

STRATEGII DE COMANDĂ A MOTORULUI SINCRON CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ ȘI COMUTAȚIE SECVENȚIALĂ ÎN ACȚIONĂRI ELECTRICE

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

Ing. Octavian Cornea

Conducător științific: prof.dr.ing. Gheorghe Atanasiu

Referenți științifici:
prof.dr.ing. Ioan-Adrian Viorel
prof.dr.ing. Nicolae Gălan
prof.dr.ing. Dorin Popovici

Ziua susținerii tezei: 25.10.2007

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 la Catedra Mașini, Acționări și Utilizări Electrice a Facultății de Electrotehnică și Electroenergetică din Cadrul Universității „Politehnica” din Timișoara sub conducerea domnului prof.dr. ing. Gheorghe Atanasiu, căruia îi adresez calde mulțumiri pentru tot sprijinul acordat.

Cele mai alese mulțumiri adresez domnilor prof.dr.ing. Ioan-Adrian Viorel de la Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, prof.dr.ing. Nicolae Gălan de la Universitatea “Politehnica” din București și prof.dr.ing. Dorin Popovici de la Universitatea “Politehnica” din Timișoara, referenții științifici ai tezei pentru prețioasele sugestii pe care le-am primit.

În timpul activității desfășurate în cadrul laboratorului de la catedră, atunci când am avut ezitări în rezolvarea unei probleme sau când o singură persoană nu era suficientă, ca în cazul determinărilor experimentale pe care le-am condus, a existat întotdeauna un coleg care a răspuns cu bunăvoință solicitării mele. Mulțumesc tuturor colegilor mei care m-au ajutat într-un fel sau altul. În special țin să mulțumesc domnului prof.dr.ing. Dorin Popovici, șeful catedrei, domnului conf.dr.ing. Sorin Mușuroi și domnului ș.l.dr.ing. Ciprian Șorândaru a căror intervenție a fost hotărâtoare pentru anumite părți din teză.

Mulțumesc din inimă familiei mele care m-a încurajat tot timpul cât am lucrat la teză, până când aceasta a ajuns în forma finală. Intervenția familiei a fost crucială chiar în momentul de început în care aveam ezitări în a mă angaja la o activitate atât de covârșitoare cum este scrierea unei teze de doctorat în domeniul abisal al ingineriei electrice.

Sper că motorul sincron cu reluctanță variabilă și comutație secvențială va găsi un loc și în industria românească. Am încercat să arăt cu această teză că se pot obține performanțe deosebite și cu acest tip de motor folosit în sisteme de acționare electrice și nu este nici un motiv să ne îndoim de faptul că “*e por si move*”.

Timișoara, octombrie 2007

Octavian Cornea

Cornea, Octavian

Strategii de comandă a motorului sincron cu reluctanță variabilă și comutație secvențială în acționări electrice

Teze de doctorat ale UPT, Seria 6, Nr. 22, Editura Politehnica, 2007, 216 pagini, 254 figuri, 7 tabele.

ISSN: 1842-7022

ISBN: 978-973-625-527-4

Cuvinte cheie:

Sisteme de acționare cu motoare sincrone, motoare sincrone cu reluctanță variabilă, modelarea motoarele sincrone cu reluctanță variabilă, motoare pas cu pas de putere, modelarea și simularea sistemelor de acționare, sisteme de acționare în patru cadrane, comanda sistemelor de acționare cu motoare sincrone cu reluctanță variabilă.

Rezumat,

Mașina sincronă cu reluctanță variabilă și comutație secvențială (MSRV-CS) este o mașină electrică de tip sincron la care cuplul electromagnetic se dezvoltă pe principiul reluctanței minime. Utilizarea ei este convenabilă într-o serie de aplicații unde simplitatea constructivă, robustețea deosebită și lipsa magneților permanenți sunt importante.

Teza de doctorat abordează strategiile de comandă utilizate pentru motorul cu reluctanță variabilă și comutație secvențială în scopul îmbunătățirii performanțelor sistemelor de acționare electrice care conțin astfel de mașini. Lucrarea se întinde pe șase capitole. Primul este o prezentare generală a sistemelor de acționare electrică cu MSRV-CS în care sunt incluse mașina electrică, convertorul static pentru alimentare și sistemul de reglare. Al doilea capitol este o sinteză privind tehnicile de reducere a pulsațiilor de cuplu la MSRV-CS. Obținerea unui cuplu cu pulsații reduse este principalul obiectiv al oricărei strategii avansate de control și pentru atingerea lui au fost încercate diferite metode dar nu există încă o strategie de control universal acceptată. Capitolul 3 arată cum pot fi determinate experimental principalele caracteristici ale motorului și sistemului de acționare: caracteristicile de magnetizare, caracteristica de cuplu, momentul de inerție total, curbele inductivității și rezistența fazei. Modul în care acestea sunt obținute cu ajutorul metodei elementului finit este prezentat în capitolul 4. În plus, acesta conține și o investigație asupra influenței pe care o poate avea o fază a motorului asupra cuplului produs de celorlalte faze. Capitolul 5 conține trei modele ale MRSV-CS și rezultate de simulare ale unui sistem de acționare în patru cadrane cu mai multe strategii de comandă și în diferite situații de funcționare. Ultimul capitol prezintă în detaliu standul experimental cu MSRV-CS utilizat în timpul elaborării tezei și rezultatele experimentale obținute cu ajutorul acestuia. În final sunt prezentate principalele contribuții ale tezei și sugestii pentru continuarea cercetării.

CUPRINS

1. SISTEME DE ACȚIONARE CU MAȘINA SINCRONĂ CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ ȘI COMUTAȚIE SECVENȚIALĂ (MRSV-CS)	9
1.1. Introducere	9
1.2. Tipuri constructive de MSRV-CS	12
1.3. Convertorul static asociat MSRV-CS	15
1.4. Sisteme de reglare pentru SAE cu MSRV-CS	21
1.4.1. Sisteme de reglare analogică	21
1.4.2. Sisteme de reglare numerică	21
1.5. Conversia energiei în MSRV-CS	23
1.6. Aplicații ale MSRV-CS	27
1.7. Conținutul tezei	28
Bibliografie	29
2. SINTEZĂ PRIVIND TEHNICILE DE REDUCERE A PULSAȚIILOR DE CUPLU LA MSRV-CS	31
2.1. Introducere	31
2.2. Reducerea pulsațiilor de cuplu prin proiectarea specială a geometriei rotorului	31
2.3. Reducerea pulsațiilor de cuplu cu ajutorul unor tehnici speciale de comandă și control	35
2.3.1. Folosirea caracteristicilor de cuplu stocate în tabele	36
2.3.2. Tehnici de control bazate pe modele matematice ale mașinii	39
2.3.3. Folosirea tehnicilor de control avansate cu mulțimi vagi (Fuzzy logic) și rețele neuronale artificiale (artificial neural Networks)	42
2.3.4. Adaptarea unor tehnici de control a mașinilor de c.a. la controlul MSRV-CS	47
2.3.5. Controlul direct în cuplu a MSRV-CS	49
2.4. Concluzii	53
Bibliografie	54
3. DETERMINAREA PARAMETRILOR ȘI A CARACTERISTICILOR MSRV-CS ...	57
3.1. Introducere	57
3.2. Determinarea experimentală a rezistenței de fază	57
3.3. Determinarea experimentală a momentului de inerție total al sistemului de acționare electrică	58
3.4. Determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare	60
3.4.1. Determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda stingerii curentului	60
3.4.2. Determinarea caracteristicilor de magnetizare obținute prin înregistrarea procesului tranzitoriu la conectare	64
3.5. Măsurarea cuplului	67
3.6. Concluzii	69
Bibliografie	70

4. ANALIZA MSRV-CS CU AJUTORUL MEF	71
4.1. Introducere	71
4.2. Modelarea MSRV-CS utilizând metoda elementului finit	73
4.2.1. Ecuțiile câmpului electromagnetic	73
4.2.2. Definierea geometriei MSRV-CS și a materialelor	74
4.3. Rezultatele analizei cu metoda elementului finit	76
4.3.1. Liniile de flux	76
4.3.2. Curbele de magnetizare	79
4.3.2.1. Comparație cu caracteristicile de magnetizare obținute experimental	80
4.3.3. Curbele inductivității fazei	82
4.3.4. Cuplul electromagnetic	83
4.3.4.1. Cuplul electromagnetic la alimentarea independentă a fazelor.....	87
4.3.4.2. Cuplul electromagnetic la alimentarea simultană a două faze.....	88
4.4. Concluzii	89
Bibliografie	90
5. MODELAREA ȘI SIMULAREA MSRV-CS	92
5.1. Introducere	92
5.2. Ecuțiile matematice de modelare ale MSRV-CS	92
5.3. Modelarea și simularea MSRV-CS folosind funcții neliniare de aproximare a caracteristicilor de magnetizare	94
5.3.1. Descrierea modelului matematic	94
5.3.2. Simularea unui sistem de acționare cu regulator PI de viteză	97
5.3.3. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză FUZZY ...	99
5.4. Modelarea și simularea MSRV-CS utilizând tabele pentru stocarea caracteristicilor	101
5.4.1. Modelul MSRV-CS împreună cu convertorul static	101
5.4.2. Considerații asupra alegerii unghiului de stingere	105
5.4.3. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI	107
5.4.3.1. Influența unghiului de suprapunere între faze asupra pulsațiilor de cuplu	111
5.4.4. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI și regulator de cuplu bipozițional	114
5.4.4.1. Influența unghiului de suprapunere între faze asupra pulsațiilor de cuplu	116
5.4.4.2. Influența perioadei de eșantionare asupra pulsațiilor de cuplu....	120
5.4.4.3. Influența preciziei de determinare a poziției asupra pulsațiilor de cuplu	121
5.5. Modelarea și simularea MSRV-CS utilizând biblioteca SimPowerSystem	123
5.5.1. Modelul motorului și al convertorului static	123
5.5.2. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI	126
5.5.2.1. Reducerea pulsațiilor de cuplu prin utilizarea valorii optime a unghiului de stingere	129
5.5.2.2. Reducerea pulsațiilor de cuplu prin suprapunerea perioadelor de conducție ale fazelor	130
5.5.3. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu	132
5.5.3.1. Rezultate obținute pentru trei regulatoare de cuplu bipoziționale	134

5.5.3.2. Funcționarea la viteze foarte mici	138
5.5.4. Rezultate obținute la alimentarea la 110V	143
5.5.4.1. Sistem de acționare cu regulator de viteză	143
5.5.4.1. Sistem de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu	144
5.6. Concluzii	147
Bibliografie	148
6. REZULTATELE EXPERIMENTALE.....	149
6.1. Standul experimental	149
6.1.1. Motorul	149
6.1.2. Frâna cu pulberi magnetice	150
6.1.3. Traductorul de cuplu	151
6.1.4. Traductorul de poziție cu senzori optici	152
6.1.5. Traductorul de poziție incremental	154
6.2. Convertorul static pentru alimentarea MSRVS-CS	154
6.2.1. Schema de forță	154
6.2.2. Proiectarea circuitelor de comandă	155
6.3. Sistemul de comandă numerică	160
6.3.1. Placa de dezvoltare dSpace DS1104	160
6.3.2. Placa de interfață cu DS1104	161
6.4. Determinarea poziției rotorului	162
6.4.1. Fixarea mecanică a poziției indexului	163
6.4.2. Determinarea poziției semnalului de index printr-o procedură soft	163
6.4.3. Estimarea poziției inițiale	165
6.5. Sistem de acționare electrică cu MSRVS-CS cu informație de poziție de la traductorul de poziție incremental	168
6.5.1. Implementarea sistemului de reglare	168
6.5.2. Rezultate obținute pentru sistemul de acționare cu regulator de viteză	174
6.5.3. Rezultate obținute pentru sistemul de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu	181
6.6. Rezultate obținute la alimentarea mașinii la 110V.....	191
6.6.1. Sistemul de acționare cu regulator de viteză	191
6.6.2. Sistemul de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu	192
6.7. Concluzii	195
Bibliografie	195
7.CONTRIBUȚII	197
Lista de figuri	198
Lista de tabele.....	204
Anexa 1	205
Anexa 2.....	213
Anexa 3	214
Anexa 4	215

1. SISTEME DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU MAȘINA SINCROŢĂ CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ ȘI COMUTAȚIE SECVENȚIALĂ

1.1. Introducere

Mașina sincronă cu reluctanță variabilă și comutație secvențială (MSRV-CS) cunoscută în literatura de specialitate de limbă engleză ca "Switched Reluctance Motor" (SRM) sau "Variable Reluctance Motor" este o mașină electrică de tip sincron la care cuplul electromagnetic se dezvoltă pe principiul reluctanței minime. Ea a fost utilizată prima dată în anul 1830, în Marea Britanie la acționarea unui tren de marfă ce se deplasa cu o viteză de doar câțiva km pe oră. Comutația curentului prin înfășurări era realizată mecanic, fapt pentru care această mașină a fost dată uitării aproape un secol și jumătate. MSRV-CS a revenit în atenția cercetătorilor doar în momentul în care electronica de putere și cea de comandă au permis realizarea comutației electronice.

