

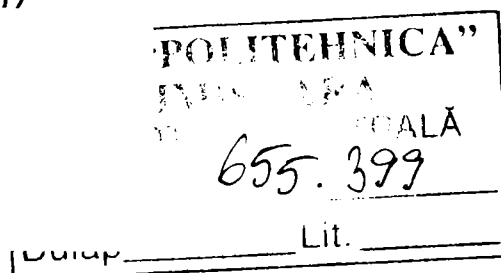
Sisteme de acționări electrice performante ce utilizează mașina sincronă cu magneți permanenți în comutație statică

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

Ing. Nicola-Valeriu Olărescu

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. Atanasiu Gheorghe
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. Andreescu Gheorghe-Daniel
prof.univ.dr.ing. Rădulescu Mircea M.
prof.univ.dr.ing. Simion Alecsandru

Ziua susținerii tezei: 26.10.2007



Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|------------------------|---|
| 1. Automatică | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie | 8. Inginerie Industrială |
| 3. Energetică | 9. Inginerie Mecanică |
| 4. Ingineria Chimică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 5. Inginerie Civilă | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | |

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2007

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

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

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Mașini Electrice, Acționări Iluminat Electric și Electrotehnologii al Universității „Politehnica” din Timișoara, iar realizarea experimentală a fost realizată pe parcursul stagiului efectuat la firma Diehl din Germania.

Lucrarea este structurată pe 7 capitole și abordează sistemele de reglaj cu și fără senzori de mișcare cu mașini sincrone cu magneți permanenți cu excitație sinusoidală de puteri reduse utilizate în aplicațiile în care sunt necesare o plajă largă de modificare a turației.

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat prof.dr.ing. Gheorghe Atanasiu pentru sprijinul, răbdarea și sfaturile utile acordate pe tot parcursul stagiului și în faza de elaborare.

Doresc de asemenea să mulțumesc domnului prof.dr.ing. Dorin Popovici pentru sprijinul acordat pe parcursul elaborării tezei.

Mulțumiri îi adresez și domnului prof.dr.ing. Marius Babescu pentru sfaturile utile acordate în domeniul mașinilor electrice.

De asemenea doresc să îi mulțumesc domnului ș.l.dr.ing. Ciprian Șorândaru și domnului conf.dr.ing. Mușuroi Sorin pentru colaborarea și ajutorul acordat în diverse faze ale tezei de doctorat.

Nu în ultimul rând aș dori să le mulțumesc colegiilor de catedră pentru ajutorul acordat în diverse etape ale cercetării mele.

În încheiere doresc să îi mulțumesc firmei Diehl care a făcut posibilă realizarea experimentală a cercetării mele, domnilor ing. Martin Weinmann și ing. Stefan Zeh, pentru sfaturile practice și suportul acordat.

Timișoara, Octombrie, 2007

Nicola Valeriu Olărescu

Doresc să mulțumesc familiei pentru sprijinul și înțelegerea acordată pe parcursul stagiului și în faza de elaborare a tezei și doresc să le dedic această lucrare.

Olărescu, Nicola-Valeriu

Sisteme de acționări electrice performante ce utilizează mașina sincronă cu magneți permanenți în comutație statică

Teze de doctorat ale UPT, Seria 6, Nr. 4, Editura Politehnica, 2007, 202 pagini, 107 figuri, 4 tabele.

ISSN: 1842-7022

ISBN: 978-973-625-528-1

Cuvinte cheie:

Mașina sincronă cu magneți permanenți cu excitație sinusoidală (MSMPS), mașina de inducție (MI), sisteme de control, sisteme de control scalare, sisteme de control vectoriale, înfășurări concentrate, înfășurări distribuite, μ C, DSP, DSC

Rezumat:

Lucrarea abordează sistemele de reglaj cu și fără senzori de mișcare cu MSMPS de puteri reduse utilizate în aplicațiile în care sunt necesare o plajă largă de modificare a turației. Se propune și se realizează un sistem de control scalare în care pentru determinarea poziției rotorului, respectiv a vitezei de rotație a MSMPS se folosesc doi senzori Hall, de asemenea se propune și se realizează un sistem de control vectorial cu MSMPS fără senzori de mișcare, sistem de control ce estimează „on-line” rezistența înfășurării statorice. În final se face o analiză comparativă a performanțelor MSMPS și a MI.

Cuprins

1	SISTEME DE CONTROL CU MSMP	8
1.1	Stadiul actual în domeniul construcțiilor mașinilor sincrone cu magneți permanenți	9
1.1.1	Materiale magnetice utilizate în construcția mașinilor sincrone cu magneți permanenți	12
1.2	Sisteme de control cu mașini sincrone cu magneți permanenți.....	14
1.2.1	Sisteme de control cu MSMPET	15
1.2.1.1	Considerente generale privind sistemele de control cu MSMPET cu senzori de mișcare.....	15
1.2.1.2	Considerente generale privind sistemele de control cu MSMPET fără senzori de mișcare.....	20
1.2.2	Sisteme de control cu MSMPS	25
1.2.2.1	Sistem de control în buclă deschisă cu MSMPS	26
1.2.2.2	Sisteme de control scalar (SCS) cu MSMPS	27
1.2.2.3	Sistem de control vectorial cu orientare după câmp (SCVOC) cu MSMPS .	28
1.2.2.4	Sistem de control vectorial direct în flux și cuplu (SCVDFC) cu MSMPS....	29
1.2.2.5	Considerente generale privind sistemele de control cu MSMPS fără senzori de mișcare.....	34
1.3	Sisteme de control cu MSMP pentru aplicații cu puteri de până la 1,2 kW	35
1.4	Scopul și obiectivele tezei	37
1.5	Bibliografie selectivă.....	38
2	ASPECTE TEORETICE ALE MSMPS	39
2.1	Introducere.....	39
2.2	Modelul matematic în coordonatele fazelor statorice.....	39
2.3	Modelul matematic al fazorilor spațiali.....	42
2.4	Modelul matematic ortogonal generalizat al mașinii.....	43
2.5	Modelul matematic ortogonal în referențial statoric	45
2.6	Modelul matematic ortogonal în referențial rotoric	48
2.7	Legătura dintre modelul ortogonal în referențial rotoric și modelul în referențial statoric	52
2.8	Ecuția mișcării	53
2.9	Modelul matematic în per-unit	54
2.9.1	Modelul ortogonal în referențial statoric în per-unit	55
2.9.2	Modelul ortogonal în referențial rotoric în per-unit.....	56
2.9.3	Ecuția mișcării în per-unit.....	59
2.10	Bibliografie selectivă.....	59
3	STRATEGII DE CONTROL UTILIZATE ÎN SISTEMELE DE CONTROL VECTORIALE CU ORIENTARE DUPĂ CÂMP A MSMPS	60
3.1	Strategii de control în zona de cuplu constant	61
3.1.1	Strategie de control cu $i_d = 0$	61
3.1.2	Strategia de control cuplu maxim pentru un curent dat.....	62

3.1.3	Strategia de control cu factor de putere unitar $\cos\phi = 1$	65
3.1.4	Strategia de control cu flux rezultat constant.....	66
3.1.5	Analiza strategiilor de control.....	68
3.2	Strategii de control în zona slăbirii de câmp cu MSMPS	71
3.2.1	Analiza comportării MSMPS în zona slăbirii de câmp	72
3.2.2	Strategii de control cu MSMPS utilizate în zona slăbirii de câmp	77
3.3	Concluzii.....	83
3.4	Bibliografie selectivă.....	84
4	SISTEME DE CONTROL SCALARE(SCS) CU MSMPS PENTRU APLICAȚII CU PUTERI DE PÂNĂ LA 1,2 KW	86
4.1	Topologia SCS cu MSMPS	87
4.2	Descrierea SCS cu MSMPS.....	89
4.2.1	Descrierea blocurilor de control ce intervin în SCS propuse	92
4.2.1.1	Regulatorul de viteză.....	92
4.2.1.2	Calculul curenților de referință	98
4.2.1.3	Calculul tensiunilor de referință în cazul SCSFES.....	102
4.2.1.4	Calculul tensiunilor de referință în cazul SCSCEC	104
4.2.1.5	Limitarea tensiunii de referință	109
4.2.1.6	Transformări de coordonate.....	110
4.2.1.7	Compensarea variației tensiunii continue din circuitul de tensiune continuă	110
4.2.1.8	Compensarea timpului mort și a neliniarităților IST	111
4.2.1.9	Estimare curenți	111
4.2.1.10	Estimarea poziției și vitezei utilizând 2 senzori Hall	114
4.2.1.11	Estimarea inductivităților MSMPS cu considerarea efectului de saturație	115
4.3	Analiza performanțelor SCS cu MSMPS utilizând 2 senzori Hall.....	116
4.4	Concluzii.....	122
4.5	Bibliografie selectivă.....	123
5	SISTEM DE CONTROL VECTORIAL CU ORIENTARE DUPĂ CÂMP (SCVOC) CU MSMPS FĂRĂ SENZORI DE MIȘCARE UTILIZAT ÎN APLICAȚII CU PUTERI DE PÂNĂ LA 1,2 KW	124
5.1	Introducere.....	124
5.2	Metode de determinare a poziției rotorului respectiv de determinare a parametrilor MSMPS	125
5.3	Rezultatele experimentale obținute pentru determinarea poziției rotorului respectiv a parametrilor MSMPS	132
5.4	SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare	134
5.4.1	Estimarea poziției și vitezei	135
5.4.2	Estimarea rezistenței statorice	139
5.5	Performanțele SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare propus	140
5.6	Concluzii.....	144
5.7	Bibliografie selectivă.....	145
6	PERFORMANȚELE DIFERITELOR MSMPS RESPECTIV ALE MI ASOCIATE CU CONVERTOARE STATICE UTILIZATE ÎN APLICAȚII CU PUTERI DE PÂNĂ LA 1,2 KW.....	147
6.1	Introducere.....	147
6.2	MSMPS. Configurații.....	147
6.3	MI. Configurații.....	151

6.4	Analiza performanțelor MSMPS, respectiv MI cu puteri de până la 1,2 kW	152
6.5	Echipamente utilizate în testarea sistemelor de control propuse	157
6.6	Concluzii.....	159
6.7	Bibliografie	160
7	CONCLUZII FINALE. CONTRIBUȚII.....	162
	ANEXA 1. TERMINOLOGIE UTILIZATĂ	164
	Simboluri	164
	Prescurtări	171
	ANEXA 2. METODĂ DE CALCUL A PARAMETRILOR K_p , K_i A REGULATORULUI DE VITEZĂ DE TIP PI.....	172
	"Anexa_2_DeterminareParametriiRegulatorVitezaPU.m"	172
	ANEXA 3. METODĂ DE CALCUL A PARAMETRILOR $K_{pD,Q}$, $K_{iD,Q}$ A REGULATORELOR DE CURENT DE TIP PI.....	191
	"Anexa_3_DeterminareParametriiRegulatorCurentPU.m"	191

1 Sisteme de control cu MSMP

Evoluția din ultimul timp a electronicii de putere, precum și evoluția în domeniul microcontrolerelor (μC), a procesoarelor digitale de semnal (DSP) și nu în ultimul rând a controlerelor digitale de semnal (DSC care este de fapt o combinație a primelor două), face din ce în ce mai atractivă utilizarea pe scară largă a sistemelor de control cu turație variabilă.

Un domeniu în care sunt din ce în ce mai mult utilizate sisteme de control cu turație variabilă este cel al aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW cum ar fi aplicațiile de uz casnic, compresoare, ventilatoare etc.

Tot mai multe firme din domeniul electronicii de putere, precum și firmele producătoare de μC , DSP și DSC își îndreaptă în ultima perioadă atenția asupra acestui sector de piață prin crearea a unor produse din ce în ce mai inovative la prețuri accesibile pentru acest sector de piață. Astfel dacă acum 7 ani în general firmele din domeniu foloseau ca sisteme de acționare mașinile universale și mașinile de curent continuu, în prezent aceste firme folosesc din ce în ce mai mult motoarele de inducție (MI), mașinile sincrone cu magneți permanenți (MSMP), motoarele sincrone cu reluctanță variabilă (MSRV), motoarele pas cu pas (MPP) într-o mare varietate de configurații.

Motivele pentru care se preferă sisteme de control cu turație variabilă pentru aceste tipuri de motoare sunt următoarele:

- posibilitatea obținerii unui randament ridicat al sistemului de acționare;
- posibilitatea de control a cuplului, turației sau a poziției;
- ameliorarea regimurilor tranzitorii;
- posibilitatea obținerii unei acționări specifice aplicației.

Motivele enumerate mai sus precum și evoluția din ultimul timp a prețurilor la materiile prime (oțel, cupru etc.) și nu în ultimul rând dispariția monopolului de piață a Chinei la magneții permanenți face foarte atractivă utilizarea sistemelor de control cu turație variabilă cu MSMP.

Utilizarea sistemelor de acționare cu turație variabilă cu MSMP conduce la următoarele avantaje:

- obținerea unui randament ridicat;
- eliminarea unei surse de alimentare suplimentare;
- posibilitatea obținerii unei valori ridicate a cuplului electromagnetic pe unitatea de volum;
- posibilitatea realizării unor sisteme de control cu performanțe deosebite;

Pe de altă parte utilizarea magneților permanenți în construcția mașinilor electrice impune considerarea următoarelor aspecte:

- în cazul în care se dorește mărirea turației peste cea de bază, prin slăbire de câmp trebuie luat în calcul proprietățile magnetului permanent;
- cunoașterea proprietăților magnetice și mecanice ale magneților permanenți;
- considerarea prețului de cost al magneților permanenți cu performanțe energetice ridicate;
- în cazul în care se doresc aplicații în care se cer turații ridicate, trebuie avut în vedere soluțiile tehnice care se impun pentru rigidizarea magneților permanenți pe rotorul mașinii.

MSMP se utilizează în sisteme de reglaj cu turație variabilă prin asocierea lor cu convertoare statice. În general în cazul sistemelor de control cu MSMP pentru determinarea poziției rotorului se folosește un traductor de poziție, iar pentru determinarea turației rotorului un traductor de turație (sau se poate calcula din infomația de poziție, astfel se poate elimina traductorul de turație și corespunzător se reduce prețul sistemului de control). Convertorul static utilizat în aceste tipuri de sisteme de control cu MSMP este cel tradițional, ce diferă este modul de comandă a ventilelor pe faze, care trebuie să fie corelat cu poziția rotorului.

1.1 Stadiul actual în domeniul construcțiilor mașinilor sincrone cu magneți permanenți

MSMP are statorul (indusul) prevăzut cu un miez magnetic din tole cu creștături în care este prevăzută înfășurarea simetrică trifazată, iar în rotor (inductorul) excitația este realizată cu ajutorul magneților permanenți. Miezul magnetic al rotorului poate fi construit din tole sau masiv. Excitația dată de MP produce un câmp magnetic fix față de rotor cu $2n$ poli, care devine rotor datorită rotației rotorului. Condiția care trebuie îndeplinită pentru a se realiza un cuplu electromagnetic constant este ca solenația statorică trifazată să fie în repaus față de câmpul magnetic rotoric. Deci rezultă în cazul MSMP câmpul magnetic trifazat produs de stator trebuie să fie în sincronism cu turația rotorului. Deci în general MSMP trebuie asociate cu convertoare statice pentru a putea porni în cazul rotorului nu este prevăzut cu o colivie de pornire în asincron.

Așa cum s-a menționat mai sus în stator este prevăzută o înfășurare simetrică trifazată, această variantă oferă un compromis bun între precizia sistemului de control și numărul de dispozitive electronice necesare pentru controlul curentului și complexitatea sistemului de control. Prin creșterea numărului de poli rotorici se realizează o creștere a cuplului electromagnetic pentru aceeași valoare a curentului, dar pe de altă parte prin creșterea numărului de perechi de poli, datorită spațiului necesar între magneți pentru a evita efectul de capete al MP, există un punct în care prin creșterea numărului de perechi de poli, cuplul electromagnetic nu mai crește. De asemenea prin creșterea numărului de poli, performanțele MSMP nu mai sunt așa de bune în zona slăbirii de câmp, de asemenea trebuie avut în vedere zgomotul produs de MSMP pentru o anumită viteză de rotație și un anumit număr de poli. În final se poate spune că alegerea numărului de perechi de poli este un compromis între costurile de producție, cuplul electromagnetic dezvoltat, volumul MSMP și nu în ultimul rând nivelul de zgomot dezvoltat de motor pentru o anumită turație.

Din punct de vedere al amplasării MP în rotor MSMP se clasifică în:

1. MSMP cu MP exteriori la care MP permanenți sunt amplasați pe suprafața rotorului (vezi Fig. 1.1.a, respectiv Fig. 1.2.a,b) notate în continuare ca MSMPE. În acest caz inductivităților după cele două axe este identică $L_d = L_q$ astfel aceste tip de MSMP este cunoscută și sub denumirea de MSMP cu poli plini sau MSMP polari. Având în vedere valoarea permeabilității magnetice relative a MP care este apropiată de 1 ($\mu_r = 1,02 - 1,04$) rezultă astfel că întrefierul echivalent al mașinii este mare, deci inductivitatea de magnetizare este mult mai mică decât în cazul MI. Valoarea redusă a inductivității de magnetizare conduce la o reacție

redușă a statorului. Valoarea redusă a inductivității statorice poate fi evitată prin modul de amplasarea a înfășurării statorice. Acest mod de amplasare a înfășurării statorice va fi discutat într-un capitol anterior. În general MP sunt lipiți pe suprafața rotorului cu adezivi epoxidici. Datorită lipirii MP pe suprafața rotorului viteza maximă este limitată datorită forțelor centrifuge ce apar (în cazul MSMP cu rotorul interior). În cazul MSMPE înfășurarea trifazată statorică poate fi concentrată, sau distribuită pe suprafața statorică astfel în funcție de tipul înfășurării statorice este determinată forma tensiunii induse.

2. MSMP cu MP interiori la care MP sunt în interiorul rotorului mașinii (vezi Fig. 1.1.b,c,d). În general la acest tip de MSMP înfășurarea statorică trifazată este distribuită, astfel că tensiunea indusă are alură sinusoidală, iar în continuare vor fi notate ca MSMPI. La MSMPI întrefierul echivalent după axa „d” este mai mare decât cel după axa „q” astfel că inductivitățile după cele 2 axe au valori diferite $L_d \neq L_q$, iar acest tip de MSMP este cunoscută și sub denumirea de MSMP cu poli proeminenți sau MSMP cu poli interpolari. Datorită amplasării MP în interiorul rotorului viteza maximă de operare este mai mare decât în cazul MSMPE. La MSMPI întrefierul echivalent este mai mic astfel că efectul reacției statorice este dominant.

Din punct de vedere a formelor de undă ale curentului MSMP se pot clasifica

în:

1. MSMP la care curentul prin fazele mașinii este dreptunghiular, cunoscute în literatura de specialitate sub denumirea „brushless d.c.” (în lucrarea de față se notează cu MSMPET). Din punct de vedere constructiv este o MSMPE la care înfășurarea statorică trifazată este concentrată astfel că alura tensiunii electromotoare este trapezoidală. Pentru această variantă constructivă se preferă reglajul curenților dreptunghiulari, deoarece forma de undă a tensiunii electromotoare generată de MP este trapezoidală, și astfel prin această combinație se reduc pulsațiile de cuplu, iar senzorii sau estimatorii de poziție au o configurație simplă. La aceste mașini sincrone cu magneți permanenți cuplul electromagnetic este dat doar fluxul magnetului permanent deoarece ($L_d = L_q$). La MSMPET MP sunt amplasați pe un arc de 180° electrice la fazele statorice conectate în stea, iar curenții electrici rectangulari sunt activi pe 120° electrice astfel în fiecare sector de 60° electrice întotdeauna sunt active două faze, sau în cazul în care MP sunt așezați pe 120° electrice, pentru fazele statorice în conexiune triunghi, curenții statorici sunt activi pe 180° electrice, astfel sunt active întotdeauna cele trei faze statorice.
2. MSMP la care curentul prin fazele mașinii este sinusoidal, deoarece alura tensiunii electromotoare este sinusoidală sau quasi-sinusoidală. Din punct de vedere constructiv aceste MSMP au în stator înfășurările distribuite sinusoidal sau concentrate având numărul de creștături per pol per fază fracțional, iar MP din rotor pot fi așezați pe suprafața rotorului (în lucrarea de față sunt notate cu MSMPEs) sau în interiorul rotorului (notate cu MSMPI). La aceste tipuri de MSMP sunt necesari senzori sau estimatori de poziție mai pretențioși. În cazul MSMPI așa cum sa arătat mai sus inductivitățile $L_d \neq L_q$ astfel că cuplul electromagnetic are două componente cuplul electromagnetic dat de fluxul MP respectiv cuplul electromagnetic reluctant în timp ce în cazul MSMPEs inductivitățile

$L_d = L_q$ și astfel cuplul electromagnetic are doar componenta dată de fluxul MP.

Utilizarea la MSMP a unui invertor cu frecvență care generează o tensiune, în sincronism cu viteza de rotație a rotorului, conduce la caracteristici comparabile cu cele ale unei mașini de curent continuu. În lucrarea de față sunt abordate doar MSMPES respectiv MSMPPI pentru aplicații cu puteri mai de până la 1,2 kW, cum ar fi aplicațiile de uz casnic, compresoare, ventilatoare, etc..

În Fig. 1.1 sunt redată patru secțiuni prin diverse tipuri de rotoare interioare ale MSMP. În Fig. 1.1.a este prezentată o secțiune prin rotorul cu MP exterior, în Fig. 1.1.b este prezentată o secțiune prin rotorul cu MP înserați, iar în Fig. 1.1.c,d sunt prezentate secțiuni prin rotoare cu MP interiori. În continuare se prezintă două configurații de rotoare exterioare ale MSMP la care MP sunt dispuși exterior (vezi Fig. 1.2)

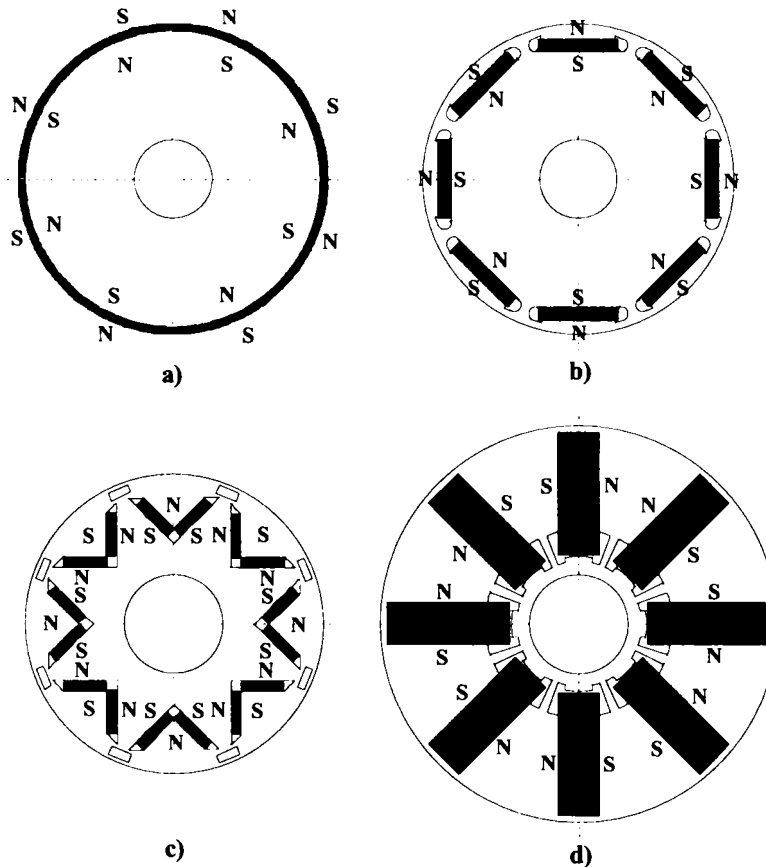


Fig. 1.1 Secțiuni prin diferite tipuri de rotoare interioare ale MSMP:
a-rotor cu MP exteriori; b-rotor cu MP înserați; c,d-rotor cu MP interiori

Există variante de MSMP la care rotorul este prevăzut cu o colivie pentru a beneficia de o pornire în asincron în cazul alimentării de la o frecvență constantă. La aceste tipuri de MSMP componenta asincronă a cuplului trebuie să depășească cuplul de pulsație produs de MP în timpul pornirii. În cazul MSMP asociate cu convertoare statice, în general aceste MSMP, nu au colivie de pornire în asincron deoarece există posibilitatea ca frecvența tensiunii de alimentare să fie sincronizată cu cea a vitezei de rotație a rotorului. În acest caz colivia rotorică se poate utiliza pentru

amortizarea unor oscilații la apariția unor perturbații sau asigurarea ecranării MP la apariția unor câmpuri magnetice tranzitorii de demagnetizare.

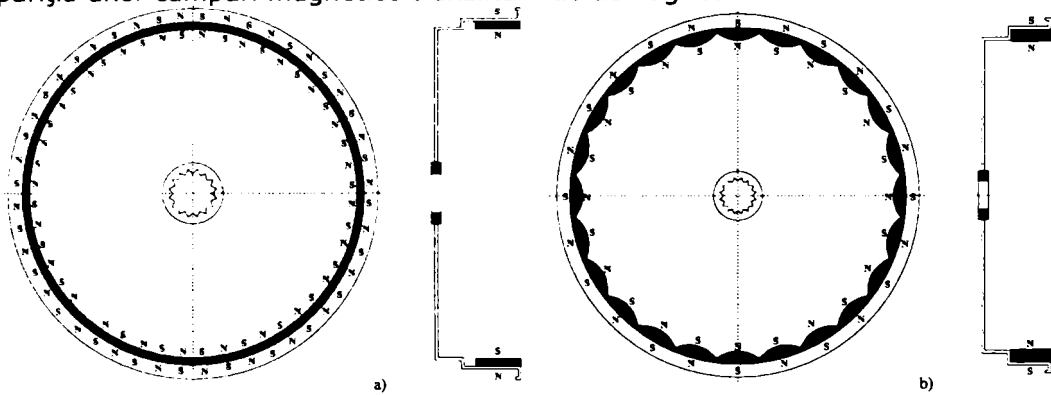


Fig. 1.2 Secțiuni prin diferite tipuri de rotoare exterioare ale MSMP:
a,b-rotor cu MP exteriori;

1.1.1 Materiale magnetice utilizate în construcția mașinilor sincrone cu magneți permanenți

În proiectarea MSMP un rol important îl joacă alegerea MP. În ultima perioadă performanțele MP au fost îmbunătățite ceea ce a dus și la îmbunătățirea performanțelor mașinilor sincrone cu magneți permanenți. În Fig. 1.3 este prezentată curba de demagnetizare a MP (care reprezintă porțiunea din cadranul II al ciclului de histereză).

Din această figură se poate observa mărimile caracteristice ce caracterizează MP și anume(vezi [2] , [10]):

- valoarea inducției remanente B_r și valoarea intensității cîmpului magnetic coercitiv H_c , determinate prin coordonatele $(B_r , 0)$ și $(0, H_c)$;
- densitatea de energie magnetică maximă $W_m = (B_m \cdot H_m)/2$;
- permeabilitatea magnetică reversibilă μ_{rev} , care reprezintă valoarea tangentei într-un punct pe curba de demagnetizare, $\mu_{rev} = \Delta B/\Delta H \tan \alpha$
- curba de revenire Δ_{rev} ; un MP magnetizat corespunzător unui punct de funcționare de pe curba de demagnetizare căruia i se modifică condițiile exterioare, își schimbă starea de magnetizare pe un ciclul de histerezis minor care practic se echivalează cu o dreaptă. Panta acestei drepte, care se definește prin permeabilitatea de revenire μ_{rev} este cu bună aproximație identică cu panta tangentei în punctul de funcționare.

Valoarea inducției remanente B_r este atinsă în cazul în care MP este în scurtcircuit, în cazul în care MP este în MSMP întrefierul mașinii are un efect de demagnetizare iar punctul de funcționare este B' corespunzător punctului de funcționare în gol. Cu cât întrefierul mașinii este mai mare cu atât unghiul α corespunzator pantei liniei de funcționare în gol este mai mic. În cazul în care în axa „d” avem un curent de demagnetizare inducția electromagnetică B este mai redusă și de exemplu punctul de funcționare al MP este de exemplu punctul B' (punct de funcționare în sarcină maximă). Punctul D reprezentat în Fig. 1.3 corespunde cazului cel mai defavorabil în cazul pornirii MSMP, sau în cazul unor regimuri tranzitorii. Odată atins punctul D, dacă efectul de demagnetizare dispare,

punctul de funcționare revine de exemplu în punctul de funcționare în sarcină maximă(C) sau de mers în gol(B) pe o altă curbă numită curba de revenire.

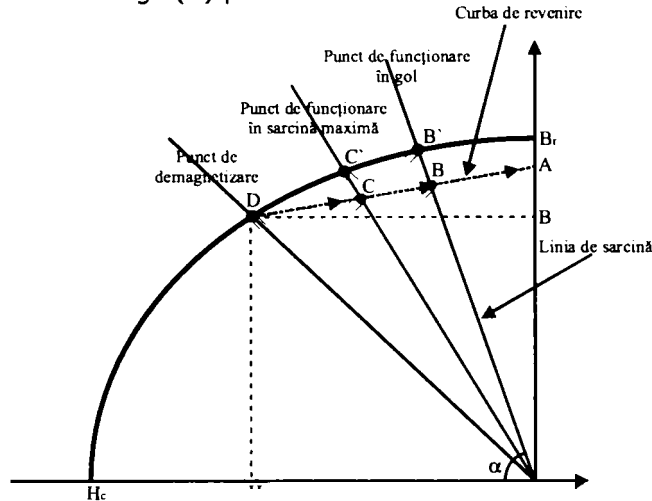


Fig. 1.3 Curba de demagnetizare a MP

Constructorul de mașini electrice alege utilizarea unui tip de MP în funcție de: parametrii impuși mașinii electrice, performanțele magnetului permanent, condițiile de procurare și în special costul magnetului permanent. În Fig. 1.4 sunt prezentate curbele de magnetizare pentru diferite tipuri de MP [2].

MP din alnico au o temperatură maximă de lucru ridicată ($\sim 560^{\circ}\text{C}$ - 600°C), o stabilitate termică bună și o valoare a inducției remanente ridicată, dar ca dezavantaj este valoare scăzută a intensității câmpului magnetic coercitiv astfel sunt ușor de demagnetizat.

MP din ferite sunt utilizați pe scară largă în construcția MSMP datorită prețului scăzut și datorită faptului că sunt ușor de produs. Feritele au o curbă de magnetizare lineară, o temperatură maximă de lucru moderată ($\sim 350^{\circ}\text{C}$), dar inducția magnetică remanentă este scăzută astfel că în cazul proiectării MSMP din ferite au un volum și greutate ridicată.

MP din Samariu-Cobalt (SmCo_5) au ca avantaj inducția magnetică remanentă ridicată, o densitate de energie ridicată, o curbă de demagnetizare liniară și o stabilitate termică foarte bună -0.03% (variația inducției magnetice în % per $^{\circ}\text{C}$). Ca dezavantaj ar fi temperatura maximă de lucru mai scăzută ($\sim 250^{\circ}\text{C}$) și preț ridicat.

MP din Neodiniu-Fier-Bor (NdFeB) au cea mai ridicată inducție magnetică remanentă, cea mai ridicată densitate de energie și o valoare ridicată a intensității câmpului magnetic coercitiv. Stabilitatea termică a MP din NdFeB este mai scăzută decât în cazul MP din (SmCo_5) și este de aproximativ -0.13% . Ca dezavantaj este temperatura maximă de lucru scăzută ($\sim 150^{\circ}\text{C}$) și posibilitatea oxidării. Prețul MP din NdFeB este mai ridicat decât al MP din ferite, dar cu ajutorul lor se poate construi MSMP de greutate mai redusă datorită densității de energie ridicată.

Un MP este supus unui procedeu de magnetizare, în scopul de a-l aduce cu performanțele magnetice corespunzătoare curbei de magnetizare de saturație magnetică. Valorile câmpului magnetic necesar magnetizării este de 3-5 ori valoarea intensității câmpului magnetic coercitiv.

Proiectarea unui MP în vederea utilizării sale ca inductor pentru o MSMP parcurge următoarele etape: alegerea tipului de magnet pentru o topologie dată a mașinii, determinarea valorii fluxului magnetic util pentru o valoare a tensiunii de

alimentare; din această ultimă condiție rezultă și valoarea inducției magnetice din întrefier. La o putere nominală dată, un randament impus, un factor de putere ales și parametrii MP aleși rezultă volumul total necesar al MP : $V = \frac{K_{MP} P_n}{B_r H_c \eta \cos}$ unde K_{MP} este un coeficient ce depinde de tipul MP ales, cuprins între valorile 25–50 [2].

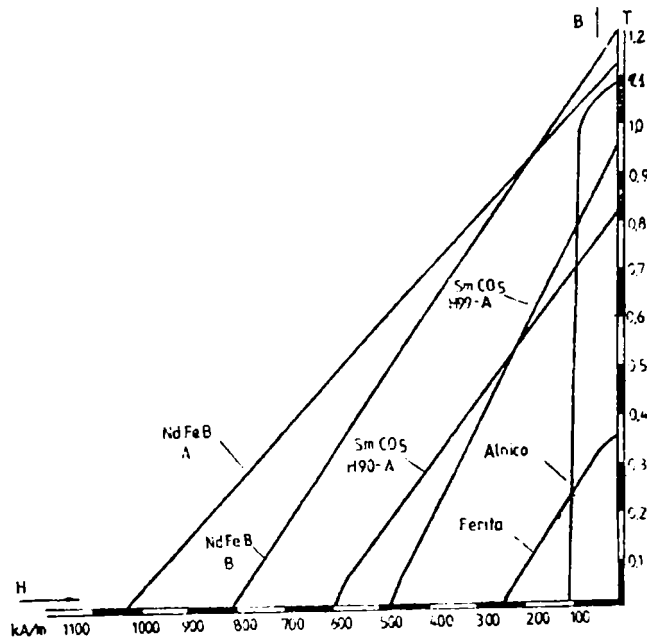


Fig. 1.4 Curbele de demagnetizare pentru diferite tipuri de MP

Etapa următoare este determinarea t.m.m. de demagnetizare datorită curentului din indus, precum și calculul valorii reluctanței circuitului exterior (întrefier, porțiuni specifice jugurilor, dinților, dispersiei circuitului magnetic statoric și rotoric), mărimi care definesc "dreapta de funcționare". Cu aceste date se determină punctul de funcționare real al MP pe caracteristica de demagnetizare, care corespunde unei inducții magnetice utile $B_{\delta u}$ care permite obținerea fluxului magnetic inițial ales. În final utilizând metoda elementelor finite (FEM), pentru o topologie dată, se analizează alura câmpului magnetic în mașină, se determină parametrii și performanțele mașinii făcându-se corecturile necesare.

1.2 Sisteme de control cu mașini sincrone cu magneți permanenți

În acest paragraf se face o prezentare generală a sistemelor de control utilizate pentru MSMP, o prezentare mai detaliată a sistemelor de control cu MSMP pentru aplicații cu puteri de până la 1,2 kW se va face în capitolele 4, 5. În lucrarea de față sunt abordate sistemele de control cu MSMPES, respectiv MSMPI, pentru sistemele de control cu MSMPET se va face doar o prezentare generală fără a se intra în detalii. În Fig. 1.5 este prezentată o clasificare a sistemelor de control cu MSMP. Din categoria MSMP fac parte MSMPES respectiv MSMPI.

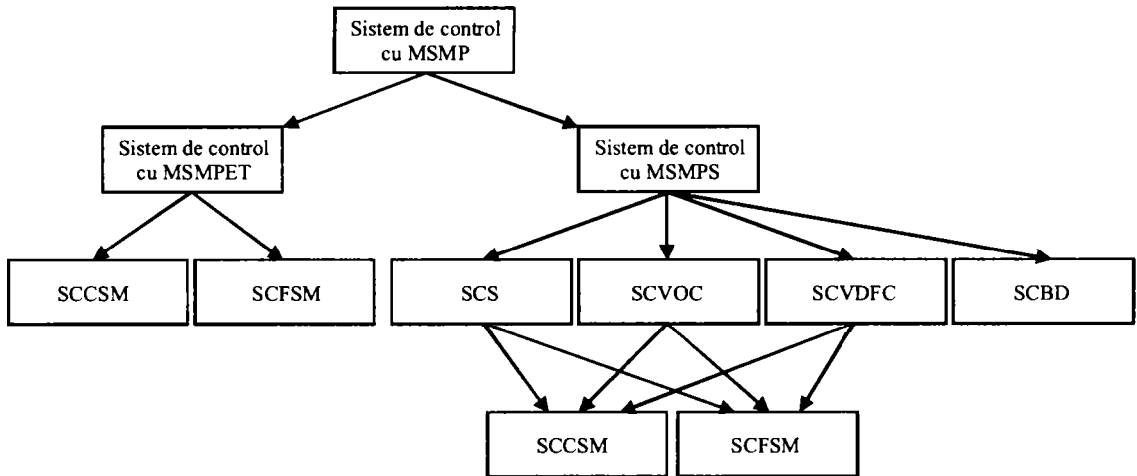


Fig. 1.5 Clasificarea sistemelor de control cu MSMP

1.2.1 Sisteme de control cu MSMPET

MSMPET așa cum s-a arătat anterior sunt MSMP la care MP sunt așezați pe suprafața exterioară a rotorului iar înfășurările în stator sunt concentrate, astfel că tensiunea electromotoare indusă este sub formă trapezoidală iar inductanțele celor două axe sunt egale $L_d = L_q$. La MSMPET cuplul electromagnetic este dat numai de fluxul MP. Variația fluxului este liniară în cazul MSMPET.

1.2.1.1 Considerente generale privind sistemele de control cu MSMPET cu senzori de mișcare

Pentru sistemele de control cu MSMPET cu senzori de mișcare este necesar un convertor de frecvență și un senzor de poziție absolută montat pe arborele motorului pentru determinarea poziției rotorului. Astfel MSMPET este cunoscut și sub denumirea de motor electronic, sau de comutație electronică.

În Fig. 1.6 este prezentată o schemă principală de control a MSMPET în care se poate observa prezența ambelor bucle de reglaj a curentului și vitezei de rotație a rotorului. MSMPET este acționată prin intermediul inverterului sursă de tensiune continuă. Tensiunea continuă este obținută cu ajutorul unui redresor conectat la rețeaua trifazată sau monofazată și o baterie de condensatoare. În general pentru aplicații cu puteri de până la 1,2 kW se utilizează ca sursă de alimentare rețeaua monofazată. În general pentru detectarea poziției rotorului se folosesc traductoare de tip Hall, dar pot fi de asemenea transformatoare rotative-resolvere, traductoare incrementale (encodere). Pentru reglajul vitezei se folosește un regulator de viteză care poate fi de tipul PI sau PID. Reglajul curentului se poate realiza de asemenea cu ajutorul unui regulator de tipul PI, PID sau de tip histereză. Modulul "Sincronizare PWM" are rolul de a determina succesiunea ventilelor ce sunt în conducție în funcție de poziția rotorului și de a determina valoarea factorului de umplere sau a frecvenței de comutare a tensiunii în funcție de valoarea de la ieșirea regulatorului de curent.

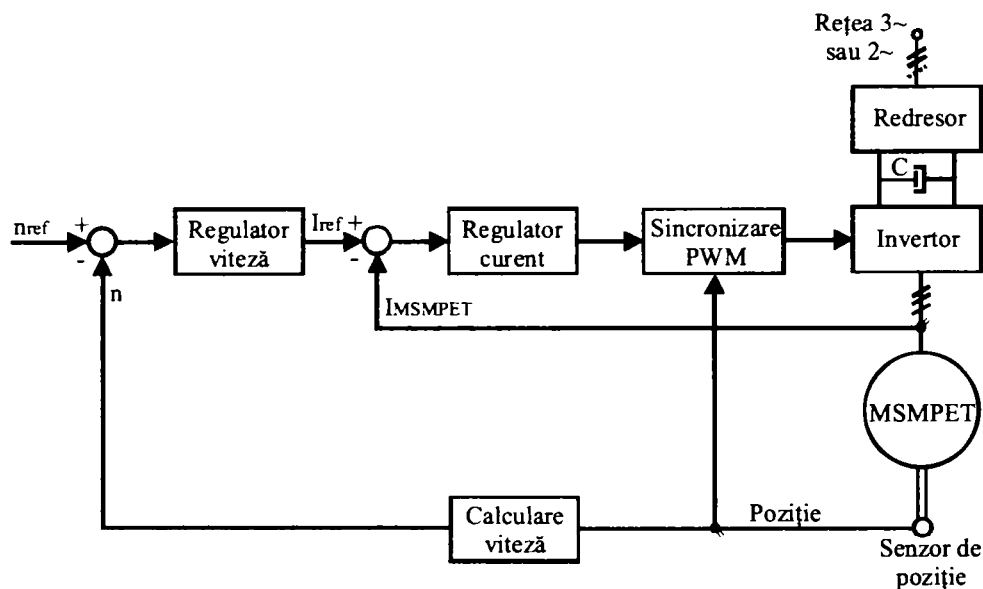


Fig. 1.6 Schemă principală de control a MSMPET

Valoarea vitezei rotorului poate fi calculată cu ajutorul modulului "Calculare viteză" din informația de poziție obținută de la senzorul de poziție sau se poate utiliza un traductor suplimentar pentru determinarea vitezei rotorului. În general nu se preferă această variantă pentru aplicații de puteri reduse datorită costurilor suplimentare ce trebuie prevăzute pentru un astfel de senzor de măsurare a vitezei de rotație a rotorului.

În Fig. 1.7 este prezentată alura tipică a curentului și a tensiunii induse în cazul MSMPET. Construcția MSMPET este simplă, are un preț redus de fabricație și uneori are o densitate mai mare de putere decât MSMP, iar sistemul de control este relativ simplu. Ca dezavantaj al MSMPET ar fi zgomotul destul de ridicat la turații mari, respectiv pulsațiile cuplului electromagnetic.

Dependent de modul de amplasare al MP și tipului conexiunii înfășurărilor trifazate ale MSMPET, există două variante de control al curentilor rectangulari și anume:

- în cazul în care MP sunt plasați pe un arc de 180° (de fapt în realitate pe un arc de 160° - 170° pentru a reduce efectul de capete al MP) iar fazele statorice sunt conectate în stea, curenții rectangulari sunt activi pe 120° grade electrice astfel că în orice moment doar două faze sunt active în cazul MSMPET trifazat.
- în cazul în care MP sunt plasați pe un arc de 120° iar fazele statorice sunt conectate în triunghi, curenții rectangulari sunt activi pe 180° grade electrice astfel că în orice moment toate cele trei faze sunt active în cazul MSMPET trifazat.

În cazul în care suma celor două tensiuni electromotoare a fazelor excitate ale MSMPET au valori apropiate de tensiunea continuă la intrarea invertorului, regulatorul de curent intră în saturație, astfel doar printr-un unghi de avans α impus curentului față de tensiunea electromotoare se poate menține o valoare corespunzătoare a cuplului electromagnetic necesar sistemului de control.

T.e.m. indusă în fazele mașinii și cuplul electromagnetic sunt mărimi ce depind de viteza de rotație, respectiv de curentul mașinii, similar expresiilor de la mașinile de c.c. Viteza de rotație este controlată prin tensiunea de c.c. a sursei invertorului de putere, iar curentul prin comanda corespunzătoare a ventilelor invertorului.

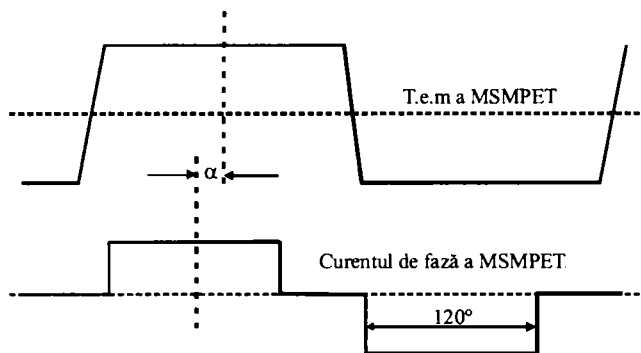


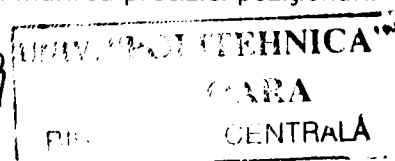
Fig. 1.7 Curentul și tensiunea electromotoare tipică pentru MSMPET

Pentru reglarea curentului la MSMPET există două variante [1], [9]:

1. utilizarea modulării în lățime de puls (PWM), în acest caz tensiunea de alimentare este modulată la o frecvență fixă, iar valoarea factorului de umplere este determinată de eroarea curentului. Ca avantaj al utilizării PWM este frecvența de modulare care este fixă, astfel zgomotul acustic și electromagnetic poate fi ușor filtrat. Există 2 strategii de utilizare a PWM în cazul MSMPET și anume :
 - 1.1. o strategie "hard" de modulare ("hard chopping" sau "feedback mode"). Prin utilizarea acestei tehnici de modulare, modularea curentului se realizează prin modificarea raportului T_v/T_c , unde T_v este timpul în care ventilele V_1, V_4 sunt în conducție (în acest caz curentul crește), iar T_c este timpul ventilele în care V_1, V_4 numai sunt în conducție moment în care curentul descrește datorită diodelor D_1, D_4 . Ca dezavantaj al acestei metode este variația mare a curentului comparativ cu metoda de modulare "soft".
 - 1.2. o strategie "soft" de modulare ("soft chopping" sau "freewheeling mode"). În cazul acestei tehnici de modulare modularea curentului se realizează prin modificarea raportului T_v/T_c , unde T_v este timpul în care ventilele V_1, V_4 sunt în conducție (în acest caz curentul crește), iar T_c este timpul în care ventilul V_4 nu mai este în conducție, moment în care curentul descrește datorită ventilului V_1 și diodei D_2 (vezi Fig. 1.8). Cu ajutorul acestei tehnici sunt reduse variațiile curentului de fază a motorului.
2. utilizarea unui regulator de curent de tip histereză. În acest caz ventilele sunt închise sau deschise, în funcție de valoarea curentului, față de curentul de referință. Cu ajutorul regulatorului de curent valoarea curentului este menținută la o anumită valoare în funcție de banda de histereză care se alege în funcție de frecvența maximă de comutare. În cazul acestei metode frecvența de modulare variază în funcție de eroarea curentului, în timp ce în cazul PWM este frecvența de modulare este fixă. Aceste metode se recomandă în cazul aplicațiilor în care viteza și sarcina nu variază mult astfel frecvența de modulare nu variază așa de mult. Ca tehnică de comutare a ventilelor se pot aplica ambele metode "hard" sau "soft". Cu această metodă curentul se poate regla mai exact, dar datorită variației frecvenței de modulare zgomotul acustic și electromagnetic este mai greu de filtrat.

Pentru trecerea în regim de frână raportul T_v/T_c devine subunitar ($T_c > T_v$). Un avantaj al MSMPET este faptul ca necesită doar șase puncte fixe de detectare a poziției rotorului, la intervale de 60° electrice. Senzori de tipul traductoarelor Hall, în număr de trei plasați la 60° electrice, sunt cei mai preferați pentru mașinile sincrone cu magneți permanenți de mică și medie putere. Pentru mărirea preciziei poziționării

655.399



se utilizează encodere, care sunt o sursă de semnale electrice de mare rezoluție pentru realizarea comutației ventilelor inverterului. În aplicațiile de puteri reduse în general nu se folosesc encodere datorită prețului ridicat al sistemului de control.

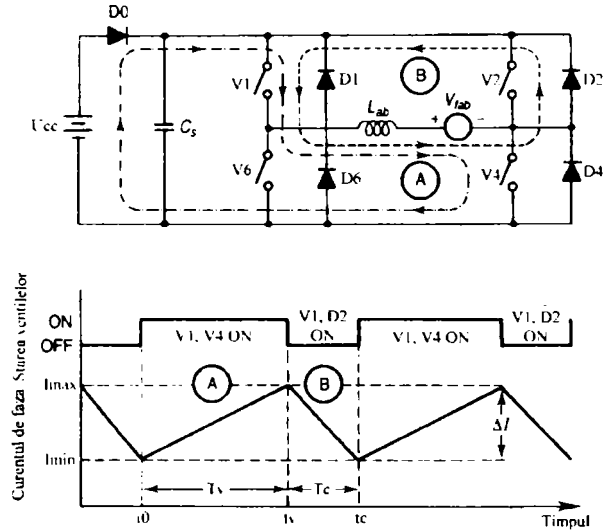


Fig. 1.8 Modularea forme de undă a curentului la MSMPET [1]

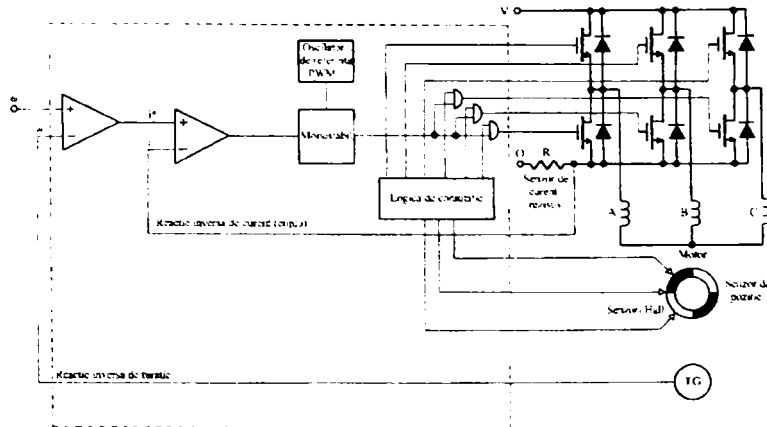


Fig. 1.9 Structura unui sistem de control cu MSMPET

Senzorul de curent se plasează, de cele mai multe ori, în circuitul intermediar de c.c al inverterului în cazul în care curenții rectangulari sunt activi pe 120° electrice. În cazul în care curenții rectangulari sunt activi pe 180° electrice sunt necesari trei senzori de curent înseriați după ventilele inferioare ale inverterului sau pe fazele mașinii. În aplicațiile cu puteri de până 1,2 kW, dar nu numai se folosesc ca senzori de curent, senzori rezistivi (șunturi).

Structura sistemului de control a unei MSMPET este redată în Fig. 1.9 fiind realizată prin intermediul următoarelor dispozitive: un inverter trifazat alimentat de la o sursă de tensiune continuă având un condensator în paralel și un traductor de curent pe partea de c.c.; trei senzori de poziție rotorici (de ex. 3 traductori Hall astfel că se obțin poziția rotorului la fiecare 60° electrice); un dispozitiv de

comutație secvențială; un tahogenerator (informația de viteză poate fi calculată și din semnalele traductorului de poziție); două bucle de reglare înseriate, prima pentru turație, a doua pentru curent.

În cazul conducerii pe 180° , când trei faze sunt parcurse de curent, se preferă utilizarea unui regulator de tip histerzis pentru curenți, plasat pe fiecare fază a mașinii.

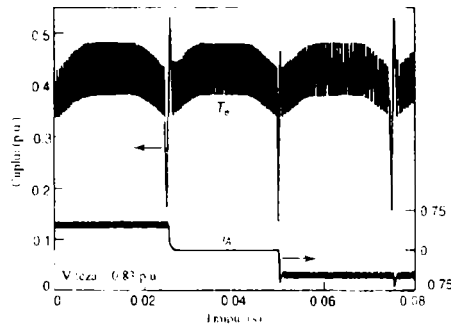


Fig. 1.10 Cuplul electromagnetic și curentul instantaneu simulate pentru o MSMPET [4]

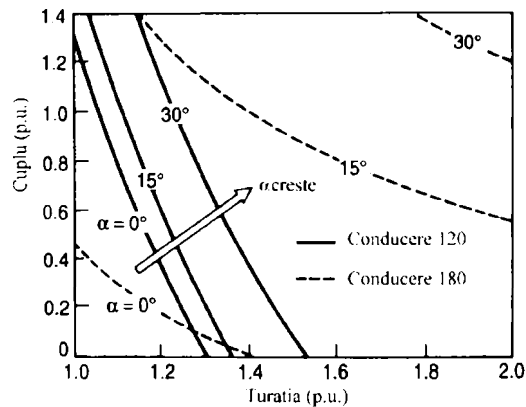


Fig. 1.11 Caracteristicile cuplu/viteză de rotație dependente de unghiul de avans α [1]

Ca dezavantaj al MSMPET este faptul că cuplul electromagnetic prezintă pulsații care se datorează pe de o parte motorului iar pe de altă parte inverterului. Motorul introduce pulsații prin forma undei t.e.m. datorate în parte și fluxului de dispersie. Contribuția inverterului se produce datorită suprapunerii curenților pe perioada comutației și pulsațiilor de înaltă frecvență în curent datorită tehnicii PWM. Pulsațiile cuplului se produc cu o frecvență de 6 ori frecvența de bază (Fig. 1.10). Există tehnici diferite de micșorare a pulsațiilor cuplului electromagnetic, propuse în diferite articole de-a lungul timpului.

La viteze de rotație ridicate t.e.m. crește și poate atinge valoarea tensiunii de c.c. a sursei principale. În această situație regulatorul de curent "saturat" nu mai poate menține alura cerută formei de curent. Simultan valoarea cuplului electromagnetic scade rapid. Modificarea unghiului α de avans dintre tensiune și curent permite menținerea cuplului la valorile cerute de acționare (Fig. 1.11). Alura cuplu/viteză de rotație este diferită pentru cele două cazuri de comandă ale inverterului: conducere pe 180° sau conducere pe 120° . S-au propus sisteme de control la care controlul unghiului α se face în funcție de viteza de rotație.

1.2.1.2 Considerente generale privind sistemele de control cu MSMPET fără senzori de mișcare

Cum tendința în sistemele de control este de reducere a costurilor și de creștere a siguranței sistemelor de control, o soluție pentru a îndeplinii aceste cerințe ar fi realizarea de sisteme de control cu MSMPET fără senzori de mișcare astfel că viteza și poziția rotorului este estimată. În cazul MSMPET realizarea sistemelor de reglaj fără senzori de mișcare este oarecum simplă, având în vedere faptul că în orice moment de timp doar două faze sunt active iar comutarea între faze se realizează la fiecare 60° electrice. O problemă a sistemelor de control fără senzori de mișcare este acționarea motorului la viteze scăzute și determinarea poziției inițiale a rotorului la pornire. Există în literatura de specialitate diferite metode de implementare a sistemelor de control fără senzori de mișcare. În continuare vor fi prezentate două dintre aceste metode și anume: măsurarea directă a tensiunii electromotoare induse sau măsurarea sensului tensiunii statorice și determinarea armonicilor de ordinul 3 a tensiunii din punctul "n" a conexiunii stea a înfășurărilor trifazate statorice .

În Fig. 1.12 este prezentat schematic un invertor sursă de tensiune asociat cu o MSMPET reprezentată prin înfășurările statorice trifazate simetrice conectate în stea. Metoda de măsurare și analiză a tensiunii electromotoare induse se bazează pe faptul că în sistemele de control cu MSMPET doar două faze din cele trei sunt active, iar perioada de comutație este de 60° electrice, astfel că se poate detecta trecerea prin zero a tensiunii electromotoare induse în faza neactivă a MSMPET. Măsurarea directă a tensiunii electromotoare induse este cea mai populară metodă pentru MSMPET. În Fig. 1.13 sunt prezentate două variante de măsurare a tensiunii electromotoare induse [9], [12].

În cazul variantei "a)" pentru măsurarea tensiunii electromotoare se folosește un divizor de tensiune format din rezistențele R_1, R_2 . Valoarea rezistențelor se alege astfel încât tensiunea maximă la intrarea ADC să nu depășească valoarea maximă admisibilă a intrării analog-digitale. Condensatorul C are rolul de filtrare a frecvenței de modulare a tensiunii invertorului astfel că valoarea condensatorului se alege în funcție de valoarea frecvenței de modulare.

În această variantă se observa ca pentru măsurarea și analiza tensiunii electromotoare induse se folosesc trei intrări ADC ale unui μC , DSP sau DSC. Prin intermediul intrării ADC cu ajutorul divizorului de tensiune se poate măsura tensiunea de fază statorică raportată la masa invertorului sursă de tensiune V_{am}, V_{bm}, V_{cm} . Valoarea tensiunii în punctul "n" al conexiunii stea a înfășurării statorice raportată la masă este dată de relația:

$$V_n = \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \quad (1.1)$$

În determinarea relației (1.1) s-a avut în vedere faptul că suma curenților i_a, i_b, i_c este zero, iar formele de undă ale tensiunilor induse e_a, e_b, e_c este trapezoidală. În cazul în care doar două din cele trei faze ale MSMPET sunt active, se poate scrie pentru faza reactivă (de exemplu în faza "a" valoarea curentului este zero) următoarea relație:

$$e_{ana} = V_{ana} - V_n \quad (1.2)$$

unde:

e_{ana} este valoarea tensiunii în faza neactivă

V_{ana} valoarea tensiunii în faza neactivă raportată la masă
 V_n este valoarea tensiunii în punctul "n" raportată la masă

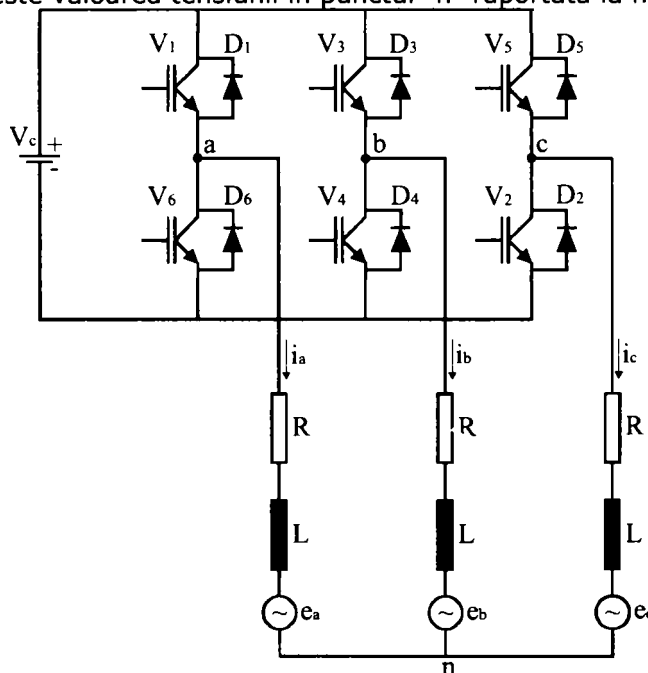


Fig. 1.12 Invertor sursă de tensiune asociat cu o MSMPET

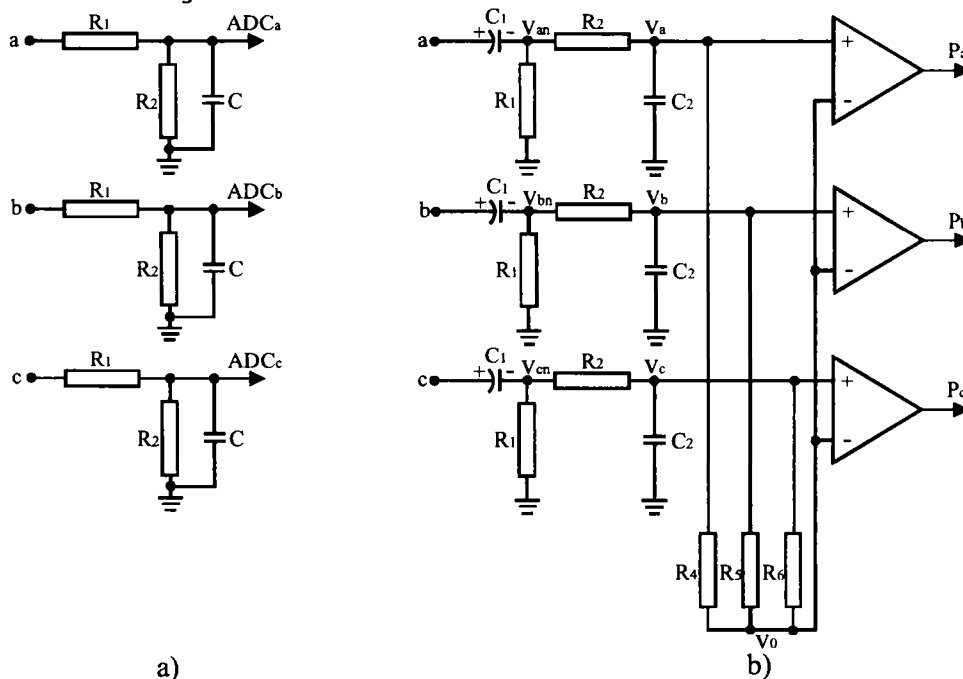


Fig. 1.13 Metode de măsurare a tensiunii electromotoare induse

Cu ajutorul relației (1.2) se poate determina trecerea prin zero a tensiunii electromotoare induse a fazei neactive, sau mai exact se poate determina schimbarea de semn a tensiunii electromotoare induse. Cum avem 6 treceri prin

zero ale tensiunii electromotoare induse, se poate spune că se obține aceeași informație de poziție ca în cazul utilizării a trei senzori Hall. Calitatea sistemului de control depinde de valoarea amplitudinii tensiunii electromotoare. Astfel această metodă poate fi implementată până la o anumită valoare minimă a vitezei de rotație. Efectul de saturație afectează această metodă de determinarea poziției rotorului fără senzori de mișcare.

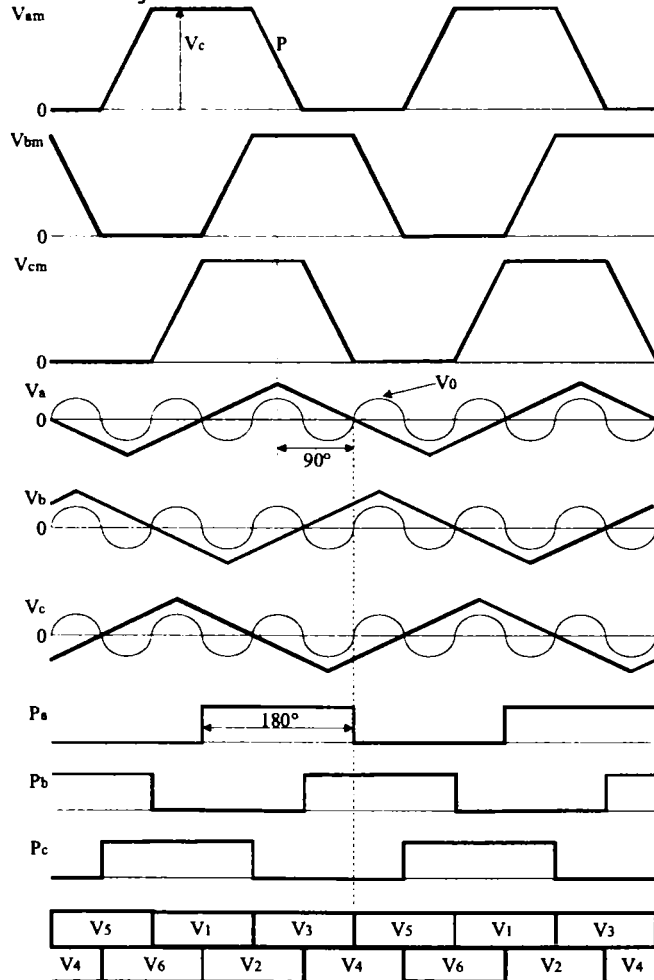


Fig. 1.14 Formele de undă ale tensiunii

În a doua variantă (vezi Fig. 1.13.b) sunt de asemenea măsurate tensiunile de fază ale motorului raportate la masă dar acestea sunt prelucrate mai departe astfel că la ieșirea modului se obțin semnalele P_a , P_b , P_c identice cu semnalele ce se obțin în cazul s-ar utiliza trei senzori Hall. În Fig. 1.14 se prezintă formele de undă prelucrate ce se obțin cu ajutorul schemei din Fig. 1.13.b. În Fig. 1.14 V_{am} , V_{bm} , V_{cm} reprezintă tensiunea măsurată între terminalele fazelor MSMPET (punctele "a", "b", "c") și masă. În continuare aceste semnale sunt trecute prin blocurile de condensatoare C_1 astfel se obțin tensiunile trapezoidale V_{an} , V_{bn} , V_{cn} a căror amplitudine de $\pm V_C$. Semnalele V_a , V_b , V_c din Fig. 1.14 sunt obținute prin integrarea semnalelor V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . Valoarea maximă a semnalului V_a corespunde trecerii prin zero a semnalului V_{an} , adică corespunde cu punctul P. Tensiunea V_0 se obține din însumarea semnalelor V_a , V_b , V_c cu ajutorul blocului de rezistențe conectate în stea

(R_4, R_5, R_6). Semnalul V_0 conține armonică de ordinul trei, iar trecerea prin zero a semnalului este sincronizat cu trecerea prin zero a semnalelor V_a, V_b, V_c . În final se obțin semnalele P_a, P_b, P_c din compararea semnalului V_0 cu semnalele V_a, V_b, V_c . În funcție de semnalele dreptunghiulare P_a, P_b, P_c (semnale identice s-ar obține și în cazul utilizării a 3 senzori de tip Hall), se poate determina care ventile sunt active. Ca și în metoda prezentată în Fig. 1.13.a determinarea poziției rotorului se poate face pentru o anumită valoare minimă a vitezei de rotație a rotorului.

A doua metodă de realizare a unui sistem de control fără senzori de mișcare pentru MSMPET prezentată în lucrarea de față este determinarea armonicii de ordinul trei a tensiunii din punctul "n" a conexiunii stea a înfășurărilor statorice. În Fig. 1.15 este prezentată schema principală utilizată în cazul acestei metode. În această figură se utilizează rezistențe R pentru a crea noul "N", iar rezistențele R_c se utilizează pentru crearea punctului V_{DN} a tensiunii continue.

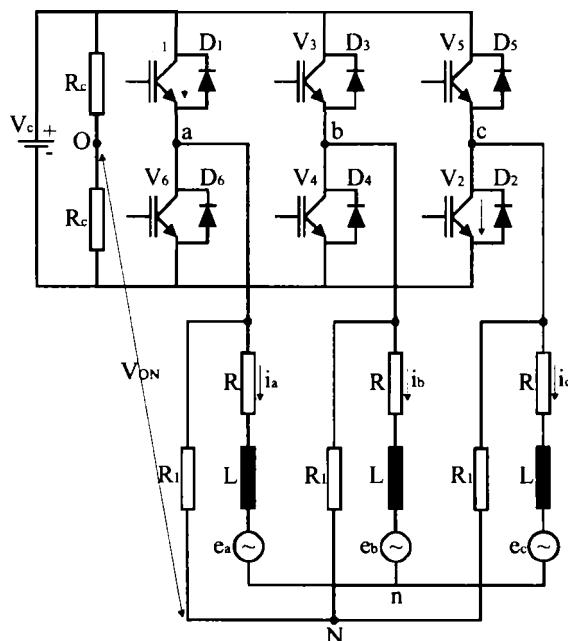


Fig. 1.15 Schemă principală utilizată pentru determinarea armonicii de ordinul 3 a tensiunii din punctul "n"

Astfel armonică de ordinul trei a tensiunii apare între punctele "n" și "N". Pentru MSMPET ecuația volt-ampere pentru cele trei faze se poate scrie:

$$\begin{aligned} V_{an} &= R_S i_a + L_S \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_{bn} &= R_S i_b + L_S \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_{cn} &= R_S i_c + L_S \frac{di_c}{dt} + e_c \end{aligned} \quad (1.3)$$

unde:

$V_{an, bn, cn}$ reprezintă tensiunea de fază
 $i_{a, b, c}$ curentul prin fazele "a", "b", "c"
 R_S rezistența înfășurării statorice
 L_S inductivitatea înfășurării statorice

$e_{a,b,c}$ tensiunea electromotoare indusă a fazei "a", "b", "c"
 În cazul MSMPET, tensiunea electromotoare indusă e_a are formă trapezoidală, astfel că poate fi exprimată cu ajutorul seriei Fourier sub forma:

$$e_a = E(\cos(\omega t) + K_3 \cos(3\omega t) + K_5 \cos(5\omega t) + \dots) \quad (1.4)$$

unde:

E reprezintă amplitudinea tensiunii electromotoare induse

$K_{3,5,\dots}$ coeficient ce determină amplitudinea armonicii de ordinul 3, 5, ... a tensiunii electromotoare induse

Tensiune electromotoare indusă pentru celelalte două faze se scrie în mod asemănător (vezi relația 1.4). Adunând ecuațiile volt-ampere se obține următoarea relație:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = R_s(i_a + i_b + i_c) + L_s\left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) + (e_a + e_b + e_c) \quad (1.5)$$

sau

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 3EK_3 \cos(3\omega t) + e_s \quad (1.6)$$

unde:

e_s reprezintă suma armonicilor superioare (>3) a tensiunii electromotoare induse

Având în vedere Fig. 1.15 se poate scrie următoarele ecuații ale tensiunii:

$$V_{an} + V_{nN} + V_{aN} = 0 \quad (1.7)$$

$$V_{bn} + V_{nN} + V_{bN} = 0 \quad (1.8)$$

$$V_{cn} + V_{nN} + V_{cN} = 0 \quad (1.9)$$

Adunând ecuațiile (1.7), (1.8), (1.9) se obține relația:

$$V_{nN} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) + \frac{1}{3}(V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) \quad (1.10)$$

Din relația (1.10) și (1.6) respectiv cum ($V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0$) rezultă:

$$V_{nN} = EK_3 \cos(3\omega t) + \frac{1}{3}e_s \quad (1.11)$$

Armonica de ordinul trei a tensiunii V_{nN} este aproximativ triunghiulară (vezi Fig. 1.16). Această tensiune poate fi măsurată numai în cazul în care avem acces la noul mașinii. Dacă nu avem acces la noul mașinii această tensiune poate fi calculată indirect în felul următor. Dacă se consideră punctul "O" al tensiunii continue (vezi Fig. 1.16) se pot scrie următoarele ecuații ale tensiunii:

$$V_{ao} + V_{oN} + V_{nN} + V_{na} = 0 \quad (1.12)$$

$$V_{bo} + V_{oN} + V_{nN} + V_{nb} = 0 \quad (1.13)$$

$$V_{co} + V_{oN} + V_{nN} + V_{nc} = 0 \quad (1.14)$$

Cum în fiecare moment de timp două faze sunt active, să presupunem de exemplu că conduc ventilele V1, V2. Astfel se poate scrie:

$$V_{ao} = 0.5V_c \quad V_{co} = 0.5V_c \quad V_{na} = -0.5V_c \quad V_{nc} = -0.5V_c \quad (1.15)$$

Considerând relațiile (1.15), (1.11) respectiv (1.14) rezultă:

$$V_{oN} = -V_{nN} = -EK_3 \cos(3\omega t) - \frac{1}{3}e_s \quad (1.16)$$

Din relația (1.16) se observă că V_{nN} poate fi măsurată prin intermediul tensiunii V_{oN} , astfel se poate spune că în absența accesului la noul MSMPET se poate măsura armonica de ordinul 3 a tensiunii V_{oN} . Se poate demonstra că relația (1.16) este valabilă și în cazul în care alte ventile sunt în conducție. În Fig. 1.16 este

prezentat cum este utilizată armonica de ordinul 3 a tensiunii V_{oN} în determinarea ordinii de comutare a ventilelor. Așa cum se observă din Fig. 1.16 pentru determinarea comutării ventilelor se folosește integrala tensiunii V_{oN} notată cu V_{oNint} care este defazată cu 90° electrice și are un conținut mai redus de armonici superioare. Trecerea prin zero a tensiunii V_{oNint} de la valoare negativă la valoare pozitivă determină comutarea ventilelor superioare, respectiv trecerea prin zero de la valori pozitive la valori negative a tensiunii V_{oNint} determină comutarea ventilelor inferioare ale inverterului. Trecerea prin zero a tensiunii V_{an} este utilizată pentru sincronizarea secvenței de comutare a ventilelor.

Ca dezavantaj al acestei metode este la fel ca și în cazul metodei anterioare faptul că detectarea armonicii de ordinul 3 a tensiunii se poate face doar pentru o valoare minimă de rotație a MSMPET. Ambele metode de determinare a poziției rotorului fără senzori de mișcare prezentate nu pot fi aplicate când rotorul MSMPET este în repaus sau se rotește cu viteze reduse.

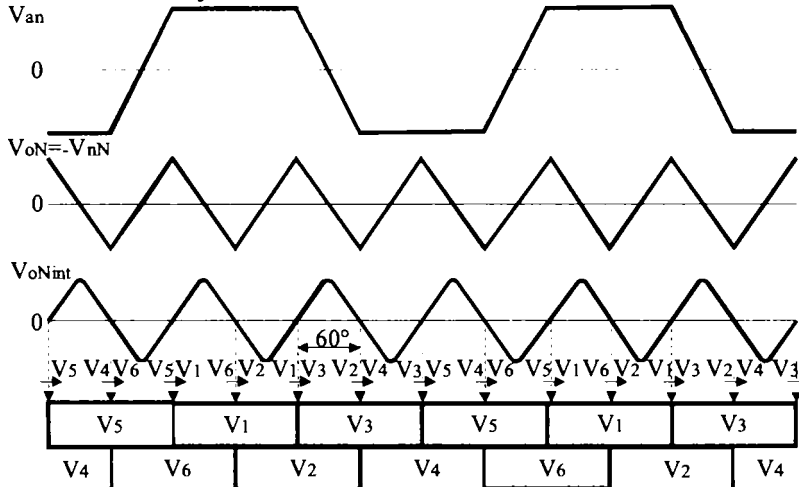


Fig. 1.16 Formele de undă ale tensiunii în cazul determinării armonicii de ordinul 3 a tensiunii

În cazul sistemelor de reglaj fără senzori de mișcare pentru MSMPET discutate mai sus, trebuie pornit MSMPET în buclă descrisă până la o viteză de rotație ce permite determinarea poziției rotorului prin metodele prezentate mai sus și numai după aceea trecerea la algoritmul de control fără senzori de mișcare propus. O problemă importantă este alegerea momentului de trecere de la algoritmul în buclă deschisă la cel propus. Dacă acest moment nu este bine ales se poate întâmpla ca MSMPET să-și piardă sincronismul. Determinarea acestui moment se face prin stabilirea unui unghi minim ce trebuie să existe între ventilul activ de exemplu V_1 în buclă deschisă și ventilul V_1 ce ar trebui să fie activ datorită algoritmului de control al MSMPET fără senzori de mișcare propus.

1.2.2 Sisteme de control cu MSMPS

MSMPS din această categorie facând parte MSMPEs, respectiv MSMPI, adică acele mașini sincrone cu magneți permanenți care au înfășurarea statorică distribuită sau concentrată la care numărul de creștături per pol per fază este fracțional, astfel încât tensiunea electromotoare indusă să aibă o alură sinusoidală sau cvasi-sinusoidală. La aceste MSMPS, MP sunt amplasați pe periferia rotorului rezultând MSMPEs (sau MSMP cu poli plini) la care $L_d = L_q$, sau în interiorul rotorului

rezultând MSMP (MSMP cu poli proeminenți) la care $L_d \neq L_q$. Așa cum deja s-a menționat din punct de vedere al producerii cuplului electromagnetic, MSMP necesită curenți statorici de formă sinusoidală, astfel că în orice moment de timp toate cele trei faze statorice ale MSMP sunt active rezultând un sistem de control mai complex decât în cazul sistemelor de control cu MSMPET. Datorită pulsațiilor mai ridicate în cuplul electromagnetic produs de MSMPET și a performanțelor reduse în zona slăbirii de câmp, precum și a zgomotului acustic produs, face ca MSMP să fie preferate în locul MSMPET în majoritatea aplicațiilor unde se cere o plajă largă de variație a turației. În general sistemul de control al MSMP este mai complicat decât al MSMPET, în general fiind necesar o cunoaștere mai exactă a poziției rotorului. MSMP sunt o bună alegere în competiția cu MI. Sistemele de control cu MSMP au apărut în anii 70 și datorită posibilității de realizarea a unor sisteme de control performante sunt din ce în ce mai utilizate în diferite aplicații, actual fiind de asemenea o alternativă bună și pentru aplicațiile de uz casnic. Sistemele de control cu MSMP pot fi clasificate astfel:

- sistem de control în buclă deschisă(SCBD);
- sistem de control scalar(SCS);
- sistem de control vectorial cu orientare după câmp(SCVOC);
- sistem de control vectorial direct în flux și cuplu(SCVDFC);

1.2.2.1 Sistem de control în buclă deschisă cu MSMP

În cazul sistemelor de control cu MSMP în buclă deschisă, MSMP pot fi prevăzute cu o colivie rotorică, astfel se dezvoltă și un cuplu electromagnetic asincron în cazul în care rotorul MSMP nu se rotește în sincronism cu frecvența statorică. Cu ajutorul coliviei rotorice, MSMP poate fi menținută mai ușor în sincronism în cazul acestui sistem de control. Sistemul de control în buclă deschisă este foarte simplu, algoritmul de control fiind cunoscut sub denumirea de tensiune/frecvență constantă. O schemă principală a unui astfel sistem de control este prezentat în Fig. 1.17.

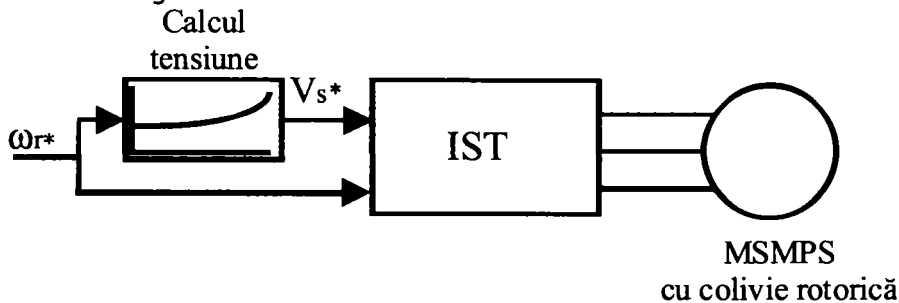


Fig. 1.17 Schemă principală de sistem de control în buclă deschisă cu MSMP

Un avantaj al acestei scheme de comandă este faptul că echipamentul de control este similar cu cel utilizat la mașinile de inducție și pe de altă parte MSMP nu sunt dependente de alunecarea specifică MI, iar ca dezavantaj sunt performanțele scăzute ce se obțin cu un astfel de sistem de control. Ca aplicații unde se folosește acest sistem de control simplu ar fi ventilatoarele și pompele unde performanțele dinamice ale sistemului nu sunt pretențioase. În general se poate folosi același sistem de control pentru comanda mai multor MSMP în paralel.

1.2.2.2 Sisteme de control scalar (SCS) cu MSMPS

Sistemele de control scalar cu MSMPS sunt sisteme de control în buclă închisă, la care pentru determinarea poziției rotorului este utilizat un senzor de poziție, astfel că rotorul poate fi menținut în sincronism cu solenația înfășurării statorice. În cazul acestui sistem de control MSMPS nu este prevăzut cu colivie rotorică, iar în sistemul de control nu sunt măsurați curenții MSMPS. În Fig. 1.18 este prezentată o schemă de principiu a unui sistem de reglaj scalar cu MSMPS.

