12}e^{-\Lambda(t_f-t)}Ee^{-\Lambda(t_f-t)}]^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

este soluția nonrecursivă a EMDR, iar  $K_1(t_f - t)$  și  $K_2(t_f - t)$  sunt calculate similar ca  $P(t_f - t)$ , și au forme asemănătoare.

Soluția (4.56) are trei componente: prima componentă este reacția negativă după stare; a doua este componenta de impunere, pentru atingerea stării finale dorite  $x_f$ ; a treia componentă reprezintă o reacție pozitivă de compensare a influenței mărimii perturbatoare  $w(t)$ ;

Soluția este nonrecursivă, poate fi calculată pentru orice timp  $t$  și de la timpul inițial  $t = 0$  spre cel final  $T_f$ .

Structura controlului optimal este prezentată în fig.4.2.

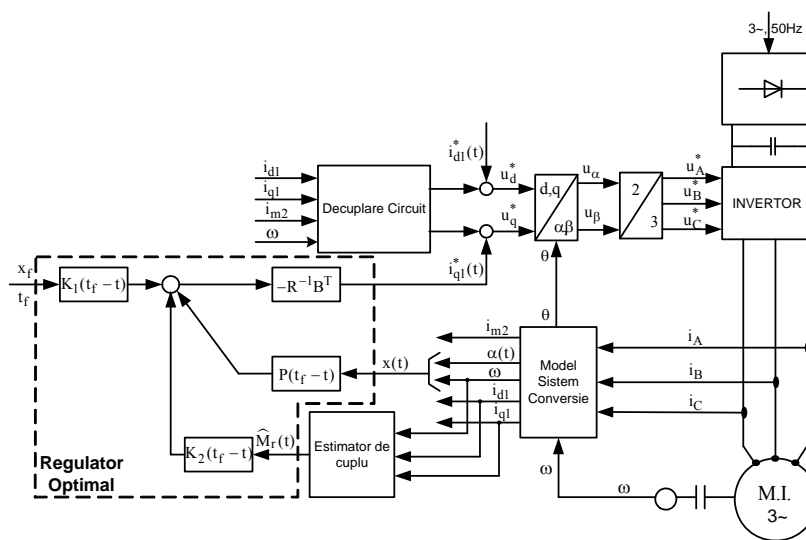


Fig.4.2 Structura sistemului de control optimal

#### 4.4 Alegerea matricilor de ponderare

Selecția matricilor de ponderare,  $S$ ,  $Q$ ,  $R$ , în concordanță cu cerințele sistemului controlat, reduceri energetice, atingerea stării finale impuse cu o eroare cât mai mică, robustețe la perturbații ale cuplului de sarcină sau la variații ale parametrilor sistemului, reprezintă o problemă importantă și totodată destul de dificilă [86], în ceea ce privește proiectarea unui regulator ce tratează o problemă de optimizare pătratică pe criterii energetice. Această selecție s-a realizat pe baza metodei cunoscute sub numele de „trial-and-error” sau „trial-by-error”. Prin intermediul simulărilor, parametrii matricilor de ponderare au fost variați analizându-se influența acestora asupra diverselor mărimi ale sistemului cum ar fi componenta curentului  $i_{q1}$ , viteza unghiulară sau poziția finală.

O atenție deosebită s-a acordat termenului  $r$  al matricii  $R$  care este direct proporțional cu  $i_{q1}$  reprezentând mărimea de comandă dar deasemeni și termenilor  $s_1$  și  $s_2$  ai matricii  $S$  care asigură eroare pătratică minimă între mărimea finală impusă și mărimea finală liberă.

O analiză pentru exemplificarea alegerii corespunzătoare a matricilor de ponderare va fi prezentată în continuare în condițiile: poziția finală,  $\alpha_f = 580rad$ ; timpul final,  $t_f = 6s$ ; cuplul rezistent,

$$M_r = 15Nm;$$

### Alegerea matricii S

În baza ultimei formulări, relația (4.25), poziția finală este determinată de termenul  $s_1$  iar viteza finală de termenul  $s_2$ . În urma analizei efectuate s-a constatat că o valoare suficient de mare a termenilor  $s_1$  și  $s_2$  conduc la erori finale mici între mărimile impuse și cele reale. În Fig.4.3 se poate observa influența matricii de ponderare S prin intermediul celor doi termeni,  $s_1$  și  $s_2$ , asupra poziției și vitezei unghiulare.

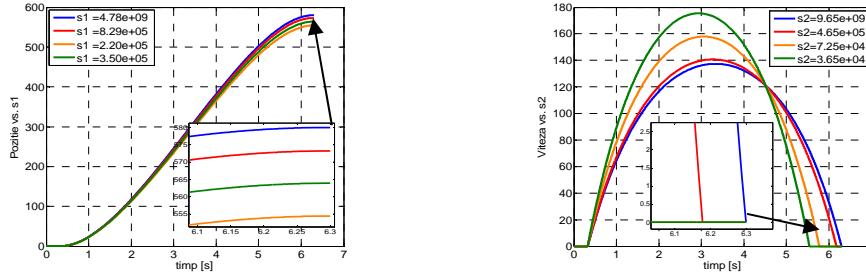


Fig.4.3 Influența parametrilor  $s_1$  și  $s_2$  asupra poziției și vitezei unghiulare

În urma testelor și analizelor efectuate valorile alese pentru cei doi termeni sunt:  $s_1 = 4.78e + 09$  și  $s_2 = 9.65e + 09$ . Aceste valori sunt cele care respectă cerințele impuse în ceea ce privește poziția finală și timpul final. Orice alte valori ale acestor termeni conduc la altă stare finală decât cea impusă. Eroarea de poziționare pentru valorile mai sus ale lui  $s_1$  și  $s_2$ , este  $\varepsilon = \alpha_f - \alpha(t_f) = 580 - 580.0001 = 0.0001rad$

### Alegerea matricii Q

Matricea Q prin intermediul celor doi termeni,  $q_1$  și  $q_2$ , (4.27), (4.28), (4.29), are ca scop obținerea unei traiectorii de poziție cu o dinamică cât mai bună și diminuarea pierderilor ce depind de viteza unghiulară. Astfel în Fig.4.4 se prezintă influența lui  $q_1$  asupra poziției unghiulare,  $\alpha(t)$ , și a lui  $q_2$  asupra vitezei unghiulare,  $\omega(t)$ .

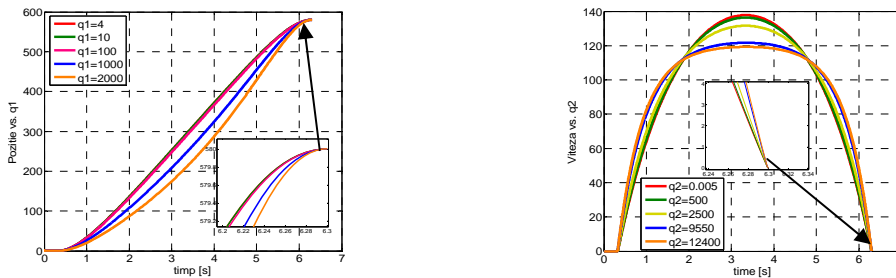


Fig.4.4 Influența parametrilor  $q_1$  și  $q_2$  asupra poziției și vitezei unghiulare

De asemenea, variația energiei disipate prin frecări vâscoase în funcție de valorile parametrului  $q_2$  a matricii Q este prezentat în Fig.4.5.

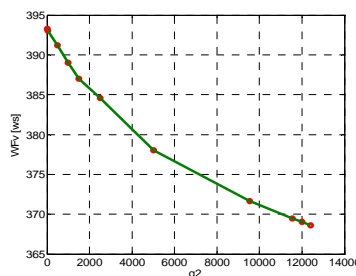


Fig.4.5 Variația energiei prin frecării vâscoase în funcție de  $q_2$ 

După analiza efectuată pentru a observa influența matricii de ponderare  $Q$  asupra dinamicii poziției și vitezei unghiulare dar și asupra componentelor de pierderi, valorile adoptate pentru  $q_1$  și  $q_2$ , în funcție de condițiile finale impuse,  $\alpha_f = 580\text{rad}$  și  $t_f = 6\text{s}$ , sunt:

$$Q = \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 12400 \end{bmatrix}$$

### Alegerea matricii R

Sarcina matricii  $R$  conform relațiilor (4.30) și (4.31) este de a diminua principalele pierderi din mașină și anume cele din înfășurările statorice și rotorice dar deasemeni și menținerea comenzii,  $i_{q1}$ , în limite admisibile. Astfel în Fig.4.6 se prezintă variația comenzii,  $i_{q1}$ , a vitezei și poziției unghiulare,  $\omega(t)$ ,  $\alpha(t)$ , în funcție de matricea  $R$ .

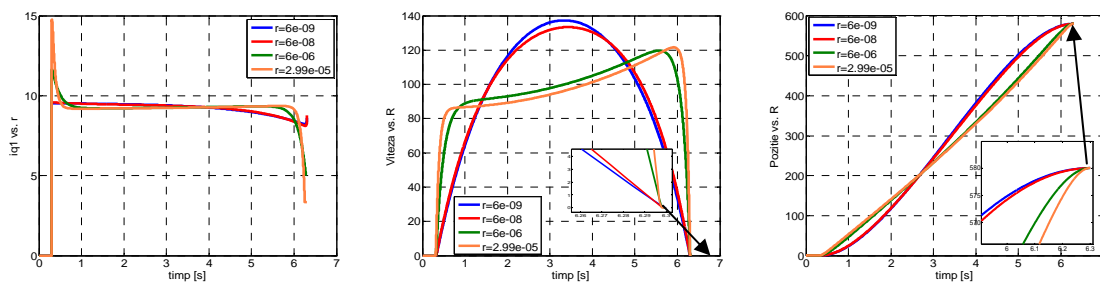
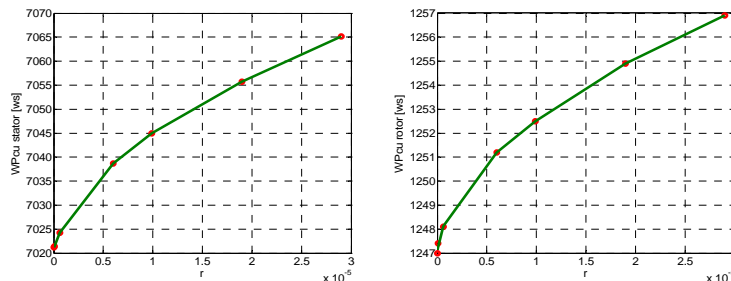


Fig.4.6 Influența matricii R asupra mărimilor de stare și a comenzii

Influența matricii  $R$  asupra pierderilor principale din mașină, cele din înfășurările statorice și rotorice, se prezintă în Fig.4.7.

Fig.4.7 Variația pierderilor în înfășurarea statorică și rotorică în raport cu termenul  $r$  al matricii  $R$ 

Pe baza analizei realizate, pentru aceleași condiții finale,  $\alpha_f = 580\text{rad}$  și  $t_f = 6\text{s}$ , și ținând cont de dinamica mărimilor de stare precum și de variația pierderile în  $\text{Cu}$  din stator și rotor, valoarea adoptată pentru matricea de ponderare  $R$ , este:  $R = [6e-09]$

Alegerea matricilor de ponderare, așa cum reiese din literatura de specialitate, și din cele prezentate mai sus, nu este deloc o problemă simplă. În continuare se fac cercetări, cele mai noi fiind cele în care alegerea matricilor se bazează pe algoritmi genetici sau pe diverse tehnici de căutare bazate pe inteligență artificială [87], [88], [89], [90].

### 4.5 Estimarea componentelor de putere și de energie ale mașinii de inducție trifazate în regim dinamic

Pentru a evalua energetic eficiența legii de comandă optimale găsite este necesar a se realiza un model de calcul al pierderilor energetice din mașină [7].

Energia corespunzătoare intervalului de conducere, folosind un extrapolator de ordinul zero

$$W_1 = \sum_{k=1}^N \frac{3}{2} [u_{d1}(k)i_{d1}(k) + u_{q1}(k)i_{q1}(k)] \cdot T \quad (4.60)$$

unde:  $N$  - numărul de perioade de eșantionare  $T$ ;  $u_{d1}, u_{q1}$  - componentele tensiunii statorice;  $i_{d1}, i_{q1}$  - componentele curentului statoric;  $k$  - pasul de integrare;

Energia disipată în înfășurarea statorică

$$W_{Cu1} = \sum_{k=1}^N \frac{3}{2} R_1 [i_{d1}^2(k) + i_{q1}^2(k)] \cdot T \quad (4.63)$$

unde:  $R_1$  - rezistența statorică a mașinii;

Energia disipată în înfășurarea rotorică

$$W_{Cu2} = \sum_{k=1}^N \frac{3}{2} R_2 [i_{d2}^2(k) + i_{q2}^2(k)] \cdot T \quad (4.68)$$

Energia pierdută prin frecări vâscoase

$$W_{Fv} = \sum_{k=1}^N F_v \Omega^2(k) \cdot T \quad (4.76)$$

Energia utilă la arborele mașinii

$$W_u = \sum_{k=1}^N M_r \cdot \Omega(k) \cdot T \quad (4.78)$$

#### 4.6 Validarea prin simulare a controlului optimal

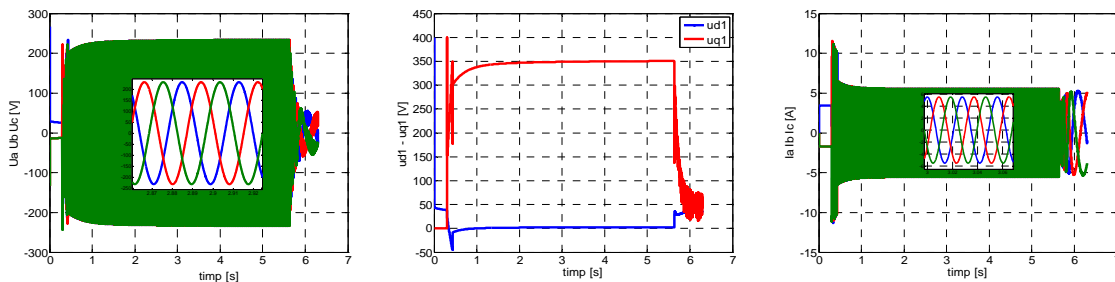
Pe baza soluției controlului optimal calculate mai sus și a structurii acestuia din Fig.4.2, algoritmul a fost implementat în Matlab-Simulink®. Ipotezele de modelare a mașinii de inducție sunt aceleași ca și în cazul controlului convențional.