MSRV-CS se poate utiliza ca element de execuție în sistemele de acționare cu viteză reglabilă sau chiar ca și servomotor [1,2]. S-a afirmat că MSRV-CS are controlabilitatea mașinii de curent continuu și poate fi privită ca un motor de curent continuu fără perii (brushless dc motor) [3].

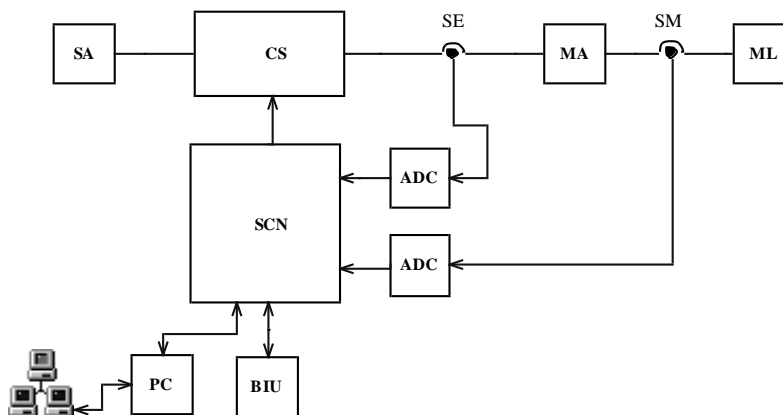


Fig.1.1. Structura unui sistem de acționare electrică modern.

Un sistem de acționare electrică este compus de fapt din mai multe sisteme interconectate. În fig.1.1. este prezentată structura unui sistem de acționare electrică modern. Lanțul de conversie a energiei electrice în energie mecanică este format din sursa de alimentare cu energie (SA), convertorul static (CS), mașina de acționare (MA)

și mașina de lucru (ML). Sistemul de acționare este monitorizat cu ajutorul a două tipuri de senzori, de mărimi electrice (SE) și de mărimi mecanice (SM). Ieșirile acestor senzori, care sunt semnale electrice analogice, sunt trecute prin convertoare analog numerice (ADC), care furnizează informații codificate numeric, ce pot fi prelucrate de sistemul de control numeric (SCN). SCN poate să comunice atât cu un bloc de interfață cu utilizatorul (BIU) cât și cu un calculator personal (PC). Dacă acesta din urmă are o conexiune la Internet, dinamica sistemului de acționare poate fi urmărită și de la distanță, prin Internet; de asemenea și comenzile pot fi date de la distanță.

Se consideră că sistemele de acționare moderne pot fi împărțite în două categorii [4]: sisteme de acționare de uz general și sisteme de acționare de înaltă performanță. Fiecare dintre aceste două categorii are anumite cerințe de bază comune tuturor sistemelor de acționare din categoria respectivă. Pentru evaluarea performanțelor unui sistem de acționare trebuie determinate și cunoscute caracteristicile tuturor componentelor prezentate în fig.1.1.

Câteva cerințe care trebuie să fie satisfăcute în acționările electrice performante actuale și care sunt recunoscute în majoritatea cărților și articolelor de specialitate care tratează acest subiect sunt:

- comportare dinamică excelentă, ceea ce înseamnă capacitate mare de încărcare pe termen scurt și constante de timp mecanice și electrice reduse;
- funcționare cât mai "lină", chiar și la viteze foarte mici, ceea ce implică pulsații de cuplu mici și cuplu electromagnetic independent de poziția rotorului;
- precizie mare de poziționare, cel puțin 1/1000 dintr-o rotație;
- domeniu larg de modificare a vitezei, cel puțin 1/1000;
- posibilitate de funcționare în 4 cadrane;
- fiabilitate ridicată;
- service ușor.

În momentul actual reglarea continuă a vitezei este o cerință pentru majoritatea sistemelor de acționare electrică. Chiar motoarele de inducție care au fost folosite în special la aplicații de viteză constantă sunt în ziua de astăzi alimentate preponderent prin intermediul invertoarelor trifazate la care este posibilă modificarea continuă a frecvenței și a tensiunii de ieșire. În anumite aplicații, cum ar fi acționarea pompelor din sistemele de alimentare cu apă a orașelor, utilizarea motoarelor de inducție alimentate cu invertoare trifazate permite obținerea unei economii de energie importante. Un sistem de acționare care funcționează la jumătate din viteza nominală are nevoie de doar 12.5% din puterea nominală [5].

Modificarea vitezei trebuie făcută fără reducerea eficienței energetice a sistemului de acționare. După unele studii, MSRV-CS este o mașină care are o eficiență energetică comparabilă cu cea a mașinii de inducție în construcție normală iar modificarea vitezei se realizează relativ simplu, prin modificarea frecvenței de alimentare a fazele motorului. Pentru extinderea plajei de funcționare controlul cuplului electromagnetic este absolut necesar pentru a micșora pulsațiile care apar datorită comutației între faze. Acesta este motivul pentru care un efort de cercetare considerabil a fost efectuat în ultimii ani în scopul reducerii pulsațiilor de cuplu dar problema rămâne încă deschisă deoarece nu s-a impus încă o strategie universal acceptată pentru

controlul direct în cuplu, așa cum s-a întâmplat pentru mașina de inducție, deși sunt încercări în sensul acesta.

Câteva din avantajele utilizării unui sistem de acționare electrică cu MSRVS-CS sunt următoarele:

- mașina are o construcție simplă și robustă;
- moment de inerție redus;
- capacitatea de a funcționa la viteze foarte mari – cea mai mare viteză obținută cu o MSRVS-CS după informațiile de care dispunem este de 160 000 rpm.
- eficiență ridicată pe o plajă largă de viteze;
- densitatea de putere este mai mare sau comparabilă cu a celorlalte mașini care nu au magneți permanenți.
- fazele motorului sunt aproape independente din punct de vedere magnetic, motorul continuă să funcționeze la parametri reduși și în cazul apariției unei defecțiuni la una dintre faze – capacitatea de "fault tolerant".
- mașina poate fi folosită la temperatură ridicată sau în medii agresive din punct de vedere chimic.
- datorită reluctanței variabile mașina este potrivită pentru implementarea estimatoarelor de poziție, utilizate în acționările "sensorless".

Principalele dezavantaje ale MSRVS-CS sunt:

- pulsatii de cuplu mari.
- Vibrații.
- zgomotul acustic are valori ridicate.
- necesitatea cunoașterii poziției rotorului pentru implementarea algoritmilor de reglare.
- mașina nu poate să fie conectată direct la rețeaua de c.a.
- intrefierul tinde să aibă valori mai mici decât alte tipuri de mașini de aceeași putere.

Pentru o listă comprehensivă a avantajelor și dezavantajelor se poate consulta referința bibliografică [6].

În afară de denumirile Switched Reluctance Motor și Variable Reluctance Motor , ultima utilizată aproape exclusiv în SUA, pentru MSRVS-CS s-au mai folosit denumirile de Brushless Reluctance Motor și Electronically Commutated Motor. Denumirea Switched Reluctance Motor are avantajul că elimină confuziile pe care celelalte denumiri le-ar putea produce cu motoare de alt tip care sunt caracterizate de faptul că nu au perii sau au comutație electronică.

În literatura de limbă germană se folosește termenul "Geshaltete Reluctanzmotor", iar în literatura de limbă franceză "Moteur reluctant avec commutation électronique".

În România au apărut puține articole care au ca subiect MSRVS-CS, și nu există o denumire unanim acceptată. S-au folosit expresiile „Mașină pas cu pas de putere” [7], „Mașină cu reluctanță variabilă” [8], „Mașină sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială” [9]. Considerăm că denumirea de „Mașină sincronă cu reluctanță variabilă și comutație secvențială” este cea mai potrivită pentru desemnarea acestui tip de mașină.

1.2. Tipuri constructive de MSRVC-CS

Datorită flexibilității admise în proiectarea MSRVC-CS există în momentul actual numeroase tipuri constructive de astfel de mașini [6,10].

Din punct de vedere al tipului de mișcare produs, ca la orice tip de mașină, există MSRVC-CS rotative și MSRVC-CS liniare. În continuare toate referirile vor fi la MSRVC-CS rotative, mașinile liniare fiind un subiect aparte, rar abordat și în literatura de specialitate.

Au fost construite MSRVC-CS rotative cu întrefier radial cât și cu întrefier axial. Cel mai răspândit tip de MSRVC-CS este cea rotativă cu întrefier radial la care se referă și teza prezentă. Pentru acest tip de mașină s-au încercat diverse topologii, dintre care vom prezenta în continuare doar câteva, pe care le considerăm reprezentative.

Fig.1.2.a prezintă o MSRVC-CS cu 1 fază [10]. Rotorul are o formă specială, asimetrică. Este cel mai simplu motor de acest tip, dar folosirea lui nu se poate face fără asigurarea unui „mecanism de parcare” a rotorului.

Mecanismul de parcare poate fi realizat prin utilizarea unui magnet permanent care să forțeze rotorul într-o poziție din care să poată fi inițiată mișcarea în momentul alimentării. Poziția magnetului este astfel aleasă încât să permită producerea unui cuplu maxim de pornire. În momentul alimentării fazei mașinii se produce un cuplu de aliniere care pune în mișcare rotorul. Când polii rotorici și statorici sunt aliniați, sau aproape de poziția aliniat, alimentarea fazei este oprită și rotorul își menține mișcarea datorită energiei cinetice stocate. Perioada aceasta când faza nu este alimentată dă naștere unui „gol” în curba cuplului.

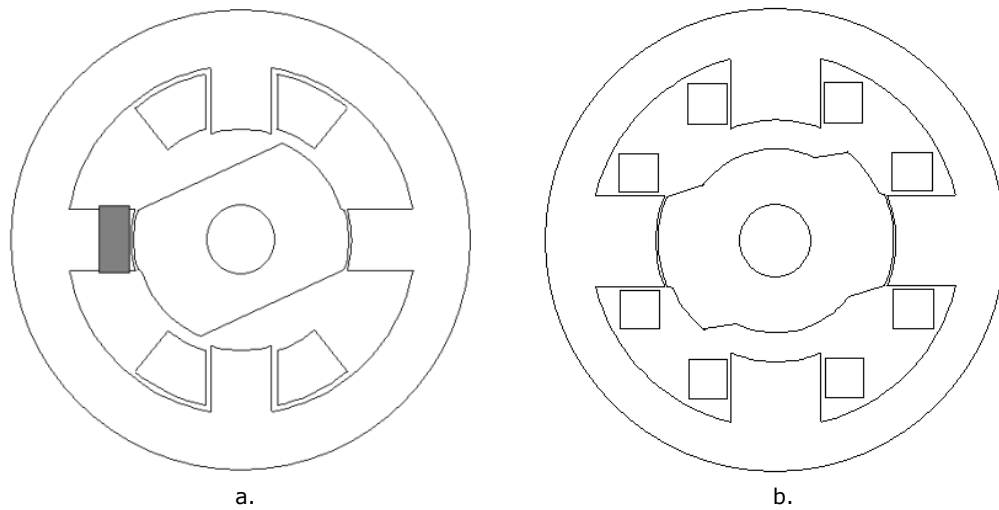


Fig.1.2. a) MSRVC-CS cu o fază b) MSRVC-CS cu 2 faze.

Sistemele de acționare electrică realizate cu un astfel de motor sunt funcționale numai dacă există suficientă inerție a părților mecanice aflate în mișcare, astfel încât să

se depășească zona în care lipsește cuplul electromagnetic activ. Din acest motiv, mașina cu o singură fază, care poate fi realizată și în variante constructive cu patru poli statorici și patru poli rotorici (4/4), cu șase poli (6/6) sau cu opt poli (8/8) se poate folosi în aplicațiile de mare viteză, având avantajul prețului de cost redus.

Mașina cu 2 faze se poate realiza cu rotor simetric, numai dacă se utilizează și un mecanism de parcare, analog celui de la mașina cu o fază [10]. Pentru evitarea utilizării unui astfel de mecanism, care aduce probleme și costuri suplimentare, legate de folosirea magnetului permanent, rotorul se realizează în formă asimetrică și la mașina cu 2 faze. În fig.1.2.b. se prezintă o MSRVS-CS cu 2 faze, cu întrefier în trepte. Există și alte posibilități de realizare a asimetriei rotorice.

O configurație aparte de MSRVS-CS cu 1 fază este prezentată în [11,12,13]. Este un motor care are o fază auxiliară și nu are magnet permanent. Printr-o proiectare ingenioasă a convertorului static, faza principală și faza auxiliară sunt alimentate prin intermediul unui singur tranzistor de putere. Schema convertorului static mai conține o diodă de putere și câteva componente pasive. Este demonstrată funcționarea în 4 cadrane ceea ce este impresionant pentru o MSRVS-CS cu o fază. Problema golului de cuplu pe jumătate de perioadă rămâne, deci mașina nu poate fi utilizată decât în anumite aplicații.

MSRVS-CS cu 3 faze poate fi realizată cu rotorul simetric, fără a fi necesar un mecanism de parcare. Pentru orice poziție a rotorului există un cuplu de pornire diferit de zero, în oricare din cele două direcții de mișcare. Fig.1.3.a. prezintă o MSRVS-CS cu 3 faze, șase poli statorici și patru poli rotorici (6/4). Acesta este tipul constructiv care constituie subiectul acestei lucrări. Au fost construite mașini cu 3 faze și în alte configurații geometrice: 6/8, 12/8, 12/10 și chiar 24/32, aceasta din urmă cu rotor exterior.