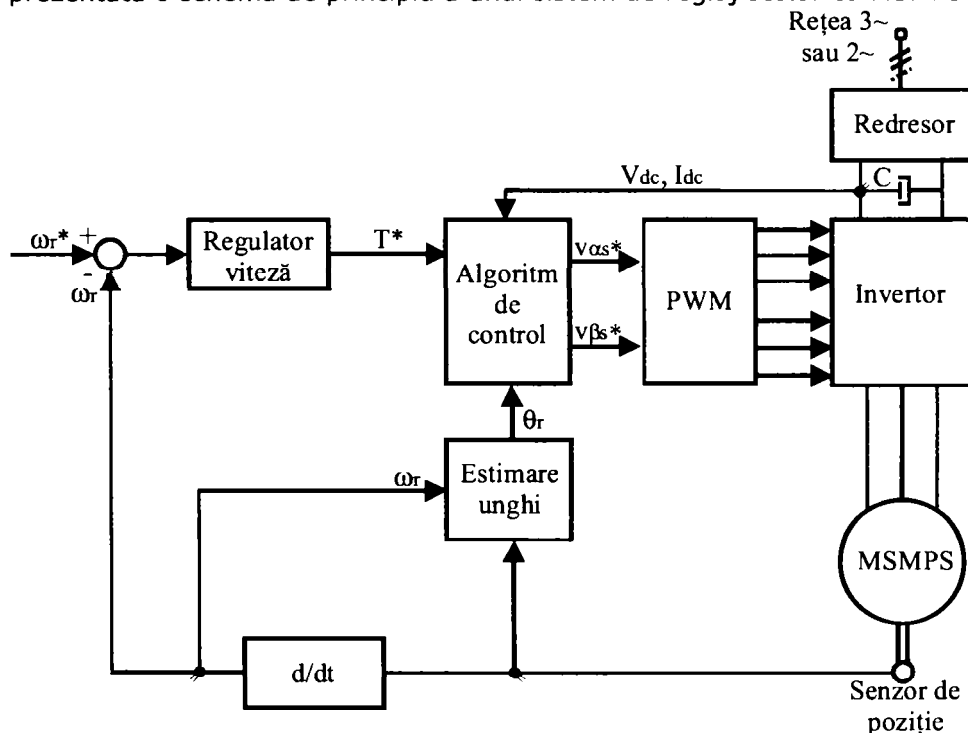


Fig. 1.18 Schemă bloc principală a unui sistem de control scalar cu MSMPS

Așa cum se observă din Fig. 1.18 eroarea de viteză este aplicată unui regulator de viteză care poate fi de tipul PI sau PID, a cărui ieșire este cuplul de referință T^* . În funcție de valoarea cuplului de referință, a valorilor tensiunii și curentului din circuitul intermediar de curent continuu a invertorului, a poziției rotorului este folosit un algoritm de control pentru determinarea valorilor de referință a tensiunii modelului ortogonal în referențial statoric $v_{\alpha s}^*$, $v_{\beta s}^*$, valori necesare pentru generarea PWM:

În aplicațiile de uz casnic se folosesc ca senzori de poziție 2 sau 3 senzori Hall, cu ajutorul cărora se poate determina viteza de rotație a rotorului, respectiv poziția lui.

Algoritmul de control utilizat pentru sistemul de control scalar cu MSMPS va fi prezentat detaliat în capitolul 4. În cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW acest sistem de control scalar este des utilizat datorită simplității și a costului redus necesar realizării practice, iar performanțele obținute sunt bune.

1.2.2.3 Sistem de control vectorial cu orientare după câmp (SCVOC) cu MSMPS

Sistemul de control vectorial cu orientare după câmp este o metodă eficientă de reglaj a MSMPS, în aplicațiile cu viteză variabilă la care cuplul de sarcină variază rapid într-un domeniu larg de viteze inclusiv în zona slăbirii de câmp. Principiul de bază a sistemului de control vectorial cu orientare după câmp constă în conducerea decuplată cu două bucle de reglare paralele, una pentru reglajul cuplului electromagnetic (rapidă), reprezentată prin curentul de referință i_d^* , iar cealaltă pentru reglajul fluxului (mai lentă), reprezentată prin curentul de referință i_q^* . În cazul utilizării acestui sistem de control este necesară utilizarea modelului matematic al MSMPS în referențialul rotoric. Componentele curentului statoric ale modelului matematic al MSMPS în referențialul rotoric este aliniat cu fluxul rotoric.

Pentru calculul curenților în axa "d" respectiv "q" cunoscând curenții de fază i_{as} , i_{bs} , i_{cs} este necesară cunoașterea poziției rotorului. Datorită utilizării modelului matematic în referențialul rotoric al MSMPS sistemul de reglaj este relativ simplu și este asemănător cu cel al mașinilor de c.c. O schemă de principiu a unui sistem de control vectorial cu orientare după câmp este prezentat în Fig. 1.19. În Fig. 1.19 se observă că ieșirea regulatorului de viteză este cuplul de referință T^* (este mărimea de execuție pentru controlul lui θ_r respectiv ω_r). În funcție de valoarea cuplului de referință, respectiv a vitezei rotorului se poate determina valorile de referință ale curenților i_d^* , i_q^* de exemplu în cazul în care viteza de rotație este mai mică decât viteza de bază (adică nu ne aflăm în zona slăbirii de câmp) se poate utiliza următoarele strategii de control: strategie de control cu $i_d=0$, strategie de control cuplu maxim pentru un curent dat, strategie de control cu factor de putere unitar, strategie de control cu flux rezultat constant. În zona slăbirii de câmp pentru determinarea valorilor curentului de referință ale curenților i_d^* , i_q^* se folosesc strategii de control specifice slăbirii de câmp. Aceste strategii de control vor fi prezentate în capitolul 3.

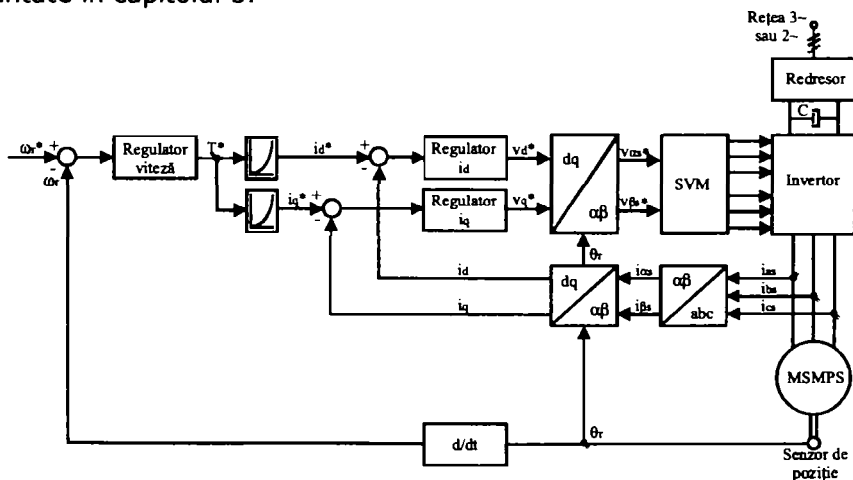


Fig. 1.19 Schema bloc principală a unui sistem de control vectorial cu orientare după câmp cu MSMPS

În sistemul de reglaj din măsurarea curenților i_a , i_b , i_c aplicând transformata Clarke, respectiv Park se poate obține valorile reale ale curenților i_d , i_q . Erorile curenților după cele două axe sunt prelucrate cu ajutorul reguletoarelor de curent

rezultând mărimile de referință v_d^* , v_q^* . Cu ajutorul transformatei Park inverse se obțin valorile de referință ale tensiunii în referențial statoric v_α^* , v_β^* . Aceste tensiuni sunt utilizate în continuare ca valori de intrare ale modulului de generare a SVM. Sistemul de control vectorial cu orientare după câmp din Fig. 1.18 are ca mărime de conducere viteza de rotație a motorului ω_r^* , ca mărimi de reacție măsurate poziția rotorului θ_r , viteza rotorului ω_r , respectiv curenții motorului i_a , i_b , i_c , ca mărimi de ieșire valoarea de referință a tensiunii în coordonatele statorice v_α^* , v_β^* . Mărimile de perturbație sunt cuplul de sarcină, tensiunea de alimentare a inverterului, temperatura motorului, saturația magnetică și momentul de inerție.

În sistemul de reglaj propus se utilizează măsurarea curentului din toate cele trei faze a motorului, o altă variantă ar fi măsurarea a doar doi curenți sau reconstrucția curenților motorului din valoarea curentului din circuitul intermediar de tensiune continuă. În general în cazul sistemelor de control vectoriale cu orientare după câmp este necesară utilizarea unui traductor de poziție cu o rezoluție cât mai ridicată, în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW se va arăta că și în cazul utilizării a doi senzori de tip Hall se obțin performanțe bune, de asemenea nu trebuie uitat modelul matematic al mașinii în care intervine parametrii MSMPS care sunt dependenți de temperatură și saturația magnetică.

Pentru implementarea sistemului de control vectorial cu orientare după câmp este necesar un volum relativ ridicat de calcul, astfel pentru implementarea lui sunt necesare de exemplu utilizarea μC pe 16 biți, a DSP, a DSC sau a RISC. Această metodă de reglaj este aplicată industrial la un număr ridicat de acționări electrice, asigurând un răspuns dinamic rapid.

1.2.2.4 Sistem de control vectorial direct în flux și cuplu (SCVDFC) cu MSMPS

În cazul utilizării sistemului de control vectorial direct în flux și cuplu se reglează direct cuplul electromagnetic, respectiv fluxul statoric al MSMPS folosind un tabel al comutațiilor optime pentru comanda inverterului. Acest sistem de control asigură un răspuns rapid în cuplu, o funcționare într-o gamă extinsă de turații trecând de exemplu prin domeniul de cuplu constant la cel de putere constantă și are o implementare relativ simplă. Sistemul de conducere se concretizează prin implementarea a două bucle de conducere pentru cuplul electromagnetic și flux statoric care funcționează în paralel. Evoluția cuplului electromagnetic, respectiv a fluxului depinde de vectorii de tensiune furnizați de inverterul de tensiune.

Principiul metodei de conducere vectorială directă în flux și cuplu constă în folosirea unui tabel al comutațiilor optime pentru comanda tensiunilor inverterului. Ecuația care stă la baza sistemului de control vectorial direct în flux și cuplu este ecuația volt-amper în referențial statoric a MSMPS și care este dată de relația de mai jos:

$$\bar{v}_{\alpha\beta s} = r \bar{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d\bar{\psi}_{\alpha\beta s}}{dt} \quad (1.17)$$

Dependent de valoare rezistenței și de turația MSMPS se poate neglija căderea de tensiune $r \bar{i}_{\alpha\beta s}$ (cu condiția $r \bar{i}_{\alpha\beta s} \ll v_{\alpha\beta s}$) astfel integrând relația (1.17) se obține:

$$\bar{\Psi}_{\alpha\beta s} = \bar{\Psi}_{\alpha\beta s 0} + \int_0^t \bar{v}_{\alpha\beta s} dt \quad (1.18)$$

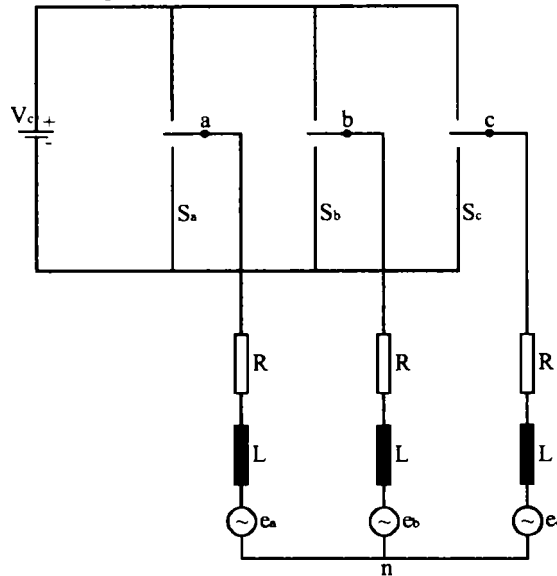
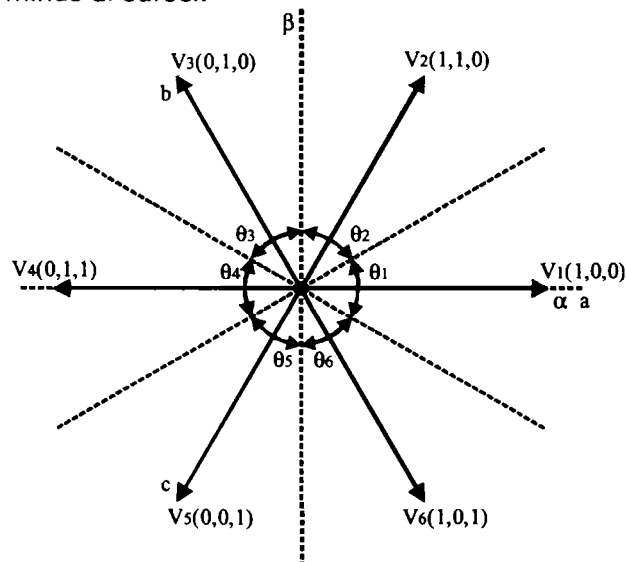


Fig. 1.20 Modelul inverterului de tensiune

Între două intervale succesive de comutație ale ventilelor inverterului, $t = [0, t_1]$, vectorul de tensiune $\bar{v}_{\alpha\beta s} = \bar{v}_{\alpha\beta s}(S_a, S_b, S_c)$ este constant ca amplitudine iar orientarea sa este fixată de starea funcției de comutare binară $S_{a,b,c}$.

Vectorul de tensiune $v_{\alpha\beta s}$ este dependent de funcțiile de comutare binară S_a, S_b, S_c care definesc starea inverterului de tensiune, Fig. 1.20 și Fig. 1.21. Funcțiile de comutare binare simbolizează un comutator basculant, realizat fizic prin ventilele de pe un braț al punții trifazate, care primesc valoare "1" când faza corespunzătoare este conectată la polul plus al sursei și valoarea "0" când faza corespunzătoare este conectată la polul minus al sursei.

Fig. 1.21 Vectorii discreți a tensiunilor inverterului $V_i(S_a, S_b, S_c)$

În funcție de funcțiile de comutare binară ce definesc starea invertorului de tensiune relația (1.18) se poate scrie sub forma:

$$\bar{\Psi}_{\alpha\beta s} = \bar{\Psi}_{\alpha\beta s 0} + \bar{v}_{\alpha\beta s}(S_a, S_b, S_c) \quad t \in [0, t_1] \quad (1.19)$$

reprezentând relația de bază pentru conducerea vectorială directă în flux și cuplu, fiind legătura vectorială directă dintre evoluția fluxului statoric al mașinii și starea ventilelor invertorului de tensiune.

În funcție de starea S_a, S_b, S_c se pot genera opt vectori discreți de tensiune statorică și anume:

$$\bar{v}_{\alpha\beta s} = \frac{2}{3} V_c e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad i = 1 \dots 6 \quad (1.20)$$

În Fig. 1.21 sunt prezentați vectorii $V_i(S_a, S_b, S_c)$ dați de relația (1.20). Tensiune statorică în referențialul statoric "abc" se poate exprima în funcție de S_a, S_b, S_c astfel:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{V_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

sau în referențialul ortogonal statoric:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{V_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Relațiile (1.22), (1.23) modelează invertorul de tensiune într-o formă simplificată (nu este considerat timpul mort al invertorului) utilă în simulări.

Vectorii optimi de tensiune se aleg, corespunzător sectorului în care se plasează fluxul $\Psi_{\alpha\beta s 0}$, în funcție de cerințele impuse MSMPS: accelerarea sau decelerarea vitezei de rotație (Fig. 1.22).

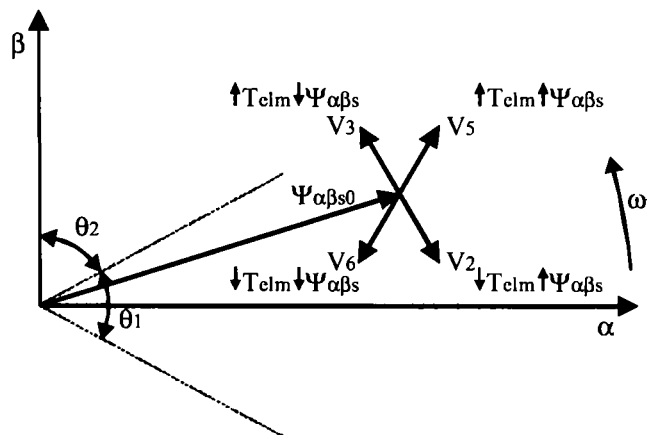


Fig. 1.22 Selectarea vectorilor optimi de tensiune și efectele lor asupra evoluției $T_{elm}, \Psi_{\alpha\beta s}$ în cazul sistemului de control vectorial directă în flux și cuplu

Schema bloc de principiu al metodei de conducere vectorială directă în flux și cuplu este redată în Fig. 1.23 [4], [6].

În Fig. 1.23 eroarea cuplului este aplicată unui regulator tripozițional cu histereză a cărui ieșire este $T(-1,0,1)$ și care are ca semnificație $T=-1$ cuplul descrește, $T=0$ cuplul este neschimbat, $T=1$ cuplul crește, iar eroarea fluxului statoric este aplicată regulatorului bipozițional cu histereză a cărui ieșire este $\Psi(-$

1,1), iar semnificația ieșirii regulatorului fiind $\Psi=1$ fluxul statoric crește, $\Psi=-1$ fluxul statoric descrește. Din valorile curenților și a tensiunii MSMPs se poate estima valoarea cuplului electromagnetic T_{elm}^{\wedge} , valoarea fluxului statoric Ψ_s^{\wedge} respectiv sectorul θ_i , în care se află vectorul flux statoric.

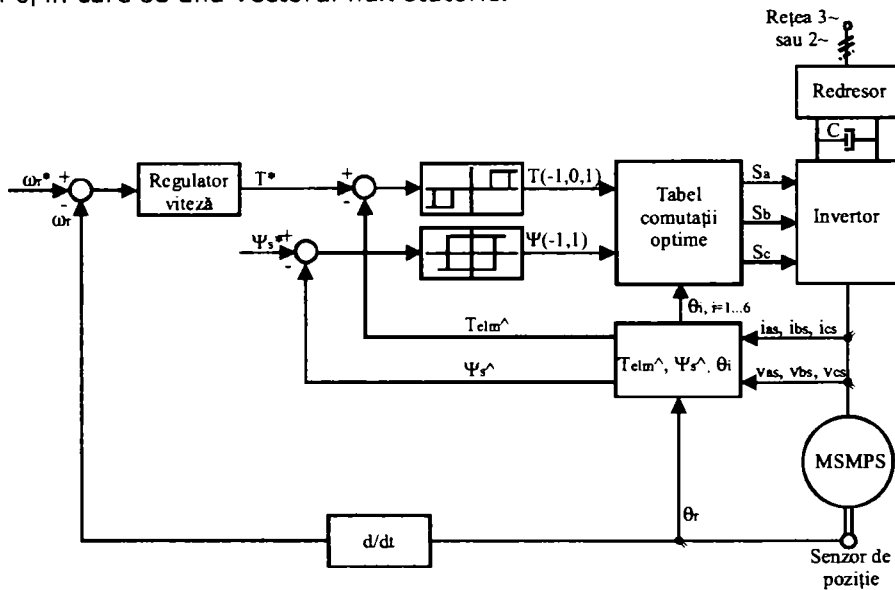


Fig. 1.23 Schema bloc de principiu al sistemului de conducere vectorial direct în flux și cuplu cu MSMPs

Tabelul de comutații optime (Tabelul 1. 1) rezultă din cerințele de cuplu și flux statoric. Acest tabel se poate implementa în memoria unui μC , DSP sau DSC. În cazul în care se dorește un control mai fin numărul de sectoare θ_i se poate extinde. Tabelul 1. 1 poate fi utilizat atât pentru MSMPs, cât și pentru MI respectiv MSRV.

Tabelul 1. 1 Tabel de comutații optime [6]

θ_i		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
T, Ψ							
$\Psi=1$	$T=1$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$
	$T=0$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$
	$T=-1$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$
$\Psi=-1$	$T=1$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$
	$T=0$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$
	$T=-1$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$

La sistemul de conducere vectorială directă în cuplu și flux esențial este estimarea fluxului și a cuplului electromagnetic pentru o gamă largă de viteze de rotație, în special pentru valori mici ale acestora. Pentru estimarea fluxului statoric respectiv a cuplului electromagnetic se folosește modelul matematic ortogonal în coordonatele statorice respectiv rotorice a MSMPs. Descrierea modelului matematic al MSMPs este făcută în capitoul anterior. În continuare se va prezenta doar relațiile la care se ajunge pentru determinarea fluxului statoric, respectiv a cuplului electromagnetic în cazul utilizării modelului ortogonal în referențial statoric respectiv rotoric al MSMPs.

În cazul modelului matematic în referențial statoric al MSMPs pentru estimarea fluxului statoric respectiv a cuplului electromagnetic se folosesc următoarele relații:

$$\Psi_{as}^{\wedge} = \int (v_{as} - r_{ias}) dt \quad \Psi_{\beta s}^{\wedge} = \int (v_{\beta s} - r_{i\beta s}) dt \quad (1.23)$$

$$\Psi_{a\beta s}^{\wedge} = \sqrt{\Psi_{as}^{\wedge 2} + \Psi_{\beta s}^{\wedge 2}} \quad (\delta + \theta_r)^{\wedge} = \arcsin\left(\frac{\Psi_{\beta s}^{\wedge}}{\Psi_{a\beta s}^{\wedge}}\right) \quad (1.24)$$

$$T_{a\beta elm}^{\wedge} = \frac{3}{2} n (\Psi_{as} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{as}) \quad (1.25)$$

În cazul modelului matematic în referențial rotoric al MSMPS pentru estimarea fluxului statoric, respectiv al cuplului electromagnetic se folosesc următoarele relații:

$$\Psi_d^{\wedge} = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad \Psi_q^{\wedge} = L_q i_q \quad (1.26)$$

$$\Psi_{dqs}^{\wedge} = \sqrt{\Psi_{ds}^{\wedge 2} + \Psi_{qs}^{\wedge 2}} \quad (\delta + \theta_r)^{\wedge} = \arcsin\left(\frac{\Psi_{qs}^{\wedge}}{\Psi_{dqs}^{\wedge}}\right) + \theta_r \quad (1.27)$$

$$T_{dqelm}^{\wedge} = \frac{3}{2} n (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (1.28)$$

Avantajele utilizării modelului matematic ortogonal în coordonatele statorice pentru estimarea fluxului statoric și cuplului electromagnetic sunt:

- în estimarea fluxului statoric și cuplului electromagnetic nu intervin inductanțele și fluxul magnetului permanent, astfel că este inclus și fenomenul de saturație;
- pentru estimarea fluxului statoric și a cuplului electromagnetic nu este necesară cunoșterea poziției rotorului;

Ca dezavantaje a utilizării modelului matematic ortogonal în coordonatele statorice pentru estimarea fluxului statoric și cuplului electromagnetic ar fi:

- în estimarea fluxului statoric intervine valoarea rezistenței statorice a MSMPS deci la viteze reduse trebuie cunoscută dependența rezistenței de temperatură;
- apar problemele integratorului pur datorită prezenței offsetului în curenți și tensiuni;
- dacă tensiunea nu este măsurată direct, atunci trebuie compensate neliniaritățile și timpul mort al inverterului;

Avantajele utilizării modelului matematic ortogonal în coordonatele rotorice pentru estimarea fluxului statoric și cuplului electromagnetic sunt:

- în estimarea fluxului statoric și cuplului electromagnetic nu intervine valoarea rezistenței statorice și neliniaritățile și timpul mort al inverterului;
- nu apar problemele legate de integratorul pur;

Ca dezavantaje a utilizării modelului matematic ortogonal în coordonatele statorice pentru estimarea fluxului statoric și cuplului electromagnetic ar fi:

- în estimarea fluxului statoric intervine valoarea inductivității (care este dependentă de saturație) și a fluxului magnetului permanent (care este dependent de temperatură);
- este necesară cunoșterea poziției rotorului;

În final se poate spune că sistemul de control vectorial direct în flux și cuplu cu MSMPS este în ultima perioadă o metodă destul de tratată în literatura de specialitate la care ca probleme ar fi:

- estimarea cât mai exactă a fluxului statoric și a cuplului electromagnetic la turații reduse;
- modelarea inverterului pentru eliminarea neliniarităților și a timpului mort;

- îmbunătățirea tabelului de comutații, respectiv îmbunătățirea tehnicii PWM, pentru eliminarea pulsațiilor în curent;
- eliminarea senzorilor de mișcare;

1.2.2.5 Considerente generale privind sistemele de control cu MSMPS fără senzori de mișcare

Problemele discutate în finalul paragrafului precedent sunt valabile în general și în cazul în care se dorește realizarea unor sisteme de control cu MSMPS fără senzori de mișcare și care vor fi discutate mai detaliat în capitolul 5.

În general tendința în sistemele de control cu MSMPS pentru aplicații cu puteri de până la 1,2 kW este eliminarea senzorilor de mișcare, astfel că poziția și turația rotorului este estimată din mărimile electrice măsurate (curenții și tensiunea statorică).

Avantajele eliminării senzorilor de mișcare ar fi: reducerea costurilor sistemului de control (în cazul aplicațiilor de uz casnic în general se utilizează doar senzori, pentru măsurarea curenților statorici, tensiunea fiind calculată cu ajutorul tensiunii continue din circuitul intermediar al inverterului, și utilizarea unui model matematic pentru modelarea neliniarităților inverterului și a timpului mort), reducerea gabaritului și greutateii sistemului de control, eliminarea cablajului necesar între sistemul de control și senzorii de mișcare, eliminarea perturbațiilor electromagnetice ce apar în cazul senzorilor de mișcare, eliminarea problemelor mecanice ce apar în cazul poziționării senzorilor de poziție absolută, eliminarea unei surse de apariție a defectelor și nu în ultimul rând trebuie uitate problemele economice ce intervin în lanțul de procurare-depozitare-asamblare-întreținere a senzorilor de mișcare ca un reper în plus ce intervine în realizarea sistemelor de control cu MSMP.

Problemele care apar la estimarea poziției, respectiv vitezei rotorului din mărimile electrice măsurate (curenții și tensiunile statorice) sunt:

- determinarea poziției inițiale a rotorului la pornire;
- estimarea poziției și vitezei la turații reduse;
- influența parametrilor MSMPS în determinarea poziției respectiv a vitezei;

Pentru estimarea poziției și vitezei rotorului din curenții și tensiunile statorice ale MSMPS se folosesc în general metode bazate pe [19]:

- calculul tensiunii electromotoare induse;
- calculul tensiunii electromotoare induse extinse
- calculul fluxului de înlănțuire magnetică;
- calculul inductanței statorice;
- injecția unor semnale de frecvență înaltă;

În general pentru determinarea poziției, respectiv vitezei rotorului din mărimile măsurate curenți, respectiv tensiuni statorice se folosesc estimatoare cu ajutorul cărora se pot estima:

- tensiunea electromotoare indusă - care este dependentă de poziția rotorului și viteza de rotație
- fluxul de înlănțuire magnetică - dependent de poziția rotorului
- inductanța statorică - dependentă de poziția rotorului
- poziția prin injecția unor semnale de frecvență înaltă

utilizând modelul matematic în coordonatele statorice sau modelul matematic ortogonal în referențial statoric respectiv rotoric al MSMPS. Se poate observa de mai sus că mărimile estimate în general sunt greu de măsurat și necesită costuri suplimentare.

Estimatoarele în general se pot clasifica în [6]:

- estimatoare fără reacție care în continuare vor fi numite estimatoare, care pentru determinarea mărimilor menționate mai sus folosesc doar modelul matematic al MSMPs;
- estimatoare asimptotice sau cu reacție care în continuare vor fi numite observatoare; În cazul observatoarelor modelul matematic al MSMPs are aceleași mărimi de intrare (de exemplu tensiuni) ca și sistemul fizic, iar mărimile de ieșire (de exemplu curenții) a sistemului sunt comparate cu mărimile măsurate ale sistemului fizic, astfel rezultă o eroare de estimare care este folosită ca reacție în modelul matematic pentru a corecta mărimile estimate. Utilizând această metodă se poate obține o convergență mai rapidă și o robustețe mai mare în estimarea parametrilor;

O clasificare a metodelor de estimare a poziției respectiv vitezei rotorului utilizând observatoare ar fi [6]:

- metoda clasică de utilizare a observatoarelor;
- observatoare cu predicție;
- filtre Kalman;
- observatoare cu calare pe fază;
- observatoare în referențial rotoric;
- observatoare ce utilizează modelul extins al tensiunii electromotoare induse;
- observatoare cu moduri alunecătoare;
- observatoare bazate pe sisteme adaptive cu modele de referință;

În final se poate spune că sistemele de control cu MSMPs sunt intens cercetate în ultima perioadă, existând diferite soluții de estimare a poziției, respectiv vitezei rotorului. Din păcate aceste soluții oferite, nu sunt aplicate pe scară largă în practică. În prezent există un interes din ce în ce mai mare pentru realizarea sistemelor de control fără senzori de mișcare cu MSMPs, datorită evoluției prețurilor μ C, DSP, DSC. Astfel există preocupări intense, în ultima perioadă, de implementare a sistemelor de control fără senzori de mișcare cu MSMPs.

1.3 Sisteme de control cu MSMP pentru aplicații cu puteri de până la 1,2 kW

Prin sistem de control cu MSMP se înțelege ansamblul format din convertor de frecvență, MSMP, motor care poate fi prevăzut cu sau fără senzori de mișcare. Convertorul de frecvență este ansamblul format din invertor, circuit intermediar de tensiune, redresor, partea electronică pentru măsurarea diferitelor mărimi electrice, partea electronică de protecție (de exemplu la supratensiuni, supratemperaturi,...), o interfață de comunicare cu un alt modul sau sistem și o unitate de control necesară pentru implementarea unui algoritm de control, care poate fi un μ C, DSP, DSC sau un ASIC.

Invertoarele utilizate în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW cu MSMP sunt în general invertoare sursă de tensiune, iar ca ventile în general se utilizează IGBT-uri. În realizarea părții de forță se disting în general două variante și anume:

- realizarea discretă, în acest caz se utilizează 6 IGBT (care au diodele de "fugă" integrate) și un modul de comandă a IGBT-urilor. Ca metodă de comandă a IGBT-urilor este folosită metoda "bootstrap", astfel sunt folosite 3 condensatoare pentru a asigura curentul necesar pentru comanda închiderii, respectiv menținerii în conducție a IGBT-urilor situate în partea superioară a punții invertorului. Acești condensatori sunt încărcăți în perioada

când IGBT-urile situate în partea inferioară sunt în conducție. Ca avantaje a acestei metode sunt: costurile de realizare a comenzii sunt mai reduse și cele 6 IGBT-uri pot disipa mai ușor căldura. Ca dezavantaje ar fi: este necesar un spațiu mai mare pentru realizarea invertorului, costurile de producție pentru realizarea unui astfel de invertor sunt mai mari, măsurarea temperaturii IGBT-urilor nu este așa de exactă, există mai multe posibilități de apariție a perturbațiilor electromagnetice datorită traseelor mai lungi între componente.

- utilizarea așa numitelor module integrate de putere (MIP), module în care sunt incluse cele 6 IGBT (care au diodele de "fugă" integrate), modulul de comandă, diodele "bootstrap", un circuit de monitorizare a temperaturii modulului, o protecție la tensiune minimă, și o intrare prin intermediul căreia se poate dezactiva cele 6 IGBT-uri în cazul apariției supracurenților sau a supratemperaturii. Avantajele folosirii MIP sunt: este necesar un spațiu mai redus, costurile de producție pentru realizarea unui astfel de invertor sunt mai reduse, măsurarea temperaturii modulului este mai exactă, dispariția perturbațiilor electromagnetice datorită traseelor lungi dintre componente. Dezavantajele MIP sunt: un preț de cost mai ridicat, o posibilitate mai redusă de evacuare a temperaturii.

Alimentarea convertoarelor de putere utilizate în aplicațiile cu puteri de până la 1,2 kW se face de la a rețeaua monofazată, iar tensiunea alternativă este transformată în tensiune continuă prin intermediul unei punți de diode.

În general mărimile electrice măsurate în sistemele de control cu MSMP sunt: tensiunea rețelei de alimentare, tensiunea, respectiv curentul din circuitul intermediar de tensiune continuă, temperatura ventilelor, curenții de fază a MSMP, respectiv poziția rotorului MSMP. Partea electronică pentru măsurarea diferitelor mărimi se realizează: utilizând divizoare de tensiune, comparatoare sau amplificatoare operaționale.

Așa cum sa menționat mai sus ca unitate de control se folosesc:

- μC utilizate în general pentru aplicațiile de puteri reduse sunt pe 8 sau 16 biți. μC au la bază arhitectura Neumann (numele provine de la matematicianul John von Neumann care a propus această arhitectură în 1945), arhitectură care cuprinde o unitate aritmetică și logică, o unitate de control, memorie și o unitate de intrări/ieșiri. Între unitatea centrală de procesare și memorie există o singură magistrală de date, iar spațiul de memorare este folosit atât pentru date cât și pentru program. Magistrala de date este utilizată atât pentru accesarea memoriei program cât și pentru memoria de date, astfel se mai spune că este o arhitectură secvențială. Avantajele acestei arhitecturi sunt: posibilitatea realizării unui cod compact ca dimensiune, este ușor de programat, prețul redus. Dezavantaje ar fi viteza redusă de procesare a datelor.
- DSP utilizate în general pentru aplicațiile de puteri reduse sunt pe 16 biți în vigoare fixă. DSP au la bază arhitectura Harvard (numele provine de la Mark Harvard care a propus pentru prima dată această arhitectură), arhitectură care are memoria de date, respectiv memoria program separată fizic, iar fiecare memorie are propria magistrală de date care comunică cu unitatea centrală de procesare. Avantajele acestei arhitecturi sunt: viteza de procesare ridicată, se pot realiza operații optime cu matrici, poate fi implementată atât o aritmetică cu date întregi cât și cu date fracționale, memoria de date și memoria program poate fi mai bine optimizată.

Dezavantaje ar fi prețul ridicat, respectiv modul de programare este mai complex.

- DSC utilizate în general pentru aplicațiile de puteri reduse sunt pe 16 biți în vigoare fixă. DSC combină puterea de procesare a datelor oferită de DSP cu funcționalitatea oferită de μC , astfel se obține un dispozitiv care combină avantajele ambelor dispozitive la un preț mai redus decât prețul DSP.
- ASIC sunt circuite integrate specifice pentru diferite aplicații cum ar fi ventilatoare, compresoare etc. La ASIC modulele (de exemplu estimatoare de flux, transformările Clarke, Park) necesare implementării algoritmului de control al MSMP sau MI este implementat direct în siliciu, iar alte "task"-uri specifice aplicației pot fi realizate de exemplu cu ajutorul unui μC care este integrat în modul. Ca avantaje ar fi simplitatea de realizare a unui algoritm de control (el este deja implementat în siliciu). Dezavantaje ale ASIC ar fi prețul ridicat și o flexibilitate limitată de modificare a algoritmului de control.

Interfața de comunicare între sistemul de control cu MSMP și exterior în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW se face prin intermediul unei:

- interfețe seriale (de obicei RS232), cea mai utilizată și ieftină variantă;
- interfețe LIN ("Local Interconnet Network"), este o variantă relativă nouă, cu un preț relativ redus de implementare;
- interfețe CAN("Controller Area Network"), care la bază este o interfață serială asincronă, rar folosită datorită prețului ridicat, este o variantă frecvent utilizată în industria de automobile;

Sistemele de control utilizate în aplicațiile de puteri reduse trebuie să îndeplinească anumite norme EN/VDE/UL. De exemplu normele europene ce trebuie îndeplinite de sistemele de control utilizate în aplicațiile de uz casnic sunt:

- pentru partea electronică: EN(IEC) 60730-1, IEC 61508;
- pentru partea soft: EN(IEC) 60730-1, IEC 61508;

Se poate spune că în proiectarea sistemelor de control cu MSMP pentru aplicații de puteri reduse trebuie să se țină seama de sistemul de reglaj ce se dorește a fi implementat cât și de normele de certificare. Având în vedere și "task-urile" specifice aplicației (de exemplu în cazul mașinilor de spălat măsurarea inerției, realizarea diferitelor profile de viteză, etc.) în final se poate ajunge la un sistem de control complex.

1.4 Scopul și obiectivele tezei

În lucrarea de față se dorește a se face o analiză a performanțelor sistemelor de control cu MSMP, mai exact sunt abordate sistemele de control cu MSMPS și MSMPI pentru aplicații cu puteri de până la 1,2kW.

Având în vedere evoluția din ultimul timp în domeniul electronicii de putere, a μC , DSP, DSC și nu în ultimul rând tendința pe plan mondial de reducere a consumului de energie precum și evoluția actuală a prețurilor la materiile prime, se poate spune că sistemele de control cu MPMS sunt o alternativă din ce în ce mai atractivă.

Plecând de la modelul matematic al MSMPS și de la cerințele sistemelor de control utilizate în aplicațiile cu puteri de până la 1,2 kW se va face o analiză a strategiilor de control ce se pot aplica MSMPS în zona de cuplu constant, respectiv în zona slăbirii de câmp, de asemenea se face o analiză comparativă între performanțele MSMPS și performanțele MI utilizate în aplicațiile cu puteri de până la 1,2 kW, o analiză a diferitelor soluții constructive de MSMPS și nu în ultimul rând

analiza diferitelor sisteme de control ce pot fi aplicate și în aplicațiile cu puteri de până la 1,2 kW (de la sisteme de control cu și fără senzori de mișcare, cu și fără senzori de curent).

1.5 Bibliografie selectivă

- [1] Atanasiu Gh. (coordonator), "Servomotoare sincrone pentru acționări electrice", Editura Mirton Timișoara, 2003
- [2] Atanasiu Gh. "Mașini electrice speciale", Litografia UPT, 1992
- [3] Boldea I. "Transformatoare și mașini electrice", Editura Didactică și Pedagogică, 1994.
- [4] Boldea I., Nasar S.A. "Electric Drives", CRC Press, 1998
- [5] Miller T. J. E. "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives", Clarendon Press-Oxford, 1989
- [6] Andreescu Gh. D. "Estimatoare în sisteme de conducere a acționărilor electrice", Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 1999
- [7] Henneberger G. "Elektrische Maschinen I, II"
- [8] Wippich K. "Elektrische Maschinen und Antriebe I"
- [9] Bose Bimal K. "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 2002
- [10] Măgureanu R., Vasile N., "Servomotoare fără perii de tip sincron", Editura Tehnică, 1990
- [11] Carlson R. C., et. al. "Analysis of Torque Ripple due to phase Commutations in Brushless DC Machines", IEEE_IAS Annual Meeting Rec., pag. 287-292, 1990
- [12] Shulting L., Skudelny H. Ch. "A Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motors with Trapezoidal Electromotive Force", Proc. European Power Electronic Conference, vol. 4, pag. 117-122, 1991
- [13] Beccera R. C., Ehsani M. "High Speed Torque Control of Brushless PM Motors", IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 35, nr. 3, pag. 402-405, 1988
- [14] Jahns T. M. "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 20, pag. 803-813, Iulie/August, 1984
- [15] Jahns T.M., Kliman G.R., and Neumann T.W. "Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable speed drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 22, pag. 738-747, Iulie/August, 1986
- [16] Iizuka K., Uzuhashi H., Kano M., Endo T., and Mohri K. "Microcomputer control for sensorless brushless motor", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 21, pag. 595-601, Mai/Iunie, 1985
- [17] Moreira J. C. "Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating in a wide speed range", IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pag. 401-407, 1994
- [18] Boldea I., Nasar S.A. "Torque Vector Control (TVC) – a class of fast and robust torque speed and position digital controllers of electric drives", Electric Machines and Power Systems, vol. 15, pag. 135-148, 1988
- [19] Acarnley P. P., Watson, J.F. "Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 53, Nr. 2, Aprilie, 2006
- [20] Babescu M., Olarescu V., "The calculus Single Phase Permanent Magnet Motors", EMES 99, Oradea
- [21] Babescu M., Olarescu V., "The Electromagnetic Torque for Single Phase Permanent Magnet Motor", EMES 99, Oradea

2 Aspecte teoretice ale MSMPS

2.1 Introducere

În sistemele de control cu MSMPS intervine modelul matematic al mașinii, astfel se poate spune că cunoașterea modelului matematic al mașini are un rol important în realizarea sistemului de reglaj. În acest capitol pentru dezvoltarea modelului matematic al MSMPS se consideră următoarele ipoteze (vezi [1], [2]):

- se consideră o mașină sincronă cu magneti permanenți interiori situați în rotor (adică cu poli proeminenți); modelul matematic al mașinii cu poli plini se consideră a fi un caz particular al acestui model;
- se consideră o mașină trifazată, în care înfășurările statorice sunt identice, având un defazaj spațial între ele de 120° electrice ;
- se consideră că înfășurările statorice au o distribuție sinusoidală, adică numărul de creștături pe pol și fază $q \geq 2$; în acest caz câmpul magnetic în întrefierul mașinii are o distribuție spațială sinusoidală ;
- nu se ia în considerare variația cu temperatura a rezistenței statorice și a magnetului permanent;
- nu se ia în considerare efectul de saturație magnetică (efectul de saturație introduce armonici în flux); în determinarea experimentală a inductivităților MSMPS se va considera efectul de saturație, de asemenea în unele sisteme de control ce se vor prezenta pentru MSMPS (vezi capitolele 4, 5);
- mașina se consideră fără înfășurare de amortizare în rotor, deoarece în lucrarea de față se analizează mașinile sincrone cu magneti permanenți asociați cu convertoare statice;

2.2 Modelul matematic în coordonatele fazelor statorice

Pentru dezvoltarea modelului matematic în coordonatele fazelor statorice se au în vedere observațiile de mai sus. În Fig. 2.1 este prezentată schematic o MSMPI. Axele magnetice ale fazelor statorice "a", "b", "c" sunt notate cu "am", "bm", "cm" iar rotorul este considerat cu barieră magnetică astfel că se pot considera două circuite magnetice diferite după cele două axe perpendiculare notate cu "d" respectiv "q" (vezi Fig. 2.1). Astfel ecuațiile de volt-ampere ale mașinii în coordonatele fazelor statorice se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned}v_{as} &= r_s i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt} \\v_{bs} &= r_s i_{bs} + \frac{d\psi_{bs}}{dt} \\v_{cs} &= r_s i_{cs} + \frac{d\psi_{cs}}{dt}\end{aligned}\tag{2.1}$$

unde:

r_s - rezistența fazei statorice

$v_{a,b,cs}$ - tensiunile de alimentare a fazelor "a", "b", "c"

$i_{a,b,cs}$ - curentul prin fazele "a", "b", "c"

$\Psi_{a,b,cs}$ - fluxul de înlănțuire magnetică a fazelor "a", "b", "c"

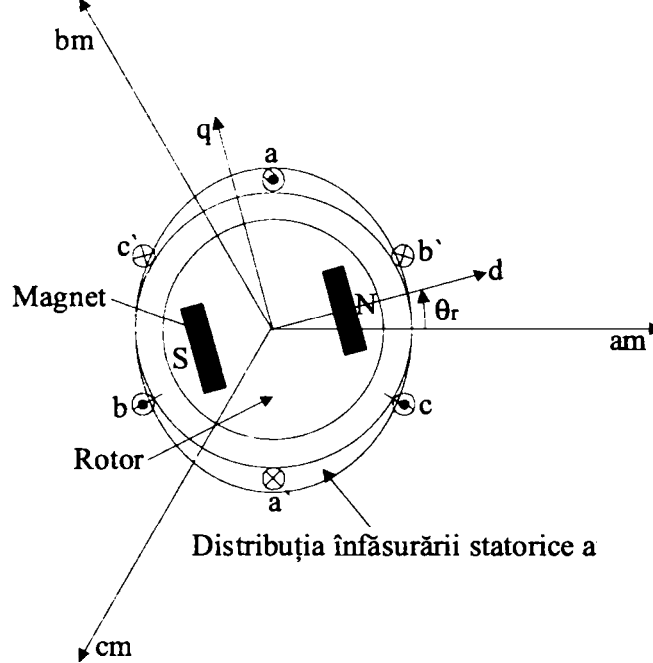


Fig. 2.1 Diagrama simplificată a MSMPI

Fluxul de înlănțuire magnetică a celor trei axe magnetice poate fi determinat având în vedere legătura între curenții statorici și fluxul generat de MP din rotor, astfel se poate scrie:

$$\begin{aligned}\Psi_{as} &= L_{as}i_{as} + L_{abs}i_{bs} + L_{acs}i_{cs} + \Psi_{PM} \cos(\theta_r) \\ \Psi_{bs} &= L_{bas}i_{as} + L_{bs}i_{bs} + L_{bcs}i_{cs} + \Psi_{PM} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_{cs} &= L_{cas}i_{as} + L_{cbs}i_{bs} + L_{cs}i_{cs} + \Psi_{PM} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (2.2)$$

unde:

$L_{a,b,cs}$ - reprezintă inductanțele proprii ale fazelor "a", "b", "c"

L_{abs} - reprezintă inductanța mutuală între faza "a" și faza "b"

L_{acs} - reprezintă inductanța mutuală între faza "a" și faza "c"

L_{bcs} - reprezintă inductanța mutuală între faza "b" și faza "c"

Ψ_{PM} - reprezintă amplitudinea fluxului de înlănțuire a magnetului permanent văzută din stator

θ_r - unghiul electric dintre rotor și faza statorică "a"

Având în vedere simetria circuitului magnetic se poate scrie:

$$L_{abs} = L_{bas} \quad L_{acs} = L_{cas} \quad L_{bcs} = L_{cbs} \quad (2.3)$$

Cum pentru determinarea modelului matematic s-a considerat o MSMPI, adică cu poli proeminenți, întrefierul mașinii nu este uniform și astfel inductanțele proprii, respectiv mutuale sunt dependente de poziția rotorului. Pentru inductanțele proprii statorice, respectiv inductanțele mutuale statorice se pot scrie următoarele relații (se are în vedere că cele trei faze ale mașinii sunt identice):

$$L_{as} = L_{\sigma s} + L_A + L_B \cos(2\theta_r)$$

$$\begin{aligned}
L_{bs} &= L_{os} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2n}{3}\right) \\
L_{cs} &= L_{os} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2n}{3}\right) \\
L_{abs} &= -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2n}{3}\right) \\
L_{acs} &= -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2n}{3}\right) \\
L_{bcs} &= -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_r)
\end{aligned} \tag{2.4}$$

L_{os} - este inductivitatea de dispersie. Celelalte 2 inductivități ce intervin în relațiile de mai sus pot fi scrise sub forma:

$$L_A = \frac{1}{2}L_o \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}} \right) L_A = \frac{1}{4}L_o \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right) L_o = \frac{1}{8}\mu_0 N_s^2 n d l \tag{2.5}$$

unde:

μ_0 - permeabilitatea magnetică a aerului

d - diametrul interior al mașinii

l - lungimea statorului

N_s - numărul de spire a unei înfășurări statorice

g_{min} - valoarea minimă a întrefierului mașinii

g_{max} - valoarea maximă a întrefierului mașinii

În final se poate scrie ecuația volt-amper a mașinii în coordonatele fazelor statorice sub formă matricială astfel:

$$v_{abcs} = r i_{abcs} + \frac{d\Psi_{abcs}}{dt} \tag{2.6}$$

respectiv fluxul de înlănțuire magnetică sub forma matricială:

$$\Psi_{abcs} = L_{abcs} i_{abcs} + \text{Cos}_{abcs} \Psi_{PM} \tag{2.7}$$

unde:

$$v_{abcs} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} i_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \Psi_{abcs} = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix} \text{Cos}_{abcs} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2n}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2n}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

$$L_{abcs} = \begin{bmatrix} L_{os} + L_A + L_B \cos(2\theta_r) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2n}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2n}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2n}{3}\right) & L_{os} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_r) \\ -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_r) & L_{os} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2n}{3}\right) \end{bmatrix}$$

2.3 Modelul matematic al fazorilor spațiali

Un model matematic simplu al MSMPI, ușor de manipulat algebric și utilizat frecvent pentru analiza sistemelor de reglaj este modelul fazorilor spațiali. Cu ajutorul acestui model mărimile instantanee ale mașinii (curent, tensiune, flux) pot fi reprezentate cu ajutorul unui vector. Pentru a putea descrie matematic acest vector se consideră un sistem ortogonal fix față de stator care are ca axa reală axa fazei "a". Astfel se poate scrie următoarele relații pentru vectorii tensiune, curent respectiv flux de înlănțuire magnetică:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{abcs} \\ \bar{i}_{abcs} \\ \bar{\Psi}_{abcs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_{as} + av_{bs} + a^2v_{cs} \\ i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs} \\ \Psi_{as} + a\Psi_{bs} + a^2\Psi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

unde:

$$\begin{aligned} a &= e^{j\frac{2n}{3}} = \cos\left(\frac{2n}{3}\right) + j\sin\left(\frac{2n}{3}\right) \\ a^2 &= e^{j\frac{4n}{3}} = \cos\left(\frac{4n}{3}\right) + j\sin\left(\frac{4n}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Astfel se pot scrie următoarele relații matematice:

$$\begin{aligned} ae^{j\theta} &= \cos\left(\theta + \frac{2n}{3}\right) + j\sin\left(\theta + \frac{2n}{3}\right) \\ a^2e^{j\theta} &= \cos\left(\theta + \frac{4n}{3}\right) + j\sin\left(\theta + \frac{4n}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Conjugata vectorilor tensiune, curent, respectiv flux de înlănțuire magnetică se scrie sub forma:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{abcs}^* \\ \bar{i}_{abcs}^* \\ \bar{\Psi}_{abcs}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_{as} + a^2v_{bs} + av_{cs} \\ i_{as} + a^2i_{bs} + ai_{cs} \\ \Psi_{as} + a^2\Psi_{bs} + a\Psi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Având în vedere relațiile (2.7), (2.8) respectiv (2.9) vectorul flux de înlănțuire magnetică se poate scrie sub forma:

$$\bar{\Psi}_{abcs} = \left(L_{\sigma s} + \frac{3}{2}L_A\right)\bar{i}_{abcs} + \frac{3}{2}L_B\bar{i}_{abcs}e^{j2\theta_r} + \Psi_{pM}e^{j\theta_r} \quad (2.13)$$

Din relațiile (2.1) și (2.10) se poate scrie ecuația volt-ampere a mașinii sub formă vectorială:

$$\bar{v}_{abcs} = r_s\bar{i}_{abcs} + \frac{d\bar{\Psi}_{abcs}}{dt} \quad (2.14)$$

Relațiile (2.13) și (2.14) reprezintă modelul matematic sub formă de fazori spațiali a MSMPI.

Observație. Coeficientul 2/3 utilizat în relațiile (2.9) garantează că amplitudinea fazorului spațial este egal cu amplitudinea modelului trifazat simetric (vezi [2]).

2.4 Modelul matematic ortogonal generalizat al mașinii

Se poate observa din modelul matematic al MSMPI discutat în capitolele anterioare, că fluxul magnetic este dependent de poziția rotorului. Un astfel de model nu este ușor de implementat într-un sistem de reglaj, astfel că în continuare se analizează posibilitatea realizării unui model matematic al mașinii într-un sistem de referință ortogonal care se rotește față de stator. Pentru implementarea acestui model matematic se pleacă de la modelul matematic al mașinii sub formă de fazori spațiali prezentat în capitolul anterior.

În Fig. 2.2 se prezintă sistemul trifazat statoric "ambmcm" și cel ortogonal "xy" care se rotește cu o viteză unghiulară arbitrară ω_{xy} . De asemenea sunt reprezentate în Fig. 2.2 două cazuri particulare a modelului ortogonal generalizat și anume:

- o cazul în care viteza unghiulară de rotație al sistemului ortogonal "xy" este $\omega_{xy} = 0$ ($\theta=0$), în acest caz sistemul ortogonal este notat cu "a β "
- o cazul în care sistemul ortogonal "xy" se rotește solidar cu rotorul mașinii $\omega_{xy} = \omega_r$ ($\theta=\theta_r$), în acest caz sistemul ortogonal este notat cu "dq"

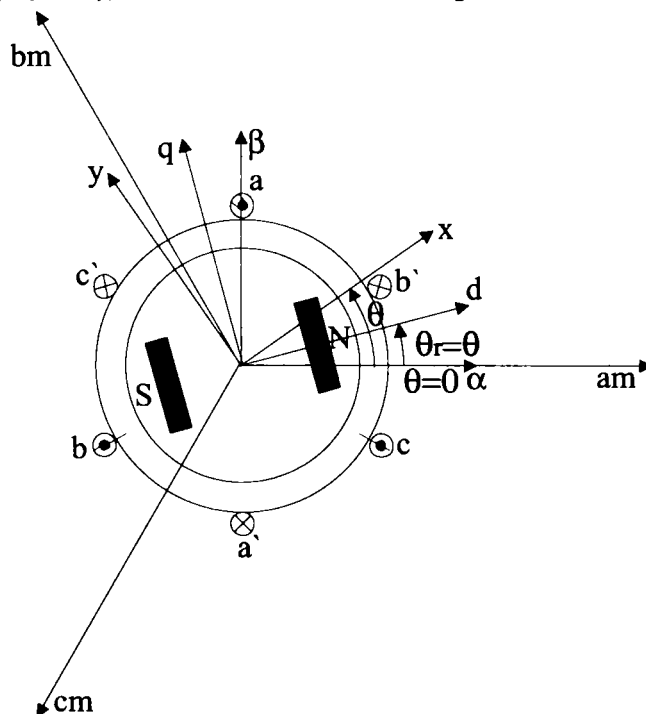


Fig. 2.2 Axele trifazate statorice "ambmcm", axele ortogonale "xy", axele ortogonale "dq", respectiv ortogonale "a β "

Dacă se dorește reprezentarea mărimilor celor 3 axe "am", "bm", "cm" raportate la sistemul ortogonal generalizat "xy" care se rotește cu o viteză unghiulară arbitrară ω_{xy} se pot scrie următoarele relații:

$$d_{xs} = \frac{2}{3} \left(a_s \cos(-\theta) + b_s \cos\left(-\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + c_s \cos\left(-\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (2.15)$$

$$d_{ys} = \frac{2}{3} \left(a_s \sin(-\theta) + b_s \sin\left(-\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + c_s \sin\left(-\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (2.16)$$

În relațiile de mai sus semnul $(-\theta)$ intervine datorită faptului că axa magnetică "am" se află în urma axei "x" a sistemului ortogonal. Mărimile "a_s", "b_s", "c_s" pot fi oricare din mărimile trifazate statorice (tensiune, curent sau flux). Pentru realizarea transformării complete din modelul trifazat în modelul ortogonal "xy" se definește o componentă homopolară dată de relația:

$$d_{0s} = \frac{1}{3}(a_s + b_s + c_s) \quad (2.17)$$

Din relațiile (2.15), (2.16) se poate scrie fazorul spațial "f" în coordonatele generalizate sub forma:

$$\bar{f}_{xys} = d_{xs} + jd_{ys} = \frac{2}{3} \left(a_s e^{-j\theta} + b_s e^{j\left(-\theta + \frac{2\pi}{3}\right)} + c_s e^{j\left(-\theta + \frac{4\pi}{3}\right)} \right) \quad (2.18)$$

Relația de mai sus se poate retranscrie având în vedere relația (2.10) sub forma:

$$\bar{f}_{xys} = \frac{2}{3} e^{-j\theta} (a_s + ab_s + a^2 c_s) = e^{-j\theta} \bar{f}_{abcs} \quad (2.19)$$

Relația (2.19) descrie transformata fazurilor spațial într-un sistem rotațional generalizat.

Înmulțind relația (2.14) cu $e^{-j\theta}$ se pot scrie:

$$\bar{v}_{abcs} e^{-j\theta} = r_s \bar{i}_{abcs} e^{-j\theta} + e^{-j\theta} \frac{d\bar{\Psi}_{abcs}}{dt} \quad (2.20)$$

sau

$$\bar{v}_{abcs} e^{-j\theta} = r_s \bar{i}_{abcs} e^{-j\theta} + \frac{d(\bar{\Psi}_{abcs} e^{-j\theta})}{dt} + j\omega_{xy} \bar{\Psi}_{abcs} e^{-j\theta} \quad (2.21)$$

Având în vedere relațiile (2.19) și (2.21) se poate scrie ecuațiile volt-amper ale mașinii în modelul ortogonal generalizat sub forma:

$$\bar{v}_{xys} = r \bar{i}_{xys} + \frac{d\bar{\Psi}_{xys}}{dt} + j\omega_{xy} \bar{\Psi}_{xys} \quad (2.22)$$

Fluxul de înlănțuire magnetică în modelul ortogonal generalizat se scrie:

$$\bar{\Psi}_{xys} = e^{-j\theta} \bar{\Psi}_{abcs} = \left(L_{0s} + \frac{3}{2} L_A \right) \bar{i}_{abcs} e^{-j\theta} + \frac{3}{2} L_B \bar{i}_{abcs}^* e^{j2(\theta_r - \theta)} + \Psi_{PM} e^{j(\theta_r - \theta)} \quad (2.23)$$

Deci fluxul de înlănțuire magnetică în coordonatele generalizate este dat de relația:

$$\bar{\Psi}_{xys} = \left(L_{0s} + \frac{3}{2} L_A \right) \bar{i}_{xys} + \frac{3}{2} L_B \bar{i}_{xys}^* e^{j2(\theta_r - \theta)} + \Psi_{PM} e^{j(\theta_r - \theta)} \quad (2.24)$$

În complex se pot scrie relațiile pentru tensiune, curent, respectiv flux ale modelului ortogonal generalizat sub forma:

$$\bar{v}_{xys} = v_{xs} + jv_{ys} \quad (2.25)$$

$$\bar{i}_{xys} = i_{xs} + ji_{ys} \quad (2.26)$$

$$\bar{\Psi}_{xys} = \Psi_{xs} + j\Psi_{ys} \quad (2.27)$$

Asfel ecuațiile volt-amper a MSMPI după cele două axe (reală respectiv imaginară) în coordonatele generalizate sunt date de relațiile:

$$v_{xs} = r i_{xs} + \frac{d\Psi_{xs}}{dt} - \omega_{xy} \Psi_y \quad (2.28)$$

$$v_{ys} = r i_{ys} + \frac{d\Psi_{ys}}{dt} + \omega_{xy} \Psi_x \quad (2.29)$$

Fluxul de înlănțuire magnetică după axa reală respectiv imaginară în coordonatele generalizate se poate scrie având în vedere relația (2.22) sub forma:

$$\Psi_{xs} = \left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A + L_B \cos(2(\theta_r - \theta))) \right) i_{xs} + \frac{3}{2} L_B \sin(2(\theta_r - \theta)) i_{ys} + \Psi_{PM} \cos(\theta_r - \theta) \quad (2.30)$$

$$\Psi_{ys} = \left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A - L_B \cos(2(\theta_r - \theta))) \right) i_{ys} + \frac{3}{2} L_B \sin(2(\theta_r - \theta)) i_{xs} + \Psi_{PM} \sin(\theta_r - \theta) \quad (2.31)$$

De asemenea relațiile (2.15), (2.16) respectiv (2.17) se pot scrie sub formă matricială astfel:

$$\begin{pmatrix} d_{xs} \\ d_{ys} \\ d_{0s} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta) & \cos\left(-\theta + \frac{2n}{3}\right) & \cos\left(-\theta + \frac{4n}{3}\right) \\ \sin(-\theta) & \sin\left(-\theta + \frac{2n}{3}\right) & \sin\left(-\theta + \frac{4n}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_s \\ b_s \\ c_s \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

respectiv:

$$\begin{pmatrix} a_s \\ b_s \\ c_s \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta) & \sin(-\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(-\theta + \frac{2n}{3}\right) & \sin\left(-\theta + \frac{2n}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(-\theta + \frac{4n}{3}\right) & \sin\left(-\theta + \frac{4n}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_{xs} \\ d_{ys} \\ d_{0s} \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

Vectorul puterii aparente instantanee, notată cu "s", având în vedere modelul matematic generalizat al mașinii se poate scrie sub forma:

$$\bar{s} = \frac{3}{2} \bar{v}_{xys} \bar{i}_{xys}^* = \frac{3}{2} (v_{xs} i_{xs} + v_{ys} i_{ys}) + j \frac{3}{2} (v_{ys} i_{xs} - v_{xs} i_{ys}) = p + jq \quad (2.34)$$

Astfel se poate scrie relațiile pentru puterea activă instantanee "p" respectiv puterea reactivă instantanee "q":

$$p = \frac{3}{2} (v_{xs} i_{xs} + v_{ys} i_{ys}) \quad (2.35)$$

$$q = \frac{3}{2} (v_{ys} i_{xs} - v_{xs} i_{ys}) \quad (2.36)$$

2.5 Modelul matematic ortogonal în referențial statoric

Din Fig. 2.2 prezentată în paragraful anterior se observă că, în cazul, în care viteza unghiulară de rotație a sistemului ortogonal "xy" este $\omega_{xy} = 0$ ($\theta = 0$), se

obține cazul particular al sistemului ortogonal în referențial statoric notat cu "aβ". În acest caz axa "a" al sistemului ortogonal coincide cu axa magnetică "am" al sistemului trifazat statoric. Ecuația volt-amper (2.22) sub formă matricială se poate scrie în referențial statoric astfel:

$$\bar{v}_{a\beta s} = r\bar{i}_{a\beta s} + \frac{d\bar{\Psi}_{a\beta s}}{dt} \quad (2.37)$$

unde (vezi relația (2.24)):

$$\bar{\Psi}_{a\beta s} = \left(L_{os} + \frac{3}{2} L_A \right) \bar{i}_{a\beta s} + \frac{3}{2} L_B \bar{i}_{a\beta s}^* e^{j2\theta_r} + \Psi_{PM} e^{j\theta_r} \quad (2.38)$$

Mai departe se pot scrie relațiile pentru tensiune, curent, respectiv flux în referențial statoric:

$$\bar{v}_{a\beta s} = v_{as} + jv_{\beta s} \quad (2.39)$$

$$\bar{i}_{a\beta s} = i_{as} + ji_{\beta s} \quad (2.40)$$

$$\bar{\Psi}_{a\beta s} = \Psi_{as} + j\Psi_{\beta s} \quad (2.41)$$

Asfel ecuațiile volt-amper ale mașinii în referențial statoric după cele două axe (reală respectiv imaginară) sunt date de relațiile (vezi relațiile (2.28), (2.29)):

$$v_{as} = r i_{as} + \frac{d\Psi_{as}}{dt} \quad (2.42)$$

$$v_{\beta s} = r i_{\beta s} + \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} \quad (2.43)$$

Fluxul de înlănțuire magnetică după axa reală, respectiv imaginară se poate scrie având în vedere relațiile (2.29), (2.30) sub forma:

$$\Psi_{as} = \left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A + L_B \cos(2\theta_r)) \right) i_{as} + \frac{3}{2} L_B \sin(2\theta_r) i_{\beta s} + \Psi_{PM} \cos(\theta_r) \quad (2.44)$$

$$\Psi_{\beta s} = \left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A - L_B \cos(2\theta_r)) \right) i_{\beta s} + \frac{3}{2} L_B \sin(2\theta_r) i_{as} + \Psi_{PM} \sin(\theta_r) \quad (2.45)$$

În cazul modelului ortogonal în referențial statoric $\omega_{xy} = 0$ ($\theta=0$) relațiile (2.32), (2.33) se scriu:

$$\begin{pmatrix} d_{as} \\ d_{\beta s} \\ d_{0s} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_s \\ b_s \\ c_s \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{pmatrix} a_s \\ b_s \\ c_s \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_{as} \\ d_{\beta s} \\ d_{0s} \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

Matriciile:

$$C(a, \beta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad C^{-1}(a, \beta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

sunt cunoscute și sub numele de transformata directă Clarke, respectiv transformata inversă Clarke. Cu ajutorul lor se poate trece de la modelul trifazat în coordonatele fazelor statorice al mașinii la modelul ortogonal în referențial statoric al mașinii, respectiv invers de la modelul ortogonal în referențial statoric al mașinii la modelul trifazat în coordonatele fazelor statorice.

În cazul modelului matematic ortogonal în referențial statoric puterea aparentă instantanee, puterea activă instantanee, respectiv reactivă instantanee (având în vedere relațiile (2.34), (2.35), (2.36)) se scriu în felul următor:

$$\bar{s}_{a\beta} = \frac{3}{2} \bar{v}_{a\beta s} \bar{i}_{a\beta s}^* = \frac{3}{2} (v_{as} i_{as} + v_{\beta s} i_{\beta s}) + j \frac{3}{2} (v_{\beta s} i_{as} - v_{as} i_{\beta s}) = p_{a\beta} + j q_{a\beta} \quad (2.49)$$

$$p_{a\beta} = \frac{3}{2} (v_{as} i_{as} + v_{\beta s} i_{\beta s}) \quad (2.50)$$

$$q_{a\beta} = \frac{3}{2} (v_{\beta s} i_{as} - v_{as} i_{\beta s}) \quad (2.51)$$

Dacă se consideră relațiile (2.42), (2.43) în expresia instantanee a puterii active se poate scrie:

$$p_{a\beta} = \frac{3}{2} \left(r (i_{as}^2 + i_{\beta s}^2) + i_{as} \frac{d\Psi_{as}}{dt} + i_{\beta s} \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} \right) \quad (2.52)$$

Înlocuind în relația (2.52) relațiile (2.44), (2.45) se obține:

$$\begin{aligned} p_{a\beta} = & \frac{3}{2} r (i_{as}^2 + i_{\beta s}^2) + \\ & + \frac{3}{2} \left[\left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A + L_B \cos(2\theta_r)) \right) i_{as} \left(\frac{di_{as}}{dt} + \omega_r i_{\beta s} \right) + \frac{3}{2} L_B \sin(2\theta_r) i_{as} \left(\frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r i_{as} \right) + \right. \\ & + \left. \left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A - L_B \cos(2\theta_r)) \right) i_{\beta s} \left(\frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r i_{as} \right) + \frac{3}{2} L_B \sin(2\theta_r) i_{\beta s} \left(\frac{di_{as}}{dt} + \omega_r i_{\beta s} \right) \right] + \\ & + \frac{3}{2} \omega_r (\Psi_{as} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{as}) \end{aligned} \quad (2.53)$$

Analizând relația (2.53) se poate determina:
pierderile în cupru:

$$p_{a\beta cu} = \frac{3}{2} r (i_{as}^2 + i_{\beta s}^2) \quad (2.54)$$

creșterea puterii magnetice înmagazinate:

$$\begin{aligned} p_{a\beta rm} = & \frac{3}{2} \left[\left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A + L_B \cos(2\theta_r)) \right) i_{as} \left(\frac{di_{as}}{dt} + \omega_r i_{\beta s} \right) + \frac{3}{2} L_B \sin(2\theta_r) i_{as} \left(\frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r i_{as} \right) + \right. \\ & + \left. \left(L_{os} + \frac{3}{2} (L_A - L_B \cos(2\theta_r)) \right) i_{\beta s} \left(\frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r i_{as} \right) + \frac{3}{2} L_B \sin(2\theta_r) i_{\beta s} \left(\frac{di_{as}}{dt} + \omega_r i_{\beta s} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.55)$$

puterea electromagnetică:

$$P_{\alpha\beta elm} = \frac{3}{2} \omega_r (\Psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (2.56)$$

Din puterea electromagnetică se poate determina expresia cuplului electromagnetic în cazul modelului matematic ortogonal în referențial statoric al mașinii:

$$T_{\alpha\beta elm} = \frac{P_{elm}}{\omega_r} = \frac{3}{2} n (\Psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (2.57)$$

unde: n – este numărul de perechi de poli

2.6 Modelul matematic ortogonal în referențial rotoric

Din modelul matematic ortogonal generalizat se poate obține un alt caz particular în cazul în care sistemul ortogonal se rotește solidar cu rotorul mașinii $\theta = \theta_r$, $\omega_{xy} = \omega_r$ (vezi Fig. 2.2). În acest caz axele "xy" ale sistemului ortogonal generalizat sunt reotate ca fiind "dq". Ecuația volt-ampere în acest caz particular se scrie:

$$\bar{v}_{dq} = r \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\Psi}_{dq}}{dt} + j\omega_r \bar{\Psi}_{dq} \quad (2.58)$$

Fluxul de înlănțuire magnetică în modelul ortogonal în referențial rotoric se scrie:

$$\bar{\Psi}_{dq} = \left(L_{\sigma s} + \frac{3}{2} L_A \right) \bar{i}_{dq} + \frac{3}{2} L_B \bar{i}_{dq}^* e^{j0} + \Psi_{PM} e^{j0} \quad (2.59)$$

În complex se pot scrie relațiile pentru vectorii tensiune, curent, respectiv flux ale modelului ortogonal în referențial rotoric sub forma:

$$\bar{v}_{dq} = v_d + jv_q \quad (2.60)$$

$$\bar{i}_{dq} = i_d + ji_q \quad (2.61)$$

$$\bar{\Psi}_{dq} = \bar{\Psi}_d + j\bar{\Psi}_q \quad (2.62)$$

Astfel ecuațiile volt-ampere ale mașinii după cele două axe (reală respectiv imaginară) în referențial rotoric sunt date de relațiile:

$$v_d = r i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_r \Psi_q \quad (2.63)$$

$$v_q = r i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_r \Psi_d \quad (2.64)$$

Fluxul de înlănțuire magnetică după axa reală respectiv imaginară în referențial rotoric se poate scrie având în vedere relația (2.62) sub forma:

$$\Psi_d = \left(L_{\sigma s} + \frac{3}{2} (L_A + L_B) \right) i_d + \Psi_{PM} \quad (2.65)$$

$$\Psi_q = \left(L_{\sigma s} + \frac{3}{2} (L_A - L_B) \right) i_q \quad (2.66)$$

În cazul modelului mașinii MSMPI în referențial rotoric relațiile (2.32), (2.33) se pot rescrie sub forma:

$$\begin{pmatrix} d_d \\ d_q \\ d_{0s} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta_r) & \cos\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \cos\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) \\ \sin(-\theta_r) & \sin\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_s \\ b_s \\ c_s \end{pmatrix} \quad (2.67)$$

respectiv:

$$\begin{pmatrix} a_s \\ b_s \\ c_s \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta_r) & \sin(-\theta_r) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_d \\ d_q \\ d_{0s} \end{pmatrix} \quad (2.68)$$

Se notează:

$$P(d, q) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta_r) & \cos\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \cos\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) \\ \sin(-\theta_r) & \sin\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (2.69)$$

$$P^{-1}(d, q) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta_r) & \sin(-\theta_r) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r + \frac{2n}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r + \frac{4n}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (2.70)$$

Cele două matrici sunt cunoscute și ca transformata directă respectiv inversă Park. Cu ajutorul lor se poate trece de la modelul trifazat în coordonatele fazelor statorice al mașinii la modelul ortogonal în referențial rotoric al mașinii, respectiv invers de la modelul ortogonal în referențial rotoric al mașinii la modelul trifazat în coordonatele fazelor statorice.

Dacă notăm:

$$L_{dm} = \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad L_{qm} = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (2.71)$$

putem scrie inductivitățile după axa "d" respectiv "q" în referențial rotoric astfel:

$$L_d = L_{\sigma s} + L_{dm} \quad L_q = L_{\sigma s} + L_{qm} \quad (2.72)$$

În acest caz relațiile (2.65), (2.66) se pot rescrie astfel:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (2.73)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.74)$$

Având în vedere relațiile (2.73), (2.74) ecuațiile volt-amper ale mașinii în referențial rotoric se scriu:

$$v_d = r i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (2.75)$$

$$v_q = r i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) \quad (2.76)$$

sau

$$v_d = r i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \Psi_q \quad (2.77)$$

$$v_q = r i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \Psi_d \quad (2.78)$$

În regim staționar, adică în cazul în care curenții $i_d = I_d$, $i_q = I_q$ au valori constante, derivata curenților în timp este zero, ecuațiile volt-amper în regim staționar în referențial rotoric se scriu sub forma:

$$V_d = r I_d - \omega_r L_q I_q \quad (2.79)$$

$$V_q = r I_q + \omega_r (L_d I_d + \Psi_{PM}) \quad (2.80)$$

unde:

V_d, V_q - reprezintă tensiunea după axa "d", respectiv "q" în regim staționar

I_d, I_q - reprezintă tensiunea după axa "d", respectiv "q" în regim staționar

ω_r - este viteza unghiulară electrică sau pulsația electrică a rotorului

Pentru determinarea relațiilor pentru puterea aparentă instantanee, puterea activă instantanee respectiv reactivă instantanee în cazul modelului matematic în referențial rotoric se consideră de asemenea ca punct de plecare relațiile (2.34), (2.35), (2.36)) astfel rezultă:

$$\bar{s}_{dq} = \frac{3}{2} \bar{v}_{dq} \bar{i}_{dq}^* = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) + j \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) = p_{dq} + j q_{dq} \quad (2.81)$$

$$p_{dq} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.82)$$

$$q_{dq} = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (2.83)$$

Dacă în expresia puterii instantanee se folosesc relațiile (2.77), (2.78) atunci se obține relația:

$$p_{dq} = \frac{3}{2} \left(r (i_d^2 + i_q^2) + \frac{L_d}{2} \frac{di_d^2}{dt} + \frac{L_q}{2} \frac{di_q^2}{dt} + \omega_r (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \right) \quad (2.84)$$

Analizând relația (2.84) se poate determina:

pierderile în cupru:

$$p_{dqcu} = \frac{3}{2} r (i_d^2 + i_q^2) \quad (2.85)$$

creșterea puterii magnetice înmagazinate:

$$p_{dqrm} = \frac{3}{2} \left(\frac{L_d}{2} \frac{di_d^2}{dt} + \frac{L_q}{2} \frac{di_q^2}{dt} \right) \quad (2.86)$$

puterea electromagnetică:

$$p_{dqelm} = \frac{3}{2} (\omega_r (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)) \quad (2.87)$$

Din puterea electromagnetică se poate determina expresia cuplului electromagnetic în cazul modelului matematic ortogonal în referențial rotor al mașinii:

$$T_{dqelm} = \frac{P_{dqelm} n}{\omega_r} = \frac{3}{2} n (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2.88)$$

unde: n – este numărul de perechi de poli

În determinarea cuplului electromagnetic din puterea electromagnetică s-a avut în vedere legătura dintre viteza unghiulară mecanică și viteza unghiulară electrică și anume:

$$\omega_r = n \omega_{rm} \quad (2.89)$$

unde: ω_r – viteza unghiulară electrică

ω_{rm} – viteza unghiulară mecanică

Relația cuplului electromagnetic în cazul modelului matematic ortogonal în referențial rotor al MSMPI se poate scrie în funcție de inductivități în cazul în care se consideră relațiile (2.73), (2.74) astfel:

$$T_{dqelm} = \frac{3}{2} n (\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.90)$$

În regim staționar expresia cuplului electromagnetic (2.90) se scrie sub forma:

$$T_{dqelmss} = \frac{3}{2} n (\Psi_{PM} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \quad (2.91)$$

Din expresia cuplului electromagnetic dată de relația (2.90) se observă că expresia cuplului electromagnetic are doi termeni și anume:

$$T_{dq\Psi_{PM}} = \frac{3}{2} n \Psi_{PM} i_q \quad - \text{reprezintă cuplul electromagnetic produs de fluxul magnetului permanent}$$

$$T_{dqrel} = \frac{3}{2} n (L_d - L_q) i_d i_q \quad - \text{reprezintă cuplul electromagnetic reluctant dat de}$$

diferența inductivităților. În general $i_d \leq 0$ astfel cuplul reluctant este pozitiv în cazul în care $L_d \leq L_q$.

Curentul după axa "d" respectiv după axa "q" se poate scrie în funcție de amplitudinea curentului rezultat respectiv unghiul α (vezi Fig. 2.3) astfel:

$$i_d = i_{dq} \cos \alpha \quad (2.92)$$

$$i_q = i_{dq} \sin \alpha \quad (2.93)$$

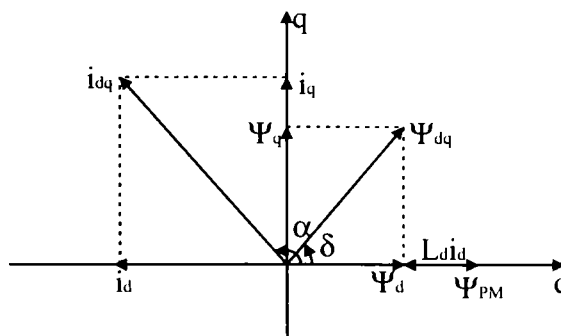


Fig. 2.3 Fluxul rezultat respectiv curentul rezultat în cazul modelului ortogonal în referențial rotor

Astfel cuplul electromagnetic dat de relația (2.90) se poate rescrie sub forma:

$$T_{dqelm} = \frac{3}{2} n \left(\Psi_{PM} i_{dq} \sin \alpha + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_{dq}^2 \sin(2\alpha) \right) \quad (2.94)$$

Având în vedere relația (2.94) se poate reprezenta grafic variația cuplului electromagnetic în funcție de unghiul α pentru o valoare dată a amplitudinii curentului. În graficul de mai jos (Fig. 2.4) este prezentată variația cuplului electromagnetic T_{dqelm} , a cuplului dat de fluxul magnetului permanent $T_{dq\Psi_{PM}}$, respectiv a cuplului reluctant T_{dqrel} în funcție de unghiul α pentru o valoare dată a amplitudinii curentului.