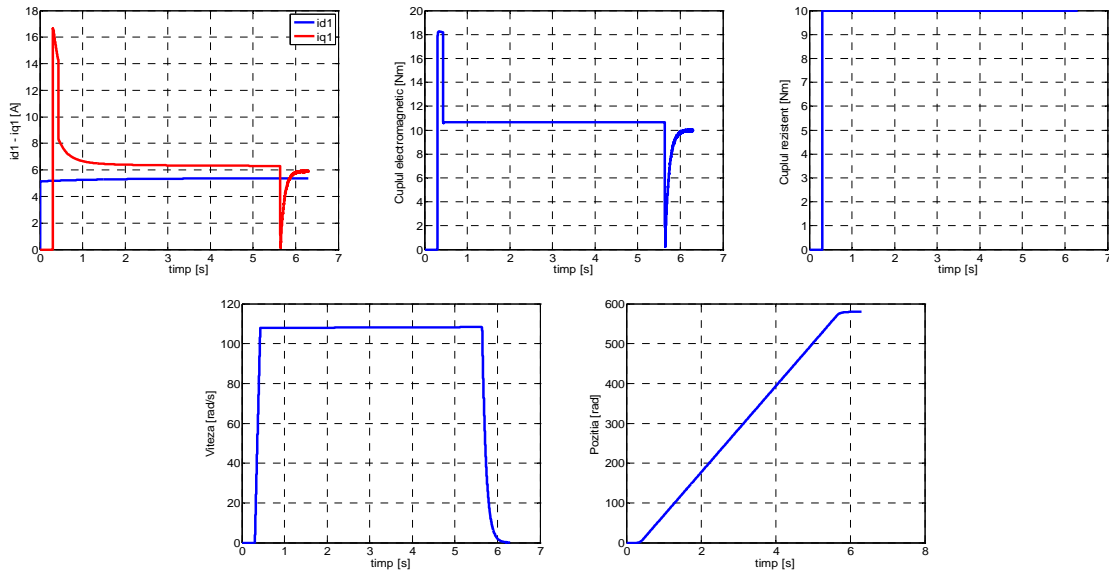
În acest capitol validarea controlului optimal se va face numai la nivel de simulare atât din punct de vedere energetic cât și a performanțelor dinamice cum ar fi atingerea poziției finale impuse în timpul final prescris cu eroare de poziționare cât mai mică, suprareglaje reduse pentru curenți și cuplul electromagnetic, robustețe la variații ale cuplului de sarcină.

O primă validare a controlului optimal se va face din punct de vedere energetic prin compararea acestuia cu un control convențional bazat pe reglatoare de tip PI și P, control dezvoltat în capitolul precedent.

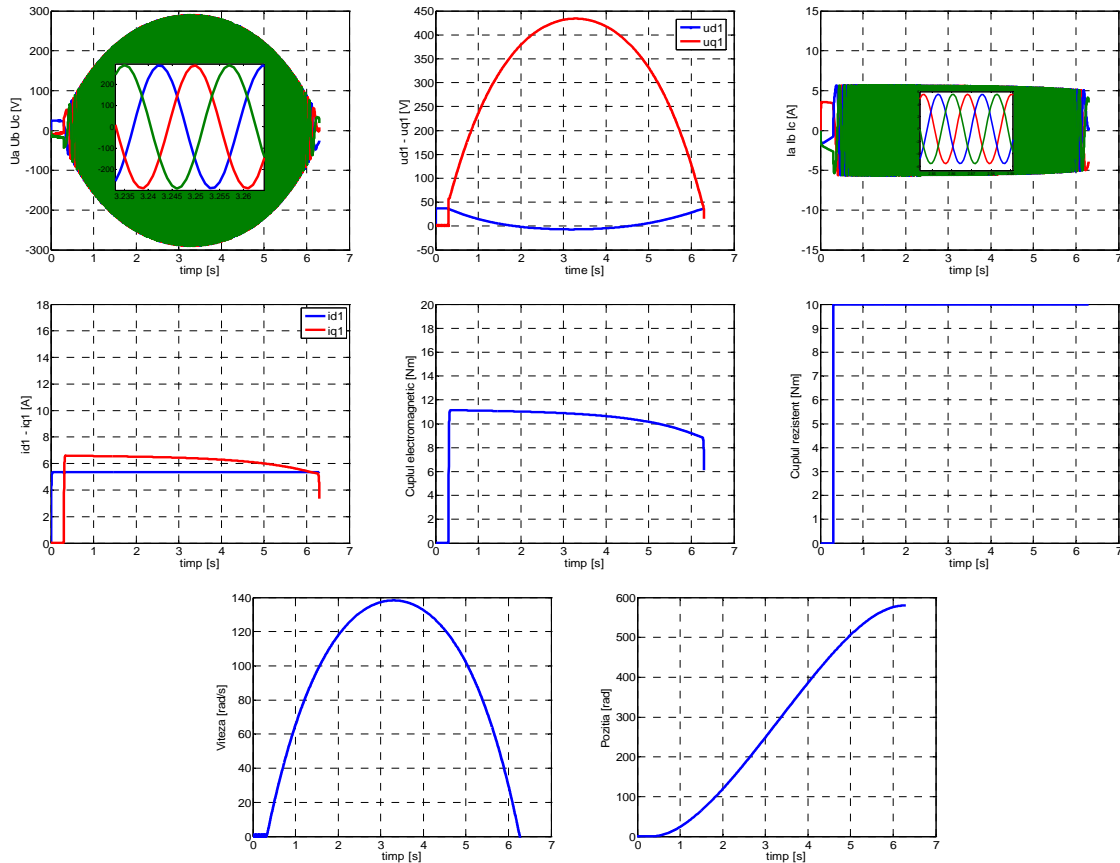
Condițiile impuse pentru care s-a realizat validarea sunt: poziția finală,  $\alpha_f = 580rad$ ; timpul final,

$T_f = 6s$ ; cuplul rezistent,  $M_r = 10Nm$ ;





**Fig.4.8** Variația principalelor mărimi ale sistemului de poziționare pentru controlul convențional în condițiile  $\alpha_f = 580rad$  ,  $T_f = 6s$  ,  $M_r = 10Nm$



**Fig.4.9** Variația principalelor mărimi ale sistemului de poziționare pentru controlul optimal în condițiile  $\alpha_f = 580rad$  ,  $T_f = 6s$  ,  $M_r = 10Nm$

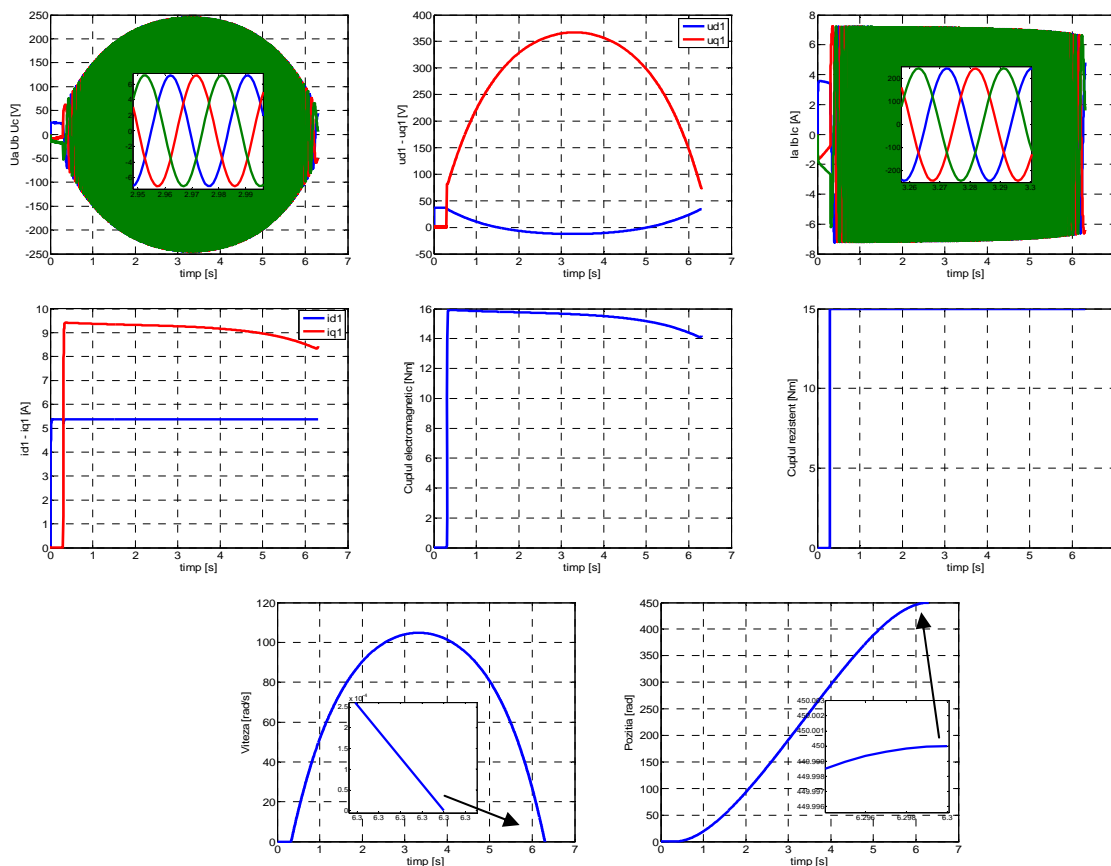
În Fig.4.8 și Fig.4.9 sunt prezentate variațiile principalelor mărimi pentru cele două tipuri de control, convențional și optimal. Pe baza acestor rezultate de simulare s-a realizat analiza energetică prezentată în Tabelul 4.1. Pentru aceleași condiții de simulare se pot remarca câteva diferențe între cele două tipuri de control, în special pe variația tensiunii, curentului și a vitezei. De asemenea se poate remarca valoarea mai mare a curentului la pornire pentru controlul convențional.

**Tabelul 4.1** Analiză energetică

Control	$T_f^*$ [s]	$M_r^*$ [Nm]	$\alpha_f^*$ [rad]	$W_1$ [ws]	$W_{Pcu1}$ [ws]	$W_{Pcu2}$ [ws]	$W_{Fv}$ [ws]	$W_u$ [ws]
Conv.	6	10	580	13273.93	4494.1	655.2	371	5800
Optimal	6	10	580	13039	4198.7	575.24	395.12	5800
Diferență absolută	-	-	-	-234.93	-295.4	-79.96	24.12	0
Optimal/Conv [%]	-	-	-	-1.76	-6.57	-12.20	+6.5	0

Analiza energetică prezentată în Tabelul 4.1 s-a realizat pe baza relațiilor din subcapitolul anterior. Diferențele între cele două tipuri de control în ceea ce privește energia vehiculată de sistemul de poziționare se evidențiază printr-o diminuare a energiei de intrare cu 1.76% în cazul controlului optimal. De asemenea, pierderile Joule din stator și rotor sunt diminuate pentru controlul optimal. Aceste reduceri ale principalelor pierderi din mașină conduc către o îmbunătățire a eficienței conversiei în regim dinamic chiar dacă pierderile prin frecări vâscoase cresc.

În continuare se va realiza validarea controlului optimal din punct de vedere al performanțelor dinamice. În acest sens un prim test s-a efectuat în condițiile: poziția finală,  $\alpha_f = 450\text{rad}$ ; timpul final,  $T_f = 6\text{s}$ ; cuplul rezistent,  $M_r = 15\text{Nm}$ ;



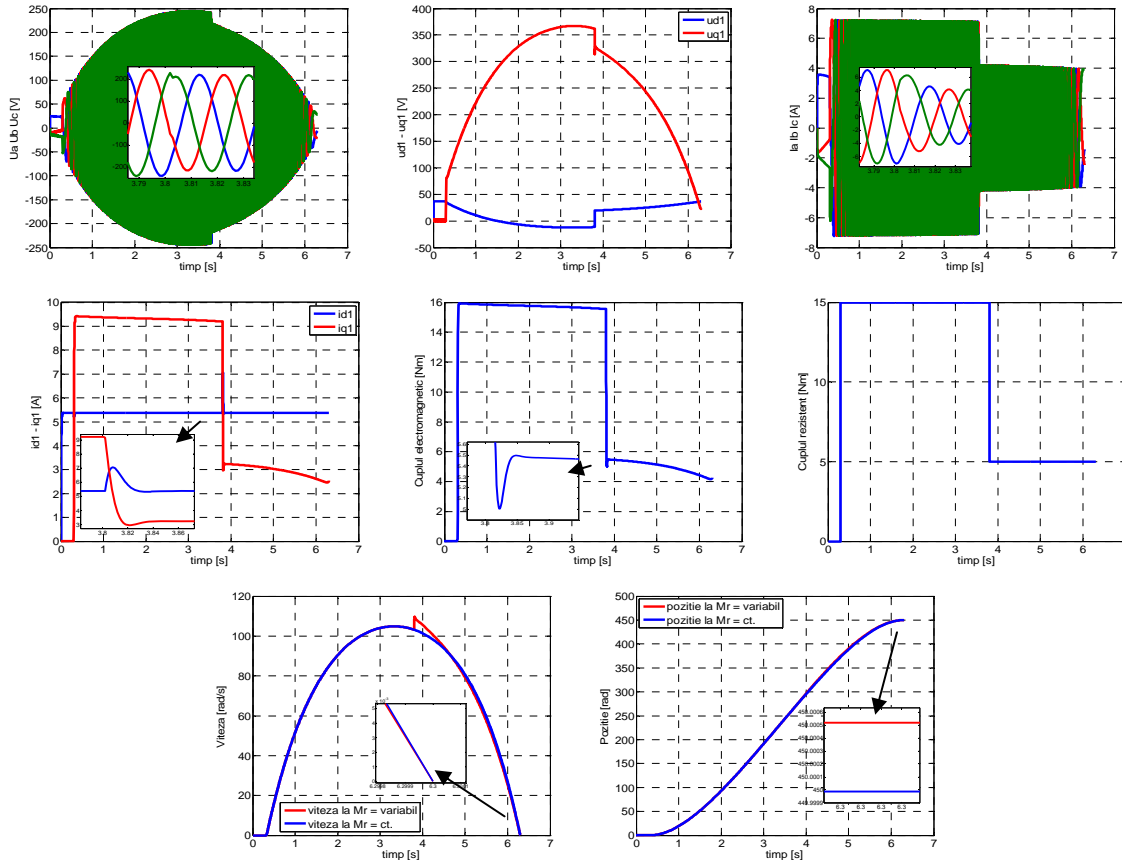
**Fig.4.10** Variația principalelor mărimi ale sistemului de poziționare pentru  $\alpha_f = 450\text{rad}, T_f = 6\text{s}, M_r = 15\text{Nm}$

În Fig.4.10 se prezintă variația principalelor mărimi ale sistemului de poziționare cu mașină de inducție, după cum urmează: tensiunile trifazate de alimentare, componentele continue ale tensiunii trifazate, curenții trifazați, componentele continue ale curenților trifazați, cuplul electromagnetic și cel rezistent, viteza și poziția unghiulară. După cum se poate observa, toate mărimile sunt în limite



normale. Principalele condiții impuse, timpul final și poziția finală, sunt îndeplinite cu precizie. Deasemeni, lipsa suprareglajelor pe curent și cuplu electromagnetic reprezintă un avantaj al comenzii optimale.