Fig.1.3.b. prezintă o MSRVS-CS cu 4 faze, 8/6, iar figura 1.4.a prezintă o mașină cu 7 faze,14/12.

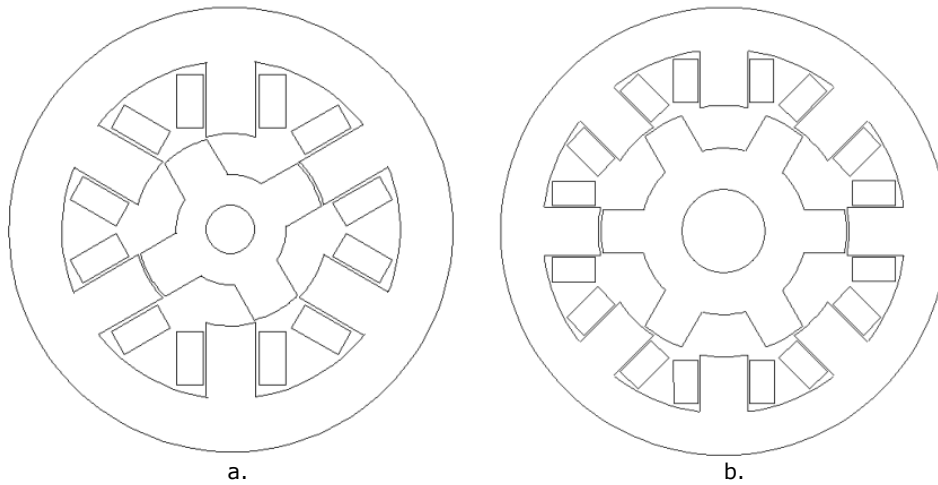


Fig.1.3. a) MSRVS-CS cu 3 faze b) MSRVS-CS cu 4 faze.

Numărul de faze al MSRVC-CS influențează mărimea pulsațiilor de cuplu. La mașina cu 3 faze pulsațiile de cuplu datorate suprapunerii insuficiente a caracteristicilor de cuplu a două faze adiacente sunt destul de mari. Problema poate fi ameliorată printr-o proiectare geometrică specială și prin intermediul strategiilor de control aplicate. La motoarele cu 4 și 5 faze situația din punct de vedere al pulsațiilor de cuplu este îmbunătățită. Mărirea numărului de faze peste 5 nu este dictată de necesitatea reducerii pulsațiilor de cuplu prin metode de proiectare a configurației geometrice, ci de considerente care țin de aplicația în care este utilizat. Mărirea numărului de faze aduce dezavantajul major al mării numărului de dispozitive semiconductoare utilizate.

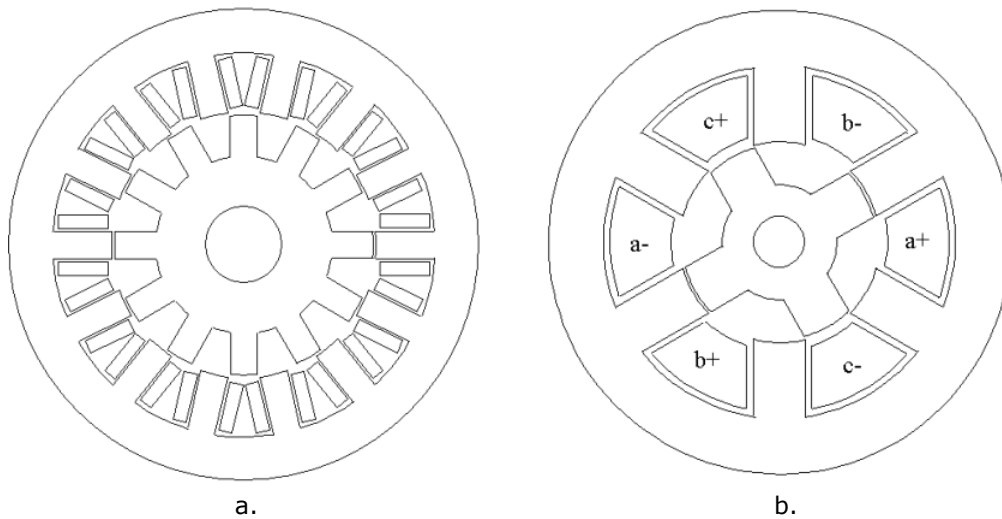


Fig.1.4. a) MSRVC-CS cu 7 faze b) MSRVC-CS cu 3 faze cu înfășurări plasate în creștături diametral opuse.

Motoarele prezentate anterior au înfășurări concentrate, plasate pe polii statorici. Înfășurarea unei faze este formată prin legarea în serie sau în paralel a înfășurărilor bobinate pe polii statorici aparținători fazei respective.

În fig.1.4.b. se prezintă un tip MSRVC-CS cu 3 faze a cărei înfășurări au o întindere de trei ori mai mare decât mașina cu 3 faze prezentată în fig.1.3.a., cuplul produs fiind de două ori mai mare. Totuși prin această construcție, se renunță la unele avantaje ale MSRVC-CS "clasice", dintre care cel mai important este capacitatea de a funcționa și în două faze, în cazul apariției unui defect la una din înfășurări sau la ramura de alimentare a acesteia („fault tolerant”).

MSRVC-CS cu întrefier axial [14] se poate folosi în aplicațiile unde există contrângeri în ceea ce privește dimensiunea axială a motorului, de exemplu la ventilatoarele de tavan. Configurația convertorului și algoritmi de control pentru o MRVC-CS cu întrefier axial sunt aceleași ca la mașina cu întrefier radial.

În fine, MSRVC-CS liniare sunt asemănătoare în construcție motoarelor pas cu pas liniare [6]. Există mașini cu flux longitudinal și mașini cu flux transversal. MSRVC-CS

liniară se poate utiliza în aplicațiile unde există mișcare liniară (de exemplu la mașini unelte) unde vine cu avantajul eliminării convertoarelor de mișcare.

1.3. Convertorul static asociat MSRVS-CS.

Convertorul static este o componentă esențială a unui sistem de acționare electrică cu MSRVS-CS. Performanța și costul SAE sunt influențate în mare măsură de performanța și costul convertorului static.

Există multe topologii ale convertoarelor statice pentru alimentarea MSRVS-CS, iar alegerea uneia sau a alteia dintre acestea depinde în mare măsură de aplicația în care se utilizează sistemul de acționare, de cerințele în legătură cu performanța și cu costul sistemului. Unele topologii pot fi folosite doar pentru alimentarea mașinilor cu număr par de faze.

În proiectarea sau alegerea topologiei CS, trebuie avut în vedere faptul că acesta trebuie să satisfacă două cerințe elementare, impuse de particularitățile de alimentare ale MSRVS-CS:

1. fiecare fază a MRVS-CS trebuie să fie capabilă să conducă independent de celelalte faze.
2. convertorul trebuie să fie capabil să dezenergizeze oricare dintre faze înainte de a ajunge în regiunea generatoare, dacă mașina funcționează în regim de motor și trebuie să fie capabil să energizeze oricare din faze înainte de ajunge în regiunea generatoare, dacă funcționează în regim de generator.

Pe lângă aceste cerințe elementare, în funcție de aplicație, convertorul static trebuie să satisfacă și alte condiții, ca: eficiență ridicată, capacitatea de a putea să își continue funcționarea și în cazul apariției unor defecțiuni, etc.

Costul total al convertorului trebuie să fie cât mai redus. Reducerea costului convertorului static se poate face prin alegerea topologiei cu număr minim de dispozitive semiconductoare (diode și tranzistoare de putere), dar care satisface exigențele tehnice ale aplicației.

Convertoarele statice folosite pentru alimentarea MSRVS-CS pot fi clasificate după numărul de dispozitive semiconductoare de comutare pe fază, sau după nivelurile de tensiune care pot fi furnizate mașinii electrice.

Fig.1.5. prezintă schema electrică a unui convertor static care apare sub denumirea de "clasic" în unele lucrări de specialitate. El permite cea mai mare flexibilitate în controlul alimentării fazelor MSRVS-CS. Cu ajutorul acestui convertor se pot realiza două strategii de alimentare a fazelor, prezentate în Fig.1.6.a. și Fig.1.6.b.

Energizarea unei faze în cele două strategii de comandă se face la fel. La poziția θ_{on} a rotorului sunt deschise cele două tranzistoare T1a și T1b. Faza "a" este conectată la tensiunea de alimentare Vcc. Când curentul de fază atinge valoarea de referință, convertorul intră în regimul de reglare a curentului. Acesta diferă la cele două strategii de comandă.

În fig.1.6.a. reglarea curentului se face prin conectarea succesivă a fazei motorului la tensiunile Vcc și -Vcc. Tranzistoarele T1a și T1b sunt comandate simultan; când acestea conduc faza motorului este conectată la tensiunea Vcc, iar când sunt

blocate prin comandă, curentul găsește o cale de închidere prin diodele D1a și D1b, iar tensiunea pe faza "a" a motorului este $-V_{cc}$. Această strategie de comutație este cunoscută în literatură ca strategia „hard switching”.

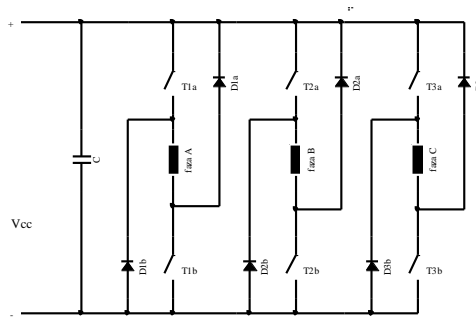


Fig.1.5. Convertorul static "clasic" pentru alimentarea MSRVS-CS.

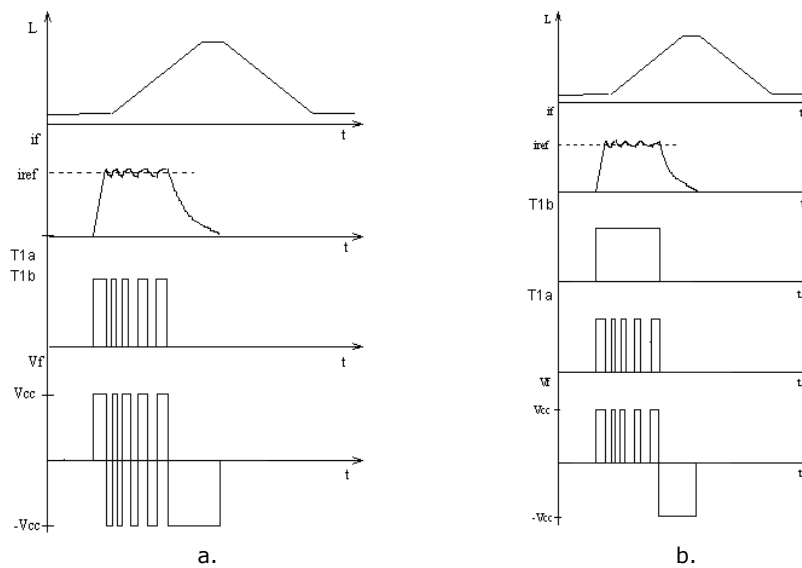


Fig.1.6. Reglarea curentului folosind: a) strategia de comutație "hard switching" b) strategia de comutație "soft switching".

Strategia de comutație prezentată în fig.1.6.b. este cunoscută ca strategia de comutație "soft switching". Reglarea curentului în jurul valorii de referință se face prin conectarea succesivă a fazei motorului la tensiunile V_{cc} și 0. Tensiunea nulă se obține prin blocarea unui singur tranzistor din cele două situate pe ramura ce alimentează faza. Când T1a este blocat, curentul se închide prin T1b, fază și D1b. Tensiunea pe fază este nulă.

Dezenergizarea fazei se face pentru amândouă convertoarele prin aplicarea unei tensiuni negative $-V_{cc}$ pe fază și trebuie realizată în așa manieră încât în momentul în

care motorul intră în regiunea generatoare, curentul de fază să aibă o valoare cât mai mică, pentru a reduce cuplul negativ dezvoltat.

Avantajele acestei topologii sunt următoarele:

- control complet independent al curenților de fază.
- sunt posibile două strategii de comutație.
- în strategia de comutație "soft switching" se reduce numărul de comutații, deci și pierderile de comutație în convertor.
- la dezenergizarea fazei energia este recuperată.

Principalul dezavantaj al acestui tip de convertor este numărul mare de dispozitive de comutație folosite pentru o fază care duce la creșterea prețului convertorului.

În fig.1.7. este prezentat un convertor care presupune o construcție specială a mașinii, care are înfășurări bifilare. Partea de înfășurare care este conectată în serie cu dioda D1 preia energia magnetică a fazei care este dezenergizată. Aceasta este transformată în energie electrică care este transferată fazei ce este energizată sau sursei de alimentare. Numărul de dispozitive semiconductoare este minim, dar convertorul poate fi utilizat doar pentru motoare cu construcție specială. Controlul convertorului este simplu, dar eficiența redusă.