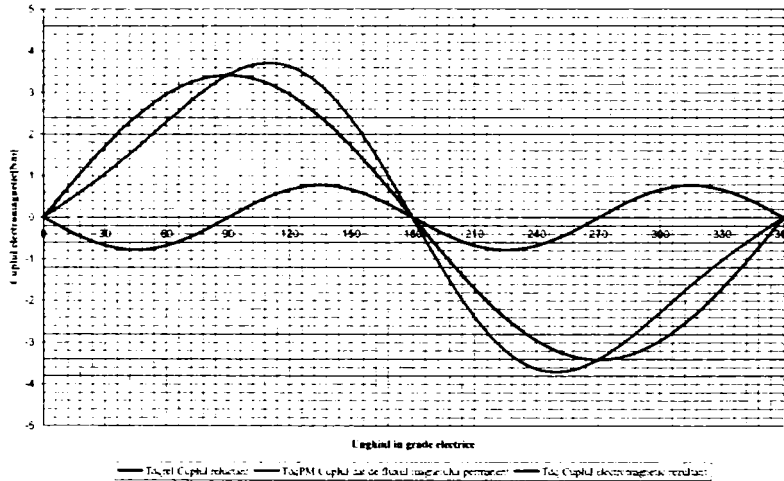


Fig. 2.4 Variația cuplului electromagnetic în funcție de unghiul α pentru o valoare dată a amplitudinii curentului

Fluxul după axa "d" respectiv "q" se poate rescrie având în vedere relațiile (2.73), (2.74) precum și amplitudinea fluxului rezultat Ψ_{dq} (vezi Fig. 2.3) astfel:

$$\Psi_d = \Psi_{dq} \cos \delta = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (2.95)$$

$$\Psi_q = \Psi_{dq} \sin \delta = L_q i_q \quad (2.96)$$

Cuplul electromagnetic în cazul modelului ortogonal în referențial rotoric se poate scrie în funcție de amplitudinea fluxului, inductivitatea după axa "d", inductivitate după axa "q", respectiv a unghiului δ sub forma:

$$T_{dqelm} = \frac{3}{2} n \left(\frac{\Psi_{PM} \Psi_{dq} \sin \delta}{L_d} + \frac{\Psi_{dq}^2 (L_d - L_q) \sin(2\delta)}{2L_d L_q} \right) \quad (2.97)$$

2.7 Legătura dintre modelul ortogonal în referențial rotoric și modelul în referențial statoric

Având în vedere relațiile (2.71), (2.72) putem scrie următoarele relații:

$$L_A = \frac{1}{3} (L_{dm} + L_{qm}) = \frac{1}{3} (L_d + L_q - 2L_{os}) \quad L_B = \frac{1}{3} (L_{dm} - L_{qm}) = \frac{1}{3} (L_d - L_q) \quad (2.98)$$

Fluxul de înlănțuire magnetică a modelului ortogonal în referențial statoric (relațiile (2.44), (2.45)) se scrie în funcție de inductivitățile L_d respectiv L_q astfel:

$$\Psi_{as} = \left(\frac{(L_d + L_q)}{2} + \frac{(L_d - L_q)}{2} \cos(2\theta_r) \right) i_{as} + \frac{(L_d - L_q)}{2} \sin(2\theta_r) i_{\beta s} + \Psi_{PM} \cos(\theta_r) \quad (2.99)$$

$$\Psi_{\beta s} = \left(\frac{(L_d + L_q)}{2} - \frac{(L_d - L_q)}{2} \cos(2\theta_r) \right) i_{\beta s} + \frac{(L_d - L_q)}{2} \sin(2\theta_r) i_{as} + \Psi_{PM} \sin(\theta_r) \quad (2.100)$$

Relația (2.69) se poate rescrie sub forma:

$$\begin{pmatrix} d_d \\ d_q \\ d_{0s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_s \\ b_s \\ c_s \end{pmatrix} \quad (2.101)$$

considerând relația (2.48) se poate defini relația matricială ce definește transformarea din modelul ortogonal în referențial statoric în modelul ortogonal în referențial rotoric astfel:

$$\begin{pmatrix} d_d \\ d_q \\ d_{0s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_{as} \\ d_{\beta s} \\ d_{0s} \end{pmatrix} \quad (2.102)$$

Din relația (2.102) se poate defini transformata inversă sub forma matricială ce definește transformarea din modelul ortogonal în referențial rotoric în modelul ortogonal în referențial statoric sub forma:

$$\begin{pmatrix} d_{as} \\ d_{\beta s} \\ d_{0s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_d \\ d_q \\ d_{0s} \end{pmatrix} \quad (2.103)$$

Se notează:

$$O(d, a) = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad O^{-1}(d, a) = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.104)$$

Cu ajutorul celor două matrici se poate trece de la modelul ortogonal în referențial statoric al mașinii la modelul ortogonal în referențial rotoric al mașinii, respectiv invers de la modelul ortogonal în referențial rotoric al mașinii la modelul ortogonal în referențial statoric.

Considerând relația (2.103) respectiv relațiile (2.99), (2.100) fluxul de înlănțuire magnetică a modelului ortogonal în referențial statoric se mai poate scrie și sub forma:

$$\Psi_{as} = L_d i_d \cos \theta_r - L_q i_q \sin \theta_r + \Psi_{PM} \cos \theta_r \quad (2.105)$$

$$\Psi_{\beta s} = L_d i_d \sin \theta_r + L_q i_q \cos \theta_r + \Psi_{PM} \sin \theta_r \quad (2.106)$$

2.8 Ecuația mișcării

Ecuația mișcării se poate scrie în funcție de viteza unghiulară mecanică a MSMPI sub forma:

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_{elm} - K_{fr} \omega_{rm} - T_s \quad (2.107)$$

unde: J – reprezintă momentul de inerție a rotorului și a sarcinii conectate la rotorul mașinii sincrone cu magneți permanenți

T_{elm} – cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul sincron cu magneți permanenți

T_s – cuplul rezistent dezvoltat de sarcina cuplată la rotorul motorului sincron cu magneți permanenți

K_{fr} – coeficientul de frecare vâscoasă

ω_{rm} – viteza unghiulară mecanică a rotorului motorului sincron cu magneți permanenți

2.9 Modelul matematic în per-unit

Modelul matematic al MSMPI prezentat în paragrafele anterioare poate fi scris de asemenea în per-unit, adică în mărimi relative. Avantajul folosirii modelului matematic în per-unit este obținerea unui grad mai mare de generalitate, simplificarea unor relații matematice și nu în ultimul rând se poate profita de avantajele calculului matematic în fracționar care este implementat în unele procesoare numerice de semnal (DSP) sau microcontrolere numerice de semnal (DSC). Pentru reprezentarea modelului matematic în per-unit se definesc mărimi de bază și anume (în definiția marimilor de baza mărimile ce intervin sunt mărimi de fază):

curentul de bază:

$$I_b = \sqrt{2}I_n \quad (2.108)$$

unde: I_n reprezintă valoarea nominală a curentului de fază a motorului

Observație. În cazul în care se dorește reprezentarea în per-unit în valori mai mici decât unu se alege pentru I_b valoarea maximă a curentului admis de inverterul de frecvență.

tensiunea de bază:

$$V_b = \sqrt{2}V_n \quad (2.109)$$

unde: V_n reprezintă valoarea nominală a tensiunii de fază a motorului

Observație. În cazul în care se dorește reprezentarea în per-unit în valori mai mici decât unu se alege pentru V_b valoarea maximă a tensiunii ce poate fi dezvoltată de inverterul de frecvență sau în cazul care motorul operează în zona slăbirii de câmp, se are în plus în vedere că tensiunea de bază să fie mai mare decât tensiunea indusă, sau mai exact, fluxul produs de magnetul permanent în mărimi raportate respectiv inductivitățile motorului în mărimi raportate să fie mai mici decât unu.

viteza de rotație electrică de bază:

$$\omega_b = 2\pi f_b \quad (2.110)$$

unde: f_b reprezintă frecvența electrică nominală sau frecvența electrică maximă a motorului

viteza de rotație mecanică de bază:

$$\omega_{bm} = \frac{\omega_b}{n} \quad (2.111)$$

fluxul de bază:

$$\psi_b = \frac{V_b}{\omega_b} \quad (2.112)$$

impedanța de bază:

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (2.113)$$

inductivitatea de bază:

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} \quad (2.114)$$

cuplul electromagnetic de bază:

$$T_b = \frac{3}{2} n \Psi_b I_b \quad (2.115)$$

puterea aparentă de bază:

$$S_b = \frac{3}{2} U_b I_b \quad (2.116)$$

timpul de bază:

$$t_b = \omega_b t \quad (2.117)$$

constanta de inerție

$$H = \frac{J}{S_b} \left(\frac{\omega_b}{n} \right)^2 \quad (2.118)$$

Cu ajutorul mărimilor de bază definite mai sus se va reprezenta în continuare modelul ortogonal în referențial statoric respectiv rotoric în per-unit a MSMPI.

2.9.1 Modelul ortogonal în referențial statoric în per-unit

Relațiile volt-ampere (2.42), (2.43) se pot scrie în per-unit sub forma:

$$v_{aspu} = r_{pu} i_{aspu} + \frac{d\psi_{aspu}}{dt_b} \quad (2.119)$$

$$v_{\beta s pu} = r_{pu} i_{\beta s pu} + \frac{d\psi_{\beta s pu}}{dt_b} \quad (2.120)$$

unde:

$$v_{a,\beta s pu} = \frac{v_{a,\beta s}}{V_b} \quad i_{a,\beta s pu} = \frac{i_{a,\beta s}}{I_b} \quad \psi_{a,\beta s pu} = \frac{\Psi_{a,\beta s}}{\Psi_b} \quad r_{pu} = \frac{r}{Z_b} \quad (2.121)$$

Fluxul de înălțuire magnetică după axa reală respectiv imaginară (relațiile (2.44), (2.45)) în per-unit se scrie:

$$\psi_{aspu} = \left(I_{\sigma s pu} + \frac{3}{2} (I_{Apu} + I_{Bpu} \cos(2\theta_r)) \right) i_{aspu} + \frac{3}{2} I_{Bpu} \sin(2\theta_r) i_{\beta s pu} + \psi_{PMpu} \cos(\theta_r) \quad (2.122)$$

$$\psi_{\beta s pu} = \left(I_{\sigma s pu} + \frac{3}{2} (I_{Apu} - I_{Bpu} \cos(2\theta_r)) \right) i_{\beta s pu} + \frac{3}{2} I_{Bpu} \sin(2\theta_r) i_{aspu} + \psi_{PMpu} \sin(\theta_r) \quad (2.123)$$

unde:

$$I_{\sigma s, A, B pu} = \frac{L_{\sigma s, A, B}}{L_b} \quad \psi_{PMpu} = \frac{\Psi_{PM}}{\Psi_b} \quad (2.124)$$

În per-unit puterea aparentă instantanee, puterea activă instantanee respectiv reactivă instantanee relațiile (2.49), (2.50) și (2.51) se rescriu sub forma:

$$\bar{s}_{\alpha\beta pu} = (v_{\alpha spu} i_{\alpha spu} + v_{\beta spu} i_{\beta spu}) + j(v_{\beta spu} i_{\alpha spu} - v_{\alpha spu} i_{\beta spu}) = P_{\alpha\beta pu} + jQ_{\alpha\beta pu} \quad (2.125)$$

$$P_{\alpha\beta pu} = (v_{\alpha spu} i_{\alpha spu} + v_{\beta spu} i_{\beta spu}) \quad (2.126)$$

$$Q_{\alpha\beta pu} = (v_{\beta spu} i_{\alpha spu} - v_{\alpha spu} i_{\beta spu}) \quad (2.127)$$

unde:

$$\bar{s}_{\alpha\beta pu} = \frac{\bar{s}_{\alpha\beta}}{S_b} \quad P_{\alpha\beta pu} = \frac{P_{\alpha\beta}}{S_b} \quad Q_{\alpha\beta pu} = \frac{Q_{\alpha\beta}}{S_b} \quad (2.128)$$

Pierderile în cupru (vezi relația (2.54)) în per-unit sunt date de relația:

$$P_{\alpha\beta cupu} = r_{pu} (i_{\alpha spu}^2 + i_{\beta spu}^2) \quad (2.129)$$

Creșterea puterii magnetice înmagazinate (vezi relația (2.55)) este:

$$\begin{aligned} P_{\alpha\beta rmpu} = & \left(I_{\alpha spu} + \frac{3}{2} (I_{Apu} + I_{Bpu} \cos(2\theta_r)) \right) i_{\alpha spu} \left(\frac{di_{\alpha spu}}{dt_b} + \omega_{rpu} i_{\beta spu} \right) + \\ & + \frac{3}{2} I_{Bpu} \sin(2\theta_r) i_{\alpha spu} \left(\frac{di_{\beta spu}}{dt_b} - \omega_{rpu} i_{\alpha spu} \right) + \\ & + \left(I_{\beta spu} + \frac{3}{2} (I_{Apu} - I_{Bpu} \cos(2\theta_r)) \right) i_{\beta spu} \left(\frac{di_{\beta spu}}{dt_b} - \omega_{rpu} i_{\alpha spu} \right) + \\ & + \frac{3}{2} I_{Bpu} \sin(2\theta_r) i_{\beta spu} \left(\frac{di_{\alpha spu}}{dt_b} + \omega_{rpu} i_{\beta spu} \right) \end{aligned} \quad (2.130)$$

Puterea electromagnetică în per-unit (vezi relația (2.56)) se scrie:

$$P_{\alpha\beta elmpu} = \omega_{rpu} (\psi_{\alpha spu} i_{\beta spu} - \psi_{\beta spu} i_{\alpha spu}) \quad (2.131)$$

unde:

$$P_{\alpha\beta cupu} = \frac{P_{\alpha\beta cu}}{S_b} \quad P_{\alpha\beta rmpu} = \frac{P_{\alpha\beta m}}{S_b} \quad P_{\alpha\beta elmpu} = \frac{P_{\alpha\beta elm}}{S_b} \quad \omega_{pur} = \frac{\omega_r}{\omega_b} \quad (2.132)$$

Cuplul electromagnetic (vezi relația (2.57)) în per-unit este:

$$t_{\alpha\beta elmpu} = \psi_{\alpha spu} i_{\beta spu} - \psi_{\beta spu} i_{\alpha spu} \quad (2.133)$$

unde:

$$t_{\alpha\beta elmpu} = \frac{T_{\alpha\beta elm}}{T_b} \quad (2.134)$$

2.9.2 Modelul ortogonal în referențial rotor în per-unit

În cazul modelului ortogonal în referențial rotor ecuațiile volt-ampere (vezi relațiile (2.63), (2.64)) se rescriu în per-unit sub forma:

$$v_{dpu} = r_{pu} i_{dpu} + \frac{d\psi_{dpu}}{dt_b} - \omega_{rpu} \psi_{qpu} \quad (2.135)$$

$$v_{qpu} = r_{pu} i_{qpu} + \frac{d\psi_{qpu}}{dt_b} + \omega_{rpu} \psi_{dpu} \quad (2.136)$$

Fluxul după axa "d" respectiv "q" în per-unit se scrie (vezi relațiile (2.75), (2.74)) astfel:

$$\psi_{dpu} = l_{dpu} i_{dpu} + \psi_{PMpu} \quad (2.137)$$

$$\psi_{qpu} = l_{qpu} i_{qpu} \quad (2.138)$$

unde:

$$v_{d,qpu} = \frac{v_{d,q}}{V_b} \quad i_{d,qpu} = \frac{i_{d,q}}{I_b} \quad \psi_{d,q,PMpu} = \frac{\psi_{d,q,PM}}{\Psi_b} \quad l_{d,qpu} = \frac{l_{d,q}}{L_b} \quad (2.139)$$

Având în vedere relațiile de mai sus (2.135), (2.136), (2.137), (2.138) se poate reprezenta diagrama fazorială a modelului matematic ortogonal în referențial rotor în per-unit (vezi Fig. 2.5).

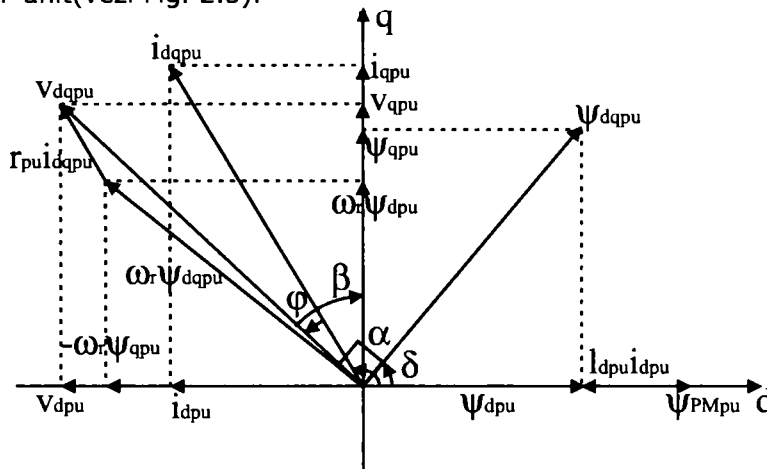


Fig. 2.5 Diagrama fazorială a modelului matematic ortogonal în referențial rotor în per-unit

În cazul modelului ortogonal în referențial statoric puterea aparentă instantanee, puterea activă instantanee respectiv reactivă instantanee în per-unit se scrie (vezi relațiile (2.81), (2.82), (2.83)) astfel:

$$\bar{s}_{dqpu} = (v_{dpu} i_{dpu} + v_{qpu} i_{qpu}) + j(v_{qpu} i_{dpu} - v_{dpu} i_{qpu}) = p_{dqpu} + j q_{dqpu} \quad (2.140)$$

$$p_{dqpu} = (v_{dpu} i_{dpu} + v_{qpu} i_{qpu}) \quad (2.141)$$

$$q_{dqpu} = (v_{qpu} i_{dpu} - v_{dpu} i_{qpu}) \quad (2.142)$$

unde:

$$\bar{s}_{dqpu} = \frac{\bar{s}_{dq}}{S_b} \quad p_{dqpu} = \frac{p_{dq}}{S_b} \quad q_{dqpu} = \frac{q_{dq}}{S_b} \quad (2.143)$$

Pierderile în cupru (vezi relația (2.85)) în per-unit sunt date de relația:

$$p_{dqcupu} = r_{pu} (i_{dpu}^2 + i_{qpu}^2) \quad (2.144)$$

Creșterea puterii magnetice înmagazinate (vezi relația (2.86)) este:

$$p_{dqrmpu} = \left(\frac{l_{dpu}}{2} \frac{di_{dpu}^2}{dt_b} + \frac{l_{qpu}}{2} \frac{di_{qpu}^2}{dt_b} \right) \quad (2.145)$$

Puterea electromagnetică în per-unit (vezi relația (2.87)) se scrie:

$$p_{dqelmpu} = \omega_{rpu} (\psi_{dpu} i_{qpu} - \psi_{qpu} i_{dpu}) \quad (2.146)$$

unde:

$$P_{dqcupu} = \frac{P_{dqcu}}{S_b} \quad P_{dqmpu} = \frac{P_{dqm}}{S_b} \quad P_{dqelpu} = \frac{P_{dqelm}}{S_b} \quad (2.147)$$

Cuplul electromagnetic în per-unit în cazul modelului matematic ortogonal în referențial rotoric al mașinii este dat de relația (vezi relația (2.88)):

$$t_{dqelpu} = \psi_{dpu} i_{qpu} - \psi_{qpu} i_{dpu} \quad (2.148)$$

Legătura dintre viteza unghiulară mecanică și viteza unghiulară electrică în per-unit este dată de relația:

$$\omega_{rpu} = \omega_{rmpu} \quad (2.149)$$

unde:

$$t_{dqelpu} = \frac{T_{dqelm}}{T_b} \quad \omega_{rpu} = \frac{\omega_r}{\omega_b} \quad \omega_{rmpu} = \frac{\omega_{rm}}{\omega_{bm}} \quad (2.150)$$

Relația (2.90) a cuplului electromagnetic în cazul modelului matematic ortogonal în referențial rotoric al motorului sincron cu magneți permanenți cu poli aparenti se scrie în per-unit astfel:

$$t_{dqelm} = \psi_{PMpu} i_{qpu} + (I_{dpu} - I_{qpu}) i_{qpu} i_{dpu} \quad (2.151)$$

Relațiile (2.92), (2.93) ce exprimă curentul după axa "d" respectiv axa "q" în funcție de amplitudinea curentului rezultat respectiv unghiul α se scrie în per-unit astfel:

$$i_{dpu} = i_{dqpu} \cos \alpha \quad (2.152)$$

$$i_{qpu} = i_{dqpu} \sin \alpha \quad (2.153)$$

Astfel cuplul electromagnetic dat de relația (2.94) în per-unit este:

$$t_{dqelpu} = \psi_{PMpu} i_{dqpu} \sin \alpha + \frac{1}{2} (I_{dpu} - I_{qpu}) i_{dqpu}^2 \sin(2\alpha) \quad (2.154)$$

Relațiile (2.95), (2.96) ce reprezintă expresia fluxului după axa "d" respectiv "q" în funcție de amplitudinea fluxului rezultat și unghiul δ este în per-unit:

$$\psi_{dpu} = \psi_{dqpu} \cos \delta = I_{dpu} i_{dpu} + \psi_{PMpu} \quad (2.155)$$

$$\psi_{qpu} = \psi_{dqpu} \sin \delta = I_{qpu} i_{qpu} \quad (2.156)$$

unde:

$$\psi_{dqpu} = \frac{\Psi_{dq}}{\Psi_b} \quad i_{dqpu} = \frac{i_{dq}}{\Psi_b} \quad (2.157)$$

Cuplul electromagnetic dat de relația (2.97) se rescrie în per-unit astfel:

$$t_{dqelpu} = \left(\frac{\psi_{PMpu} \psi_{dqpu} \sin \delta}{I_{dpu}} + \frac{\psi_{dqpu}^2 (I_{dpu} - I_{qpu}) \sin(2\delta)}{2 I_{dpu} I_{qpu}} \right) \quad (2.158)$$

Fluxul de înălțuire magnetică a modelului ortogonal în referențial statoric (vezi relațiile (2.99), (2.100)) în funcție de inductivitățile l_d respectiv l_q în per-unit se scrie astfel:

$$\psi_{aspu} = \left(\frac{(I_{dpu} + I_{qpu})}{2} + \frac{(I_{dpu} - I_{qpu})}{2} \cos(2\theta_r) \right) i_{aspu} + \frac{(I_{dpu} - I_{qpu})}{2} \sin(2\theta_r) i_{\beta s pu} + \psi_{PMpu} \cos(\theta_r) \quad (2.159)$$

$$\psi_{\beta s pu} = \left(\frac{(I_{dpu} + I_{qpu})}{2} - \frac{(I_{dpu} - I_{qpu})}{2} \cos(2\theta_r) \right) i_{\beta s pu} + \frac{(I_{dpu} - I_{qpu})}{2} \sin(2\theta_r) i_{aspu} + \psi_{PMpu} \sin(\theta_r) \quad (2.160)$$

Relațiile (2.105), (2.106) se scriu în per-unit sub forma:

$$\psi_{\alpha s pu} = I_{d pu} i_{d pu} \cos \theta_r - I_{q pu} i_{q pu} \sin \theta_r + \psi_{PM pu} \cos \theta_r \quad (2.161)$$

$$\psi_{\beta s pu} = I_{d pu} i_{d pu} \sin \theta_r + I_{q pu} i_{q pu} \cos \theta_r + \psi_{PM pu} \sin \theta_r \quad (2.162)$$

2.9.3 Ecuația mișcării în per-unit

În cazul modelului matematic în per-unit ecuația mișcării (2.107) se poate scrie:

$$H \frac{d\omega_{rmpu}}{dt} = t_{elmpu} - \frac{K_{fr}}{J} H \omega_{rmpu} - t_{spu} \quad (2.163)$$

sau

$$H \omega_b \frac{d\omega_{rmpu}}{dt_b} = t_{elmpu} - \frac{K_{fr}}{J} H \omega_{rmpu} - t_{spu} \quad (2.164)$$

unde:

$$t_{elmpu} = \frac{T_{elm}}{T_b} \quad t_{spu} = \frac{T_s}{T_b} \quad (2.165)$$

2.10 Bibliografie selectivă

- [1] Atanasiu Gh. (coordonator), "Servomotoare sincrone pentru acționări electrice", Editura Mirton Timișoara, 2003
- [2] Atanasiu Gh. "Mașini electrice speciale", Litografia UPT, 1992
- [3] Boldea I. "Transformatoare și mașini electrice", Editura Didactică și Pedagogică, 1994
- [4] Mușuroi S., Olarescu V., "The Equivalent Factors Determination of Rotor Parameters Modification in case of Cage Induction Motors Supplied by Static Frequency Converters", 3rd Conference on Technology&Automation, Athens, Grecia, pag. 14-16, 2000
- [5] Mușuroi S., Olarescu V., "Theoretic Determination of Power Factor of Three-Phase Cage Induction Motor of Low-Medium Power, Supply by Static Frequency Converters", CNAE 2000, România
- [6] Mușuroi S., Olarescu V., "The Matematic Model for Three-Phase cage Induction Motors Supplied by Static Frequency Converters", ACEMP01, Kusadasi, Turcia

3 Strategii de control utilizate în sistemele de control vectoriale cu orientare după câmp a MSMPS

În acest capitol sunt abordate diferite strategii de control ale MSMPS utilizate în cazul sistemelor de control vectoriale cu orientare după câmp. În cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW, aplicații în care este necesară modificarea turației MSMPS în limite largi, trebuie aplicate strategii de control specifice zonei de cuplu constant cât și strategii de control specifice zonei de slăbire de câmp. Pentru analiza diferitelor strategii de control în zona de cuplu constant, respectiv în zona slăbirii de câmp se va folosi modelul matematic al MSMPS definit în capitolul 2. În funcționarea sistemelor de control cu MSMPS ca limite electrice ale sistemului sunt valoarea nominală a curentului inverterului sau a MSMPS, respectiv valoarea maximă a tensiunii de fază care poate fi furnizată de inverter. În cazul în care s-a făcut o alegere bună al sistemului de control cu MSMPS, valoarea nominală a curentului, respectiv valoarea maximă a tensiunii a MSMPS trebuie să fie mai mică sau egală (ideal egală) decât valoarea curentului nominal, respectiv valoarea maximă a tensiunii furnizate de inverter.

Pentru a defini zona de cuplu constant respectiv zona de slăbire de câmp trebuie să se definească două mărimi și anume:

- cuplul electromagnetic nominal $T_n(t_{npu})$ se definește a fi cea valoare maximă a cuplului electromagnetic ce poate fi obținută la valoarea nominală a curentului;
- viteza unghiulară electrică limită a zonei de cuplu constant (sau viteza unghiulară electrică de bază) $\omega_{zcc}(t_{zccpu})$ se definește ca fiind aceea viteză unghiulară, la care MSMPS livrează cuplul nominal, la tensiunea maximă;

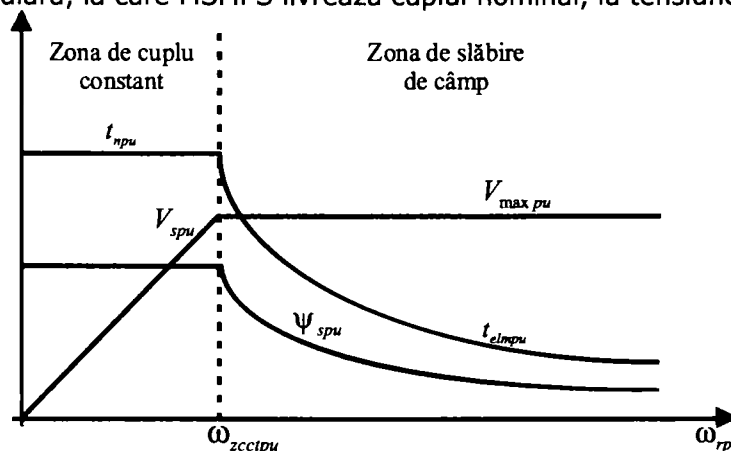


Fig. 3.1 Variația cuplului electromagnetic, a tensiunii de fază, respectiv a fluxului statoric în funcție de viteza unghiulară electrică a rotorului (mărimi în per-unit)

În Fig. 3.1 este prezentată variația cuplului electromagnetic, a tensiunii de fază maximă, respectiv a fluxului statoric în funcție de viteza unghiulară electrică. Din această figură se poate observa că există o porțiune în care cuplul electromagnetic maxim poate fi menținut constant, numită zona de cuplul constant, zonă în care viteza unghiulară electrică a rotorului este mai mică sau egală decât

viteza unghiulară electrică limită a zonei de cuplu constant (ω_{zccpu}), iar zona slăbirii de câmp este zona în care viteza unghiulară electrică a rotorului este mai mare decât viteza unghiulară electrică limită a zonei de cuplu constant. În zona slăbirii de câmp tensiunea de fază rămâne constantă și reprezintă valoarea maximă a tensiunii de fază ce poate fi furnizată de inverter (tensiune care este dependentă de tensiunea continuă din circuitul intermediar a convertorului de frecvență), iar fluxul statoric respectiv cuplul electromagnetic scade. Așa cum s-a arătat și în lucrarea [13] în general performanțele SCVOC în zona de slăbire de câmp sunt mai bune decât în cazul SCVDFC (se obține un răspuns mai rapid în cuplu respectiv oscilațiile în cuplu respectiv flux sunt mai reduse).

3.1 Strategii de control în zona de cuplu constant

În continuare se va studia diferite strategii de control care în general se pot aplica în zona de cuplu constant, dar pot fi aplicate de asemenea pe o anumită porțiune și în zona slăbirii de câmp în cazul în care cuplul electromagnetic ce trebuie dezvoltat de MSMPS este mai mic decât cuplul electromagnetic nominal (vezi [16]). Pentru dezvoltarea diferitelor strategii de control se pornește de la modelul matematic ortogonal al MSMPI în referențial rotoric în per-unit. Pentru o analiză cât mai bună a diferitelor strategii de control se definesc următorii coeficienți (vezi [1], [2]):

coeficientul de tensiune:

$$K_U = \frac{v_{dqpu}}{\omega_{rpu}\Psi_{PMpu}} = \frac{v_{dq}}{\omega_r\Psi_{PM}} \quad (3.1)$$

coeficientul de demagnetizare:

$$\sigma = \frac{l_{dpu}i_{dpu}}{\Psi_{PMpu}} = \frac{L_d i_d}{\Psi_{PM}} \quad (3.2)$$

unghiul dintre fazorul tensiune și axa q (vezi Fig. 3.2):

$$\operatorname{tg}\beta = -\frac{v_{dpu}}{v_{qpu}} \quad (3.3)$$

3.1.1 Strategie de control cu $i_d = 0$

În cazul strategiei de control cu $i_d = 0$ (SCID), unghiul $\alpha = \frac{\pi}{2}$ (vezi Fig.

3.2), astfel din relația (2.151) rezultă cuplul electromagnetic în per-unit sub forma:

$$t_{dqelm} = \Psi_{PM}i_{qpu} = \Psi_{PMpu}i_{dqpu} \quad (3.4)$$

Ecuatiile volt-ampere în regim staționar în per-unit (vezi relațiile (2.135), (2.136)) se pot rescrie astfel:

$$v_{dpu} = -\omega_{rpu}l_{qpu}i_{dqpu} \quad (3.5)$$

$$v_{qpu} = r_{pu}i_{dqpu} + \omega_{rpu}\Psi_{PMpu} \quad (3.6)$$

Coeficientul de demagnetizare $\sigma = 0$ în acest caz este zero. Folosind această metodă nu există pericolul de demagnetizare dar în același timp se poate spune că această metodă nu poate fi folosită în zona slăbirii de câmp.

În acest caz amplitudinea vectorului tensiune este dată de relația :

$$v_{dqpu} = \sqrt{(r_{pu}i_{dqpu} + \omega_{rpu}\psi_{PMpu})^2 + (\omega_{rpu}l_{qpu}i_{dqpu})^2} \quad (3.7)$$

Coeficientul de tensiune se poate rescrie sub forma:

$$K_U = \frac{\sqrt{(r_{pu}i_{dqpu} + \omega_{rpu}\psi_{PMpu})^2 + (\omega_{rpu}l_{qpu}i_{dqpu})^2}}{\omega_{rpu}\psi_{PMpu}} \quad (3.8)$$

Digrama fazorială a strategiei de control cu $i_d = 0$ este reprezentată în Fig. 3.2.

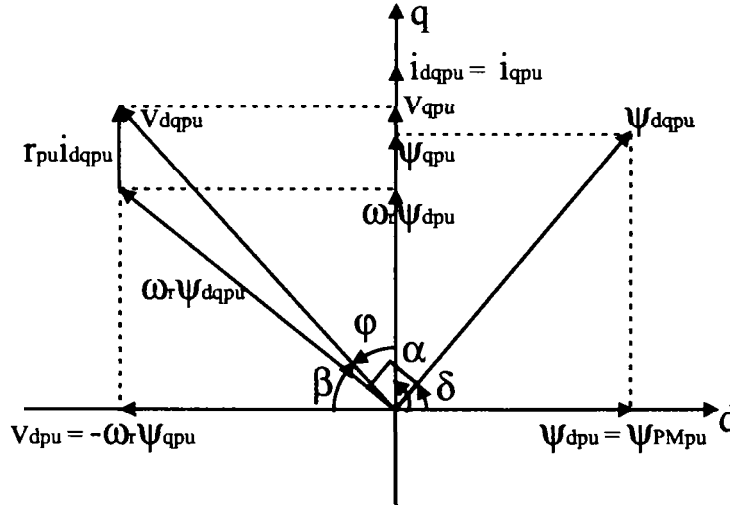


Fig. 3.2 Digrama fazorială a modelului ortogonal în referențial rotoric în cazul strategiei de control cu $i_d = 0$

Unghiul dintre fazorul tensiunii și axa "q" în cazul acestei strategii de control se scrie în acest caz sub forma:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\omega_{rpu} l_{qpu} i_{dqpu}}{r_{pu} i_{dqpu} + \omega_{rpu} \psi_{PMpu}} \quad (3.9)$$

De asemenea se poate scrie:

$$\cos \varphi = \cos \beta \quad (3.10)$$

Din relațiile (3.9), (3.10) se poate spune că unghiul β crește cu sarcina și astfel factorul de putere scade cu sarcina, deci este necesară o capacitate mai largă a invertorului.

3.1.2 Strategia de control cuplu maxim pentru un curent dat

În cazul acestei strategii de control pentru un anumit cuplu necesar ce trebuie dezvoltat de MSMPS se poate determina minimul curentului statoric ce este necesar pentru a dezvolta acest cuplu, astfel sunt minimize pierderile în cupru, respectiv randamentul MSMPS crește (SCCM).

În Fig. 2.4 în care este reprezentată variația cuplului în funcție de unghiul α (reprezintă unghiul dintre axa "d" și fazorul curent), se poate observa că cuplul electromagnetic are valoarea maximă în cazul în care unghiul α se află în intervalul:

$$90 \leq \alpha \leq 135 \quad (3.11)$$

Valoarea unghiului α pentru care cuplul electromagnetic are valoarea maximă se determină din condiția:

$$\frac{dt_{dq} \text{Impu}}{d\alpha} = \psi_{PMpu} i_{dqpu} \cos \alpha + (I_{dpu} - I_{qpu}) i_{dqpu}^2 \cos(2\alpha) = 0 \quad (3.12)$$

Observație. În relația de mai sus (3.12) s-a avut în vedere de asemenea expresia cuplului electromagnetic dat de relația (2.154).

Condiția (3.12) poate fi rescrisă în două moduri în funcție de unghiul α sau în funcție de curenții i_{dpu} și i_{qpu} . În funcție de unghiul α condiția se rescrie astfel:

$$\cos^2 \alpha + \frac{\psi_{PMpu}}{2(I_{dpu} - I_{qpu}) i_{dqpu}} \cos \alpha - 1 = 0 \quad (3.13)$$

Rezolvând ecuația (2.13) se obține valoarea unghiului α :

$$\alpha = \arccos \left(-\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu}) i_{dqpu}} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu}) i_{dqpu}} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right) \quad (3.14)$$

Având în vedere observația dată de relația (3.11) se poate scrie relația care dă unghiul α în cazul acestei strategii de control astfel:

$$\alpha = \arccos \left(-\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu}) i_{dqpu}} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu}) i_{dqpu}} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right) \quad (3.15)$$

Condiția (3.13) se poate scrie de asemenea în funcție de curenții i_{dpu} și i_{qpu} considerând relațiile (2.152) respectiv (2.153) astfel:

$$i_{dpu}^2 + \frac{\psi_{PMpu}}{(I_{dpu} - I_{qpu})} i_{dpu} - i_{qpu}^2 = 0 \quad (3.16)$$

sau:

$$i_{dpu}^2 + \frac{\psi_{PMpu}}{2(I_{dpu} - I_{qpu})} i_{dpu} - \frac{1}{2} i_{dqpu}^2 = 0 \quad (3.17)$$

Din ecuația (3.17) rezultă valoarea curentului i_{dpu} în funcție de amplitudinea curentului i_{dqpu} :

$$i_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu})} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu})} \right)^2 + \frac{i_{dqpu}^2}{2}} \quad (3.18)$$

De asemenea având în vedere relația (3.11) și (2.153) rezultă că $i_{dpu} \leq 0$ și astfel rezultă expresia curentului după axa "d", pentru care cuplul electromagnetic are valoare maximă pentru un curent statoric dat în regim staționar:

$$i_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu})} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu})} \right)^2 + \frac{i_{dqpu}^2}{2}} \quad (3.19)$$

sau în mod similar dacă se folosește ecuația (3.16) se obține expresia curentului după axa "d" în funcție de curentul după axa "q" astfel:

$$i_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{2(I_{dpu} - I_{qpu})} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu}}{2(I_{dpu} - I_{qpu})} \right)^2 + i_{qpu}^2} \quad (3.20)$$

Cu ajutorul relațiilor de mai sus se pot determina valorile curenților i_{dpu} , i_{qpu} în funcție de amplitudinea curentului i_{dqpu} , respectiv a cuplului electromagnetic $t_{dqelmpu}$ în cazul strategiei de control cuplul maxim pentru un curent dat.

Observație. În cazul în care inductivitatea după axa "d" este identică cu inductivitatea după axa "q" adică $L_{dpu} = L_{qpu}$ din relațiile de mai sus rezultă $i_{dpu} = 0$ în cazul SCCM și coincide cu SCID.

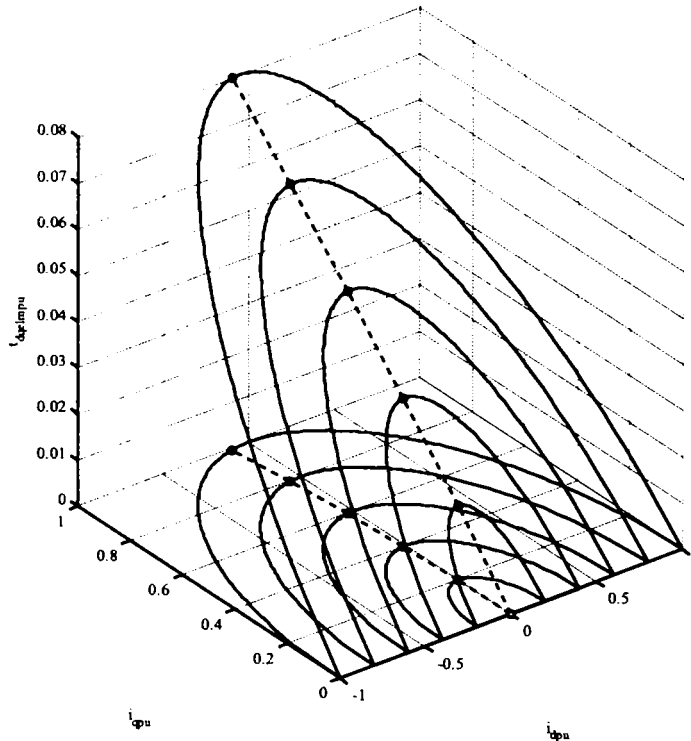


Fig. 3.3 Traectoria curentului i_{dpu} , i_{qpu} respectiv a cuplului electromagnetic $t_{dqelmpu}$ în regim de motor pentru o valoare dată a amplitudinii curentului i_{dqpu}

În Fig. 3.1 este reprezentată traectoria curentului i_{dpu} , i_{qpu} pentru o valoare dată a amplitudinii curentului i_{dqpu} și corepunzător curenților este reprezentat traectoria cuplului electromagnetic $t_{dqelmpu}$ în cazul funcționării în regim de motor a MSMPS. Cu linie punctată este reprezentată traectoria curenților respectiv a cuplului electromagnetic în cazul strategiei de control cuplul maxim pentru un curent dat.

În cazul acestei strategii de control ecuațiile volt-amper în regim staționar având în vedere relațiile (2.135), (2.136), (2.152) respectiv (2.153) se pot scrie sub forma

$$v_{dpu} = r_{pu} i_{dqpu} \cos \alpha - \omega_{rpu} L_{qpu} i_{dqpu} \sin \alpha \quad (3.21)$$

$$v_{qpu} = r_{pu} i_{dqpu} \sin \alpha + \omega_{rpu} (L_{dpu} i_{dqpu} \cos \alpha + \psi_{PMpu}) \quad (3.22)$$

unde unghiul α este dat de relația (3.15).

Din relațiile de mai sus se poate calcula amplitudinea tensiunii în per-unit în cazul strategiei de control cuplul maxim pentru un curent dat astfel:

$$v_{dqpu} = \sqrt{v_{dpu}^2 + v_{qpu}^2} \quad (3.23)$$

Cuplul electromagnetic se poate scrie în două moduri având în vedere relațiile (2.151) sau (2.154):

$$t_{dqelm} = \psi_{PM} i_{qpu} + (l_{dpu} - l_{qpu}) i_{dpu} i_{qpu} \quad (3.24)$$

unde i_{dpu} este dat de relația (3.20) sau:

$$t_{dqelm} = \psi_{PM} i_{dpu} i_{qpu} \sin \alpha + \frac{1}{2} (l_{dpu} - l_{qpu}) i_{dpu}^2 \sin(2\alpha) \quad (3.25)$$

unde unghiul α este dat de relația (3.15).

3.1.3 Strategia de control cu factor de putere unitar $\cos \varphi = 1$

În cazul strategiei de control cu factor de putere unitar (SCFPU), vectorul tensiune coincide cu vectorul curent adică unghiul $\varphi = 0$. Astfel se poate spune că cerințele privind capacitatea inverterului sunt mici. Cu observația de mai sus și având în vedere diagrama fazorială din Fig 2.5 se poate scrie următoarea relație:

$$\operatorname{tga} = \frac{v_{qpu}}{v_{dpu}} = \frac{i_{qpu}}{i_{dpu}} \quad (3.26)$$

Relația de mai sus se poate rescrie având în vedere relațiile (3.21) respectiv (3.22) astfel:

$$\frac{r_{pu} i_{dpu} \sin \alpha + \omega_{rpu} (l_{dpu} i_{dpu} \cos \alpha + \psi_{PMpu})}{r_{pu} i_{dpu} \cos \alpha - \omega_{rpu} l_{qpu} i_{dpu} \sin \alpha} = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} \quad (3.27)$$

sau:

$$(l_{dpu} - l_{qpu}) i_{dpu} \cos^2 \alpha + \psi_{PMpu} \cos \alpha + l_{qpu} i_{dpu} = 0 \quad (3.28)$$

Soluțiile ecuației (3.28) sunt:

$$\alpha = \arccos \left(-\frac{\psi_{PMpu}}{2(l_{dpu} - l_{qpu}) i_{dpu}} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu}}{2(l_{dpu} - l_{qpu}) i_{dpu}} \right)^2 - \frac{l_{qpu}}{(l_{dpu} - l_{qpu})}} \right) \quad (3.29)$$

Având în vedere observația dată de relația (3.11) în legătura cu valoarea unghiului α se poate determina expresia pentru valoarea unghiului α în cazul strategiei de control cu factor de putere unitar astfel:

$$\alpha = \arccos \left(-\frac{\psi_{PMpu}}{2(l_{dpu} - l_{qpu}) i_{dpu}} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu}}{2(l_{dpu} - l_{qpu}) i_{dpu}} \right)^2 - \frac{l_{qpu}}{(l_{dpu} - l_{qpu})}} \right) \quad (3.30)$$

În regim staționar ecuațiile vol-amper în per-unit, respectiv valoarea amplitudinii tensiunii în per-unit în funcție de valoarea amplitudinii curentului i_{dpu} și a unghiului α este dată de relațiile (3.21), (3.22), (3.23), respectiv valoare cuplului electromagnetic este dat de relația (3.25).

Observație. Dacă inductivitatea după axa d este identică cu inductivitatea după axa q ($l_{dpu} = l_{qpu}$) din relația (3.28) expresia unghiului α în cazul strategiei de control cu factor de putere unitar este:

$$\alpha = \arccos \left(-\frac{l_{dpu} i_{dpu}}{\psi_{PMpu}} \right) \quad (3.31)$$

3.1.4 Strategia de control cu flux rezultat constant

Cu această strategie de control (SCFC) se limitează amplitudinea fluxului statoric ψ_{dqpu} și anume:

$$\psi_{dqpu} = \text{const} \quad (3.32)$$

Din această condiție se poate spune de asemenea că valoarea tensiunii este limitată, adică și cerințele privind capacitatea inverterului sunt reduse. Din expresia cuplului electromagnetic dată de relația (2.158) se poate spune că valoarea cuplului electromagnetic scade cu scăderea amplitudinii fluxului statoric și este de asemenea în funcție de valoarea unghiului δ (vezi Fig. 3.4). În general se poate spune următoarea condiție pentru limitarea fluxului statoric:

$$\psi_{dqpu} = k\psi_{PMpu}, \text{ unde } 0 < k \leq 1 \quad (3.33)$$

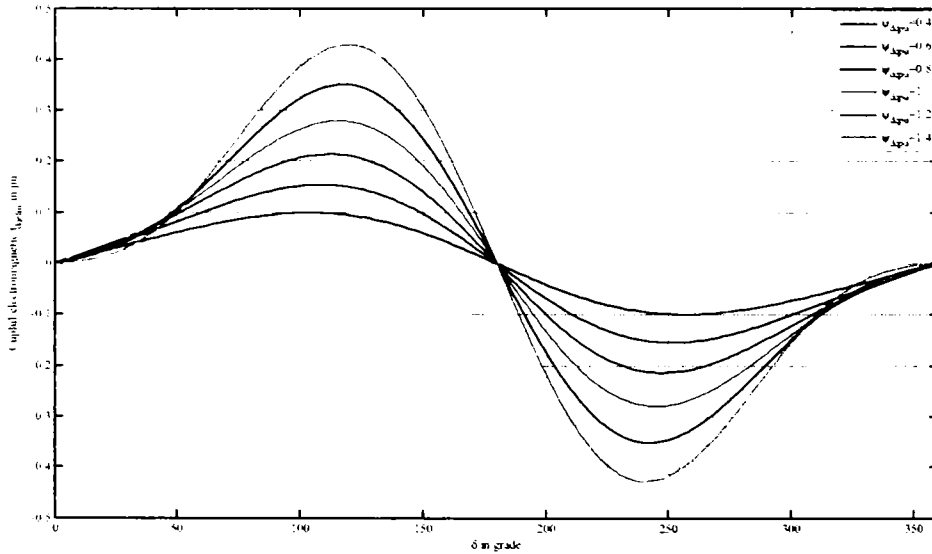


Fig. 3.4 Variația cuplului electromagnetic pentru o valoare dată a amplitudinii fluxului statoric în funcție de unghiul δ (unghiul dintre fluxul statoric și axa "d")

Valoarea k se poate alege ținând cont de exemplu de valoarea maximă a tensiunii ce poate fi dezvoltată de inverter dar nu în ultimul rând trebuie să se țină cont și de valoarea maximă a curentului de demagnetizare. Amplitudine fluxului statoric se poate scrie sub forma:

$$\psi_{dqpu} = \sqrt{\psi_{dpu}^2 + \psi_{qpu}^2} = \sqrt{(I_{dpu}i_{dpu} + \psi_{PMpu})^2 + (I_{qpu}i_{qpu})^2} \quad (3.34)$$

Condiția dată de relația (3.33) se poate retranscrie astfel:

$$(I_{dpu}i_{dpu})^2 + (I_{qpu}i_{qpu})^2 + \psi_{PMpu}^2(1 - k^2) + 2\psi_{PMpu}I_{dpu}i_{dpu} = 0 \quad (3.35)$$

O primă observație ce rezultă din relația de mai sus este că în cazul acestei strategii de control curentul după axa "d" trebuie să fie negativ $i_{dpu} < 0$. În continuare relația se poate retranscrie în funcție de unghiul α având în vedere relațiile (2.152), (2.153) astfel:

$$(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}^2 \cos^2 \alpha + 2\psi_{PMpu}I_{dpu}i_{dpu} \cos \alpha + \psi_{PMpu}^2(1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2 = 0 \quad (3.36)$$

Soluțiile ecuației (3.36) sunt:

$$a = \arccos \left(-\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)^2 - \left(\frac{\psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)} \right) \quad (3.37)$$

Considerând aceeași observație dată de relația (3.11) expresia pentru valoarea unghiului α în cazul strategiei de control cu flux rezultat constant este:

$$a = \arccos \left(-\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)^2 - \left(\frac{\psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)} \right) \quad (3.38)$$

Observație. Dacă inductivitatea după axa "d" este identică cu inductivitatea după axa "q" ($I_{dpu} = I_{qpu}$) din relația (3.36) expresia unghiului α în cazul strategiei de control cu flux rezultat constant este:

$$a = \arccos \left(-\frac{\psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2}{2\psi_{PMpu} i_{dpu} i_{dpu}} \right) \quad (3.39)$$

Relația (3.36) se poate retranscrie (vezi de asemenea relația (2.152)):

$$(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}^2 + 2\psi_{PMpu} i_{dpu} i_{dpu} + \psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2 = 0 \quad (3.40)$$

sau:

$$I_{dpu}^2 i_{dpu}^2 + 2\psi_{PMpu} i_{dpu} i_{dpu} + \psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2 = 0 \quad (3.41)$$

Soluțiile ecuației (3.40) sunt :

$$i_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)^2 - \left(\frac{\psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)} \quad (3.42)$$

respectiv soluțiile ecuației (3.41) sunt :

$$i_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{I_{dpu}} \pm \frac{1}{I_{dpu}} \sqrt{(\psi_{PMpu} k)^2 - I_{qpu}^2 i_{dpu}^2} \quad (3.43)$$

Cum $i_{dpu} \leq 0$ rezultă expresiile pentru curentul după axa "d" în funcție de amplitudinea curentului statoric respectiv în funcție de valoarea curentului după axa "q" (vezi relațiile (3.42), (3.43)) sunt :

$$i_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} i_{dpu}}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)^2 - \left(\frac{\psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2}{(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2) i_{dpu}} \right)} \quad (3.44)$$

$$i_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{I_{dpu}} + \frac{1}{I_{dpu}} \sqrt{(\psi_{PMpu} k)^2 - I_{qpu}^2 i_{dpu}^2} \quad (3.45)$$

În cazul în care $I_{dpu} = I_{qpu}$ expresia curentului după axa "d" în funcție de valoarea curentului după axa "q" este identică cu relația (3.45), iar expresia curentului după axa "d" în funcție de valoarea curentului statoric se poate scrie :

$$i_{dpu} = - \frac{\psi_{PMpu}^2 (1 - k^2) + I_{qpu}^2 i_{dpu}^2}{2\psi_{PMpu} i_{dpu}} \quad (3.46)$$

În regim staționar ecuațiile volt-ampér în per-unit, respectiv valoarea amplitudinii tensiunii în per-unit în funcție de valoarea amplitudinii curentului i_{dqpu} și a unghiului α este dată de relațiile (3.21), (3.22), (3.23), respectiv valoare cuplului electromagnetic este dat de relația (3.25).

3.1.5 Analiza strategiilor de control

În acest paragraf se va face analiza performanțelor strategiilor de control în regim staționar discutate în paragrafele anterioare. Pentru a analiza performanțele strategiilor de control se va reprezenta în continuare variația diferitelor mărimi în funcție de cuplul electromagnetic.

În Fig. 3.5 este reprezentată variația cuplului electromagnetic în funcție de valoarea amplitudinii curentului statoric (pentru determinarea variației cuplului electromagnetic în funcție de amplitudinea curentului statoric sau folosit relațiile ((3.4), (3.25))).

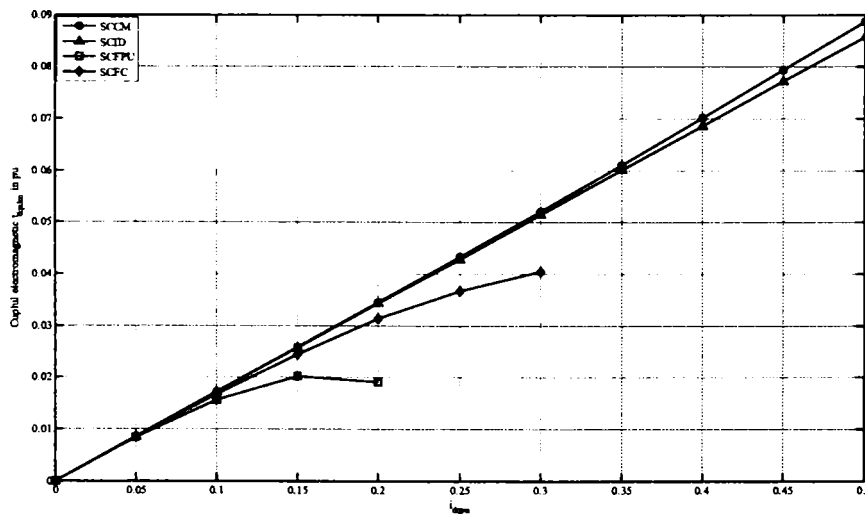


Fig. 3.5 Variația cuplului electromagnetic în funcție de valoarea amplitudinii curentului statoric în cazul diferitelor strategii de control

Din Fig. 3.5 se poate spune că pentru valori mici ale cuplului electromagnetic nu există diferențe mari între cele patru strategii de control. Odată cu creșterea cuplului electromagnetic pentru o valoare dată a amplitudinii curentului statoric strategiile de control SCCM respectiv SCID sub cele mai bune. De asemenea se poate spune că în cazul acestor două strategii de control cuplul electromagnetic are o variație liniară în funcție de valoarea curentului statoric. Se poate scrie următoarea relație:

$$t_{dqImpuSCCM} > t_{dqImpuSCID} > t_{dqImpuSCFC} > t_{dqImpuSCFPU} \quad (3.47)$$

În cazul strategiei de control SCFPU, se poate observa că pentru o valoare dată a cuplului electromagnetic există 2 puncte de funcționare (2 valori ale curentului statoric). De asemenea se poate observa că strategiile de control SCFC, respectiv SCFPU pot fi aplicate până la o anumită valoare a amplitudinii curentului dependent de parametrii MSMPS. În cazul celor 4 strategii de control cuplul electromagnetic dezvoltat în funcție de amplitudinea curentului statoric este independent de viteza de rotație a rotorului. În continuare se va analiza variația coeficientului de demagnetizare σ (dat de relația (3.2)) în funcție de cuplul electromagnetic pentru strategiile de control propuse (vezi Fig. 3.6).

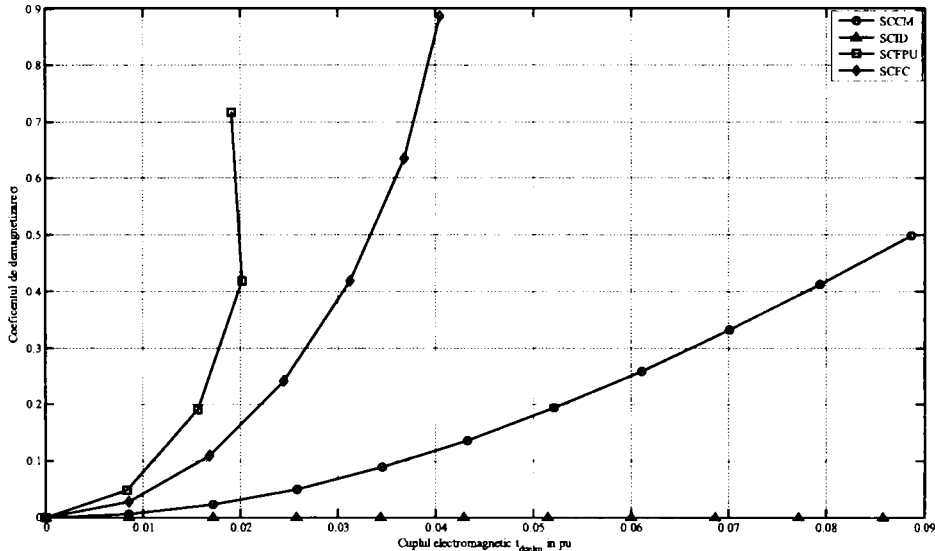


Fig. 3.6 Variația coeficientului de demagnetizare σ în funcție de cuplul electromagnetic în cazul diferitelor strategii de control

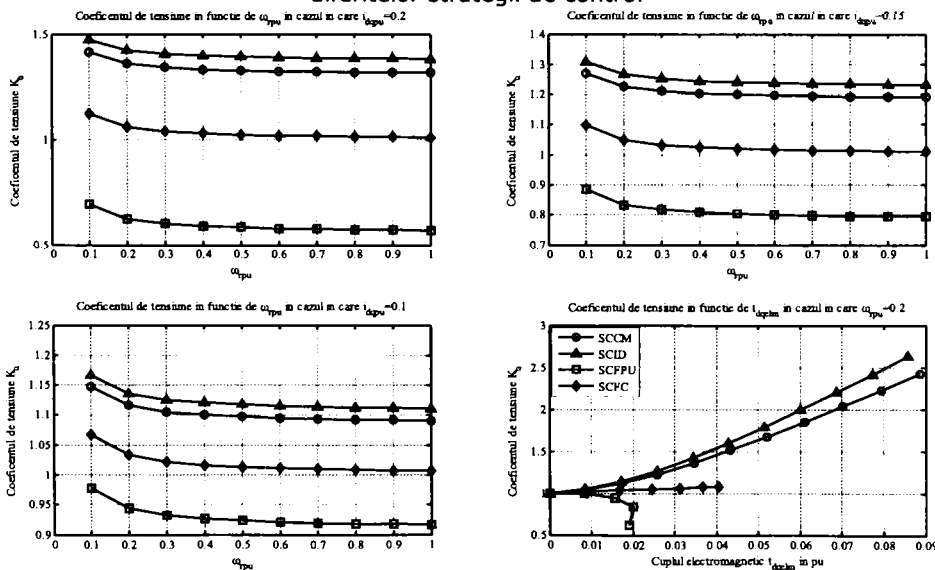


Fig. 3.7 Variația coeficientului de tensiune K_v în funcție de viteza rotorului pentru diferite valori ale amplitudinii curentului, respectiv în funcție de cuplul electromagnetic în cazul strategiilor de control propuse

Cum era de așteptat în cazul strategiei de control SCID coeficientul de magnetizare este zero. Coeficientul de magnetizare σ cel mai ridicat este în cazul strategiei de control SCFPU urmat de strategia de control SCFC. În general se poate scrie:

$$\sigma_{SCFPU} > \sigma_{SCFC} > \sigma_{SCCM} > \sigma_{SCID} \quad (3.48)$$

Din Fig. 3.7 rezultă că un coeficient de tensiune ridicat au strategiile de control SCID urmat de SCCM. Astfel se poate spune că în cazul acestor strategii (SCID, SCCM) odată cu creșterea cuplului electromagnetic ce trebuie dezvoltat de MSMPS, crește și tensiunea ce trebuie dezvoltată de inverter. Pentru cele patru strategii de control se poate scrie următoarea relație a coeficientului de tensiune:

$$K_{uSCFPU} > K_{uSCFC} > K_{uSCCM} > K_{uSCID} \quad (3.49)$$

De asemenea se poate observa că coeficientul de tensiune K_u este dependent de viteza de rotație a rotorului.

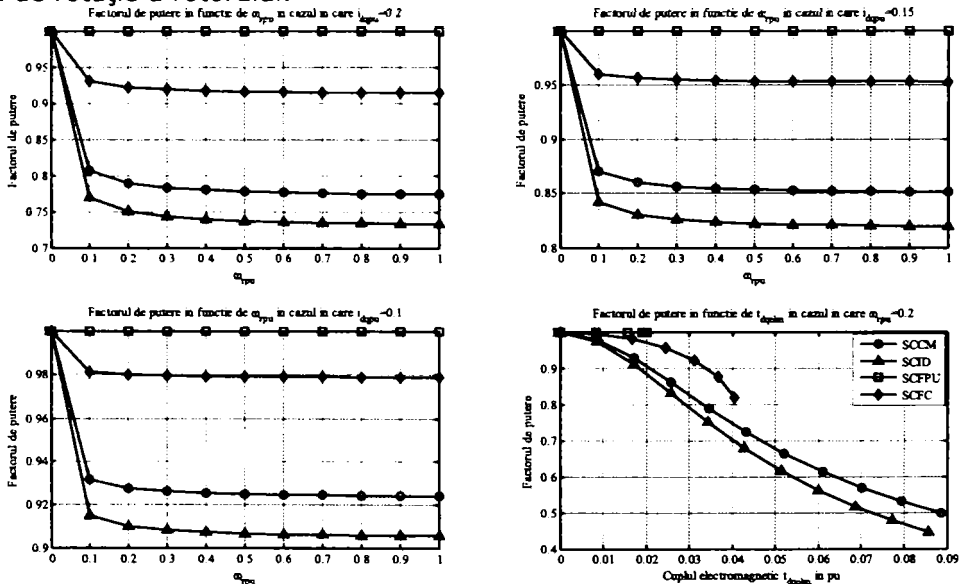


Fig. 3.8 Variația factorului de putere $\cos\phi$ în funcție de viteza de rotație a rotorului pentru diferite valori ale amplitudinii curentului, respectiv în funcție de cuplul electromagnetic în cazul strategiilor de control propuse

Din Fig. 3.8 se poate spune că în cazul strategiei de control SCID respectiv SCCM au un factor de putere scăzut deci este necesar o capacitate mai ridicată a inverterului pentru același cuplu electromagnetic dezvoltat. Aceași concluzie rezultă și din analiza puterii aparente (vezi Fig. 3.9) în cazul strategiilor de control analizate. De asemenea factorul de putere respectiv puterea aparentă este dependentă de viteza de rotație a rotorului. Relațiile dintre factorul de putere, respectiv a puterii aparente în cazul strategiilor de control analizate se scrie astfel:

$$\cos \phi_{SCFPU} > \cos \phi_{SCFC} > \cos \phi_{SCCM} > \cos \phi_{SCID} \quad (3.50)$$

$$S_{dpuSCID} > S_{dpuSCCM} > S_{dpuSCFC} > S_{dpuSCFPU} \quad (3.51)$$

Observație. În cazul în care inductivitatea după axa "d" este identică cu inductivitatea după axa "q" $L_{dpu} = L_{qpu}$ strategia de control SCID este identică cu strategia de control SCCM.

În concluzie se poate spune că strategia de control SCCM dezvoltă cel mai mare cuplu electromagnetic pentru o valoare dată a amplitudinii curentului, în

schimb necesită o capacitate ridicată a inverterului, fiind mai ridicată doar în cazul strategiei de control SCID.

SCID dezvoltă un cuplu electromagnetic mai ridicat decât SCFC pentru o valoare dată a amplitudinii curentului, dar în schimb solicitarea inverterului este mai scăzută în cazul SCFC. În cazul SCFPU cuplul electromagnetic maxim este limitat în funcție de parametrii MSMPS, respectiv valoarea cuplului electromagnetic ce poate fi dezvoltat de motor pentru o valoare dată a amplitudinii curentului statoric este cel mai scăzut. Deși solicitarea inverterului este cea mai scăzută comparativ cu celelalte strategii de control, SCFPU nu se recomandă a fi aplicată în practică. Strategiile de control ce se recomandă a fi aplicate în practică sunt SCCM respectiv SCFC.

În cazul în care se dorește a fi aplicată una dintre cele două strategii de control se recomandă a se face o analiză a cuplului electromagnetic ce trebuie dezvoltat de motor, analiza cuplului electromagnetic dezvoltat de motor în cazul celor 2 strategii de control (care este dependentă de parametrii MSMPS) și nu în ultimul rând capacitatea maximă ce poate fi dezvoltată de inverter. În general se poate spune că SCCM se poate aplica în cazul MSMPI, iar SCFC are avantaje în cazul MSMPE.

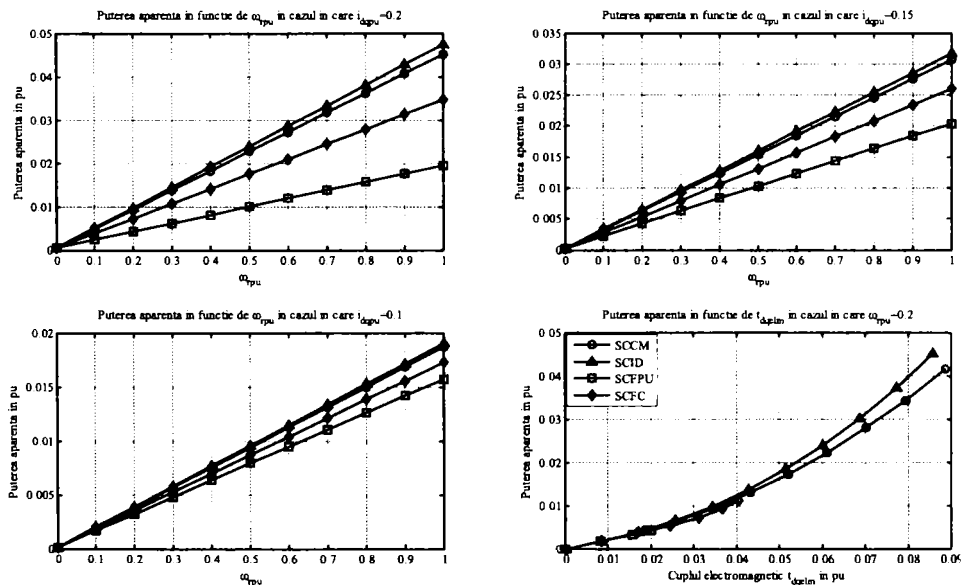


Fig. 3.9 Variația puterii aparente S_{dqpu} în funcție de viteza rotorului pentru diferite valori ale amplitudinii curentului, respectiv în funcție de cuplul electromagnetic în cazul strategiilor de control propuse

3.2 Strategii de control în zona slăbirii de câmp cu MSMPS

Așa cum s-a menționat la începutul acestui capitol în cazul sistemelor de control cu MSMPS, există o zonă de cuplu constant de la viteza unghiulară electrică zero până la ω_{zcct} zonă în care cuplul electromagnetic este constant și este egal cu valoarea cuplului electromagnetic nominal. După viteza unghiulară ω_{zcct} urmează o regiune în care cuplul electromagnetic dezvoltat de MSMPS scade, dar tensiunea de fază rămâne constantă și reprezintă tensiunea maximă de fază ce poate fi dezvoltată de inverter $V_{max}(V_{maxpu})$. În această regiune de tensiune constantă funcționarea MSMPS este posibilă prin reducerea fluxului statoric.

Un rol important în performanțele MSMPS în zona slăbirii de câmp îl are fluxul dat de MP, respectiv inductanțele după axa reală respectiv imaginară, precum și caracteristicile electrice ale inverterului adică valoarea nominală a curentului, respectiv valoarea tensiunii maxime ce poate fi dezvoltată de inverter. Valoarea vitezei unghiulare ω_{zct} este dependentă de tensiunea maximă ce poate fi furnizată de inverter adică, de tensiunea continuă din circuitul intermediar al convertorului de frecvență.

3.2.1 Analiza comportării MSMPS în zona slăbirii de câmp

Analiza comportării MSMPS în zona slăbirii de câmp, și nu numai, se face prin intermediul diagramei I_d - I_q folosind modelul matematic ortogonal în referențial rotoric al MSMPS.

Astfel condițiile de tensiune maximă, respectiv de curent nominal în per-unit se pot scrie matematic sub forma:

$$V_{spu} = \sqrt{V_{dpu}^2 + V_{qpu}^2} \leq V_{max\ pu} \quad (3.52)$$

$$I_{spu} = \sqrt{I_{dpu}^2 + I_{qpu}^2} \leq I_{npu} \quad (3.53)$$

În regim staționar ecuațiile volt-ampere în per-unit ale MSMPS folosind modelul ortogonal în referențial rotoric se pot scrie sub forma:

$$V_{dpu} = r_{pu}I_{dpu} - \omega_{rpu}l_{qpu}I_{qpu} \quad (3.54)$$

$$V_{qpu} = r_{pu}I_{qpu} + \omega_{rpu}(l_{dpu}I_{dpu} + \psi_{PMpu}) \quad (3.55)$$

Dacă se neglijează rezistența statorică a MSMPS ecuațiile volt-ampere în per-unit ((2.47), (2.48)) se pot scrie astfel:

$$V_{dpu} = -\omega_{rpu}l_{qpu}I_{qpu} \quad (3.56)$$

$$V_{qpu} = \omega_{rpu}(l_{dpu}I_{dpu} + \psi_{PMpu}) \quad (3.57)$$

Expresia cuplului electromagnetic în per-unit în regim staționar folosind modelul ortogonal în referențial rotoric este:

$$t_{elmpu} = \psi_{PMpu}I_{qpu} + (l_{dpu} - l_{qpu})I_{dpu}I_{qpu} \quad (3.58)$$

Din relațiile (3.52), (3.54) respectiv (3.55) rezultă:

$$(r_{pu}I_{qpu} + \omega_{rpu}(l_{dpu}I_{dpu} + \psi_{PMpu}))^2 + (r_{pu}I_{dpu} - \omega_{rpu}l_{qpu}I_{qpu})^2 = V_{spu}^2 \leq V_{max\ pu}^2 \quad (3.59)$$

De asemenea din relațiile (3.53), (3.56) respectiv (3.57) rezultă:

$$(l_{dpu}I_{dpu} + \psi_{PMpu})^2 + (l_{qpu}I_{qpu})^2 = \left(\frac{V_{spu}}{\omega_{rpu}}\right)^2 \leq \left(\frac{V_{max\ pu}}{\omega_{rpu}}\right)^2 \quad (3.60)$$

Dacă se reprezintă grafic expresia cuplului electromagnetic (vezi relația (3.58)) în diagrama I_d - I_q pentru fiecare valoare a cuplului electromagnetic (vezi Fig. 3.10) rezultă o hiperbolă a cărei asimptote sunt axa "d" ($I_{qpu} = 0$), respectiv în axa

"q" ($I_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{(l_{dpu} - l_{qpu})}$) valoare care este mai mare decât zero în cazul în care

$l_{dpu} < l_{qpu}$). În planul curenților I_d - I_q în cazul în care $I_{spu} = I_{npu}$ relația (3.53) reprezintă ecuația cercului. Relația (3.60) în cazul în care ($V_{spu} = V_{max\ pu}$)

reprezintă ecuația unei elipse care are ca centru $\left(-\frac{\Psi_{PMpu}}{I_{dpu}}, 0\right)$, ca valoare a axei majore $\frac{V_{max pu}}{\omega_{rpu} I_{dpu}}$ respectiv ca valoare a axei minore $\frac{V_{max pu}}{\omega_{rpu} I_{qpu}}$, iar excentricitatea

elipsei este dată de $\sqrt{1 - \left(\frac{I_{dpu}}{I_{qpu}}\right)^2} \in [0,1)$. Se observă ca valoarea axei majore

respectiv minore este dependentă de viteza unghiulară, mai exact cele două valori scad odată cu creșterea vitezei unghiulare.

Se mai definește în continuare o valoare numită curentul caracteristic în per-unit care este dat de relația:

$$I_{carpu} = \frac{\Psi_{PMpu}}{I_{dpu}} \quad (3.61)$$

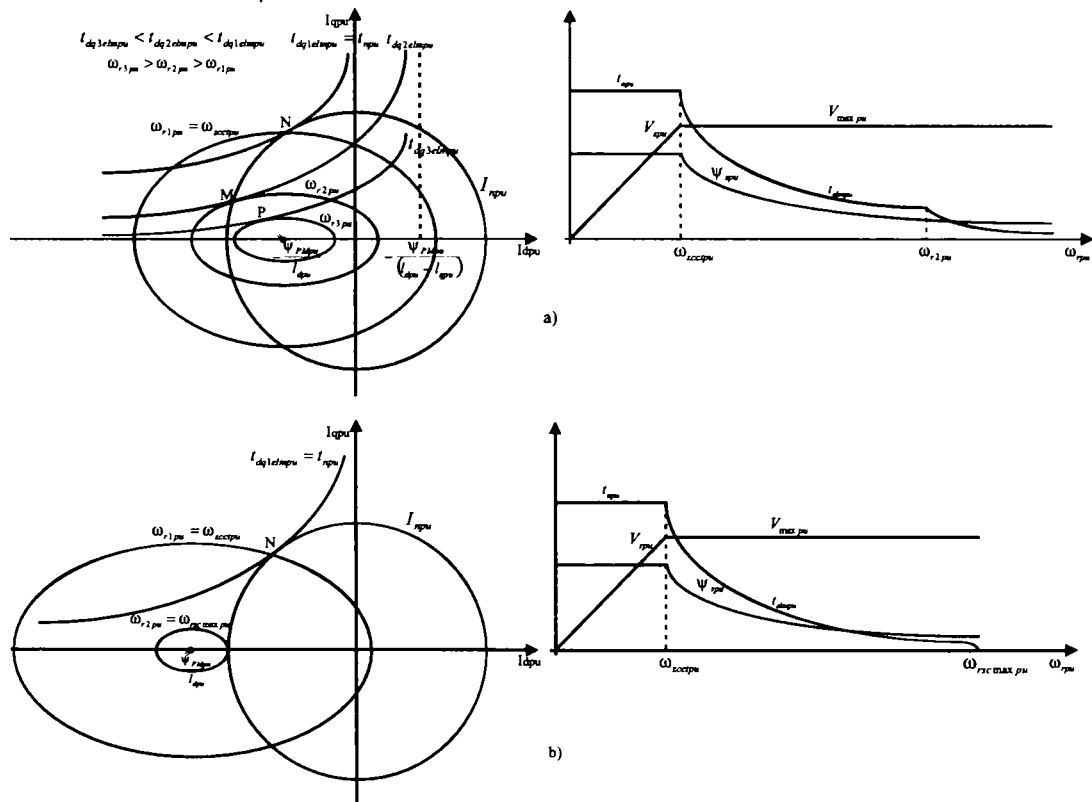


Fig. 3.10 Diagrama MSMPS în planul I_d - I_q respectiv variația cuplului electromagnetic, a tensiunii de fază, respectiv a fluxului statoric în funcție de viteza unghiulară de rotație a rotorului în cazul în care :

a) curentul caracteristic este mai mic decât curentul nominal $I_{carpu} \leq I_{npu}$;

b) curentul caracteristic este mai mare decât curentul nominal $I_{carpu} > I_{npu}$;

O primă clasificare a sistemelor de control cu MSMPS în zona slăbirii de câmp se poate face în funcție de valoarea curentului caracteristic în per-unit I_{carpu} și anume:

- în cazul în care $I_{carpu} \leq I_{npu}$, centrul elipsei tensiunii se află în interiorul cercului dat de curentul maxim, astfel în acest caz nu există limitări electrice pentru viteza maximă ce poate fi furnizată de sistemul de control cu MSMPS vezi Fig. 3.10 (a);
- în cazul în care $I_{carpu} > I_{npu}$ (vezi Fig. 3.10 (b)) centrul elipsei tensiunii se află în exteriorul cercului dat de curentul maxim, astfel în acest caz sistemul de control cu MSMPS are o viteză maximă finită $\omega_{rscmaxpu}$ la care cuplul electromagnetic dezvoltat de MSMPS este zero, iar elipsa tensiunii este tangentă cu cercul dat de curentul maxim; Viteza unghiulară maximă se obține din relația (3.60) impunând $I_{dpu} = I_{npu}$, $I_{dpu} = 0$ rezultând astfel:

$$\omega_{rscmaxpu} = \frac{V_{maxpu}}{I_{dpu}I_{npu} + \Psi_{PMpu}} \quad (3.62)$$

Observație: Cazul în care centrul elipsei tensiunii este în exteriorul cercului dat de curentul nominal este în general specific MSMPS la care valoarea inductivității statorice este redusă. La aceste tipuri de mașini valoarea inductivității statorice poate fi crescută prin utilizarea înfășurărilor statorice concentrate care au numărul de creștături per pol per fază fracționar.

Se poate demonstra că în zona slăbirii de câmp se obține o valoare maximă a puterii ce poate fi dezvoltată de MSMPS în cazul în care [9]:

$$I_{dpu}I_{npu} = \Psi_{PMpu} \quad (3.63)$$

O altă clasificare a sistemelor de control cu MSMPS în zona slăbirii de câmp este din punct de vedere al limitării mărimilor electrice curent-tensiune și anume:

- regiunea curent-tensiune, în această regiune sistemul de control cu MSMPS poate fi limitat la valoarea maximă a tensiunii, respectiv valoarea nominală a curentului. Punctul de funcționare în aceste condiții este intersecția dintre cercul curentului, respectiv elipsa tensiunii vezi Fig. 3.10 (a). În acest caz de funcționare punctul de funcționare se mișcă din punctul N spre M de-a lungul cercului limită al curentului odată cu creșterea vitezei unghiulare de la valoarea $\omega_{r1pu} = \omega_{zcctpu}$ la valoarea ω_{r2pu} ; În punctul de funcționare M hiperbola cuplului electromagnetic este tangentă la elipsa tensiunii limită. Se poate spune că sistemul de control cu MSMPS dezvoltă în punctul M cuplul maxim per tensiune;
- regiunea de tensiune, în această regiune performanțele limită ale sistemului de control sunt definite de valoarea cuplului maxim per tensiune; locul geometric de funcționare în acest caz este curba MQ ce leagă centrul elipsei; Se poate observa că în această zonă de funcționare elipsa tensiunii poate fi în interiorul cercului dat de valoarea maximă a curentului astfel că valoarea maximă a curentului este mai mică decât valoarea nominală;

Observație: În cazul regiunii curent-tensiune, dacă centrul elipsei este în exteriorul cercului dat de valoarea curentului nominal, punctul de funcționare M nu există, astfel că această regiune de funcționare se termină în punctul în care elipsa tensiunii este tangentă la cercul dat de curentul nominal, punct în care valoarea cuplului electromagnetic este zero (vezi Fig. 3.10 (b)). Regiunea de tensiune constantă este valabilă numai în cazul în care centrul elipsei tensiunii se află în interiorul cercului dat de curentul nominal.

În analiza MSMPS în zona slăbirii de câmp (vezi Fig. 3.10) se utilizează elipsa tensiunii în care se neglijează valoarea rezistenței statorice. În continuare se va considera și valoarea rezistenței statorice în analiza slăbirii de câmp. În Fig. 3.11

este reprezentată diagrama MSMPS în planul I_d-I_q cu și fără considerarea rezistenței statorice.