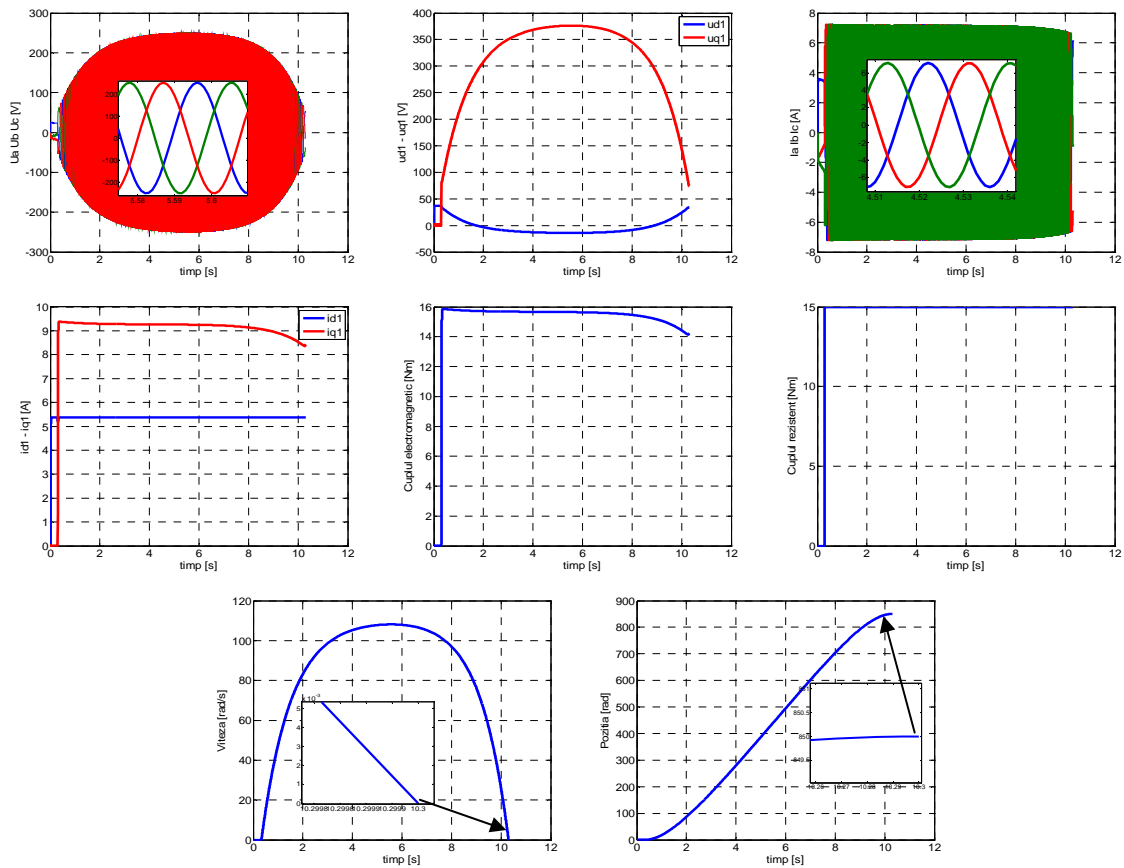
Un al doilea test s-a efectuat în aceleași condiții dar de data aceasta s-a introdus o perturbație de cuplul de sarcină pentru a pune în evidență robustețea comenzii, Fig.4.11. De asemenea trebuie menționat faptul ca valorile matricilor de ponderare sunt aceleași ca în cazul precedent.



**Fig.4.11** Variația principalelor mărimi ale sistemului de poziționare pentru  $\alpha_f = 450rad, T_f = 6s$  și  $M_r$  variabil

Comportamentul legii de control optimal pentru cazul în care se aplică o perturbație de cuplul de sarcină în timpul poziționării, este unul care trebuie remarcat, în sensul că realizarea condițiilor finale impuse, poziție finală și timp final, sunt realizate cu precizie destul de bună, după cum reiese din Fig.4.11. Mai mult decât atât trebuie menționat că realizarea acestora se face pentru aceleași valori ale matricilor de ponderare ca și în cazul testului realizat anterior. În diagramele pentru viteza și poziția unghiulară din Fig.4.11 sunt prezentate cu albastru mărimile respective pentru cazul în care cuplul de sarcină este constant iar cu roșu cazul în care cuplul de sarcină scade la  $t = 3.8$  de la  $M_r = 15Nm$  la  $M_r = 5Nm$ . După cum se poate vedea, perturbația de cuplu de sarcină pe traiectoria de viteză este corectată suficient de rapid astfel încât timpul final de execuție a poziționării să nu fie afectat. În ceea ce privește efectul acestei perturbații asupra poziției unghiulare, acesta este minim, după cum se poate vedea, Fig.4.11.

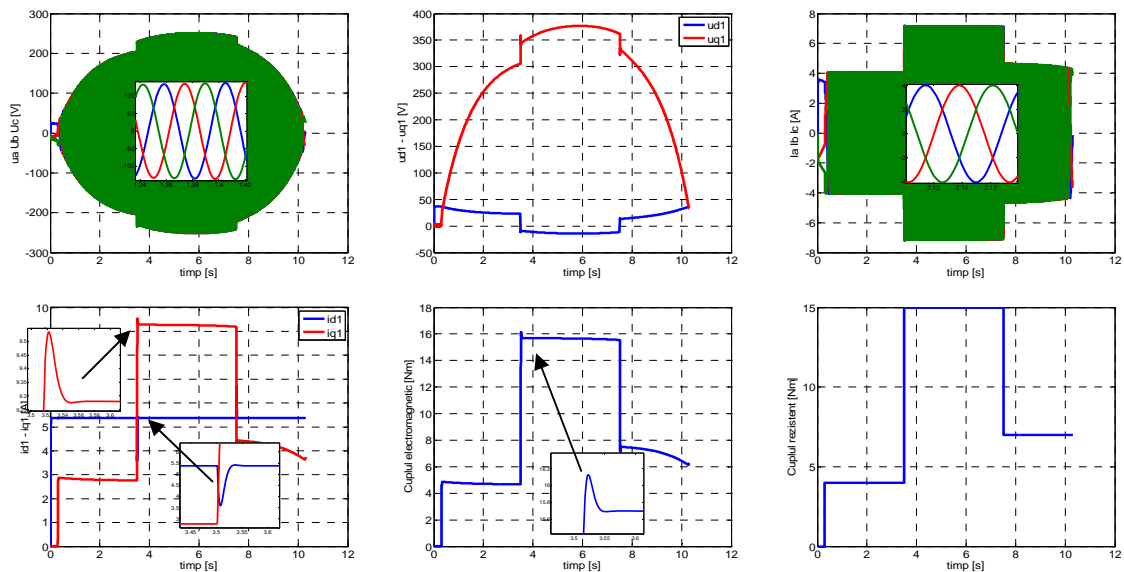
Un nou test care să valideze controlul optimal este realizat în următoarele condiții: poziția finală,  $\alpha_f = 850rad$ ; timpul final,  $T_f = 10s$ ; cuplul rezistent,  $M_r = 15Nm$ ;

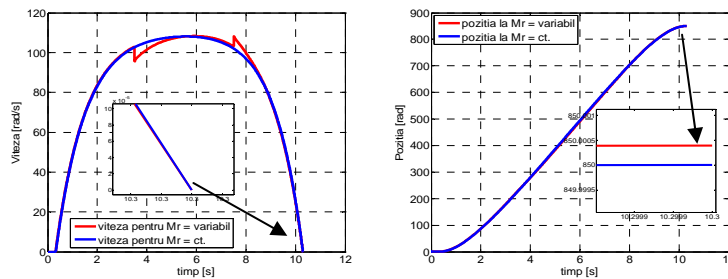


**Fig.4.12** Variația principalelor mărimi ale sistemului de poziționare pentru  $\alpha_f = 850rad, T_f = 10s, M_r = 15Nm$

Noul test s-a efectuat pentru a pune în evidență performanțele legii de control optimal și pentru alte condiții de timp final și poziție finală.

Un ultim test se va efectua pentru a vedea comportamentul comenzii optimale în cazul în care se aplică mai multe perturbații ale cuplului de sarcină în timpul unei poziționări, Fig.4.12. Condițiile impuse pentru timp final și poziție finală sunt aceleași ca în cazul precedent numai că evoluția cuplului de sarcină este următoarea: la  $t = 0.3, M_r = 4 Nm$ ; la  $t = 3.5, M_r = 15 Nm$ ; la  $t = 7.5, M_r = 4 Nm$ ;





**Fig.4.13** Variația principalelor mărimi ale sistemului de poziționare pentru  $\alpha_f = 850rad, T_f = 10s$  și  $M_r$  variabil

Ca și în cazul precedent, Fig.4.10, și în acest caz se confirmă comportamentul bun al comenzii optimale în condițiile în care cuplul de sarcină variază. Așa cum se poate observa din Fig.4.13, atingerea poziției finale prescrise în timpul final impus se realizează cu o precizie destul de bună, eroarea finală fiind de 0.0004rad.

#### 4.7 Concluzii

Controlul optimal dezvoltat în acest capitol, spre deosebire de alte strategii de control optimal, este unul specific regimurilor dinamice de funcționare a unui sistem de conversie electromecanic, cum ar fi porniri, frânări, reversări sau sisteme de acționare electrică cu control în poziție. Așa cum s-a mai menționat în această lucrare, o astfel de problemă de optimizare este cunoscută sub termenul generic de „*problema de optimizare liniar pătratică*”.

În acest capitol problema de optimizare s-a dezvoltat pentru un sistem de acționare electrică cu control în poziție, invertor de tensiune și mașină de inducție, până la viteza nominală ceea ce înseamnă că fluxul în mașină este menținut constant, la valoarea nominală. Soluția problemei de control optimal este una nerecursivă, determinată pe baza metodelor variaționale, ce se poate calcula la timpul curent.

Legea de comandă obținută este una de tip analitic, fără aproximări și ipoteze simplificatoare și se poate implementa numeric.

Funcția criteriu a fost aleasă astfel încât performanțele regimurilor dinamice să corespundă, cel puțin, cerințelor impuse sistemelor de conversie electromecanică actuale.

Problema de conducere optimală este una cu timp final impus, stare finală liberă, fără restricții, dar prin alegerea corespunzătoare a matricilor de ponderare se obține limitarea comenzii și a mărimilor de stare. Alegerea acestora în concordanță cu cerințele impuse prin intermediul criteriului de performanță s-a realizat prin intermediul așa numitei metode „*trial-and-error*”.

O primă validare a controlului optimal s-a realizat, prin simulare în Matlab-Simulink<sup>®</sup>, din punct de vedere energetic și a performanțelor dinamice impuse prin intermediul criteriului de performanță. Pentru aceasta s-au considerat două cazuri principale și anume două poziționări cu timpi finali și poziții finale impuse diferite. La aceste două cazuri principale s-au mai adăugat alte două încercări pentru cuplul de sarcină variabil. Rezultatele obținute la aceste teste ne arată că cel puțin, deocamdată, din punct de vedere al performanțelor dinamice, acest tip de control poate rivaliza cu orice alt tip de control.

## 5. STAND EXPERIMENTAL PENTRU DEZVOLTAREA UNOR NOI LEGI DE CONTROL PENTRU SISTEMELE DE CONVERSIE ELECTROMECHANICĂ CU MAȘINI DE INDUCȚIE

### 5.1 Introducere

Realizarea acestui stand experimental are ca scop testarea unor noi structuri de control pentru sistemele de conversie electromecanică fie cu mașini de inducție fie cu mașini de curent-continuu. În cazul de față, așa cum se știe din capitolul precedent, noua lege de control este una de tip optimală ce are ca scop diminuarea pierderilor din mașina de inducție în regimuri tranzitorii de funcționare. Pentru aceasta există două convertizoare de frecvență, (Altivar și Danfoss), controlate prin intermediul unei plăci de achiziție și prelucrare de date dSPACE 1104. Pe lângă cele două convertizoare de frecvență mai există unul pentru sistemele de acționare cu mașini de curent-continuu de tip c.a. – c.c. de la firma Allen Bradley. În Figura 5.1 se prezintă structura de bază a standului experimental.

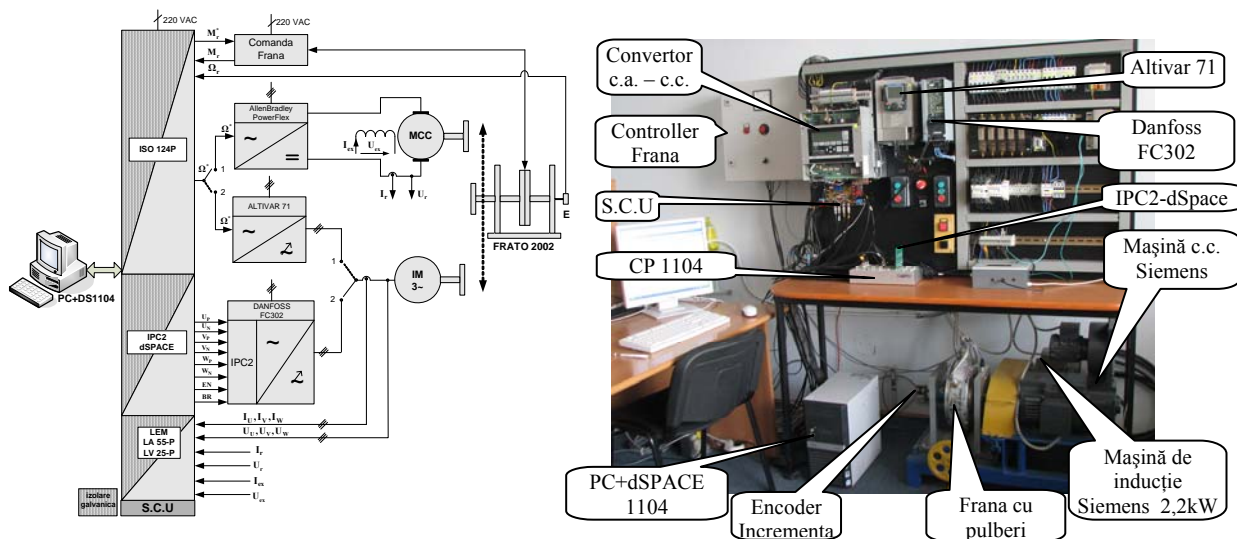


Fig.5.2 Stand experimental pentru studiul sistemelor de conversie electromecanică

### 5.2 Configurare și posibilități de control

Așa cum s-a putut observa din cele de mai sus, există două posibilități de configurare a standului experimental pentru testarea noilor structuri de control a sistemelor de acționare electrică cu mașini de inducție:

- pe baza inverterului Danfoss;
- pe baza inverterului Altivar;

#### 5.2.3 Configurarea standului experimental de dezvoltare pe baza inverterului Altivar

Cea de a doua modalitatea de configurare a standului s-a realizat pe baza inverterului Altivar 71 și bineînțeles a plăcii dSpace 1104. De data aceasta structura proprie de control a inverterului este

păstrată, fiind un control clasic în cascadă. Structura detaliată a acestei configurații este prezentată în Fig.5.4.