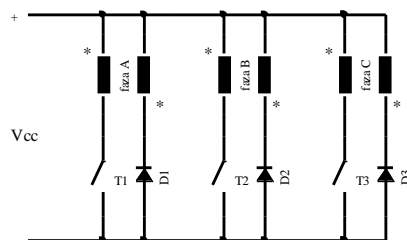


Fig.1.7. Convertor pentru MSR/CS cu înfășurări bifilare.

Fig.1.8. prezintă un convertor static cu un număr de dispozitive semiconductoare redus care folosește o rezistență pentru suprimarea curentului. Introducerea rezistenței R în circuitul de dezenergizare a fazei reduce constanta electrică a circuitului, deci stingerea curentului se face mai rapid ca la alte convertoare statice. Schema convertorului este simplă, controlul este de asemenea simplu dar eficiența energetică este redusă datorită pierderilor din rezistență.

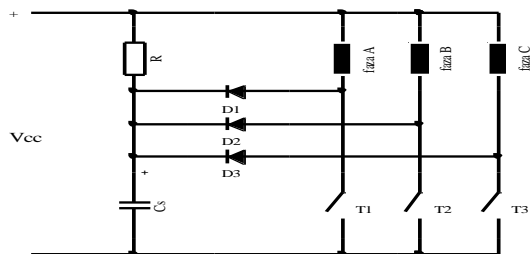


Fig.1.8. Convertor static cu rezistor de supresie.

Fig.1.9. prezintă un convertor static care, utilizat pentru alimentarea unui convertor cu n faze are nevoie de $n+1$ tranzistoare de putere și tot atâtea diode. Tranzistorul T_c este comun tuturor fazelor. În timpul energizării fazei "a" sunt deschise tranzistoarele T_c și T_1 . Când curentul de fază a depășit valoarea de referință T_c este blocat iar T_1 rămâne deschis. Înfașurarea este scurtcircuitată prin T_1 și D_c . Dezenergizarea fazei se face prin blocarea dispozitivelor T_1 și T_c . Tensiunea aplicată fazei va fi $-V_{cc}$. Convertorul folosește mai puține dispozitive de comutație decât cel „clasic”. Energia înmagazinată în faza care se stinge este transferată sursei de alimentare, deci eficiența energetică este bună. Principalul dezavantaj al acestui tip de convertor este faptul că procesul de energizare al fazei nu poate fi demarat înaintea dezenergizării fazei precedente, deoarece T_c trebuie să fie deschis la alimentarea oricărei faze. Acest fapt produce pulsații de cuplu mari.

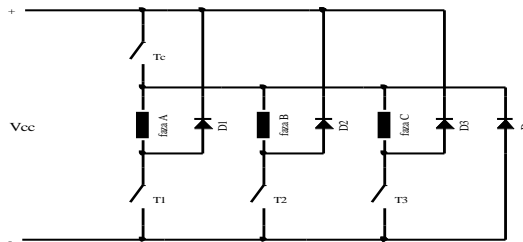


Fig.1.9. Convertor static cu $n+1$ dispozitive de comutație.

În fig.1.10. este prezentat un convertor pentru alimentarea unui motor cu patru faze. Numărul de dispozitive semiconductoare este minim (un tranzistor și o diodă pe fază), dar sursa de tensiune este insuficient utilizată. O fază este alimentată la doar $\frac{1}{2}$ din tensiunea sursei de alimentare. Controlul convertorului este simplu dar independența fazelor este doar parțială. Topologia poate fi utilizată doar pentru motoarele cu un număr par de faze.

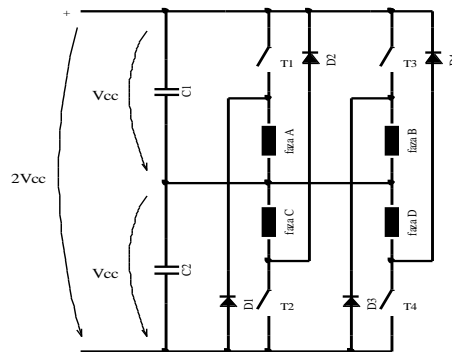


Fig.1.10. Convertor static pentru alimentarea unei MSRVS cu 4 faze.

Topologia din fig.1.11. poate fi utilizată pentru motoare cu număr de faze impar sau cu număr de faze par, caz în care intervine și ramura pe care este plasată faza D.

În cazul în care nu există faza D, diodele D_a , D_b și D_c nu mai sunt necesare. Pentru energizarea unei faze trebuie să fie deschise tranzistoarele de pe două faze succesive. Pentru faza "a", T_1 și T_2 trebuie să fie în conducție. În perioada de reglare a curentului, când acesta trebuie redus, faza poate fi scurtcircuitată sau poate fi conectată la tensiunea $-V_{cc}$. Schema are un număr redus de dispozitive semiconductoare, dar are posibilități reduse de reglare a curentului în momentul comutației de pe o fază pe alta, când există curent prin una din fazele adiacente.

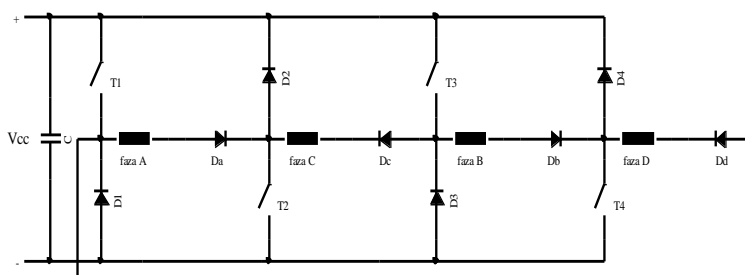


Fig.1.11. Convertor static pentru MSR-V-CS cu 3 sau 4 faze.

Fig.1.12. prezintă un convertor cu condensator de descărcare. Convertorul are un număr redus de dispozitive semiconductoare. Energia fazei ce este dezenergizată este recuperată; dezenergizarea fazei se face rapid. Principalul dezavantaj al acestui tip de convertor este folosirea condensatorului și a inductanței L_d în circuitul de descărcare. În plus, tensiunea pe condensatorul C_d fiind menținută la valoarea $2V_{cc}$ pentru a asigura o dezenergizare rapidă a fazei, face ca dispozitivele de comutație să trebuiască să fie dimensionate pentru dublul tensiunii de alimentare. Controlul acestui tip de convertor este mai complicat decât la toate convertoarele prezentate anterior.

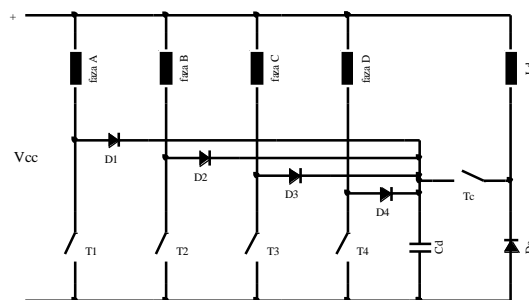


Fig.1.12. Convertor static cu condensator de descărcare.

Fig.1.13. prezintă tot un convertor cu condensator de descărcare, dar dispunerea inductanței L_d și a comutatorului T_d este diferită față de fig.1.1. În timpul reglării curentului acest convertor permite scurtcircuitarea fazei a cărei curent este reglat. Astfel frecvența de comutare este mai mică ca la convertorul static prezentat în

fig.1.12. Spre deosebire de convertorul anterior condensatorul se menține încărcat la tensiunea V_{cc} .

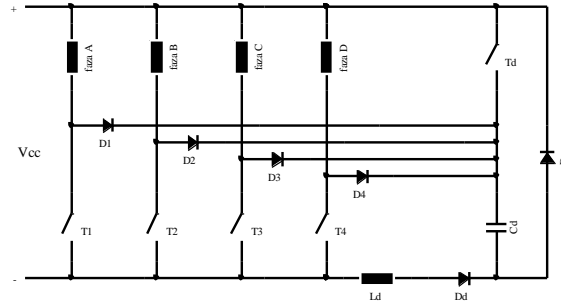


Fig.1.13. Variantă de convertor static cu condensator de descărcare.

În fig.1.14. este prezentat un convertor static cu circuit rezonant. Circuitul rezonant este format din bobina L_{dr} și condensatorul C_r al fiecărei faze. Dispozitivele semiconductoare S_1 , S_2 , Q_1 , Q_2 și Q_3 sunt cu comutație naturală. Blocarea lor se face la trecerea prin zero a curentului realizată datorită circuitului rezonant. Avantajele acestui convertor sunt eficiența ridicată și simplitatea constructivă.

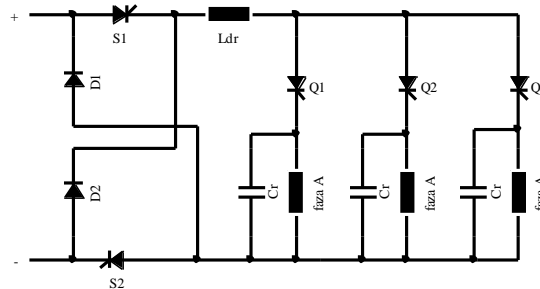


Fig.1.14. Convertor static cu circuit rezonant.

În fig.1.15. este prezentat un convertor ce folosește un modul de inverter trifazat care are utilizare tipică la motoarele de c.a. Motivul pentru care s-a recurs la această soluție este că există module de invertoare trifazate care au toate cele 6 tranzistoare și cele 6 diode încorporate. Modulele sunt mai ieftine decât convertoarele realizate cu componente discrete. Pentru convertorul „clasic” de alimentare a MSRVS-CS, prezentat în fig.1.5. nu există o variantă comercială compactă, deși acesta are același număr de dispozitive semiconductoare de putere ca și inverterul trifazat. În fig.1.15. fazele motorului sunt înseriate cu diode și apoi interconectate în conexiune Δ , motiv pentru care acestea nu pot fi comandate independent. Suma tensiunilor este tot timpul nulă, la fel și cea a curentilor. Deși perfect funcțional, convertorul are performanțe reduse. El poate fi folosit la alimentarea MSRVS-CS prezentată în fig.1.4.b., la care cuplul se formează prin conlucrarea câmpurilor magnetice a două faze adiacente ce conduc simultan.

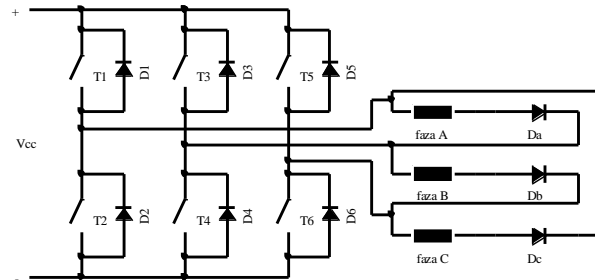


Fig.1.15. Convertor static în configurație de inverter trifazat.

1.4. Sisteme de reglare pentru sistemele de acționare cu MSRV-CS.

Sistemul de reglare este o componentă esențială a sistemului de acționare. Pentru MSRV-CS au fost dezvoltate atât sisteme de reglare analogică cât și sisteme de reglare numerică.

1.4.1. Sisteme de reglare analogică.

Un sistem de reglare analogică pentru MSRV-CS este ușor de implementat. Construcțiile legate de realizarea unui astfel de sistem sunt deosebit de mici, dar performanțele realizate sunt inferioare celor ale sistemelor de reglare numerică.

Schema unui sistem de reglare analogică este prezentată în fig.1.16. Ea conține un număr redus de componente discrete. Regulatorul de viteză compară valorile vitezei prescrise și a vitezei măsurate și furnizează valoarea prescrisă a curentului de fază. Curentul de fază prescris este comparat cu valorile reale ale curenților de fază iar eroarea de curent este folosită pentru generarea unui semnal cu modulație în lățime de puls (PWM) ce trebuie aplicat fazelor mașinii care produc cuplu pozitiv. Selectarea fazelor ce trebuie alimentate se face în blocul de selecție a fazelor (BSF). La ieșirea BSF există câte o linie de validare/inhibare pentru fiecare din fazele motorului. La ieșirea din blocul de porți logice (BPL) sunt prezente impulsurile de comandă ale tranzistoarelor ce alimentează fazele motorului active la un moment dat.

Deși schema prezentată permite funcționarea doar într-un singur cadran a MSRV-CS, au fost realizate sisteme de reglare analogice care asigură funcționarea sistemului de acționare în toate cele 4 cadrane [6].

1.4.2. Sisteme de reglare numerică.

Un sistem de reglare numerică se poate realiza chiar și în jurul unui microcontroler pe 8 bit. Utilizarea microcontrolerelor pe 8 bit pentru reglarea turației MSRV-CS poate aduce avantajul unui cost redus.