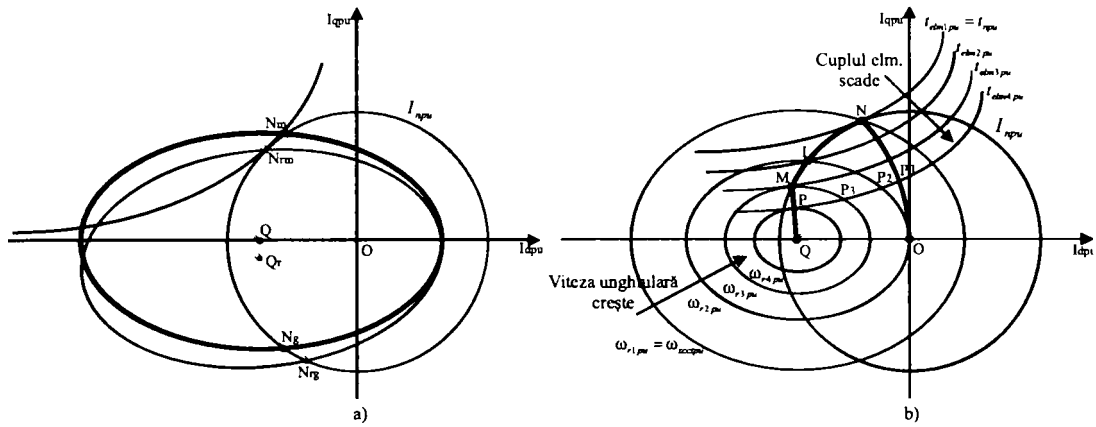


Fig. 3.11 Diagrama MSMPS în planul I_d-I_q :

a) cu și fără considerarea rezistenței statorice;

b) cu exemplificarea locului geometric al punctelor de funcționare;

Ecuția unei curbe de ordinul doi este:

$$ax^2 + 2bxy + cy^2 + 2dx + 2fy + g = 0 \quad (3.64)$$

Pentru această curbă de ordinul doi se definește:

$$\Delta = \begin{vmatrix} a & b & d \\ b & c & f \\ d & f & g \end{vmatrix} \quad J = \begin{vmatrix} a & b \\ b & c \end{vmatrix} \quad I = a + c \quad (3.65)$$

iar condițiile care trebuie să fie îndeplinite ca ecuația (3.64) de mai sus să fie o elipsă sunt:

$$\Delta \neq 0 \quad J > 0 \quad \frac{\Delta}{I} < 0 \quad (3.66)$$

Din relațiile (3.52), (3.58) rezultă:

$$a = r_{pu}^2 + \omega_{rpu}^2 d_{pu} \quad b = r_{pu} \omega_{rpu} (d_{pu} - l_{qpu}) \quad c = r_{pu}^2 + \omega_{rpu}^2 l_{qpu} \quad (3.67)$$

$$d = \omega_{rpu}^2 d_{pu} \psi_{PMpu} \quad f = r_{pu} \omega_{rpu} \psi_{PMpu} \quad g = \omega_{rpu}^2 \psi_{PM}^2 - V_{maxpu}^2$$

Având în vedere relațiile de mai sus (3.67) condițiile (3.66) sunt îndeplinite astfel că relația (3.59) reprezintă ecuația unei elipse a cărui centru este dat de relațiile:

$$i_{d0pu} = \frac{cd - bf}{b^2 - ac} = -\omega_{rpu}^2 l_{qpu} \frac{\psi_{PMpu}}{r_{pu}^2 + \omega_{rpu}^2 d_{pu} l_{qpu}} \quad (3.68)$$

$$i_{q0pu} = \frac{af - bd}{b^2 - ac} = -r_{pu} \omega_{rpu} \frac{\psi_{PMpu}}{r_{pu}^2 + \omega_{rpu}^2 d_{pu} l_{qpu}} \quad (3.69)$$

În Fig. 3.11 sunt reprezentate cele două elipse ale tensiunii cu și fără neglijarea rezistenței statorice. Se poate observa în cazul elipsei tensiunii cu considerarea rezistenței statorice (elipsa reprezentată în Fig. 3.11 (a) cu linie subțire) că centrul elipsei este în zona negativă a axei "q" (vezi relațiile (3.68), (3.69)) iar acest centru se mișcă spre centrul elipsei fără considerarea rezistenței odată cu creșterea vitezei. În cazul vitezelor unghiulare ridicate centrul elipsei

tensiunii cu considerarea rezistenței statorice coincide cu centrul elipsei tensiunii fără considerarea rezistenței statorice astfel putem scrie relațiile:

$$i_{d0pu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{l_{dpu}} \quad i_{q0pu} = 0 \quad (3.70)$$

$\omega_{rpu} \rightarrow \pm\infty$ $\omega_{rpu} \rightarrow \pm\infty$

Din reprezentarea grafică a celor două elipse (vezi Fig. 3.11 (a)) se poate spune că valoarea rezistenței statorice joacă un rol important în determinarea valorii cuplului electromagnetic nominal în per-unit t_{npu} , și anume prin neglijarea rezistenței statorice se obține o valoare a cuplului electromagnetic nominal mai mare decât valoarea ce poate fi dezvoltată în realitatea de MSMPS.

În general este bine de menționat că limitele elipsei tensiunii se modifică dinamic în funcție de viteza rotorului, parametrii statorului respectiv temperatura rotorului. În Fig. 3.11 (a) punctul N_n reprezintă punctul în care hiperbola dată de relația cuplului electromagnetic este tangentă la cercul dat de valoarea curentului nominal și astfel determină valoarea cuplului electromagnetic nominal (mai exact valorile curentului după axa "d" respectiv "q") în cazul strategiei de control cuplul maxim per curent în regim de motor. Acest punct se află pe elipsa tensiunii în care nu este considerată rezistența statorică. În mod asemănător este definit punctul N_{rm} dar acest punct se află pe elipsa tensiunii cu considerarea rezistenței statorice, respectiv punctele N_g , N_{rg} sunt punctele corespondente în regim de generator a MSMPS.

Fig. 3.11 (b) prezintă regiunea de funcționare a sistemului de control cu MSMPS în regim de motor, mai exact regiunea de funcționare este aria închisă de curba ONIMPQ. În această figură elipsele tensiunii sunt reprezentate cu neglijarea rezistenței statorice, iar valoarea curentului caracteristic este mai mic decât valoarea curentului nominal. Zona de funcționare la cuplul constant corespunde curbei OP_1N , unde ca strategie de control implementată este cuplul electromagnetic maxim per amper astfel că în punctul N hiperbola determinată de expresia cuplului electromagnetic (vezi relația (3.51)) este tangentă la cercul determinat de valoare curentului nominal (vezi relația (3.53)) în planul I_d-I_q . În continuare datorită creșterii vitezei de rotație a MSMPS elipsa tensiunii se micșorează astfel că cuplul electromagnetic ce poate fi dezvoltat de MSMPS scade datorită limitării tensiunii, și sistemul de control intră în zona de slăbire de câmp. În zona slăbirii de câmp există o zonă numită "zona de curent-tensiune" zonă în care curentul nominal respectiv valoarea tensiunii maxime pot fi limitate simultan (în acest caz punctele de funcționare sau mai exact valorile curenților după axa "d" respectiv "q" se află pe curba NIM), iar în cazul în care cuplul electromagnetic este mai mic decât cuplul electromagnetic determinat de curba NIM atunci punctele de funcționare corespunzătoare acestei porțiuni se află în area delimitată de curba ONIMPQ. Un exemplu de funcționare în această zonă este reprezentată în Fig. 3.11 (b) prin intermediul punctelor $P_1P_2P_3P$. Punctul P_1 corespunde funcționării MSMPS în zona slăbirii de câmp, astfel că odată cu creșterea vitezei de rotație a rotorului la valoarea ω_{r2pu} dacă cuplul electromagnetic este menținut constant prin intermediul reguletoarelor de curent a căror valori de referință alunecă de-a lungul curbei t_{elm4pu} spre punctul P_2 . Dacă viteza de rotație a rotorului crește mai departe la valoarea ω_{r3pu} curenții de referință după axa "d" respectiv "q" a reguletoarelor de curent se modifică în continuare de-a lungul curbei t_{elm4pu} menținând cuplul electromagnetic constant. În acest caz valoarea curentului statoric crește odată cu creșterea vitezei de rotație a rotorului. Reguletoarele de curent sunt capabile să mențină valoarea cuplului deoarece nu există nici o limitare în curent. Fluxul statoric scade cu

creșterea vitezei deoarece curentul după axa "d" crește. În zona de curent-tensiune există o zonă delimitată de de curba OI, zonă în care poate fi alternată strategia de control valabilă în zona de cuplu constant în cazul în care $t_{elmpu} < t_{npu}$ cu strategia de control valabilă în zona slăbirii de câmp. Viteza unghiulară electrică maximă până la care poate fi utilizate alternativ cele două strategii de control este dată de relația (relația rezultă din relațiile (3.59) sau (3.60) și condițiile $I_{dpu} = 0$, $I_{qpu} = 0$):

$$\omega_{r2pu} = \omega_{rapu} = \frac{V_{max pu}}{\psi_{PMpu}} \quad (3.71)$$

În continuare a doua regiune din zona slăbirii de câmp este "regiunea de tensiune" reprezentată în Fig. 3.11 (b) prin curba MPQ. În această regiune cuplul electromagnetic maxim ce poate fi dezvoltat de MSMPS este limitat numai de tensiunea maximă ce poate fi dezvoltată de inverter, iar curba cuplului electromagnetic maxim pentru o anumită viteză de rotație este tangentă la elipsa tensiunii, astfel că se poate spune că în această regiune se obține cuplul electromagnetic maxim per tensiune. Regulatele de curent în această regiune nu mai pot menține constant cuplul electromagnetic, astfel că cuplul electromagnetic scade odată cu creșterea vitezei de rotație a rotorului.

3.2.2 Strategii de control cu MSMPS utilizate în zona slăbirii de câmp

În continuare vor fi abordate strategii de control utilizate în cazul sistemelor de control cu MSMPS în zona slăbirii de câmp. Pentru prezentarea strategiilor de control utilizate în zona slăbirii de câmp se pleacă de la limitările exprimate prin intermediul relațiilor (3.52), (3.53). Astfel având în vedere relația (3.60) putem scrie:

$$(I_{dpu}I_{dpu} + \psi_{PMpu})^2 + (I_{qpu}I_{qpu})^2 = \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 \quad (3.72)$$

unde: $V'_{max pu}$ reprezintă amplitudinea tensiunii maxime limită în per-unit ce poate fi furnizată de inverter în cazul în care se consideră rezistența înfășurării statorice.

Relația (3.72) poate fi scrisă sub următoarele forme:

$$\left(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2 \right) I_{spu}^2 \cos^2 \alpha + 2\psi_{PMpu} I_{dpu} I_{spu} \cos \alpha + \psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + I_{qpu}^2 I_{spu}^2 = 0 \quad (3.73)$$

$$\left(I_{dpu}^2 - I_{qpu}^2 \right) I_{dpu}^2 + 2\psi_{PMpu} I_{dpu} I_{dpu} + \psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + I_{qpu}^2 I_{spu}^2 = 0 \quad (3.74)$$

$$I_{dpu}^2 I_{dpu}^2 + 2\psi_{PMpu} I_{dpu} I_{dpu} + \psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + I_{qpu}^2 I_{qpu}^2 = 0 \quad (3.75)$$

În determinarea relației (3.73) s-a avut în vedere relațiile (2.152), (2.153). Soluțiile ecuațiilor de mai sus sunt:

$$a = \arccos \left(\frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2) I_{spu}} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2) I_{spu}} \right)^2 - \frac{\psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + l_{qpu}^2 I_{spu}^2}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2) I_{spu}^2}} \right) \quad (3.76)$$

$$I_{dpu} = - \frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2)} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2)} \right)^2 - \frac{\psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + l_{qpu}^2 I_{spu}^2}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2)}} \quad (3.77)$$

$$I_{dpu} = - \frac{\psi_{PMpu}}{l_{dpu}} \pm \frac{1}{l_{dpu}} \sqrt{\left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 - l_{qpu}^2 I_{spu}^2} \quad (3.78)$$

Cum $I_{dpu} \leq 0$ rezultă :

$$a = \arccos \left(\frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2) I_{spu}} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2) I_{spu}} \right)^2 - \frac{\psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + l_{qpu}^2 I_{spu}^2}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2) I_{spu}^2}} \right) \quad (3.79)$$

$$I_{dpu} = - \frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2)} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{PMpu} l_{dpu}}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2)} \right)^2 - \frac{\psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + l_{qpu}^2 I_{spu}^2}{(l_{dpu}^2 - l_{qpu}^2)}} \quad (3.80)$$

$$I_{dpu} = - \frac{\psi_{PMpu}}{l_{dpu}} + \frac{1}{l_{dpu}} \sqrt{\left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 - l_{qpu}^2 I_{spu}^2} \quad (3.81)$$

Pentru MSMPS la care inductivitățile după axa "d" respectiv după axa "q" sunt identice $l_{dpu} = l_{qpu}$ relațiile (3.79), (3.80) se pot scrie sub forma :

$$a = \arccos \left(\frac{\psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + I_{qpu}^2 I_{spu}^2}{2\psi_{PMpu} I_{dpu} I_{spu}} \right) \quad (3.82)$$

$$I_{dpu} = - \frac{\psi_{PMpu}^2 - \left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \right)^2 + I_{qpu}^2 I_{spu}^2}{2\psi_{PMpu} I_{dpu}} \quad (3.83)$$

În cazul în care rezistența statorică este neglijată putem scrie:

$$V'_{max pu} = V_{max pu} \quad (3.84)$$

Dacă se dorește a se lua în considerare și valoarea rezistenței statorice o varianta ar fi [6]:

$$V'_{max pu} = V_{max pu} - r_{pu} I_{spu} \quad (3.85)$$

Cu ajutorul relației (3.85) se poate lua în considerare rezistența înfășurării statorice folosind în același timp o relație relativ simplă, dar cu ajutorul căreia influența rezistenței statorice este supraevaluată. Dacă se dorește a se calcula exact influența rezistenței statorice atunci trebuie utilizată relația:

$$V_{max pu}^2 = V_{max pu}^2 - 2r_{pu}(V_{dpu} I_{dpu} + V_{qpu} I_{qpu}) + r_{pu}^2 I_{spu}^2 \quad (3.86)$$

sau (vezi relația (2.141)):

$$V_{max pu}^2 = V_{max pu}^2 - 2r_{pu} P_{dqpu} + r_{pu}^2 I_{spu}^2 \quad (3.87)$$

Cu ajutorul relației (3.86) sau (3.87) se poate calcula exact influența rezistenței statorice, dar ca dezavantaj ar fi faptul că relațiile de mai sus sunt relativ complexe și necesită o putere de calcul relativ ridicată.

Dacă se compară (3.79) cu (3.38), (3.80) cu (3.46), (3.81) cu (3.45), (3.82) cu (3.39) respectiv (3.83) cu (3.46) se poate spune că relațiile sunt identice în cazul în care:

$$\psi_{spu} = k\psi_{PMpu} = \frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}} \quad (3.88)$$

Adică se poate spune că strategia de control cu flux rezultat constant poate fi aplicată și în zona slăbirii de câmp, deosebirea fiind că în cazul zonei de cuplul constant fluxul statoric rezultat poate fi ales constant pentru întreaga regiune (de exemplu $k=1$), iar în zona slăbirii de câmp valoarea fluxului statoric trebuie determinat pentru fiecare valoare de rotație a rotorului și reprezintă de fapt fluxul statoric maxim ce poate fi stabilit în MSMPS pentru o valoare dată a tensiunii de fază ce poate fi dezvoltată de invertor.

Din analiza relației (3.81) rezultă următoarele concluzii:

$$I_{qpu} \geq \frac{V'_{max pu}}{I_{qpu} \omega_{rpu}} \quad (3.89)$$

$$I_{carpu} \geq |I_{dpu}| \quad (3.90)$$

adică această strategie de control poate fi aplicată numai în zona slăbirii de câmp curent-tensiune.

Deci strategia de control cu flux rezultat constant poate fi aplicată și în zona slăbirii de câmp cu observația că valoarea fluxului statoric maxim este dependent de viteza de rotație a rotorului MSMPS, respectiv de valoarea maximă a tensiunii ce poate fi furnizată de inverter. Această strategie de control poate fi aplicată optimal în zona curent-tensiune.

În cazul în care ne aflăm în zona de tensiune (vezi Fig. 3.11 (b)) punctele de funcționare se află pe curba MPQ. Pentru determinarea acestei curbe MPQ o variantă propusă în [12] numită minimum flux per cuplu electromagnetic, caz în care aceste puncte sunt determinate din condiția:

$$\frac{d\psi_{spu}^2}{dI_{dpu}} = 0 \quad (3.91)$$

Din condiția (3.91) rezultă o ecuație destul de complicată (de ordinul 3) din care se poate calcula valoarea curentului limită i_{dpu} . Implementarea acestui calcul în algoritmul de control cu MSMPS necesită un timp de calcul ridicat iar în cazul μC , DSP, DSC mai lente care de obicei sunt utilizate în aplicațiile de puteri până la 1,2 kW, datorită prețului scăzut, este imposibil de implementat, astfel că această metodă poate fi implementată doar sub formă tabelară în algoritmul de control. În continuare se propune o metodă mai simplă de determinare a punctelor de funcționare de pe curba MPQ. Pentru determinarea punctelor de funcționare se pleacă de la relația (3.72) rezultând:

$$I_{qpu} = \pm \frac{1}{I_{qpu}} \sqrt{\left(\frac{V'_{max pu}}{\omega_{rpu}}\right)^2 - (I_{dpu} I_{dpu} + \psi_{PMpu})^2} \quad (3.92)$$

În relația (3.92) semnul plus corespunde regimului de motor respectiv minus regimului de generator. În continuare se va studia cazul regimului de motor al MSMPS. Înlocuind relația (3.92) în expresia cuplului electromagnetic dată de relația (3.58) și punând condiția:

$$\frac{dt_{elmpu}}{dI_{dpu}} = 0 \quad (3.93)$$

se obține următoarea ecuație:

$$I_{dpu}^2 + \frac{\psi_{PMpu}(4I_{dpu} - 3I_{qpu})}{2(I_{dpu} - I_{qpu})dpu} I_{dpu} + \frac{\psi_{PMpu}^2(2I_{dpu} - I_{qpu})}{2(I_{dpu} - I_{qpu})dpu^2} - \frac{V'_{max pu}}{2\omega_{rpu}^2 I_{dpu}^2} = 0 \quad (3.94)$$

care are ca soluții:

$$I_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu})dpu} \left(4I_{dpu} - 3I_{qpu} \pm \sqrt{I_{qpu}^2 + \frac{8V'_{max pu}(I_{dpu} - I_{qpu})^2}{\omega_{rpu}^2 \psi_{PMpu}^2}} \right) \quad (3.95)$$

Cum $I_{dpu} \leq 0$ rezultă :

$$I_{dpu} = -\frac{\psi_{PMpu}}{4(I_{dpu} - I_{qpu})dpu} \left(4I_{dpu} - 3I_{qpu} - \sqrt{I_{qpu}^2 + \frac{8V'_{max pu}(I_{dpu} - I_{qpu})^2}{\omega_{rpu}^2 \psi_{PMpu}^2}} \right) \quad (3.96)$$

Cu ajutorul relațiilor (3.92) (valoarea pozitivă), respectiv (3.96) se pot determina punctele de funcționare de pe curba MPQ în regim staționar, în regim de motor corespunzătoare zonei de tensiune. Se poate observa că valorile acestor

puncte de funcționare depind de viteza de rotație a rotorului. În cazul MSMPS din ecuația (3.94) rezultă valoarea curentului după axa "d":

$$I_{dpu} = -\frac{\Psi_{PMpu}}{I_{dpu}} \quad (3.97)$$

valoare ce este independentă de viteza de rotație a MSMPS, iar valoarea curentului după axa "q" se determină și în acest caz cu relația (3.92).

Se poate spune că în cazul MSMPS algoritmul de control în zona de tensiune este mai ușor de implementat. Determinarea curentului după axa "d" folosind relația (3.96) se poate aplica și în cazul MSMPI, astfel rezultând un algoritm de control mai simplu, iar ca dezavantaj ar fi faptul că cuplul electromagnetic maxim în zona de tensiune este mai redus.

După prezentarea relațiilor cu ajutorul cărora se poate determina punctele de funcționare a MSMPS în zona slăbirii de câmp, în continuare se va prezenta câteva modalități de implementare a sistemelor de control cu MSMPS care funcționează în ambele zone (zona de cuplu constant, respectiv zona de slăbire de câmp).

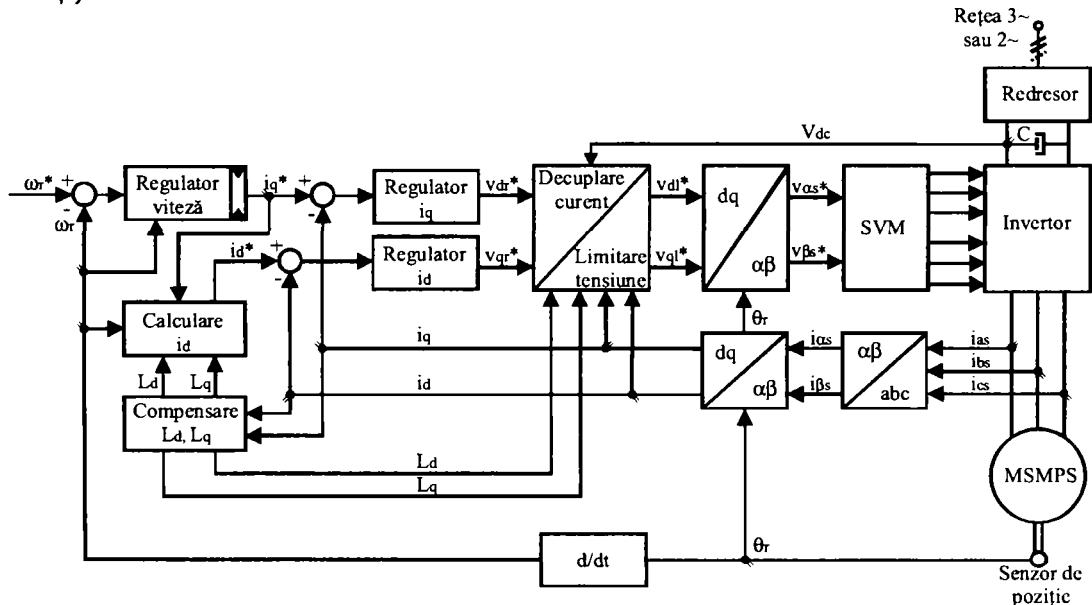


Fig. 3.12 Schemă de principiu a sistemului de control cu MSMPS fără reacție negativă a tensiunii în zona de slăbire de câmp

În principiu în literatura de specialitate sunt abordate două modalități de sisteme de control cu MSMPS în zona slăbirii de câmp.

O variantă de sistem de control cu MSMPS este prezentată în Fig. 3.12, care se va numi în continuare sistem de control cu MSMPS fără reacție negativă a tensiunii în zona de slăbire de câmp. În cazul acestui tip de sistem de control cu MSMPS abordat și în lucrările [6], [8], [16] în zona de de cuplul constant este propus ca strategie de control SCCM dar poate fi de asemenea utilizată și SCFC, iar în zona de slăbire de câmp punctele de funcționare sunt determinate de relația (3.81). În cazul în care $I_{carpu} \leq I_{npu}$ adică există și zona de tensiune, atunci trebuie utilizată și relația (3.96), (3.92) pentru determinarea punctelor de pe curba respectivă de fapt aceste puncte se folosesc ca valori limită ale curenților după axa "d" respectiv "q". Astfel în Fig. 3.12 în blocul "Calculare i_d " se poate calcula valoarea de referință a curentului după axa "d", utilizând relațiile de mai sus, relații

ce se aleg în funcție de viteza de rotație a MSMPS (adică în funcție de zona de funcționare). De asemenea în acest bloc se calculează valorile limită ale curentului după axa "d" pe baza curentului nominal I_{np} folosind relațiile (3.19) în cazul SCCM, (3.44) în cazul SCFC, (3.77) în zona curent-tensiune, respectiv valoarea curentului limită după axa "q" folosind relația (3.53). Cum pentru determinarea valorilor de referință a curentului după axa "d" respectiv a valorilor limită a curentului după axa "q" se folosesc relații în care intervin parametrii MSMPS, se poate spune că performanțele sistemelor de control cu MSMPS sunt afectate de erorile în parametrii MSMPS. În lucrarea [15] se arată că în general erorile în determinarea parametrilor MSMPS afectează în special performanțele sistemului de control în zona de slăbire de câmp. În MSMPS rezistența statorică este în funcție de temperatura statorică, fluxul MP este influențat de temperatura rotorului, iar valorile inductivităților L_{dpu} , L_{qpu} sunt influențate de saturația magnetică adică de valorile curentului după cele două axe. Cea mai afectată de saturație este inductivitatea după axa "q". Astfel pentru îmbunătățirea performanțelor sistemului de control prezentat în Fig. 3.12 este utilizat blocul "Calculare L_d , L_q " prin intermediul căruia se pot calcula valorile inductivității în funcție de valoarea curenților după cele două axe. Variația inductivităților în funcție de curenți poate fi implementată tabelar sau cu ajutorul unor relații analitice (vezi [8], [11]). Blocul "Decuplare curent" este folosită pentru calculul părții liniare din ecuațiile volt-ampere ale modelului "dq" (vezi [6]). De asemenea în [6] este propusă o metodă de compensare a tensiunii de comandă (blocul "Limitare tensiune") în cazul în care această valoarea depășește valoare maximă ce poate fi dezvoltată de inverter. Ca regulator de turație se poate folosi un regulator de tip PI(D), iar pentru reglajul curenților reglatoare de tip PI. Așa cum deja s-a menționat deja, performanțele sistemului de control din Fig. 3.12 este afectat de erorile din parametrii MSMPS, în general existând posibilitatea ca cele două reglatoare de curent să intre în saturație, iar în caz extrem sistemul de control poate să devină instabil.

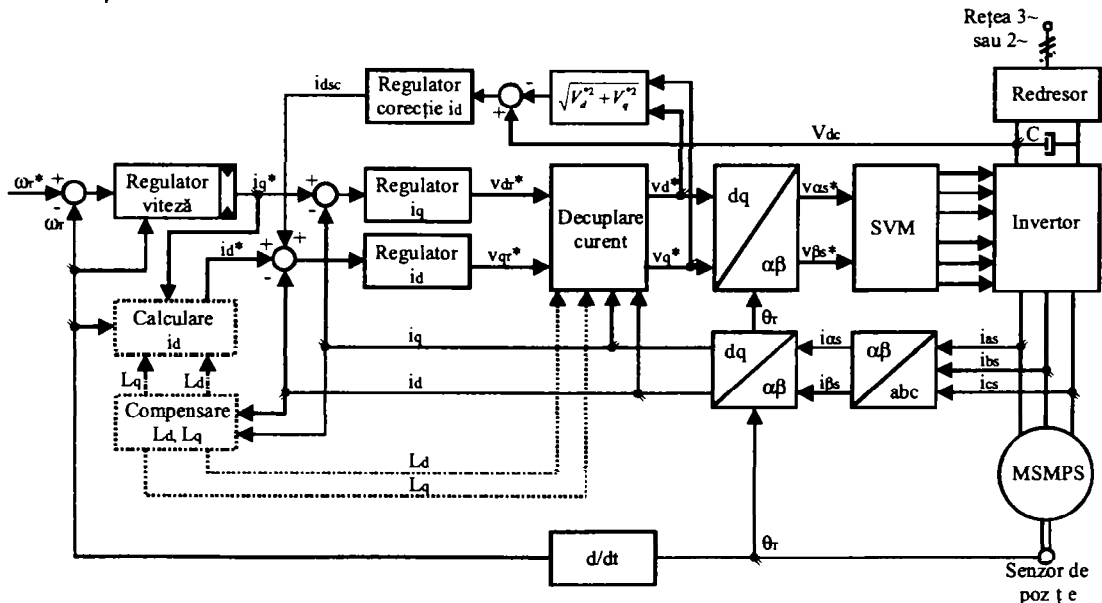


Fig. 3.13 Schemă de principiu a sistemului de control cu MSMPS cu reacție negativă a tensiunii în zona de slăbire de câmp

O metodă de îmbunătățire a performanțelor sistemelor de control cu MSMPS este utilizarea unei reacții negative a tensiunii de la ieșirea reglatoarelor de curent

ce intervine în sistemul de control în zona de slăbire de câmp, reacție prin intermediul căreia valorile de referință sunt corectate dinamic în funcție de eroarea dintre tensiunea de referință respectiv tensiunea maximă ce poate fi dezvoltată de inverter.

O astfel de schemă de sistem de control a MSMPS cu reacție negativă a tensiunii în zona de slăbire de câmp este prezentată în Fig. 3.13. Bazat pe acest principiu sunt abordate diferite strategii de control în zona slăbirii de câmp în lucrările [7], [12], [14]. Diferența dintre Fig. 3.12 și Fig. 3.13 este reacția pozitivă ce intervine în corecția curentului de referință, precum și dispariția blocului "Limitare tensiune". Valorile curenților de referință pot fi calculate la fel ca în varianta din Fig. 3.12 urmând ca aceste valori de referință să fie corectate în funcție de valoarea reacției pozitive, sau de exemplu blocul "Calculare i_d " poate folosi doar parțial (de aceea este reprezentat punctat) pentru calcularea curentului de referință în zona de cuplu constant, respectiv a valorilor limită în zona de cuplu constant respectiv în zona de slăbire de câmp, iar valoarea de referință în zona de slăbire de câmp a curentului după axa "d" este dată de reacția pozitivă. Blocul "Regulator corecție i_d " ce intervine în bucla de reacție pozitivă poate fi de tipul I propus și în lucrarea [7], sau PI folosit deasemenea și în lucrările [12], [14]. Blocul "Calculare L_d, L_q " poate să intervină sau nu în sistemul de control (de aceea este reprezentat punctat) în funcție de performanțele de calcul ale sistemului de control. Cu ajutorul schemei de control prezentată în Fig. 3.13 se poate evita intrarea în saturație a regulatoarelor de curent.

În Fig. 3.12 respectiv Fig. 3.13 pentru determinarea poziției respectiv a vitezei s-a folosit un traductor de poziție, dar în principiu aceste sisteme de control pot fi aplicate și în cazul sistemelor de control fără senzori de mișcare.

O altă variantă ce poate fi utilizată în zona slăbirii de câmp este prezentată [11]. În cazul acestei variante în zona slăbirii de câmp tensiunea de fază V_{maxpu} este menținută constantă (și în acest reprezintă tensiunea dreptunghiulară care este generată în cazul în care modulul de generare PWM intră în saturație) și este modificat numai unghiul β (vezi Fig. 3.2). Ca avantaj al acestei metode de reglaj este simplitatea de implementare și reducerea pierderilor de comutație (datorită generării tensiunii rectangulare), iar ca dezavantaj ar fi că răspunsul în regim tranzitoriu nu este așa de optimal, trecerea de la zona de cuplu constant la zona de slăbire de câmp respectiv trecerea de la generarea tensiunii sinusoidale prin intermediul PWM, la generarea tensiunii rectangulare este destul de complexă.

Observație. Așa cum s-a menționat mai sus V_{maxpu} este tensiunea maximă de fază a MSMPS și este dependentă de valoarea tensiunii continue V_{dcpu} din circuitul intermediar al convertorului de frecvență. În cazul generării tensiunii rectangulare se poate scrie că:

$$V_{max pu} = \frac{2}{n} V_{dcpu} \quad (3.98)$$

iar în cazul generării unei tensiuni pur sinusoidale avem:

$$V_{max pu} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dcpu} \quad (3.99)$$

3.3 Concluzii

În acest capitol au fost abordate diferite strategii de control cu MSMPS ce se pot aplica în zona de cuplu constant, respectiv în zona de slăbire de câmp și care

vor fi utilizate în continuare în capitolele 4 și 5 unde vor fi abordate SCS cu MSMPS respectiv SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW. În zona de cuplu constant ca strategii de control ce se recomandă a fi aplicate în sistemele de control cu MSMPS sunt SCCM și SCFC. În zona slăbirii de câmp poate fi extinsă metoda SCFC, iar în acest caz valoare "k" se determină în funcție de viteza de rotație a MSMPS, respectiv în funcție de valoarea maximă a tensiunii ce poate fi dezvoltată de inverterul de tensiune. SCFC poate fi aplicată în zona de slăbire de câmp numai în așa numita zonă de curent-tensiune, în zona de tensiune se aplică o altă strategie de control. Dacă în cazul strategiilor de control SCCM respectiv SCFC aplicate în zona de cuplu constant nu intervine rezistența statorică în determinarea punctelor de funcționare, în cazul zonei de slăbire de câmp valoarea rezistenței statorice intervine în determinarea punctelor de funcționare. Dacă se consideră valoarea rezistenței statorice în strategia de control aplicată în zona de slăbire de câmp rezultă relații complicate pentru determinarea curenților de referință după cele două axe (reală respectiv imaginară), ce necesită un timp de calcul destul de ridicat în cazul în care se doresc a fi implementate în timp real în sistemul de control. Dacă se neglijează valoarea rezistenței statorice (în cazul vitezelor de rotație ridicate neglijarea rezistenței statorice nu influențează performanțele sistemului de control) relațiile de calcul ce trebuie implementate în strategiile de control în zona slăbirii de câmp se simplifică. De asemenea în cazul MSMPS la care inductivitățile după cele două axe sunt identice relațiile de calcul pentru diferitele strategii de control sunt mai simple astfel că pot fi mai ușor de implementat în algoritmul de control.

În general se poate spune că pentru implementarea strategiilor de control prezentate mai sus este necesar un timp de calcul destul de ridicat astfel că sunt necesare μC , DSP respectiv DSC cu o putere de calcul destul de ridicată.

Variația parametrilor MSMPS are o influență importantă în performanțele MSMPS în zona slăbirii de câmp. În zona slăbirii de câmp se poate întâmpla ca regulatoarele de curent să se satureze, iar în caz extrem ca sistemul de reglaj să devină instabil.

În determinarea strategiei de control un rol important îl joacă parametrii MSMPS, de exemplu în zona slăbirii de câmp este importantă valoarea curentului caracteristic I_{carpu} , iar în cazul în care $I_{carpu} \geq I_{npu}$ algoritmul de control în zona slăbirii de câmp este mai simplu (există numai o singură zonă, așa numita zona curent-tensiune).

3.4 Bibliografie selectivă

- [1] Morimoto S., Takeda Y., Hirasu T. "Current Phase Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. On Power Elec., vol. 5, nr.2, Aprilie, 1990
- [2] Morimoto S., Takeda Y., Hatanaka K., Tong Y, Hirasu T "Design and Control of Inverter-Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation", IEEE Tans. On Ind. Appl., vol. 29, nr.6, Noiembrie/Decembrie, 1993
- [3] Mademlis C., Margaritis N. "Loss Minimization in Vector-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor driver", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol.49, nr.6, Decembrie, 2002
- [4] Mademlis C., Xypteras J., Margaritis N. "Loss Minimization in Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor Driver", IEEE Trans. On Ind. Elec., vol.47, nr.1, Februarie, 2000

-
- [5] Morimoto S., Tong Y., Taketa Y., Hirasa T. "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Driver", IEEE Trans. On Ind. Elec., vol.41, nr.5, Octombrie, 1994
 - [6] Morimoto S., Sanada M., Taketa Y. "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol.30, nr.4, Iulie/August, 1994
 - [7] Bianchi N., Bolognini S., Zigliotto M. "High-Performance PM Synchronous Motor Drive for an Electrical Scooter", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol.37, nr.5, Septembrie/Octombrie, 2001
 - [8] Morimoto S., Sanada M., Takeda Y. "Effects and Compensation on Magnetic Saturation in Flux-Weakening Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Driver", IEEE Trans. On Ind. Appl. Vol.30, nr.6, Noiembrie/Decembrie, 1994
 - [9] Bianchi N., Bolognani S. "Parameters and Volt-Ampere Ratings of a Synchronous Motor Drive for Flux-Weakening Applications", IEEE Trans. On Power Elec., vol.12, nr.5, Septembrie, 1997
 - [10] Muntean A., Radulescu M.M., Maraoui A., "Wide-Speed Operation of Direct Torque-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors"
 - [11] Bose. B. K. "A High-Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine" IEEE Trans. On Ind. Appl., vol.24, nr.6, Noiembrie/Decembrie, 1988
 - [12] Bae B.-H., Patel N., Schulz S., Sul S.-K. "New Field Weakening Technique for High Saliency Interior Permanent Motor" IEEE, 2003
 - [13] Zordan M., Vas P., Bolognini S., Zigliotto M. "Field-weakening in high-performance PMSM driver: s comparative analysis" IEEE, 2000
 - [14] Gallegos-Lopez G., Gunawan F. S., Walters J. E. " Optimum Torque Control of Permanent-Magnet AC Machines in the Field Weakened Region", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol.41, nr.4, Iulie/August, 2005
 - [15] Chen Y. S., Zhu Z. Q., Howe D. "Influence of Inaccuracies in Machine Parameters on Field-Weakening Performance of PM Brushless AC Driver" IEEE, 1999
 - [16] Pan C.-T., Sue S.-M. "A Linear Maximum Torque Per Ampere Control for IPMSM Driver Over Full-Speed Range", IEEE Trans. On Energy Conv., vol.20, nr.2, Iunie, 2005
 - [17] Bech M. M., Frederiksen T. S., Sandholdt P. "Accurate Torque Control of Saturated Interior Permanent Magnet Synchronous Motors in the Field-Weakening Region", IEEE, 2005

4 Sisteme de control scalare(SCS) cu MSMPS pentru aplicații cu puteri de până la 1,2 kW

În acest capitol se abordează sistemele de control scalare (SCS) cu MSMPS utilizate în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW (de exemplu aplicațiile de uz casnic, compresoare ventilatoare, etc). În continuare se consideră cazul unei aplicații în care este necesară modificarea turației în limite largi. Din punct de vedere al sistemului de cuplaj al sistemului de acționare mecanic cu sistemul acționat sistemele de reglaj cu MSMPS se pot clasifica în:

- sistem de acționare în care cuplajul între MSMPS și sistemul acționat se face prin intermediul unui cuplaj (de exemplu cu ajutorul unei curele de transmisie), iar în acest caz pentru aplicații în care este necesară modificarea turației într-o plajă largă MSMPS funcționează de exemplu între 30rpm-2100rpm;
- sistem de acționare în care cuplajul între MSMPS și sistemul acționat se face direct, caz în care rotorul MSMPS este cuplat cu sistemul acționat, în acest caz este necesară modificarea turației MSMPS între 20rpm-1800rpm, în cazul aplicațiilor la care este necesară modificarea turației într-o plajă largă. În acest caz MSMPS este cunoscută și sub numele de "direct drive", iar în continuare vor fi notate ca MSMPSDD;

În general în stabilirea configurației convertorului de frecvență utilizat în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW în care este necesară modificarea turației într-o plajă largă se are în vedere următoarele:

- cerințele aplicației (de exemplu în cazul mașinilor de spălat):
 - funcționarea în zona de turație redusă 20rpm-50rpm (al sistemului acționat), zonă în care cuplul rezistent este ridicat și ar trebui să corespundă zonei de cuplu constant a MSMPS, iar acuratețea vitezei trebuie să fie de $\pm 2rpm$;
 - funcționarea în zona de viteză medie 80rpm-400rpm (al sistemului acționat) zonă în care în general se măsoară dezechilibrul și valoarea sarcinii (modul în care hainele sunt distribuite în cuva mașinii de spălat, respectiv cantitatea de haine) ;
 - funcționarea în zona de viteze ridicat 500rpm -1800rpm (a sistemului acționat) zonă în care viteza maximă poate fi limitată, de valoare maximă a cuplului care poate fi dezvoltat de MSMPS, de puterea electrică ce poate fi dezvoltată de convertorul de frecvență, sau de posibilitățile mecanice ale mașinii de spălat ;
- posibilitatea comunicării convertorului de frecvență cu un alt modul (care poate fi de exemplu un calculator sau modulul principal de comandă). În general se folosește comunicația serială. Prin intermediul comunicației seriale se poate seta viteza de rotație, direcția de rotație, rampa profilului vitezei, respectiv se poate obține informații referitor la performanțele sistemului de acționare precum și posibilitate indentificării unor erori ale convertorului de frecvență;
- posibilitatea obținerii următoarelor informații de la convertorul de frecvență (o parte din aceste informații sunt necesare și pentru implementarea SCS):

- valoarea energiei consumate de sistem;
- valoarea puterii electrice;
- valoarea tensiunii rețelei de alimentare;
- valoarea frecvenței tensiunii de alimentare;
- valoarea tensiunii continue din circuitul intermediar de tensiune continuă;
- valoarea curentului din circuitul intermediar de tensiune continuă;
- valoarea cuplului electromagnetic;
- valoarea temperaturii radiatorului;
- valoarea dezechilibrului și a sarcinii;
- posibilitatea identificării următoarelor erori ale convertorului de frecvență:
 - supratemperatura radiatorului;
 - scurtcircuitul senzorului de măsurare a temperaturii radiatorului;
 - scurtcircuitul în motor sau în modulul de putere;
 - eroarea în măsurarea tensiunii rețelei de alimentare sau a tensiunii din circuitul intermediar de tensiune continuă;
 - eroarea în măsurarea curentului din circuitul intermediar de tensiune continuă;
 - absența semnalului de la senzorul de turație;
- îndeplinirea normelor EN/VDE/UL.

4.1 Topologia SCS cu MSMPS

Având în vedere cerințele de mai sus în continuare se va prezenta topologia sistemului de control scalar (SCS) (vezi Fig. 4.1) utilizat în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW. Așa cum s-a specificat în paragraful 1.3 prin sistem de control se înțelege ansamblul format din convertor de frecvență și MSMP. În cazul SCS este folosit un senzor de poziție pentru determinarea poziției rotorului, respectiv a vitezei de rotație a rotorului, care în general este încorporat în MSMPS. Pentru SCS cu MSMPS convertorul de frecvență este prevăzut fără senzori de măsurare a curentului de linie a MSMPS. În soluția prezentată în acest capitol se folosește ca senzor de poziție doi senzori Hall.

În continuare se va face o descriere a convertorului de frecvență (vezi Fig. 4.1), convertor de frecvență ce este alimentat de la rețeaua monofazată, astfel că avem următoarele module:

- "Redresorul" care reprezintă o punte redresoare monofazată necomandată, a cărei sarcină este capacitivă, astfel că circuitul intermediar al convertorului de frecvență este de tensiune continuă;
- "Modul limitare curent" prin intermediul căreia este limitat curentul "inrush" ce apare în momentul conectării convertorului de frecvență la rețea în cazul în care condensatorul nu este încărcat. Acest curent va fi limitat prin intermediul unui rezistor, care va fi scurtcircuitat prin intermediul unui releu în momentul în care condensatorul este încărcat;
- "Filtru" este un filtru inductiv utilizat pentru limitarea armonicilor curentului de intrare în convertorul de frecvență, astfel realizându-se o corecție pasivă a factorului de putere;
- "Modul de putere", modul care este format din 6 IGBT-uri cu 6 diode de fugă în antiparalel, driverul utilizat pentru comanda celor 6 IGBT-uri în topologie "bootstrap", respectiv un senzor de temperatură NTC, prin intermediul căruia se poate măsura temperatura modulului. Generarea formelor de undă

se face prin intermediul $\mu\text{C-DSP-DSC}$. Acest modul fizic poate fi integrat (MIP), sau discret. Avantajele celor două variante sunt prezentate în paragraful 1.3. În driver este prevăzută o intrare prin intermediul căreia se poate dezactiva cele 6 IGBT-uri, respectiv o intrare prin intermediul căreia cele 3 IGBT-uri inferioare sunt închise, intrare necesară ca protecție la supratensiuni în cazul sistemelor de control cu MSMPS;

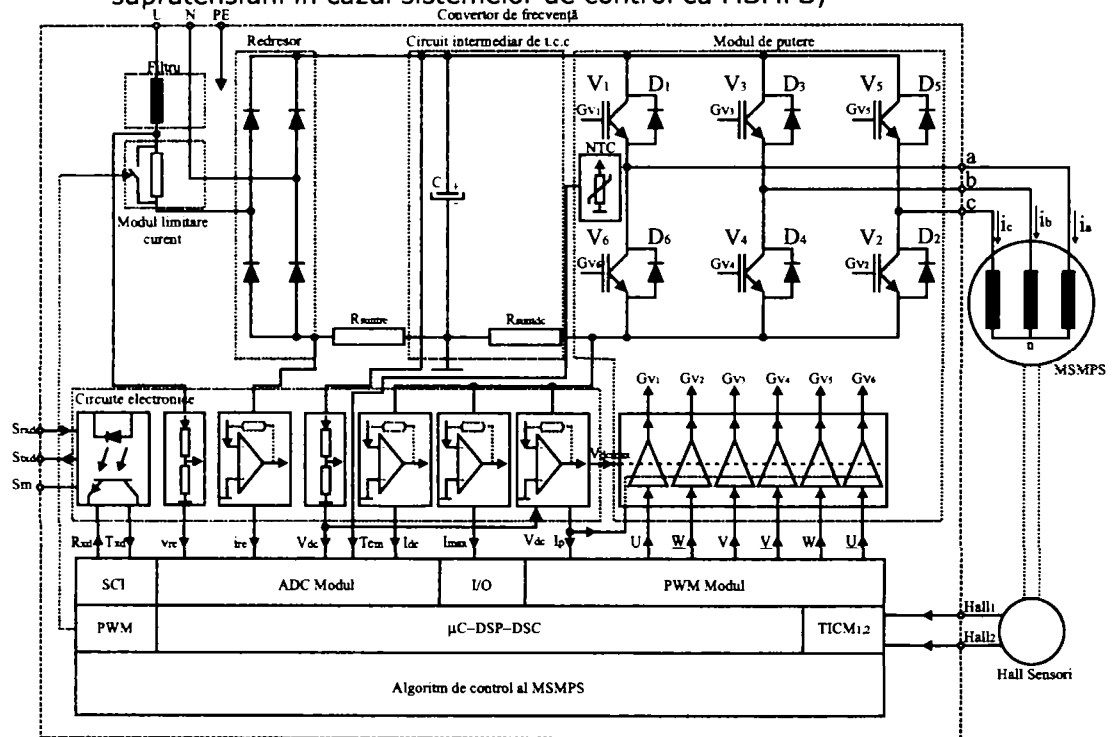


Fig. 4.1 Diagrama bloc a SCS cu MSMPS cu puteri de până la 1,2 kW

- "Circuite electronice" modul în care este inclus de la circuitul electronic de generare a tensiunii continue joase (15V, 5V (sau 3,3V)), circuitul electronic al comunicației seriale până la diferitele circuite electronice necesare pentru măsurarea diferitelor mărimi (tensiuni, curenți, temperatură). Tensiunea continuă de 15V este obținută prin intermediul unui "step down converter" care are ca mărime de intrare tensiunea din circuitul intermediar de tensiune continuă. Tensiunea continuă de 5V(sau 3,3V) este obținută din cea de 15V prin intermediul unui regulator liniar. Interfața serială este o interfață separată galvanic, bidirecțională, asincronă cu o rată de transfer de 9600 baud. Pentru măsurarea tensiunii rețelei de alimentare, respectiv a tensiunii din circuitul intermediar de tensiune continuă se folosește un divizor rezistiv de tensiune. Curentul absorbit de la rețea este măsurat prin intermediul șuntului R_{suntre} și a unui amplificator operațional, iar curentul din circuitul intermediar de tensiune continuă, este măsurat cu ajutorul șuntului R_{suntdc} și a unui amplificator operațional. Prin intermediul șuntului R_{suntdc} și a unui comparator se poate determina valoarea maximă a curentului I_p pentru care modulul de putere trebuie să fie protejat, la fel se procedează și pentru determinarea curentului de vârf maxim I_{max} care are voie să treacă prin fazele MSMPS. Pentru detectarea valorii maxime admise a tensiunii din circuitul intermediar de tensiune continuă, se folosește și o soluție

"hardware" folosind un comparator, astfel se poate proteja modulul de putere, respectiv condensatorul din circuitul intermediar de tensiune continuă, la supratensiunea ce poate fi determinate de tensiunea indusă a MSMPS.

- "μC-DSP-DSC", este modulul în jurul căreia este realizat convertorul de frecvență. Acest modul reprezintă de fapt unul dintre cele trei variate μC, DSP, DSC, în general în cazul SCS este folosit un μC datorită prețului de cost mai redus. Cu ajutorul acestui modul este implementat algoritmul de control, respectiv diferitele cerințe ce sunt impuse în cazul convertoarelor de frecvență utilizate în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW. Semnalele obținute de la cei doi senzori Hall sunt conectați la doi pini ai modulului, care sunt configurați ca fiind intrările a 2 timere, timere care sunt configurate ca numărator ce numără între două fronturi (crescător respectiv descrescător) ale semnalelor generate de senzorii Hall, iar la detectarea fiecărui front este generată o întrerupere.

4.2 Descrierea SCS cu MSMPS

Având în vedere topologia SCS prezentată în paragraful anterior (4.1) în continuare se va prezenta câteva variante de SCS care se pot utiliza în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW (de exemplu aplicații de uz casnic, compresoare, ventilatoare), cu bune rezultate. În cazul SCS propuse se folosește un senzor de poziție (realizat cu ajutorul a doi senzori Hall) pentru determinarea poziției rotorului, respectiv a vitezei de rotație a rotorului. În cazul SCS propuse mărimile care se măsoară și care se folosesc în algoritmele de control scalar sunt: poziția rotorului, viteza de rotație a rotorului, valoarea curentului din circuitul intermediar de tensiune continuă, posibilitatea detectării valorii maxime a curentului de vârf care are voie să treacă prin fazele MSMPS, valoarea tensiunii din circuitul intermediar de tensiune continuă. În cazul aplicațiilor în care MSMPS trebuie să funcționeze într-o plajă largă de turație, astfel că în SCS intervin strategii de control specifice atât zonei de cuplu constant cât și zonei de slăbire de câmp. În Fig. 4.2, Fig. 4.3 sunt prezentate diagramele bloc ale SCS ce se vor aborda în acest capitol.

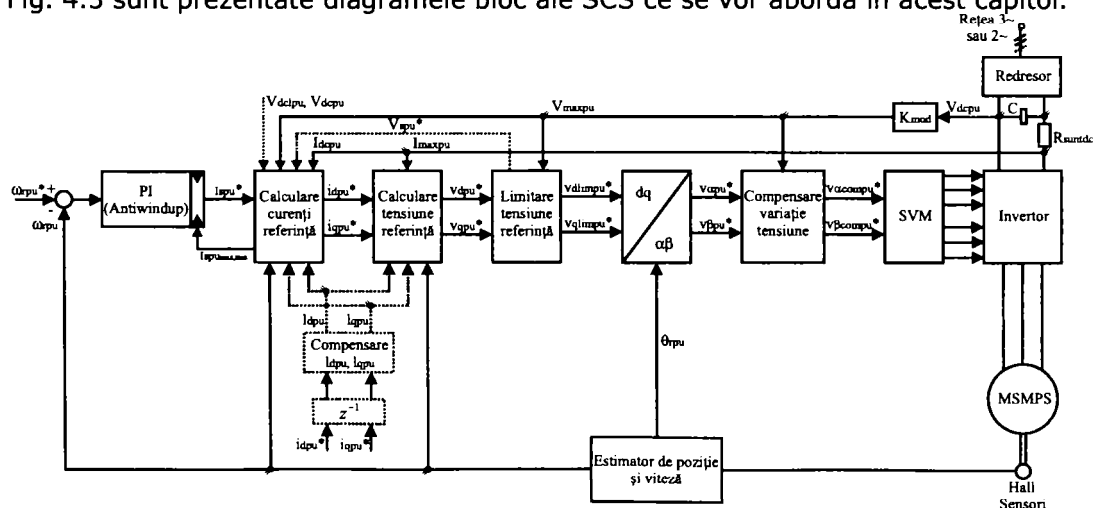


Fig. 4.2 Diagrama bloc principală a unui SCS cu MSMPS fără estimator de curenți

O primă clasificare care se poate face în cazul SCS propuse este din punct de vedere al buclilor de reglaj și anume:

- SCS cu MSMPS (vezi Fig. 4.2) în sistemul de reglaj intervine o singură buclă de reglaj care are ca reacție negativă viteza calculată din informația de poziție. În acest caz pentru dezvoltarea algoritmului de control scalar se folosește modelul matematic ortogonal al MSMPS în referențial rotoric. În continuare acest SCS în care curenții MSMPS nu sunt estimați, se va numi sistem de control scalar fără estimator de curenți (SCSFEC).
- SCS cu MSMPS (vezi Fig. 4.3) în sistemul de reglaj intervin două bucle de reglaj și anume o buclă de reglaj exterioară în care intervine ca reacție negativă viteza de rotație a MSMPS, și o buclă de reglaj interioară mai rapidă, de fapt sunt două bucle de reglaj în paralel (după cele două axe "d", respectiv "q") în care ca reacții negative intervin curenții estimați după cele două axe d", respectiv "q". Acest SCS cu MSMPS, se aseamănă cu SCVOC, dar spre deosebire de acest sistem de control unde curenții care intervin în buclele de reglaj ai curentului sunt măsurati, în acest caz acești curenți sunt estimați. În continuare acest SCS în care curenții MSMPS sunt estimați, se va numi sistem de control scalar cu estimator de curenți (SCSCEC);

În zona de slăbire de câmp se vor prezenta trei variante de strategii de control de generare a curențiilor de referință i_{dpu}^* și i_{qpu}^* , strategii de control ce au fost abordate teoretic în detaliu în paragraful 3.2. În zona de cuplu constant se va aplica strategia de control SCCM, unde în alegerea strategiei de control s-a avut în vedere parametrii MSMPS (vezi capitolul 6).

Din Fig. 4.2, respectiv Fig. 4.3 se poate observa că există anumite blocuri ce intervin în sistemul de reglaj ce sunt identice, cât și blocuri ce intervin în sistemul de reglaj specifice SCS propus. În descrierea SCS se va folosi modelul matematic în per-unit al MSMPS, deoarece SCS va fi implementat prin intermediul unui DSC care oferă posibilitatea de implementare a unei aritmetici cu date întregi, cât și fracționare (valorile fracționare sunt cuprinse în intervalul $[-1,1]$), astfel că se dorește a se profita de avantajele oferite de aritmetica fracționară. Valorile de bază ce intervin în determinarea modelului matematic în per-unit al MSMPS se aleg având în vedere intervalul valorilor fracționare. Astfel în cazul mărimilor măsurate prin intermediul intrărilor convertorului analog digital, valoarea de bază a mărimii măsurate reprezintă acea valoare pentru care tensiunea de la intrarea convertorului analog digital este egală cu valoarea maximă a tensiunii ce poate fi măsurată prin intermediul intrării analog digitale.

Astfel de poate scrie:

$$z_{ADb} \rightarrow V_{ZAD} = V_{ADmax} \quad (4.1)$$

unde:

z_{ADb} valoarea de bază a mărimii măsurate prin intermediul intrării convertorului analog digital

V_{ZAD} tensiunea de la intrarea convertorului analog digital corespunzătoare valorii măsurate prin intermediul intrării convertorului analog digital

V_{ADmax} valoarea maximă a tensiunii ce poate fi măsurată prin intermediul intrării convertorului analog digital

Având în vedere observația din relația (4.1), respectiv faptul că rezultatul conversiei analog digitale are o reprezentare fracțională putem scrie:

$$z_{ADpu} = z_{Re zAD} \quad (4.2)$$

unde:

$Z_{Re} z_{AD}$ rezultatul conversiei analog digitale

Z_{ADpu} valoarea mărimii în per-unit măsurate prin intermediul intrării convertorului analog digital

În general aceste valori de bază care se măsoară prin intermediul intrărilor convertorului analog digital sunt dependente de "hardware" sau mai exact sunt dependente de valorile divizoarelor de tensiune, respectiv de factorul de amplificare ale amplificatoarelor operaționale.

Observație. Valoarea z_{AD} poate fi oricare din valorile T_{emr} , V_{dcr} , I_{dcr} , v_{re} , i_{re} vezi Fig. 4.1.

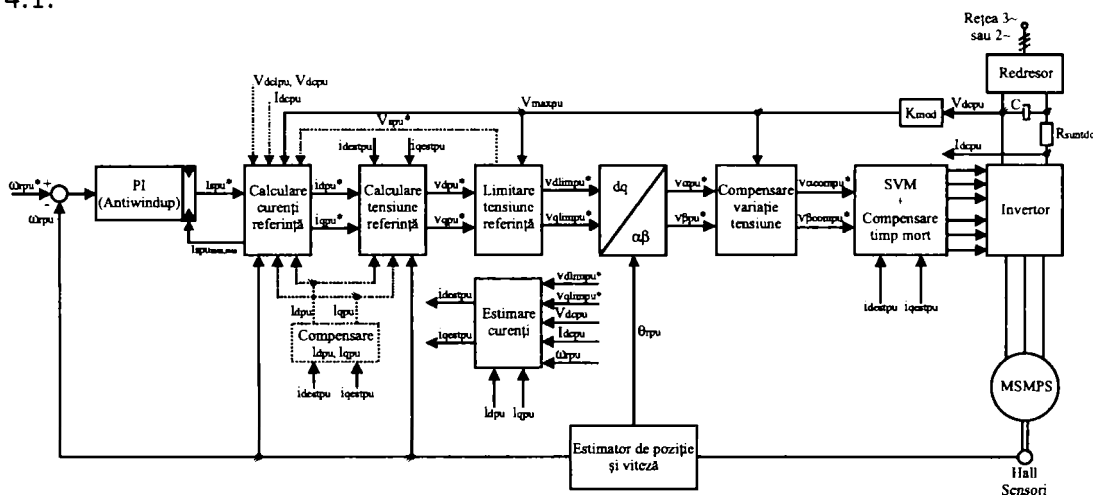


Fig. 4.3 Diagrama bloc principală a unui SCS cu MSMPs cu estimator de curenți

În determinarea celorlalte mărimi de bază ce se folosesc și în determinarea modelului matematic în per-unit al MSMPs se au în vedere următoarele:

- o pentru determinarea frecvenței de bază f_b se are în vedere frecvența maximă a aplicației f_{max} astfel că:

$$f_b = f_{max} \quad (4.3)$$

- o valoarea curentului de bază I_b se alege având în vedere valoarea maximă a curentului pentru care modulul de putere trebuie deconectat, astfel putem scrie:

$$I_b = I_p \quad (4.4)$$

- o valoarea tensiunii de bază V_b se alege având în vedere tensiunea maximă a circuitului de tensiune continuă ce se poate măsura prin intermediul intrării convertorului analog digital (vezi relația (4.1)), respectiv faptul că intervalul datelor fracționare este $[-1,1]$, astfel că se poate scrie:

$$V_b = k_{Vdcpu} V_{dcb} \quad (4.5)$$

Observație. În alegerea constantei k_{Vdcpu} se are în vedere faptul că parametrii MSMPs trebuie să fie mai mici decât 1. În general în determinarea mărimilor de bază trebuie să se aibă în vedere observațiile de mai sus dar în același timp nu trebuie să se uite rezoluția diferitelor mărimi, ce intervin în algoritmul de control.

Având în vedere relațiile, observațiile de mai sus, mărimile de bază utilizate în modelul matematic al MSMPs, respectiv marimile în per-unit se pot defini având în vedere relațiile din capitolul 2 paragraful 8.

4.2.1 Descrierea blocurilor de control ce intervin în SCS propuse

În continuare se va descrie diferitele blocuri de control ce intervin în SCS propuse (vezi figurile 4.2, 4.3) și care se pot utiliza în cazul aplicațiilor de puteri reduse. Modelele matematice ale diferitelor blocuri sunt prezentate în per-unit, iar în final se va face o exemplificare practică pentru o MSMPS a cărei parametri sunt dați în capitolul 6. Blocurile prezentate în continuare și care intervin în sistemele de reglaj, sunt blocuri cu caracter general ce se pot aplica în SCS, dar și în SCVOC, dar și blocuri ce sunt specifice SCS propuse.

4.2.1.1 Regulatorul de viteză

Pentru SCS propuse regulatorul ales este unul tip PI cu limitarea mărimii de ieșire și "antiwindup", care are ca intrare diferența de viteză dintre viteza de referință și cea prescrisă, iar ca ieșire valoarea cuplului de referință, sau valoarea de referință a curentului statoric. Considerente privind alegerea, respectiv implementarea unui regulator au fost propuse și în [6], [7], [8], [9]. În Fig. 4.4 sunt prezentate două regulatoare de tip PI (în Fig. 4.4 a) doar cu limitarea mărimii de ieșire, respectiv 4.4 b) cu limitarea mărimii de ieșire și "antiwindup"), care sunt reprezentate matematic având în vedere transformata Laplace "s". Funcția de transfer a regulatorului PI se poate scrie în Laplace sub forma:

$$PI(s) = \frac{Y_{pu}}{(X_{inpu}^* - X_{inpu})} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_i}{s} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s \right) \quad (4.6)$$

Câteva variante de "antiwindup" sunt prezentate în [10]. În continuare coeficientul k_{aw} (vezi Fig. 4.4 a)) se va alege astfel:

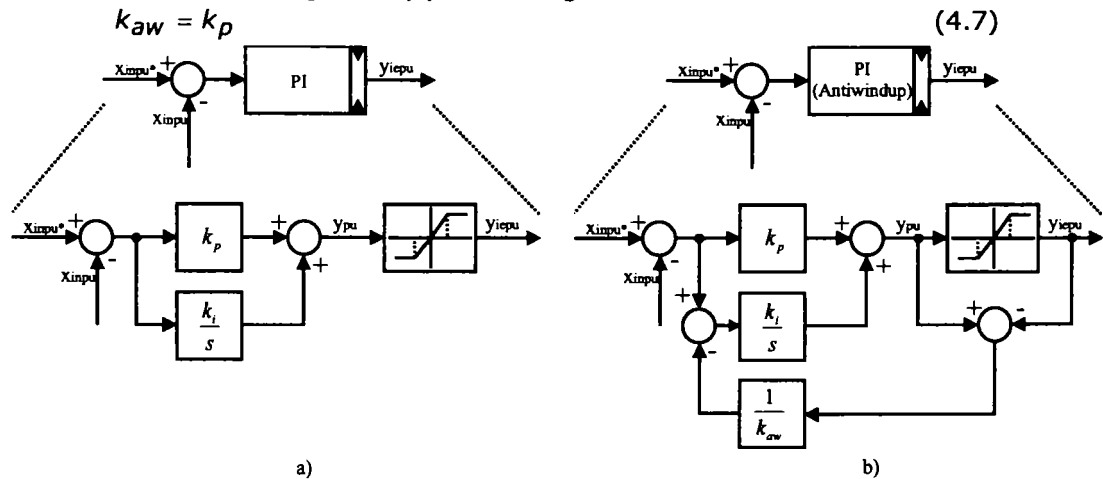


Fig. 4.4 Tipuri de regulatoare PI:

a) regulator de tip PI cu limitare a mărimii de ieșire

b) regulator de tip PI cu limitare a mărimii de ieșire și "antiwindup"

Pentru determinarea parametrilor regulatorului de turație se pleacă de la ecuația mișcării în per-unit (vezi paragraful 2.8.3 relația (2.163)). Aplicând transformata Laplace ecuației mișcării în per-unit (relația 2.163) rezultă:

$$\omega_{rpu} = \omega_{rmpu} = \frac{1}{H\left(s + \frac{K_{fr}}{J}\right)} (t_{elmpu} - t_{spu}) \quad (4.8)$$

Astfel se poate defini funcția de transfer în Laplace, a ecuației mișcării sub forma:

$$M(s) = \frac{1}{H\left(s + \frac{K_{fr}}{J}\right)} \quad (4.9)$$

Din relația (4.8), sau (4.9) rezultă modelul matematic utilizat pentru determinarea parametrilor regulatorului de viteză, care este reprezentat în Fig. 4.5 a) ca model continuu (aplicând transformata Laplace), respectiv ca model discret (aplicând transformata "Z") în Fig. 4.5 b). Pentru trecerea din planul "s" în planul "Z" (timp discret) se poate face prin intermediul următoarelor relații:

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{t_\omega} \quad (4.10)$$

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{t_\omega z^{-1}} \quad (4.11)$$

$$s = \frac{2}{t_\omega} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.12)$$

unde pentru discretizare în relația (4.10) s-a folosit regula dreptunghiului, în relația (4.11) s-a folosit regula dreptunghiului întârziată, iar în relația (4.12) s-a folosit regula trapezului (Tustin).

În Fig. 4.5 se observă că reacția negativă a vitezei este filtrată folosind un filtru trece jos sau un filtru de tip PT1, a cărui funcție de transfer în planul "s", $F(s)$, este dată de relația :

$$F(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.13)$$

unde :

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (4.14)$$

iar, f_c reprezintă frecvența trece jos.

Dacă se dorește transformarea funcției de transfer a filtrului în planul "Z" se poate aplica de exemplu relația (4.10) și în acest caz se obține:

$$F(z) = \frac{\omega_c t_\omega}{\omega_c t_\omega + 1 - z^{-1}} \quad (4.15)$$

Dacă se aplică "zero-order hold effect" pentru a obține funcția de transfer a filtrului în planul "Z", se obține următoarea relație:

$$F(z) = \left(1 - z^{-1}\right) Z\left(\frac{F(s)}{s}\right) = \frac{\left(1 - e^{-\omega_c t_\omega}\right)}{1 - z^{-1} e^{-\omega_c t_\omega}} \quad (4.16)$$

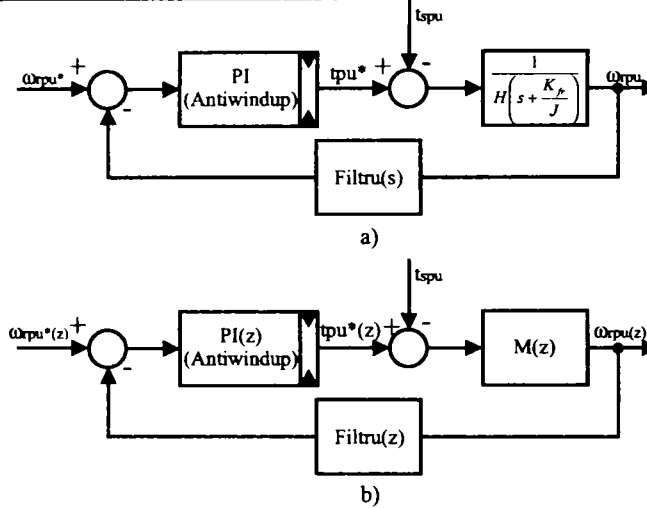


Fig. 4.5 Modelul utilizat în determinarea parametrilor regulatorului de viteză:
 a) în continuu utilizând transformata Laplace
 b) în discret utilizând transformata Z

Pentru determinarea parametrilor regulatorului de viteză de tip PI se consideră funcția de transfer în buclă deschisă $FRV_{BD}(s)$ în planul "s", fără considerarea filtrului trece jos în reacția negativă:

$$FRV_{BD}(s) = PI(s)M(s) \quad (4.17)$$

respectiv, funcția de transfer în buclă deschisă $FRV_{BDFTJ}(s)$ în planul "s", cu considerarea filtrului trece jos în reacția negativă:

$$FRV_{BDFTJ}(s) = PI(s)M(s)F(s) \quad (4.18)$$

Afel se poate scrie funcțiile de transfer (fără filtrarea vitezei, respectiv cu filtrarea vitezei) în buclă închisă $FRV_{BÎ}(s)$, respectiv $FRV_{BÎFTJ}(s)$, în planul "s" a modelului cu reacție negativă sub forma:

$$FRV_{BÎ}(s) = \frac{FRV_{BD}(s)}{1 + FRV_{BD}(s)} \quad (4.19)$$

$$FRV_{BÎFTJ}(s) = \frac{FRV_{BD}(s)}{1 + FRV_{BD}(s)F(s)} \quad (4.20)$$

În determinarea parametrilor regulatorului de viteză se are în vedere obținerea unei erori zero în regim staționar, un răspuns tranzitoriu rapid și o valoare redusă a suprareglajului. Pentru determinarea parametrilor k_p , k_i a regulatorului PI se folosește diagrama Bode a funcției de transfer în buclă deschisă. Astfel condițiile care se impun sunt:

$$|FRV_{BD}(j\omega_f)| = 1 \quad (4.21)$$

$$|FRV_{BDFTJ}(j\omega_f)| = 1 \quad (4.22)$$

$$\langle FRV_{BD}(j\omega_f) \rangle = -180 + RF \quad (4.23)$$

$$\langle FRV_{BDFTJ}(j\omega_f) \rangle = -180 + RF \quad (4.24)$$

unde:

RF reprezintă rezerva de fază și are în general valori cuprinse $[45^\circ, 60^\circ]$

$\omega_f = 2\pi f_f$ unde, f_f frecvența de frângere; adică este acea frecvența la care amplitudinea funcției de tranfer în buclă deschisă este 1, iar defazajul introdus de funcția de tranfer în buclă deschisă este mai mic de 180° , iar unghiul este negativ. În continuare pentru simplificarea calculelor se notează:

$$\tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (4.25)$$

Astfel din condițiile (4.21), respectiv (4.23) rezultă:

$$\tau = \frac{\omega_f \operatorname{tg}(-180 + RF) - \frac{K_{fr}}{J}}{\omega_f \frac{K_{fr}}{J} \operatorname{tg}(-180 + RF) + \omega_f^2} \quad (4.26)$$

$$k_i = \frac{H\omega_f \left(\omega_f^2 + \left(\frac{K_{fr}}{J} \right)^2 \right)}{\sqrt{\left(\tau\omega_f \frac{K_{fr}}{J} - \omega_f \right)^2 + \left(\tau\omega_f^2 + \frac{K_{fr}}{J} \right)^2}} \quad (4.27)$$

$$k_p = k_i \tau \quad (4.28)$$

$$k_{ih} = t_\omega k_i \quad (4.29)$$

unde: t_ω reprezintă perioada de eșantionare a buclei de viteză

Dacă se consideră filtrul trece jos în reacția negativă, atunci din relațiile (4.22), respectiv (4.24) rezultă:

$$T_{FTJ} = \frac{\omega_c \omega_f \operatorname{tg}(-180 + RF) + \omega_f \frac{K_{fr}}{J} \operatorname{tg}(-180 + RF) - \omega_c \frac{K_{fr}}{J} + \omega_f^2}{\omega_c \omega_f \frac{K_{fr}}{J} \operatorname{tg}(-180 + RF) - \omega_f^3 \operatorname{tg}(-180 + RF) + \omega_c \omega_f^2 + \omega_f^2 \frac{K_{fr}}{J}} \quad (4.30)$$

$$k_{iFTJ} = \frac{H\omega_f \left(\omega_f^2 + \left(\frac{K_{fr}}{J} \right)^2 \right) \left(\omega_c^2 + \omega_f^2 \right)}{\omega_c \sqrt{\omega_f^2 \left(\omega_c T_{FTJ} \frac{K_{fr}}{J} - \omega_f^2 T_{FTJ} - \omega_c - \frac{K_{fr}}{J} \right)^2 + \left(\omega_c \omega_f^2 T_{FTJ} + \omega_f^2 T_{FTJ} \frac{K_{fr}}{J} + \omega_c \frac{K_{fr}}{J} - \omega_f^2 \right)^2}} \quad (4.31)$$

$$k_{pFTJ} = k_{iFTJ} T \quad (4.32)$$

$$k_{ihFTJ} = t_\omega k_{iFTJ} \quad (4.33)$$

În continuare se va considera un exemplu numeric în care $I_b = 8,81[A]$, $V_b = 3488[V]$, $n = 14$, $\omega_{rmb} = 157,08[rad/s]$, $T_b = 201,3825[Nm]$, $J = 0,2326[kgm^2]$, $H = 0,0588[kgm^2 rad/VAs]$, $K_{fr} = 0,00764[Nm/rad/s]$, $t_\omega = 0,004[s]$, $RF = 60^\circ$, iar $f_f = 36[Hz]$. Pentru determinarea rezultatelor din acest exemplu numeric, rezultate care sunt prezentate în continuare în acest paragraf, s-a folosit un program scris în Matlab 7.1 R14, "Anexa_2_DeterminareParametriiRegulatorVitezaPU.m" vezi anexa 2.

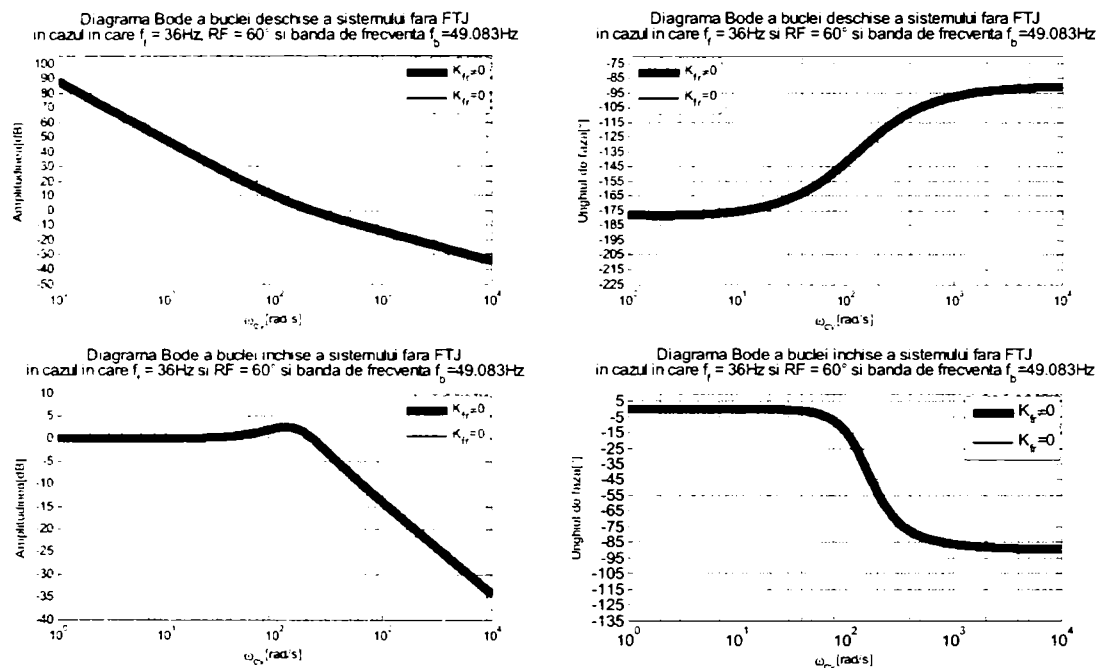


Fig. 4.6 Diagrama Bode a buclei deschise, respectiv a buclei închise de reglaj a vitezei, în cazul în care coeficientul de frecare vâscoasă este $K_{fr} = 0,00764[Nm / rad / s]$, sau $K_{fr} = 0$

Astfel dacă în bucla închisă de reglaj a vitezei nu se consideră filtrul trece jos, cu ajutorul relațiilor (4.21), (4.23), respectiv (4.26 – 4.27) se obțin următoarele valori pentru regulatorul de viteză de tip PI:

$$\begin{aligned}
 k_p(K_{fr} \neq 0) &= 24,0247 & k_p(K_{fr} = 0) &= 24,0266 \\
 k_{ih}(K_{fr} \neq 0) &= 12,5539 & k_{ih}(K_{fr} = 0) &= 12,5509
 \end{aligned}$$

În Fig. 4.6 sunt reprezentate diagramele Bode (răspunsul în frecvență) a buclei de viteză cu și fără considerarea coeficientului de frecare vâscoasă K_{fr} , în cazul în care filtrul trece jos nu intervine în bucla negativă de reglaj a vitezei. O prima concluzie ce rezultă din Fig. 4.6 este că în determinarea parametrilor regulatorului de viteză de tip PI se poate neglija, pentru simplificarea calculelor, coeficientul de frecare vâscoasă K_{fr} , deoarece datorită valorii reduse a acestui parametru există o diferență redusă în valorile parametrilor regulatorului de viteză.

În Fig. 4.7 sunt reprezentate diagramele Bode a buclei de viteză cu și fără considerarea coeficientului de frecare vâscoasă K_{fr} , în cazul în care în reacția negativă intervine filtrul trece jos. În acest caz din relațiile (4.20), (4.22), respectiv (4.29 – 4.32) rezultă:

$$\begin{aligned}
 k_{pFTJ}(K_{fr} \neq 0) &= 27,9890 & k_{pFTJ}(K_{fr} = 0) &= 27,9734 \\
 k_{ihFTJ}(K_{fr} \neq 0) &= 6,3433 & k_{ihFTJ}(K_{fr} = 0) &= 6,3398
 \end{aligned}$$

Și în acest caz se poate spune că coeficientul de frecare vâscoasă are o influență redusă în determinarea parametrilor regulatorului de tip PI. O influență mare o are în determinarea parametrilor regulatorului de tip PI, filtrul trece jos utilizat pentru filtrarea vitezei. În continuare în Fig. 4.8 este reprezentată diagrama Bode a filtrului trece jos respectiv a regulatorului de viteză.

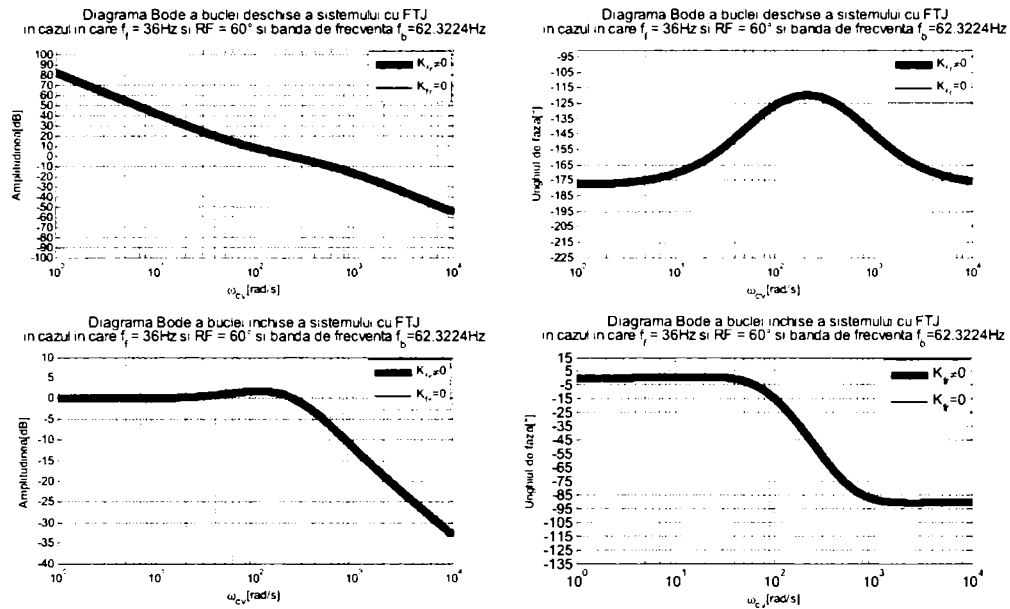


Fig. 4.7 Diagrama Bode a buclei deschise, respectiv a buclei închise de reglaj a vitezei, în cazul în care coeficientul de frecare vâscoasă este $K_{fr} = 0,00764[\text{Nm} / \text{rad} / \text{s}]$, sau $K_{fr} = 0$, în rețea negativă este introdus un filtru trece jos pentru filtrarea vitezei

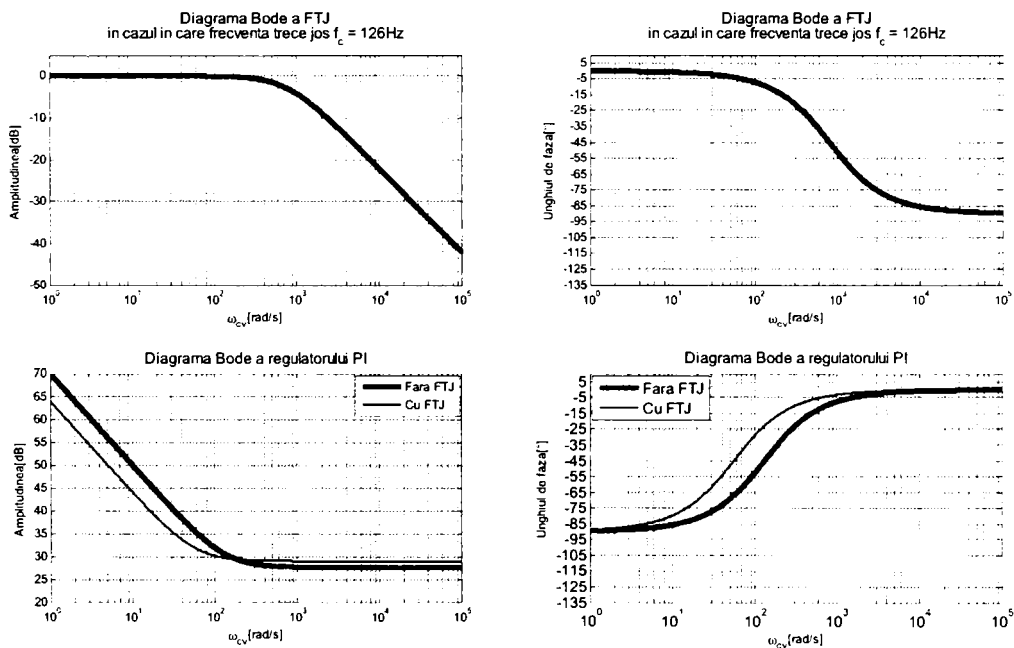


Fig. 4.8 Diagrama Bode a filtrului trece jos (în cazul în care $f_c = 126[\text{Hz}]$) utilizat pentru filtrarea vitezei, respectiv diagrama Bode a regulatorului de viteză de tip PI

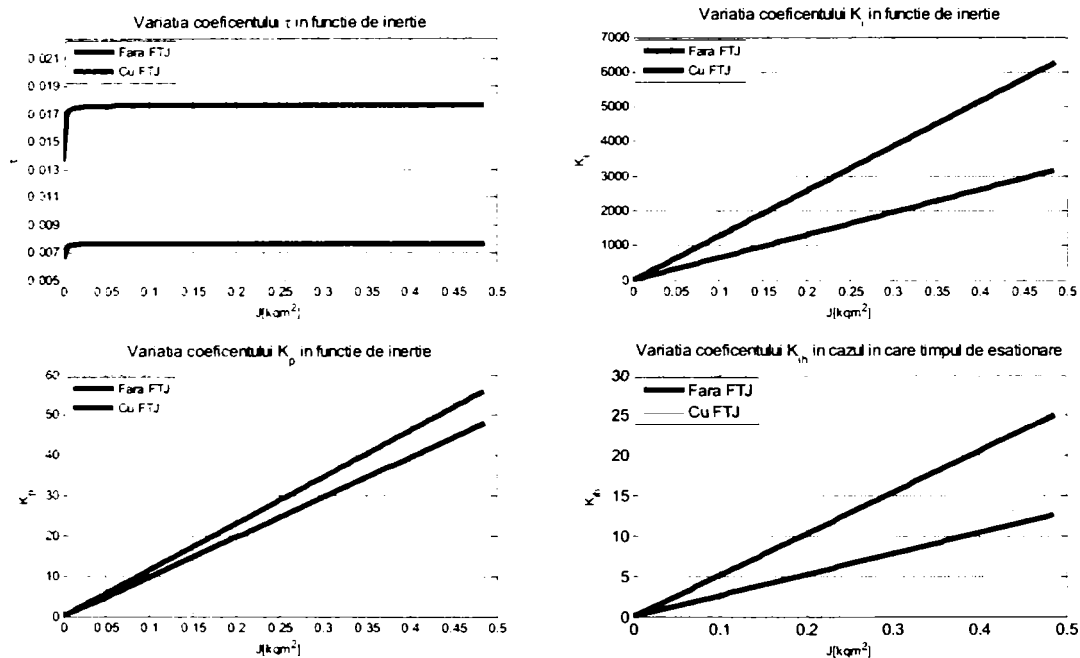


Fig. 4.9 Variația parametrilor regulatorului de viteză de tip PI în funcție de momentul de inerție

În cazul aplicațiilor la care valoarea momentului de inerție nu este constant, astfel că în Fig. 4.9 este reprezentată valoarea parametrilor regulatorului de viteză în funcție de valoarea momentului de inerție. Așa cum era de așteptat valoarea parametrilor regulatorului de viteză depinde de valoarea momentului de inerție mai exact parametrii k_p , k_i variază liniar în funcție de valoarea momentului de inerție J . Dacă se dorește un reglaj performant al vitezei MSMPS în cazul aplicațiilor la care momentul de inerție nu este constant, momentul de inerție trebuie determinat „on-line” în sistemul de reglaj, iar parametrii regulatorului de viteză trebuie modificați în funcție de valoarea momentului de inerție.