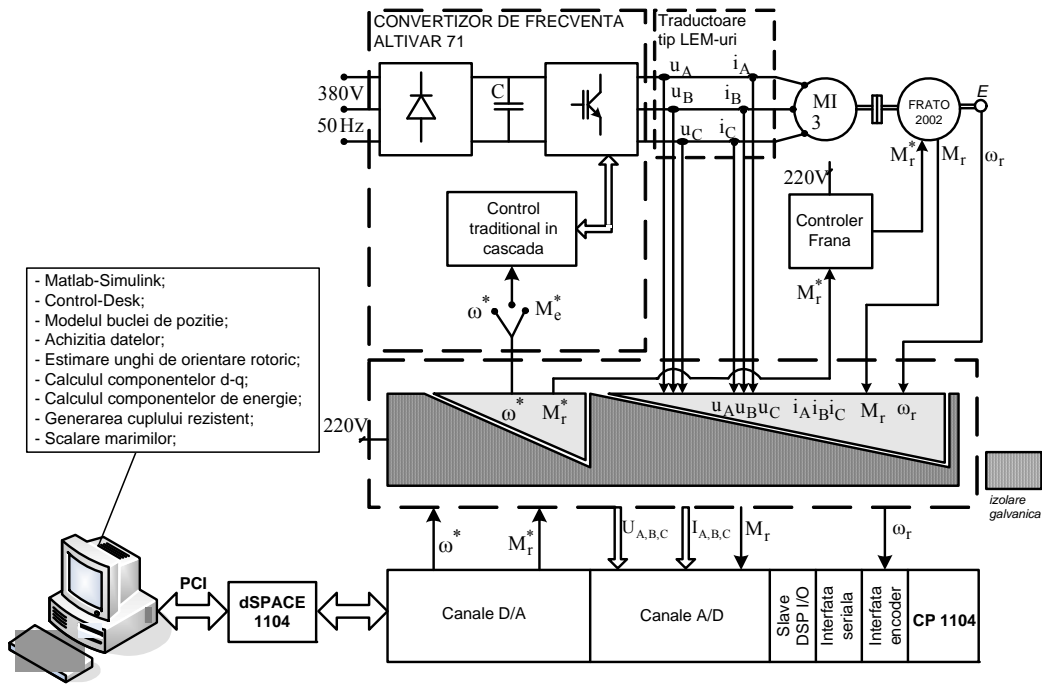


Fig.5.4 Configurație stand experimental pe baza inverterului Altivar

### 5.3 Subsistemul software pentru testarea legii de comandă optimă utilizând inverterul Altivar

Așa cum se știe din capitolele precedente, noua lege de control dezvoltată pentru sistemele de acționare electrică cu mașini de inducție este una de tip optimal din punct de vedere energetic. Acest nou controler are de fapt în vedere diminuarea consumului de energie a sistemului de conversie electromecanică prin diminuarea pierderilor din mașină în regimuri tranzitorii de funcționare, păstrându-se totodată performanțele dinamice și statice. În această lucrare, legea de control optimă s-a dezvoltat pentru un sistem de acționare electrică în poziție, sistem ce este caracterizat preponderent prin regimuri dinamice de funcționare.

Subsistemul software, având ca suport hardware-ul prezentat anterior, s-a realizat pentru testarea și validarea experimentală a acestei noi legi de control optimal. Aceasta va fi analizată din punct de vedere energetic și a performanțelor dinamice, prin comparație, cu un sistem tradițional de reglare în cascadă.

Validarea se va face pentru configurația standului experimental din Fig.5.4. Aceasta face ca legea de control optimal să se transforme într-una suboptimală. Motivul pentru care are loc această transformare se datorează convertorului de frecvență Altivar 71, căruia i se păstrează structura proprie de control, una clasică în cascadă, cu regulatoare pentru curent și viteză și care trebuie să urmărească o traiectorie de poziție optimă energetic.

Pentru crearea sistemului de acționare în poziție, Fig.5.13 se mai adaugă o buclă, una externă convertizorului, și anume cea pentru controlul poziției. Aceasta este realizată cu un regulator clasic de tip P.

Generarea referinței de poziție se face într-o manieră împrumutată din teoria „controlului mișcării” și anume referința de poziție este obținută prin integrarea unei referințe de viteză.

Pentru sistemul tradițional de acționare electrică în poziție, referința de viteză poate fi una de tip trapez, rampă, etc. Aceasta se calculează astfel încât să se obțină referința de poziție dorită și timpul final dorit.

Pentru testarea legii de control optimal în variantă suboptimală, referința de poziție este obținută prin integrarea vitezei. Aceasta este una de tip optimal energetică obținută prin intermediul algoritmului dezvoltat în Cap.4.

Așa cum se poate observa din Fig. 5.13, pe bucla de viteză s-a introdus o reacție de tip feed-forward a semnalului de referință a vitezei unghiulare ce are rolul de a îmbunătăți precizia cu care sistemul de control urmărește traiectoria de poziție impusă.

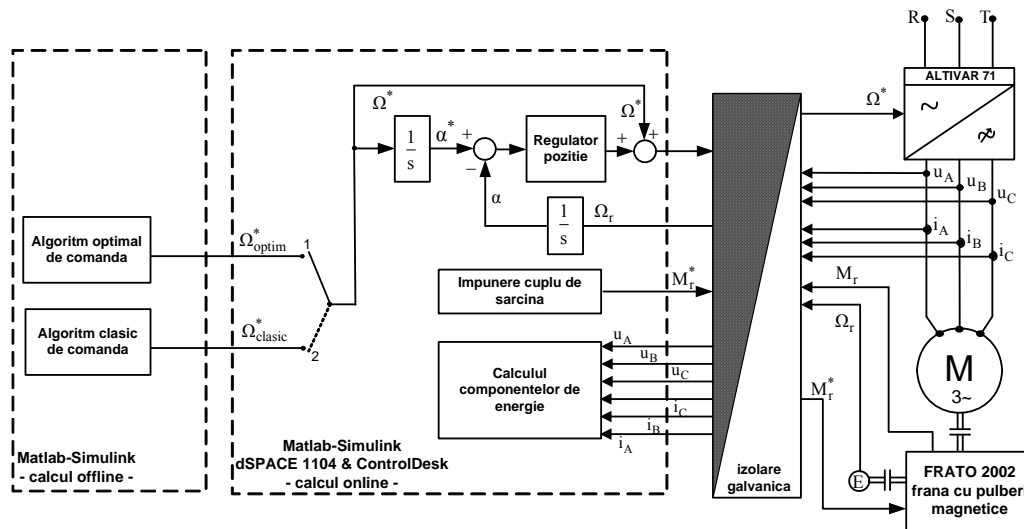
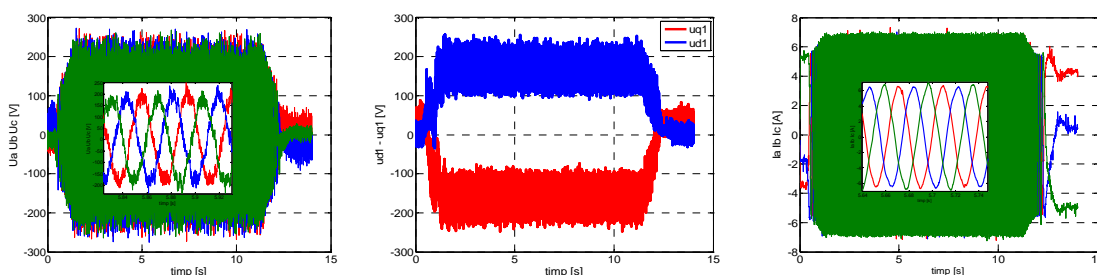


Fig.5.13 Principiul comenzii suboptimale

### 5.4 Rezultate experimentale

În acest subcapitol se vor prezenta rezultate experimentale care să se valideze punerea în funcțiune a standului experimental și implementarea celor două legi de comandă, convențională și suboptimală, urmând ca în capitolul următor să se realizeze și o analiză din punct de vedere energetic a acestora.

În acest sens setul de rezultate a fost obținut pentru un timp final de poziționare  $T_f = 12s$ , o poziție finală  $\alpha_f = 800rad$  și un cuplu rezistent de tip rampă  $M_r = 10Nm$ . Aceste condiții au fost impuse ambelor tipuri de comenzi. În Fig.5.26, pentru controlul convențional, și în Fig.5.27, pentru controlul suboptimal, se prezintă formele de variație ale principalelor mărimi, după cum urmează: tensiunile trifazate de alimentare ale mașinii, componentele continue ale tensiunii  $u_{d1} - u_{q1}$ , curenții trifazați, componentetele continue ale curentului  $i_{d1} - i_{q1}$ , viteza unghiulară a mașinii, poziția unghiulară a rotorului și cuplul de sarcină.



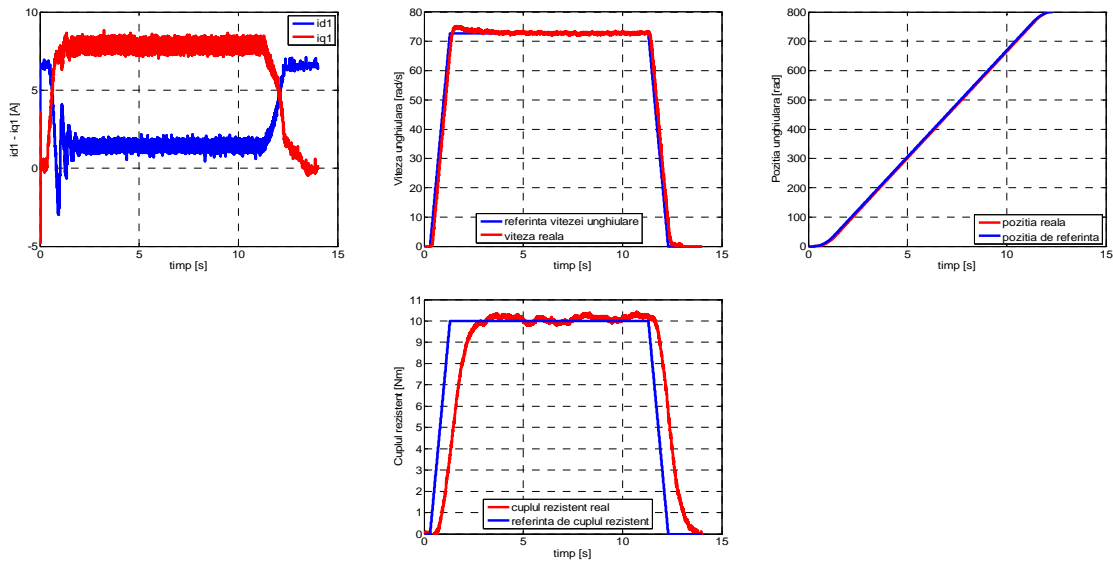


Fig.5.26 Rezultate experimentale pentru controlul convențional  $T_f = 12s$ ,  $\alpha_f = 800rad$ ,  $M_r = 10Nm$

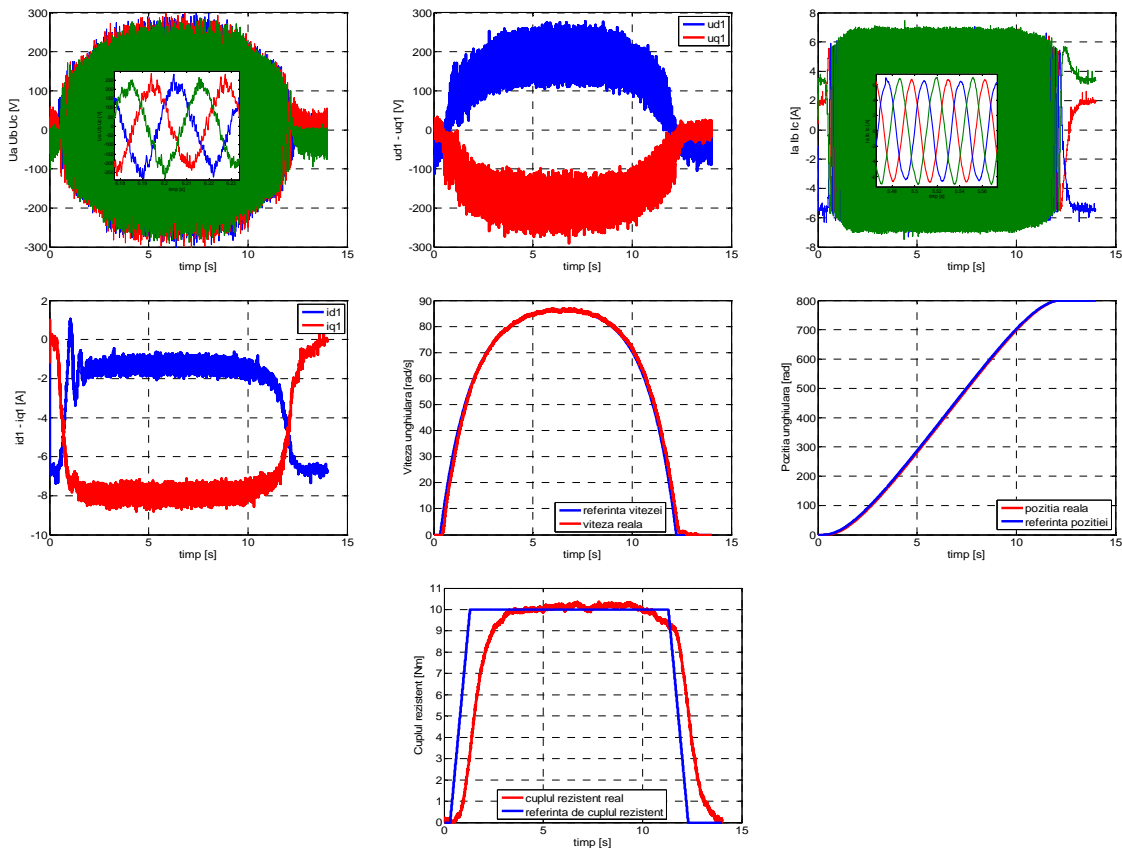


Fig.5.27 Rezultate experimentale pentru controlul suboptimal  $T_f = 12s$ ,  $\alpha_f = 800rad$ ,  $M_r = 10Nm$

Între cele două tipuri de control există mai multe diferențe după cum se poate observa din Fig.5.26 și Fig.5.27, în special în ceea ce privește forma de variație a tensiunii, vitezei și nu în ultimul rând a poziției unghiulare. Deasemenea variațiile tuturor mărimilor se încadrează în limitele admisibile. Totodată trebuie remarcată capacitatea sistemului convențional de control în cascadă al convertizorului de a urmări traiectoria optimă pentru viteză și poziție cu erori minime și fără suprareglaje. Cu toate acestea se pot observa oscilațiile componente  $d$  a curentului statoric, în ambele cazuri, clasic și suboptimal, oscilații care se datorează în mare parte convertizorului de

frecvență care este de tip industrial și are restricționat accesul la reglatoarele de curent. Din motive practice, referința cuplului rezistent a fost programată de tip rampă și la o valoare de aproximativ 70% din valoarea nominală a cuplului rezistent. Eroarea, destul de mare, dintre referința cuplului rezistent și mărimea reală a acestuia se datorează frânei cu pulberi magnetice care la viteze mici nu poate urmări mărimea impusă.