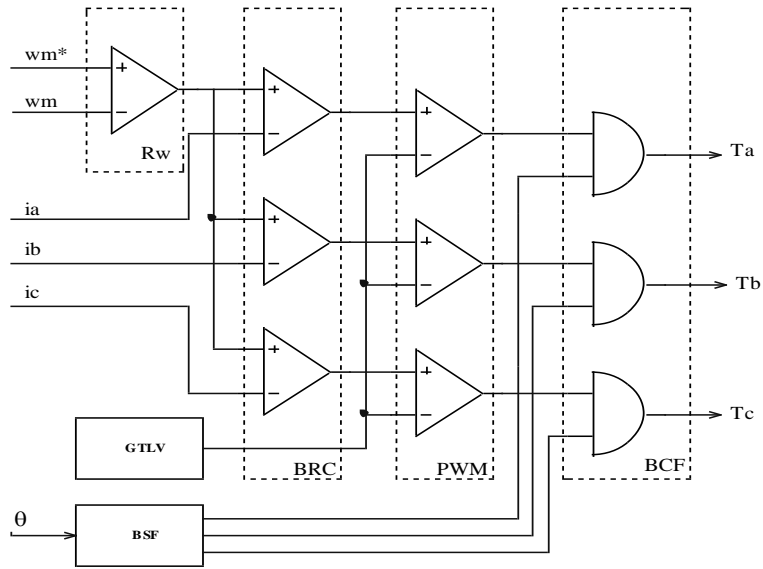


Fig.1.16. Schema unui sistem de reglare analogică.

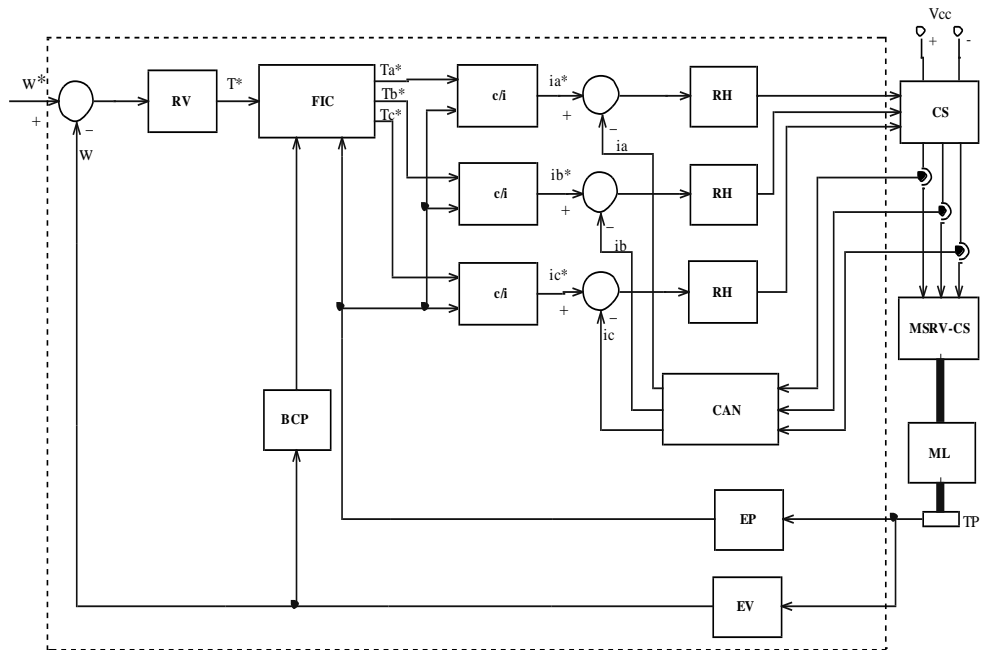


Fig.1.17. Schema unui sistem de reglare numerică.

Pentru acționări electrice cu cerințe de performanță ridicate se pot utiliza microcontrolere pe 16 bit performante sau procesoare numerice de semnal (DSP). Procesoarele numerice de semnal sunt optimizate din punct de vedere al vitezei de calcul. Dintre acestea cele care sunt specializate pentru controlul motoarelor electrice sunt cele mai indicate pentru obținerea unor performanțe deosebite ale sistemului de reglare.

În fig.1.4.2. este prezentată o configurație posibilă a unui sistem de reglare a vitezei unui sistem de acționare cu MSRVS-CS. Toate blocurile din interiorul conturului punctat sunt implementate în interiorul unui singur procesor de semnal.

Traductorul de poziție (TP) poate să fie unul rudimentar (simplu), ce furnizează câteva impulsuri pe rotație caz în care este necesar și un bloc de estimare a pozițiilor intermediare (EP), sau un traductor incremental de rotație. În acest din urmă caz este necesar doar blocul de estimare a vitezei (EV) din numărul de impulsuri oferite de traductorul incremental.

Viteza de referință este continuu comparată cu viteza estimată. Eroarea de viteză constituie intrarea regulatorului de turație (RT), care furnizează la ieșire valoarea cuplului de referință (T^*). Cuplul de referință este repartizat pe fazele în conducție, în blocul FIC ce conține funcții de împărțire a cuplului. FIC primește informații despre pozițiile celor trei faze, care sunt calculate în blocul de calcul a pozițiilor (BCP) și furnizează la ieșire cuplurile de referință ale celor trei faze: T_{a^*} , T_{b^*} și T_{c^*} . Acestea sunt preluate de blocurile de conversie cuplu-curent, c/I, care au ca ieșire curenții de referință i_{a^*} , i_{b^*} și i_{c^*} . Acestea sunt comparate cu valorile reale ale curenților, sesizate cu ajutorul senzorilor de curent și convertite în valori numerice în blocul convertoarelor analog-numerice (CAN). Eroarea de curent este intrarea în reglatoarele de curent cu histereză, care trimit comanda de deschidere sau blocare a tranzistoarelor din componența convertorului static ce alimentează motorul.

1.5. Conversia energiei în MSRVS-CS.

În mașina sincronă cu reluctanță variabilă și comutație secvențială cuplul electromagnetic se dezvoltă pe principiul reluctanței minime. Rotorul se deplasează întotdeauna spre poziția cea mai apropiată de reluctanță minimă. Principiul este universal valabil pentru sistemele fizice. În timpul funcționării mașinii o fază a motorului poate să fie în poziția aliniat, în poziția nealiniat sau într-o poziție intermediară între aceste două extreme. Termenii de poziție aliniat, poziție nealiniat și poziția fazei se referă la poziția rotorului raportată la polii pe care este plasată înfășurarea fazei.

În fig.1.18. se prezintă pozițiile aliniat și nealiniat ale fazei "a". În general, se spune că o fază este în poziția aliniat dacă o pereche de poli rotorici este perfect aliniată cu polii statorici pe care este bobinată faza respectivă. Dacă un curent străbate faza "a" în momentul în care ea este în poziția aliniat, cuplul care se dezvoltă este zero, pentru că rotorul este în poziția de minimă reluctanță. Dacă rotorul se deplasează puțin din această poziție, spre stânga sau spre dreapta, se formează un cuplu care tinde să readucă rotorul în poziția aliniat. În poziția aliniat inductanța fazei are valoarea maximă.

Când axa polului statoric al unei faze coincide cu bisectoarea unghiului format de axele a doi poli rotorici se spune că faza respectivă se află în poziția nealiniat. Dacă

În această poziție a rotorului trece un curent prin faza "a", nu se produce cuplu electromagnetic. Dacă însă rotorul se deplasează puțin din această poziție, spre stânga sau spre dreapta, se naște un cuplu care tinde să depărteze rotorul de această poziție. La poziția nealiniat reluctanța fazei este maximă iar inductanța minimă.

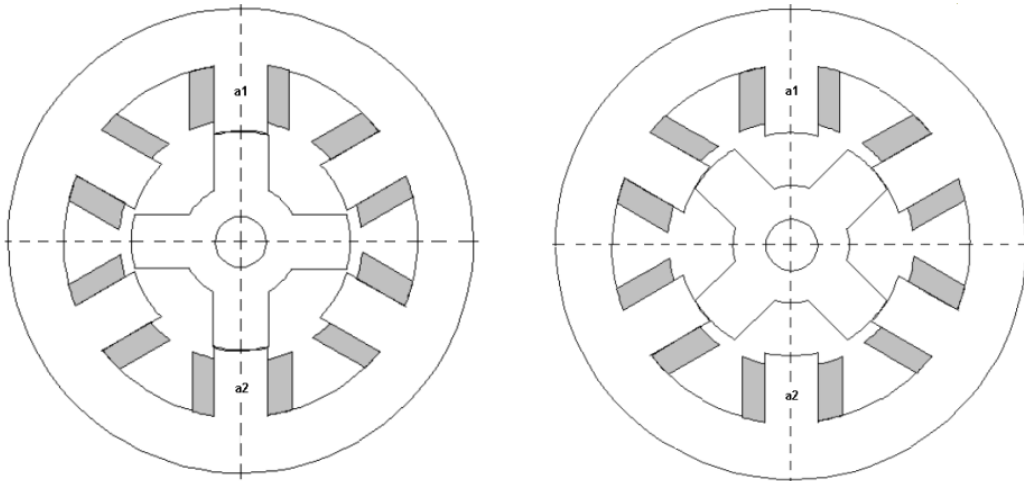


Fig.1.18. a) Faza "a" în poziția aliniat b) Faza "a" în poziția nealiniat.

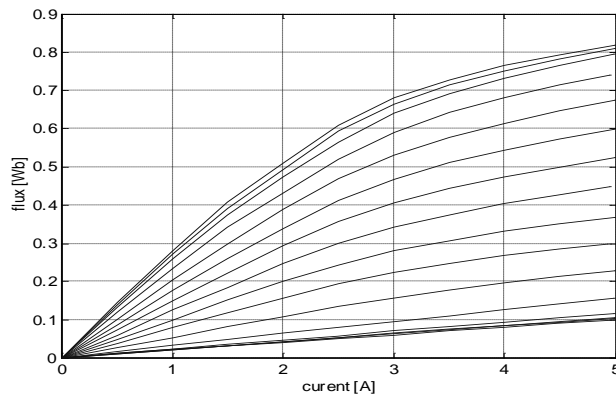


Fig.1.19. Curbele de magnetizare ale unei faze a MSRV-CS. Curba de magnetizare pentru poziția aliniat este cea mai aproape de axa absciselor.

Fig.1.19. arată curbele de magnetizare ale unei faze a MSRV-CS, de la poziția nealiniat (curba cea mai apropiată de axa absciselor) până la poziția aliniat, cu poziții intermediare din 3 în 3 grade mecanice. La poziția aliniat curbele de magnetizare prezintă fenomenul de saturație în schimb ce în poziția nealiniat saturația poate să apară doar la valori ale curentului mult mai mari decât valoarea nominală. Raportul între inductivitatea la poziția nealiniat și inductivitatea la poziția aliniat în afara saturației este important pentru proiectarea MSRV-CS. Cu cât raportul este mai mare cu

atât cuplul electromagnetic dezvoltat este mai mare. La proiectarea mașinii se urmărește obținerea unui valori de minim 10 a raportului dintre cele două inductivități.

Inductivitatea fazei și cuplul electromagnetic la curent constant, pe un ciclu electric sunt prezentate în fig.1.20. Un ciclu electric este cuprins între două alinieri succesive ale polilor deci între axele a doi poli rotorici consecutivi. La topologia MSRV-CS cu trei faze, 6/4, un ciclu electric se întinde pe 90 de grade mecanice, prin urmare raportul între gradul electric și gradul mecanic este 4.

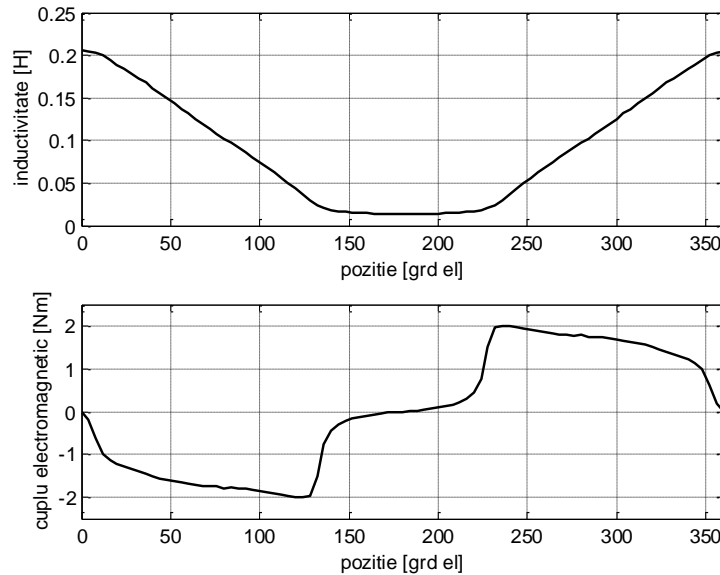


Fig.1.20. Inductivitatea fazei și cuplul electromagnetic pe un ciclu electric.

Așa cum se vede în fig.1.20. mașina produce cuplu pozitiv când panta inductivității este mai mare ca zero. Când panta inductivității este mai mică decât zero, cuplul produs este negativ. În figură sensul de referință al cuplului și sensul pozitiv de rotație sunt de la stânga la dreapta. În timpul funcționării mașinii în sensul pozitiv de rotație poziția unei faze crește de la 0° la 360° . La atingerea valori 360° poziția se resetează, și creșterea continuă până la atingerea din nou a valorii maxime. Curbele de inductivitate și de cuplu ale celor trei faze sunt decalate între ele cu 120 de grade electrice. Prin alimentarea succesivă a fazelor se urmărește ca întotdeauna să conducă faza care dezvoltă cuplu pozitiv în direcția de mișcare, deci faza care are panta inductivității mai mare ca zero. La implementarea sistemului de comandă, la inversarea sensul de rotație, este utilă redefinirea poziției. Poziția 360° din figură devine 0° iar poziția 0° devine 360° . Poziția unei faze va crește și în această situație de la 0° la 360° .