4.2.1.2 Calculul curenților de referință

În performanțele sistemului de reglaj un rol important îl are modul de determinare a curenților de referință. În SCS cu MSMPS propuse în Fig. 4.2 respectiv Fig. 4.3 blocul pentru calculul curenților de referință este identic. În continuare se vor prezenta 3 modalități de determinare a curenților de referință. Diferitele strategii de control ce pot fi aplicate MSMP în zona de cuplu constant respectiv în zona de slăbire de câmp au fost abordate în detaliu în capitolul 3. În determinarea curenților de referință ca strategie de control în zona de cuplu constant se alege SCCM, iar în zona de slăbire de câmp se are în vedere observațiile din capitolul 3. Un rol important în determinarea strategiei de control în zona de slăbire de câmp îl au parametrii MSMPS mai exact valoarea curenților I_{carpu} în raport cu amplitudinea curenților nominal de fază în per-unit a MSMP sau a inverterului I_{npu} precum valorile inductivităților după cele două axe.

O primă variantă de determinare a curenților de referință i_{dpu}^* , i_{qpu}^* este prezentată în Fig. 4.10. În această variantă pentru determinarea valorii de referință a

curentului i_{dpu}^* se folosesc parametrii MSMPS respectiv amplitudinea curentului de fază de referință în per-unit I_{spu}^* care este valoarea de ieșire a regulatorului de viteză (vezi Fig. 4.2 sau Fig. 4.3). În determinarea valorilor de referință a curenților se determină mai întâi valoarea maximă a tensiunii ce poate fi furnizată de inverter V'_{maxpu} în cazul în care se ia în considerare valoarea rezistenței MSMPS. În determinarea tensiunii maxime V'_{maxpu} sunt prezentate 2 variante (vezi relațiile (3.86), (3.87)) în Fig. 4.10, prima relație fiind mai ușor de implementat, dar influența rezistenței statorice în calculul tensiunii maxime este supraevaluată, cea de a 2 varianta este necesită un timp de calcul mai ridicat dar este mai exactă. În continuare este calculată valoarea curentului caracteristic. Odată calculată valoarea maximă a tensiunii ce poate fi furnizată de inverter, se poate spune că suntem în zona de slăbire de câmp în cazul în care sunt îndeplinite condițiile $V'_{maxpu} < \omega_{rpu}$

respectiv $\psi_{tpu}^2 \geq \left(\frac{V'_{maxpu}}{\omega_{rpu}} \right)^2$. În regiunea curent-tensiune valoarea curentului de

referință, este dată de relația (3.80) sau (3.83) în funcție de valoarea inductivităților după cele două axe. În cazul în care $I_{carpu} \geq I_{npu}$ în zona de slăbire de câmp există numai regiunea curent-tensiune, în caz contrar, în continuare se va calcula valoarea I_{carvpu} cu ajutorul relațiilor (3.96) sau (3.97) (în funcție de valoarea inductivităților după cele două axe), iar din condiția $i_{dtpu} < I_{carvpu}$ se poate determina dacă MSMPS este în continuare în regiunea curent-tensiune sau în regiunea de tensiune. În regiunea de cuplu constant valoarea curentului de referință după axa „d” este dată de relația (3.19) sau valorile de referință pot fi implementate tabelar. În diagrama din Fig. 4.10 pe lângă valorile de referință ale curenților se mai calculează și valorile maxime de ieșire a regulatorului de viteză. O metodă asemănătoare de determinare a curenților de referință i_{dpu}^* , i_{qpu}^* a fost propusă în [6] (vezi bibliografie capitolul 3), deoarece constă în faptul că în cazul de față valorile curenților de referință se pot determina independent de valorile inductivităților după cele două axe, iar MSMPS poate funcționa și în regiunea de tensiune.

Așa cum se poate vedea din Fig. 4.1 în cazul SCS cu MSMPS propus pentru aplicațiile cu puteri de până la 1,2 kW, convertorul de frecvență nu poate pompa energia în rețea în cazul în care MSMPS funcționează în regim de generator, astfel că această energie este pompată în circuitul intermediar de tensiune continuă având ca rezultat creșterea tensiunii din circuitul intermediar de tensiune. O valoare mare a tensiunii din circuitul intermediar de tensiune continuă poate avea o influență negativă asupra condensatorului, respectiv asupra IGBT-urilor.

În continuare în Fig. 4.11, Fig. 4.12 se prezintă două variante de determinare a curenților de referință după cele două axe, variante în care în cazul în care MSMPS este în regim de generator, iar valoarea tensiunii din circuitul intermediar de tensiune continuă depășește o anumită valoare, curentul i_{qpu}^* este redus, iar curentul i_{dpu}^* este crescut astfel că energia înmagazinată în condensator este din nou disipată în motor. În cazul variantei de calcul a curenților de referință prezentată în Fig. 4.10, în care tensiunea din circuitul intermediar de tensiune continuă depășește o anumită valoare motorul este deconectat sau fazele MSMPS sunt puse în scurtcircuit, dependent de turația MSMPS (mai exact dependent de valoare tensiunii induse a MSMPS).

Spre deosebire de varianta prezentată în Fig. 4.10, în variantele următoare pentru determinarea valorilor de referință a curenților în sistemul de calcul intervine ca reacție negativă tensiunea maximă V'_{maxpu} . În sistemul de calcul intervine de asemenea ca mărime de intrare valoarea teoretică maximă ce poate fi furnizată de convertorul de frecvență calculată din valoarea tensiunii monofazate a rețelei V_{max1pu} , respectiv V^*_{spu} amplitudinea tensiunii statorice de referință în per-unit ce trebuie să fie furnizată de convertorul de frecvență. În determinarea valorii de referință a curentului i^*_{dpu} pe lângă valoarea calculată prin intermediul relației (3.19) (aceste valori pot fi implementate și tabelar) sau (3.20) intervin și valorile i_{dcorpu} , respectiv i_{dsvpu} . Valoarea i_{dcorpu} este valoarea de ieșire a regulatorului de tip PI, „PIIdCor” iar ca mărimi de intrare a regulatorului sunt V'_{maxpu} , V^*_{spu} astfel că $i_{dcorpu} < 0$ în cazul în care $V^*_{spu} > V_{maxpu}$. Valorile limită ale regulatorului sunt $I_{max Idcor} = 0$, $I_{min Idcor} = -I_{npu}$. Deci se poate spune că valoarea curentului de referință i^*_{dpu} în zona de slăbire de câmp este definită de regulatorul „PIIdCor” și de valorile limită I_{carpu} , I_{carvpu} valori care determină regiunea curent-tensiune, sau regiunea de tensiune. Valoarea i_{dsvpu} reprezintă valoarea de ieșire a regulatorului „PISVCor”, regulator care are ca mărimi de intrare V'_{dcpu} , V_{dcpu} , astfel că $i_{dsvpu} < 0$ în cazul în care $V_{dcpu} > V'_{dcpu}$. Rolul regulatorul „PIIdCor” este de a disipa în motor energia înmagazinată în circuitul intermediar de tensiune continuă în cazul în care tensiunea din circuitul intermediar depășește valoarea:

$$V'_{dcpu} = V_{dcpu} + K_{Vdcpu} \quad (4.34)$$

unde: K_{Vdcpu} reprezintă o constantă ce se determină experimental.

Deosebirea în determinarea curenților de referință între algoritmul prezentat în Fig. 4.11, față de cel prezentat în Fig. 4.12 constă în faptul că, în algoritmul din Fig. 4.11 valoarea de ieșire a regulatorului de viteză reprezintă amplitudinea curentului de fază a MSMPS în per-unit I^*_{spu} în timp ce în algoritmul din Fig. 4.12 valoarea de ieșire a regulatorului de viteză reprezintă valoarea curentului de referință după axa „q” i^*_{qpu} .

Metoda de calcul a curenților de referință prezentată în Fig. 4.12 se recomandă a se aplica în cazul MSMPS la care $i_{dpu} = i_{qpu}$.

Observație: În cazul determinării curenților de referință prin intermediul metodei prezentate în Fig. 4.10, performanțele sistemului de reglaj în zona de slăbire de câmp depind de parametrii MSMPS, parametrii ce sunt dependenți de saturație, respectiv de temperatura MSMPS. O îmbunătățire a performanțelor sistemului de reglaj în zona de slăbire de câmp se poate obține în cazul în care determinarea inductivităților L_{dpu} , L_{qpu} se ține seama de efectul de saturație, vezi blocul „Compensare L_{dpu} , L_{qpu} ” în Fig. 4.2 și Fig. 4.3. În cazul determinării curenților de referință prin intermediul metodelor prezentate în Fig. 4.11, respectiv Fig. 4.12 performanțele sistemului de reglaj sunt îmbunătățite. Performanțele diferitelor modalități de determinare a curenților de referință sunt analizate experimental în paragraful 4.2.2.

Din punct de vedere al simplității de implementare a modalității de calcul a curenților de referință cel mai simplu de implementat este cazul MSMPS la care $i_{dpu} = i_{qpu}$ și $I_{carpu} \geq I_{npu}$.

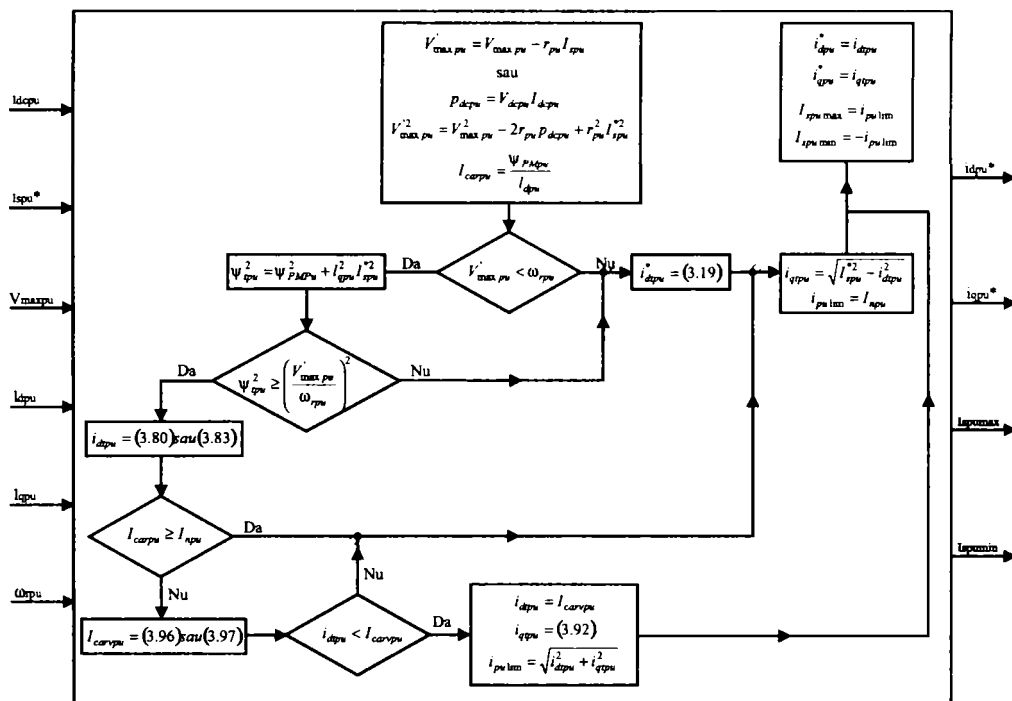


Fig. 4.10 Diagrama bloc de calcul al curenților de referință folosind parametrii MSMPs, iar ieșirea regulatorului de viteză este I_{spu}^*

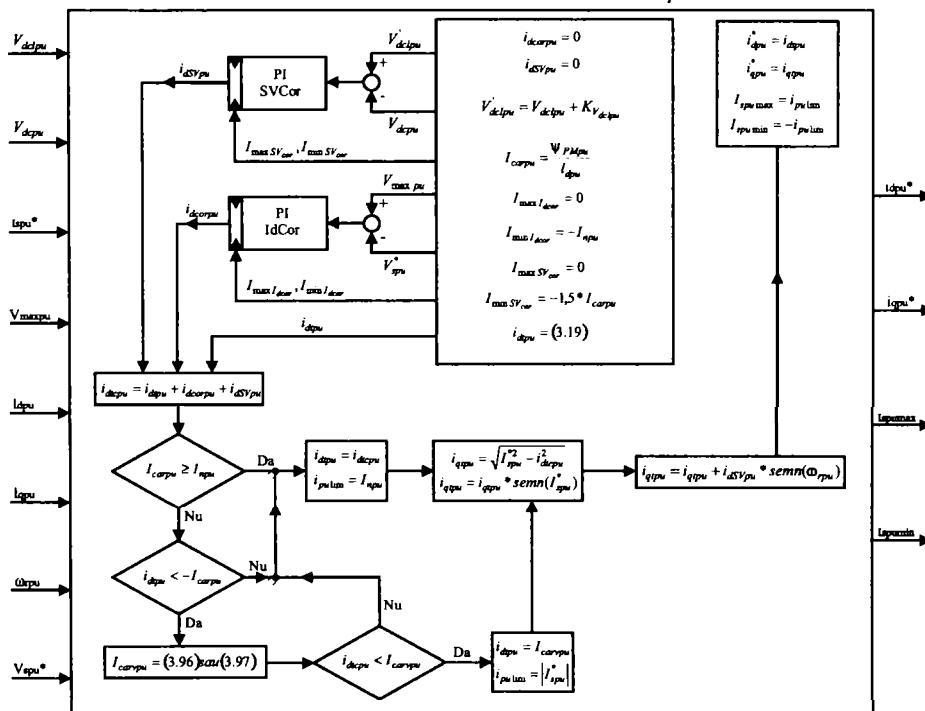


Fig. 4.11 Diagrama bloc de calcul al curenților de referință în cazul în care se folosește ca reacție V_{maxpu} iar ieșirea regulatorului de viteză este I_{spu}^*

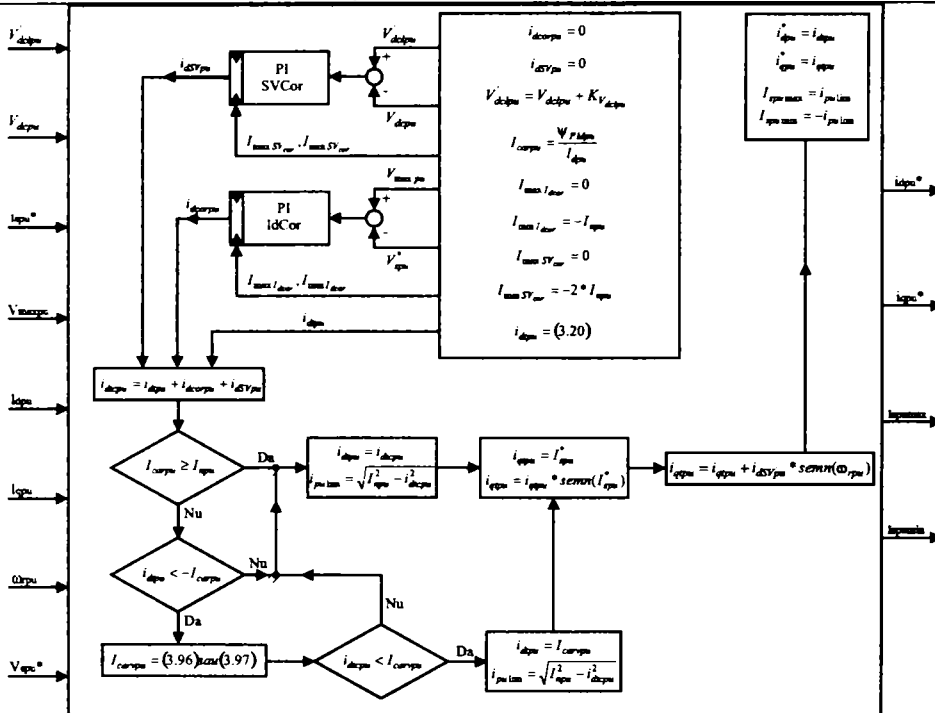


Fig. 4.12 Diagrama bloc de calcul al curenților de referință în cazul în care se folosește ca reacție V_{maxpu} iar ieșirea regulatorului de viteză este i_{qpu}^*

În extremă opusă se află cazul MSMPI la care $I_{dpu} \neq I_{qpu}$ și $I_{carpu} < I_{npu}$, în acest caz există și regiunea de tensiune regiune în care pentru determinarea valorilor de referință ale curenților trebuie aplicate niște relații de calcul destul de complicate. În cazul MSMPI modul de determinare a curenților de referință se poate simplifica în cazul în care în regiunea de tensiune se consideră $i_{dpu}^* = I_{carpu}$, care are ca dezavantaj reducerea cuplului electromagnetic ce poate fi dezvoltat de motor în această regiune.

4.2.1.3 Calculul tensiunilor de referință în cazul SCSFES

În cazul SCSFES pentru determinarea tensiunilor de referință se folosește ecuațiile volt-ampere în referențial rotoric în per-unit vezi relațiile (2.135) și (2.136). Plecând de la aceste relații în regim staționar ($\frac{d}{dt} = 0$) se pot scrie următoarele relații:

$$V_{dpu}^* = r_{pu} (i_{dpu}^* + i_{dcpu}^*) - \omega_{rpm} l_{qpu} (i_{qpu}^* (i_{qpu}^* - i_{qcpu}^*)) \quad (4.35)$$

$$V_{qpu}^* = r_{pu} (i_{qpu}^* - i_{qcpu}^*) + \omega_{rpm} (\psi_{PMpu} + l_{dpu} (i_{dpu}^* (i_{dpu}^* + i_{dcpu}^*))) \quad (4.36)$$

unde:

V_{dpu}^* , V_{qpu}^* reprezintă tensiunea de referință în per-unit calculată după cele 2 axe

i_{dpu}^* , i_{qpu}^* reprezintă curentul de referință în per-unit după cele 2 axe

i_{dcpu}^* , i_{qcpcu}^* reprezintă curentul de corecție în per-unit după cele 2 axe

$l_{dpu}(i_{dpu}^*)$, $l_{qpu}(i_{qpu}^*)$ reprezintă inductivitățile în per-unit după cele 2 axe, inductivități ce sunt dependente de valorile curentilor de referință în cazul fenomenului de saturație

ω_{rpu} viteza unghiulară mecanică a rotorului în per-unit

ψ_{PMpu} amplitudinea fluxului de înlănțuire în per-unit a magnetului permanent văzută din stator

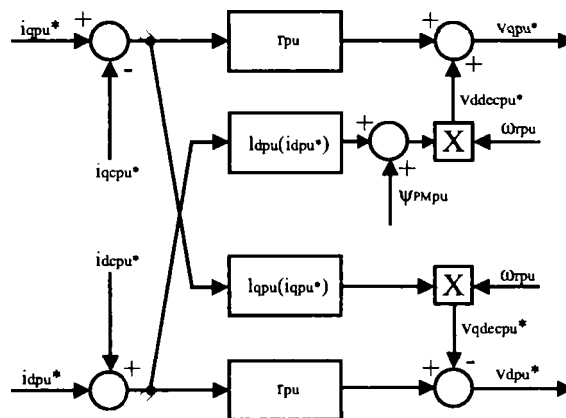


Fig. 4.13 Diagrama bloc de determinare a tensiunilor de referință în cazul SCSFES
În continuare se notează următorii termeni din relațiile (4.35), (4.36) cu:

$$V_{qdecpu}^* = \omega_{rpu} l_{qpu} \left(i_{qpu}^* \left(i_{qpu}^* - i_{qcpcu}^* \right) \right) \quad (4.37)$$

$$V_{ddecpu}^* = \omega_{rpu} \left(\psi_{PMpu} + l_{dpu} \left(i_{dpu}^* \left(i_{dpu}^* + i_{dcpcu}^* \right) \right) \right) \quad (4.38)$$

Tensiunile V_{ddecpu}^* , V_{qdecpu}^* reprezintă tensiunile de decuplare după axa „d” respectiv „q”. Cele două valori au rol important în modul de generare a tensiunii de referință în cazul SCSCES, respectiv în SCVOC.

Pe baza relațiilor de mai sus rezultă următoarea diagramă de determinare a tensiunilor de referință (vezi Fig. 4.13) în cazul SCSFES.

Curenții de corecție i_{dcpcu}^* , i_{qcpcu}^* sunt folosiți pentru limitarea curentului I_{maxpu} în cazul în care $I_{maxpu} > I_{npu}$. Condiția $I_{maxpu} > I_{npu}$ este implementată în hard prin intermediul unui comparator iar valoarea curentului maxim I_{maxpu} raportată la valoarea de referință I_{npu} este determinată prin intermediul unui port.

Algoritmul de limitare a curentului de vârf este prezentat în Fig. 4.14. Această soluție, reprezintă o soluție relativ simplă de limitare a curentului maxim ce trece prin fazele motorului independent de parametri și temperatura MSMPS. În cazul în care $I_{maxpu} > I_{npu}$ mai întâi este incrementat i_{qcpcu}^* , astfel că valoarea totală a curentului de referință după axa „q” este redus. În continuare dacă $I_{maxpu} > I_{npu}$ și $i_{qpu}^* = i_{qcpcu}^*$ este incrementat i_{dcpcu}^* astfel că valoarea curentului

după axa "d" este redusă în caz extrem până când $i_{dpu}^* = i_{dcpu}$ astfel că valorile tensiunilor de referință în per-unit după cele devine egale cu zero.

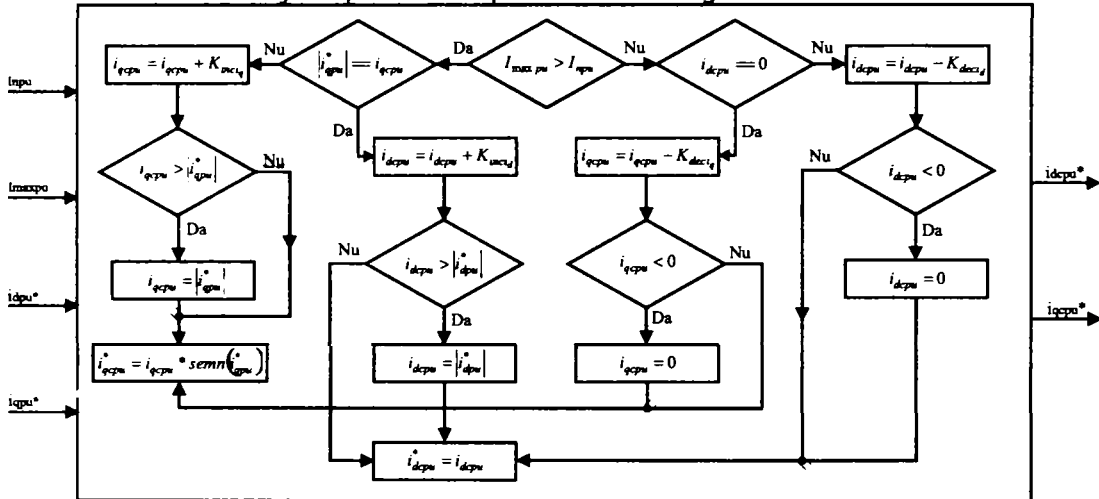


Fig. 4.14 Algoritm de limitare al curentului maxim de vârf I_{maxpu} ce trece prin fazele MSMPS

În cazul în care $I_{maxpu} < I_{npu}$ mai întâi este decrementat i_{dcpu} dacă $i_{dcpu} \neq 0$, deci curentul de referință după axa "d" este crescut și numai când $i_{dcpu} = 0$ este decrementată în continuare valoarea i_{qcpu} astfel că curentul de referință după axa "q" crește. În Fig. 4.14 constantele K_{inci_q} , K_{deci_q} , K_{inci_d} , K_{deci_d} sunt folosite pentru incrementarea respectiv decrementarea curenților de corecție i_{dcpu} , i_{qcpu} . Determinarea acestor constante se face experimental.

4.2.1.4 Calculul tensiunilor de referință în cazul SCSECE

În cazul SCSECE blocul de calculare a tensiunilor de referință este asemănător cu cel al SCVOC, singura deosebire constă în faptul că în acest caz ca reacție negativă în blocul de determinarea a tensiunilor de referință intervin curenții i_{destpu} , i_{qestpu} iar în cazul SCVOC intervin curenții mășurați prin intermediul senzorilor de curent. Și în acest caz în determinarea blocului de calculare a curenților se pleacă de la ecuațiile volt-ampere în referențial rotoric în per-unit vezi relațiile (2.135) și (2.136). Astfel pe baza acestor relații rezultă blocul de calculare a tensiunilor de referință prezentat în Fig. 4.15.

Tensiunile de decuplare după axa „d” respectiv „q” v_{ddecpu}^* , v_{qdecpu}^* se rescriu în acest caz sub forma:

$$v_{qdecpu}^* = \omega_{rpu} i_{qpu} \left(i_{qpu}^* \right)_{qpu}^* \quad (4.39)$$

$$v_{ddecpu}^* = \omega_{rpu} \left(\psi_{PMpu} + i_{dpu} \left(i_{dpu}^* \right)_{dpu}^* \right) \quad (4.40)$$

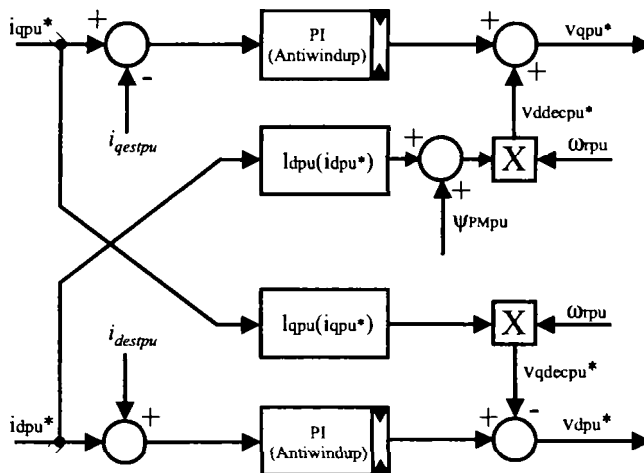


Fig. 4.15 Blocul de calculare a tensiunilor de referință v_{dpu}^* , v_{qpu}^* în cazul SCSCEC

În determinarea tensiunilor de referință intervin două regulatoare de tip PI (după axa „d” respectiv „q”) care au ca mărime de intrare erorile curenților după cele două axe (diferența dintre curentul de referință respectiv curentul estimat). Prin intermediul celor două regulatoare se poate controla valoarea curentului în cele două axe. Modul de estimare a curenților i_{destpu} , i_{qestpu} este prezentat într-un paragraf ulterior.

Pentru a determina parametrii regulatorului de tip PI folosit pentru controlarea curentului după cele două axe („d”, „q”) trebuie cunoscut modelul matematic al buclei de reglaj a curentului după aceste două axe. În determinarea acestui model matematic se consideră împreună blocul de determinare a tensiunilor de referință împreună cu modelul matematic ortogonal în referențialul rotoric al MSMPS (vezi Fi . 4.16).

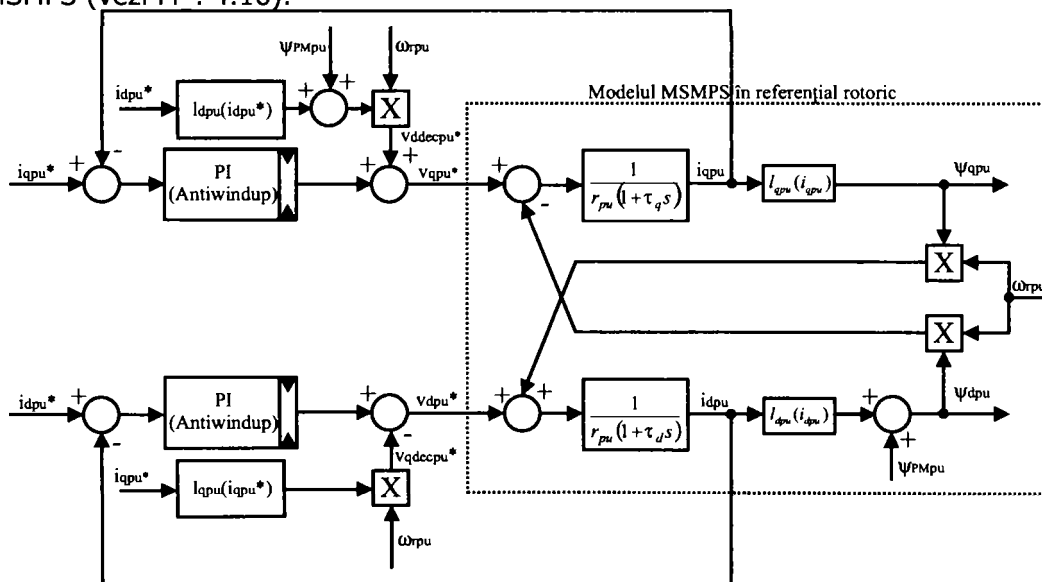


Fig. 4.16 Diagrama bloc în referențialul rotoric al blocului de determinare a tensiunilor de referință împreună cu modelul matematic al MSMPS

Astfel din Fig. 4.16 rezultă modelul matematic al buclei de reglaj a curentului în axa „d” (Fig. 4.17 a) în planul „s”, b) în planul „Z” (timp discret)) respectiv „q” (Fig. 4.17 c) în planul „s”, d) în planul „Z” (timp discret)). Cu ajutorul acestui model matematic se poate determina parametrii regulatorului de tip PI, folosind aceeași metodă utilizată și pentru determinarea parametrilor regulatorului de viteză.

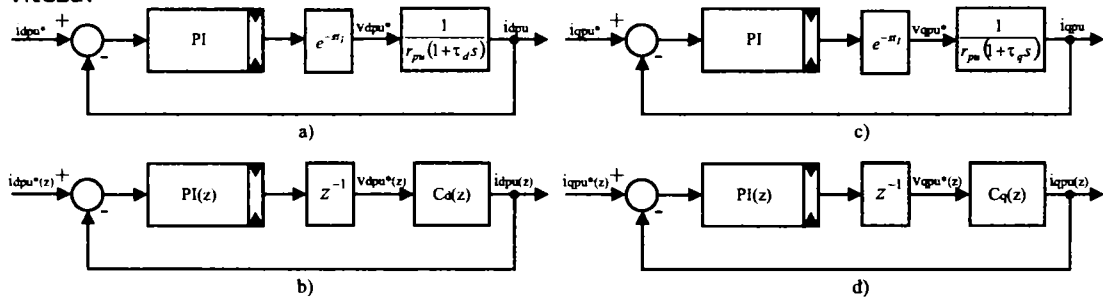


Fig. 4.17 Modelul matematic al buclei de curent după axa „d” (a) în planul „s”, b) în planul „Z”, respectiv după axa „q” (c) în planul „s”, d) în planul „Z”

În Fig. 4.17 t_I reprezintă perioada de eșantionare a buclei de curent. În modelul matematic al buclei de curent este introdusă o întârziere egală cu t_I (e^{-st_I} , sau z^{-1}) întârziere ce apare în sistemului real datorită timpului de calcul al sistemului digital, respectiv al timpului necesar pentru ca tensiunile de referință calculate să devină active.

Așa cum se poate vedea și din Fig. 4.16 și Fig. 4.17 funcțiile de transfer ale circuitului electromagnetic după axa „d” respectiv „q” sunt date de relațiile:

$$C_{d,q}(s) = \frac{1}{r_{pu}(1 + \tau_{d,q}s)} \quad (4.41)$$

unde:

$$\tau_d = \frac{L_d}{r} = \frac{l_{dpu}}{r_{pu} 2\pi f_b} \quad \tau_q = \frac{L_q}{r} = \frac{l_{qpu}}{r_{pu} 2\pi f_b} \quad (4.42)$$

În planul „Z” dacă se aplică “zero-order hold effect” se obțin următoarele expresii pentru funcțiile de transfer ale circuitului electromagnetic după cele două axe:

$$C_{d,q}(z) = (1 - z^{-1}) Z\left(\frac{C_{d,q}(s)}{s}\right) = \frac{\left(1 - e^{-\frac{t_I}{T_{d,q}}}\right)}{r_{pu} \left(z - e^{-\frac{t_I}{T_{d,q}}}\right)} \quad (4.43)$$

O altă variantă de determinare a funcțiilor de transfer în planul „Z” este folosind una din relațiile (4.10-4.12).

Funcțiile de transfer ale regulatorilor PI se pot scrie în Laplace sub forma:

$$PI_{d,q}(s) = k_{pd,q} + \frac{k_{id,q}}{s} = \frac{k_{id,q}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd,q}}{k_{id,q}} s\right) \quad (4.44)$$

sau în planul „Z” utilizând relația (4.10):

$$PI_{d,q}(z) = k_{pd,q} + \frac{k_{id,q}t_I}{1-z^{-1}} \quad (4.45)$$

Modelul matematic în planul „Z” este utilizat pentru implementarea digitală a regulatorului de tip PI. Pentru determinarea parametrilor regulatorilor se poate folosi modelul matematic al buclei de curent, în planul „s” sau în planul „Z”. În continuare pentru determinarea parametrilor regulatorilor se folosește aceeași metodă ca pentru regulatorul de viteză utilizând modelul matematic al buclei de curent în planul „s” astfel că se definește funcția de transfer a buclei deschise:

$$FRV_{BDd,q}(s) = e^{-st_I} PI_{d,q}(s) C_{d,q}(s) \quad (4.46)$$

respectiv funcțiile de transfer ale buclei închise:

$$FRV_{B\hat{I}d,q}(s) = \frac{FRV_{BDd,q}(s)}{1 + FRV_{BDd,q}(s)} \quad (4.47)$$

Astfel pentru determinarea parametrilor regulatorilor se pun condițiile:

$$\left| FRV_{BDd,q}(j\omega_f) \right| = 1 \quad (4.48)$$

$$\angle FRV_{BDd,q}(j\omega_f) = -180 + RF_{d,q} \quad (4.49)$$

În acest caz se notează:

$$T_{PI d} = \frac{k_{pd}}{k_{id}} \quad T_{PI q} = \frac{k_{pq}}{k_{iq}} \quad (4.50)$$

Din condițiile (4.48), respectiv (4.49) rezultă:

$$T_{PI d,q} = \frac{\tau_{d,q} \omega_f \operatorname{tg}(\omega_f t_I) - 1 + \tau_{d,q} \omega_f \operatorname{tg}(-180 + RF_{d,q}) + \operatorname{tg}(-180 + RF_{d,q}) \operatorname{tg}(\omega_f t_I)}{\omega_f \operatorname{tg}(-180 + RF_{d,q}) - \omega_f^2 \tau_{d,q} \operatorname{tg}(-180 + RF_{d,q}) \operatorname{tg}(\omega_f t_I) + \omega_f^2 \tau_{d,q} + \omega_f \operatorname{tg}(\omega_f t_I)} \quad (4.51)$$

$$k_{id,q} = \frac{r_{pu} \omega_f (1 + \tau_{d,q}^2 \omega_f^2)}{\cos(\omega_f t_I) \sqrt{k_{1d,q}^2 + k_{2d,q}^2}}$$

$$k_{pd,q} = k_{id,q} T_{PI d,q} \quad (4.52)$$

$$k_{id,qh} = t_I k_{id,q} \quad (4.53)$$

unde:

$$k_{1d,q} = \left(\omega_f T_{PI d,q} - \omega_f \tau_{d,q} - \operatorname{tg}(\omega_f t_I) - \omega_f^2 \tau_{d,q} T_{PI d,q} \operatorname{tg}(\omega_f t_I) \right)$$

$$k_{2d,q} = \left(1 + \omega_f^2 \tau_{d,q} T_{PI d,q} + \omega_f T_{PI d,q} \operatorname{tg}(\omega_f t_I) - \omega_f \tau_{d,q} \operatorname{tg}(\omega_f t_I) \right)$$

În continuare se va considera un exemplu numeric în care $I_b = 8,81[A]$, $V_b = 3488[V]$, $n = 14$, $\omega_{rmb} = 157,08[rad/s]$, $r = 1[\Omega]$, $L_q = 0.175[H]$, $L_d = 0.165[H]$, $t_I = 0.00007[s]$, $RF_d = RF_q = 60^\circ$, iar $f_f = 400[Hz]$. Pentru determinarea rezultatelor din acest exemplu numeric, rezultate care sunt prezentate în continuare în acest paragraf, s-a folosit un program scris în Matlab 7.1 R14, "Anexa_2_DeterminareParametriiRegulatorCurentPU.m" vezi anexa 3.

Astfel se obțin următoarele valori pentru parametrii regulatorului de tip PI după cele două axe:

$$k_{pd} = 1,035$$

$$k_{pq} = 0,9753$$

$$k_{ihd} = 0.0712$$

$$k_{ihq} = 0,0674$$

În continuare se reprezintă diagramele Bode (răspunsul în frecvență) a buclei de curent după axa „d” respectiv „q”.

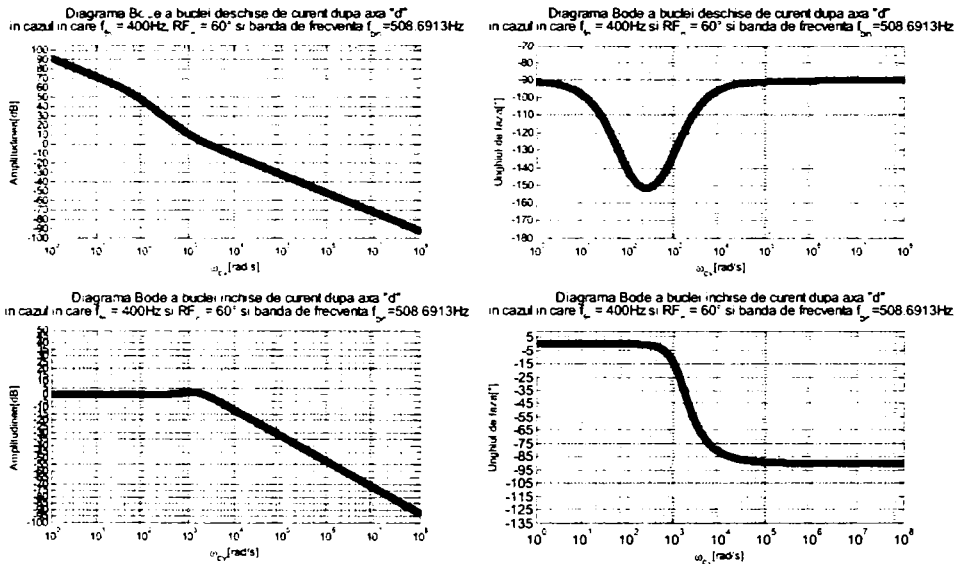


Fig. 4.18 Diagrama Bode a buclei deschise, respectiv a buclei închise de reglaj a curentului după axa „d”

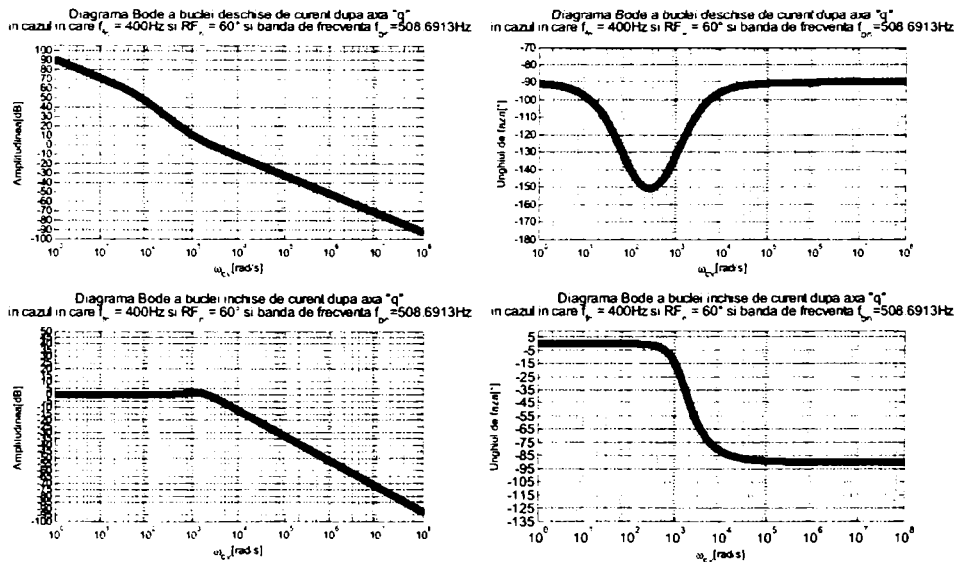


Fig. 4.19 Diagrama Bode a buclei deschise, respectiv a buclei închise de reglaj a curentului după axa „q”

4.2.1.5 Limitarea tensiunii de referință

Tensiunea de referință după cele două axe v_{dpu}^* , v_{qpu}^* obținute utilizând modelul matematic în referențial rotoric în per-unit al MSMPS, calculată prin intermediul blocului „Calculare tensiune referință” (vezi Fig. 4.2, Fig. 4.3) este în continuare limitată prin intermediul blocului „Limitare tensiune referință” obținându-se în final $v_{d\lim pu}^*$, $v_{q\lim pu}^*$.

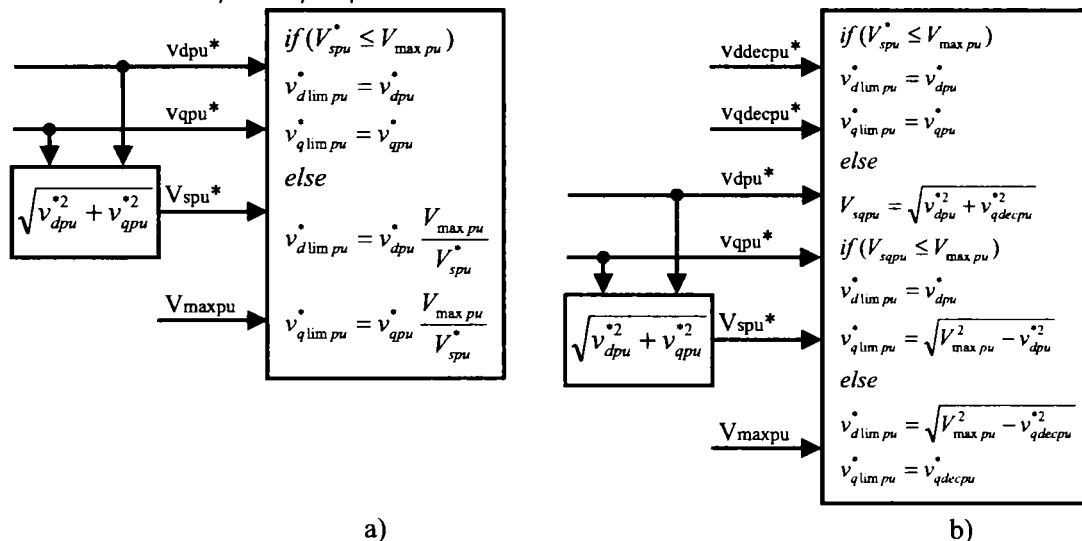


Fig. 4.20 Metode de limitare a tensiunii de referință dependent de valoarea maximă a tensiunii ce poate fi furnizată de convertorul de frecvență

Pentru limitarea tensiunii după cele două axe se folosește de asemenea modelul matematic în referențial rotoric în per-unit al MSMPS, și astfel se asigură faptul că amplitudinea tensiunii de referință nu depășește valoarea maximă a tensiunii ce poate fi furnizată de inverter, tensiune ce este dependentă de tensiunea rețelei de alimentare respectiv de puterea absorbită de MSMPS. În continuare sunt prezentate 2 variante de limitare a tensiunii de referință (vezi Fig. 4.20). Prin intermediul metodei de limitare a tensiunii prezentate în Fig. 4.20 a) amplitudinea tensiunii după cele două axe este modificată simultan, dar unghiul între vectorii de tensiune rămâne neschimbat în cazul în care amplitudinea tensiunii de referință $V_{spu}^* > V_{maxpu}$. În Fig. 4.20 b) este limitată de asemenea amplitudinea tensiunii după cele două axe, dar există posibilitatea de limitare a tensiunii numai după axa „q”. Varianta din Fig. 4.20 b) a fost propusă în [8] (vezi bibliografie capitolul 3) necesită un timp de calcul mai ridicat.

Observație: Metoda de limitarea a tensiunii de referință se poate aplica în ambele strategii de control scalare (SCSFEC și SCSECE). În cazul în care pentru calculul curenților de referință i_{dpu}^* , i_{qpu}^* se folosește ca reacție negativă tensiunea maximă ce poate fi furnizată de convertorul de frecvență V_{maxpu} (vezi Fig. 4.11 și Fig. 4.12) blocul de limitare a tensiunii de referință poate fi eliminat din schema de control.

4.2.1.6 Transformări de coordonate

Așa cum se poate vedea din Fig. 4.2 și Fig. 4.3 precum și din descrierea blocurilor ce intervin în sistemul de reglaj, descriere făcută în paragrafele anterioare, pentru SCSFES și SCSEEC propuse, se folosește modelul matematic ortogonal în coordonatele statorice, modelul „dq” al MSMPS. Numai pentru compensarea variației tensinii din circuitul de tensiune continuă respectiv blocul de generare a SVM se folosesc ca mărimi de intrare tensiunile de referință ale modelului matematic ortogonal în coordonatele statorice, modelul „αβ” al MSMPS.

Trecerea între diferitele modele matematice se face prin intermediul transformărilor de coordonate, transformări care sunt cunoscute în literatura de specialitate ca și sub denumirea de transformata Park respective Clarke. Aceste transformări de coordonate au fost abordate în capitolul 2 (vezi relațiile (2.47), (2.48), (2.69), (2.70), (2.102) și (2.103)) Pentru trecerea din sistemul de coordonate rotorice în cel statoric se folosește transformata inversă Park astfel că tensiunile de referință în referențial statoric sunt date de relațiile:

$$v_{apu}^* = v_d^* \lim pu \cos \theta_r - v_q^* \lim pu \sin \theta_r \quad (4.54)$$

$$v_{\beta pu}^* = v_d^* \lim pu \sin \theta_r + v_q^* \lim pu \cos \theta_r \quad (4.55)$$

4.2.1.7 Compensarea variației tensunii continue din circuitul de tensiune continuă

În cazul IST tensiunea din circuitul intermediar V_{dcpu} nu este constantă ci variază, mai exact există o componentă variabilă în această tensiune ce variază cu dublul frecvenței rețelei de alimentare, iar amplitudinea acestei componente variabile crește odată cu creșterea puterii absorbite de MSMPS. Dacă nu se are în vedere variația tensunii continue V_{dcpu} în generarea SVM, atunci pot să apară variații nedorite ale tensunii generate prin intermediul SVM. În Fig. 4.16 este prezentată o modalitate de compensare a tensunii de referință v_{apu}^* , $v_{\beta pu}^*$ în funcție de variația V_{dcpu} astfel ca generarea tensunii prin intermediul SVM să nu fie afectată de această variație.

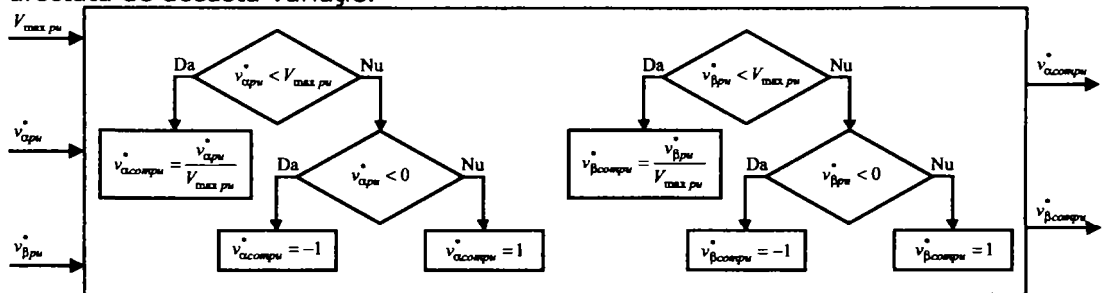


Fig. 4.21 Diagrama de compensare a tensunii de referință v_{apu}^* , $v_{\beta pu}^*$ în funcție de variația tensunii din circuitul intermediar de tensiune continuă V_{dcpu}

În diagrama din Fig. 4.21 este folosită $V_{max pu}$ în loc de tensiunea V_{dcpu} deoarece cele două tensiuni variază identic.

4.2.1.8 Compensarea timpului mort și a neliniarităților IST

În sistemul de reglaj IST introduce neliniarități datorită timpului mort respectiv a căderii de tensiune pe IGBT-uri respectiv diode. Datorită acestor neliniarități există o diferență între tensiunea de referință și tensiunea generată prin intermediul IST. În literatura de specialitate sunt prezentate diferite modalități de compensare a neliniarităților. În general aceste neliniarități sunt dependente de sensul curentului respectiv de amplitudinea curentului de fază. Pentru sistemul de control propus, compensarea neliniarităților IST s-a utilizat relațiile din [4]. Astfel se poate spune că tensiunea ce trebuie adăugată tensiunii de referință pentru a compensa neliniaritățile este dată de relația:

$$\Delta u_{cna,b,cpu}^* = \begin{cases} -\frac{1}{T_c} \left(V_{dcpu} t_m - \frac{V_{dcpu}^2 C_T Z_b}{2i_{a,b,cspu}} \right) & , i_{a,b,cspu} < -\frac{V_{dcpu} C_T Z_b}{t_m} \\ \frac{t_m^2}{2C_T Z_b T_c} i_{a,b,cspu} & , |i_{a,b,cspu}| < \frac{V_{dcpu} C_T Z_b}{t_m} \\ \frac{1}{T_c} \left(V_{dcpu} t_m - \frac{V_{dcpu}^2 C_T Z_b}{2i_{a,b,cspu}} \right) & , i_{a,b,cspu} > \frac{V_{dcpu} C_T Z_b}{t_m} \end{cases} \quad (4.56)$$

unde:

$\Delta u_{cna,b,cpu}^*$ tensiunea ce trebuie compensată datorită neliniarităților IST

C_T capacitatea IGBT-ului

t_m timpul mort

4.2.1.9 Estimare curenți

În SCS cu MSMPS există posibilitatea de estimare a curenților. Pentru estimarea curenților se pleacă de la modelul matematic ortogonal al MSMPS în referențial rotoric (vezi relațiile (2.135), (2.136)) astfel că putem scrie:

$$\frac{di_{pu}}{dt_b} = A i_{pu} + B v_{pu} + K_{PMpu} \quad (4.57)$$

unde:

$$i_{pu} = \begin{bmatrix} i_{dpu} \\ i_{qpu} \end{bmatrix}; \quad v_{pu} = \begin{bmatrix} v_{dpu} \\ v_{qpu} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_{dpu}} \\ 1 \\ \frac{1}{l_{qpu}} \end{bmatrix}$$

$$K_{PMpu} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_{rpu} \psi_{PMpu}}{l_{qpu}} \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{r_{pu}}{l_{dpu}} & \frac{\omega_{rpu} l_{qpu}}{l_{dpu}} \\ \frac{\omega_{rpu} l_{dpu}}{l_{qpu}} & -\frac{r_{pu}}{l_{qpu}} \end{bmatrix}$$

În cazul SCS așa cum se poate vedea și din diagramele (4.2), (4.3) ca mărimi electrice măsurate sunt i_{dcpu} , respectiv v_{dcpu} astfel că putem scrie (vezi 2.141):

$$P_{dcpu} = V_{dcpu} I_{dcpu} \approx \frac{3}{2} P_{dqpu} = \frac{3}{2} (v_{dpu} i_{dpu} + v_{qpu} i_{qpu}) \quad (4.58)$$

Deci putem scrie în continuare:

$$I_{dcpu} = C i_{pu} \quad (4.59)$$

unde:

$$C = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{dpu} & v_{qpu} \\ V_{dcpu} & V_{dcpu} \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Din ecuațiile (4.57), (4.60) se poate scrie un observator de stare de tip Luenberger sub forma:

$$\frac{d \hat{i}_{pu}}{dt_b} = A \hat{i}_{pu} + B v_{pu} + K_{PMpu} + L \left(I_{dcpu} - \hat{I}_{dcpu} \right) \quad (4.61)$$

unde:

\hat{i}_{pu} sunt curenții estimați ai modelului ortogonal în referențial rotor;
 \hat{I}_{dcpu} curentul din circuitul intermediar estimat utilizând relația (4.59)

L matricea compensatorului

Din relațiile (4.57) și (4.59) se poate demonstra că observatorul astfel determinat poate fi controlat și de asemenea îndeplinește condiția de observabilitate, astfel că condiția pentru a determina valorile compensatorului L este:

$$\left| sI - (A - LC^T) \right| = 0 \quad (4.62)$$

unde:

I este matricea identitate;

$$L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$$

În general ecuația caracteristică de ordinul 2 se poate scrie sub forma:

$$(s - p_1)(s - p_2) = s^2 + a_1 s + a_2 \quad (4.63)$$

unde $p_{1,2}$ sunt polii doriți ai ecuației caracteristice.

Pentru polii ecuației caracteristice de ordinul 2 se pot scrie următoarele relații:

$$p_{1,2} = \sigma \pm j\omega_d = \xi\omega_n + j\omega_n\sqrt{1 - \xi^2} \quad (4.64)$$

unde:

ξ coeficientul de amortizare

ω_n frecvența naturală neamortizată

În determinarea valorilor ξ și ω_n se ține seama de următoarele relații:

$$t_r = \frac{1,8}{\omega_n} \quad (4.65)$$

$$t_s = \frac{4.6}{\xi\omega_n} \quad (4.66)$$

$$M_p = e^{-\frac{\xi n}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (4.67)$$

unde:

t_r timpul de creștere

t_s timpul de stabilizare

M_p suprareglajul

Din condiția (4.62) și relația (4.63) rezultă pentru determinarea valorilor compensatorului următoarele relații:

$$I_1 = \frac{2}{3} \frac{V_{dcpu} \left(v_{dpu} \omega_{rpu} a_{111} - v_{qpu} a_{211} + v_{qpu} \omega_{rpu}^2 \right)}{v_{dpu}^2 \frac{\omega_{rpu} l_{qpu}}{l_{dpu}} + v_{qpu}^2 \frac{\omega_{rpu} l_{dpu}}{l_{qpu}} + v_{dpu} v_{qpu} \left(\frac{r_{pu}}{l_{dpu}} - \frac{r_{pu}}{l_{qpu}} \right)} \quad (4.68)$$

$$I_2 = \frac{2}{3} \frac{V_{dcpu} \left(v_{qpu} \omega_{rpu} a_{112} + v_{dpu} a_{212} - v_{dpu} \omega_{rpu}^2 \right)}{v_{dpu}^2 \frac{\omega_{rpu} l_{qpu}}{l_{dpu}} + v_{qpu}^2 \frac{\omega_{rpu} l_{dpu}}{l_{qpu}} + v_{dpu} v_{qpu} \left(\frac{r_{pu}}{l_{dpu}} - \frac{r_{pu}}{l_{qpu}} \right)} \quad (4.69)$$

unde:

$$a_{111} = \left(a_1 - \frac{r_{pu}}{l_{dpu}} - \frac{r_{pu}}{l_{qpu}} \right) \frac{l_{qpu}}{l_{dpu}} \quad a_{211} = \frac{r_{pu}}{l_{dpu}} \left(\frac{r_{pu}}{l_{dpu}} - a_1 \right) + a_2$$

$$a_{112} = \left(a_1 - \frac{r_{pu}}{l_{dpu}} - \frac{r_{pu}}{l_{qpu}} \right) \frac{l_{dpu}}{l_{qpu}} \quad a_{212} = \frac{r_{pu}}{l_{qpu}} \left(\frac{r_{pu}}{l_{qpu}} - a_1 \right) + a_2$$

În cazul MSMPES ($l_{dpu} = l_{qpu}$) relațiile (4.68), (4.69) se pot rescrie sub forma:

$$I_1 = \frac{2}{3} \frac{V_{dcpu} \left(v_{dpu} \omega_{rpu} a_{111} - v_{qpu} a_{211} + v_{qpu} \omega_{rpu}^2 \right)}{V_{spu}^2 \omega_{rpu}} \quad (4.70)$$

$$I_2 = \frac{2}{3} \frac{V_{dcpu} \left(v_{qpu} \omega_{rpu} a_{112} + v_{dpu} a_{212} - v_{dpu} \omega_{rpu}^2 \right)}{V_{spu}^2 \omega_{rpu}} \quad (4.71)$$

iar,

$$a_{111} = a_{112} \quad a_{211} = a_{212}$$

Din relația (4.61) aplicând transformata Laplace și considerând relația (4.10) rezultă relațiile în discret de estimare a curenților după axa „d” respectiv „q” sub forma:

$$\hat{i}_{dpuk} = \left(1 - \frac{r_{pu}}{l_{dpu}} t_b \right) \hat{i}_{dpuk-1} + \frac{l_{qpu}}{l_{dpu}} t_b \omega_{rpu} \hat{i}_{qpuk-1} + \frac{t_b}{l_{dpu}} v_{dpuk} + l_1 t_b \left(I_{dcpu} - \hat{I}_{dcpu} \right) \quad (4.72)$$

$$\hat{i}_{qpuk} = \left(1 - \frac{r_{pu}}{l_{qpu}} t_b\right) \hat{i}_{qpuk-1} - \frac{l_{dpu}}{l_{qpu}} t_b \omega_{rpmk} \hat{i}_{qpuk-1} - \frac{\psi_{PMpu}}{l_{qpu}} \omega_{rpmk} + \frac{t_b}{l_{qpu}} v_{qpuk} + l_2 t_b \left(I_{dcpuk} - \hat{I}_{dcpuk}\right) \quad (4.73)$$

4.2.1.10 Estimarea poziției și vitezei utilizând 2 senzori Hall

Pentru determinarea poziției absolute a rotorului față de stator θ_{rpm} respectiv pentru determinarea vitezei unghiulare mecanice (electrice) de rotație a rotorului față de stator ω_{rpm} (ω_{rpu}) în general în sistemele de reglaj cu MSMPS utilizate în aplicații de puteri reduse se folosesc doi Hall senzori „Hall1”, „Hall2”.

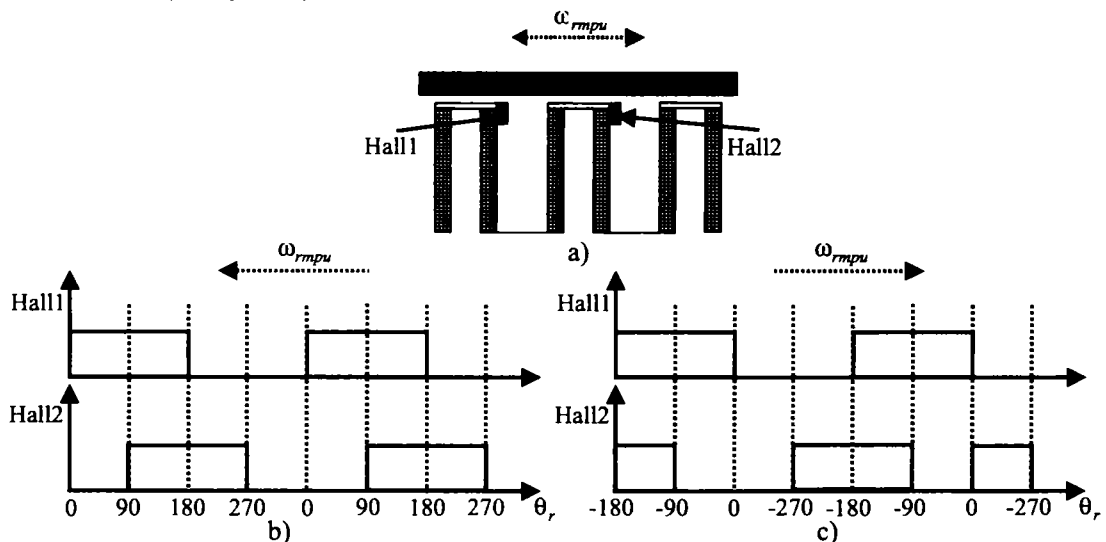


Fig. 4.22 Modul de amplasare a senzorilor Hall a) precum și semnalele electrice ce se obțin în ambele senzori de rotație b) și c)

În Fig. 4.22 a) este prezentat modul cum sunt amplasați cei doi senzori în stator în cazul unui MSMPSDD. În Fig. 4.22 b), c) sunt prezentate semnalele electrice ce se obțin prin intermediul celor doi senzori în ambele sensuri de rotație ale MSMPS. În concluzie cu ajutorul celor doi senzori se poate obține informația de poziție a rotorului la fiecare 90° electrice precum și sensul de rotație al MSMPS. Aceste două semnale electrice obținute de la cei doi senzori Hall se folosesc ca semnale de intrare pentru două timere configurate să măsoare timpul dintre cele două fronturi ale semnalului (crescător – descrescător sau descrescător – crescător).

Cu fiecare front al semnalului electric este generată o intrerupere în soft. În intrerupere este citită starea senzorilor, astfel este determinată noua poziție a rotorului respectiv sensul de rotație a MSMPS. Pe baza valorii aflate în registrul timerului se poate calcula viteza de rotație a MSMPS. Pentru calculul vitezei de rotație medii a MSMPS în per-unit între două semnale obținute de la senzorii Hall se folosește următoarea relație:

$$\omega_{rmedpu} = \omega_{rpu} = \omega_{rpmu} = \frac{f_{timer}}{2f_b V_{ctimer}} \quad (4.74)$$

unde:

ω_{rmedpu} viteza unghiulară medie de rotație a MSMPS între două semnale Hall

f_{timer} frecvența de contorizare a timerului

V_{ctimer} valoarea contorizată de timer între fronturi ale semnalului electric la frecvența

f_{timer}

Între două semnale electrice obținute de la senzorii Hall estimarea poziției rotorului se poate face prin intermediul relației următoare în cazul în care viteza unghiulară de rotație este constantă:

$$\theta_{rpuk} = \theta_{rpuk-1} + \omega_{rpu} t_{act\theta_r} \quad (4.75)$$

unde:

$t_{act\theta_r}$ perioada de actualizare a estimării poziției rotorului

În cazul în care viteza unghiulară nu este constantă, mai ales în cazul pornirii MSMPS se pot folosi următoarele relații pentru determinarea vitezei unghiulare de rotație:

$$\omega_{rmedpu} = \omega_{rpu} = \omega_{rmpu} = \frac{f_{timer}}{2f_b V_{ctimer}} + K_{cu} I_{spu} \frac{V_{ctimer}}{2f_{timer}} \quad (4.76)$$

$$\omega_{rpuk} = \omega_{rpuk-1} + K_{cu} I_{spu} t_{act\omega_r} \quad (4.77)$$

unde:

$t_{act\omega_r}$ perioada de actualizare a estimării vitezei unghiulare de rotație

4.2.1.11 Estimarea inductivităților MSMPS cu considerarea efectului de saturație

MSMPS utilizate în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW (de exemplu aplicații de uz casnic, compresoare, ventilatoare, etc), sunt în general proiectate astfel ca dimensiunile motorului să fie cât mai reduse, deoarece se urmărește obținerea unui preț cât mai redus. Aceste MSMPS sunt în general afectate de saturație, astfel că pentru obținerea unui SCS cât mai performant se consideră în sistemul de reglaj variația inductivității în funcție de curentul de referință $I_{dpu}(i_{dpu}^*)$, $I_{qpu}(i_{qpu}^*)$.

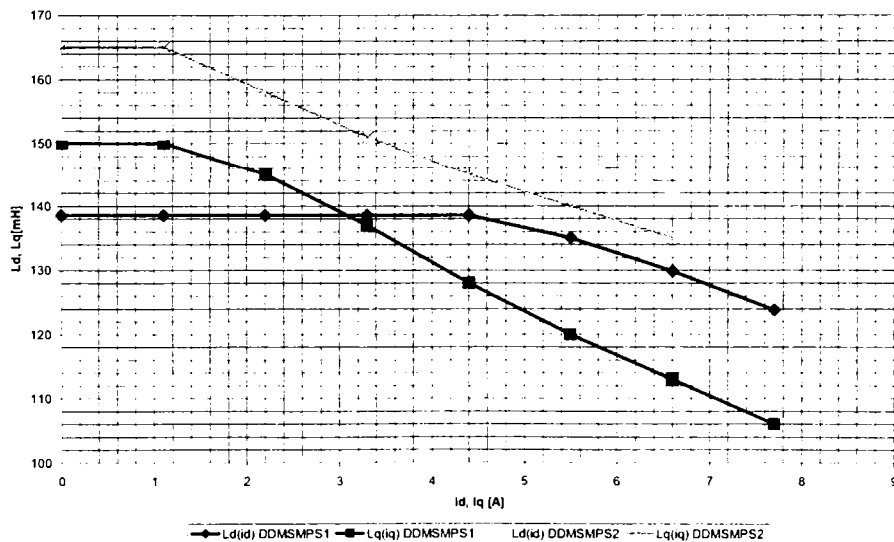


Fig. 4.23 Variația inductivității L_d , L_q în funcție de curent

În Fig. 4.23 se prezintă variația inductivității funcție de curent pentru două MSMPSDD determinată experimental. Inductivitatea I_{qpu} este mai puternic afectată de saturație decât inductivitatea I_{dpu} . În literatura de specialitate sunt propuse diferite modalități de determinare a unei expresii analitice ce determină variația inductivității în funcție de curent. În lucrarea de față în SCS variația inductivității funcție de curent este introdusă tabelar.

4.3 Analiza performanțelor SCS cu MSMPS utilizând 2 senzori Hall

În acest paragraf se prezintă performanțele obținute experimental ale SCS cu MSMPS, în cazul utilizării diferitelor algoritme de control prezentate mai sus. Diferitele algoritme de control propuse ale SCS cu MSMPS au fost implementate la nivel de DSC, astfel că rezultatele experimentale de mai jos au fost obținute cu ajutorul unui SCS a cărui structură este prezentată în paragraful 4.1, iar ca stand de încercare folosit este cel prezentat în paragraful 6.5. Diferitele mărimi care sunt prezentate în figurile de mai jos sunt achiziționate prin intermediul a doua programe ce rulează la nivel de calculator și prin intermediul cărora pot fi setate, vizualizate și achiziționate diferite mărimi ce sunt analizate mai jos precum și cu ajutorul unui osciloscop. Prin intermediul unui program se poate comunica cu IST și astfel cu SCS implementat, prin intermediul unei comunicații seriale, astfel că se pot seta diferite mărimi ale algoritmului de control (cum ar fi de exemplu turația de referință și gradientul de creștere a turației de referință), și în același timp se pot vizualiza, respectiv achiziționa diferite mărimi ale SCS, mărimi ale SCS ce sunt calculate sau măsurate. Un alt program este utilizat pentru a comunica cu frâna, respectiv cu analizorul de putere al standului de încercare prin intermediul unei interfețe GPIB, astfel că în cazul frânei pot fi setate cuplul rezistent ce trebuie dezvoltat de frână precum și profilul acestui cuplu, iar ca mărimi ce pot fi achiziționate sunt cuplul dezvoltat de MSMPS, turația MSMPS, respectiv puterea mecanică, iar prin intermediul analizorului de putere trifazat pot fi achiziționate diferitele mărimi electrice (tensiune, curenți, putere, factor de putere....).

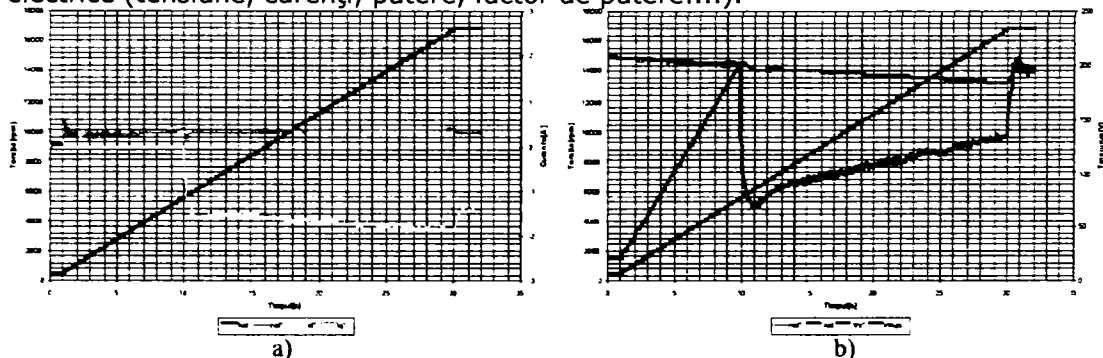


Fig. 4.24 Performanțele SCS în cazul în care pentru generarea curenților de referință se folosesc parametrii MSMP: a) variația n_{el}^* , n_{el} , I_d^* , I_q^* în funcție de timp; b) variația V_S^* ,

V_{max} , n_{el}^* , n_{el} în funcție de timp

În continuare se prezintă performanțele SCS cu MSMPS în zona slăbirii de câmp, folosind cele 3 metode de generare a curenților de referință din paragraful 4.2.1.2. Analiza performanțelor SCS în zona de slăbire de câmp se face prin

accelerarea unei MSMPSDD, în cazul în care cuplul sarcină de la arborele motorului este $T_s = 0$, sau $T_s \neq 0$.

În Fig. 4.19 sunt prezentate performanțe SCS în cazul în care pentru generarea curenților de referință i_{dpu}^* , i_{qpu}^* se folosesc parametrii MSMPS, ieșirea regulatorului de viteză este I_{spu}^* (vezi Fig. 4.10), iar $T_s = 0$.

În Fig. 4.24 se poate observa variația curenților de referință i_d^* , i_q^* calculați din parametrii MSMPS, respectiv variația tensiunii de referință V_s^* în cazul în care turația MSMPS variază de la 560 rpm la 16400 rpm cu un gradient de 460 rpm/s .

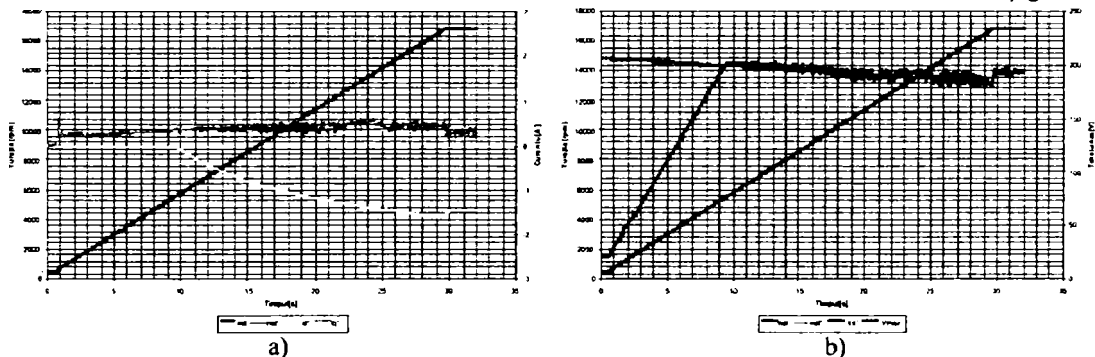


Fig. 4.25 Performanțele SCS în cazul în care pentru generarea curenților de referință se folosește reacția tensiunii V_{max} , iar ieșirea regulatorului de viteză este I_s^* : a) variația n_{el}^* ,

i_d^* , i_q^* în funcție de timp; b) variația V_s^* , V_{max} , n_{el}^* , n_{el} în funcție de timp

Din variația tensiunii V_s^* se poate observa că curenții de referință i_d^* , i_q^* nu sunt generați optimal, astfel că $V_s^* \leq V_{max}$, având ca rezultat un randament mai scăzut al SCS.

În continuare se reprezintă performanțele obținute în cazul în care pentru generarea curenților de referință i_d^* , i_q^* se folosesc algoritmele de control prezentate în Fig. 4.11, respectiv Fig. 4.12, iar $T_s = 0$. Din Fig. 4.25, respectiv Fig. 4.26 se poate spune că performanțele SCS în cazul algoritmilor de generare a curenților de referință din V_{max} și valoarea de referință a I_s^* sau i_q^* sunt superioare algoritmului de control de generare a curenților de referință din parametrii mașinii. De asemenea se poate spune că nu există diferențe în performanțele SCS în cazul ultimelor două variante de control.

Așa cum se poate vedea din Fig. 4.11 și Fig. 4.12, în cazul acestor algoritme de control există posibilitatea de frânare. În cazul convertoarelor de frecvență utilizate în aplicații de puteri reduse nu există posibilitatea pompării energiei în rețeaua de alimentare, astfel că în cazul frânării generative energia electrică este pompată în circuitul intermediar de tensiune continuă. În cazul ultimelor două algoritme de generare a curenților de referință, în cazul în care tensiunea $V_{dcpu} > V_{dclpu} + K_{Vdclpu}$, curentul în axa „q” este redus, iar curentul în axa „d” este

crescut până la valoarea maximă I_{npu} sau I_{carpu} . Astfel că energia înmagazinată în circuitul intermediar de tensiune continuă este disipată din nou în motor.

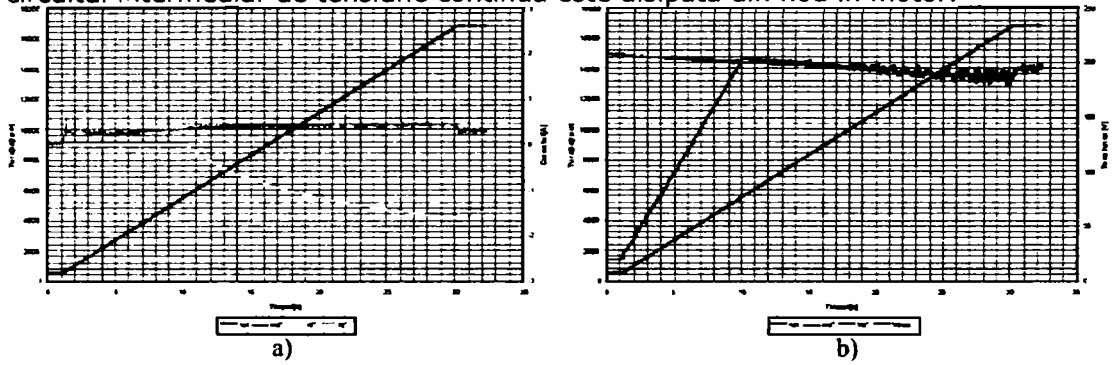


Fig. 4.26 Performanțele SCS în cazul în care pentru generarea curenților de referință se folosește reacția tensiunii V_{max} , iar ieșirea regulatorului de viteză este i_q^* : a) variația n_{el}^* , n_{el} , i_d^* , i_q^* în funcție de timp; b) variația V_s^* , V_{max} , n_{el}^* , n_{el} în funcție de timp

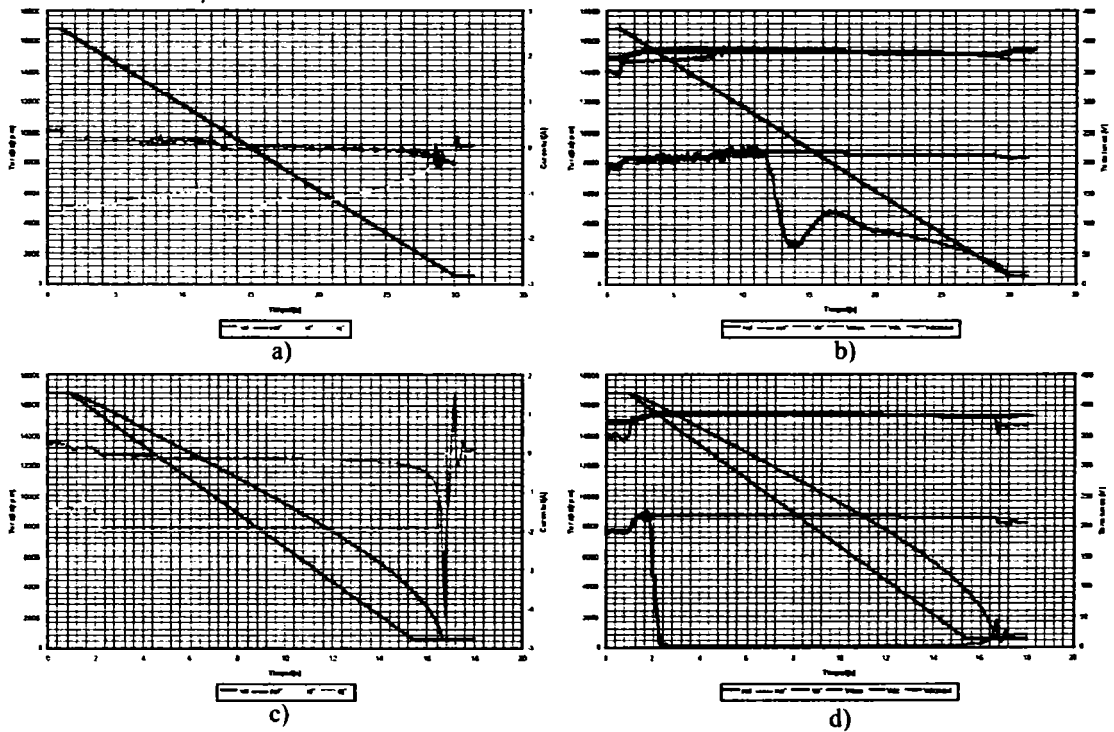


Fig. 4.27 Performanțele de frânare a SCS în cazul în care pentru generarea curenților de referință se folosește reacția tensiunii V_{max} , iar ieșirea regulatorului de viteză este I_s^* : a) variația n_{el}^* , n_{el} , i_d^* , i_q^* în funcție de timp în cazul unui gradient de 560 rpm/s; b) variația V_s^* , V_{max} , V_{dc} , V_{dcl} , n_{el}^* , n_{el} în funcție de timp în cazul unui gradient de 560 rpm/s; c) variația n_{el}^* , n_{el} , i_d^* , i_q^* în funcție de timp în cazul unui gradient de 1120 rpm/s; d) variația V_s^* , V_{max} , V_{dc} , V_{dcl} , n_{el}^* , n_{el} în funcție de timp în cazul unui gradient de 1120 rpm/s

În Fig. 4.27 , Fig. 4.28 sunt prezentate performanțele de frânare de la turația de 16400 rpm la 560 rpm. În Fig. 4.27 a), b) respectiv Fig. 4.28 a), b) gradientul de frânare este de 560 rpm/s, astfel că de la, 16400 rpm până la 12200 rpm MSMPS funcționează în regim de motor ($V_{dcpu} < V_{dclpu} + K_{Vdclpu}$), iar de la 12200 rpm până la 560 rpm MSMPS funcționează în regim de generator, astfel că $V_{dcpu} \approx V_{dclpu} + K_{Vdclpu}$.