### 5.5 Concluzii

Acest capitol este dedicat prezentării standului experimental realizat pentru validarea diferitelor metode de control pentru sistemele de conversie electromecanică. În această lucrare metoda de control ce se dorește a fi validată este una de tip optimal din punct de vedere energetic fiind aplicată unui sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție.

Standul permite verificarea unei game foarte variate de metode de control datorită flexibilității software și hardware a acestuia: sistem de acționare cu mașină de curent-continuu sau mașină de inducție, comandă directă prin generarea semnalelor de tip PWM pentru mașina de inducție sau comandă în viteză sau cuplu prin intermediul convertizorului de tip industrial Altivar.

Dezvoltarea algoritmilor de control și achiziția datelor se realizează de asemenea cu o mare flexibilitate datorită plăcii dSpace 1104 și a componentelor software ale acesteia, ce sunt special concepute pentru astfel de lucrări.

De asemenea flexibilitatea standului mai este dată și de frâna cu pulberi magnetice ce realizează încărcarea la arbore a mașinilor electrice. Aceasta permite generarea prin intermediul plăcii dSpace a unor cupluri de sarcină de tipuri diferite sau modelarea a diferite tipuri de caracteristici mecanice ale mașinii de lucru.

Utilizarea unui astfel de sistem permite apropierea sensibilă de realitățile fizice, numeroase probleme neputând fi sesizate și rezolvate decât pornind de la observații experimentale.



## 6. VALIDAREA EXPERIMENTALĂ A SOLUȚIEI PROBLEMEI DE CONDUCERE OPTIMALĂ

### 6.1 Introducere

În acest capitol se va prezenta validarea experimentală a soluției problemei de conducere optimală pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu inverter de tensiune și mașină de inducție. Implementarea se va realiza pe standul de laborator prezentat în Cap.5, special conceput pentru testarea diverselor legi de control ale sistemelor de acționare electrică. Analiza energetică a legii de control optimal se va realiza comparativ cu o lege de control convențională bazată pe o structură de reglare cu reacție după stare și regulatoare clasice de tip PI, Cap.3.

### 6.2 Considerații privind validarea experimentală a soluției problemei de conducere optimală

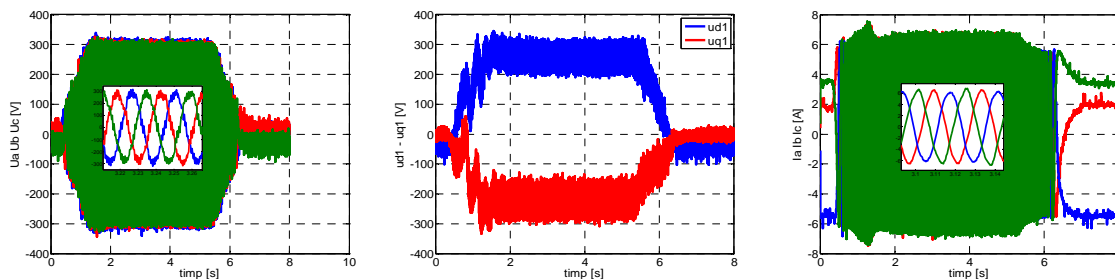
Validarea experimentală a problemei de conducere optimală s-a realizat pe baza structurilor de control prezentate în Cap.5, Fig.5.4 și Fig.5.13, în următoarele condiții:

- utilizarea unui inverter de serie, Altivar 71;
- adoptarea controlului vectorial cu traductor viteză;
- realizarea unei bucle externe pentru controlul în poziție;
- sintetizarea off-line a traiectoriei optime de poziție din algoritmul de control optimal și utilizarea acesteia ca referință pentru bucla de poziție;
- modelul de calcul al pierderilor energetice din mașină se realizează în coordonate  $d,q$ , corespunzătoare vectorilor spațiali de tensiune și curent statoric;

Din cele de mai sus rezultă că validarea experimentală a controlului optimal se realizează printr-o implementare suboptimală motivul fiind utilizarea inverterului de serie Altivar cu propria structură de control, una convențională în cascadă.

O primă validare experimentală a controlului optimal se va realiza pentru un caz standard și anume pentru un timp final impus, o poziție finală impusă și un cuplu de sarcină dat. Analiza se va realiza din punct de vedere energetic prin compararea controlului suboptimal cu cel convențional. Astfel, condițiile impuse sunt:  $\alpha_f^* = 580 \text{ radm}$ ,  $T_f^* = 6 \text{ s}$ ,  $M_r^* = 10 \text{ Nm}$ .

În figurile ce urmează, Fig.6.1 și Fig.6.2, se prezintă variațiile experimentale ale celor mai importante mărimi, electrice și mecanice, pentru controlul convențional și suboptimal.



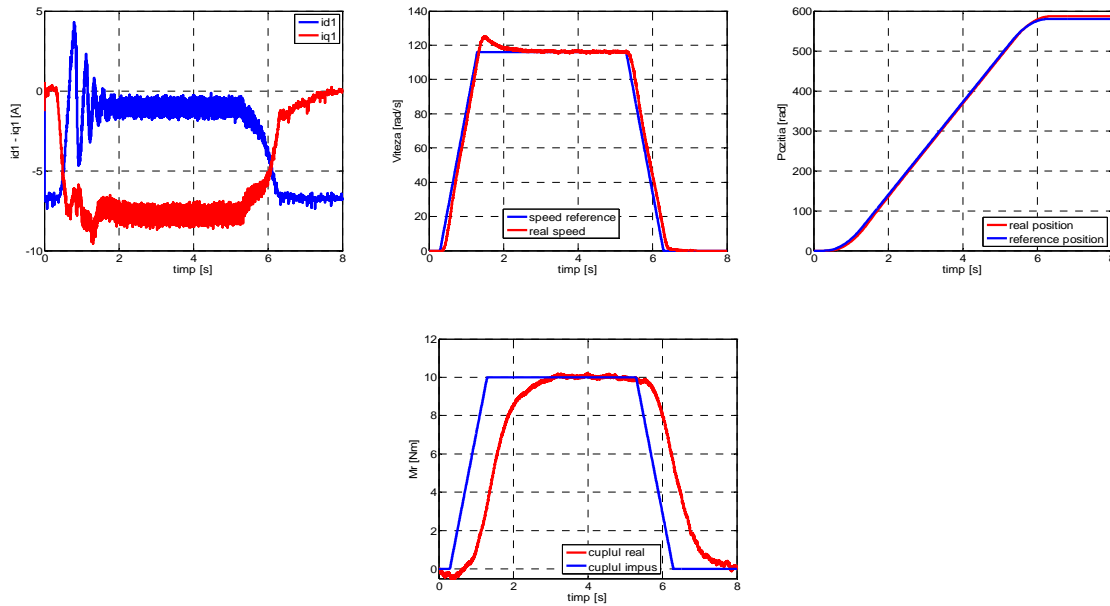


Fig.6.1 Rezultate experimentale pentru controlul convențional

$$\alpha_f^* = 580\text{radm}, T_f^* = 6\text{s}, M_r^* = 10\text{Nm}$$

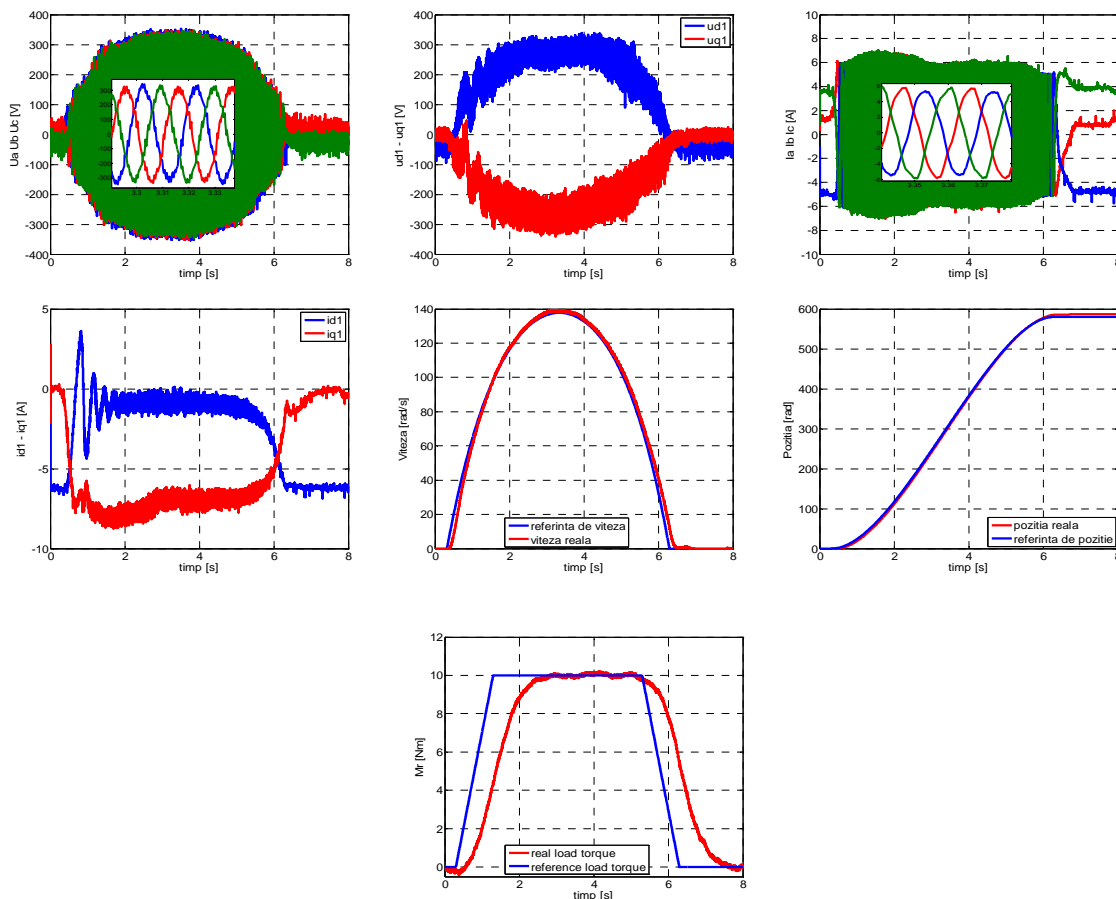


Fig.6.2 Rezultate experimentale pentru controlul suboptimal

$$\alpha_f^* = 580\text{radm}, T_f^* = 6\text{s}, M_r^* = 10\text{Nm}$$

Pe baza rezultatelor de mai sus, Fig.6.1 și Fig.6.2, în Tabelul 6.1 se prezintă analiza pierderilor corespunzătoare condițiilor impuse.

**Tabelul 6.1** Analiza energetică

Control	$T_f^*$ [s]	$M_r^*$ [Nm]	$\alpha_f^*$ [rad]	$W_1$ [ws]	$W_{Pcu1}$ [ws]	$W_{Pcu2}$ [ws]	$W_{Fv}$ [ws]	$W_u$ [ws]
Conv.	6	10	580	12247.6	4004.97	884.03	386.12	5397.78
Subopt.	6	10	580	11271.05	3418.23	750.15	401.49	5420.12
Diferență absolută	-	-	-	-976.55	-586.74	-133.8	15.37	22.34
Optimal/Conv [%]	-	-	-	-7.97	-14.65	-15.14	3.98	0.41

Răspunsurile sistemului de poziționare sunt normale iar comportamentul dinamic de asemenea este bun. Diferențele între cele două strategii de control implementate experimental sunt aceleași ca și în cazul rezultatelor obținute prin simulare: forma parabolică pentru tensiune statorică și viteza unghiulară, variația curenților este de asemenea aceeași și în limite admisibile. Trebuie remarcată abilitatea controlului convențional în cascadă de a urmări referințele de viteză și poziție optimale impuse cu eroare minimă și fără suprareglaj.

Din analiza prezentată în Tabelul 6.1 se poate observa că atât energia absorbită de sistem cât și pierderile Joule din stator și rotor se reduc pentru controlul optimal. În schimb pierderile prin frecări vâscoase cresc ele fiind proporționale cu viteza. În urma analizei de mai sus se poate concluziona că eficiența conversiei unui sistem de acționare electrică în poziție, în condițiile date, este îmbunătățită.

În continuare se va realiza o analiză energetică ce va lua în considerare influența timpului final impus,  $T_f^*$ , a poziției finale impuse,  $\alpha_f^*$ , sau a cuplului de sarcină,  $M_r$ , asupra pierderilor din mașină.

### 6.3 Influența timpului final de poziționare impus asupra pierderilor din mașină

În urma multiplelor teste efectuate s-au observat variații ale componentelor energetice în funcție de timpul final impus. Pentru stabilirea cu exactitate a acestui lucru se va realiza un set de teste, după cum urmează:

$$T_f = 4.15s, \alpha_f = 395rad, M_r = 10Nm;$$

$$T_f = 5s, \alpha_f = 395rad, M_r = 10Nm;$$

$$T_f = 6s, \alpha_f = 395rad, M_r = 10Nm;$$

$$T_f = 7s, \alpha_f = 395rad, M_r = 10Nm;$$

$$T_f = 8s, \alpha_f = 395rad, M_r = 10Nm;$$

$$T_f = 9s, \alpha_f = 395rad, M_r = 10Nm;$$

Pentru o mai bună analiză în Fig.6.7, Fig.6.8 și Fig.6.9 se prezintă, grafic, evoluția celor mai importante componente de energie din mașina de inducție și anume energia absorbită de aceasta, energia disipată în înfășurarea statorică și energia utilă.

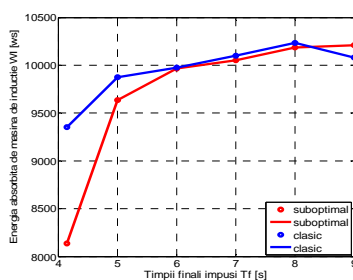


Fig.6.7 Evoluția energiei absorbite de mașina de inducție de la rețea în funcție de timpul final impus

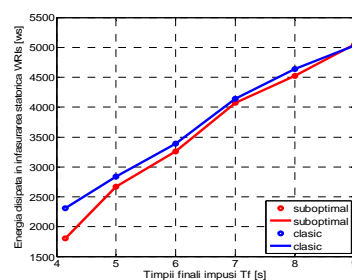


Fig.6.8 Energia disipată în înfășurarea statorică în funcție de timpul final impus

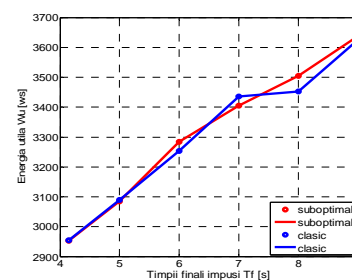


Fig.6.9 Evoluția energiei utile în funcție de timpul final impus

După cum se poate observa economia de energie crește cu cât timpul final de poziționare impus este mai mic. Acest fapt este valabil atât pentru energia absorbită cât și pentru energia din înfășurarea statorică. În ceea ce privește energia utilă aceasta ar trebui să fie aceeași pentru cele două tipuri de control fapt care nu se întâmplă, se poate observa foarte bine în Fig.6.9, datorită comportamentului frânei cu pulberi magnetice. În schimb în aproape toate cazurile considerate energia utilă este mai mare pentru controlul suboptimal ceea ce înseamnă că nu-i conferă nici un avantaj din punct de vedere energetic.