La MSRV-CS calculul cuplului electromagnetic dezvoltat la o anumită poziție se face utilizând ecuația (1.1). În ecuația (1.1) W' este coenergia magnetică iar θ este poziția rotorului. Coenergia magnetică reprezintă aria suprafeței mărginită de curba de

magnetizare, axa absciselor și dreapta de curent constant și este exprimată matematic de ecuația (1.2)

$$T = \left[\frac{\partial W'}{\partial \theta} \right]_{i=\text{const}} \quad (1.1)$$

$$W' = \int_0^{i_1} \psi \cdot di \quad (1.2)$$

Variația coenergiei la o deplasare a rotorului între două poziții care au caracteristicile de magnetizare date de curbele OA și OB din fig.1.21. este aria suprafeței hașurate.

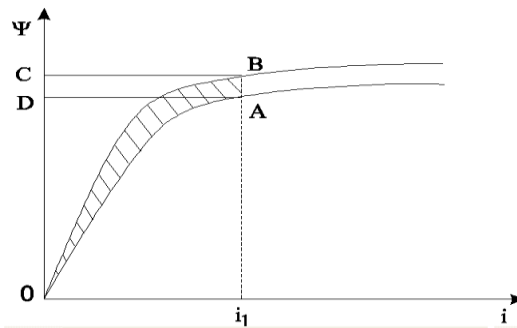


Fig.1.21. Aria suprafeței hașurate este variația coenergiei magnetice.

Ecuția 1.1. aplicată motorului nesaturat produce o formulă foarte simplă de calcul a cuplului electromagnetic. Curbele de magnetizare ale motorului nesaturat arată ca în fig.1.22. În acest caz energia și coenergia magnetică sunt egale. Ele sunt date de ecuația (1.3).

$$W_f = W' = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad (1.3)$$

Cuplul electromagnetic instantaneu poate fi calculat cu ajutorul ecuației (1.4).

$$T = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (1.4)$$

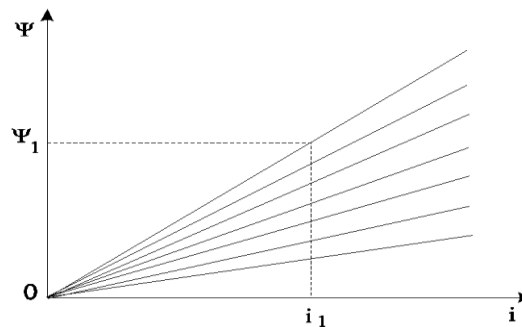


Fig.1.22. Curbele de magnetizare ale motorului nesaturat.

Deși ecuația (1.4) este folosită uneori la dimensionarea MSRV-CS, mașina nesaturată nu are utilitate practică deoarece cuplul obținut pe unitatea de volum are o valoare foarte redusă și convertorul static folosit pentru alimentare motorului va fi supradimensionat. Ecuația arată că mașina produce cuplu electromagnetic pozitiv dacă inductivitatea crește cu poziția și cuplu electromagnetic negativ dacă inductivitatea scade cu poziția. În plus se observă că sensul curentului de fază nu influențează sensul cuplului electromagnetic produs, implicația fiind că se pot folosi curenți unipolari, ceea ce simplifică convertorul static ce alimentează motorul.

Pentru calculul cuplului electromagnetic produs de o MSRV-CS care funcționează saturat nu există altă soluție decât să se recurgă la ecuația (1.1).

Ciclul de conversie a energiei în MSRV-CS este prezentat în fig.1.23. Punctul de funcționare, dat de curentul și fluxul fazei, se deplasează pe conturul care mărginește curba suprafeței hașurate, marcate cu W.

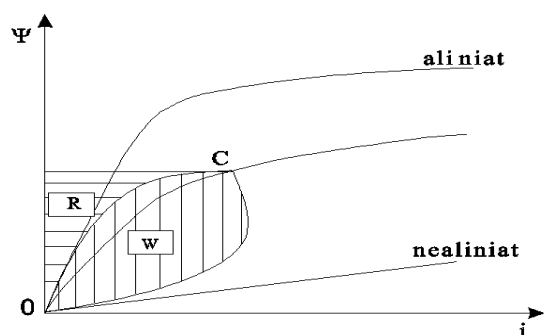


Fig.1.23. Ciclul de conversie a energiei în MSRV-CS.

W este energia utilă iar R este energia returnată sursei. Eficiența energetică a fost definită prin ecuația (1.5).

$$E = \frac{W}{W + R} \quad (1.5)$$

1.6. Aplicații ale MSRV-CS

În prezent MSRV-CS este utilizată în sisteme de acționare electrice, pornind de la puteri de ordinul unităților de watt până la puteri de ordinul sutelor de kW.

Se consideră că prima utilizare pe scară largă a acestui tip de mașină a fost la servosistemele de acționare pentru ploterele și imprimantele produse de firma Hawlett Packard.

MSRV-CS prezintă potențial de utilizare în industria aeronautică, datorită faptului că nu are magneți permanenți și poate să funcționeze și la viteze foarte mari, de peste 100 000 de rotații pe minut. Aceasta este o caracteristică care face posibilă utilizarea MSRV-CS la acționarea pompelor de alimentare cu combustibil în aer.

Datorită vitezelor mari realizabile și a comportării dinamice bune, MSRVS-CS este potrivită pentru acționarea pompelor și a compresoarelor. Există variante comerciale de compresoare cu MSRVS-CS.

Pentru industria automobistică a fost realizat un generator starter cu MSRVS-CS. MSRVS-CS se poate utiliza și în sistemele de acționare pe vehiculele electrice.

Vreme de câțiva ani MSRVS-CS a fost folosită ca motor de antrenare pentru o mașină de spalat. Ulterior ea a fost înlocuită cu o mașină electrică cu magneți permanenți.

Cea mai renumită firmă care oferă sisteme de acționare cu MSRVS-CS este Switched Reluctance Drives Ltd., înființată de prof. T.J.E. Miller de la Universitatea din Glasgow. Pe pagina de internet a firmei, www.srdrives.com, sunt prezentate o diversitate de sisteme de acționare cu MSRVS-CS utilizate în diferite ramuri industriale. O realizare interesantă a companiei este proiectarea și implementarea sistemelor de acționare pentru un excavator de 180 de tone. Fiecare roată a excavatorului este antrenată de un sistem de acționare independent realizat cu un motor de 300kW de tip MSRVS-CS.

În prezent există o bogată literatură de specialitate care are ca subiect MSRVS-CS. S-au publicat mii de articole, au apărut cărți la edituri de prestigiu, sunt zeci de lucrări de doctorat în care se abordează probleme legate de proiectarea, modelarea, simularea și controlul digital al acestei mașini.

Se pare că mașina sincronă cu reluctanță variabilă și comutație secvențială a depășit stadiul de curiozitate de laborator și așteptăm apariția ei și în industria românească.

1.7. Conținutul tezei

Teza este structurată pe 6 capitole.

Primul capitol prezintă câteva topologii de mașini sincrone cu reluctanță variabilă și comutație secvențială. Sunt prezentate apoi configurații posibile pentru convertorul static asociat cu mașina și câteva elemente despre sistemele de reglare. Urmează un subcapitol despre conversia energiei în MSRVS-CS iar în final sunt prezentate aplicații ale MSRVS-CS în industrie.

În al doilea capitol este prezentată o sinteză a articolelor care abordează problema reducerii pulsațiilor de cuplu la MSRVS-CS. Articolele apărute în literatura de specialitate pe tema reducerii pulsațiilor de cuplu prin tehnici speciale de control au fost clasificate în 5 grupe.

Al treilea capitol arată cum pot fi obținute caracteristicile de magnetizare, caracteristicile de cuplu și momentul de inerție total pe cale experimentală. Acestea sunt necesare pentru realizarea unor modele de simulare performante. Curbele cuplului electromagnetic sunt necesare de asemenea pentru implementarea estimatoarelor de cuplu la implementarea sistemului de reglare al MSRVS-CS.

Capitolul 4 se referă la folosirea Metodei Elementului Finit în analiza MSRVS-CS și la obținerea pe această cale a caracteristicilor de magnetizare și a curbelor cuplului electromagnetic.

Modelarea și simularea MSRV-CS este subiectul capitolului 5. Sunt prezentate trei modele ale mașinii care pot fi folosite pentru evaluarea utilizării MSRV-CS într-un sistem de acționare electrică. Sunt date rezultate de simulare pentru sisteme de acționare care au doar regulator de viteză și pentru sisteme de acționare care au și regulator de cuplu.

Capitolul 6 este dedicat rezultatelor experimentale. Se prezintă standul experimental, proiectarea circuitelor de comandă ale tranzistoarelor MOSFET din componența convertorului static, implementarea sistemului de reglare. Sunt date rezultate experimentale care au fost obținute pentru un sistem de acționare cu regulator de viteză și rezultate experimentale obținute cu un sistem de acționare care are regulator de viteză și regulator de cuplu.

În finalul lucrării sunt prezentate câteva concluzii, contribuțiile autorului și se dau sugestii referitoare la posibile direcții de continuare a cercetării.

Bibliografie

- [1] G. Atanasiu (coordonator) – *Servomotoare sincrone pentru acționări electrice*, Editura Mirton, Timișoara, 2006.
- [2] S. Mușuroi, D. Popovici – *Acționări electrice cu servomotoare*, Editura Politehnica, Timișoara, 2006.
- [3] J. M. D. Murphy, F. G. Turnbull – *Power Electronics Control of AC Motors*, Pergamon Press, Oxford, 1985.
- [4] G. R. Selmon – *Electric Machines of Variable - Frequency Drives*, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, August 1994.
- [5] *** - *Facts worth knowing about frequency converters*, Danfoss Drives A/S, 1998.
- [6] R. Krishnan – *Switched Reluctance Motor Drives. Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications*, CRC Press, 2001.
- [7] B.C. Kuo – *Sisteme de comandă și reglare incrementală a poziției*, Editura Tehnică, București, 1983.
- [8] G. Vanci – *Contribuții privind sistemele de acționare electrică cu mașina cu reluctanță variabilă*, Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, Facultatea de Electrotehnică și Energetică, Timișoara, 2002.
- [9] C. Șorândaru – *Sisteme de acționare electrică reglabilă cu mașină sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială*, Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, Facultatea de Electrotehnică și Energetică, Timișoara, 2006.
- [10] T. J. E. Miller. - *Switched Reluctance Motors and Their Control* – Oxford University Press, 1993.
- [11] R. Krishnan, A.M. Staley, K. Sitapati - *A Novel Single-Phase Switched Reluctance Motor Drive System*, IECON'01 The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001.
- [12] R.Krishnan, S. Park, K. Ha – *Theory and Operation of a Four Quadrant Switched Reluctance Motor Drive with a Single Controllable Switch – The Lowest Cost Four Quadrant Brushless Motor Drive*, IECON 2004.

[13] A.M. Staley, R.Krishnan – *Single Controllable Switch Power Converter for SRM Drive System*, IECON 2005.

[14] O. Cornea, C. Boldor, C. Șorândaru, G. Atanasiu – *Low Power Switched Reluctance Motor with Axial Gap*, OPTIM'2002, 16-17 May, Brașov.

2. SINTEZĂ PRIVIND TEHNICILE DE REDUCERE A PULSAȚIILOR DE CUPLU LA MSRVS-CS

2.1. Introducere

MSRV-CS este un motor cu o structură foarte simplă. Cuplul electromagnetic și viteza lui pot fi modificate prin controlul curenților de fază. Construcția robustă, costul scăzut, capacitatea de a funcționa la parametri reduși chiar în regim de avarie precum și o eficiență energetică destul de bună îl fac potrivit pentru o serie de acționări electrice de la cele cu cost redus și performanțe modeste până la cele cu performanțe ridicate.

Pentru acționările electrice performante trebuie luate măsuri pentru reducerea pulsațiilor de cuplu, deoarece această mașină poate să producă pulsații de cuplu importante, care dau naștere la variații de viteză, vibrații și zgomot acustic.

Cauzele intrinseci ale pulsațiilor de cuplu sunt structura geometrică, - fiind un motor cu poli proeminenți și în stator și în rotor - , necesitatea de a funcționa puternic saturat pentru a îmbunătăți raportul cuplu/greutate cât și eficiența energetică, de asemenea și faptul că distribuția temporală a câmpului magnetic în mașină este pulsatorie datorită alimentării succesive a fazelor.

Pulsațiile de cuplu pot fi reduse, și performanțele MSRVS-CS pot fi îmbunătățite inițial prin modificarea parametrilor geometrici ai mașinii. Apoi, pulsațiile de cuplu pot fi reduse mai mult dacă se utilizează strategii de comandă și control speciale, destinate controlului valorii instantanee a cuplului electromagnetic.

Limitările legate de reducerea pulsațiilor de cuplu sunt date de precizia modelului folosit pentru estimarea cuplului electromagnetic, de precizia de măsurare a curenților de fază și a poziției rotorului, de perioada de eșantionare a sistemului de reglare numerică, de eroarea de cuantificare a convertorului analog numeric, precum și de întârzierile care apar în sistemul de reglare numerică și în electronica de comandă.