În cazul Fig. 4.27 c), d) respectiv Fig. 4.28 c), d) gradientul de frânare este de 1120 rpm/s, iar MSMPS nu poate fi frânată cu un astfel de gradient. În cazul motorului testat $I_{npu} > I_{carpu}$, astfel că $i_{dpu}^* \approx I_{carpu}$, iar curentul de frânare i_{qpu} este crescut pe măsură ce puterea înmagazinată în circuitul de tensiune continuă este disipată în motor. Și în cazul frânării se poate spune că nu există o diferență între cele două algoritme de control, algoritme de control ce folosesc tensiunea V_{max} , respectiv ieșirea regulatorului de viteză I_s^* , sau i_{qpu}^* pentru generarea curenților de referință i_d^*, i_q^* .

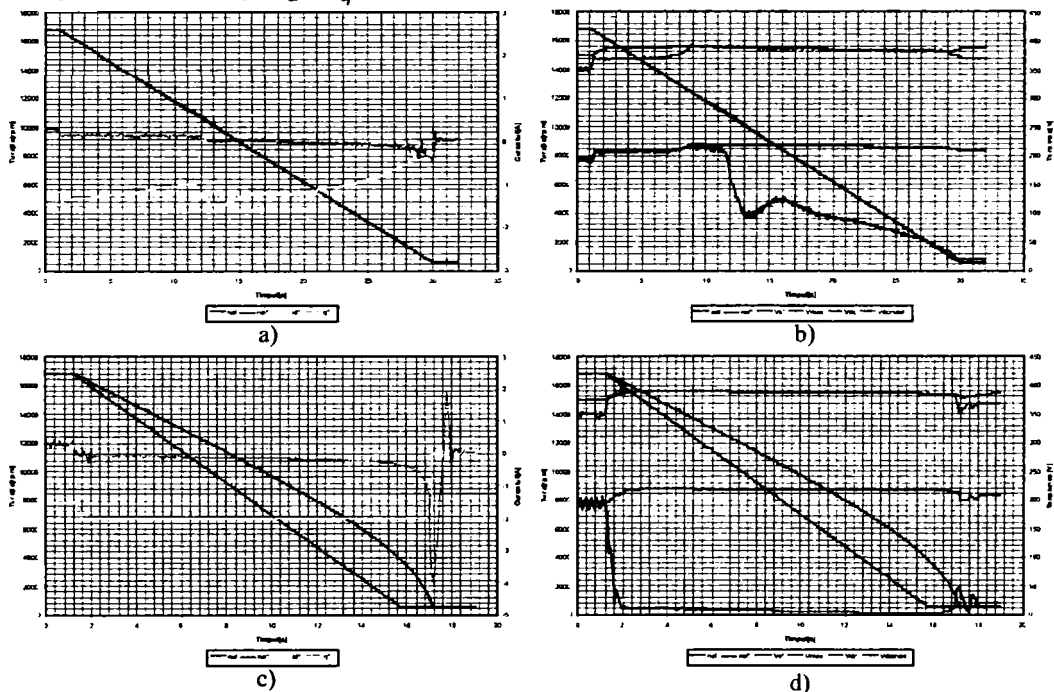


Fig. 4.28 Performanțele de frânare a SCS în cazul în care pentru generarea curenților de referință se folosește reacția tensiunii V_{max} , iar ieșirea regulatorului de viteză este i_q^* : a) variația $n_{el}^*, n_{el}, i_d^*, i_q^*$ în funcție de timp în cazul unui gradient de 560 rpm/s; b) variația $V_s^*, V_{max}, V_{dc}, V_{dcl}, n_{el}^*, n_{el}$ în funcție de timp în cazul unui gradient de 560 rpm/s; c) variația $n_{el}^*, n_{el}, i_d^*, i_q^*$ în funcție de timp în cazul unui gradient de 1120 rpm/s; d) variația $V_s^*, V_{max}, V_{dc}, V_{dcl}, n_{el}^*, n_{el}$ în funcție de timp în cazul unui gradient de 1120 rpm/s. Cu ajutorul unui stand de încercare vezi paragraful 6.5 s-a măsurat cuplul maxim ce poate fi dezvoltat de MSMPS în zona de slăbire de câmp în cazul celor trei strategii

de control propuse pentru generarea curenților de referință. Rezultatele experimentale sunt prezentate în figura de mai jos (Fig. 4.29). Se poate observa că în cazul algoritmului de control de generare a curenților de referință din parametrii MSMPS cuplul maxim dezvoltat de motor respectiv randamentul este inferior metodelor de determinare a curenților de referință folosind reacția tensiunii maxime V_{max} , iar în cazul ultimelor două variante performanțele obținute sunt identice.

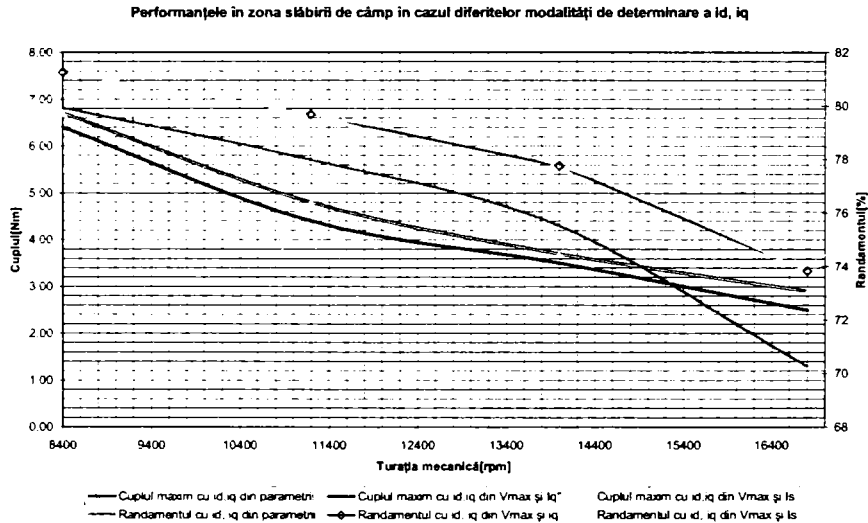


Fig. 4.29 Performanțele SCS (variația cuplului în funcție de turație respectiv a randamentului în funcție) în zona slăbirii de câmp în cazul celor trei strategii de control propuse

Performanțele inferioare ale SCS în cazul primei metode de generare a curenților de referință se datorează faptului că tensiunea de referință generată V_S^* este mai mică decât tensiunea maximă V_{max} ce poate fi dezvoltată de inverter, deși în relațiile folosite pentru determinarea curenților de referință sa ținut cont de efectul de saturație (de variația inductivităților după axa „d” respectiv „q” în funcție de curenții de referință).

Un ultim test ce s-a efectuat pentru a dovedi superioritatea performanțelor SCS în cazul generării curenților de referință prin intermediul ultimelor variante este acela de a analiza timpul necesar pentru a accelera MSMPSDD de la 540 rpm la 14000rpm (vezi Fig. 4.30 a), b)) în cazul în care cuplul de sarcină este $T_S = 3,2Nm$, respectiv timpul necesar pentru a accelera MSMPSDD de la 540 rpm la 16400rpm (vezi Fig. 4.30 c), d)) în cazul în care cuplul de sarcină $T_S = 2,2Nm$.

În continuare se va face analiza performanțelor SCS în zona de cuplu constant în cazul în care turația sistemului acționat este de 40rpm. În cazul MSMPSDD această turație reprezintă și turația motorului. Pentru analiza performanțelor SCS în zona de cuplu constant se va folosi un MSMPSDD cu $p = 14$ (MSMPSDD3 prezentată în capitolul 6). Pentru analiza performanțelor SCS se folosește standul de încercare din paragraful 6.5, stand cu ajutorul căruia cuplul de sarcină variază de la 0 Nm la 28Nm în timp de o secundă, astfel cuplul de sarcină de la arborele MSMPSDD efectuează un ciclu în care 2 sec $T_S = 0Nm$, respectiv 2sec $T_S = 28Nm$. În Fig. 4.31 se poate observa performanțele SCSFEC. Astfel în Fig. 4.31 a) se poate observa

variația turației (turația variază $n_{el} = 560 \pm 60$, sau $n_{mec} = 40 \pm 4,28$) în cazul modificării cuplului de sarcină, iar în Fig. 4.31 b) se poate observa variația puterii electrice P_{el} , variația puterii mecanice P_{mec} , respectiv a curentului I .

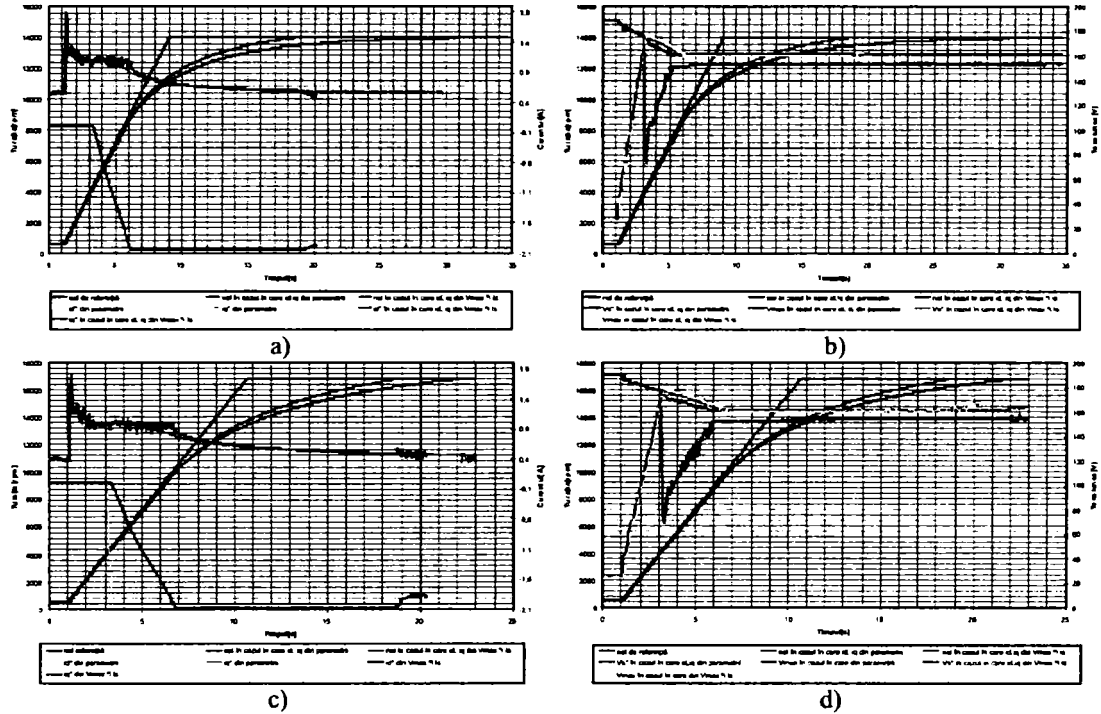


Fig. 4.30 Performanțele de accelerare a SCS în cazul celor trei strategii propuse pentru determinarea curenților i_d^* , i_q^* a), b) performanțele SCS în cazul accelerării de la 0 – 14000 rpm cu un gradient de 1680 rpm/s iar cuplul rezistent este de $T_S = 3,2Nm$; c), d) performanțele SCS în cazul accelerării de la 0 – 16400 rpm cu un gradient de 1680 rpm/s iar cuplul rezistent este de $T_S = 2,2Nm$

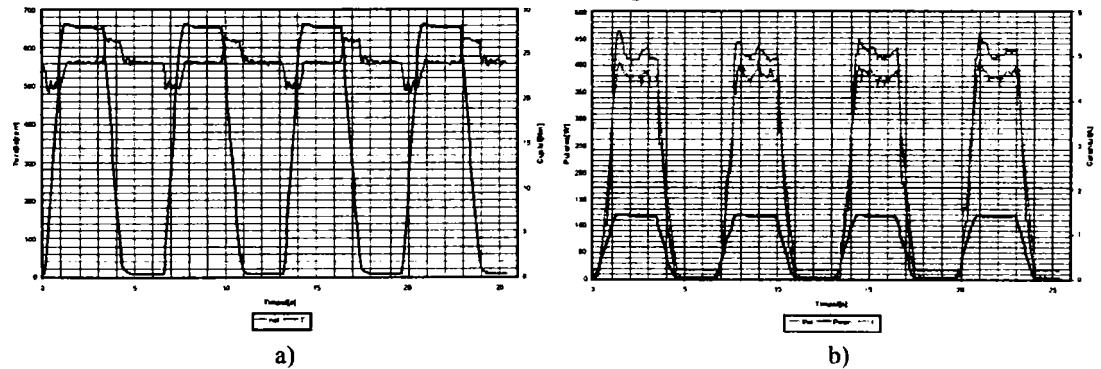


Fig. 4.31 Performanțele SCSFEC în zona de cuplul constant în cazul în care cuplul rezistent variază $T_S = 0 \rightarrow 28Nm$ în 1sec

În Fig. 4.32 se efectuează același test în cazul în care se utilizează un SCSCEC prezentat în Fig. 4.3, astfel că în acest caz variația turației este $n_{el} = 560 \pm 50$, sau $n_{mec} = 40 \pm 3,57$ (vezi Fig. 4.32 a)), iar variația puterii

electrice P_{el} , variația puterii mecanice P_{mec} , respectiv a curentului I este prezentată în Fig. 4.32 b). Mărimile electrice, respectiv mecanice reprezentate în Fig. 4.31, Fig. 4.32 sunt achiziționate cu ajutorul standului prezentat în paragraful 6.5. În cazul SCSECE, în Fig. 4.33 sunt prezentate mărimile măsurate respectiv estimate ale SCSECE. Astfel că în Fig. 4.33 a) se poate observa variația I_{dc} , respectiv I_{dcest} , iar în Fig. 4.33 b) sunt reprezentate variațiile i_d^* , i_d , i_{dest} , i_q^* , i_q , i_{qest} , variații ce corespund variației cuplului de sarcină de la arborele MSMPSDD.

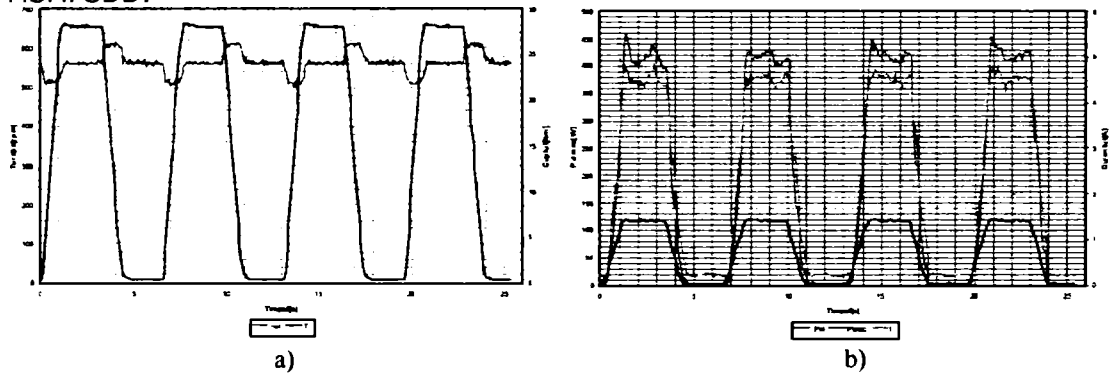


Fig. 4.32 Performanțele SCSECE în zona de cuplu constant în cazul în care cuplul rezistent variază $T_S = 0 \rightarrow 28Nm$ în 1sec

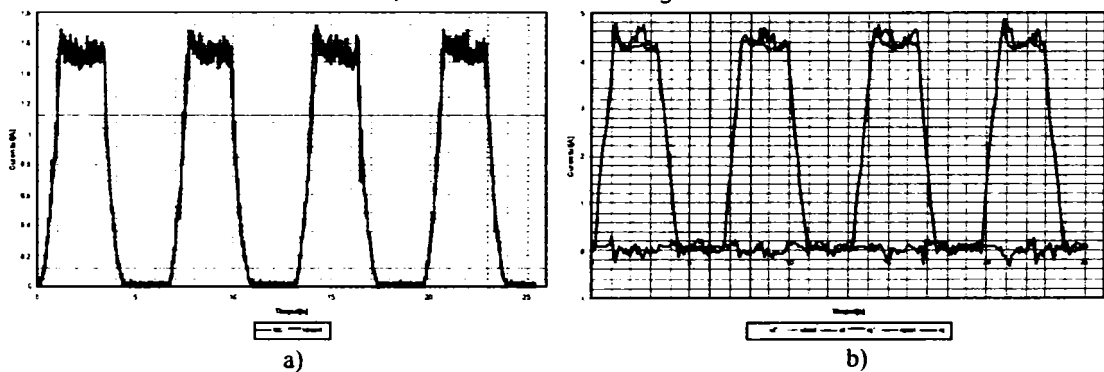


Fig. 4.33 Performanțele SCSECE în zona de cuplu constant în cazul în care cuplul rezistent variază $T_S = 0 \rightarrow 28Nm$ în 1sec a) variația I_{dc} , I_{dcest} ; b) variația i_d^* , i_d , i_{dest} respectiv i_q^* , i_q , i_{qest}

Observație. În zona de cuplu constant pentru generarea curenților de referință i_q^* , i_q sa folosit strategia de control SCCM, strategie în care în cazul MSMPSDD utilizate $i_{dpu}^* = 0$, deoarece $i_{dpu} = i_{qpu}$.

4.4 Concluzii

În acest capitol s-a prezentat un SCS cu MSMPS ce poate fi aplicat în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW. Informația de poziție, respectiv turația rotorului este obținută de la doi senzori Hall. Pentru reglajul MSMPS s-au propus

două sisteme de reglaj și anume un SCSFEC, care este în general mai simplu de implementat în cazul unor μC cu putere de calcul mai redusă, dar care are performanțe dinamice moderate, și un SCSCEC, care este ceva mai complex de implementat dar are performanțe dinamice mai bune. Pentru determinarea curenților de referință i_q^* , i_d^* s-au propus două variante care utilizează ca informație pentru generarea curenților de referință, tensiunea V_{max} ce poate fi furnizată de inverter respectiv, ieșirea regulatorului de turație care poate fi I_s^* sau i_q^* . Aceste două metode au performanțe mai bune în zona de slăbire de câmp, decât algoritmul de determinare a curenților de referință din parametrii MSMPS, iar algoritmul de implementare este mai simplu. În cazul acestor două variante există posibilitatea frânării MSMPS în cazul convertorului de frecvență utilizat.

4.5 Bibliografie selectivă

- [1] Morimoto S., Sanada M., Takeda Y. "High-Performance Current-Sensorless Drive for PMSM and SynRM with Only Low-Resolution Position Sensor", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 39, nr.3, Mai/Iunie, 2003
- [2] Ohishi K., Nakamura Y. "High Performance Current Sensorless Speed Servo System of PM Motor Based on Current Estimation", IEEE, 2001
- [3] Cui W., Chau K. T., Jiang J. Z., Fan Y., Wang Z. "Scalar Control of a New Phase-Decoupling Permanent Magnet Synchronous Motor for Servo Application", IAS, 2005
- [4] Schmirgel H., Kraß J. O. "Compensation of Nonlinearities in the IGBT Power Stage of Servo Amplifiers through Feed Forward Control in the Current Loop", PCIM Europe, 2005
- [5] Munoz-Garcia A., Lipo T. A. "On-Line Dead Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives", Research Report, 1998
- [6] Jouve D., Rognon J.P., Roye D. "Effective Current and Speed Controllers for Permanent Magnet Machines : A Survey", IEEE, 1990
- [7] Panagopoulos H., Astrom K.J., Hagglund T. "Design of PID Controllers Based on Constrained Optimization", Proceedings of the American Control Conference, San Diego, Iunie, 1999
- [8] Panagopoulos H., Astrom K.J., Hagglund T. "A numerical Method for Design of PI Controllers", Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Control Applications, Hartford, CT Octombrie 5-7, 1997
- [9] Vrancic D., Juricic D., Strmcnik S., Hanus R. "Closed-Loop Tuning of the PID Controller by Using MOMI Method", Proceedings of the American Control Conference, San Diego, Iunie, 1999
- [10] Peng Y., Vrancic D., Hanus R. "Anti-Windup, Bumpless, and Conditioned Transfer Technique for PID Controllers", IEEE Control Systems, 1996
- [11] Olarescu V., Muşuroi S., "Enhanced simplified control algorithm for surface-mounted permanent magnet with sinusoidal excitation", IPEMC 2004 China, Vol. 2, pag. 1049-1053
- [12] Olarescu V., Muşuroi S., "The Simplify Control Algorithm for Permanent Synchronous Motors with Sinusoidal Current Control (BLAC)", ICEM 2004 Cracow
- [13] Zeh S., Weinmann M., Olarescu V., Müller A., "Method and circuit arrangement for controlling a multi-phase brushless DC motor", Patent nr. 06002015.3, 2006

5 Sistem de control vectorial cu orientare după câmp (SCVOC) cu MSMPS fără senzori de mișcare utilizat în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW

5.1 Introducere

Cerințele unui sistem de acționare utilizat în cazul aplicațiilor cu puteri de până la 1,2 kW a fost prezentat în capitolul 4. În acest capitol se va prezenta un SCVOC fără senzori de mișcare ce se poate aplica cu bune rezultate în cazul sistemelor de acționare ca de exemplu în cazul aplicațiilor de uz casnic, ventilatoare, compresoare. În Fig. 5.1 este prezentată topologia sistemului de control ce a fost utilizat pentru implementarea SCVOC fără senzori de mișcare. Topologia sistemului de control este apropiată de cea utilizată în capitolul 4 pentru implementarea SCS. Astfel că în continuare se va descrie numai acele blocuri ce apar în plus în cazul sistemului de control utilizat în acest capitol.

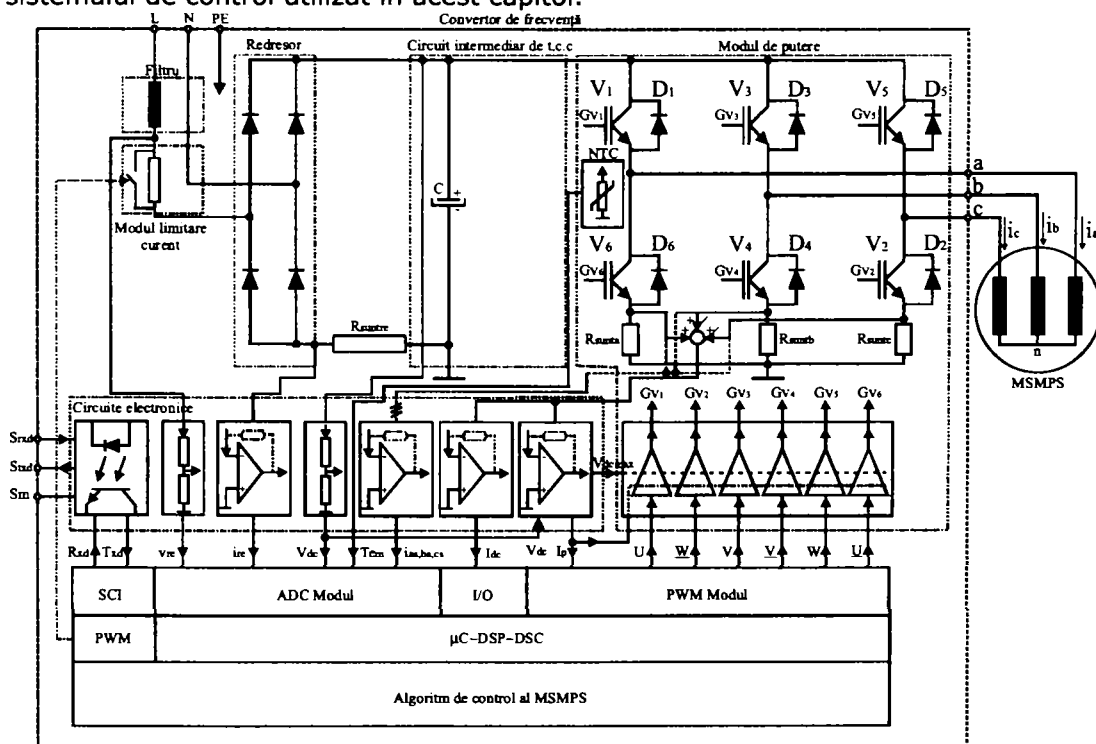


Fig. 5.1 Diagrama bloc a SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare

În cazul SCVOC este necesară măsurarea curentului ce trece prin fazele motorului. În situația de față pentru măsurarea curentului se folosesc 3 șunturi rezistive ($R_{șunta,b,c}$ vezi Fig. 5.1). Astfel pentru determinarea curenților de linie se măsoară căderea de tensiune pe cele trei șunturi, căderi de tensiune care sunt mai departe amplificate prin intermediul unor amplificatoare operaționale și măsurate

prin intermediul intrărilor analog digitale ale μC , DSC sau DSP. Prin însumarea celor trei semnale se poate obține valoarea curentului de vârf I_p care este folosită pentru protecția IST sau a MSMPS, iar printr-o filtrare și amplificare corespunzătoare se poate obține valoarea curentului din circuitul intermediar de tensiune continuă I_{dc} . Cele trei șunturi utilizate pentru măsurarea curentului nu sunt incluse în modulul de putere. Spre deosebire de sistemul de control prezentat în capitolul 4, pentru determinarea poziției, respectiv vitezei de rotație a rotorului nu sunt utilizați senzori de mișcare, astfel că aceste două mărimi sunt estimate din curenți și tensiuni.

5.2 Metode de determinare a poziției rotorului respectiv de determinare a parametrilor MSMPS

În cazul în care se dorește realizarea unor sisteme de control cu MSMPS performante este importantă cunoașterea poziției inițiale a rotorului. În cazul SCVOC cu senzori de mișcare, în cazul de față prin utilizarea a 2 senzori Hall, poziția inițială a rotorului poate fi determinată cu o exactitate de $\pm 45^\circ$ electrice. În cazul SCVOC fără senzori de mișcare, poziția inițială a rotorului poate fi determinată din valoarea curenților ce trec prin fazele MSMPS, având în vedere proprietățile mașinii. În cazul SCVOC propus în acest capitol este util implementarea unui algoritm de determinare a poziției inițiale a rotorului. Cunoașterea poziției inițiale a rotorului este importantă în cazul în care se dorește pornirea MSMPS cu un cuplu optimal, sau în caz în care se dorește evitarea rotirii în sens opus sensului de rotație dorit, pentru scurt timp, în cazul pornirii. În literatura de specialitate sunt abordate diferite modalități de pornire ale MSMPS, modalități care se pot clasifica în:

- o pornirea dintr-o poziție a rotorului prestabilită determinată prin energizarea unei faze;
- o pornirea în buclă deschisă până la o anumită turație;
- o estimarea poziției rotorului în cazul în care rotorul este în repaus.

Pornirea MSMPS dintr-o poziție prestabilită a rotorului se face prin alinierea rotorului în direcția câmpului generat de curentul statoric, care poate fi generat prin intermediul unei bucle închise de control a curentului. Ca dezavantaj al acestei metode este posibilitatea ca MSMPS în momentul alinierii să se rotească în sens opus sensului dorit, posibilitatea oscilării rotorului în jurul poziției dorite, iar între poziția adevărată a rotorului și poziția dorită de aliniere există o dependență dată de valoarea cuplului de sarcină. În cazul pornirii în buclă deschisă dificultatea constă în determinarea unei legi de variație a poziției rotorului în funcție de timp, variație ce este dependentă de momentul de inerție al sistemului, respectiv valoarea cuplului rezistent. O metodă mai sigură de pornire este cea de determinare a poziției rotorului în repaus metodă ce se bazează pe proprietățile fizice ale MSMPS. O primă clasificare ce se poate face în cazul metodelor de determinare a poziției rotorului în cazul în care rotorul este în repaus din punct de vedere a semnalelor ce se aplică MSMPS este:

- o generarea unor anumite secvențe de impulsuri de tensiune (vezi [1], [2], [3]);
- o prin injectarea unor semnale de tensiune sau curent sinusoidale de frecvență ridicată (vezi [4], [5]).

O altă clasificare ce se poate face în cazul determinării poziției rotorului este din punct de vedere al proprietăților fizice ce sunt exploatate pentru determinarea poziției rotorului și anume:

- o metode ce se bazează pe efectul de saturație al statorului;
- o metode ce se bazează pe efectul poliilor proeminente.

În cazul metodelor bazate pe efectul poliilor proeminente, adică cazul MSMPS la care $L_d \neq L_q$ (în general MSMPI), inductivitatea motorului variază cu dublul frecvenței tensiunii, sau a curentului și este dependentă de poziția rotorului, astfel că de exemplu prin analiza curentului (în cazul injectării unor semnale de tensiune), poate fi determinată poziția rotorului. Prin această metodă nu se poate distinge între polul N sau S, astfel că această metodă trebuie combinată cu metoda bazată pe efectul de saturație pentru determinarea polului N. În cazul MSMPS la care $L_d = L_q$ (în general MSMPE) determinarea poziției inițiale a rotorului în repaus se bazează pe efectul de saturație al statorului, astfel că poziția rotorului este estimată prin intermediul variației curentului cauzată de efectul de saturație al statorului. În literatura de specialitate sunt multe metode descrise, de analiză a variației curentului în cazul aplicării unor secvențe de impulsuri de tensiune. Avantajul metodei de determinare a poziției inițiale a rotorului în repaus, bazată pe efectul de saturație a statorului este acela că poate fi aplicat pentru ambele tipuri MSMPS (MSMPE și MSMPI). În continuare se va prezenta o metodă de determinare a poziției inițiale a rotorului bazată pe efectul de saturație al statorului în cazul în care în statorul MSMPS este injectată o secvență de tensiune sinusoidală de înaltă frecvență și este analizată variația curentului. În cazul acestei metode rotorul nu trebuie blocat pentru a determina poziția inițială a rotorului, deoarece prin modul de aplicare a tensiunii rotorul MSMPS nu se rotește.

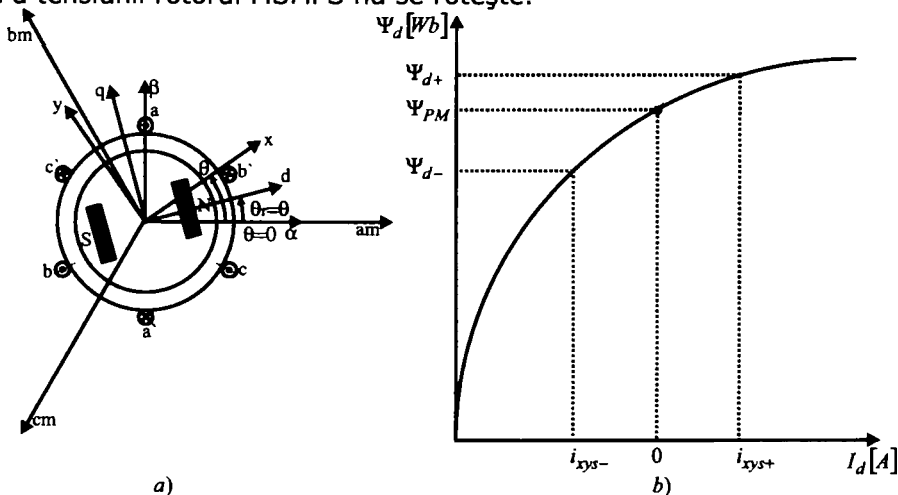


Fig. 5.2 Schemă explicativă de corelare a efectului de saturație cu poziția rotorului
 a) modelul matematic al MSMPS cu cele 3 axe ortogonale ("xy", "αβ", "dq") raportate la cele trei faze statorice b) variația fluxului statoric funcție de curent datorită efectului de saturație al circuitului magnetic al statorului

Pentru descrierea răspunsului în curent în cazul efectului de saturație a circuitului magnetic al statorului se pleacă de la modelul matematic ortogonal generalizat al MSMPS. Astfel ecuațiile volt-ampere ale modelului generalizat se poate scrie sub forma (vezi capitolul 2 relațiile (2.28), 2.29):

$$v_{xs} = r i_{xs} + \frac{d\psi_{xs}}{dt} - \omega_{xy} \psi_y \quad (5.1)$$

$$v_{ys} = r i_{ys} + \frac{d\psi_{ys}}{dt} + \omega_{xy} \psi_x \quad (5.2)$$

Fluxul de înlănțuire magnetică după cele două axe ortogonale generalizate se poate scrie având în vedere relațiile (2.30), (2.31) și (2.98) astfel:

$$\Psi_{xs} = \left(\frac{(L_d + L_q)}{2} + \frac{(L_d - L_q)}{2} \cos(2(\theta_r - \theta)) \right) i_{xs} + \frac{(L_d - L_q)}{2} \sin(2(\theta_r - \theta)) i_{ys} + \Psi_{PM} \cos(\theta_r - \theta) \quad (5.3)$$

$$\Psi_{ys} = \left(\frac{(L_d + L_q)}{2} - \frac{(L_d - L_q)}{2} \cos(2(\theta_r - \theta)) \right) i_{ys} + \frac{(L_d - L_q)}{2} \sin(2(\theta_r - \theta)) i_{xs} + \Psi_{PM} \sin(\theta_r - \theta) \quad (5.4)$$

În Fig. 5.2 b) este reprezentată variația fluxului statoric în funcție de curent datorită efectului de saturație al circuitului magnetic al statorului iar în Fig. 5.2 a) este reprezentat schematic MSMPS împreună cu cele 3 sisteme de axe ortogonale ("xy", "αβ", "dq") raportate la cele trei faze statorice. Pentru determinarea poziției rotorului folosind fenomenul de saturație al statorului se folosește modelul ortogonal generalizat al MSMPS ce se rotește cu o frecvență destul de ridicată astfel că rotorul mașinii rămîne în repaus, dar în același timp valoarea curentului este destul de ridicat astfel că efectul de saturație al statorului să fie activ. În cazul în care axele modelului ortogonal generalizat coincide cu poziția rotorului ($\theta_r = \theta$, vezi Fig. 5.2) relațiile (5.3), (5.4) se pot rescrie sub forma:

$$\Psi_{xs} = L_d i_{xs} + \Psi_{PM} \quad (5.5)$$

$$\Psi_{ys} = L_q i_{ys} \quad (5.6)$$

Se poate spune că axele modelului ortogonal generalizat "xy" se suprapun peste cele ale modelului ortogonal în referențial rotoric "dq". Algoritmul propus de determinare a poziției rotorului bazat pe efectul de saturație al rotorului se potrivește cu structura SCVOC astfel că codul necesar pentru implementarea acestui algoritm nu necesită structuri suplimentare, ce nu se pot aplica mai departe în sistemul de reglaj. În cazul SCVOC în care se folosește modelul modelul matematic al fundamentalei al MSMPS este necesară cunoașterea parametrilor ce intervin în modelul matematic. Astfel dacă se dorește un SCVOC performant este necesară cunoașterea cît mai exactă a parametrilor MSMPS.

În continuare se prezintă un algoritm combinat de determinare a poziției inițiale a rotorului, respectiv de determinare a parametrilor MSMPS în cazul în care rotorul este în repaus. Acest algoritm poate fi utilizat înainte de pornirea MSMPS.

În Fig. 5.3 a) este prezentată secvența curenților de referință, respectiv frecvența câmpului electric aplicat MSMPS, iar în Fig. 5.3 b) sunt prezentate schematic stările algoritmului (a cărei perioadă este de 120μsec) de determinare a poziției inițiale și a parametrilor MSMPS.

Observație. Curenții de referință (i_d^* , i_q^*) din Fig. 5.3 a) sunt în coordonatele ortogonale generalizate înainte de determinarea poziției inițiale a rotorului, iar după determinarea poziției inițiale sunt în coordonatele ortogonale rotorice „dq”.

În Fig. 5.4 sunt prezentate schematic diferitele „task-uri” ce sunt executate în stările algoritmului propus.

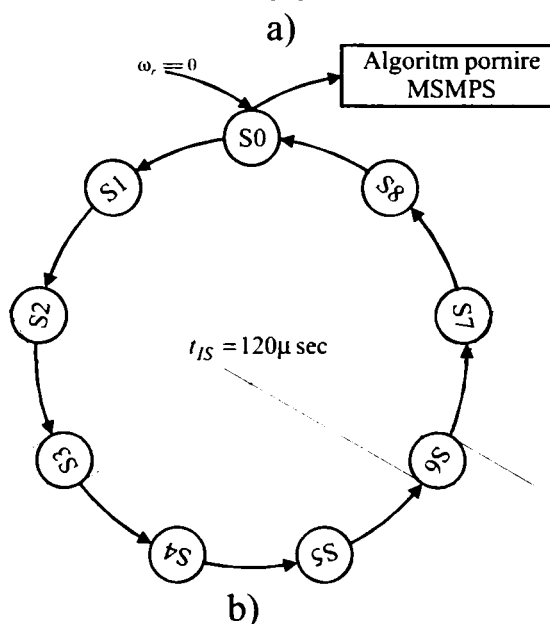
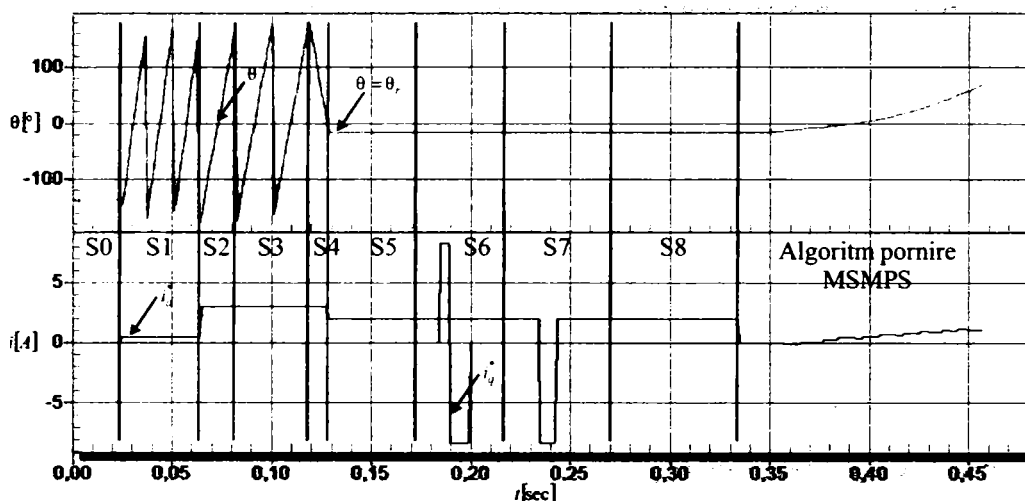


Fig. 5.3 a) Secvența curenților de referință, respectiv frecvența cîmpului electric aplicat MSMPS
 b) Stările algoritmului de determinare a poziției inițiale a rotorului, respectiv a parametrilor MSMPS

În cele 9 stări ale algoritmului propus sunt (vezi Fig. 5.4, Fig. 5.5) sunt executate următoarele „task-uri”:

- în stare S0 în cazul, în care se dorește determinarea poziției inițiale a rotorului, respectiv a parametrilor MSMPS, este inițializat, respectiv declanșat algoritmul propus;

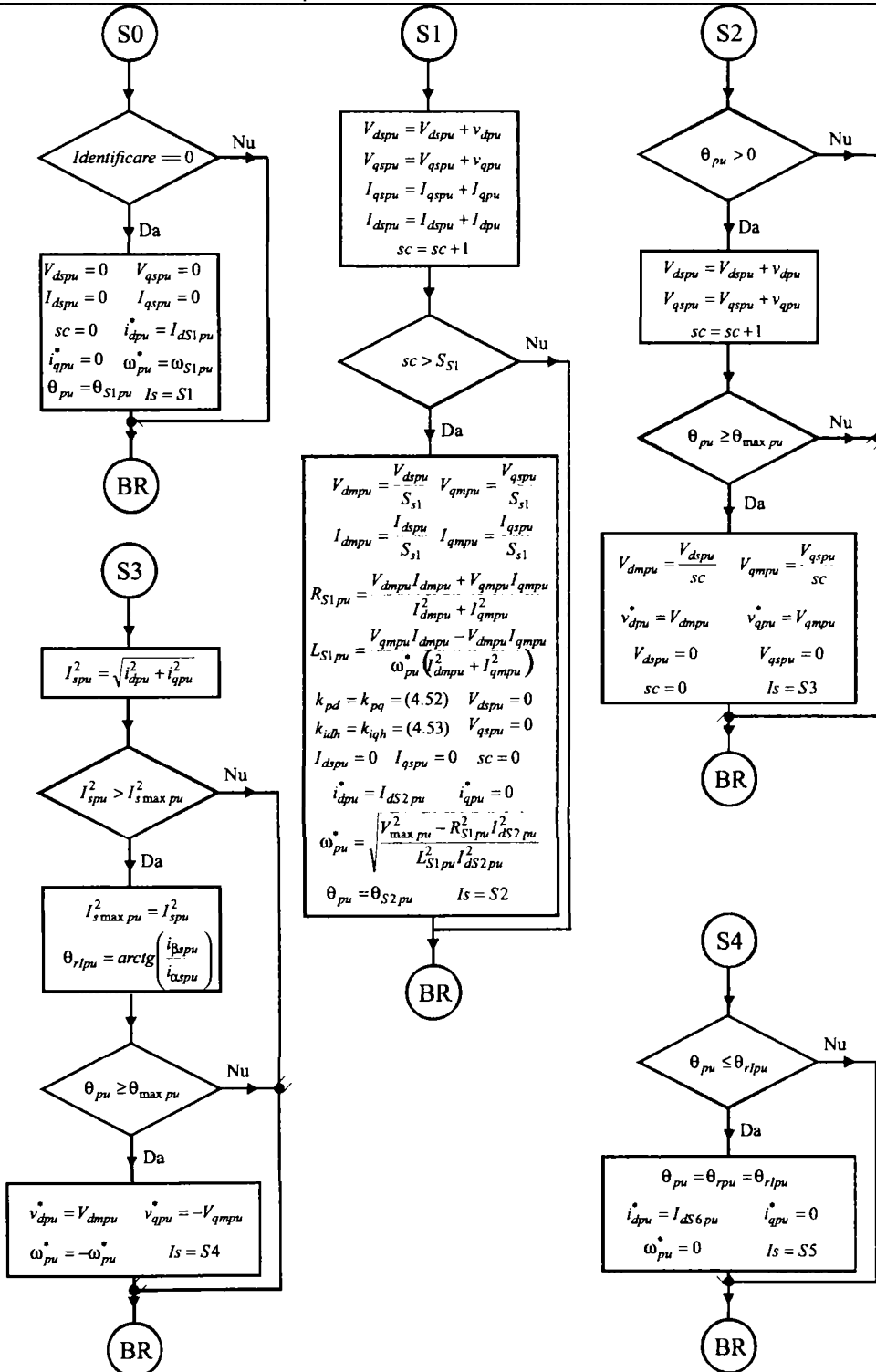


Fig. 5.4 Diagramele stărilor (S0, S1, S2, S3, S4) algoritmului de determinare a poziției inițiale a rotorului, respectiv a parametrilor MSMPS

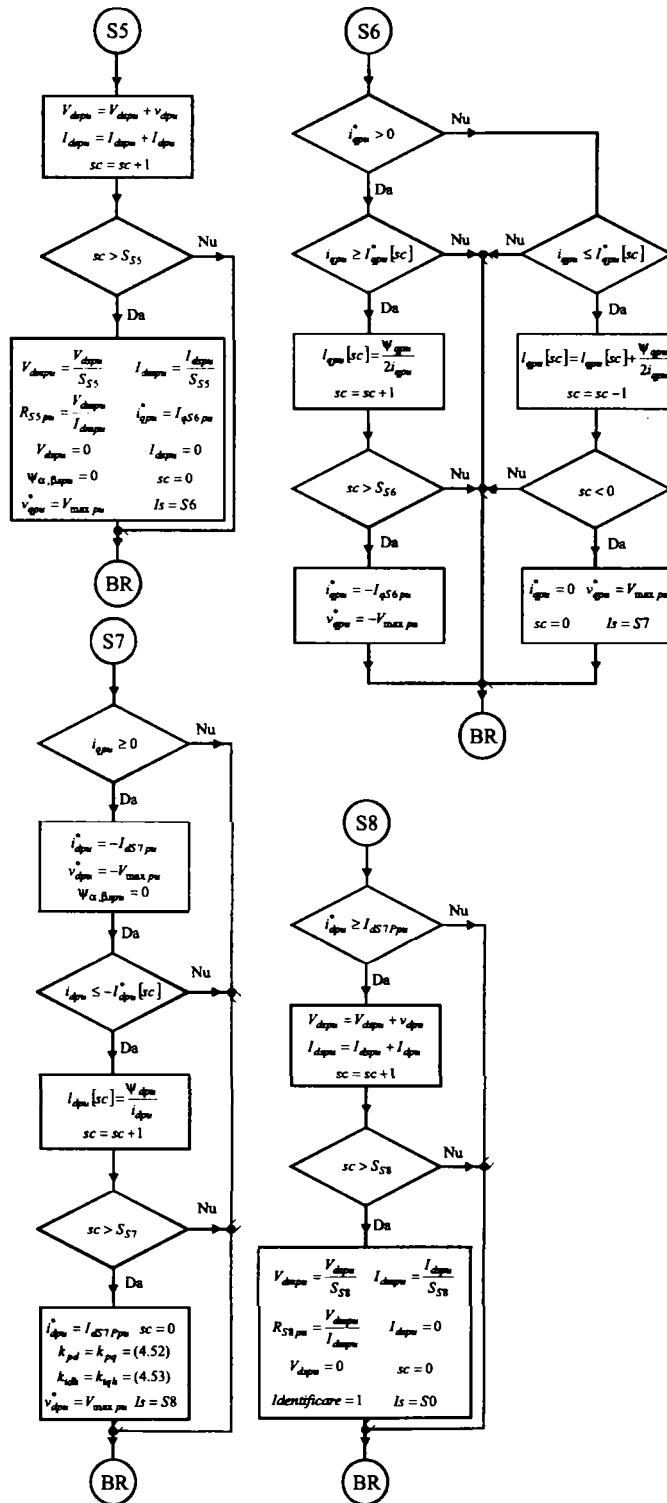


Fig. 5.5 Diagramele stărilor (S5, S6, S7, S8) algoritmului de determinare a poziției inițiale a rotorului, respectiv a parametrilor MSMPS

5.2 - Metode de determinare a poziției rotorului respectiv de determinare a 131 parametrilor MSMPS

- în starea S1 este aplicat motorului un câmp electric care se rotește cu frecvența ω^* (pe o perioadă de 40ms), iar curentul în cele două axe ale coordonatelor ortogonale generalizate sunt de valori reduse. Deoarece frecvența câmpului electric este ridicată, iar curenții de referință sunt de valori reduse, rotorul MSMPS rămâne în repaus. Din calcul valorii medii a tensiunii, respectiv curenților după cele două axe se pot determina parametrii R_{S1pu} , $L_{S1pu} = 0,5(I_{dpu} + I_{qpu})$. Cu ajutorul acestor parametri se pot ajusta parametrii reguletoarelor de curent de tip PI folosind relațiile (4.52), (4.53), și în același timp în funcție de valoarea curentului i_{satpu}^* ce trebuie aplicat motorului pentru a intra în saturație și valoarea maximă a tensiunii ce poate fi dezvoltată de IST se poate determina frecvența maximă ω_{maxpu}^* ce se poate aplica MSMPS în cazul secvenței de identificare a poziției inițiale a rotorului;
- în starea S2 este aplicat MSMPS un câmp electric a cărui frecvență este ω_{maxpu}^* , iar valoarea curentului de referință este i_{satpu}^* . Acest câmp electric este aplicat MSMPS doar o perioadă electrică și este astfel calculată valoare medie a tensiunii după cele două axe ce trebuie aplicate motorului cu frecvența ω_{maxpu}^* , pentru ca în fazele motorului valoarea de vârf a curentului să fie de aproximativ i_{satpu}^* ;
- în starea S3 cele două tensiuni calculate în starea S2 sunt aplicate MSMPS cu frecvența ω_{maxpu}^* , două perioade electrice și astfel este determinată valoarea de vârf a pătratului amplitudinii vectorului curent. Poziția rotorului este calculată cu relația $\theta_{rpu} = \arctg\left(\frac{i_{\beta pu}}{i_{\alpha pu}}\right)$;
- în starea S4 cele două tensiuni calculate în starea S2 sunt aplicate MSMPS cu frecvența ω_{maxpu}^* , în sens opus sensului din starea S3 până când valoarea unghiului câmpului electric generat coincide cu valoarea poziției rotorului deja identificată. Prin aplicarea acestui câmp electric în sens opus se dorește compensarea eventualei rotiri ușoare a rotorului față de poziția determinată;
- în starea S5 MSMPS este aplicat un curent în axa „d” de anumită valoare cu scopul de a calcula rezistența MSMPS și de a fixa rotorul în poziția deja determinată;
- în starea S6 sunt aplicate motorului două impulsuri de tensiune în axa q (de polarități diferite) astfel se poate calcula valoarea medie a inductivității după axa „q” și același timp se compensează eventuala rotire a rotorului;
- în starea S7 prin aplicarea unui impuls negativ de tensiune în axa „d” a MSMPS se poate determina valoarea inductivității din axa „d”, iar în final sunt ajustate din nou parametrii reguletoarelor de curent pe baza valorilor determinate ale inductivităților și a rezistenței folosind relațiile (4.52), (4.53);
- în final în starea S8 se aplică MSMPS un curent de o anumită valoare în axa „d” cu scopul de a fixa rotorul în poziția determinată și a măsura din nou valoarea rezistenței MSMPS înainte de pornirea MSMPS.

5.3 Rezultatele experimentale obținute pentru determinarea poziției rotorului respectiv a parametrilor MSMPS

În continuare se vor prezenta câteva rezultate experimentale ce au fost obținute cu ajutorul algoritmului propus pentru determinarea poziției rotorului și a parametrilor MSMPS. În Fig. 5.6, Fig. 5.7 sunt prezentate variația diferitelor mărimi electrice în timpul procesului de identificare a poziției rotorului și a parametrilor MSMPS.

O primă concluzie ce rezultă din Fig. 5.6 este că timpul necesar pentru executarea algoritmului este de aproximativ 350ms, dar acest timp este dependent de valoarea inductivităților după cele două axe „d”, „q”, de poziția rotorului și de valoarea maximă a frecvenței ω_{max}^* care este calculată în timpul procesului de identificare.

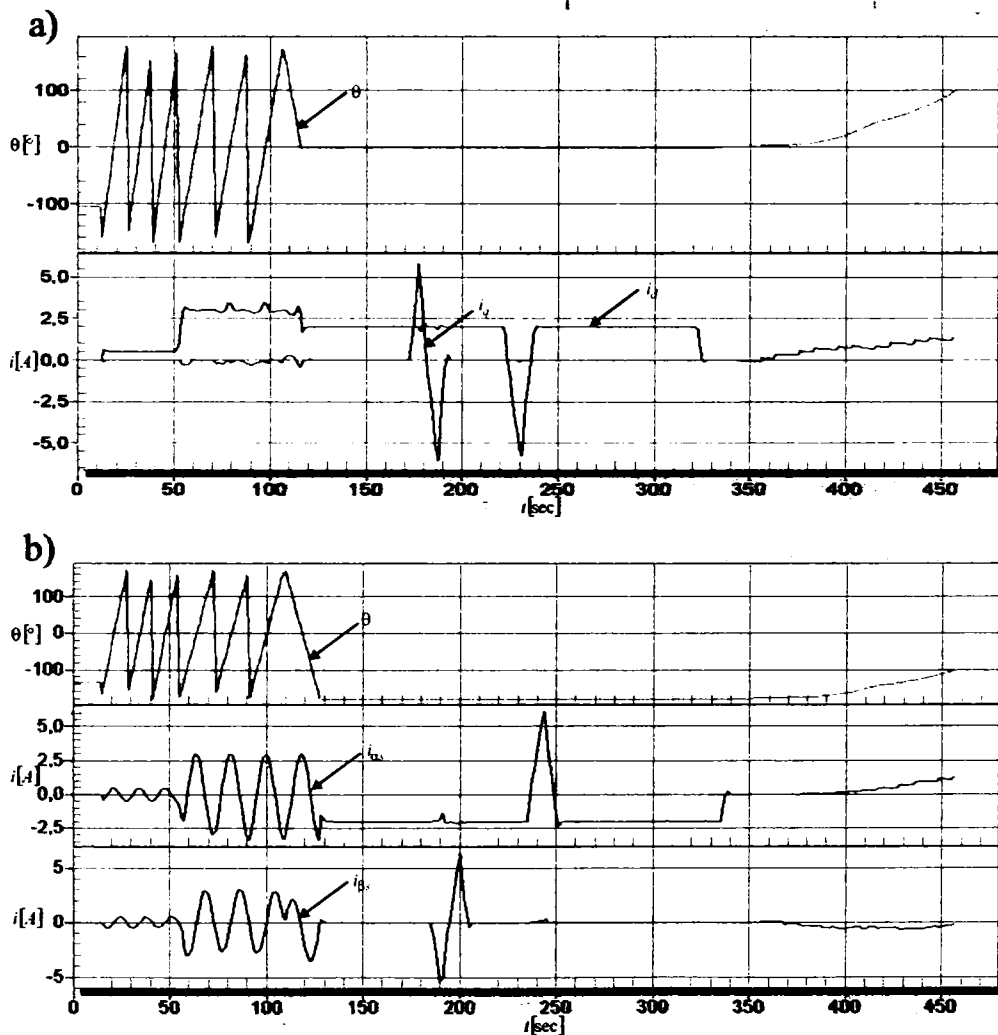


Fig. 5.6 Variația θ , i_d , i_q , i_{as} , i_{bs} în cazul algoritmului de determinare a poziției inițiale a rotorului și a parametrilor MSMPS

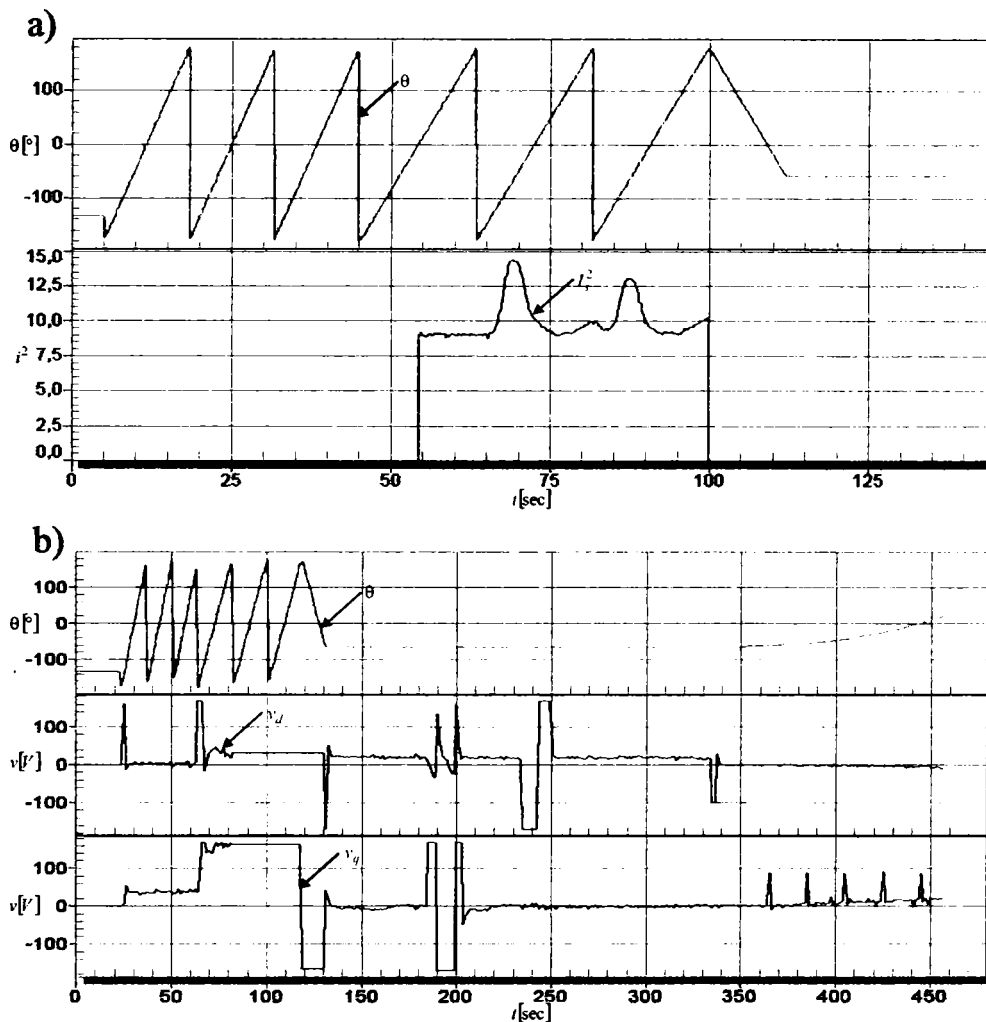


Fig. 5.7 Variația θ , I_S^2 , v_d , v_q , în cazul algoritmului de determinare a poziției inițiale a rotorului și a parametrilor MSMPS

În Fig. 5.6 a) sunt prezentate variația curentului i_d , i_q în diferitele stări ale algoritmului, iar din Fig. 5.6 b) (variația curentului $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$) se poate observa frecvența și sensul de rotație a câmpului electric aplicat MSMPS în diferitele stări.

Tabelul 5. 1

i_{dpu}	i_{dpu}	i_{qpu}	i_{qpu}
0,844	0,132	0,866	0,132
0,844	0,265	0,866	0,265
0,844	0,398	0,822	0,398
0,843	0,531	0,780	0,531
0,842	0,664	0,714	0,664
0,836	0,797	0,679	0,797
0,789	0,930	0,634	0,930

În cazul algoritmului de determinare a poziției rotorului în Fig. 5.7 a) se poate observa variația amplitudinii pătratului curentului în funcție de poziția rotorului, în cazul în care valoarea tensiunii aplicate MSMPS este constantă, datorită efectului de saturație. Din Fig. 5.7 b) se poate observa variația tensiunii după axa „d” și „q” în diferitele stări ale algoritmului de determinare a poziției inițiale a rotorului și a parametrilor MSMPS.

În cazul MSMPS testate pe baza careia s-a obținut variația mărimilor electrice din Fig. 5.6, Fig. 5.7, parametrii obținuți pe baza algoritmului propus sunt pentru valorile inductivităților în funcție de curenți, în cele două axe „dq”, măsurate în stările S6 și S7 prezentate în Tabelul 5. 1. Valorile rezistenței în diferitele stări al algoritmului sunt; $R_{S1pu} = 0,024$, $R_{S5pu} = 0,0234$, $R_{S8pu} = 0,0239$, respectiv valoarea inductivității este de $L_{S1pu} = 0,804$.

Observație. Fig. 5.6, Fig. 5.7 au fost realizate cu ajutorul unui program ce rulează la nivel de calculator și comunică cu sistemul de control propus prin intermediul comunicației seriale astfel pot fi setate, achiziționate și vizualizate diferitele variabile din sistemul de reglaj. Pentru realizarea figurilor rata de eșantionare pentru achiziția variabilelor a fost de 300μsec.

5.4 SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare

În acest paragraf se va prezenta un SCVOC fără senzori de mișcare la care poziția și viteza rotorului MSMPS este estimată. Avantajele, respectiv dezavantajele SCVOC fără senzori de mișcare sunt prezentate în paragraful 1.2.2.5. În acest paragraf (1.2.2.5) sunt discutate de asemenea și metodele care sunt utilizate pentru estimarea poziției și vitezei rotorului MSMPS metode ce sunt discutate și în [11]. În cazul acestor metode de estimare a poziției și vitezei rotorului MSMPS există metode ce folosesc modelul matematic al fundamentalei MSMPS la care pentru estimarea poziției și vitezei rotorului din curenți și tensiuni este necesară cunoșterea parametrilor MSMPS, respectiv metode la care pentru estimarea poziției și vitezei rotorului se utilizează injecția unor semnale de înaltă frecvență, metode la care nu este necesară cunoșterea parametrilor MSMPS, dar aceste metode se pot aplica numai MSMPS la care inductivitățile după cele 2 axe „dq” nu sunt identice. În continuare se va prezenta o metodă de determinare a poziției și vitezei rotorului din curenți și tensiunii folosind modelul matematic al fundamentalei MSMPS, deci este necesară cunoșterea parametrilor motorului, dar care poate fi aplicată atât în cazul MSMPS la care $L_d \neq L_q$ cât și în cazul în care $L_d = L_q$.

În Fig. 5.8 este prezentată diagrama bloc principală a SCVOC cu MSMPS pentru aplicații cu puteri de până la 1,2 kW. Unele blocuri ale SCVOC fără senzori de mișcare sunt identice cu blocurile deja prezentate în capitolul 4. În SCVOC fără senzori de mișcare ca blocuri distincte sunt:

- blocul „Identificare poziție inițială, parametrii” care a fost deja prezentat în paragraful anterior (5.2) și care are rolul de determinare a poziției inițiale a rotorului și a parametrilor r_{pu} , I_{dpu} , I_{qpu} ;
- blocul „Compensare I_{dpu} , I_{qpu} Estimare r_{pu} ” are rolul de determinare a inductivităților în funcție de curenții I_{dpu} , I_{qpu} (vezi Tabelul 5. 1) și de

estimare a rezistenței r_{pu} „on line” rezistență ce se modifică cu temperatura;

- o blocul „Estimator de poziție și viteză” are rolul de a estima poziția și viteza rotorului MSMPS din curenți și tensiuni;

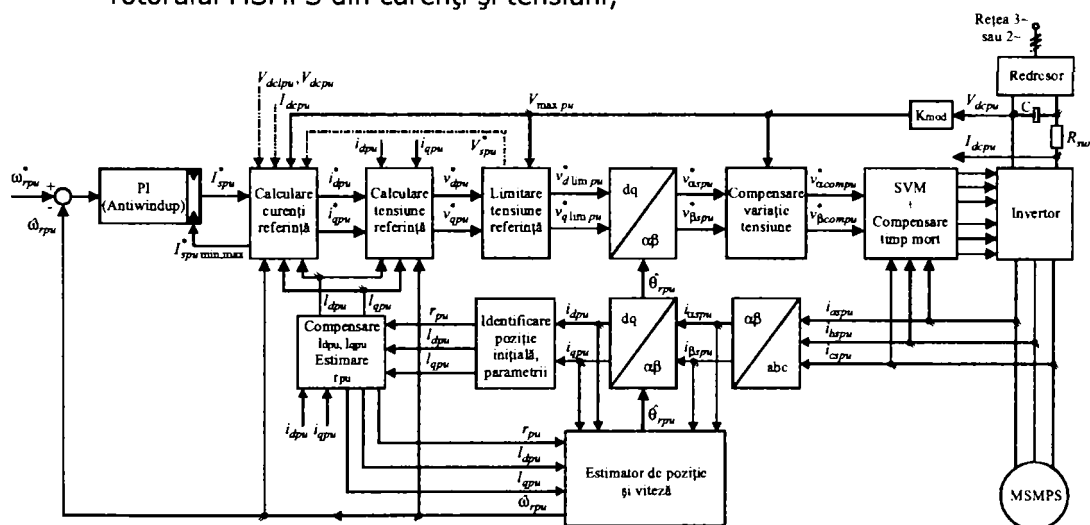


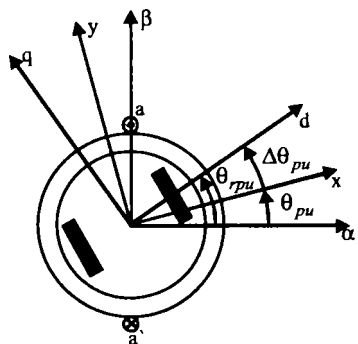
Fig. 5.8 Diagrama bloc principală a unui SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare

5.4.1 Estimarea poziției și vitezei

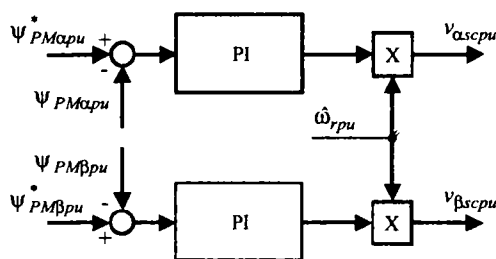
Pentru estimarea poziției și vitezei rotorului MSMPS se folosește modelul matematic ortogonal în coordonatele statorice, respectiv rotorice (vezi Fig. 5.9 a). În cazul modelului ortogonal în coordonatele statorice „αβ” fluxul de înlănțuire magnetică se poate scrie sub formă discretă (vezi relațiile (2.119), (2.120)) astfel:

$$\Psi_{aspuk} = t_b \{ v_{aspuk} - v_{ascpuk-1} - \hat{r}_{puk-1} i_{aspuk} \} + \Psi_{aspuk-1} \quad (5.7)$$

$$\Psi_{\beta spuk} = t_b \{ v_{\beta spuk} - v_{\beta scpuk-1} - \hat{r}_{puk-1} i_{\beta spuk} \} + \Psi_{\beta spuk-1} \quad (5.8)$$



a)



b)

Fig. 5.9 a) Diagrama analitică a MSMPS în coordonatele ortogonale

b) Calculul offsetului de tensiune în cele două axe a modelului ortogonal în referențial statoric

În cazul utilizării unui integrator pur pentru calculul fluxului de înlănțuire apar probleme de compensare a offsetului și probleme legate de condițiile inițiale. Condițiile inițiale se pot determina datorită determinării poziției inițiale a rotorului

prezentată într-un paragraf anterior. Apariția offsetului de tensiune se datorează offsetului și a zgomotelor canalelor de măsură a curenților. O altă sursă sunt erorile de cuantizare și aproximare numerică. La turații mici este importantă și valoarea rezistenței statorice care variază cu temperatura și diferența dintre tensiunea de ieșire a inverterului și cea teoretică. În relațiile (5.7), (5.8) se folosesc tensiunile teoretice, astfel este importantă compensarea timpului mort și a neliniarităților IST.

Pentru calculul offsetului de tensiune v_{ascpu} , $v_{\beta scpu}$ se folosește algoritmul din Fig. 5.9 b, unde pentru calculul fluxului de referință a MP se folosesc relațiile:

$$\psi_{PM\alpha p_{uk-1}}^* = \psi_{PMpu} \cos \theta_{r_{puk-1}}, \quad \psi_{PM\beta p_{uk-1}}^* = \psi_{PMpu} \sin \theta_{r_{puk-1}} \quad (5.9)$$

În continuare având în vedere relațiile (2.161), (2.162) se poate calcula fluxul de înlănțuire a MP în coordonatele „ $\alpha\beta$ ” sub forma:

$$\psi_{PM\alpha p_{uk}} = \psi_{asp_{uk}} - l_{dpu} (i_{dp_{uk-1}})_{dp_{uk-1}} \cos \hat{\theta}_{r_{puk-1}} + l_{qpu} (i_{qp_{uk-1}})_{qp_{uk-1}} \sin \hat{\theta}_{r_{puk-1}} \quad (5.10)$$

$$\psi_{PM\beta p_{uk}} = \psi_{\beta sp_{uk}} - l_{dpu} (i_{dp_{uk-1}})_{dp_{uk-1}} \sin \hat{\theta}_{r_{puk-1}} - l_{qpu} (i_{qp_{uk-1}})_{qp_{uk-1}} \cos \hat{\theta}_{r_{puk-1}} \quad (5.11)$$

unde: $\psi_{PM\alpha p_{uk}} = \psi_{PM\alpha\beta p_{uk}} \cos \theta_{r_{puk}}$, $\psi_{PM\beta p_{uk}} = \psi_{PM\alpha\beta p_{uk}} \sin \theta_{r_{puk}}$

Din relațiile (5.10), (5.11) se poate calcula amplitudinea fluxului de înlănțuire magnetică a MP astfel:

$$\psi_{PM\alpha\beta p_{uk}} = \sqrt{\psi_{PM\alpha p_{uk}}^2 + \psi_{PM\beta p_{uk}}^2} \quad (5.12)$$

Eroarea de poziție a fluxului MP se poate calcula cu relația de mai jos:

$$\Delta\theta_{1p_{uk}} = \frac{\psi_{PM\beta p_{uk}} \cos \hat{\theta}_{r_{puk-1}} - \psi_{PM\alpha p_{uk}} \sin \hat{\theta}_{r_{puk-1}}}{\psi_{PM\alpha\beta p_{uk}}} \quad (5.13)$$

O altă metodă de calculare a erorii de poziție dintre poziția asumată a rotorului și poziția adevărată a rotorului (vezi Fig. 5.9 a) și dată de relația:

$$\Delta\theta_{pu} = \theta_{r_{pu}} - \theta_{pu} \quad (5.14)$$

este de a utiliza diferența dintre variabile de stare măsurate și variabile de stare estimate folosind modelul în curent a MSMPS în coordonate rotorice [9], [10].

Din Fig. 5.9 a se poate observa că coordonatele „xy” reprezintă coordonatele pentru poziția asumată a rotorului, iar coordonatele „dq” sunt coordonatele pentru poziția adevărată a rotorului astfel că se poate scrie modelul de curent al MSMPS în coordonatele asumate pentru poziția rotorului (vezi și relațiile (2.135), (2.136)) și ținând seama și de poziția reală sub forma:

$$\frac{di_{xpu}}{dt_b} = \frac{1}{l_{dpu}} \left[v_{xpu} - \hat{r}_{pu} i_{xpu} + \omega_{xy pu} l_{qpu} i_{y pu} + \omega_{rpu} \psi_{PMpu} \sin \Delta\theta_{pu} \right] \quad (5.15)$$

$$\frac{di_{y pu}}{dt_b} = \frac{1}{l_{qpu}} \left[v_{y pu} - \hat{r}_{pu} i_{y pu} - \omega_{xy pu} l_{dpu} i_{xpu} - \omega_{rpu} \psi_{PMpu} \cos \Delta\theta_{pu} \right] \quad (5.16)$$

Modelul matematic utilizat pentru estimarea curenților se obține din relațiile (5.15), (5.16) în cazul în care $\Delta\theta_{pu} = 0$, $\omega_{xy pu} = \omega_{rpu}$ astfel că se pot scrie următoarele relații:

$$\frac{d\hat{i}_{xpu}}{dt_b} = \frac{1}{l_{dpu}} \left[v_{xpu} - \hat{r}_{pu} i_{xpu} + \omega_{xy pu} l_{qpu} i_{y pu} \right] \quad (5.17)$$

$$\frac{d\hat{i}_{y_{pu}}}{dt_b} = \frac{1}{l_{qpu}} [v_{y_{pu}} - \hat{r}_{pu}i_{y_{pu}} - \omega_{xy_{pu}}l_{dpu}i_{x_{pu}} - \omega_{xy_{pu}}\psi_{PM_{pu}}] \quad (5.18)$$

Asumând că perioada de eșantionare a curentului este destul de mică în raport cu constanta de timp electrică a MSMPS putem scrie că:

$$\frac{di_{x,y_{pu}}}{dt_b} = \frac{i_{x,y_{puk}} - i_{x,y_{puk-1}}}{t_b} \quad \frac{d\hat{i}_{x,y_{pu}}}{dt_b} = \frac{\hat{i}_{x,y_{puk}} - \hat{i}_{x,y_{puk-1}}}{t_b} \quad (5.19)$$

În cazul unor diferențe de unghi mici putem scrie:

$$\sin \Delta\theta_{pu} \approx \Delta\theta_{pu} \quad \cos \Delta\theta_{pu} \approx 1 \quad (5.20)$$

În cazul diferenței între valorile curenților actuali și a curenților estimați în axa „x” având în vedere relațiile (5.15), (5.17), (5.19), (5.20) rezultă următoarea relație

$$i_{x_{puk}} - \hat{i}_{x_{puk}} = \frac{t_b}{l_{dpu}} \omega_{rpu} \psi_{PM_{pu}} \Delta\theta_{pu} \quad (5.21)$$

Din relația (5.21) rezultă că eroarea de curent din axa „x” („d”) este proporțională cu eroarea de unghi și viteza unghiulară de rotație.

În algoritmul de control propus pentru calculul erorii unghiului de rotație din relația (5.21), turația MSMPS ce intervine în această relație este limitată folosind relația:

$$\begin{cases} \text{if } (|\hat{\omega}_{rpu}| < \omega_{rpu \min}) \\ \{ \\ \hat{\omega}_{rpu} = \text{semn}(\hat{\omega}_{rpu}) \omega_{rpu \min} \\ \} \end{cases} \quad (5.22)$$

În continuare în sistemul de reglaj se utilizează ca notații în loc de „xy” ca coordonate ale poziției asumate notația „dq” astfel că $\omega_{xy_{pu}} \equiv \hat{\omega}_{rpu}$, iar ecuațiile recursive pentru estimarea curenților folosind ca metodă de discretizarea cea a dreptunghiului sunt:

$$\hat{i}_{d_{puk}} = \hat{i}_{d_{puk-1}} + \frac{t_b}{l_{dpu}(i_{d_{puk-1}})} [v_{d_{puk}} - r_{pu}\hat{i}_{d_{puk-1}} + \hat{\omega}_{r_{puk-1}}l_{qpu}(i_{q_{puk-1}})q_{puk-1}] \quad (5.23)$$

$$\hat{i}_{q_{puk}} = \hat{i}_{q_{puk-1}} + \frac{t_b}{l_{qpu}(i_{q_{puk-1}})} [v_{q_{puk}} - r_{pu}\hat{i}_{q_{puk-1}} - \hat{\omega}_{r_{puk-1}}l_{dpu}(i_{d_{puk-1}})d_{puk-1} - \hat{\omega}_{rpu}\psi_{PM_{pu}}] \quad (5.24)$$

Pentru calculul erorii de poziție se folosește relația:

$$\Delta\theta_{2_{puk}} = \frac{l_{dpu}(i_{d_{puk}})(i_{d_{puk}} - \hat{i}_{d_{puk}})}{t_b \hat{\omega}_{r_{puk}} \psi_{PM_{pu}}} \quad (5.25)$$

Pentru estimarea poziției, respectiv vitezei rotorului din eroarea de poziție se folosește un observator de tip PLL a cărui ecuații recursive sunt:

$$\hat{\omega}_{r_{puk}} = \hat{\omega}_{r_{puk-1}} + K_{\omega} t_b \Delta\theta_{PLL_{puk}} \quad (5.26)$$

$$\hat{\theta}_{r_{puk}} = \hat{\theta}_{r_{puk-1}} + t_b (\hat{\omega}_{r_{puk}} + K_{\theta} \Delta\theta_{PLL_{puk}}) \quad (5.27)$$

În observatorul PLL eroarea unghiului este dată de relația:

$$\Delta\theta_{PLL_{puk}} = K_1 (\hat{\omega}_{r_{puk-1}}) \Delta\theta_{1_{puk}} + K_2 (\hat{\omega}_{r_{puk-1}}) \Delta\theta_{2_{puk-1}} \quad (5.28)$$

unde: $K_1(\hat{\omega}_{rpuk-1})$, $K_2(\hat{\omega}_{rpuk-1})$ sunt doi coeficienți prin intermediul cărora se poate determina ponderea, erorii unghiului determinate prin intermediul celor două metode prezentate mai sus, dependent de viteză ce intervine în calculul poziției, respectiv vitezei de rotație a rotorului.

Pe baza relațiilor și a considerentelor discutate mai sus este prezentat mai jos (vezi Fig. 5.10) algoritmul utilizat pentru estimarea poziției și vitezei de rotație a rotorului.