#### 6.4 Influența poziției finale impuse asupra pierderilor din mașină

Ca și în cazul precedent, cel al influenței timpului final de poziționare impus, analiza influenței poziției finale se va realiza tot pe un set de date achiziționate de pe standul experimental. De data aceasta timpul final impus și cuplul de sarcină sunt menținute constante iar poziției finale i se alocă diverse valori, după cum urmează:

$$\begin{aligned} \alpha_f &= 350rad, T_f = 8s, M_r = 10Nm; & \alpha_f &= 450rad, T_f = 8s, M_r = 10Nm; \\ \alpha_f &= 550rad, T_f = 8s, M_r = 10Nm; & \alpha_f &= 650rad, T_f = 8s, M_r = 10Nm; \\ \alpha_f &= 750rad, T_f = 8s, M_r = 10Nm; & \alpha_f &= 842rad, T_f = 8s, M_r = 10Nm; \end{aligned}$$

În figurile de mai jos, Fig.6.14, Fig.6.15, Fig.6.16, se prezintă evoluția grafică a principalelor componente de energie și anume, energia absorbită de sistem, energia disipată în înfășurarea statorică și energia utilă.

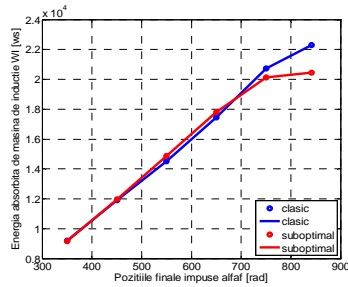


Fig.6.14 Evoluția energiei absorbite de mașina de inducție de la rețea în funcție de  $\alpha_f^*$

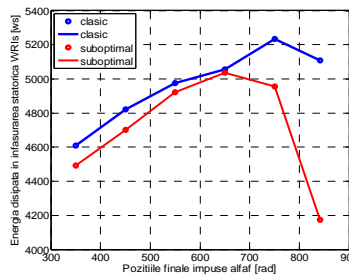


Fig.6.15 Energia disipată în înfășurarea de statorică în funcție de  $\alpha_f^*$

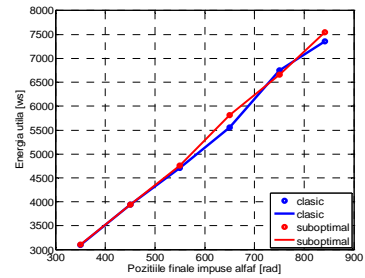


Fig.6.16 Evoluția energiei utile în funcție de  $\alpha_f^*$

Aceeași observație ca și în cazul analizei în funcție de timpul final de poziționare referitoare la energia utilă trebuie făcută și anume faptul că aceasta nu este aceeași pentru cele două tipuri de control, convențional și suboptimal, diferență care se datorează funcționării frânei cu pulberi magnetice. Cu toate acestea acolo unde există diferențe mai mari de energie utilă, așa cum se poate observa din Tabelul 6.3 sau din Fig.6.16, acestea sunt în favoarea controlului convențional deoarece plusul de energie utilă se înregistrează pe controlul suboptimal.

#### 6.5 Influența cuplului de sarcină asupra pierderilor din mașină

În acest caz se va realiza o analiză a influenței cuplului de sarcină asupra pierderilor din mașina de inducție. Timpul final impus și poziția finală impusă vor fi menținute constante în timp ce cuplul de sarcină va fi variat, după cum urmează:

$$\begin{aligned} M_r &= 0Nm, \alpha_f = 839.84rad, T_f = 8s; & M_r &= 5Nm, \alpha_f = 839.84rad, T_f = 8s; \\ & & M_r &= 10Nm, \alpha_f = 839.84rad, T_f = 8s; \end{aligned}$$

În figurile următoare, Fig.6.19, Fig.6.20, Fig.6.21, se poate observa și variația grafică a principalelor componente de energie.

Și în acest caz, al analizei în funcție de cuplul de sarcină, există diferențe între energiile utile pentru cele două tipuri de comandă, plusul de energie utilă fiind și de această dată în favoarea comenzii suboptimale

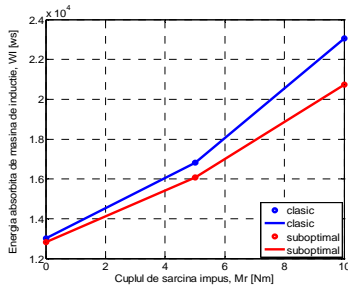


Fig.6.19 Evoluția energiei absorbite de mașina de inducție de la rețea în funcție de  $M_r^*$

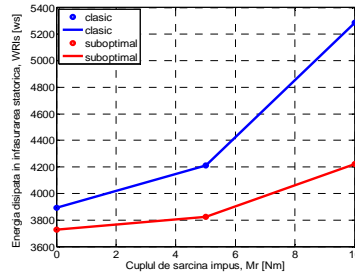


Fig.6.20 Energia disipată în înfășurarea de statorică în funcție de  $M_r^*$

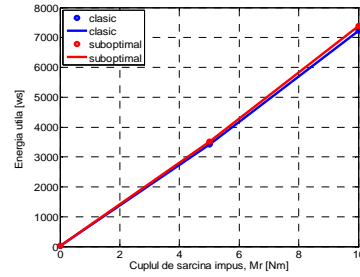


Fig.6.21 Evoluția energiei utile în funcție de  $M_r^*$

## 6.6 Concluzii

În cadrul acestui capitol s-a realizat analiza comenzii suboptimale din punct de vedere energetic și bineînțeles a performanțelor dinamice, pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție. Aceasta s-a realizat comparativ cu o structură de reglare convențională bazată pe bucle de reglare și reglatoare de tip PI și/sau P. Într-o primă fază s-a realizat o validare standard după care într-o altă analiză s-a urmărit evoluția principalelor componente de pierderi din mașină în timpul procesului de conversie electromecanică în funcție de mărimile impuse cum ar fi poziția finală, timpul final sau cuplul de sarcină. Urmărind analiza efectuată se poate concluziona că un maxim de economie de energie se poate obține în cazul unei poziționări rapide și la un cuplu de sarcină cât mai aproape de valoarea nominală. Astfel în cazul unei poziționări rapide, timp final mic, poate rezulta o economie de aproximativ 10% pentru energia absorbită de sistemul de conversie electromecanică, o diminuare a pierderilor Joule din stator și rotor cu aproximativ 20% , economii care în final conduc la o îmbunătățire a randamentului dinamic. Pentru o poziționare lentă există de asemenea o diminuare a pierderilor, în schimb aceasta este mult mai mică.

În ceea ce privește performanțele dinamice acestea sunt suficient de bune având în vedere faptul că accesul la structura proprie de control a invertorului este limitat. Cu toate acestea performanțele dinamice ar mai putea fi îmbunătățite și anume prin reducerea erorii de poziționare, reducerea erorii de urmărire a traiectoriilor impuse de viteză și poziție unghiulară sau reducerea oscilațiilor curentului.

Rezultatele experimentale obținute în acest capitol pot conduce, pe viitor, la posibilitatea implementării unei noi funcții pentru convertizoarele de frecvență, funcție cu proprietăți energetice, de diminuare a pierderilor din mașina de inducție pe durata regimurilor tranzitorii de funcționare.

## 7. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII

### 7.1 Concluzii generale

În cadrul lucrării a fost abordată optimizarea energetică a unui sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție. Având în vedere că un astfel de sistem se află permanent într-un regim dinamic randamentul conversiei electromecanice are valori foarte reduse. Îmbunătățirea acestuia prin diminuarea pierderilor din sistemul de conversie reprezintă obiectivul lucrării.

Demersul științific realizat a pornit de la stadiul cunoașterii în domeniu – reflectat în capitolul 2 – ce a luat în considerare următoarele: interesul marilor firme din domeniu în ceea ce privește eficiența energetică în cadrul sistemelor de conversie electromecanică, prezentarea structurilor de control dezvoltate de-a lungul timpului pentru sistemele de acționări electrice cu mașini de inducție și nu în ultimul rând prezentarea metodelor de optimizare pentru astfel de sisteme de acționări electrice. Pe baza tendințelor evidențiate în capitolul 2 s-au definit două configurații de structuri de control pentru sistemele de acționări electrice în poziție: o primă configurație de control convențional, bazată pe bucle de reglare clasice cu reglatoare de tip PI și o a doua structură de control, una optimală din punct de vedere energetic, bazată pe teoria controlului optimal.

Pentru prima configurație considerată, în capitolul 3, este prezentată modelarea și simularea mașinii de inducție cu orientare după câmpul rotoric utilizând pentru alimentare inverter de curent și tensiune. Implementarea controlului în viteză și poziție reprezintă următorul pas din acest capitol. Acesta s-a realizat în două variante, prin programarea referințelor de viteză și poziție, tehnică împrumutată din teoria controlului mișcării, și prin control de tip unificat  $\pm 10V$ . Prin programarea referințelor de viteză și poziție rezultă un control precis al timpilor de accelerare sau decelerare ceea ce conduce la un control mai bun al cuplului electromagnetic dar și ale curentului, vitezei și poziției unghiulare. Prin control de tip unificat, referințele de viteză, poziție sunt semnale de tip treaptă de  $\pm 10V$ . Structura de control este în cascadă, cu reglarea celor două componente ale curentului statoric,  $i_{dI}, i_{qI}$ , a cuplului electromagnetic, a vitezei și poziției unghiulare. Validarea prin simulare a modelului mașinii de inducție cu controlului convențional atașat este utilizată în capitolele următoare pentru analiza energetică comparativă cu structură de control optimală din punct de vedere energetic.

În capitolul 4 s-a dezvoltat cea de a doua configurație de control, cea optimală din punct de vedere energetic. Structura de control are în vedere optimizarea energetică a regimurilor dinamice de funcționare a sistemelor de conversie electromecanică. În această lucrare controlul optimal s-a dezvoltat pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție și inverter de tensiune, sistem ce se află permanent în regim dinamic de funcționare. Problema de conducere optimală este una liniar pătratică cu timp final impus (cu orizont finit), stare finală liberă, fără restricții, dar prin alegerea corespunzătoare a matricilor de ponderare se obține limitarea comenzii și a stărilor. Implementarea soluției optimale este o problemă majoră datorită calcului recursiv a soluției problemei de optimizare, de la timpul final spre cel inițial. Acest dezavantaj a fost înlăturat prin găsirea unei soluții nerecursive și utilizarea unui estimator de cuplu de sarcină.

Dintre proprietățile regulatorului optimal putem aminti:

- soluția este nerecursivă ceea ce permite calculul comenzii la timpul curent;
- soluția este fără restricții, mărimile electrice și mecanice fiind ponderate printr-o alegere corespunzătoare a matricilor **S**, **Q** și **R**;
- cele trei componente ale soluției asigură:
  - un răspuns precis al sistemului de acționare electrică în poziție, fără suprareglaj;

- stabilitate răspunsului printr-o amplasare corespunzătoare a valorilor și vectorilor proprii;
- compensarea rapidă a mărimilor perturbatoare în special a cuplului de sarcină;

Alegerea matricilor de ponderare se realizează în concordanță cu cerințele impuse prin intermediul criteriului de performanță utilizându-se așa numita metodă „trial-and-error”.

În capitolul 5 al tezei se prezintă rezultatele obținute în direcția conceperii și realizării efective a unui stand experimental de dezvoltare destinat testării structurilor de conducere a sistemelor de conversie electromecanică. De asemenea, un astfel de stand trebuie să permită reproducerea la arborele mașinii electrice a diferite caracteristici statice și dinamice pentru diverse mașini de lucru. În acest mod, studiile privind structura și funcționarea diverselor sisteme de conversie electromecanică se pot realiza independent de condițiile de mediu.

Structura generală a standului permite testarea diverselor legi de comandă atât pentru sisteme de conversie electromecanică cu mașini de curent alternativ cât și pentru cele cu mașini de curent continuu.

Pentru sistemele de conversie cu mașini de curent alternativ standul experimental permite două variante de testare a legilor de control:

- utilizarea unui invertor industrial ce are propria structură de control cu comandă în viteză și cuplu;
- utilizarea unui invertor tot de tip industrial dar care este adaptat pentru implementarea oricărui tip de control pentru mașina de inducție;

Un astfel de stand experimental permite apropierea sensibilă de realitățile fizice, numeroase probleme neputând fi sesizate și rezolvate decât pornind de la observații experimentale.

În capitolul 6 al tezei se prezintă rezultatele experimentale și analiza energetică a celor două tipuri de control investigate, suboptimal și convențional. În cadrul acestei analize s-a urmărit evoluția principalelor componente de pierdere din mașină în timpul procesului de conversie electromecanică în funcție de mărimile impuse pentru poziția finală, timpul final sau cuplul de sarcină. Astfel, reducerile energetice în funcție de timpul final de poziționare impus se încadrează între 0.5% - 12% pentru energia absorbită de mașină de la rețea și între 0.48% - 21% pentru pierderile Joule din înfășurarea statorică a mașinii. Reducerile energetice obținute în funcție de poziția finală impusă sunt între 0.34% - 8% pentru energia absorbită de la rețea și de 2% - 18% pentru pierderile Joule din înfășurarea statorică a mașinii. În ceea ce privește influența cuplului de sarcină asupra reducerilor energetice acestea se încadrează între 1% - 10% pentru energia absorbită de mașina de inducție de la rețea și între 4% - 20% pentru pierderile Joule din înfășurarea statorică a mașinii.

Pe lângă diminuarea pierderilor și obținerea unui randament mai se mai obțin o serie de efecte pozitive cum ar fi:

- reducerea solicitării termice a mașinii și convertorului;
- posibilitatea supraîncărcării în cuplu a mașinii;
- creșterea duratei de viață;

Reducerile energetice evidențiate în această lucrare au în vedere doar mașina de inducție. În realitate, prin comanda suboptimală curenții din întreg sistemul de conversie electromecanică sunt diminuați conducând la reduceri suplimentare de energie.