În continuare se prezintă principalele tehnici prezentate în literatura de specialitate, folosite pentru reducerea pulsațiilor de cuplu ale MSRVS-CS.

Am împărțit aceste tehnici pentru reducerea pulsațiilor de cuplu în două categorii: tehnici de proiectare a geometriei motorului și tehnici de comandă și control. În scopul obținerii unor pulsații de cuplu cât mai reduse trebuie utilizate amândouă.

2.2. Reducerea pulsațiilor de cuplu prin proiectarea specială a geometriei rotorului

Cuplul produs într-un motor MSRVS-CS poate fi dedus din modul în care interacționează cele două componente ale densității de flux, componenta tangențială și componenta radială. În configurația geometrică obișnuită componenta radială a

fluxului este cea dominantă, pe când componenta tangențială este de cele mai multe ori nesemnificativă exceptând momentele extreme ale suprapunerii polilor.

În articolul [1] se examinează efectele pe care le are modificarea configurației geometrice a polului rotoric asupra curbei cuplului electromagnetic. Se operează mai multe modificări ale dimensiunilor și formei polului rotoric și se urmăresc efectele pe care fiecare dintre aceste modificări le are atât asupra valorii medii a cuplului cât și asupra pulsațiilor de cuplu.

Dacă se rulează o simulare a MSRVS-CS, primul lucru care devine evident este numărul mare de parametri care ar putea avea un efect semnificativ asupra performanțelor acestui tip de motor. Unii din acești parametri sunt legați de convertorul static. Această interdependență între motor și convertor indică faptul că proiectarea motorului și a convertorului trebuie coordonate pentru a obține rezultate cât mai bune.

Mărimea întrefierului este cel mai critic parametru care influențează mărimea raportului cuplu/curent obținut.

Studiul distribuției cuplului electromagnetic produs în întrefier se realizează cu ajutorul metodei lui Maxwell, exprimată prin ecuația (2.1.).

$$T = \mu_0 \cdot Z \cdot R \int B_r \cdot B_t \cdot d\Gamma \quad (2.1)$$

În ecuația (2.1) μ_0 este reluctivitatea aerului, Z este lungimea pachetului de tole, R este raza suprafeței cilindrice în mijlocul întrefierului, unde se face integrala, iar B_r și B_t sunt componentele fluxului (radială și tangențială).

Fig.2.1. arată distribuția tipică a densității de flux și a cuplului sub un pol excitat, pentru o MSRVS-CS.

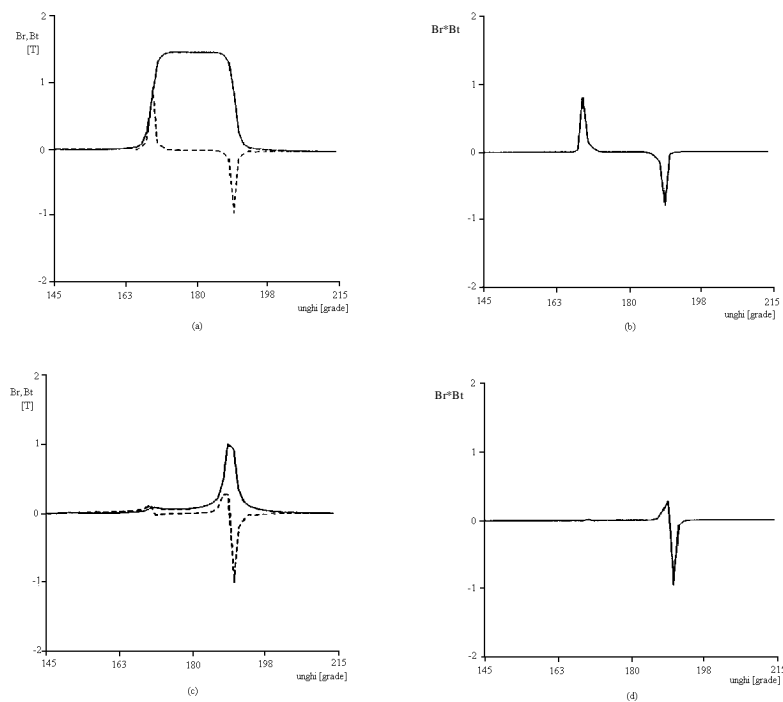


Fig.2.1. Distribuția componentelor densității de flux și a cuplului: (a), (b) la unghiul $\theta = 0$ - nealiniat ; (c), (d) la unghiul $\theta = 20$ grad.

Expresia de calcul a cuplului exprimată prin ecuația (2.1) arată că amplitudinea acestuia este proporțională cu amplitudinea produsului dintre cele două componente ale densității de flux. Micșorarea mărimii întrefierului va avea ca efect creșterea amplitudinii componentei radiale a densității de flux, aceasta ducând la creșterea cuplului dezvoltat.

Componenta tangențială a inducției, care în mod normal este semnificativă doar la muchiile polilor, poate fi crescută prin modificarea geometriei polului rotor, prin înclinare, zimțare, teșire, etc. Totuși, încercarea de a reorienta fluxurile poate avea un impact negativ asupra cuplului produs deoarece odată cu creșterea componentei transversale se reduce componenta radială a fluxului, care și ea intervine în produsul din ecuația (2.1).

În [1] se încearcă modificarea distribuției celor două inducții, radială și tangențială, cu scopul pe de o parte de a mări valoarea medie a cuplului, iar pe de altă parte de a obține o reducere a pulsațiilor de cuplu.

Se prezintă influența mărimii întrefierului asupra celor două componente ale inducției și implicațiile asupra cuplului electromagnetic apoi se prezintă și se analizează caracteristicile statice de cuplu obținute la diferite modificări ale formei și dimensiunilor polului rotor, după cum urmează:

- înclinarea polului rotor;
- modificarea lățimii polului rotor;
- teșirea polului rotor;
- zimțarea polului rotor.

Din punct de vedere al valorilor medii și maxime ale cuplului dezvoltat, doar modificarea mărimii întrefierului are influență semnificativă. Sunt studiate caracteristicile statice de cuplu pentru trei valori ale întrefierului (0.5, 0.75 și 1.0 mm). Cuplul maxim crește pe măsură ce întrefierul scade dar efectul modificării dimensiunii întrefierului asupra pulsațiilor de cuplu nu este semnificativ.

Rezultate pozitive în ceea ce privește pulsațiile de cuplu se obțin mai ales la modificarea lățimii polului rotor. Prin mărirea lățimii polului rotor (în articol se prezintă rezultate pentru trei lățimi ale polului rotor – 28, 30 și 32 de grade) se obține o deplasare a caracteristicii statice de cuplu înspre poziția nealiniat. În acest fel cuplul negativ dezvoltat de către faza care se stinge scade, lucru care duce la micșorarea pulsațiilor de cuplu.

Articolul [2] se referă tot la influența pe care o au parametri geometrici ai motorului asupra pulsațiilor de cuplu. În articol se descrie o metodă de determinare a parametrilor optimi ai circuitului magnetic pentru minimizarea pulsațiilor de cuplu. Determinarea pulsațiilor de cuplu pentru o geometrie oarecare este bazată pe un set de date normalizate de forță și permeanță, folosit pentru instruirea unei rețele neuronale. Rețeaua neuronală este astfel proiectată și instruită încât odată antrenată să fie capabilă să calculeze cuplul electromagnetic la orice poziție a polului rotor, pentru o geometrie a motorului și o excitație date.

Determinarea geometriei optime ce minimizează pulsațiile de cuplu este extrem de dificilă și necesită capacitatea de determinare a performanței motorului pentru toți parametrii circuitului magnetic în condițiile de operare specificate. Articolul inspectează efectul pe care îl are modificarea parametrilor circuitului magnetic asupra pulsațiilor de cuplu atunci când aceștia variază într-o plajă largă.

Întrucât cantitatea și nivelul pulsațiilor de cuplu depind de viteza motorului, pulsațiile de cuplu trebuie determinate în acord cu modul de operare al MSRV-CS. Sunt mai multe strategii de comandă a MRV-CS, dar având în vedere faptul că efectul pulsațiilor de cuplu este mai pronunțat la viteză redusă, unde variațiile cuplului electromagnetic afectează considerabil viteza, articolul se concentrează

asupra domeniului vitezelor reduse. În plus, în acest domeniu se pot aduce și anumite ipoteze simplificatoare. De pildă, suprapunerea curenților de fază poate fi considerată neglijabilă. De asemenea, se poate presupune că fazele sunt comutate la pozițiile rotorului corespunzătoare punctelor de intersecție ale curbelor de cuplu a două faze alimentate succesive (fig.2.2).

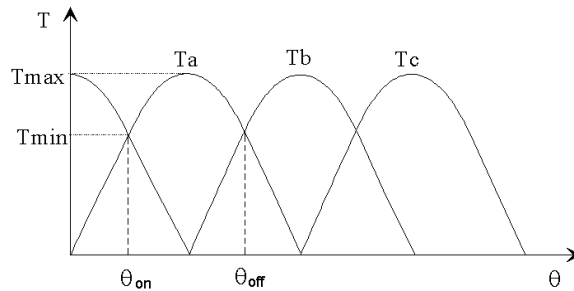


Fig.2.2. Caracteristica cuplului la MSRV-CS, după [2].

Știind valorile maxime și minime ale cuplului dezvoltat, mărimea pulsațiilor de cuplu, exprimată procentual, poate fi calculată cu ajutorul ecuației (2.2).

$$t_p = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{max}} \cdot 100[\%] \quad (2.2)$$

Scopul este de a se găsi o geometrie optimă, pentru care pulsațiile de cuplu sunt minime. Pentru evaluare se folosește ecuația (2.2).

Procesul de optimizare cere construcția multor caracteristici cuplu-poziție. Pentru determinarea curbelor cuplului este folosită o metodă originală. În cadrul acestei metode structurile geometrice asimetrice (cu lățimea polului rotorului diferită de lățimea polului statoric) sunt echivalate cu două structuri simetrice. Forța și permeanța structurilor asimetrice sunt calculate cu ajutorul forței și permeanței structurilor simetrice, care sunt funcții de următoarele variabile: pasul polar rotoric (λ), lățimea dintelui (t), mărimea întrefierului (g), inducția magnetică (B) și poziția rotorului (θ). Datele de forță și permeanță sunt date în formă normalizată.

Rezultatele obținute sunt prezentate într-un tabel ce conține parametri geometrici optimi ai motorului pentru diferite valori ale curentului. Un fapt foarte important observat este că dacă motorul trebuie să funcționeze la mai multe valori ale curentului alegerea configurației geometrice optime este o soluție de compromis.

În articol se analizează și problema sensibilității pulsațiilor de cuplu la variațiile fiecărui parametru al geometriei motorului. În fig.2.3. se poate urmări influența pe care o are raportul λ/g asupra pulsațiilor de cuplu, atunci când valorile rapoartelor t_s/λ și t_r/λ sunt fixe și curentul de fază este constant.

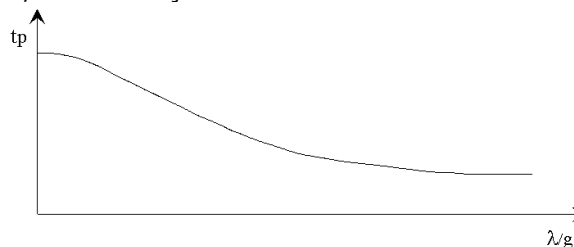


Fig.2.3. Efectul raportului λ/g asupra pulsațiilor de cuplu la curent constant, pentru $t_s/\lambda=0.4$ și $t_r/\lambda=0.5$.

La lățime constantă a polilor statoric și rotoric, există o zonă de optim a mărimii întrefierului. O mașină cu întrefier mai mare are pulsații de cuplu mărite. Reducerea întrefierului peste valoarea optimă nu se justifică din punct de vedere al pulsațiilor de cuplu deoarece acestea nu se micșorează semnificativ.

Se pot trage câteva concluzii referitor la proiectarea specială a motorului în scopul reducerii pulsațiilor de cuplu. Anume, indiferent de nivelul de excitație cele mai mici pulsații se obțin pentru $t_s/\lambda=0.4$ (aproximativ) și $t_r/\lambda=0.5$. Cele mai mari pulsații se produc pentru $t_s/\lambda=0.3$ și $t_r/\lambda=0.3$ și sunt în jurul a 30-40%. O altă concluzie este aceea că pulsațiile de cuplu devin mai sensibile la raportul λ/g pe măsură ce curentul de fază crește.

Mărimea pulsațiilor de cuplu poate fi minimizată -indiferent de nivelul de excitație- alegând λ/g mai mare decât 150 și luând raportul t_s/λ în domeniul 0.4-0.5 iar raportul t_r/λ în jurul valorii 0.5.

2.3. Reducerea pulsațiilor de cuplu cu ajutorul unor tehnici speciale de comandă și control

În subcapitolul anterior au fost prezentate câteva probleme referitoare la proiectarea constructivă a MSR-V-CS pentru reducerea pulsațiilor de cuplu. Articolele apărute în literatura de specialitate referitor la acest aspect al proiectării MSR-V sunt în număr restrâns. Proiectarea geometriei motorului trebuie completată de utilizarea unor tehnici de control speciale, adecvate reducerii pulsațiilor de cuplu. Astfel de strategii e bine să fie utilizate și atunci când motorul nu este proiectat special cu o geometrie optimă din punct de vedere al pulsațiilor de cuplu.