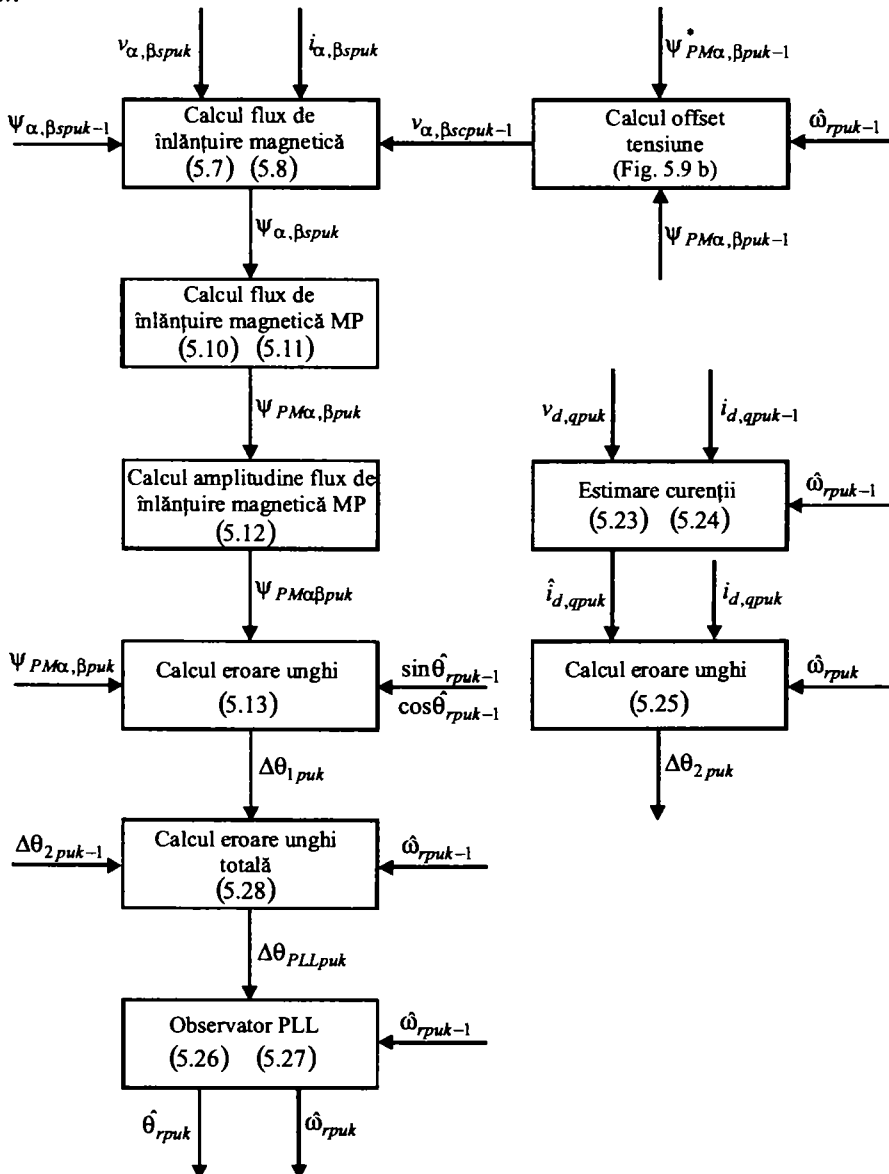


Fig. 5.10 Algoritmul de estimare a poziției și vitezei de rotație a rotorului MSMPS

Observație. În relațiile de mai sus \hat{r}_{puk} reprezintă rezistența statorică estimată.

5.4.2 Estimarea rezistenței satorice

În cazul în care se folosește modelul ortogonal în coordonatele satorice “ $\alpha\beta$ ” pentru calculul fluxului de înlănțuire magnetică, vezi relațiile (5.7), (5.8) un parametru important ce intervine este rezistența satorică, rezistență a cărei valoare se modifică cu modificarea temperaturii MSMPS. O schimbare a valorii rezistenței satorice cu temperatura conduce la o estimare greșită a fluxului de înlănțuire magnetică și în final la estimarea cuplului electromagnetic. Influența valorii rezistenței satorice este mare la turații reduse deoarece căderea de tensiuni pe rezistență este mare în raport cu tensiune totală de alimentare a MSMPS.

O supraestimare sau subestimare a rezistenței satorice face ca fluxul de înlănțuire estimat să fie în fața sau în spatele fluxului de înlănțuire a MSMPS. Se poate spune că o valoare greșită a rezistenței satorice conduce la o eroare în amplitudine și unghi a fluxului de înlănțuire magnetică, erori ce cresc odată cu scăderea turației MSMPS. Influența negativă a valorii rezistenței satorice în estimarea fluxului de înlănțuire magnetică face necesară estimarea “online” a rezistenței satorice.

În literatura de specialitate sunt abordate diferite metode de estimare a rezistenței satorice, în unele metode rezistența satorică poate fi determinată numai când rotorul este în repaus, (vezi [6], [17]), sau metode prin care se poate determina rezistența satorică “online” folosind de exemplu modelul de referință adaptiv al MSMPS (vezi [12], [14]).

În continuare pentru estimarea rezistenței “online” se propune o metodă care folosește avantajele combinării modelul ortogonal în coordonatele satorice “ $\alpha\beta$ ” cu modelul de curent în coordonatele ortogonale “dq” pentru estimarea poziției rotorului, respectiv a vitezei de rotație. În cazul în care se consideră că $\omega_{xy\text{pu}} = \omega_{r\text{pu}}$ din diferența curenților din axa „y” vezi relațiile (5.16), (5.18), (5.19), (5.20) rezultă relația:

$$i_{ypuk} - \hat{i}_{ypuk} = \frac{t_b}{I_{qpu}} \Delta r_{pu} i_{ypuk-1} \quad (5.29)$$

unde pentru calculul curentului i_{ypuk} se folosește relația (5.24).

Din relația (5.29) se poate spune că variația curentului în axa “q” (“y”) este proporțională cu variația rezistenței datorată variației de temperatură a MSMPS.

Utilizând aceeași observație referitoare la axele referențialului rotoric din relația (5.29) rezultă relația de estimare a rezistenței sub forma:

$$\hat{r}_{puk} = \hat{r}_{puk-1} - \frac{K_r}{nt_b} \sum_0^n \frac{(i_{qpuk} - \hat{i}_{ypuk})_{qpu} (i_{qpuk-1})}{i_{qpuk-1}} \quad (5.30)$$

unde K_r este o constantă prin intermediul căruia se poate determina ponderea diferenței curentului ce intervine în estimarea rezistenței.

Performanțele obținute în estimarea rezistenței satorice pe baza relației (5.29) sunt analizate în paragraful următor.

5.5 Performanțele SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare propus

În continuare se prezintă performanțele obținute experimental cu SCVOC fără senzori de mișcare în cazul sistemului de reglaj propus în paragrafele anterioare. Algoritmul de control propus a fost implementat la nivel de DSC, astfel că rezultatele experimentale de mai jos au fost obținute cu ajutorul unui SCVOC fără senzori de mișcare a cărei structură este prezentată în Fig. 5.8, iar ca stand de încercare folosit este cel prezentat în paragraful 6.5.

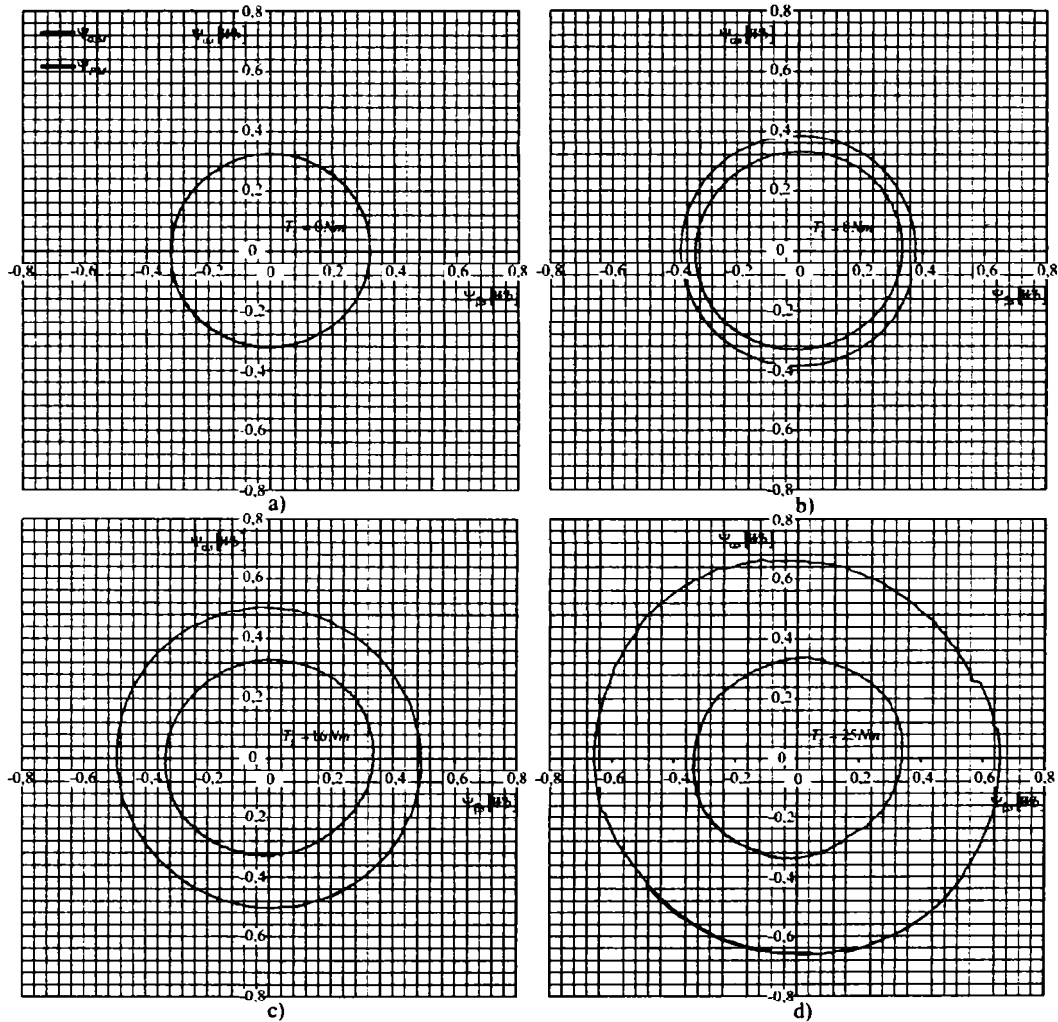


Fig. 5.11 Fluxul de înălțuire a MP estimat, respectiv fluxul de înălțuire magnetică în coordonatele „ $\alpha\beta$ ” la turația mecanică de 40 rpm pentru diferite valori ale cuplului de sarcină a) $T_S = 0Nm$; b) $T_S = 8Nm$; c) $T_S = 16Nm$; d) $T_S = 25Nm$

Diferitele mărimi care sunt prezentate în figurile de mai jos sunt achiziționate prin intermediul a doua programe ce rulează la nivel de calculator și prin intermediul cărora pot fi setate, vizualizate și achiziționate diferite mărimi ce sunt analizate mai jos precum și cu ajutorul unui osciloscop. Prin intermediul unui program se poate comunica cu IST și astfel cu SCVOC fără senzori de mișcare implementat, prin intermediul unei comunicații seriale, astfel că se pot seta diferite

mărimi ale algoritmului de control (cum ar fi de exemplu turația de referință și gradientul de creștere a turației de referință), și în același timp se pot vizualiza, respectiv achiziționa diferite mărimi ale SCVOC, marimi ale SCVOC ce sunt estimate sau măsurate.

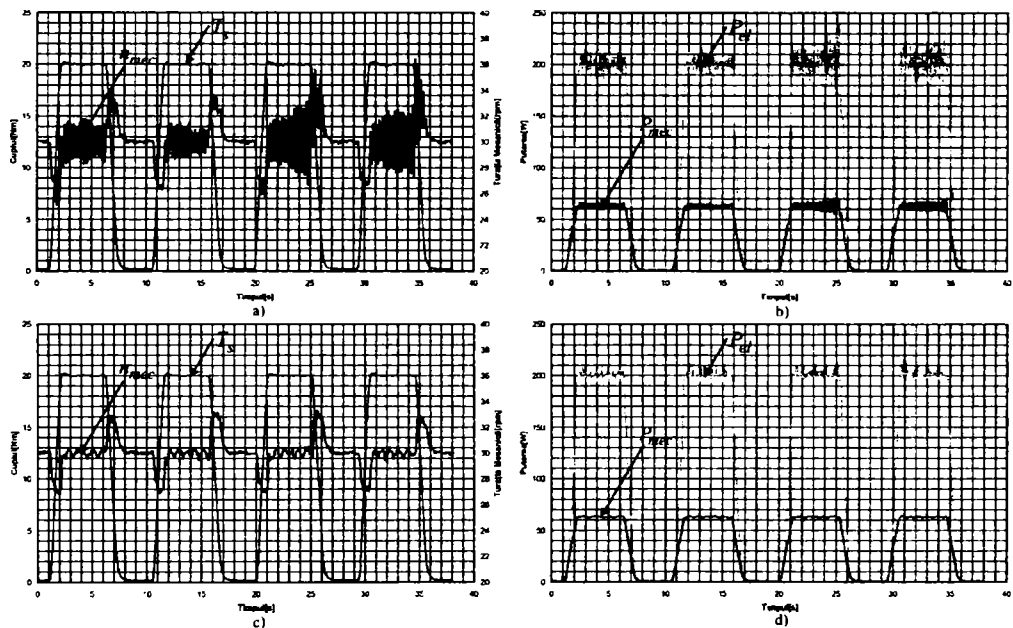


Fig. 5.12 Performanțele SCVOC la turația mecanică de 30 rpm în cazul în care cuplul de sarcină variază $T_S = 0 \rightarrow 20Nm$ iar $K_2(\hat{\omega}_r) = 0$ în cazul a) și b), iar $K_2(\hat{\omega}_r) = 0,02$ în cazul c) și d)

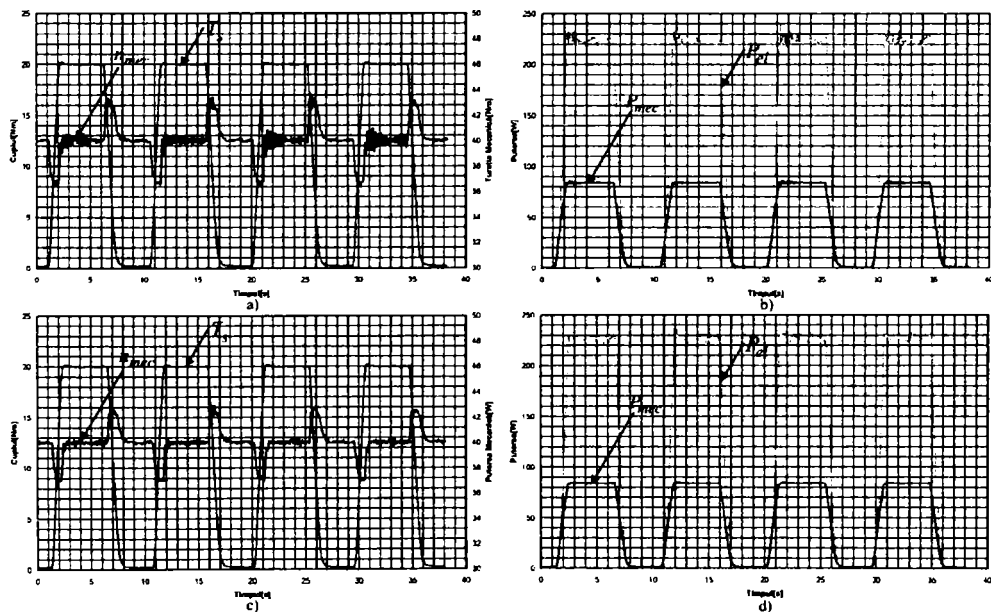


Fig. 5.13 Performanțele SCVOC la turația mecanică de 40 rpm în cazul în care cuplul de sarcină variază $T_S = 0 \rightarrow 20Nm$ iar $K_2(\hat{\omega}_r) = 0$ în cazul a) și b), iar $K_2(\hat{\omega}_r) = 0,02$ în cazul c) și d) Un alt program este utilizat pentru a comunica cu frâna, respectiv cu analizorul de putere al standului de încercare prin intermediul unei interfețe GPIB, astfel că în

cazul frânei pot fi setate cuplul rezistent ce trebuie dezvoltat de frână precum și profilul acestui cuplu, iar ca mărimi ce pot fi achiziționate sunt cuplul dezvoltat de MSMPS, turația MSMPS, respectiv puterea mecanică, iar prin intermediul analizorului de putere trifazat pot fi achiziționate diferitele mărimi electrice (tensiune, curenți, putere, factor de puterea...). Ca MSMPS utilizată pentru testarea SCVOC fără senzori de mișcare propus este o MSMPSDD la care $I_{dpu} \approx I_{qpu}$.

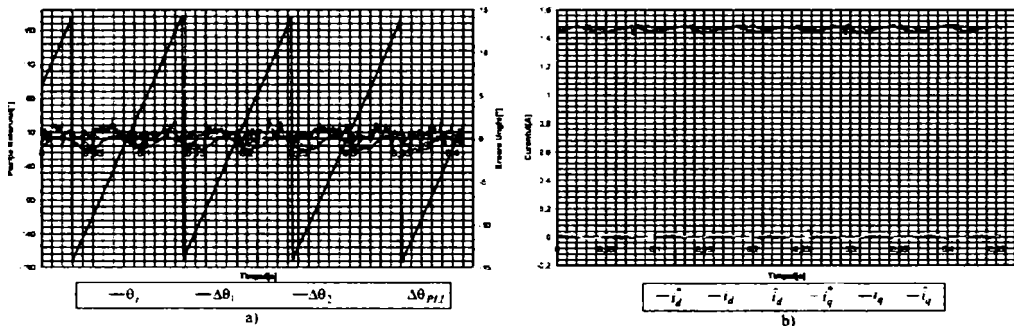


Fig. 5.14 Performanțele SCVOC fără senzori de mișcare la turația mecanică de 40 rpm și $T_S = 10Nm$

a) eroarea de poziție
b) variația curenților în coordonata „dq”

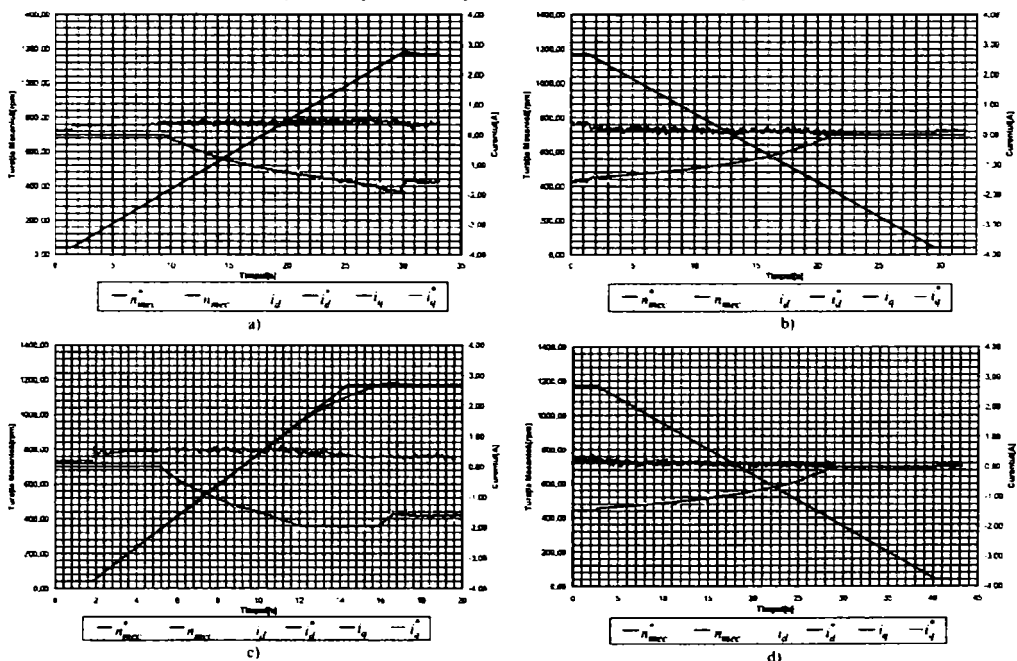


Fig. 5.15 Performanțele SCVOC fără senzori de mișcare în cazul accelerării, respectiv frânării:

- a) în cazul unui gradient de 40 rpm/s și $T_S = 1Nm$
- b) în cazul unui gradient de 40 rpm/s și $T_S = 1Nm$
- c) în cazul unui gradient de 90 rpm/s și $T_S = 1,2Nm$
- d) în cazul unui gradient de 30 rpm/s și $T_S = 0Nm$

Un prim test se face la turația mecanică de 40 rpm, test prin intermediul căruia se vizualizează fluxul de înlănțuire a MP estimat, respectiv fluxul de înlănțuire magnetică pentru diferite valorile ale cuplului de sarcină vezi Fig. 5.11.

Se poate spune că fluxul de înlănțuire a MP estimat prin algoritmul propus este un cerc pentru diferite valori al cuplului de sarcină, iar în cazul cuplului de sarcină $T_S = 25Nm$, se poate observa influența efectului de saturație în estimarea fluxului.

În continuare se va face o analiză a performanțelor sistemului de reglaj la turația mecanică de 30 rpm respectiv 40 rpm (vezi Fig. 5.12, Fig. 5.13) în cazul în care pentru calculul erorii poziției rotorului se folosește numai modelul ortogonal în coordonatele statorice " $\alpha\beta$ " (cazul a), b) din cele două figuri menționate), sau pentru calculul erorii poziției rotorului se folosește combinat modelul ortogonal statoric respectiv modelul de curent în referențial rotoric (cazul c), d) din cele două figuri menționate).

Din analiza Fig. 5.12, Fig. 5.13 se poate spune că se pot obține performanțe mai bune în cazul combinării celor două modele ortogonale. În cazul acestui test cuplul de sarcină s-a modificat prin intermediul standului de încercare între valorile de 0 Nm și 20 Nm variație ce a fost realizată într-un timp de 1 sec, iar măsurile reprezentate sunt măsurate prin intermediul standului de încercare.

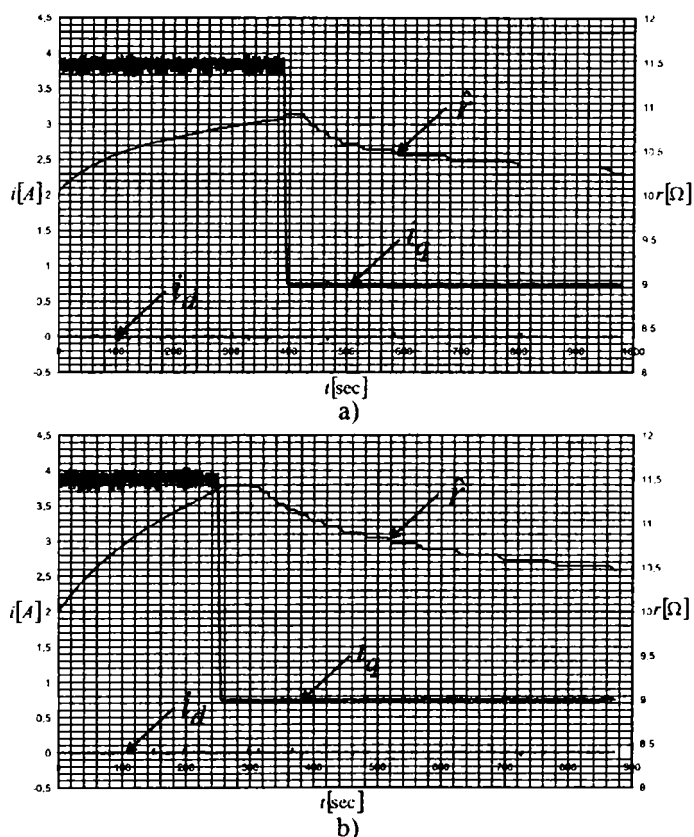


Fig. 5.16 Estimarea rezistenței statorice pentru diferite valori ale cuplului de sarcină ($T_S = 25Nm$, $T_S = 5Nm$) la turația mecanică de 40 rpm
 a) în cazul utilizării unui ventilator pentru răcirea MSMPSDD
 b) în cazul răcirii naturale a MSMPSDD

În Fig. 5.14 a) sunt prezentate valoarea unghiului estimat θ_r , respectiv erorile poziției rotorului $\Delta\theta_1$, $\Delta\theta_2$, $\Delta\theta_{PLL}$, iar în Fig. 5.14 b) sunt prezentate valorile curenților după cele două axe „dq” i_d^* , i_d , \hat{i}_d , i_q^* , i_q , \hat{i}_q . În cazul acestui test turația mecanică a fost 40 rpm iar cuplul de sarcină $T_s = 10 \pm 0,25Nm$.

Algoritmul de generare a curenților de referință în zona de cuplul constant, respectiv în zona de slăbire de câmp este cel prezentat în capitolul 3 și 4. În zona de cuplu constant a fost aplicată ca metodă de generare a curenților de referință metoda SCCM. Performanțele SCVOC fără senzori de mișcare în diferitele zone este prezentată în Fig. 5.15. În cazul acestui test MSMPSDD a fost accelerată, respectiv frânată cu diferite valori ale gradientului de frânare sau accelerare, și diferite valori a cuplului de sarcină.

În final în Fig. 5.16 este prezentată variația rezistenței estimate prin intermediul algoritmului propus de estimare a rezistenței în cazul în care la începutul testului cuplul de sarcină este $T_s = 25Nm$ astfel că în cazul figurii a) temperatura MSMPSDD crește de la 39°C la 70°C, iar în cazul figurii b) temperatura MSMPSDD crește de la 35°C la 70°C, în continuare cuplul de sarcină scade la $T_s = 5Nm$ astfel că în cazul figurii a) temperatura MSMPSDD scade de la 70°C la 40°C, iar în cazul figurii b) temperatura MSMPSDD scade de la 70°C la 46,8°C.

În Fig. 5.16 a) răcirea MSMPSDD se face prin intermediul unui ventilator, iar în Fig. 5.16 b) răcirea se face în mod natural.

5.6 Concluzii

Pentru determinarea poziției inițiale a rotorului, respectiv a parametrilor MSMPS prin algoritmul propus nu este necesară modificarea părții hard a IST, iar ca algoritmul poate fi integrat în sistemul de control al MSMPS. Prin algoritmul propus se poate determina poziția inițială a rotorului combinat cu o secvență de fixare a rotorului, respectiv se pot determina parametrii (rezistență, inductivități după axele „d”, „q”) ale MSMPS. Metoda de determinare a poziției inițiale a rotorului poate fi aplicată atât MSMPS cât și MSMPI.

SCVOC fără senzori de mișcare propus utilizează combinat modelul ortogonal în coordonatele statorice, respectiv modelul de curent în coordonatele rotorice pentru calculul erorii poziției rotorului. Din eroarea de poziție a rotorului prin intermediul unui observator de tip PLL se calculează poziția, respectiv viteza de rotație a rotorului. Prin intermediul coeficienților $K_1(\hat{\omega}_{rpuk-1})$, $K_2(\hat{\omega}_{rpuk-1})$ se poate determina ponderea erorii de poziție calculate prin cele două metode dependent și de viteza de rotație estimată ce intervine în eroarea totală de poziție utilizată ca intrare în observatorul de tip PLL. Pentru estimarea rezistenței statorice se folosește diferența dintre curentul estimat și măsurat din axa „q”(„y”).

În cazul utilizării metodelor de estimare a poziției și vitezei de rotație a rotorului bazate pe modelul matematic al fundamentalei MSMPS, viteza de rotație nu mai este observabilă în cazul în care frecvența statorică este zero. La turații foarte scăzute estimarea poziției, respectiv vitezei rotorului se poate face prin intermediul injectării unor semnale de înaltă frecvență, semnale(de tensiune sau curent) ce pot fi aplicate continuu, sau periodic. Ca dezavantaj al acestei metode ar fi faptul că poate fi aplicată numai în cazul MSMPS la care $L_d \neq L_q$, există un

disconfort acustic prin injectarea acestor semnale de înaltă frecvență, tensiune maximă ce poate fi aplicată MSMPS pentru generarea cuplului electromagnetic este limitată, în cazul anumitor metode cuplul electromagnetic dezvoltat de MSMPS este redus prin crearea unor cupluri parazite, metoda este limitată de efectul de saturație ([15], [16]).

5.7 Bibliografie selectivă

- [1] Nakashima S., Inagaki Y., Miki I. "Sensorless Initial Rotor Position Estimation of Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 36, nr.6, Noiembrie/Decembrie, 2000
- [2] Tursini M., Petrella R., Parasiliti F. "Initial Rotor Position Estimation Method for PM Motors", IEEE Trans. On Power Elec., vol. 39, nr.6, Noiembrie/Decembrie, 2003
- [3] Boussak M. "Implementation and Experimental Investigation of Sensorless Speed Control With Initial Rotor Position Estimation for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor drive", IEEE Trans. On Power Elec., vol. 20, nr.6, Noiembrie, 2005
- [4] Noguchi T., Yamada K., Kondo S., Takahashi I. "Initial Rotor Estimation Method of Sensorless PM Synchronous Motor with No Sensitivity to Armature Resistance", IEEE Trans. On Ind. Elec., vol. 45, nr.1, Februarie, 1998
- [5] Haque Md. E., Zhong L., Rahman M. F., "A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. On Power Elec., vol. 18, nr.6, Noiembrie, 2003
- [6] Morimoto S., Sanada M., Takeda Y., "Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 42, nr. 5, Septembrie/Octombrie 2006
- [7] Morimoto S., Kawamoto K., Sanada M., Takeda Y., "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 38, nr. 4, Iulie/August 2002
- [8] Andreescu Gh. D., "Nonlinear Observer for Position and Speed Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", Optimization of Electrical and Electronic Equipments – Braşov 1998
- [9] Matsui N., Shigyo M., "Brushless dc Motor Control without Position and Speed Sensors", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 28, nr. 1, Ianuarie/Februarie 1992
- [10] Matsui N., "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives", IEEE Trans. On Ind. Elec., vol. 43, nr. 2, Aprilie 1996
- [11] Acarnley Paul P., Watson John F., "Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines", IEEE Trans. On Ind. Elec., vol. 53, nr. 2 Aprilie 2006
- [12] Nahid-Mobarakeh B., Meibody-Tabar F., Sargos F., "Mechanical Sensorless Control of PMSM With Online Estimation of Stator Resistance", IEEE Trans On Ind. Appl., vol. 40, nr. 2, Martie/Aprilie 2004
- [13] Ertugrul N., Acarnley P., "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 30, nr. 1 Ianuarie/Februarie 1994
- [14] Rashed M., MacConnell F., Stronach F., Acarnley P., "Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor

- With Stator-Resistance Estimation”, IEEE Trans. On Ind. Elec., vol. 54, nr. 3, Junie 2007
- [15] Bianchi N., Bolognani S., “Influence of Rotor Geometry of an IPM Motor on Sensorless Control Feasibility”, IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 43, nr. 1, Ianuarie/Februarie 2007
- [16] Guglielmi P., Pastorelli M., Vagati A., “Cross-Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Sensorless Control”, IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 42, nr. 6, Noiembrie/Decembrie 2006
- [17] Cho K.Y., Hong Y., Hong C. H., “Sensorless control of a PM synchronous motor for direct drive washer without rotor position sensors”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 151, nr. 1, Ianuarie 2004
- [18] Biriescu M., Liuba Gh., Moț M., Olarescu V., Groza V., “Identification of Synchronous Machine Reactances from Direct Current Decay at Standstill Test”, ICEM 2000, Finland, Helsinki pag. 1914-1916

6 Performanțele diferitelor MSMPS respectiv ale MI asociate cu convertoare statice utilizate în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW

6.1 Introducere

În acest capitol vor fi abordate performanțele diferitelor tipuri de MSMPS, respectiv a MI asociate cu convertoare statice utilizate în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW (ca aplicații ar fi cele de uz casnic, compresoare, ventilatoare etc). În determinarea performanțelor MI s-au folosit sisteme de reglaj asemănătoare celor pentru MSMPS. Pentru comanda MSMPS, respectiv a MI s-au folosit aceleași convertoare statice a căror structură este prezentată în capitolele 4 și 5. Pe lângă analiza performanțelor electromecanice ale MSMPS, respectiv ale MI se va face și o scurtă analiză constructivă (pondera diferitelor materiale ce intră în componența acestora, numărul de poli statori, respectiv rotorici, forme constructive...) a acestor tipuri de motoare utilizate în aplicații cu puteri de până la 1,2 kW. MSMPS și MI asociate cu convertoare statice sunt utilizate pe scară largă în aplicațiile de uz, compresoare, ventilatoare în Asia și USA, iar mai nou aceste tipuri de motoare sunt utilizate din ce în ce mai des și în Europa, datorită performanțelor electrice superioare față de mașinile universale sau mașinile electrice de c.c. precum și datorită evoluției pe piața de componente electronice.

6.2 MSMPS. Configurații.

Din punct de vedere al modului de cuplare al sistemului de acționare mecanic sistemele de reglaj cu MSMPS se pot clasifica în:

- sisteme cu MSMPS la care cuplajul cu sistemul acționat se face prin intermediul unui raport de trasmisie (de exemplu prin intermediul unei curele);
- sisteme cu MSMPS la care cuplajul cu sistemul acționat se face direct, aceste MSMPS fiind cunoscute și sub denumirea de MSMPS de tip "direct drive", iar în continuare vor fi notate ca MSMPSDD;

Variante constructive de MSMPS (la care cuplajul se face prin intermediul unui raport de transmisie) ce sunt utilizate în aplicațiile de putere redusă de până la 1,2 kW și care au fost utilizate pentru analiza performanțelor sistemelor de reglaj propuse sunt prezentate în Fig. 6.1. MSMPS1 și MSMPS2 cu MP interiori de tip NdFeB au aceeași configurație, diferența existând numai în faptul că în cazul MSMPS1 diametrul exterior al rotorului, respectiv al statorului este mai mic decât în cazul MSMPS2, în schimb lungimea axială a MSMPS1 este mai mare decât MSMPS2. MSMPS3 are aceeași variantă constructivă a statorului ca și MSMPS1 și MSMPS2, doar modul de amplasare al MP diferă de MSMPS1 și MSMPS2. În Fig. 6.1 d) este prezentată o MSMPS4 la care rotorul este magnetizat circular. Această variantă de magnetizare a rotorului este preferată în cazul în care se utilizează de exemplu ferite (MP la care densitatea fluxului este redusă), astfel că prin această topologie se

poate obține o densitate a fluxului în întrefier mai mare decât în MP și astfel densitatea cuplului este mai mare. În toate cele 4 variante configurația statorului este aceeași și anume numărul de creștături statorice $N_{CS} = 12$, iar înfășurările sunt concentrate. Avantajele, respectiv dezavantajele utilizării înfășurărilor concentrate sunt prezentate la sfârșitul acestui paragraf.

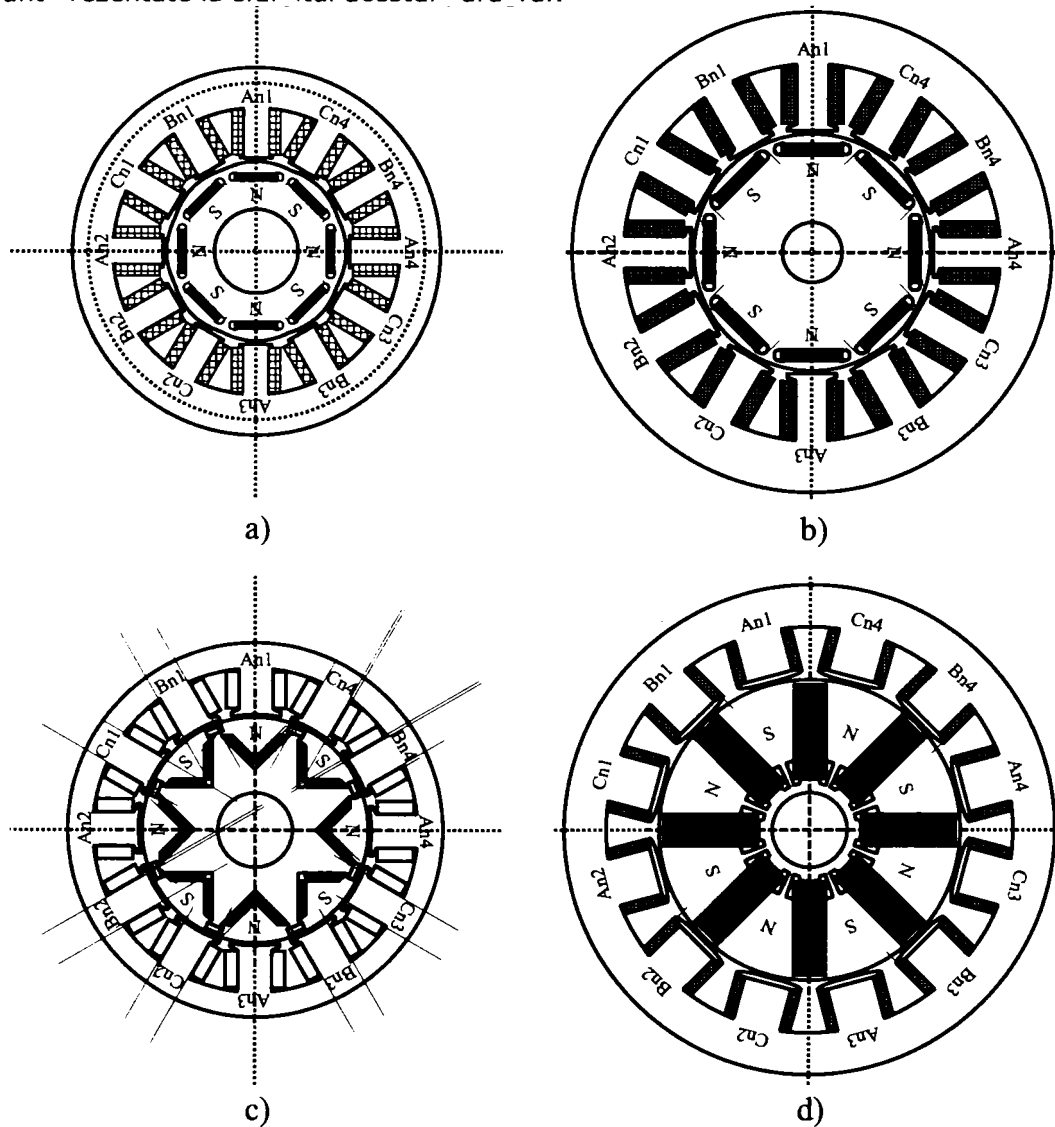


Fig. 6.1 Secțiuni ale MSMPS:

MSMPS1 - $N_{CS} = 12$, $n = 4$, MP de tip NdFeB

MSMPS2 - $N_{CS} = 12$, $n = 4$, MP de tip NdFeB

MSMPS3 - $N_{CS} = 12$, $n = 4$, MP de tip NdFeB

MSMPS4 - $N_{CS} = 12$, $n = 4$, MP de tip Ferite

Cele 4 MSMPs au același număr de perechi de poli $n = 4$, astfel că numărul de creștături per pol per fază $N_{cspf} = \frac{1}{2}$. Aceste variante constructive se potrivesc în cazul aplicațiilor la care este necesară o plajă largă de variație a turației, astfel că MSMPs funcționează și în zona de slăbire de câmp.

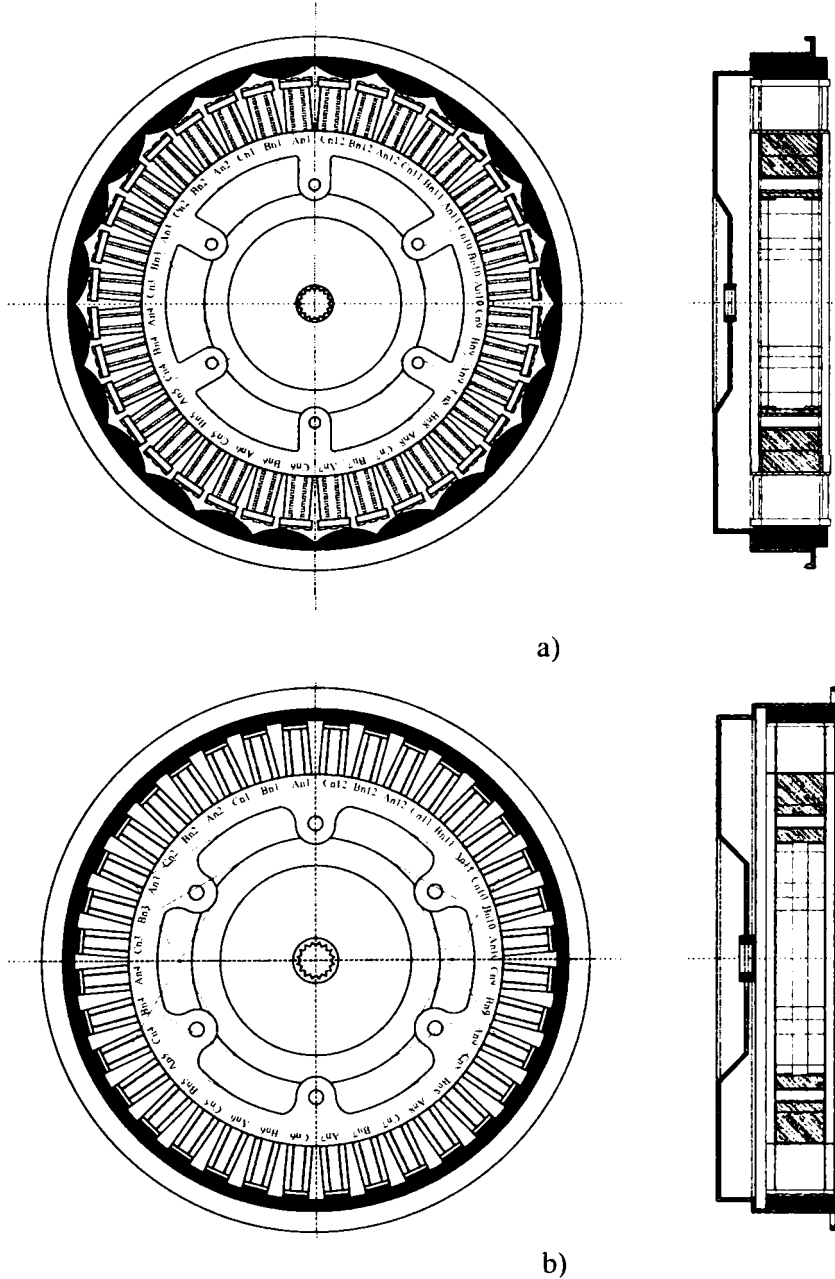


Fig. 6. 2 Secțiuni ale MSMPsDD:

- a) MSMPsDD1 - $N_{CS} = 36$, $n = 4$, MP de tip Ferite
 b) MSMPsDD2 - $N_{CS} = 36$, $n = 4$, MP de tip Ferite

În cazul folosirii MP interiori, MP sunt fixați mecanic mai bine, astfel că MSMPS poate funcționa la turații mai ridicate, și în același timp valoarea inductivității după axa "d" este mai mare în cazul utilizării topologiei cu MP interiori. Valoarea inductivității după axa "d" este în plus mai mare datorită utilizării înfășurărilor concentrate.

În cazul în care valoarea inductivității L_d are o valoare mai mare randamentul MSMPS este mai bun în zona slăbirii de câmp. În cazul topologiei rotorului cu MP interiori inductivitățile după cele 2 axe sunt diferite $L_d \neq L_q$, astfel că în componența cuplului electromagnetic intervine și cuplul electromagnetic reluctant, astfel că valoarea cuplului electromagnetic per curent este mai mare, un alt avantaj fiind și faptul că această proprietate ($L_d \neq L_q$) poate fi folosită pentru determinarea poziției inițiale a rotorului, respectiv pentru determinarea poziției rotorului MSMPS la turații reduse în cazul utilizării unor sisteme de reglaj fără senzori de mișcare. În cazul topologiei rotorului de concentrare a fluxului din Fig. 6.1 d), avantajul este de obținere a unei densități de cuplu mai mare în cazul folosirii feritelor. În continuare în Fig. 6. 2 se va prezenta variante constructive de MSMPS de tip "direct drive" (la care cuplajul se face direct cu sistemul acționat) ce sunt utilizate în aplicații de puteri reduse și care au fost utilizate pentru analiza performanțelor sistemelor de reglaj propuse. MSMPS de tip "direct drive" se vor nota în continuare cu MSMPSDD. Pentru analiza performanțelor electromagnetice, respectiv pentru analiza constructivă se vor utiliza 3 tipuri de MSMPSDD. În Tabelul 6. 1 sunt prezentate numărul de creștături statorice N_{cs} , numărul de perechi de poli n , respectiv numărul de creștări statorice per pol pe fază N_{cspf} ale celor 3 MSMPSDD.

Tabelul 6. 1 MSMPSDD

Tip MSMPSDD	N_{cs}	n	N_{cspf}	Tip MP
MSMPSDD1	36	12	$1/2$	Ferite
MSMPSDD2	36	24	$1/4$	Ferite
MSMPSDD3	24	14	$2/7$	Ferite

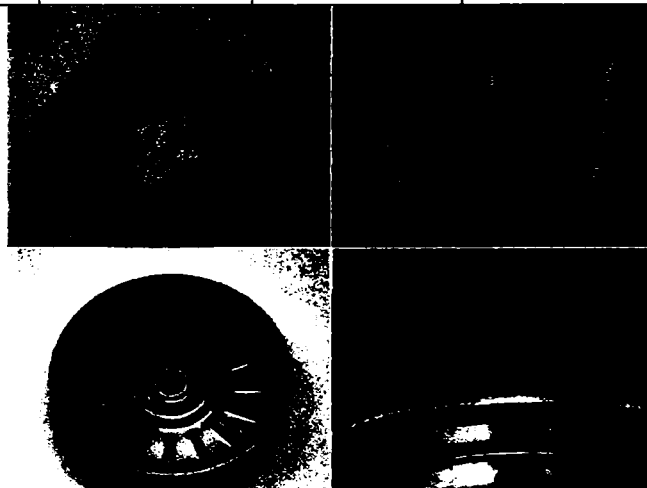


Fig. 6.3 MSMPSDD1 cu rotor exterior înfășurări concentrate și MP de tip Ferite

Ca MP utilizați în construcția MSMPSSD sunt ferite datorită prețului mai scăzut, al acestui tip de MP, având în vedere că pentru construcția MSMPSSD este necesară o cantitate destul de mare de MP (rotorul este exterior). În Fig. 6.3 este prezentată o MSMPSSD1. Din această figură se poate observa cum sunt realizate înfășurările concentrate și modul de dispunere a MP pe periferia rotorului. Celelalte două MSMPSSD (MSMPSSD2, MSMPSSD3) sunt asemănătoare din punct de vedere constructiv.

Așa cum s-a menționat pentru MSMPSSD prezentate mai sus înfășurările statorice sunt trifazate din cupru concentrate, spre deosebire de înfășurările trifazate ale MI care sunt distribuite. Utilizarea înfășurărilor concentrate în MSMPSSD, au următoarele dezavantaje spre deosebire de înfășurările distribuite:

- reducerea lungimii MSMPSSD (vezi [4]) ;
- reducerea volumului de cupru, respectiv a pierderilor în cupru în zonele de capăt ale înfășurărilor ;
- reducerea costurilor de fabricație ale înfășurărilor;
- simplificarea modului de realizare a înfășurărilor;
- pentru aceeași valoare a fluxului Ψ_{PM} înfășurările concentrate furnizează o valoare mai mare a inductivității de fază decât înfășurările distribuite(vezi [1]);

Ca dezavantaje ale utilizării înfășurărilor concentrate față de înfășurările distribuite se pot enumera:

- înfășurările concentrate au o pondere mai mare de armonici în tensiunea electromotoare indusă decât înfășurările distribuite; pentru a reduce aceste armonici se modifică forma dinților statorici, respectiv deschidere creștăturii statorice(vezi [8]);
- cuplul datorat efectului de creștătură este mai mare decât în cazul înfășurărilor distribuite;
- raportul inductivităților L_d / L_q este mai scăzut;

În cazul înfășurărilor concentrate în alegerea numărului de creștături statorice per pol per fază N_{csp} trebuie să se țină cont de următoarele:

- valoarea N_{csp} trebuie să fie mai mică sau egală cu 0,5 ca valori recomandate ar fi $\frac{2}{5}$, $\frac{2}{7}$ (vezi [2],[3]);
- pentru realizarea unor înfășurări simetrice trebuie ca rezultatul împărțirii dintre N_{cs} și cel mai mare divizor comun al N_{cs} și $2n$ trebuie să fie un multiplu de trei (vezi [4]);
- cel mai mic multiplu comun al N_{cs} și $2n$ trebuie să fie cât mai mare astfel se reduce cuplul datorat efectului de creștătură(vezi [4]);
- factorul de înfășurare care corespunde frecvenței de sincronism trebuie să fie cât mai mare, aceasta conducând la un număr ridicat de spire și de la o valoare redusă a curentului pentru un cuplu dat;

6.3 MI. Configurații.

În acest paragraf sunt prezentate două tipuri de MI (MI1, MI2) care sunt utilizate în aplicații de puteri reduse de exemplu aplicații de uz casnic, asociate cu convertoare statice, motoare ce sunt folosite pentru o analiza comparativă cu MSMPSSD. În Fig. 6.4 este prezentat MI2. Cuplajul MI se face cu sistemul de acționare prin intermediul unui raport de transmisie.

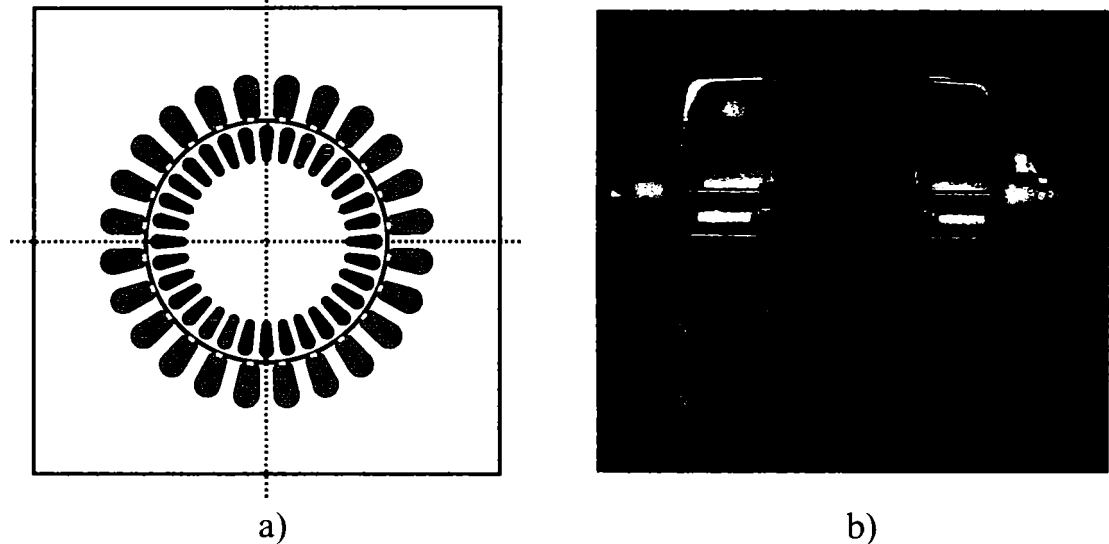


Fig. 6.4 Secțiune (a)) prin MI2, respectiv forma constructivă a MI2(b))

În Tabelul 6. 2 sunt prezentate caracteristicile celor 2 MI din punct de vedere al numărului de perechi de poli n , respectiv al tipului de material utilizat pentru realizarea înfășurărilor statorice și rotorice și tipul conexiunii înfășurării statorice.

Tabelul 6. 2 MI

Tip MI	n	Înfășurare. stator	Înfășurare. rotor	Tip conexiune.
MI1	2	Cu	Al	Stea
MI2	1	Cu	Al	Triunghi

Cele două MI au înfășurările statorice trifazate distribuite din Cu, iar înfășurările rotorice sunt realizate din bare de Al care sunt în scurtcircuit. Forma creștărilor rotorice sunt tipice pentru MI ce sunt asociate cu convertoare statice.

6.4 Analiza performanțelor MSMPS, respectiv MI cu puteri de până la 1,2 kW

O primă analiză a MSMPS și a MI este din punct de vedere al greutateii, este prezentată în Fig. 6.5. Astfel cele mai grele, respectiv voluminoase sunt MSMPSDD, aceste tipuri de motoare au rotorul exterior cu un diametru mare în raport cu lungimea astfel că sunt cunoscute în literatura de specialitate ca și MSMPS de tip "pan cake". Cele mai ușoare, respectiv mici ca volum motoare sunt MSMPS1, MSMPS2 și MSMPS3 în componența cărora ca MP se utilizează NdFeB. În cazul utilizării feritelor dimensiunile, respectiv greutatea MSMPS4 este aproximativ egală cu cea a MI1.

Observație. În calculul prețului materialelor ce intră în componența motoarelor, s-a luat ca referință prețul MI2, iar relația între constanta cuplului electromagnetic K_t și K_{trt} este:

$$K_{trt} = RaportTransmisie * K_t \quad (6.1)$$

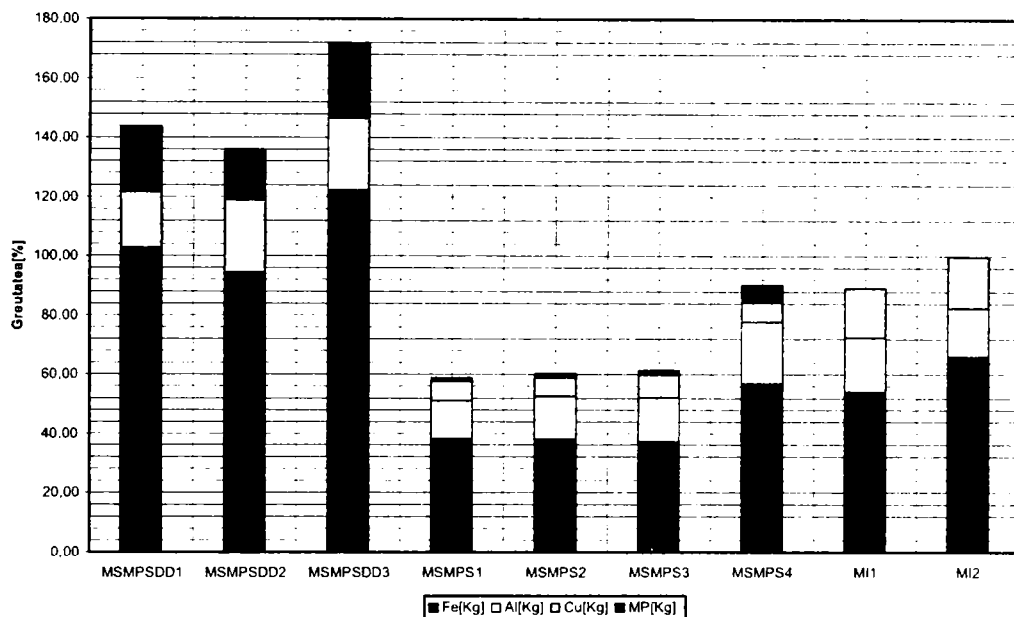


Fig. 6.5 Greutate în procente, respectiv dimensiunile de gabarit ale MSMPS și a MI

În Fig. 6.6 se prezintă prețurile în procente, respectiv constanta de cuplu per greutate cu și fără considerarea considerarea raportului de transmisie a motoarelor. Din Fig. 6.6 se poate spune că MSMPSSDD sunt cele mai scumpe (aproximativ 160% mai mult), urmate de MI, dar în cazul MI diferența de preț între MI și MSMP1 nu este așa de mare. Interesant de observat este faptul că deși greutatea totală a MSMP4 (cu ferite) este aproximativ egală cu cea a MI1 prețul MSMP4 este mai scăzut decât cel al MI1, datorită faptului că în componența MI1 intră mai mult cupru decât în MSMP4. Cele mai ieftine sunt MSMP1 și MSMP2 deși MP utilizați sunt NdFeB. Prin utilizarea MP de tip NdFeB cantitatea de Fe, respectiv de Cu ce intră în componența MSMP este redusă în comparație cu MI și MSMP cu MP de tip ferite. Din analiza constantei de cuplu per greutate se poate spune că MSMPSSDD sunt cele mai bune, dar în cazul în care se consideră și raportul de transformare atunci performanțele cele mai bune se obțin cu MSMP1 și MSMP2. Interesant de observat este faptul că performanțele MI1 sunt mai bune decât ale MSMP4 care are ca MP ferite.

În continuare se vor analiza performanțele electromecanice ale motoarelor prezentate mai sus. Pentru analiza performanțelor electromecanice se consideră ca aplicații acele aplicații (de exemplu aplicațiile de uz casnic) la care motoarele asociate cu convertoare statice trebuie să funcționeze într-o plajă largă de turații. În graficele ce urmează se urmăresc performanțele motoarelor în zona de cuplu constant mai exact la turația în per-unit de 0,034. În zona de slăbire de câmp (zona de tensiune) ca turații alese pentru analiza performanțelor electromecanice s-a ales turația în per-unit de 0,84, respectiv 1.

Pentru a putea analiza cât mai simplu aceste tipuri de motoare a căror sistem de cuplaj cu sistemul acționat este realizat diferit în loc de analiza cuplului electromagnetic dezvoltat în funcție de valoarea efectivă a curentului de linie, se va face analiza puterii mecanice dezvoltate de motoare în funcție de valoarea efectivă a curentului de linie. De asemenea se va prezenta valoarea randamentului motoarelor

în funcție de puterea mecanică. În cazul MSMPS, se vor analiza în continuare doar MSMPS1 și MSMPS2.

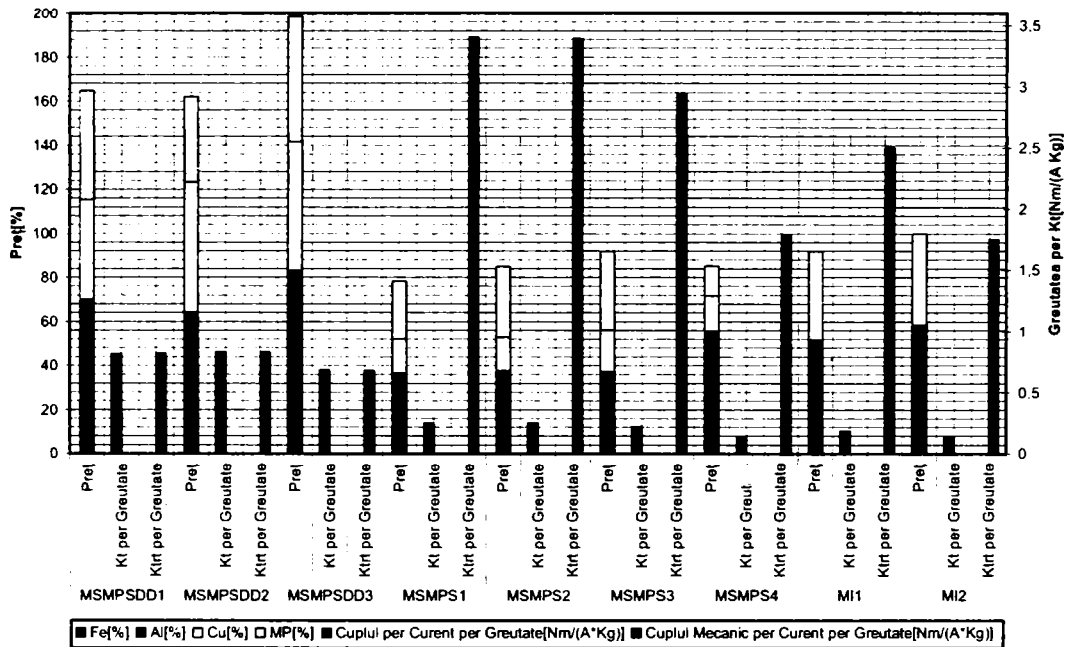


Fig. 6.6 Prețul în procente, respectiv cuplul electromagnetic dezvoltat per greutate ale MSMPS și a MI considerate

În

Fig. 6.7 a) se prezintă variația puterii mecanice în funcție de valoarea efectivă a curentului de linie în cazul, respectiv în Fig. 6.7 b) valoarea randamentului în funcție de puterea mecanică la turația în per-unit de 0,034 a sistemului acționat.

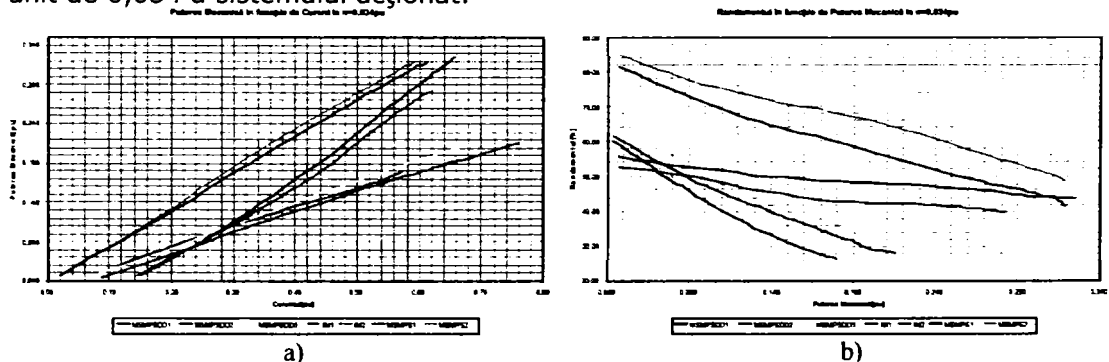


Fig. 6.7 Variația puterii mecanice în funcție de valoarea curentului de linie (a), respectiv variația randamentului în funcție de puterea mecanică (b), a MSMPSDD, MSMPS și MI în zona de slăbire de câmp la turația de 0,034 pu

Din

Fig. 6.7 rezultă că la această turație performanțe bune au MSMPS2 și MSMPS1 urmate de MI1 și MI2. Cele mai slabe performanțe le au MSMPSDD. De asemenea se poate spune că MSMPSDD sunt afectate de fenomenul de saturație astfel că randamentul acestor tipuri de motoare scade mult cu creșterea puterii mecanice. MSMPS2 are performanțe ceva mai bune decât MSMPS1 (cele două motoare au

6.4 - Analiza performanțelor MSMPS, respectiv MI cu puteri de până la 1,2 155 kW

același număr de perechi de poli, dar MSMS2 are un diametru al rotorului mai mare decât MSMPS1 dar o lungime mai mică decât MSMPS1).

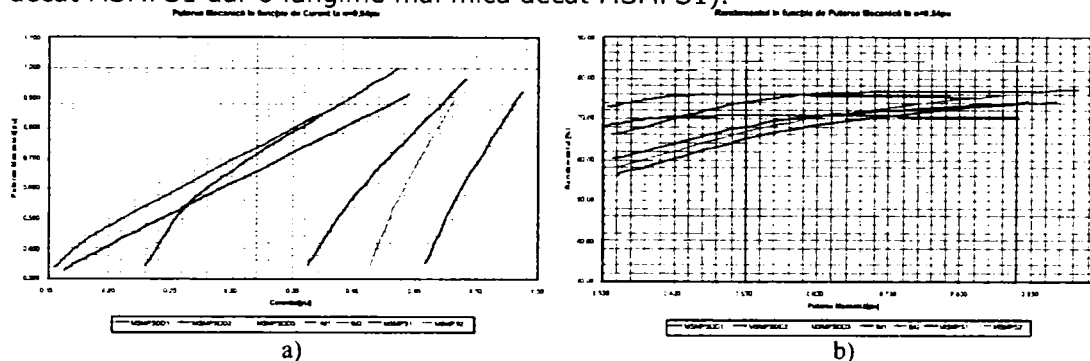


Fig. 6.8 Variația puterii mecanice în funcție de valoarea curentului de linie (a), respectiv variația randamentului în funcție de puterea mecanică (b), a MSMPSDD, MSMPS și MI în zona de slăbire de câmp la turația de 0,84 pu

În cazul MI, MI1 la care $n=2$ are performanțe mai bune decât MI2 la care $n=1$. Analiza MSMPSDD este ceva mai dificilă, MSMPSDD3 are performanțe bune în zona de cuplu constant respectiv în zona de slăbire de câmp, dar dacă se analizează și prețul acestei mașini în raport cu celelalte MSMPSDD, se poate spune că o opțiune bună ar fi MSMPSDD2.

În zona slăbirii de câmp la turația de 0,84 în per-unit (vezi Fig. 6.8) performanțe bune au MSMPSDD2 și MSMPSDD3, urmate de MSMPS și MI. Deși MI au un raport mai bun între puterea mecanică per curent, la turația de 0,84 în per-unit MSMPS1 și MSMPS2 pot dezvolta un cuplu maxim mai mare decât MI2, iar randamentul celor 2 MSMPS este aproximativ egal cu cel al MI. Se poate observa că cele 2 MSMPS la puteri reduse la turația de 0,84 în per-unit, au un randament mai scăzut față de MI, datorită curentului de demagnetizare din axa "d".

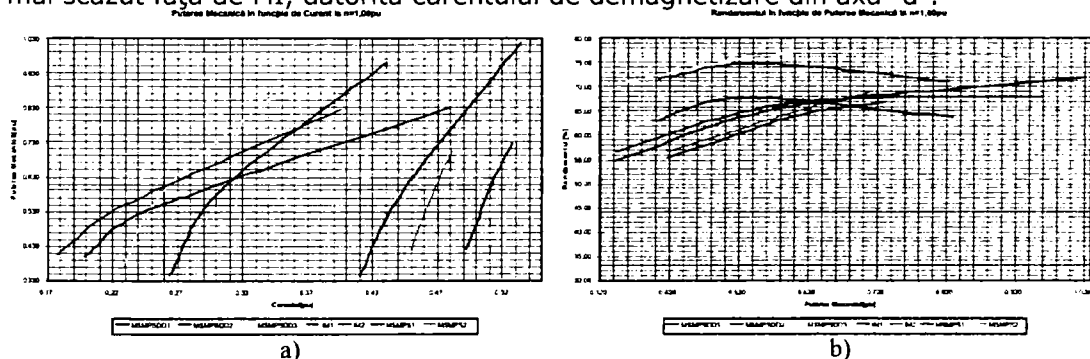


Fig. 6.9 Variația puterii mecanice în funcție de valoarea curentului de linie (a), respectiv variația randamentului în funcție de puterea mecanică (b), a MSMPSDD, MSMPS și MI în zona de slăbire de câmp la turația de 1,00 pu

În zona slăbirii de câmp la turația de 1 în per-unit (vezi Fig. 6.9), în continuare se obțin performanțe bune cu MSMPSDD2 și MSMPSDD3, dar la această turație o putere mecanică mai mare dezvoltă MI față de MSMPS, de asemenea la această turație randamentul MI este mai bun decât cel al MSMPS. Este interesant de observat performanțele celor 2 MI (MI1 și MI2). În zona de cuplu constant MI1 are mai bune performanțe decât MI2, dar în zona de slăbire de câmp performanțe mai bune are MI2.

În continuare se va face o analiză a performanțelor acustice a MSMPDD, MSMPS și a MI. Analiza performanțelor acustice se face în zona de slăbire de câmp la turația de 1 în per-unit.

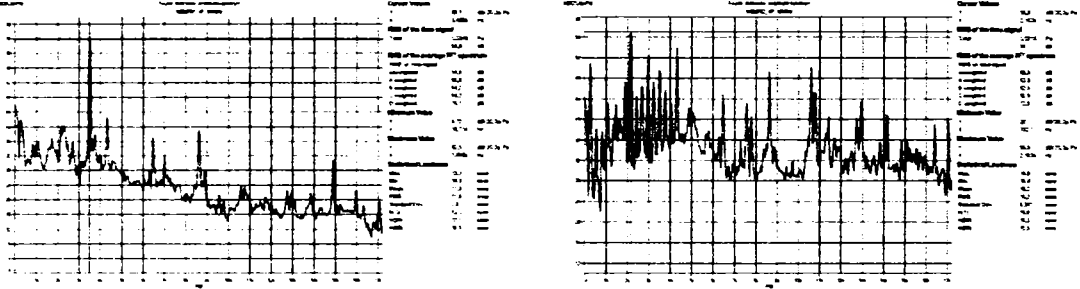


Fig. 6.10 Spectrul amplitudinii staționare Fourier în cazul analizării acustice a MSMPS

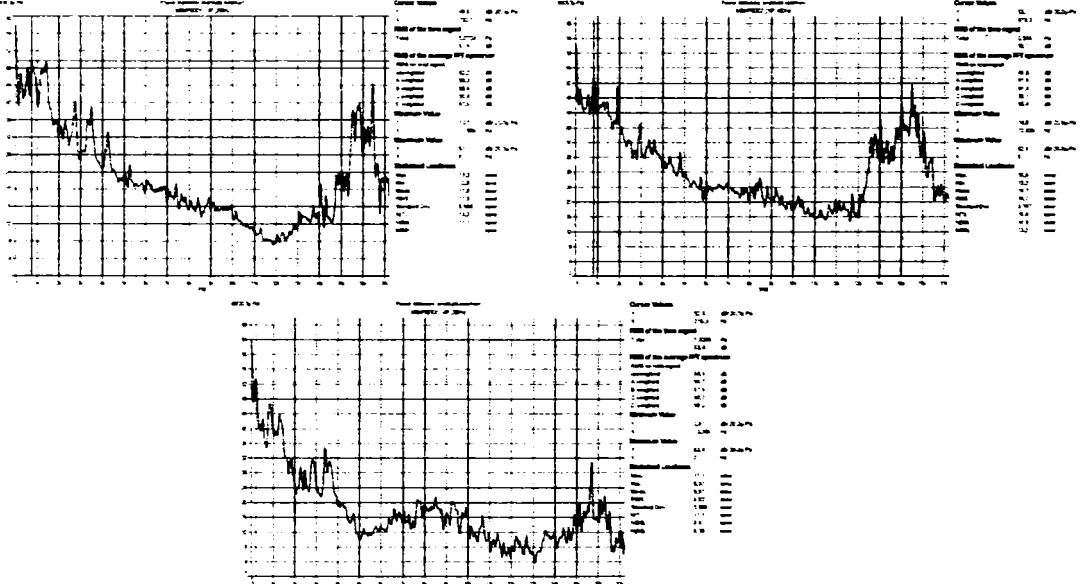


Fig. 6.11 Spectrul amplitudinii staționare Fourier în cazul analizării acustice a MSMPDD

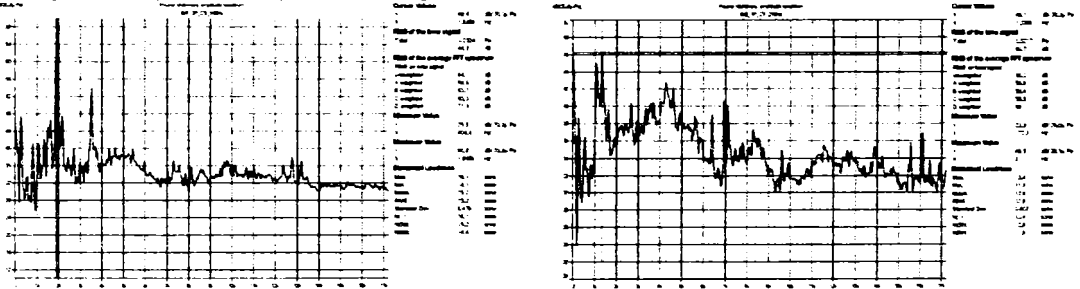


Fig. 6.12 Spectrul amplitudinii staționare Fourier în cazul analizării acustice a MI

În Fig. 6.10 (pentru MSMPS), Fig. 6.11(pentru MSMPDD) și Fig. 6.12(pentru MI) sunt prezentate spectrul amplitudinii staționare Fourier în cazul analizării acustice. Din punct de vedere acustic performanțele motoarelor studiate pot considerate în ordinea enumerării MI2, MSMPDD1, MSMPDD3, MSMPS1, MSMPDD2, MI1, MSMPS2.

Din punct de vedere al performanțelor acustice un rol important îl are cât de bine este centrat rotorul, numărul de perechi de poli (odată cu creșterea numărului de perechi de poli performanțele acustice ale motoarelor scad) și valoarea cuplului datorat efectului de crestătură.

6.5 Echipamente utilizate în testarea sistemelor de control propuse

Pentru testarea diferitelor strategii de control propuse în capitolul 4 și 5, respectiv pentru analiza performanțelor MSMPS și a MI (prezentate în acest capitol) s-au utilizat echipamentele prezentate în figurile de mai jos. În Fig. 6.13 este prezentat un stand de încercare a mașinilor electrice utilizat pentru încercarea MSMPSDD.

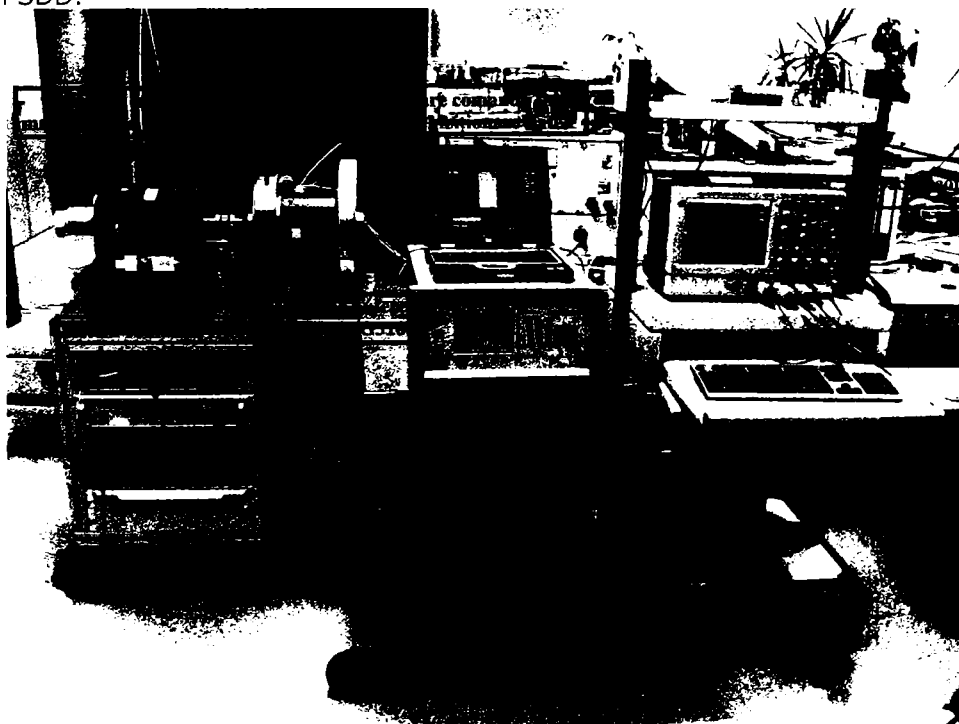


Fig. 6.13 Echipamente utilizate în testarea MSMPSDD

Ca sisteme de frânare utilizate pentru testarea MSMPS, respectiv MI s-au folosit următoarele tipuri:

- frână cu pulvere magnetică de tip: 2PB65, $T_{max} = 50Nm$, $n_{max} = 3000rpm$ produsă de firma Magtrol, care a fost utilizată pentru încercarea MSMPSDD (vezi Fig. 6.13);
- frână cu curenți turbionari de tip: 1WB65, $T_{max} = 10Nm$, $n_{max} = 30000rpm$ produsă de firma Magtrol, care a fost utilizată pentru încercarea MSMPS și MI (vezi Fig. 6.14 b));
- frână cu histereză de tip: HD-715-8N, $T_{max} = 6,5Nm$, $n_{max} = 25000rpm$ produsă de firma Magtrol, care a fost utilizat pentru încercarea MSMPS și MI (vezi Fig. 6.14 a));

Pentru comanda acestor sisteme de frânare este utilizat un sistem de comandă de tip DSP6001 produs de firma Magtrol.

Ca sursă de alimentare monofazată a fost utilizată o sursă de tensiune de tip 5001iX produsă de firma California Instruments (vezi Fig. 6.15 a)).

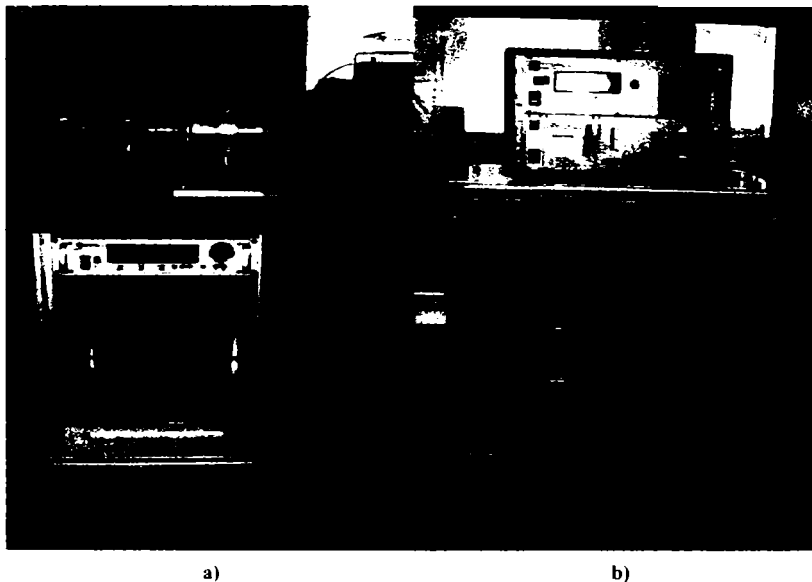


Fig. 6.14 Sisteme de frânare utilizate în testarea MSMPS și MI:
a) frână cu histereză de tip: HD-715-8N
b) frână cu curenți turbionari de tip: 1WB65

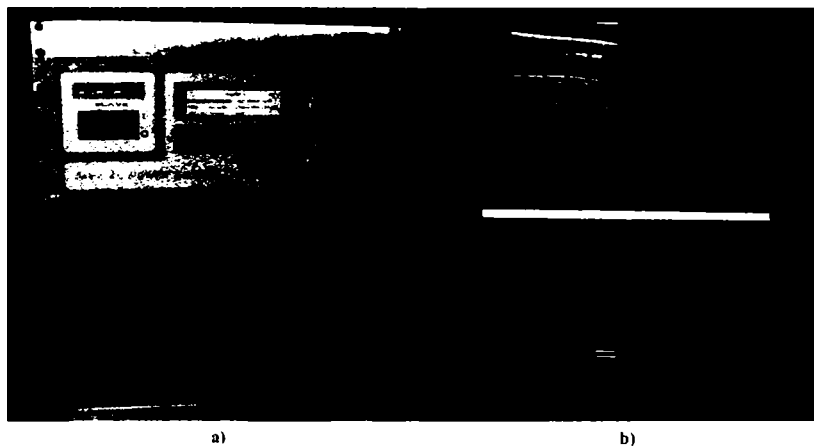


Fig. 6.15 Echipamente utilizate în testarea MSMPS:
a) sursă de tensiune monofazată
b) analizoare de putere monofazată, respectiv trifazată

Pentru măsurarea mărimilor electrice s-au folosit două analizatoare de putere unul monofazat de tip LMG95, respectiv trifazat de tip LMG310 produse de firma Zimmer (vezi Fig. 6.15 b)).

Pentru analiza performanțelor acustice a MSMPS respectiv a MI s-au utilizat ca echipamente (vezi Fig. 6.16):

- microfoane de tip 4189, produs de firma Bruel&Kjaer;

- amplificator semnal acustic de tip „Nexus 2690” produs de firma Bruel&Kjaer;
- convertor analog digital de tip „PCMCIA”
- calibrator semnal acustic 94dB 20μPa Peak, produs de firma Bruel&Kjaer



Fig. 6.16 Echipamente utilizate pentru analiza performanțelor acustice a MSMPS respectiv a MI Ca IST utilizat pentru testarea sistemelor de control propuse, au fost utilizat un IST produs de firma Diehl (vezi Fig. 6.17). În capitolul 4, respectiv 5 a fost prezența principală a acestui IST.