### 7.2 Contribuții

Contribuțiile originale – în opinia autorului – ale tezei, pot fi sintetizate după cum urmează:

## Capitolul 2

- Identificarea preocupărilor la nivel politic și economic în ceea ce privește eficiența energetică. Astfel, îmbunătățirea eficienței energetice prin eliminarea risipei de energie reprezintă una din politicile actuale ale Uniunii Europene. La sfârșitul anului 2006, Uniunea Europeană a promis reducerea consumului anual de energie cu 20% până în 2020. Un nou set de măsuri propus de acest organism la 22 iunie 2011 pentru creșterea eficienței energetice poate fi rezumat astfel:
  - obligația legală de stabilire de către fiecare stat membru al UE a unui plan de economisire de energie în toate sectoarele;
  - sectoarele publice să fie cele dintâi în care se aplică astfel de măsuri;
  - gestionarea mai bună a consumului de energie cu ajutorul informațiilor mai exacte furnizate de contoare și facturi de către consumatori;
  - conștientizarea de către cei din sectoarele industriale a posibilității de a economisi energia;
- Sistemizarea preocupărilor pentru îmbunătățirea eficienței energetice la nivelul principalelor firme din domeniu. Astfel s-a dovedit că aceasta este una destul de puternică, ea concretizându-se prin:
  - ABB a realizat o economie de energie până în 2009 de 220 mil. MWh prin identificarea sectoarelor ce fac risipă de energie și prin implementarea de noi tehnologii;
  - Schneider prin utilizarea echipamentelor cu randament ridicat au înregistrat economii de energie între 10% - 50%;
  - Danfoss a ajuns la concluzia: „din cele peste 75 de milioane de motoare instalate în Europa, în prezent doar unul din opt funcționează cu viteză variabilă”.
  - Siemens mizează atât pe soluții hard cât și soft pentru îmbunătățirea eficienței energetice;
- Sistemizarea și prezentarea pe scurt a metodelor de control existente în prezent pentru mașina de inducție.
- Identificarea metodelor de îmbunătățire a eficienței energetice pentru mașina de inducție:
  - proiectarea optimă a mașinii de inducție;
  - controlul optim al mașinii de inducție:
    - control optim în regim staționar;
    - control optim în regim dinamic;

## Capitolul 3

- elaborarea modelelor Matlab-Simulink® pentru mașina de inducție pentru:
  - alimentare de la un invertor de curent, Fig.3.8, Fig.3.9;
  - alimentare de la un invertor de tensiune, Fig.3.13, Fig.3.14;
- realizarea unei analize a performanțelor dinamice și statice pentru validarea modelului mașinii de inducție pentru cele două situații, cu invertor de curent și tensiune, Fig.3.10, Fig.3.11, Fig.3.12, Fig.3.15, Fig.3.16, Fig.3.17;
- elaborarea modelelor Matlab-Simulink® pentru controlul în:
  - viteză a mașinii de inducție, Fig.3.19;
  - poziție a mașinii de inducție, Fig.3.23;
- realizarea unei analize din punct de vedere a performanțelor statice și dinamice pentru validarea celor două variante de control a mașinii de inducție, Fig.3.20, Fig.3.21, Fig.3.24, Fig.25;

## Capitolul 4

- formularea problemei de optimizare energetică pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție și invertor de tensiune. Problema a fost formulată astfel încât pe lângă aspectele energetice sistemul de acționare să aibă și următoarele proprietăți:



- de *reglare*, erori de regim dinamic cât mai mici, eroare finală cât mai mică;
- de *stabilitate*, încadrarea în limite admisibile a mărimilor electrice și mecanice;
- de *robustețe* la variațiile mărimii perturbatoare și a parametrilor sistemului;
- formularea problemei de conducere optimă, care constă în găsirea unei comenzi admisibile care să transfere sistemul dintr-o stare inițială într-o stare finală dorită într-un timp fixat cu minimizarea energiei consumate
- sinteza soluției problemei de control optimal, formulate anterior, soluție ce este nerecursivă și care poate fi calculată pentru orice timp  $t$  de la  $t=0$  la  $t_f$ ;
- implementarea calcului soluției problemei de optimizare, în Matlab-Simulink®, pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție și inverter de tensiune, soluție ce a fost prezentată în cadrul celei de a 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009 - Barcelona);
- realizarea unui studiu al influenței matricilor de ponderare și alegerea acestora în funcție de aspectele energetice și performanțele dinamice dorite pentru sistemul de poziționare, Fig.4.3, Fig.4.4, Fig.4.5, Fig.4.6, Fig.4.7;
- realizarea la nivel de simulare a unei prime validări a legii de control optimal din punct de vedere energetic și a performanțelor dinamice, pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție, Tabelul 4.1, Fig.4.8, Fig.4.9, Fig.4.10, Fig.4.11, Fig.4.12, Fig.4.13;

## Capitolul 5

- realizarea unui stand experimental de dezvoltare destinat testării structurilor de conducere a sistemelor de conversie electromecanică:
  - *configurare hardware*:
    - configurarea standului experimental pentru controlul în poziție pe baza inverterului Danfoss FC 302, Fig.5.3;
    - configurarea standului experimental pentru controlul în poziție pe baza inverterului Altivar 71, Fig.5.4;
    - conceperea și realizarea sistemului de izolare galvanică, Fig.5.12;
    - instalarea și punerea în funcțiune a plăcii de achiziție și comandă dSpace 1104;
  - *configurarea software*:
    - conceperea și dezvoltarea comenzii suboptimale pentru controlul în poziție a unui sistem de acționare electrică cu mașină de inducție, Fig.5.13;
    - realizarea sistemului de generare a referințelor de poziție pentru controlul clasic și cel suboptimal și scalarea acestora, Fig.5.14, Fig.5.16;
    - implementarea buclei de poziție, Fig.5.15;
    - generarea și scalarea referințelor pentru cuplul de sarcină, Fig.5.17;
    - realizarea sistemului de achiziție de date a: tensiunilor și curenților statorici, vitezei și poziției unghiulare, cuplului rezistent, Fig.5.19, Fig.5.20, Fig.5.21;
    - implementarea estimării unghiului de orientare după câmpul rotoric și calculul componentelor continue ale curentului și tensiunii statorice,  $i_{d1} - i_{q1}$ ,  $u_{d1} - u_{q1}$ , Fig.5.22;
    - implementarea calcului în timp real a componentelor de energie, Fig.5.23;
    - realizarea interfeței de control on-line în Contro-Desk pentru cele două variante de control: convențional și suboptimal, Fig.5.24, Fig.5.25;

## Capitolul 6

- validarea experimentală a controlului optimal din punct de vedere energetic și a performanțelor dinamice pentru un sistem de acționare electrică în poziție cu mașină de inducție prin comparație cu un control convențional, Tabelul 6.1, Fig.6.1, Fig.6.2, analiza ce a fost prezentată în cadrul celei de a 14th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE 2011 - Birmingham;

- stabilirea influenței timpului final impus asupra procesului de conversie electromecanică pentru același sistem de acționare electrică în poziție, Tabelul 6.2, Fig.6.7, Fig.6.8, Fig.6.9;
- stabilirea influenței poziției finale impuse asupra energiilor vehiculate în sistem, Tabelul 6.3, Fig.6.14, Fig.6.15, Fig.6.16;
- validarea influenței cuplului de sarcină asupra energiilor vehiculate în sistem, Tabelul 6.4, Fig.6.19, Fig.6.20, Fig.21;

### 7.3 Direcții viitoare de dezvoltare

- implementarea în timp real a algoritmului de control optimal pentru un sistem de control în poziție cu mașină de inducție, utilizând inverterul cu comandă directă;
- extinderea problemei de control optimal în poziție cu mașină de inducție și pentru domeniul de reglare la flux variabil;
- realizarea unei strategii de control optimal energetic integrat pentru cele două tipuri de regim, dinamic și staționar;
- implementarea controlului optimal energetic pentru aplicații industriale de putere mare și cu regimuri dinamice frecvente;

Majoritatea rezultatelor cuprinse în teză au fost prezentate la conferințe naționale și internaționale și publicate, după cum urmează:

#### A. Articole publicate în reviste cotate ISI

[1] **Traian Munteanu**, R.Paduraru, E.Rosu, M.Gaiceanu, T.Dumitriu, C.Dache – „*Energy saving control for DC motor drive systems*” – lucrare acceptata spre publicare în Decembrie 2011 la **Electrical Przegląd Elektrotechniczny**, ISSN 0033-2097, R.87, Nr.12/2011, Polonia;

[2] Emil Roșu, **Traian Munteanu**, Marian Gaiceanu, Romeo Paduraru – „*Optimal Control Using Energy Criteria for D.C. Positioning Drive*”, Revue roumaine des sciences techniques, Serie Electrotehnic et Energetique, Nr.1, 2011, ISSN – 0035-4066;

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

[1.a] **Traian Munteanu**, Emil Rosu, Romeo Păduraru – „*Energy saving optimal control of induction machine*” – lucrare trimisă către recenzare la **EPE Jurnal**;

[1.b] R.Paduraru, **Traian Munteanu**, E. Rosu, M. Gaiceanu, T. Dumitriu, C. Dache – „*Energy saving control of DC motor drive with field weakening*”, lucrare trimisă către recenzare la **Advances in Electrical and Computer Engineering**, România;

#### B.Lucrări publicate în volume la conferințe internaționale

[3] **Traian 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, Digital Object Identifier: [10.1109/ISEEE.2010.5628476](https://doi.org/10.1109/ISEEE.2010.5628476) ;

[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, Digital Object Identifier: [10.1109/ISEEE.2010.5628524](https://doi.org/10.1109/ISEEE.2010.5628524);

[6] **Traian 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, **Traian 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;

[8] Rosu, E., M. Culea, T. Dumitriu and **Traian Munteanu** “*Indirect Control of a Single-Phase Active Power Filter*” Proceedings of 1st International Symposium on electrical and Electronics Engineering ISEEE-2006, pp.122-127, ISBN (10) 973-627-325-3, Galati, Romania, oct., 2006.

[9] Dumitriu, T., M. Culea, **Traian Munteanu** and E. Ceangă, “*Non-model-based observer for friction compensation in servo drive position tracking*”, Proceedings of Optimization of Electrical and Electronic Equipments OPTIM'06 conference, vol.3 pp.23-30, ISBN: 973-635-702-3/978-973-635-702-2, Brașov IEEE, mai, 2006, ISI Proceedings;

[10] Culea, M., T. Dumitriu, **Traian Munteanu** “*Active Power Filter Control Based on Harmonic Injection in d-q Frame*”, Proceedings of Optimization of Electrical and Electronic Equipments OPTIM'06 conference, vol.1 pp.213-218, ISBN: 973-635-702-3/978-973-635-702-2, Brașov IEEE, mai, 2006, ISI Proceedings;

[11] Culea, M., T. Dumitriu and **Traian Munteanu** “*Nonlinear active power filter*” Proceedings of International conference on "Electrical and Control Technologies 2006", ECT 2006, pp. 141-146 ISBN 9955-25-054-2, Lituania, 2006, ISI Proceedings.

[12] Dumitriu, T., M. Culea, **Traian Munteanu**, E. Ceangă “*Friction Compensation for Accurate Positioning in DC Drive Tracking System*” Proceedings of 3rd International Conference on Electrical and Electronics Engineering ICEEE 2006, pp.235-238 ISBN 1-4244-0403-7, Veracruz IEEE, Mexic, sept., 2006, ISI Proceedings.

[13] Dumitriu T., M. Culea, **Traian Munteanu** and E. Ceanga. *HIL Simulation Technique for Non-Model Based Control of DC Servo-Drive with Friction* Proceedings of International Control Conference ICC2006, pp.54, ISBN 0 947649549, Glasgow, Scotland, UK, aug., 2006, ISI Proceedings

### C. Articole publicate în reviste naționale

[14] Păduraru R., Roșu E., **Traian 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;

[15] **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;

[16] Dumitriu, T., M. Culea, M. Nichita and **Traian Munteanu** “*Non-conventional Method for Friction Compensation in DC Drive Position Tracking*” The Annals of "Dunarea de Jos" University of Galati, Fascicle II, ISSN 1221-545X, 2006;

[17] I. Bivol, **Traian Munteanu**, C. Vasilache, G. Nemtanu, “ *Minimal energy motion control with moving target*”, Analele Universitatii “Dunarea de Jos” Galati, Fascicula III, 2003;

#### **D. Articole publicate la conferințe naționale**

[18] Păduraru R., Roșu E., **Traian Munteanu**, Găiceanu M., Dumitriu T., Dache C., „*DC Motor Linearization in Field Weakening Regime* Proceedings” – Conferința Națională de Acționări Electrice, Craiova, 7-8 octombrie 2010, a XV ediție

[19] **Traian Munteanu**, R. Paduraru, E. Rosu, Ion Bivol, M. Culea, and T. Dumitriu, *Real time optimal control of DC electrical drives*, CNAE 2008, septembrie, Timisoara

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

[21] **Munteanu Traian**, C. Vasilache, Emil Rosu, I. Bivol – “ *Some consideration regarding motion control and planning*”, SIMSIS 2004, September 24 – 25, Galati, Romania;

[22] **Munteanu Traian**, C. Vasilache, G. Nemtanu, I. Bivol – “ *Minimal energy motion control with moving target*”, CNAE 2004, September 23 – 25, Romania;

[23] Cutululis N., Rosu E., **Munteanu Traian**, Ceanga E. – “*Feedback Linearization Control of DC Machine with Field Weakening*”, CNAE 2004, September 23-25, Romania;

[24] I.Bivol, **Munteanu Traian**, Lupea Ionel, Eric Destobbeleer – “*Some considerations regarding the efficiency of the electromechanical motion*”, CNAE 2002, October 10-12, Romania.