Fig. 6.17 IST utilizat pentru testarea performanțelor sistemelor de control propuse pentru MSMPS, respectiv pentru testarea performanțelor MSMPS și MI

6.6 Concluzii

În acest capitol au fost abordate performanțele diferitelor configurații de MSMPS, în comparație cu MI motoare ce sunt utilizate pentru aplicații ce necesită o plajă largă de turații. Din punct de vedere al performanțelor per preț, respectiv din punct de vedere al convertorului static (se dorește un curent cât mai mic pentru aceeași putere mecanică) se pot trage următoarele concluzii:

- în zona de cuplu constant, și până la o anumită valoare în zona slăbirii de câmp performanțele cele mai bune le au MSMPS1, MSMPS2, MI1, MI2, MSMPSSD2, MSMPSSD1, MSMPSSD3, MSMPS4;

- în cazul MSMPS1 și MSMPS2 care din punct de vedere al numărului de creștături statorice, al numărului de perechi de poli sunt identice, un ușor avantaj în performanțe îl are MSMPS2, din modul cum au fost alese dimensiunile geometrice, în cazul MSMPS2 s-a putut realiza un Ψ_{PM} mai mare, respectiv inductivitățile după cele două rezistența statorică este mai mică;
- din punct de vedere acustic MSMPS1 are performanțe mai bune decât MSMPS2 deoarece scuturile MSMPS1 închid hermetic această mașină, în același timp realizându-se o protecție împotriva corpurilor metalice;
- în cazul MSMPS4 realizate cu ferite se obțin performanțe mai bune decât în cazul MI2, dar mai slabe decât cele ale MI1;
- din exemplu MSMPS3 se poate spune că în cazul alegerii unei geometrii a rotorului neadecvată, are ca rezultat creșterea prețului materialelor care nu este însoțită de creșterea performanțelor;
- MI sunt o bună alternativă, pentru aplicațiile de puteri reduse de până la 1,2 kW la care este necesară o plajă largă de turație;
- în cazul turațiilor ridicate de la o anumită valoare, MI au performanțe mai bune decât MSMPS, atât din punct de vedere electromecanic cât și acustic;
- odată cu creșterea numărului de polii la MI cresc performanțele MI în zona de cuplu constant, dar nu trebuie uitat faptul că performanțele acustice scad o dată cu creșterea numărului de perechi de poli;
- odată cu creșterea turației de funcționare a MSMSP scad performanțele electromagnetice;
- MSMPSDD au performanțe slabe în zona de cuplu constant, fiind o alternativă numai în cazul în care datorită cuplării directe cu sistemul acționat, întregul sistem al aplicației de uz casnic are avantaje de exemplu din punct de vedere mecanic, al greutateii, etc.
- în general se poate spune că pentru mașinile studiate odată cu creșterea numărului de perechi de poli cresc performanțele electromagnetice în zona de cuplu constant, dar în același timp de la o anumită turație în zona de slăbire de câmp performanțele electromagnetice, respectiv acustice scad odată cu creșterea numărului de perechi de poli.
- în dimensionarea MSMPSDD, se ține cont de obținerea unui preț cât mai scăzut, prin reducerea dimensiunilor motorului, astfel că motorul este afectat de saturație, în cazul MSMPS dimensiunile motorului sunt limitate de capacitatea de disipare a căldurii;

În cazul aplicațiilor care necesită o plajă mai redusă de modificare a vitezei o alternativă bună pe lângă MSMPS și MI sunt și MSMPET. O analiză detaliată a performanțelor MSMPS în comparație cu MSMPET este făcută în [9] și [10].

6.7 Bibliografie

- [1] El-Refaie Ayman M., Jahns Thomas M. "Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines Using Fractional-Slot Concentrated Windings", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 41, nr. 3, Mai/Iunie 2005
- [2] El-Refaie Ayman M., Jahns Thomas M. "Scalability of Surface PM Machines With Concentrated Windings Designed to Achieve Wide Speed Ranges of Constant-Power Operation", IEEE Trans. On Energy Conv., vol. 21, nr. 2, Iunie 2006
- [3] El-Refaie Ayman M., Jahns Thomas M., McCleer Patrick J., McKeever John W. "Experimental Verification of Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines

- Using Concentrated Windings", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 42, nr. 2, Martie/Aprilie 2006
- [4] Cros J., Viarouge P. "Synthesis of High Performance PM Motors With Concentrated Windings ", IEEE Trans. On Energy Conv., vol. 17, nr. 2, Iunie 2002
- [5] Ishak D., Zhu Z. Q., Howe D. "Comparative Study of Permanent Magnet Brushless Motors With All Teeth and Alternative Teeth Windings", IEE, 2004
- [6] Ishak D., Zhu Z. Q., Howe D. "Permanent Magnet Brushless Machine With Unequal Tooth Widths and Similar Slot and Pole Numebers", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 41, nr. 2, Martie/Aprilie 2005
- [7] Villata Pelegrino G. M., Guglielmi P., Vagatti A. "Design of Direct-Drive Low-Speed PM Machines", IEEE 2003
- [8] Kwon Soon-O, Kim Sung-Il, Zhang P., Hong Jung-Pyo "Performance Comparison of IPMSM with Distributed and Concentrated Windings", IEEE 2006
- [9] Pillay P., Krishnan R., "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives", IEEE Trans. On Ind. Appl., vol.27, nr.5, Septembrie/Octombrie 1991
- [10] Monajemy R., Krishnan R. "Performance Comparison for Six-Step Voltage and Constant Back EMF Control Strategies for PMSM", IEEE 1999

7 Concluzii finale. Contribuții

Mașinile electrice trifazate au o pondere mare în industria sistemelor de acționare electrice. Evoluția din ultimul timp pe piața electronicii de putere, și în domeniul μC , DSP, DSC și nu în ultimul rând directivele de realizare a unor sisteme de reglaj cu un randament cât mai ridicat, face din ce în ce mai atractivă utilizarea pe scară largă a sistemelor de control cu turație variabilă. În lucrarea de față se analizează din punct de vedere teoretic și practic sistemele de control cu MSMPS cu puteri de până la 1,2 kW rezultând următoarele concluzii:

- Sistemele de control cu MSMPS reprezintă o alternativă foarte atractivă în cazul sistemelor de acționare unde este necesară o plajă largă de variație a turației;
- Pentru realizarea sistemelor de control vectoriale cu MSMPS există diferite strategii de control de determinare a curenților de referință i_d^* , i_q^* . Ca strategii de control în zona de cuplu constant se recomandă a se aplica SCCM sau SCFC. În zona de slăbire de câmp strategiile de control se determină în funcție de valoarea I_{car} și valoarea inductivităților după cele două axe "d" respectiv "q" ($L_d = L_q$, sau $L_d \neq L_q$).
- În cazul SCS cu MSMPS se pot obține un raport performanțe-preț bun în cazul în care se folosesc doi senzori Hall pentru determinarea poziției rotorului respectiv a vitezei de rotație, iar curentul MSMPS poate fi estimat.
- În cazul utilizării DSC sau DSP, se pot realiza SCVOC cu MSMPS fără senzori de mișcare (astfel se elimină senzorii de mișcare, dar sunt necesari 3 șunturi pentru măsurarea curentului ce trece prin fazele mașinii), care au performanțe electromecanice bune și în același timp se pot determina „on-line” parametrii MSMPS.
- MSMPS spre deosebire de MI se pot realiza cu înfășurări concentrate, astfel se poate beneficia de avantajele utilizării înfășurărilor concentrate.
- În cazul MSMPSDD (la care cuplajul se face direct cu sistemul acționat) au performanțe electromecanice mai slabe decât MSMPS (la care cuplajul se face prin intermediul unui raport de transmisie cu sistemul acționat) în zona de cuplu constant.
- MSMPSDD au cost mai ridicat decât MSMPS și se recomandă numai atunci când prin utilizarea unei MSMPSDD se realizează un sistem ce în general are performanțe mecanice mai bune.
- Din analiza comparativă a performanțelor MSMPS și a MI rezultă că:
 - MSMPS au performanțe electromecanice mai bune decât MI în zona de cuplu constant;
 - În zona de slăbire de câmp până la o anumită turație performanțe mai bune au MSMPS, după care rolurile se inversează.
 - În zona de slăbire de câmp pentru generarea aceluiași cuplu electromagnetic MSMPS au nevoie de un curent mai mare decât MI;
 - Performanțele acustice ale MSMPS scad odată cu creșterea numărului de perechi de poli.

- Costurile materialelor ce intră în componența unei MSMPS cu MP de tip NdFeB este mai redus decât în cazul unei MI, mașini ce au performanțe electromecanice asemănătoare.
- În cazul utilizării MP de tip Ferite, greutatea MSMPS este aproximativ egală cu cea a MI.

Consider că lucrarea de față aduce următoarele contribuții în realizarea sistemelor de control cu MSMPS:

- ✓ Prezintă detaliat modelul matematic al MSMPS în diferite referențiale și legăturile matematice ce există între aceste modele matematice în diferite referențiale. Se prezintă de asemenea modelul matematic în per-unit ce poate fi aplicat în cazul DSC sau DSP care utilizează o aritmetică fracțională.
- ✓ Se face o analiză detaliată a strategiilor de control ce se pot aplica în zona de cuplu constant, respectiv în zona de slăbire de câmp din punct de vedere al performanțelor MSMPS și a IST.
- ✓ Se determină relația de calcul a curentului după axa „d” în zona de slăbire de câmp, mai exact în zona de tensiune.
- ✓ Se propun și se realizează două algoritme de control, de generare a curenților de referință i_{dpu}^* , i_{qpu}^* ce pot fi aplicate în zona de slăbire de câmp în cazul SCS sau SCVOC cu MSMPS.
- ✓ Se propune și se realizează două SCS cu MSMPS în care pentru determinarea poziției, respectiv vitezei de rotație a rotorului se folosesc doi senzori Hall, cu și fără estimarea curenților MSMPS iar pentru limitarea valorii maxime a curentului se folosește un sistem implementat în partea electronică prin intermediul căruia se poate măsura valoarea de vârf a curentului.
- ✓ Se propune și se realizează o modalitate de calcul a parametrilor regulatorului de viteză de tip PI, respectiv a reguletoarelor de curent de tip PI și se realizează un program de calcul al parametrilor reguletoarelor în Matlab 7.1 R14.
- ✓ Se propune și se realizează un algoritm de determinare a poziției inițiale a rotorului MSMPS, și de determinare a parametrilor MSMPS ce este implementat înainte de pornirea MSMPS.
- ✓ Se propune și se realizează un SCVOC fără senzori de mișcare folosind modelul matematic al fundamentalei MSMPS în care pentru măsurarea curenților MSMPS se folosesc 3 șunturi.
- ✓ Se propune și se realizează un algoritm de estimare a rezistenței statorice a MSMPS „on-line” ce se poate aplica în cazul SCVOC fără senzori de mișcare.
- ✓ Se face o analiză din punct de vedere constructiv, a performanțelor electromecanice și acustice a MSMPS în comparație cu MI în cazul utilizării acestor tipuri de motoare într-o plajă largă de turație.
- ✓ Realizarea unui program de comandă și control scalar, respectiv vectorial fără senzori de mișcare pentru MSMPS cu puteri de până la 1,2 kW.
- ✓ Publicarea a 8 articole științifice pe această temă.

Anexa 1. Terminologie utilizată

Simboluri

V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	valoarea instantanee a tensiunii de fază statorice "a", "b", "c"
V_{abcs}	matricea tensiunilor de fază statorice instantanee "a", "b", "c"
\bar{V}_{abcs}	vectorul tensiunii de fază statorice în coordonatele fazelor
\bar{V}_{xys}	vectorul tensiune în cazul modelului ortogonal generalizat
$\bar{V}_{a\beta s}$	vectorul tensiune în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
\bar{V}_{dq}	vectorul tensiune în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
V_{xs}	tensiunea statorică după axa "x" în cazul modelului ortogonal generalizat
V_{ys}	tensiunea statorică după axa "y" în cazul modelului ortogonal generalizat
$V_{\alpha s}$	tensiunea statorică după axa " α " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$V_{\beta s}$	tensiunea statorică după axa " β " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$V_{\alpha spu}$	tensiunea statorică în per-unit după axa " α " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$V_{\beta spu}$	tensiunea statorică în per-unit după axa " β " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
V_d	tensiunea statorică după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
V_q	tensiunea statorică după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
V_{dpu}	tensiunea statorică în per-unit după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
V_{qpu}	tensiunea statorică în per-unit după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
V_{re}	valoarea instantanee a tensiunii rețelei monofazate
V_d	tensiunea statorică în regim staționar după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
V_q	tensiunea statorică în regim staționar după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor

V_{dpu}	tensiunea statorică în regim staționar în per-unit după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotoric
V_{qpu}	tensiunea statorică în regim staționar în per-unit după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotoric
V_S	amplitudinea tensiunii statorice de fază
V_{spu}	amplitudinea tensiunii statorice de fază în per-unit
V_{max}	amplitudinea tensiunii maxime de fază ce poate fi furnizată de invertor
$V_{max pu}$	amplitudinea tensiunii maxime de fază în per-unit ce poate fi furnizată de invertor
$V'_{max pu}$	amplitudinea tensiunii maxime limită în per-unit ce poate fi furnizată de invertor în cazul în care se consideră rezistența înfășurării statorice
V_{dc}	tensiunea continuă din circuitul intermediar al convertorului de frecvență
V_{dcpu}	tensiunea continuă în per-unit din circuitul intermediar al convertorului de frecvență
$V_{dc max}$	valoarea maximă admisă a tensiunii continue din circuitul intermediar de tensiune continuă
V_{dcpu}	valoarea maximă admisă a tensiunii continue în per-unit din circuitul intermediar de tensiune continuă
$V_{AD max}$	valoarea maximă a tensiunii ce poate fi măsurată prin intermediul intrării convertorului analog digital
Z_{AD}	valoarea mărimii măsurate prin intermediul intrării convertorului analog digital
Z_{ADb}	valoarea de bază a mărimii măsurate prin intermediul intrării convertorului analog digital
Z_{ADpu}	valoarea mărimii în per-unit măsurate prin intermediul intrării convertorului analog digital
V_{ZAD}	tensiunea de la intrarea convertorului analog digital corespunzătoare valorii măsurate prin intermediul intrării convertorului analog digital
$Z_{Re zAD}$	rezultatul conversiei analog digitale
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	valoarea instantanee a curentului de fază statoric "a", "b", "c"
i_{abcs}	matricea curenților de fază statorice instantanee "a", "b", "c"
\bar{i}_{abcs}	vectorul curentului de fază statoric în coordonatele fazelor
\bar{i}_{xys}	vectorul curentului în cazul modelului ortogonal generalizat
$\bar{i}_{a\beta s}$	vectorul curentului în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
\bar{i}_{dq}	vectorul curentului în cazul modelului ortogonal în referențial rotoric
i_{xs}	curentul statoric după axa "x" în cazul modelului ortogonal generalizat

i_{ys}	curentul statoric după axa "y" în cazul modelului ortogonal generalizat
$i_{\alpha s}$	curentul statoric după axa "α" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$i_{\beta s}$	curentul statoric după axa "β" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$i_{\alpha spu}$	curentul statoric în per-unit după axa "α" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$i_{\beta spu}$	curentul statoric în per-unit după axa "β" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
i_d	curentul statoric după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
i_q	curentul statoric după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
i_{dpu}	curentul statoric în per-unit după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
i_{qpu}	curentul statoric în per-unit după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
i_{re}	valoarea instantanee a curentului absorbit de la rețeaua monofază
I_d	curentul statoric în regim staționar după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
I_q	curentul statoric în regim staționar după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
I_{dpu}	curentul statoric în regim staționar în per-unit după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
I_{qpu}	curentul statoric în regim staționar în per-unit după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
I_s	amplitudinea curentului de fază
I_{spu}	amplitudinea curentului de fază în per-unit
I_n	amplitudinea curentului nominal de fază a MSMPS sau a inverterului
I_{npu}	amplitudinea curentului nominal de fază în per-unit a MSMP sau a inverterului
I_{carpu}	curentul caracteristic în per-unit
I_{max}	valoare maximă de vârf a curentului care are voie să treacă prin fazele MSMPS
I_{maxpu}	valoare maximă de vârf în per-unit a curentului care are voie să treacă prin fazele MSMPS
I_p	valoare maximă a curentului pentru care modulul de putere este deconectat
I_{ppu}	valoare maximă în per-unit a curentului pentru care modulul de putere este deconectat

i_{d0pu}	centrul elipsei tensiunii după axa "d" în per-unit în planul I_d - I_q
i_{q0pu}	centrul elipsei tensiunii după axa "q" în per-unit în planul I_d - I_q
$\Psi_{as}, \Psi_{bs}, \Psi_{cs}$	fluxul de înlănțuire magnetică a fazelor "a", "b", "c"
Ψ_{abcs}	matricea fluxului de înlănțuire magnetică a fazelor statorice "a", "b", "c"
$\bar{\Psi}_{abcs}$	vectorul fluxului de înlănțuire magnetică în coordonatele fazelor
$\bar{\Psi}_{xys}$	vectorul fluxului de înlănțuire magnetică în cazul modelului ortogonal generalizat
$\bar{\Psi}_{\alpha\beta s}$	vectorul fluxului de înlănțuire magnetică în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$\bar{\Psi}_{dq}$	vectorul fluxului de înlănțuire magnetică în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
Ψ_{xs}	fluxul de înlănțuire magnetică după axa "x" în cazul modelului ortogonal generalizat
Ψ_{ys}	fluxul de înlănțuire magnetică după axa "y" în cazul modelului ortogonal generalizat
$\Psi_{\alpha s}$	fluxul de înlănțuire magnetică după axa " α " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$\Psi_{\beta s}$	fluxul de înlănțuire magnetică după axa " β " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$\psi_{\alpha spu}$	fluxul de înlănțuire magnetică în per-unit după axa " α " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$\psi_{\beta spu}$	fluxul de înlănțuire magnetică în per-unit după axa " β " în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
Ψ_d	fluxul de înlănțuire magnetică după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
Ψ_q	fluxul de înlănțuire magnetică după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
ψ_{dpu}	fluxul de înlănțuire magnetică în per-unit după axa "d" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
ψ_{qpu}	fluxul de înlănțuire magnetică în per-unit după axa "q" în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
Ψ_{PM}	amplitudinea fluxului de înlănțuire a magnetului permanent văzută din stator
ψ_{PMpu}	amplitudinea fluxului de înlănțuire în per-unit a magnetului permanent văzută din stator
L_{as}, L_{bs}, L_{cs}	inductanțele proprii ale fazelor statorice "a", "b", "c"
L_{abcs}	matricea inductanțelor proprii a fazelor statorice "a", "b", "c"
$L_{abs}, L_{bcs}, L_{acs}$	inductanțele mutuale dintre fazele statorice "a", "b", "c"
$L_{\sigma s}$	inductivitatea de dispersie

l_{os}	inductivitatea de dispersie în per-unit
L_d	inductivitatea după axa "d"
L_q	inductivitatea după axa "q"
l_{dpu}	inductivitatea după axa "d" în per-unit
l_{qpu}	inductivitatea după axa "q" în per-unit
L_{dm}	inductivitatea de magnetizare după axa "d"
L_{qm}	inductivitatea de magnetizare după axa "q"
\bar{s}	vectorul puterii aparente instantanee
p	puterea activă instantanee
q	puterea reactivă instantanee
$\bar{s}_{a\beta}$	vectorul puterii aparente instantanee în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta}$	puterea activă instantanee în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta cu}$	pierderile în cupru în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta m}$	creșterea puterii magnetice înmagazinate în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta elm}$	puterea electromagnetică în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$Q_{a\beta}$	puterea reactivă instantanee în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$\bar{s}_{a\beta pu}$	vectorul puterii aparente instantanee în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta pu}$	puterea activă instantanee în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta cupu}$	pierderile în cupru în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta mpu}$	creșterea puterii magnetice înmagazinate în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$P_{a\beta elmpu}$	puterea electromagnetică în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$Q_{a\beta pu}$	puterea reactivă instantanee în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
\bar{s}_{dq}	vectorul puterii aparente instantanee în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
P_n	puterea nominală
P_{dq}	puterea activă instantanee în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
P_{dqcu}	pierderile în cupru în cazul modelului ortogonal în referențial rotor

P_{dqrm}	creșterea puterii magnetice înmagazinate în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
P_{dqelm}	puterea electromagnetică în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
Q_{dq}	puterea reactivă instantanee în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
\bar{S}_{dqpu}	vectorul puterii aparente instantanee în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
P_{dqpu}	puterea activă instantanee în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
P_{dqcupu}	pierderile în cupru în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
$P_{dqrm}pu$	creșterea puterii magnetice înmagazinate în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
$P_{dqelm}pu$	puterea electromagnetică în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
Q_{dqpu}	puterea reactivă instantanee în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
T_{elm}	cuplul electromagnetic
T_n	cuplul electromagnetic nominal
t_{npu}	cuplul electromagnetic în per-unit
t_{elmpu}	cuplul electromagnetic în per-unit
T_s	cuplul rezistent dezvoltat de sarcina cuplată la arborele rotorului
t_{spu}	cuplul rezistent în per-unit dezvoltat de sarcina cuplată la arborele rotorului
$T_{\beta elm}$	cuplul electromagnetic în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
$t_{\beta elmpu}$	cuplul electromagnetic în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial statoric
T_{dqelm}	cuplul electromagnetic în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
$t_{dqelmpu}$	cuplul electromagnetic în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
$T_{dqelmss}$	cuplul electromagnetic în regim staționar în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
$t_{dqelmpuss}$	cuplul electromagnetic în regim staționar în per-unit în cazul modelului ortogonal în referențial rotor
J	momentul de inerție al rotorului și a sarcinii conectate la arbore
K_{fr}	coeficientul de frecare vâscoasă
μ_0	permeabilitatea magnetică a aerului
μ_r	permeabilitatea magnetică relativă

B_r	inducția magnetică remanentă a magnetului permanent
B	inducția magnetică
$B_{\delta u}$	inducția magnetică utilă
H_c	intensitatea câmpului magnetic coercitiv a magnetului permanent
H	intensitatea câmpului magnetic
d	diametrul interior al mașinii
l	lungimea statorului
N_s	numărul de spire a unei înfășurări statorice
g_{\min}	valoarea minimă a întrefierului mașinii
g_{\max}	valoarea maximă a întrefierului mașinii
V	volumul magnetului permanent
K_{MP}	coeficient utilizat în determinarea volumului MP ce depinde de tipul magnetului permanent și are valori cuprinse între 25-50
θ_r	unghiul electric dintre rotor și faza statorică "a"
n	numărul de perechi de poli
N_{cs}	numărul de creștături statorice
N_{cr}	numărul de creștături rotorice
N_{cspf}	numărul de creștături statorice per pol per fază
K_t	constanta de cuplul
K_{trt}	constanta de cuplul mecanic (în cazul în care se consideră un raport de transmisie)
r	rezistența înfășurării statorice
r_{pu}	rezistența înfășurării statorice în per-unit
a	operatorul complex $e^{j\frac{2\pi}{3}}$
ω_{xys}	viteza unghiulară electrică a coordonatelor generalizate
ω_r	viteza unghiulară electrică a rotorului
ω_{rpu}	viteza unghiulară electrică a rotorului în per-unit
ω_{zcct}	viteza unghiulară electrică a rotorului limită a zonei de cuplu constant (sau viteza de bază)
ω_{zcctpu}	viteza unghiulară electrică a rotorului limită a zonei de cuplu constant (sau viteza de bază) în per-unit
$\omega_{rsc \max pu}$	viteza unghiulară electrică maximă a rotorului în per-unit în cazul MSMPS la care $I_{carpu} > I_{npu}$
ω_{rapu}	viteza unghiulară electrică maximă a rotorului în per-unit, până la care poate fi aplicate alternativ strategiile de control din zona de cuplu constant respectiv din zona de slăbire de câmp dependent de valoarea cuplului electromagnetic
ω_{rm}	viteza unghiulară mecanică a rotorului
ω_{rmpu}	viteza unghiulară mecanică a rotorului în per-unit
K_u	coeficientul de tensiune
σ	coeficientul de demagnetizare
α	unghiul dintre axa „d” și vectorul curent
β	unghiul dintre axa „q” și vectorul tensiune
δ	unghiul dintre axa „q” și vectorul flux de înlănțuire magnetică

φ	unghiul dintre vectorul curent și vectorul tensiune
$\cos \varphi$	factorul de putere
η	randamentul mașinii
T_v	timpul de deschidere a ventilelor inverterului de tensiune în strategia de comandă a MSMPET
T_c	timpul de comutație a inverterului de tensiune în strategia de comandă a MSMPET
T_{e_m}	temperatura radiatorului
$T_{e_{mpu}}$	temperatura radiatorului în per-unit

Prescurtări

PWM	modulare în lățime de puls
SVM	modulare spațială în lățime de puls
I	regulator integral
PI	regulator proporțional integral
PID	regulator proporțional integral derivativ
IST	inverter sursă de tensiune
ISC	inverter sursă de curent
DSP	procesor digital de semnal
μC	microcontroler
DSC	controler digital de semnal
RISC	controler digital de semnal cu set redus de instrucțiuni
MP	magnet permanent
MSMP	motor sincron cu magneți permanenți
MSMPS	motor sincron cu magneți permanenți cu excitație sinusoidală
MSMPI	motor sincron cu magneți permanenți interiori și excitație sinusoidală
MSMPE	motor sincron cu magneți permanenți pe suprafața exterioară
MSMPES	motor sincron cu magneți permanenți pe suprafața exterioară a rotorului și excitație sinusoidală
MSMPET	motor sincron cu magneți permanenți pe suprafața exterioară a rotorului și excitație trapezoidală
MI	motorul de inducție
MSRV	motor sincron cu reluctanță variabilă
MPP	motor pas cu pas
SCID	strategie de control cu $i_d = 0$
SCCM	strategie de control cuplu maxim pentru un curent dat
SCFPU	strategie de control cu factor de putere unitar
SCFC	strategie de control cu flux rezultat constant
SCBD	sistem de control în buclă deschisă
SCS	sistem de control scalar
SCSFEC	sistem de control scalar fără estimator de curenți
SCSCEC	sistem de control scalar cu estimator de curenți
SCVOC	sistem de control vectorial cu orientare după câmp
SCVDFC	sistem de control vectorial direct în flux și cuplu
SCCSM	sistem de control cu senzori de mișcare
SCFSM	sistem de control fără senzori de mișcare
t.m.m	tensiunea magnetomotoare
t.e.m	tensiunea electromotoare
FEM	metoda elementelor finite

Anexa 2. Metodă de calcul a parametrilor K_P , K_I a regulatorului de viteză de tip PI

“Anexa_2_DeterminareParametriiRegulatorVitezaPU.m”

```
%Exemplu de calculare a parametrilor  $K_P$ ,  $K_I$  a regulatorului de viteză de
%tip PI cu și fără filtrarea vitezei utilizate ca reacție negativă
%Pentru filtrarea vitezei se folosește un filtru trece jos (FTJ)
clear all
clc
clf reset
disp 'Curentul maxim de varf a inverterului de frecvență [A]'
imax = 8.81
disp 'Valoarea nominală a curentului inverterului [A]'
ir = 3.5*sqrt(2)
disp 'Tensiune maximă [V]'
vmax = 436
disp 'Frecvență maximă electrică [Hz]'
fmaxhz = 350.00
disp 'Tensiunea rețelei [V]'
vline = 110
disp 'Tensiunea din circuitul intermediar de tensiune continuă [V]'
vdc = vline*sqrt(2)*2
disp 'Factorul SVM'
Fsvm = 1/sqrt(3)
disp 'Tensiunea maximă de fază de varf furnizată de inverter [V]'
vphmax=Fsvm*vdc*0.99
disp 'Numărul de perechi de poli'
pol = 14
disp 'Turatia mecanică maximă [rpm]'
mmaxrpm = fmaxhz*60.00/pol
disp 'Rezistența înfășurării statorice [ohm]'
r = 11
disp 'Inductanța după axa "d" [mH]'
ld = 0.175
disp 'Inductanța după axa "q" [mH]'
lq = 0.165
disp 'Fluxul magnetului permanent [Wb]'
psipm = 0.34
disp 'Curentul caracteristic a MSMPs [A]'
icar= psipm/ld
disp 'Factorul tensiunii de bază'
vbasefactor = 8
disp 'Tensiunea de bază [V]'
vbase = vmax * vbasefactor
disp 'Curentul de bază [A]'
```



```

ibase = imax
disp 'Frecventa unghiulara electrica de baza [rad/s]'
omegabase = 2*pi*fmaxhz
disp 'Frecventa unghiulara mecanica de baza [rad/s]'
mechomegabase = omegabase/pol
disp ('Fluxul de baza [Wb]')
psibase = vbase/omegabase
disp('Tensiunea maxima de varf ce poate fi furnizata')
disp('de inverterul de tensiune in pu')
vphmaxpu=vphmax/vbase
disp 'Rezistenta infasurarii statorice in pu'
rpu=r*imax/vbase
disp 'Inductanta duapa axa "d" in pu'
ldpu= ld *imax * omegabase/vbase
disp 'Inductanta dupa axa "q" in pu'
lqpu= lq *imax * omegabase/vbase
disp 'Fluxul magnetului permanent in pu'
psipmpu = psipm * omegabase/vbase
disp 'Valoarea maxima a curentului dupa axa "d" in pu'
idmaxpu = -psipmpu/ldpu
disp 'Valoarea curentului caracteristic a MSMPS in A'
icarpu=icar/imax
disp 'Valoarea nominala a curentului inverterului in pu'
irpu = ir/ibase
disp 'Puterea aparenta de baza [VA]'
Sb= 1.5*vbase*ibase
disp 'Cuplul electromagnetic de baza'
Tb = 1.5*psibase*ibase*pol
disp 'Valoarea inertiei [kgm^2]'
% Determinarea inertiei volantei respectiv a rotorului
% J =(m*R^2)/2
% datele volantei m = 13,39Kg, R = 0.18m -> J = 0.217 Kg*m^2
% datele rotorului mr=1,77kg, R=0.1325 -> J=0.0156 Kg*m^2
% J = 0.2326
J = 0.2326
disp 'Constanta de inertie'
H = (J/Sb)*(omegabase/pol)^2
disp 'Coeficientul de frecare vascoasa'
Kfr = 0.00764
disp 'Timpul de esantionare [s]'
h = 0.004

%Funcția de transfer a regulatorului PI de viteză este:
%
%          Ki      Kp          Ki      Kp
%  PI(s) = ---- * (1+ ----*s)  PIpu(s) = ---- * (1 + ----*s)
%          s        Ki          s        Ki
%          Kp
%  tau = -----
%          Ki
%

```

```

%Funcția de transfer a ecuației mișcării
%
%
%          1
%  M(s) = -----
%          H*(s+Kfr/J)
%
%          Kfr
%  K = -----
%          J
%
%Funcția de transfer a filtrului trece jos
%
%          omegac
%  F(s) = -----
%          s + omegac

%Determinarea parametrilor regulatorului de viteza fără filtrarea reacției
%negative a vitezei
ff= 36;                                %frecventa trece jos a sistemului în buclă deschisă
omegaf = 2*pi*ff;
RF = 60;                                %RF - rezerva de fază a sistemului în buclă deschisă
unghifaza = - 180 + RF;                 %unghiul de faza a sistemului în buclă deschisă
K = Kfr/J;
taukfr = (omegaf*tand(unghifaza)-K)/(K*omegaf*tand(unghifaza)+omegaf^2);
Kikfr = ((H*omegaf*(K^2+omegaf^2))/sqrt((taukfr*K*omegaf-
omegaf)^2+(taukfr*omegaf^2+K)^2));
disp 'Coeficientul Kp in cazul in care viteza nu este filtrata'
Kpkfr = taukfr*Kikfr
disp 'Coeficientul Ki in cazul in care viteza nu este filtrata'
Kirkfr = Kikfr * h
%Determinare parametrii fără considerarea coeficientului de frecare vâscoasă
%Kfr = 0 -> K = 0
tau = tand(unghifaza)/omegaf;
Ki = H*omegaf^2/sqrt(1+omegaf^2*tau^2);
disp 'Coeficientul Kp in cazul in care viteza nu este filtrata si Kfr=0'
Kp = tau*Ki
disp 'Coeficientul Ki in cazul in care viteza nu este filtrata si Kfr=0'
Kir = Ki*h

FRVBD=[]; FRVBI=[]; X=[]; YBD=[]; YBI=[]; x=10^0; %initializare variabile
FRVBDFKF=[]; FRVBIFKF=[]; XFKF=[]; YBDFKF=[]; YBIFKF=[];
while x <= 10^4
    s=i*x;                                %j*omega
    PI = (Kikfr/s)*(1+taukfr*s);           %funcția de transfer a regulatorului PI de viteză
                                           %cu coeficienții Kp, Ki obținuți fără
                                           %filtrarea vitezei și cu considerarea
                                           %coeficientului de frecare vâscoasă
    PIFKF = (Ki/s)*(1+tau*s);             %funcția de transfer a regulatorului PI de viteză
                                           %cu coeficienții Kp, Ki obținuți fără
                                           %filtrarea vitezei și fără considerarea
                                           %coeficientului de frecare vâscoasă K=0
    x=x*10;
end

```

```

M = 1/(H*(s+K));           %funcția de transfer a sistemului mecanic
frvbd = PI*M;              %funcția de transfer a buclei deschise
frvbi = frvbd/(1+frvbd);   %funcția de transfer a buclei închise
frvdfkf = PIFKF*M;        %funcția de transfer a buclei deschise (K=0)
frvbifkf = frvdfkf/(1+frvdfkf); %funcția de transfer a buclei deschise (K=0)
X=[X,x];                  %matricea frecvenței unghiulare
XFKF=[XFKF,x];           %matricea frecvenței unghiulare
FRVBD=[FRVBD, frvbd];     %matricea funcției de transfer a buclei deschise funcție
de pulsație
FRVBI=[FRVBI, frvbi];     %matricea funcției de transfer a buclei închise funcție
de pulsație
FRVBDFKF=[FRVBDFKF, frvdfkf]; %matricea funcției de transfer a buclei deschise
funcție de
                                %pulsație (K=0)
FRVBIFKF=[FRVBIFKF, frvbifkf]; %matricea funcției de transfer a buclei închise
funcție de
                                %pulsație (K=0)
x=x+x*0.01;                %determinare rezoluție
end

%Determinarea parametrilor regulatorului de viteza cu filtrarea reacției
% negative a vitezei
% omegac este frecvența trece jos a filtrului
% omegac=Kc*omegaf
Kc=3.5;
tauf = (omegaf - K*Kc +
K*tand(unglifaza)+omegaf*Kc*tand(unglifaza))/(omegaf*(K*Kc*tand(unglifaza)-
omegaf*tand(unglifaza)+omegaf*Kc+K));
Kif = (H*omegaf*(K^2+omegaf^2)*(Kc^2+1))/(Kc*(sqrt((omegaf*tauf*K*Kc-
tauf*omegaf^2-omegaf*Kc-K)^2+(K*Kc-
omegaf+omegaf^2*Kc*tauf+omegaf*tauf*K)^2)));
disp 'Coeficientul Kp in cazul in care viteza este filtrata'
Kpf =tauf*Kif
disp 'Coeficientul Ki in cazul in care viteza este filtrata'
Kirf = h* Kif

%Calculare coeficienți Kp, Ki fără coeficient de frecare vâscoasă Kfr=0
tauffkfr = (omegaf +omegaf*Kc*tand(unglifaza))/(omegaf*(-
omegaf*tand(unglifaza)+omegaf*Kc));
Kiffkfr = (H*omegaf*(omegaf^2)*(Kc^2+1))/(Kc*(sqrt((-tauffkfr*omegaf^2-
omegaf*Kc)^2+(-omegaf+omegaf^2*Kc*tauffkfr)^2)));
disp 'Coeficientul Kp in cazul in care viteza este filtrata si Kfr = 0'
Kpffkfr =tauf*Kiffkfr
disp 'Coeficientul Ki in cazul in care viteza este filtrata si Kfr = 0'
Kirffkfr = h*Kiffkfr

FRVFBD=[]; FRVBI=[]; XF=[]; YFBD=[]; YFBI=[]; xf=10^0;      %inițializare
variabile
%inițializare variabile
FRVBDFKF=[]; FRVBIFKF=[]; XFFKF=[]; YBDFKF=[]; YBIFKF=[];
while xf <= 10^4

```

176 Anexa 2. Metodă de calcul a parametrilor KP, KI a regulatorului de viteză de tip PI

```

s=i*xf; %j*omega
PI = (Kif/s)*(1+tauf*s); %funcția de transfer a regulatorului PI de viteză
%cu coeficienții Kp, Ki obținuți cu
%filtrarea vitezei și cu considerarea
%coeficientului de frecare vâscoasă
PIFFKF = (Kifkfr/s)*(1+tauffkfr*s); %funcția de transfer a regulatorului PI de
viteză
%cu coeficienții Kp, Ki obținuți cu
%filtrarea vitezei și fără considerarea
%coeficientului de frecare vâscoasă K=0
M = 1/(H*(s+K)); %funcția de transfer a sistemului mecanic
F = omegaf*Kc/(s+omegaf*Kc); %funcția de transfer a filtrului trece jos
frvfbd = PI*M*F; %funcția de transfer a buclei deschise
frvfbf = PI*M/(1+frvfbd); %funcția de transfer a buclei închise
frvbfk = PIFFKF*M*F; %funcția de transfer a buclei deschise (K=0)
frvbfkf = PIFFKF*M/(1+frvbfk); %funcția de transfer a buclei deschise (K=0)
XF=[XF,xf]; %matricea frecvenței unghiulare
XFFKF=[XFFKF,xf]; %matricea frecvenței unghiulare
FRVFBDFK=[FRVFBDFK, frvbfk]; %matricea funcției de transfer a buclei deschise
funcție de pulsație
FRVFBDFKF=[FRVFBDFKF, frvbfkf]; %matricea funcției de transfer a buclei
deschise funcție
%de pulsație (K=0)
FRVFBIFKF=[FRVFBIFKF, frvbfkf]; %matricea funcției de transfer a buclei
închise funcție de
%pulsație (K=0)
xf=xf+xf*0.01; %determinare rezoluție
end

FRVFTJ=[]; YFTJ=[]; XFTJ=[]; xftj=10^0; %inițializare variabile
FRVPI=[]; YPI=[]; FRVPIF=[]; YPIF=[]; %inițializare variabile
while xftj <= 10^5
s=i*xftj; %j*omega
PI = (Kikfr/s)*(1+taukfr*s); %funcția de transfer a regulatorului PI de viteză
%cu coeficienții Kp, Ki obținuți
%fără filtrarea vitezei și cu
%considerarea coeficientului de
%frecare vâscoasă
PIF = (Kif/s)*(1+tauf*s); %funcția de transfer a regulatorului PI de viteză
%cu coeficienții Kp, Ki obținuți
%cu filtrarea vitezei și cu
%considerarea coeficientului de
%frecare vâscoasă
F = omegaf*Kc/(s+omegaf*Kc); %funcția de transfer a filtrului trece jos
XFTJ=[XFTJ, xftj]; %matricea frecvenței unghiulare
FRVFTJ = [FRVFTJ, F]; %matricea funcției de transfer a filtrului trece jos
funcție de pulsație
FRVPI = [FRVPI, PI]; %matricea funcției de transfer a regulatorului PI fără
filtrarea vitezei

```

```

                                %funcție de pulsație
FRVPIF = [FRVPIF, PIF];      %matricea funcției de transfer a regulatorului PI cu
filtrarea vitezei

                                %funcție de pulsație
xftj=xftj+xftj*0.01;        %determinarea rezoluției
end

%Determinarea benzii de frecvență a buclei de reglaj cu și fără considerarea
%filtrului trece jos. (Banda de frecvență se definește ca frecvența la care
% amplitudinea buclei închise scade la -3dB)
% 1. Determinarea benzii de frecvență a buclei de reglaj fără FTJ
YBI = 20*log10(abs(FRVBI));
sizeYBI = size(YBI);
j=1;
for j=1: sizeYBI(2)
    if YBI(j) < -3
        if j==1
            omegabc = X(j);
            fbc = X(j)/(2*pi);
            anglebc = angle(FRVBI(j))*180/pi;
        else
            omegabc = X(j-1);
            fbc = X(j-1)/(2*pi);
            anglebc = angle(FRVBI(j-1))*180/pi;
        end
        break;
    end
end
disp 'Banda de frecventa a sistemului a buclei inchise fara FTJ in [Hz]'
fb = fbc
disp 'Defazajul a buclei inchise fara FTJ corespunzator benzii de frecventa in [°]'
anglebi = anglebc

%2. Determinarea benzii de frecvență a buclei de reglaj cu FTJ
YFBI = 20*log10(abs(FRVFBI));
sizeYFBI = size(YFBI);
for j=1: sizeYFBI(2)
    if YFBI(j) < -3
        if j==1
            omegabcftj = X(j-1);
            fbcftj = X(j-1)/(2*pi);
            anglebcftj = angle(FRVBI(j-1))*180/pi;
        else
            omegabcftj = X(j-1);
            fbcftj = X(j-1)/(2*pi);
            anglebcftj = angle(FRVBI(j-1))*180/pi;
        end
        break;
    end
end
disp 'Banda de frecventa a sistemului a buclei inchise cu FTJ in [Hz]'

```

fbf = fbcftj

disp 'Defazajul a buclei inchise cu FTJ corespunzator benzii de frecventa in [°]'

anglebiftf = anglebcftj

%Determinarea variației parametrilor regulatorului de viteză Kp, Ki în

%funcție de valoarea inerției J

%1. În cazul considerării FTJ în bucla de reglaj

Jstep = 0.005;

Jv = 0.0005:Jstep:2*J;

sizeJv=size(Jv);

j=1;

for j=1:sizeJv(2)

Hv(j) = (H*Jv(j))/J;

Kv(j) = (K*J)/Jv(j);

tauv(j) = (omegaf*tand(unglifaza)-
Kv(j))/(Kv(j)*omegaf*tand(unglifaza)+omegaf^2);

Kiv(j) = (Hv(j)*omegaf*(Kv(j)^2+omegaf^2))/sqrt((tauv(j)*Kv(j)*omegaf-
omegaf)^2+(tauv(j)*omegaf^2+Kv(j))^2);

Kpv(j) = tauv(j)*Kiv(j);

Kirv(j) = Kiv(j)*h;

taufv(j) = (omegaf - Kv(j)*Kc +
Kv(j)*tand(unglifaza)+omegaf*Kc*tand(unglifaza))/(omegaf*(Kv(j)*Kc*tand(unglifaza)-
omegaf*tand(unglifaza)+omegaf*Kc+Kv(j)));

Kifv(j) =

(Hv(j)*omegaf*(Kv(j)^2+omegaf^2)*(Kc^2+1))/(Kc*(sqrt((omegaf*taufv(j)*Kv(j)
*Kc-taufv(j)*omegaf^2-omegaf*Kc-Kv(j))^2+(Kv(j)*Kc-
omegaf+omegaf^2*Kc*taufv(j)+omegaf*taufv(j)*Kv(j))^2)));

Kpfv(j) = taufv(j)*Kifv(j);

Kirfv(j) = h*Kifv(j);

end

%Determinarea variației parametrilor regulatorului de viteză Kp, Ki în

%funcție de valoarea frecvenței

%1. În cazul considerării FTJ în bucla de reglaj

ffstep = 0.005;

ffv = 0.0005:ffstep:2*ff;

sizeff=size(ffv);

k=1;

for k=1:sizeff(2)

omegafv(k)=2*pi*ffv(k);

tauvom(k) = (omegafv(k)*tand(unglifaza)-
K)/(K*omegafv(k)*tand(unglifaza)+omegafv(k)^2);

Kivom(k) =

(H*omegafv(k)*(K^2+omegafv(k)^2))/sqrt((tauvom(k)*K*omegafv(k)-
omegafv(k))^2+(tauvom(k)*omegafv(k)^2+K)^2);

Kpvom(k) = tauvom(k)*Kivom(k);

Kirvom(k) = Kivom(k)*h;

taufvom(k) = (omegafv(k) - K*Kc +
K*tand(unglifaza)+omegafv(k)*Kc*tand(unglifaza))/(omegafv(k)*(K*Kc*tand(unglifaza)-
omegafv(k)*tand(unglifaza)+omegafv(k)*Kc+K));

```

Kifvom(k) =
(Hv(j)*omegafv(k)*(K^2+omegafv(k)^2)*(Kc^2+1))/(Kc*(sqrt((omegafv(k)*taufv
om(k)*K*Kc-taufvom(k)*omegafv(k)^2-omegafv(k)*Kc-K)^2+(K*Kc-
omegafv(k)+omegafv(k)^2*Kc*taufvom(k)+omegafv(k)*taufvom(k)*K)^2)));
Kpfvom(k) = taufvom(k)*Kifvom(k);
Kirfvom(k) = h*Kifvom(k);
end

```

%Diagrama Bode a buclei de reglaj în cazul în care J este diferit de cel

%folosit în calcularea parametrilor regulatorului PI

```

FRVBIJ=[]; YBIJ=[]; xfj=10^0; %inițializare variabile
FRVBIJ05=[]; YBIJ05=[]; %inițializare variabile
FRVBIJ15=[]; YBIJ15=[]; %inițializare variabile
FRVFBIJ=[]; XFJ=[]; YFBIJ=[]; %inițializare variabile
FRVFBIJ05=[]; YFBIJ05=[]; %inițializare variabile
FRVFBIJ15=[]; YFBIJ15=[]; %inițializare variabile

```

```
while xfj <= 10^4
```

```
s=i*xfj;
```

```
PI = (Kikfr/s)*(1+taukfr*s);
```

```
PIF = (Kif/s)*(1+tauf*s);
```

```
M = 1/(H*(s+K));
```

```
M05 = 1/(H*0.5*(s+K/0.5));
```

```
M15 = 1/(H*1.5*(s+K/1.5));
```

```
F = omegaf*Kc/(s+omegaf*Kc);
```

```
frvbdj = PI*M;
```

```
frvbij = PI*M/(1+frvbdj);
```

```
FRVBIJ=[FRVBIJ, frvbij];
```

```
frvbdj05 = PI*M05;
```

```
frvbij05 = PI*M05/(1+frvbdj05);
```

```
FRVBIJ05=[FRVBIJ05, frvbij05];
```

```
frvbdj15 = PI*M15;
```

```
frvbij15 = PI*M15/(1+frvbdj15);
```

```
FRVBIJ15=[FRVBIJ15, frvbij15];
```

```
frvfbdj = PIF*M*F;
```

```
frvfbij = PIF*M/(1+frvfbdj);
```

```
FRVFBIJ=[FRVFBIJ, frvfbij];
```

```
frvfbdj05 = PIF*M05*F;
```

```
frvfbij05 = PIF*M05/(1+frvfbdj05);
```

```
FRVFBIJ05=[FRVFBIJ05, frvfbij05];
```

```
frvfbdj15 = PIF*M15*F;
```

```
frvfbij15 = PIF*M15/(1+frvfbdj15);
```

```
FRVFBIJ15=[FRVFBIJ15, frvfbij15];
```

```
XFJ=[XFJ,xfj]; %formare matrici
```

```
xfj=xfj+xfj*0.01; %determină rezoluția graficului
```

```
end
```

%Utilizare funcții matlab

```
disp 'Funcția de transfer a regulatorului PI de viteza fara FTJ'
```

```
PIsys=tf([Kpkfr Kikfr],[1 0])
```

```
disp 'Funcția de transfer a regulatorului PI de viteza cu FTJ'
```

```

PIFsys=tf([Kpf Kif],[1 0])
%PI = (Kikfr/s)*(1+taukfr*s);
%PIF = (Kif/s)*(1+tauf*s);
disp 'Functia de transfer a sistemului electromecanic'
Msys = tf([0 1],[H H*K])
disp 'Functia de transfer a filtrului trece jos - FTJ'
Fsys = tf([0 omegaf*Kc], [1 omegaf*Kc])
disp 'Functia de transfer a buclei de viteza fara FTJ'
FTBI = zpk(feedback(PIsys*Msys, 1))
disp 'Banda de frecventa a buclei de viteza fara FTJ'
fcbi = bandwidth(FTBI)/(2*pi)
disp 'Functia de transfer in discret a buclei de viteza fara FTJ'
FTBIZ = c2d(FTBI, h, 'foh')
disp 'Functia de transfer a buclei de viteza cu FTJ'
FTFBI = zpk(feedback(PIFsys*Msys, Fsys))
disp 'Banda de frecventa a buclei de viteza cu FTJ'
fcbiftf = bandwidth(FTFBI)/(2*pi)
disp 'Functia de transfer a buclei de viteza cu FTJ'
FTFBIZ = c2d(FTFBI, h, 'foh')
disp 'Functia de transfer in discret a FTJ'
FsysZ = c2d(Fsys, h, 'foh')
disp 'Functia de transfer in discret a regulatorului PI de viteza fara FTJ'
PIsysZ = c2d(PIsys, h, 'foh')
disp 'Functia de transfer in discret a regulatorului PI de viteza cu FTJ'
PIFsysZ = c2d(PIFsys, h, 'foh')

%Grafic sistem de reglag viteză fără filtrarea reacției negative a vitezei
figure(1)
subplot(2,2,1)
YBD = 20*log10(abs(FRVBD));
YBDFKF = 20*log10(abs(FRVBDFKF));
semilogx(X,YBD, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFKF,YBDFKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylims = [ylims(1), ylims(2)+5];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc=10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei deschise a sistemului fara FTJ';
      ['in cazul in care f_f = ',num2str(ff),'Hz, RF = ', num2str(RF),'°', ' si banda de
      frecventa f_b=', num2str(fcbi), 'Hz']},...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

```



```

subplot(2,2,3)
YBI = 20*log10(abs(FRVBI));
YBIFKF = 20*log10(abs(FRVBIFKF));
semilogx(X,YBI, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFKF,YBIFKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 10)
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylims = [ylims(1), ylims(2)];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc=5;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului fara FTJ';
      ['in cazul in care f_f = ',num2str(ff),'Hz si RF = ', num2str(RF),'o', ' si banda de
frecventa f_b=', num2str(fcbi), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

subplot(2,2,2)
YBD = angle(FRVBD)*180/pi;
YBDFKF = angle(FRVBDFKF)*180/pi;
semilogx(X,YBD, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFKF,YBDFKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylims(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylims=[testY*45, ylims(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei deschise a sistemului fara FTJ';
      ['in cazul in care f_f = ',num2str(ff),'Hz si RF = ', num2str(RF),'o', ' si banda de
frecventa f_b=', num2str(fcbi), 'Hz'] },...

```

```

'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

subplot(2,2,4)
YBI = angle(FRVBI)*180/pi;
YBIFKF = angle(FRVBIFKF)*180/pi;
semilogx(X,YBI, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFKF,YBIFKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 12)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylims(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylims=[testY*45, ylims(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului fara FTJ';
    ['in cazul in care f_f = ', num2str(ff), 'Hz si RF = ', num2str(RF), '°', ' si banda de
frecventa f_b=', num2str(fcbi), 'Hz'] },...
'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

%Grafic sistem de reglag viteza cu filtrarea reactiei negative a vitezei
figure(2)
subplot(2,2,1)
YFBD = 20*log10(abs(FRVFBD));
YFBDKF = 20*log10(abs(FRVBDFKF));
semilogx(XF,YFBD, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFKF,YFBDKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylims = [ylims(1), ylims(2)+5];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc=10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])

```

```

set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei deschise a sistemului cu FTJ';
      ['in cazul in care f_f = ', num2str(ff), 'Hz si RF = ', num2str(RF), '°', ' si banda de
      frecventa f_b = ', num2str(fcbifff), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

subplot(2,2,3)
YFBI = 20*log10(abs(FRVFBI));
YFBIFKF = 20*log10(abs(FRVFBIFKF));
semilogx(XF,YFBI, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFFKF,YFBIFKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylimits = [ylimits(1), ylimits(2)];
set(gca, 'Ylim', ylimits);
yinc=5;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului cu FTJ';
      ['in cazul in care f_f = ', num2str(ff), 'Hz si RF = ', num2str(RF), '°', ' si banda de
      frecventa f_b = ', num2str(fcbifff), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

subplot(2,2,2)
YFBD = angle(FRVFBD)*180/pi;
YFBDFKF = angle(FRVBDFKF)*180/pi;
semilogx(XF,YFBD, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFFKF,YFBDFKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylimits(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylimits=[testY*45, ylimits(2)+10];

```

```

set(gca, 'Ylim', ylimits);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei deschise a sistemului cu FTJ';
      ['in cazul in care f_f = ', num2str(ff), 'Hz si RF = ', num2str(RF), '°', ' si banda de
frecventa f_b = ', num2str(fcbifft), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

subplot(2,2,4)
YFBI = angle(FRVFBI)*180/pi;
YFBIFKF = angle(FRVFBIFKF)*180/pi;
semilogx(XF,YFBI, '-b','LineWidth',6);
hold on
semilogx(XFFKF,YFBIFKF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 12)
grid on
xlimits=get(gca, 'Xlim');
ylimits=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylimits(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylimits=[testY*45, ylimits(2)-35];
set(gca, 'Ylim', ylimits);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului cu FTJ';
      ['in cazul in care f_f = ', num2str(ff), 'Hz si RF = ', num2str(RF), '°', ' si banda de
frecventa f_b = ', num2str(fcbifft), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('K_f_r\neq0', 'K_f_r=0')

figure(3)
subplot(2,2,1)
YFTJ = 20*log10(abs(FRVFTJ)); %determina matricea in dB
semilogx(XFTJ,YFTJ, '-b','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlimits = get(gca, 'Xlim');
ylimits = get(gca, 'Ylim');

```

```

ylimlimits = [ylimlimits(1), ylimlimits(2)+5];
set(gca, 'Ylim', ylimlimits);
yinc=10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5])
set(gca, 'Ytick', [ylimlimits(1):yinc:ylimlimits(2)])

title({'Diagrama Bode a FTJ';
      ['in cazul in care frecventa trece jos f_c = ', num2str(Kc*ff), 'Hz']},...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

subplot(2,2,3)
YPI = 20*log10(abs(FRVPI));
YPIF = 20*log10(abs(FRVPIF));
semilogx(XFTJ, YPI, '-b', 'LineWidth', 4);
hold on
semilogx(XFTJ, YPIF, '-r', 'LineWidth', 2);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlimlimits = get(gca, 'Xlim');
ylimlimits = get(gca, 'Ylim');
ylimlimits = [ylimlimits(1), ylimlimits(2)];
set(gca, 'Ylim', ylimlimits);
yinc=5;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5])
set(gca, 'Ytick', [ylimlimits(1):yinc:ylimlimits(2)])

title('Diagrama Bode a regulatorului PI', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend('Fara FTJ', 'Cu FTJ')

subplot(2,2,2)
YFTJ = angle(FRVFTJ)*180/pi;
semilogx(XFTJ, YFTJ, '-b', 'LineWidth', 4);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlimlimits=get(gca, 'Xlim');
ylimlimits=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylimlimits(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylimlimits=[testY*45, ylimlimits(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylimlimits);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5])
set(gca, 'Ytick', [ylimlimits(1):yinc:ylimlimits(2)])

```

```
title({'Diagrama Bode a FTJ'
      ['in cazul in care frecventa trece jos f_c = ',num2str(Kc*ff),'Hz']},...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
```

```
subplot(2,2,4)
YPI = angle(FRVPI)*180/pi;
YPIF = angle(FRVPIF)*180/pi;
semilogx(XFTJ,YPI, '-b','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFTJ,YPIF, '-r','LineWidth',2);
set(gca, 'FontSize', 12)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylims(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylims=[testY*45, ylims(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])
```

```
title('Diagrama Bode a regulatorului PI', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend('Fara FTJ', 'Cu FTJ')
```

```
figure(4)
subplot(2,2,1)
YBIJ = 20*log10(abs(FRVBIJ));
YBIJ05 = 20*log10(abs(FRVBIJ05));
YBIJ15 = 20*log10(abs(FRVBIJ15));
semilogx(XFJ,YBIJ, '-b','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YBIJ05, '-r','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YBIJ15, '-m','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylims = [ylims(1), ylims(2)+5];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc=10;
```

```

set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylim(1):yinc:ylim(2)])

title('Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului fara FTJ', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

subplot(2,2,3)
YFBIJ = 20*log10(abs(FRVFBIJ));
YFBIJ05 = 20*log10(abs(FRVFBIJ05));
YFBIJ15 = 20*log10(abs(FRVFBIJ15));
semilogx(XFJ,YFBIJ, '-b','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YFBIJ05, '-r','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YFBIJ15, '-m','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 10)
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylim(1)=[ylim(1), ylim(2)];
set(gca, 'Ylim', ylim);
yinc=5;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylim(1):yinc:ylim(2)])

title('Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului cu FTJ', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

subplot(2,2,2)
YBIJ = angle(FRVBI)*180/pi;
YBIJ05= angle(FRVBI05)*180/pi;
YBIJ15= angle(FRVBI15)*180/pi;
semilogx(XFJ,YBIJ, '-b','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YBIJ05, '-r','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YBIJ15, '-m','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylim(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;

```

```

end
ylimits=[testY*45, ylimits(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylimits);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title('Diagrama Bode a buclei închise a sistemului fara FTJ', 'FontSize', 12, 'Color', [0
0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

subplot(2,2,4)
YFBIJ = angle(FRVFBI)*180/pi;
YFBIJ05= angle(FRVFBI05)*180/pi;
YFBIJ15= angle(FRVFBI15)*180/pi;
semilogx(XFJ,YFBIJ, '-b','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YFBIJ05, '-r','LineWidth',4);
hold on
semilogx(XFJ,YFBIJ15, '-m','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 12)
grid on
xlimits=get(gca, 'Xlim');
ylimits=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylimits(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylimits=[testY*45, ylimits(2)-35];
set(gca, 'Ylim', ylimits);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4])
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title('Diagrama Bode a buclei închise a sistemului cu FTJ', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0
0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend('J', 'J/2', '2*J')

figure(5)
subplot(2,2,1)
plot(Jv, tauv, '-b','LineWidth', 4);
hold on
plot(Jv, taufv, '-r','LineWidth', 4);
set(gca, 'FontSize', 10)
ylimits=get(gca, 'Ylim');
ylimits = [ylimits(1), ylimits(2)+0.0025];

```



```

set(gca, 'Ylim', ylims)
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):0.002:ylimits(2)])
grid on

title('Variatia coeficientului \tau in functie de inertie', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('J[kqm^2]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('\tau', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('Fara FTJ','Cu FTJ')

subplot(2,2,3)
plot(Jv, Kpv, '-b','LineWidth',4);
hold on
plot(Jv, Kpvf, '-r','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on

title('Variatia coeficientului K_p in functie de inertie', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('J[kqm^2]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('K_p', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('Fara FTJ','Cu FTJ')

subplot(2,2,2)
plot(Jv, Kiv, '-b','LineWidth',4);
hold on
plot(Jv, Kivf, '-r','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on

title('Variatia coeficientului K_i in functie de inertie', 'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('J[kqm^2]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('K_i', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('Fara FTJ','Cu FTJ')

subplot(2,2,4)
plot(Jv, Kirv, '-b','LineWidth',4);
hold on
plot(Jv, Kirvf, '-r','LineWidth',4);
set(gca, 'FontSize', 12)
grid on

title('Variatia coeficientului K_i_h in cazul in care timpul de esationare', 'FontSize',
12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('J[kqm^2]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('K_i_h', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
legend ('Fara FTJ','Cu FTJ')

figure(6)
h=bodeoptions;
subplot(1,2,1)
h.Title.String = ['Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului fara FTJ in cazul in
care f_f = ',num2str(ff),'Hz si RF = ', num2str(RF),'^\circ'];

```

190 Anexa 2. Metodă de calcul a parametrilor KP, KI a regulatorului de viteză de tip PI

```
bode(FTBI, '-b', FTBIZ, '-r', {0.1, 10^4}, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid
subplot(1,2,2)
h.Title.String = ['Diagrama Bode a buclei inchise a sistemului cu FTJ in cazul in care
f_f = ', num2str(ff), 'Hz si RF = ', num2str(RF), '°'];
bode(FTFBI, '-b', FTFBIZ, '-r', {0.1, 10^4}, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid

figure(7)
h=timeoptions
tfinal = 0.2;
subplot(2,1,1)
h.Title.String = ['Raspunsul treapta al regulatorului PI de viteza fara FTJ in cazul in
care f_b = ', num2str(fcbi), 'Hz si RF = ', num2str(RF), '°'];
h.XLabel.String = ['Timpul'];
h.YLabel.String = ['Amplitudinea'];
step(FTBI, 'b', FTBIZ, 'r', tfinal, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid
subplot(2,1,2)
h.Title.String = ['Raspunsul treapta al regulatorului PI de viteza cu FTJ in cazul in
care f_b = ', num2str(fcbiftf), ' Hz si RF = ', num2str(RF), '°'];
h.XLabel.String = ['Timpul'];
h.YLabel.String = ['Amplitudinea'];
step(FTFBI, 'b', FTFBIZ, 'r', tfinal, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid
```

Anexa 3. Metodă de calcul a parametrilor $K_{Pd,q}$, $K_{Id,q}$ a reguletoarelor de curent de tip PI

"Anexa_3_DeterminareParametriiRegulatorCurentPU.m"

```
%Exemplu de calculare a parametrilor  $K_{Pd,q}$ ,  $K_{Id,q}$  a celor două reguletoare  
%de curent în cazul în care în bucla de control a curentului intervine  
%modelul matematic a MSMP în per-unit  
clear all  
clc  
clf reset  
disp 'Curentul maxim de varf a inverterului de frecventa [A]'  
imax = 8.81  
disp 'Valoarea nominala a curentului inverterului [A]'  
ir = 3.5*sqrt(2)  
disp 'Tensiune maxima [V]'  
vmax = 436  
disp 'Frecventa maxima electrica [Hz]'  
fmaxhz = 350.00  
disp 'Tensiunea retelei [V]'  
vline = 110  
disp 'Tensiunea din circuitul intermediar de tensiune continua [V]'  
vdc = vline*sqrt(2)*2  
disp 'Factorul SVM'  
Fsvm = 1/sqrt(3)  
disp 'Tensiunea maxima de faza de varf furnizata de inverter [V]'  
vphmax=Fsvm*vdc*0.99  
disp 'Numarul de perechi de poli'  
pol = 14  
disp 'Turatia mecanica maxima [rpm]'  
mmaxrpm = fmaxhz*60.00/pol  
disp 'Rezistenta infasurarii statorice [ohm]'  
r = 11  
disp 'Inductanta dupa axa "d" [mH]'  
ld = 0.165  
disp 'Inductanta dupa axa "q" [mH]'  
lq = 0.175  
disp 'Fluxul magnetului permanent [Wb]'  
psipm = 0.34  
disp 'Curentul caracteristic a MSMPS [A]'  
icar= psipm/ld  
disp 'Factorul tensiunii de baza'  
vbasefactor = 8  
disp 'Tensiunea de baza [V]'  
vbase = vmax * vbasefactor  
disp 'Curentul de baza [A]'
```

```

ibase = imax
disp 'Frecventa unghiulara electrica de baza [rad/s]'
omegabase = 2*pi*fmaxhz
disp 'Frecventa unghiulara mecanica de baza [rad/s]'
mechomegabase = omegabase/pol
disp ('Fluxul de baza [Wb]')
psibase = vbase/omegabase
disp('Tensiunea maxima de varf ce poate fi furnizata')
disp('de inverterul de tensiune in pu')
vphmaxpu=vphmax/vbase
disp 'Rezistenta infasurarii statorice in pu'
rpu=r*imax/vbase
disp 'Inductanta duapa axa "d" in pu'
ldpu= ld *imax * omegabase/vbase
disp 'Inductanta dupa axa "q" in pu'
lqpu= lq *imax * omegabase/vbase
disp 'Fluxul magnetului permanent in pu'
psipmpu = psipm * omegabase/vbase
disp 'Valoarea maximă a curentului dupa axa "d" in pu'
idmaxpu = -psipmpu/ldpu
disp 'Valoarea curentului caracteristic a MSMPS in A'
icarpu=icar/imax
disp 'Valoarea nominala a curentului inverterului in pu'
irpu = ir/ibase
disp 'Puterea aparenta de baza [VA]'
Sb= 1.5*vbase*ibase
disp 'Cuplul electromagnetic de baza'
Tb = 1.5*psibase*ibase*pol
disp 'Valoarea inertiei [kgm^2]'
% Determinarea inertiei volantei respectiv a rotorului
% J =(m*R^2)/2
% datele volantei m = 13,39Kg, R = 0.18m -> J = 0.217 Kg*m^2
% datele rotorului mr=1,77kg, R=0.1325 -> J=0.0156 Kg*m^2
% J = 0.2326
J = 0.2326
disp 'Constanta de inertie'
H = (J/Sb)*(omegabase/pol)^2
disp 'Coeficientul de frecare vascoasa'
Kfr = 0.00764
disp 'Timpul de esantionare [s]'
tI = 0.00007
disp 'Constanta de timp dupa axa d'
taud = ldpu/(rpu*omegabase)
disp 'Constanta de timp dupa axa q'
tauq = lqpu/(rpu*omegabase)

%Funcția de transfer a regulatorului PI de viteză este:
%
%          Ki          Kp          Ki          Kp
%  PI(s) = ---- * (1+ ----*s)  PIpu(s) = ---- * (1 + ----*s)
%          s           Ki           s           Ki

```

```

%          Kp
% tau = -----
%          Ki
%
%Funcția de transfer a sistemului electromagnetic după axa "d"
%
%          1                      ldpu          ld
% EMD(s) = -----;          taud = ----- = -----
%          rpu*(1+taudpu*s)          rpu*omegabase          r
%Funcția de transfer a sistemului electromagnetic după axa "q"
%
%          1                      lqpu          lq
% EMQ(s) = -----;          tauq = ----- = -----
%          rpu*(1+tauqpu*s)          rpu*omegabase          r
%
%Valoarea frecvenței trece jos a sistemului în bucla deschisă
%respectiv valoarea rezervei de fază
ffRI= 400;          %frecvența trece jos a sistemului în buclă deschisă
omegaf = 2*pi*ffRI;
RFRI = 60;          %RF - rezerva de fază a sistemului în buclă deschisă
unghifaza = - 180 + RFRI; %unghiul de fază a sistemului în buclă deschisă
K1 = tan(omegaf*tI);
K2 = cos(omegaf*tI);

%Determinarea parametrilor regulatorului de curent după axa "d"
%fără considerarea timpului de întârziere exp(-s*tI)
%tauPI d = (taud*omegaf*tand(unghifaza)-
1)/(omegaf*tand(unghifaza)+taud*omegaf^2)
%Kid = (rpu*omegaf*(1+taud^2*omegaf^2))/(sqrt((tauPI d*omegaf-
%taud*omegaf)^2+(1+tauPI d*taud*omegaf^2)^2))
%cu considerarea timpului de întârziere exp(-s*tI)
tauPI d = (taud*omegaf*tand(unghifaza)-1+tand(unghifaza)*K1 +
taud*omegaf*K1)/(omegaf*tand(unghifaza)+taud*omegaf^2-
omegaf^2*taud*tand(unghifaza)*K1+omegaf*K1);
Kid=(rpu*omegaf*(1+taud^2*omegaf^2))/(K2*sqrt((tauPI d*omegaf-
taud*omegaf-K1-
omegaf^2*taud*tauPI d*K1)^2+(1+tauPI d*taud*omegaf^2+omegaf*tauPI d*K1-
omegaf*taud*K1)^2));

disp 'Coeficientul Kpd'
Kpd = tauPI d*Kid
disp 'Coeficientul Kidh'
Kidh = Kid * tI

FRIDBD=[]; FRIDBI=[]; XD=[]; YDBD=[]; YDBI=[]; x=10^0; %initializare
variabile
while x <= 10^8
s=i*x;          %j*omega
PID = (Kid/s)*(1+tauPI d *s); %funcția de transfer a regulatorului PI
%cu coeficienții Kp, Ki

```

194 Anexa 3. Metodă de calcul a parametrilor KPd,q, KIId,q a reguletoarelor de curent de tip PI

```

EMD = 1/(rpu*(1+s*taud)); %funcția de transfer a sistemului electromagnetic în
pu

fridbd = PID*EMD; %funcția de transfer a buclei deschise
fridbi = fridbd/(1+fridbd); %funcția de transfer a buclei închise

XD=[XD,x]; %matricea frecvenței unghiulare
FRIDBD=[FRIDBD, fridbd]; %matricea funcției de transfer a buclei deschise funcție
de pulsație
FRIDBI=[FRIDBI, fridbi]; %matricea funcției de transfer a buclei închise funcție
de pulsație
x=x+x*0.01; %determinare rezoluție
end

%Determinarea parametrilor regulatorului de curent după axa "q"
%fără considerarea timpului de întârziere exp(-s*tI)
%tauPIq = (tauq*omegaf*tand(unglifaza)-
1)/(omegaf*tand(unglifaza)+tauq*omegaf^2);
%Kiq = (rpu*omegaf*(1+tauq^2*omegaf^2))/(sqrt((tauPIq*omegaf-
%tauq*omegaf)^2+(1+tauPIq*tauq*omegaf^2)^2));
%cu considerarea timpului de întârziere exp(-s*tI)
tauPIq = (tauq*omegaf*tand(unglifaza)-1+tand(unglifaza)*K1 +
tauq*omegaf*K1)/(omegaf*tand(unglifaza)+tauq*omegaf^2-
omegaf^2*tauq*tand(unglifaza)*K1+omegaf*K1);
Kiq=(rpu*omegaf*(1+tauq^2*omegaf^2))/(K2*sqrt((tauPIq*omegaf-
tauq*omegaf-K1-
omegaf^2*tauq*tauPIq*K1)^2+(1+tauPIq*tauq*omegaf^2+omegaf*tauPIq*K1-
omegaf*tauq*K1)^2));
disp 'Coeficientul Kpq'
Kpq = tauPIq*Kiq
disp 'Coeficientul Kiqh'
Kiqh = Kiq * tI

FRIQBD=[]; FRIQBI=[]; XQ=[]; YQBD=[]; YQBI=[]; x=10^0; %inițializare
variabile
while x <= 10^8
s=i*x; %j*omega
PIQ = (Kiq/s)*(1+tauPIq*s); %funcția de transfer a regulatorului PI
%cu coeficienții Kp, Ki
EMQ = 1/(rpu*(1+s*tauq)); %funcția de transfer a sistemului electromagnetic în
pu

friqbd = PIQ*EMQ; %funcția de transfer a buclei deschise
friqbi = friqbd/(1+friqbd); %funcția de transfer a buclei închise

XQ=[XQ,x]; %matricea frecvenței unghiulare
FRIQBD=[FRIQBD, friqbd]; %matricea funcției de transfer a buclei deschise funcție
de pulsație
FRIQBI=[FRIQBI, friqbi]; %matricea funcției de transfer a buclei închise funcție
de pulsație
x=x+x*0.01; %determinare rezoluție

```

end

%Determinarea benzii de frecvență a celor două regulatoare de curent
 %(Banda de frecvență se definește ca frecvența la care
 % amplitudinea buclei închise scade la -3dB)

% 1. Determinarea benzii de frecvență a buclei de curent după axa "d"

YDBI = 20*log10(abs(FRIDBI));

sizeYDBI = size(YDBI);

j=1;

for j=1: sizeYDBI(2)

if YDBI(j) < -3

if j==1

omegadbc = XD(j);

fdbc = XD(j)/(2*pi);

angledbc = angle(FRIDBI(j))*180/pi;

else

omegadbc = XD(j-1);

fdbc = XD(j-1)/(2*pi);

angledbc = angle(FRIDBI(j-1))*180/pi;

end

break;

end

end

disp 'Banda de frecventa a buclei de curent dupa axa "d" in [Hz]'

fbd = fdbc

disp 'Defazajul a buclei de curent dupa axa "d" corespunzator benzii de frecventa in [°]'

angledb = angledbc

%2. Determinarea benzii de frecvență a buclei de curent după axa "d"

YQBI = 20*log10(abs(FRIQBI));

sizeYQBI = size(YQBI);

for j=1: sizeYQBI(2)

if YQBI(j) < -3

if j==1

omegaqbc = XQ(j-1);

fqbc = X(j-1)/(2*pi);

angleqbc = angle(FRIQBI(j-1))*180/pi;

else

omegaqbc = XQ(j-1);

fqbc = XQ(j-1)/(2*pi);

angleqbc = angle(FRIQBI(j-1))*180/pi;

end

break;

end

end

disp 'Banda de frecventa a buclei de curent dupa axa "q" in [Hz]'

fbq = fqbc

disp 'Defazajul a buclei de curent dupa axa "q" corespunzator benzii de frecventa in [°]'

angleqb = angleqbc

```

%Utilizare funcții matlab
disp 'Funcția de transfer a regulatorului PI de curent în "d"'
PIIDsys=tf([Kpd Kid],[1 0])
disp 'Funcția de transfer a regulatorului PI de curent în "q"'
PIIQsys=tf([Kpq Kiq],[1 0])
%PI = (Kikfr/s)*(1+taukfr*s);
%PIF = (Kif/s)*(1+tauf*s);
disp 'Funcția de transfer a sistemului electromagnetic după axa "d"'
EMDsys = tf([0 1],[rpu*taud rpu])
disp 'Funcția de transfer a sistemului electromagnetic după axa "q"'
EMQsys = tf([0 1],[rpu*tauq rpu])
disp 'Funcția de transfer a buclei de curent după axa "d"'
FTIDBI = zpk(feedback(PIIDsys*EMDsys, 1))
disp 'Banda de frecvență a buclei de curent după axa "d" în [Hz]'
fdb = bandwidth(FTIDBI)/(2*pi)
disp 'Funcția de transfer în discret a buclei de curent după axa "d"'
FTIDBIZ = c2d(FTIDBI, tI, 'foh')
disp 'Funcția de transfer a buclei de curent după axa "q"'
FTIQBI = zpk(feedback(PIIQsys*EMQsys, 1))
disp 'Banda de frecvență a buclei de curent după axa "d" în [Hz]'
fqb = bandwidth(FTIQBI)/(2*pi)
disp 'Funcția de transfer în discret a buclei de curent după axa "q"'
FTIQBIZ = c2d(FTIQBI, tI, 'foh')
disp 'Funcția de transfer în discret a regulatorului PI de curent în "d"'
PIIDsysZ = c2d(PIIDsys, tI, 'foh')
disp 'Funcția de transfer în discret a regulatorului PI de curent în "q"'
PIIQsysZ = c2d(PIIQsys, tI, 'foh')

%Diagrama Bode a buclei de curent după axa "d"
figure(1)
subplot(2,2,1)
YDBD = 20*log10(abs(FRIDBD));
semilogx(XD,YDBD, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylims = [ylims(1), ylims(2)+5];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc=10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei deschise de curent după axa "d";
[in cazul în care f_f_r_i = ',num2str(ffRI),'Hz, RF_r_i = ', num2str(RFRI),'°', '
și banda de frecvență f_b_r_i=', num2str(fdb), 'Hz']},...
'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

```



```

subplot(2,2,3)
YDBI = 20*log10(abs(FRIDBI));
semilogx(XD,YDBI, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims = get(gca, 'Xlim');
ylims = get(gca, 'Ylim');
ylims = [ylims(1), ylims(2)];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc=5;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise de curent dupa axa "d";
      ['in cazul in care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°', '
si banda de frecventa f_b_r_i = ', num2str(fdb), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

```

```

subplot(2,2,2)
YDBD = angle(FRIDBD)*180/pi;
semilogx(XD,YDBD, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylims(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylims=[testY*45, ylims(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

```

```

title({'Diagrama Bode a buclei deschise de curent dupa axa "d" ';
      ['in cazul in care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°', '
si banda de frecventa f_b_r_i = ', num2str(fdb), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

```

```

subplot(2,2,4)
YDBI = angle(FRIDBI)*180/pi;
semilogx(XD,YDBI, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 12)
grid on

```

```

xlimits=get(gca, 'Xlim');
ylimits=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylimits(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylimits=[testY*45, ylimits(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylimits);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise de curent dupa axa "d";
    ['in cazul in care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°', '
si banda de frecventa f_b_r_i=', num2str(fdb), 'Hz'] },...
    'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

%Diagrama Bode a buclei de curent după axa "q"
figure(2)
subplot(2,2,1)
YQBD = 20*log10(abs(FRIQBD));
semilogx(XQ, YQBD, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlimits = get(gca, 'Xlim');
ylimits = get(gca, 'Ylim');
ylimits =[ylimits(1), ylimits(2)+5];
set(gca, 'Ylim', ylimits);
yinc=10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylimits(1):yinc:ylimits(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei deschise de curent dupa axa "q";
    ['in cazul in care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°', '
si banda de frecventa f_b_r_i=', num2str(fqb), 'Hz'] },...
    'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

subplot(2,2,3)
YQBI = 20*log10(abs(FRIQBI));
semilogx(XQ,YQBI, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlimits = get(gca, 'Xlim');
ylimits = get(gca, 'Ylim');
ylimits =[ylimits(1), ylimits(2)];

```

```

set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc=5;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise de curent dupa axa "q";
      ['in cazul in care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°, '
      si banda de frecventa f_b_r_i = ', num2str(fqb), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Amplitudinea[dB]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

subplot(2,2,2)
YQBD = angle(FRIQBD)*180/pi;
semilogx(XQ, YQBD, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 10)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylims(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
ylims=[testY*45, ylims(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylims);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylims(1):yinc:ylims(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei deschise de curent dupa axa "q";
      ['in cazul in care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°, '
      si banda de frecventa f_b_r_i = ', num2str(fqb), 'Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

subplot(2,2,4)
YQBI = angle(FRIQBI)*180/pi;
semilogx(XQ, YQBI, '-b','LineWidth',6);
set(gca, 'FontSize', 12)
grid on
xlims=get(gca, 'Xlim');
ylims=get(gca, 'Ylim');
testY = fix(ylims(1)/45);
if testY<0
    testY=testY-1;
else
    testY=testY+1;
end
end

```

```
ylimlimits=[testY*45, ylimlimits(2)+10];
set(gca, 'Ylim', ylimlimits);
yinc = 10;
set(gca, 'Xtick', [10^0 10^1 10^2 10^3 10^4 10^5 10^6 10^7 10^8])
set(gca, 'Ytick', [ylimlimits(1):yinc:ylimlimits(2)])

title({'Diagrama Bode a buclei inchise de curent dupa axa "q";
      ['in cazul in care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°', '
      si banda de frecventa f_b_r_i = ', num2str(fqb), ' Hz'] },...
      'FontSize', 12, 'Color', [0 0 0])
xlabel('\omega_c_v[rad/s]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])
ylabel('Unghiul de faza[°]', 'FontSize', 10, 'Color', [0 0 0])

figure(3)
h=bodeoptions;
subplot(1,2,1)
h.Title.String = ['Diagrama Bode a buclei inchise de curent in axa "d" in cazul in
care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°'];
bode(FTIDBI, '-b', FTIDBIZ, '-r', {0.1, 10^8}, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid
subplot(1,2,2)
h.Title.String = ['Diagrama Bode a buclei inchise de curent in axa "q" in cazul in
care f_f_r_i = ', num2str(ffRI), 'Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°'];
bode(FTIQBI, '-b', FTIQBIZ, '-r', {0.1, 10^8}, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid

figure(4)
h=timeoptions
tfinal = 0.009;
subplot(2,1,1)
h.Title.String = ['Raspunsul treapta al regulatorului PI de curent dupa axa "d" in
cazul in care f_b_r_i = ', num2str(fdb), ' Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°'];
h.XLabel.String = ['Timpul'];
h.YLabel.String = ['Amplitudinea'];
step(FTIDBI, 'b', FTIDBIZ, 'r', tfinal, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid
subplot(2,1,2)
h.Title.String = ['Raspunsul treapta al regulatorului PI de curent dupa axa "q" in
cazul in care f_b_r_i = ', num2str(fqb), ' Hz si RF_r_i = ', num2str(RFRI), '°'];
h.XLabel.String = ['Timpul'];
h.YLabel.String = ['Amplitudinea'];
step(FTIQBI, 'b', FTIQBIZ, 'r', tfinal, h)
legend ('In planul "s"', 'In planul "z"')
grid
```