#### **E. Membru în contracte de cercetare**

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

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

# BIBLIOGRAFIE

**Siemens:** <http://www.automation.siemens.com/mcms/automation/en/Pages/automation-technology.aspx>

**Danfoss:** <http://www.danfoss.com/>

**Schneider:** <http://www.schneider-electric.com/sites/corporate/en/home.page>

**ABB:** <http://www.abb.com/>

**World Energy Council:**

[http://www.worldenergy.org/publications/energy\\_efficiency\\_policies\\_around\\_the\\_world\\_review\\_and\\_evaluation/default.asp](http://www.worldenergy.org/publications/energy_efficiency_policies_around_the_world_review_and_evaluation/default.asp)

**International Energy Agency, (IEA):** <http://www.iea.org/>

- [1] Joachim Bocker, State of the Art of Induction Motor Control, *IEEE*, 2007;
- [2] Marek Jasiński, Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives, Ph.D. Thesis, 2005;
- [3] Bimal K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall PTR, 2002;
- [4] Werner Leonhard, Control of Electrical Drives, Springer, 1996;
- [5] Peter Vas, Vector Control of AC Drive, Oxford Science Publication, 1994;
- [6] Boldea, N., Nasar., S.A., Vector Control of AC Drives, CRC Press, 1992;
- [7] M. E. Rosu, I. Bivol, C.Nichita, M.Gaiceanu, Optimizarea energetica a sistemelor de conversie electromecanica, Ed. Tehnica, 1999;
- [8] Ion Bivol, Sisteme Moderne de Actionari Electrice, Ed. Academica 1999 ;
- [9] Ned Mohan, Advanced Electric Drives – Analysis, Control and Modeling Using Simulink, Mnpere-Minneapolis, 2001;
- [10] J.Chiaison, Dynamic feedback linearization of the induction motor, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 38, Issue: 10, Oct. 1993, pp.1588-1594;
- [11] Z. Krzemiński, "Nonlinear Control of Induction Motors", in Proc. of 10th IFAC World Congress, Munich, Germany, 1997, pp.349-354.
- [12] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 38, Issue: 2, Feb. 1993, pp.208 – 221;
- [13] D.L. Sobczuk, "Feedback linearization control of inverter fed induction motor-DSP implementation", Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2002, Vol. 2, 8-11 July 2002, pp.678-682;
- [14] D.L. Sobczuk, "Feedback linearization control of inverter fed induction motor-with sliding mode flux observer", Electrical Drives and Power Electronics International Conference, Slovakia 2003, pp.465-469;
- [15] I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine", *IEEE Trans. on Industrial Application*, Vol. IA-22, no.5, Sept./Oct. 1986, pp.820-827;
- [16] M. Depenbrock, "Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machines", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. PE-3, no.4, Oct. 1988, pp.420-429;
- [17] M. Depenbrock, "Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine", U.S. Patent 4,678,248;
- [18] A. Steimel, "Direct Self-Control and Synchronous Pulse Techniques for High-Power Traction Inverters in Comparison", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, Issue: 4, Aug. 2004, pp.810-820;
- [19] A.M. Walczynna, "Reduction of current distortions of VSI-fed induction machine controlled by DSC method-generalized approach", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest*, 1-3 June 1993, pp.457-462.
- [20] S.A. Mir, M.E. Elbuluk, D.S. Zinger, "Fuzzy implementation of direct self-control of induction machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, Issue: 3, May-June 1994, pp.729-735;
- [21] K.L. Shi, T.F. Chan, Y.K. Wong, S.L. Ho, "Direct self control of induction motor based on neural network", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, Issue: 5, Sept.-Oct. 2001, pp.1290-1298;

- [22] Y. Xue, X. Xu, T.G. Habetler, D.M. Divan, "A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive", Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, 7-12 Oct. 1990, pp.410-415;
- [23] P.Z. Grabowski, M.P. Kazmierkowski, B.K. Bose, F. Blaabjerg, "A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, Issue: 4, Aug. 2000, pp.863 – 870;
- [24] C. Lascu, A.M. Trzynadlowski, "Combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space-vector modulation in a high-performance sensorless AC drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, Issue: 1, Jan.-Feb. 2004, pp.170-177;
- [25] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, "Variable-Structure Direct Torque Control-A Class of Fast and Robust Controllers for Induction Machine Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, Issue: 4, Aug. 2004, pp.785-792;
- [26] Z. Yan, C. Jin, V. Utkin, "Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, Issue: 6, Dec. 2000, pp.1286-1297;
- [27] G.S. Buja, M.P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors-A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, Issue: 4, Aug. 2004, pp.744-757;
- [28] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, "Constant frequency operation of a DTC induction motor drive for electric vehicle", Proc. of ICEM Conf., Vol. 3, 1996, pp. 224-229;
- [29] Minghua Fu, Longya Xu, "A novel sensorless control technique for permanent magnet synchronous motor (PMSM) using digital signal processor (DSP)", Proceedings of the IEEE 1997 National Aerospace and Electronics Conference, NAECON 1997, Vol. 1, 14-17 July 1997, pp.403-408;
- [30] Minghua Fu, Ling Xu, "A sensorless direct torque control technique for permanent magnet synchronous motors", Power Electronics in Transportation, 22-23 Oct. 1998, pp.21-28;
- [31] Minghua Fu, Longya Xu, "A sensorless direct torque control technique for permanent magnet synchronous motors", Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Vol. 1, 3-7 Oct. 1999, pp.159-164;
- [32] D. Świerczyński, M. Żelechowski, "Universal structure of direct torque control for AC motor drives", Przegląd Elektrotechniczny, No. 5/2004, pp.489-492;
- [33] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, H. Sira-Ramirez, "Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems", Springer Verlag, London, 1998;
- [34] G. J Han, S. S. Shapiro, "Statistical models in engineering," Jhon wiley and sons, 1967;
- [35] O. W. Anderson, "Optimum design of electrical machines," IEEE Trans. Vol. PAS-86, 1967, pp. 707-711.
- [36] C. Li, A. Rahman, "Three-phase induction motor design optimization using the modified Hooke-Jeeves method," Int. J. Electrical Machines and Power Systems, Vol. 18, 1990, pp. 1-12;
- [37] R. Fei, E. F. Fuchs, H. Haung, "Comparison of two optimization techniques as applied to three-phase induction motor design," IEEE/PES winter meeting, new York, 1989;
- [38] J. Faiz, M.B.B. Sharifian, "Optimal design of three-phase Induction Motors and their comparison with a typical industrial motor," Computers and Electrical Engineering, vol. 27, 2001, pp. 133-144.
- [39] D. G. Bharadwaj, k. Venkatesan, R.B. Saxena, Induction motor design optimization using Constrained Rosenbrock Method (Hill Algorithm), *Computer and Electrical Engineering*, 6, 1979, 41-46;
- [40] M.Cunkas, R.Akkaya, "Design optimization of induction motor by genetic algorithm and comparison with existiong motor", *Mathematical and Computational Applications*, Vol. 11, No. 3. 2006, pp. 193-203;
- [41] C. Thanga Raj, S. P. Srivastava, P. Agarwal, "Optimal design of poly-phase induction motor using particle swarm optimization," *J. Electrical Engineering*, Vol. 1, No. 4, April 2008.
- [42] S. Padma, R. Bhuvanewari, S. Subramanian, "Application of soft computing techniques to induction motor design", *Computation and Mathematics in Elec. and Electronics Engg.*, Vol 26, No. 5, 2007, pp. 1324-1345;
- [43] Jan Pawel Wieczorek, Ozdemir Gol, Z. Michalewicz, "An evolutionary algorithm for the optimal design of induction motors", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 34, No. 6, 1998;
- [44] M. K. Kim et al, "Multiobjective optimal design of three-phase induction motor using improved evolution strategy," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 34, No.5, 1998;
- [45] C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal, "Differential evolution based optimal control of induction motor serving to textile industry," *Int. J. of Computer Science*, Vol. 35, No. 2, 2008;
- [46] A. Kusko, D. Galler, "Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 1A-19, no. 4, 1983, pp. 561-570;
- [47] I. Kioskesidis, N. Margaris, "Loss minimization in induction motor adjustable speed drives," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 43, No. 1, 1996, pp. 226-231;
- [48] S. K. Sul, M. H. Park, "A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor," *IEEE Trans. Power. Elect.* Vol. 3, no. 2, 1988, pp. 192-199;

- [49] S. Sen, S. N. Yeh, "Optimal efficiency analysis of induction motors fed by variable-voltage and variable-frequency source," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 7, no. 3, 1992, pp.537-543;
- [50] S. Sujitjorn, K. L. Areerak, "Numerical approach to loss minimization in an induction motor," *Applied Energy*, Vol. 79, 2004, pp. 87-96;
- [51] B. Pryymak, et al., "Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives," *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. 71, 2006, pp. 290-298;
- [52] R. H. A. Hamid, A. M. A. Amin, R. S. Ahmed, A. El-Gammal, "New technique for maximum efficiency of induction motors based on PSO," *IEEE conference proceedings*, 2006, pp. 2176-2181;
- [53] R. H. A. Hamid, A. M. A. Amin, R. S. Ahmed, A. El-Gammal, "Optimal operation of induction motors using artificial neural network based PSO," *IEEE conference proceedings*, 2006, pp. 2408-2413;
- [54] O.S. El-Laben, "Particle Swarm Optimized direct torque control of Induction Motor," *IEEE Conf. Proc. IECON*, 2006, pp. 1586-1591;
- [55] F. F. Bernal, A. G. Cerrada, "Model-based minimization for DC and AC vector-controlled motors including core saturation," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 36, No.3, 2000, pp. 755-763;
- [56] G.O.Garcia, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Elect.* Vol. 41, No. 5, 1994, pp. 533-539;
- [57] D. H. Kim, "GA-PSO based vector control of indirect three phase induction motor," *Applied Soft Computing*, to be published, DOI:10.1016/j.asoc.2006.04.001;
- [58] L.R. Valdenebro, E. Bim, "A Genetic algorithm approach for adaptive field oriented control of induction motor drives," *IEEE Conf. Proc., Electrical machines and drives, IEMD*, WA, USA, 1999, pp. 643-645;
- [59] E. S. Abdin et al., "Efficiency optimization of a vector controlled induction motor drive using an artificial neural network," *Proc. Of IEEE conf. IECON*, 2003, pp. 2543-2548;
- [60] M. Perron, H. L. Huy, "Full load range neural network efficiency optimization of an induction motor with vector control using discontinuous PWM," in *Proc. IEEE Symp. Ind. Electron.*, vol.1, 2006, pp. 166-170;
- [61] P. Famouri, J. J. Cathey, "Loss minimization control of an induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 27, No.1, 1991, pp. 32-37;
- [62] D. S. Kirschen, et al., "On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 1A-21, No. 4, 1985, pp. 610-616;
- [63] G. S. Kim, et al., "Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, 1992, pp. 323-333;
- [64] O. Ojo, I. Bhat, G. Sugita, "Steady-state optimization of induction motor drives operating in the field weakening region," *Proc. Power electronics Specialist Conf. 1993*, vol. 2, pp. 979-985;
- [65] K. Sundareswaran, S. Palani, "Fuzzy logic approach for energy efficient voltage controlled induction motor drive," *IEEE Power Electronics and Drives Conf. Proc. PEDS 1999*, pp. 552-554;
- [66] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elec.* Vol. 42, No. 2, 1995, pp. 192-198;
- [67] J. Moreno, et al., "Fuzzy logic based improvements in efficiency optimization of induction motor drives," *Proc. Of IEEE Fuzzy Systems*, 1997, pp. 219-224;
- [68] J. M. Eguilaz, et al., "Induction motor optimum flux search algorithms with transient state loss minimization using fuzzy logic based supervisor," *IEEE Conf. Proc.* 1997, pp. 1302-1308;
- [69] S. N. Vulosavic, E. Levi, "Robust DSP-Based efficiency optimization of a variable speed induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, vol. 50, no. 3, 2003, pp. 560-570;
- [70] Chandan Chakraborty, Minh C. Ta, Toshiyuki Uchida and Yoichi Hori, "Fast search controllers for efficiency maximization of induction motor drives based on DC link power measurement", in *Proc. IEEE conf. PCC-Osaka*, 2002, pp. 402-408;
- [71] S. Ghozzi , K. Jelassi, X. Roboam, "Energy optimization of induction motor drives," in *Proc. IEEE Conf. Industrial Technology (ICIT)*, 2004, pp. 602-610;
- [72] Emil Rosu, "Contribuții privind influența mărimii de comandă asupra conducerii optimele a sistemelor de acționare electrică reglabile cu motoare de c.c.", Teza de Doctorat, 1985;
- [73] M. E. Rosu, I. Bivol, C.Nichita, M.Gaiceanu, „Optimizarea energetică a sistemelor de conversie electromecanică”, Ed. Tehnica, 1999;
- [74] Marian Găiceanu, „Conducerea Optimală a Sistemelor de Acționare Reglabile cu Mașini Asincrone Utilizând Metode Avansate de Comandă”, Teza de Doctorat, 2002;
- [75] Silviu Florin Ostafi, „Conducerea Optimală a Sistemelor de Acționare Electrică”, Teză de Doctorat, 2004;
- [76] C. Botan, F. Ostafi, „Solutions for Optimal Control of the Electrical Servo Drive System”, *ICIT 2006, IEEE International Conference*;

- [77] C. Botan, Horga V., Ostafi F., „Efficient Control of the Electrical Drives in the Transient State”, IEMDC 2007, IEEE International Conference;
- [78] C. Botan, Onea A., Ostafi F., „Optimal Adaptive Control of an Electrical Drive System”, ISSCS 2007, International Symposium, Iasi;
- [79] C. Botan, Horga V., „Optimal Control of the Electrical Drives with Induction motors”, ISIE 2008, International Symposium on Cambridge;
- [80] Desineni Subbaram Naidu, Optimal Control Systems, Idaho State University, CRC Press 2003;
- [81] P. Albertos, A. Sala, Multivariable Control Systems: An Engineering Approach, Springer 2005;
- [82] Roland S. Burns, Advanced Control Engineering, 2001;
- [83] J.Chiasson, Dynamic feedback linearization of the induction motor, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, Issue: 10, Oct. 1993, pp.1588-1594;
- [84] Z. Krzemiński, "Nonlinear Control of Induction Motors", in Proc. of 10th IFAC World Congress, Munich, Germany, 1997, pp.349-354.
- [85] Athans M., & Falb, P.L., “Optimal Control: An Introduction to the Theory and Its Applications”, New York: Dover Publications, 2007”;
- [86] Li Jim, Shang Chaoxuan, Zou Minghu – Parameter Optimization of Linear Quadratic Controller Based on Genetic Algorithm, Tsinghua Science Techonology, Vol.12 July,2007;
- [87] L.Novotny, P.Strakos, J.Vesely, A. Dietmair – Potential of state-feedback control for machine tools drives, MM Science Journal, 2009;
- [88] M.B.B. Sharifian, R. Rahnavard, H.Delavari – Velocity Control of DC Motor Based Intelligent methods and Optimal Integral State Feedback Controller, Internation Journal of Computer Theory and Engineering, Vol.1, April 2009;
- [89] Konstantinos Kampisios, P. Zanchetta, Chris Gerada, Andrew Trentin, Omar Jasim – Induction Motor Parameters Identification using Genetic Algorithms for Varying Flux Levels, EPE-PEMC 2008;
- [90] I. Robandi, K.Nishimori, R.Nishimura, N. Ishihara –Optimal feedback control design using genetic algorithm in multimachine power system, Electrical Power and Energy Systems, 2001;
- [100] Metode Avansate de Control pentru Eficientizarea Productiei si Utilizarii Energiei, Contract CEEX – MENER 603/03/10/2005
- [101] A. Bouscayrol – Different types of Hardware-In-the-Loop simulation for electrical drives, 2008;
- [102] Wojciech Grega – Hardware-In-the-Loop simulation and its application in control education, ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, Puerto Rico, 1999;
- [103] Emil Ceanga – Nouvelles évolutions dans le domaine de la simulation numérique en temps réel - curs ;
- [104] Fong Mak, Ram Sundaram, Varun Santhaseelan, Sunil Tandle – Laboratory set-up for real Time study of Electric Drives with Integrated Interfaces for Test and Measurement, ASEE/IEEE Frontiers in Education Conferences, Saratoga Springs, NY, 2008;
- [105] Remus Teodorescu – Getting started with the dSpace system, User’s Guide, Aalborg University, Institute of Energy Technology, 2009;
- [106] Cataloage dSpace 1104;
- [107] Catalog Convertizor Altivar 71;
- [108] Catalog Convertizor Danfoss FC302;
- [109] Carte tehnică - Frâna cu pulberi magnetice FRATO 2000;