Tehnicile de control folosite în scopul reducerii pulsațiilor de cuplu au fost clasificate în diferite moduri. Cea mai simplă clasificare a lor se poate face în funcție de faptul dacă este luată în considerare sau nu saturația mașinii [3]. Tehnicile de control care nu iau în considerare saturația sunt simple deoarece cuplul mașinii se calculează cu formula (1.4) dar nu pot să realizeze obiectivul de reducere al pulsațiilor de cuplu deoarece cuplul real al unei mașini care funcționează saturat este mult diferit de cuplul dat de formula (1.4). Aceste tehnici trebuie luate în considerare doar cu maximă precauție.

În articolul [32] tehnicile de control recente ale MSR-V-CS sunt clasificate în trei tipuri: convenționale, care utilizează rețele neuronale și care utilizează logică fuzzy.

Am recurs la o clasificare a tehnicilor de reducere a pulsațiilor de cuplu ținând cont de tipul estimatorului de cuplu folosit. Tipul și calitatea estimatorului sunt esențiale pentru obținerea unor rezultate bune.

Pentru estimarea cuplului se pot folosi caracteristicile statice de cuplu determinate în prealabil prin diferite metode (FEM, măsurători experimentale, determinare din caracteristicile flux-curent-poziție) și stocate în tabele. Cuplul de fază la orice poziție a rotorului și pentru oricare valoare a curentului este obținut prin interpolare din tabelele respective. Este cel mai simplu estimator de cuplu care poate fi realizat pentru MSR-V-CS.

Pentru estimarea cuplului pot fi folosite apoi diferite modele matematice. În general, acestea se dezvoltă plecând de la caracteristicile de magnetizare ale motorului. Ele necesită un timp de calcul ridicat, și de aceea de obicei se implementează pe procesoare numerice de semnal.

Am grupat separat articolele ce se referă la folosirea logicii vagi (fuzzy) și a rețelelor neuronale în scopul reducerii pulsațiilor de cuplu, deoarece aceste tehnici fac parte din ceea ce se numește în literatura tehnică "inteligentă artificială".

Separat am analizat trei articole în care se încearcă introducerea și adaptarea unor concepte folosite pentru controlul mașinilor de curent alternativ, la controlul MSRV-CS pentru reducerea pulsațiilor de cuplu.

În ultimii ani a apărut un termen și o concepție similară controlului direct în cuplu (DTC - direct torque control) al mașinii de inducție, care este controlul direct al cuplului instantaneu (DITC - direct instantaneous torque control) al MSRV-CS. Unii autori folosesc chiar termenul de control direct în cuplu (direct torque control) considerând că nu este necesar să alătore și cuvântul instantaneu. Am prezentat și câteva articole care abordează această problemă. Aceste articole folosesc tabele de estimare a cuplului, dar sunt o categorie aparte datorită concepției noi pe care încearcă să o introducă.

Trebuie menționat faptul că pentru caracterizarea unor tehnici de reducere a pulsațiilor de cuplu nivelul pulsațiilor de cuplu obținute prin utilizarea acestora ar trebui comparat cu nivelul obținut prin utilizarea referinței de curent constant, care este numită strategie convențională de control. Am observat că majoritatea articolelor nu prezintă această comparație ci doar rezultatele obținute prin utilizarea strategiei proprii. Capitolul prezintă unele din cele mai reprezentative articole care abordează problematica reducerii pulsațiilor de cuplu la MSRV-CS. Unele sunt prezentate mai pe larg, altele au fost prezentate succint dar în așa fel ca cititorul să înțeleagă ce anume conțin ele și în cazul în care este interesat să consulte articolele care îl interesează.

2.3.1. Folosirea caracteristicilor de cuplu stocate în tabele

Aceste tehnici permit o estimare foarte rapidă a cuplului (care este stocat în tabele). Timpul de calcul este folosit pentru determinarea ponderii cuplului fiecărei faze în cuplul total al mașinii.

Pulsațiile de cuplu pot fi reduse dacă curenții de fază sunt constrânși să urmeze o formă de undă optimizată pentru acest scop. Problema esențială este determinarea curentului de referință pentru fiecare fază. În [4] se folosește o transformare de liniarizare și decuplare pentru determinarea contribuției fiecărei faze la cuplul total. Curenții de fază sunt făcuți să urmeze curenții de referință obținuți prin intermediul transformării de liniarizare și decuplare.

Pentru implementarea metodei este necesară cunoașterea apriori a caracteristicii cuplu-unghi rotoric a motorului pentru valori ale curentului de fază de la 0 la valoarea nominală. Această caracteristică este exprimată ca $T_j(\theta, i_j)$ și poate fi obținută din măsurători ale cuplului static sau prin calcul cu metoda elementului finit.

Pentru o valoare necesară a cuplului, T^d , curenții de referință i_j^d trebuie să satisfacă condiția de liniarizare dată de formula (2.3).

$$T_j^d = T_j(\theta, i_j^d) \quad j = 1, 2, 3 \quad (2.3)$$

Cuplurile de fază trebuie să satisfacă condiția de decuplare (2.4).

$$\sum_{j=1}^3 T_j^d = T_d \quad (2.4)$$

La pozițiile rotorului la care doar o singură fază produce cuplu în sensul dorit, curentul fazei respective este unic determinat de formulele 2.3 și 2.4. Pentru pozițiile în care conduc două faze, pentru determinarea curenților fazelor este folosit un criteriu de determinare a ponderii celor două faze.

Pentru momentul comutației între faze se definește poziția critică a rotorului θ^i_c [4, 5]. Această poziție este aceea în care fazele care comută dezvoltă același cuplu la curenți egali, ceea ce este exprimat de ecuația 2.5.

$$i\left(\frac{T_d}{2}, \theta^i_c\right) = i\left(\frac{T_d}{2}, \theta^i_c + \theta_{pas}\right) \quad (2.5)$$

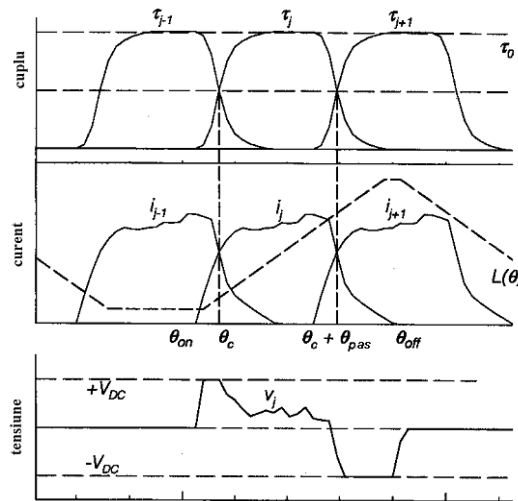


Fig. 2.4. Comanda pentru eliminarea pulsațiilor de cuplu, cu minimizarea pierderilor rezistive

În ecuația (2.4) θ_{pas} este perioada medie de conducție a fazei. Procesul de comutație cu definirea pozițiilor critice este prezentat în fig.2.4. [5].

În [5] se prezintă două criterii de optimizare utilizate pentru proiectarea funcțiilor de împărțire a cuplului pe faze. Deoarece orice formă de undă a cuplului poate fi transformată în forme de undă ale curentului și fluxului, funcțiile de împărțire a cuplului afectează direct pierderile rezistive (ri^2) și tensiunea de alimentare ($d\psi/dt$) necesară pentru a urmări aceste forme de undă. Criteriile de optimizare sunt formulate astfel:

- a) Căutarea $T(\theta)$ care minimizează integrala $ri^2(\theta)$.
- b) Căutarea $T(\theta)$ care minimizează $|v(\theta)|_{\max}$.

Criteriul de optimizare a) este potrivit pentru mărirea eficienței energetice, deoarece minimizează pierderile. El este aplicat la turații reduse.

Pe de altă parte, referitor la criteriul de optimizare b), tensiunea minimă nu este un obiectiv în sine, dar trebuie ca tensiunea necesară să nu depășească niciodată tensiunea maximă a convertorului de putere.

Când θ se apropie de poziția critică θ^i_c , faza j care intră în conducție este excitată astfel încât să atingă cuplul dorit $T_d/2$ la θ^i_c . În timpul acestei perioade

fluxul în faza j-1 care se stinge este ajustat astfel încât cuplul total să fie menținut la valoarea cerută. Când θ a trecut de θ_c^j , faza j-1 nu mai este cea care produce cuplul mai mare și este demagnetizată cât mai repede posibil, în timp ce curentul în faza j, care este acum principala producătoare de cuplu este ajustat astfel încât cuplul total să fie T_d . În [4] pe perioada comutației între cele două faze creșterea curentului $di/d\theta$ este menținută la o valoare fixă, în timp ce în articolul [5] perioadele de magnetizare și demagnetizare sunt minimizate prin folosirea integrală a tensiunii convertorului de putere, $d\Psi/d\theta = V_{DC}/\omega$. Prețul plătit pentru utilizarea mai eficientă a convertorului de putere este acela al dependenței de viteză a formelor de undă. Această strategie de control se utilizează pentru realizarea primului obiectiv de optimizare, minimizarea pierderilor rezistive.

Pentru minimizarea tensiunii maxime fluxul fazei este menținut la o valoare redusă. Comutarea fazelor se face la poziția rotorului θ_c^j unde cele două faze produc cupluri egale la nivele identice ale fluxului conform ecuației (2.6).

$$\Psi\left(\frac{T_d}{2}, \theta_c^j\right) = \Psi\left(\frac{T_d}{2}, \theta_c^j + \theta_{pas}\right) \quad (2.6)$$

În afară de alegerea diferită a unghiurilor de comutație, procesul de comutație și reglarea cuplului se desfășoară la fel ca în cazul criteriului de optimizare a).

În fig.2.5.a. se prezintă forma de undă a curentului pentru reducerea pulsațiilor de cuplu suprapusă peste curba curentului pentru strategia simplă de control (cu referință de curent constantă).

Prin folosirea ca referință de curent a formelor de undă prezentate în fig.2.5. se obține o reducere semnificativă a pulsațiilor de cuplu [4]. În experimente s-a constatat o reducere de patru ori a pulsațiilor de cuplu. Totuși, trebuie avut în vedere că de tehnica de control utilizată este folosită la viteză redusă (rezultatele experimentale fiind pentru o turație de 2 rpm). La această viteză curenții fazelor pot fi făcuți să urmărească fidel curenții de referință.

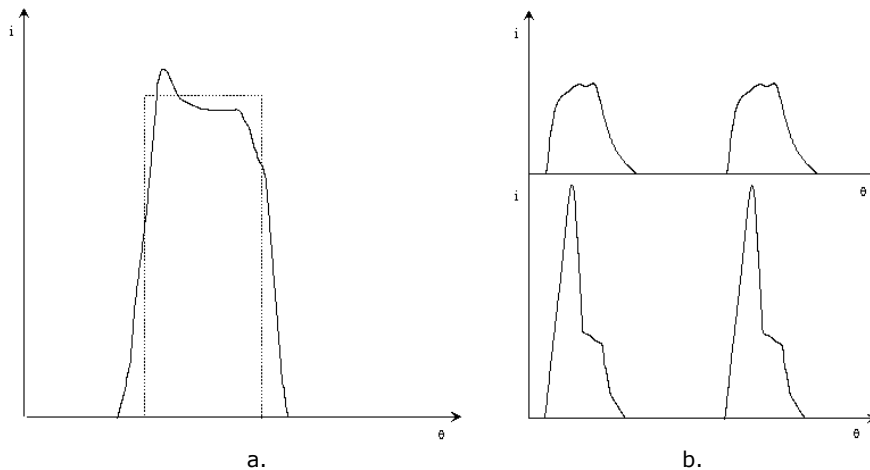


Fig.2.5. a) Curentul de referință pentru reducerea pulsațiilor de cuplu b) Forma curentului pentru două strategii de reglare: cu minimizarea pierderilor (sus) și cu minimizarea tensiunii de alimentare (jos).

Eficiența metodelor prezentate în [5] a fost probată prin măsurarea vitezei instantanee și nu prin utilizarea unui traductor de cuplu. La viteze reduse se urmărește mărirea eficienței și fazele se comută atunci când ele produc același cuplu

la curenți egali, iar la viteze mari unghiurile de comutație se fixează la poziția în care fluxurile de pe fazele care comută sunt egale, pentru aceeași valoare a cuplului ($T_d/2$). Forma de undă a curentului este mult diferită pentru cele două tehnici de control, așa cum se observă în fig.2.5.b. La viteze mari faza e energizată aproape de poziția nealiniat unde inductanța fazei este minimă și derivata ei are valori reduse iar cuplul electromagnetic este mic. Așa se explică vârful ce apare în forma de undă a curentului la conectarea fazei.

2.3.2. Tehnici de control bazate pe modele matematice ale mașinii

La sistemele de reglare care nu au regulator de cuplu curenții sunt menținuți constanți în perioada de conducție a unei faze. Curentul de referință este dat de regulatorul de viteză. Această tehnică de control are dezavantajul producerii unor pulsații mari de cuplu, dar necesitățile hard și soft pentru implementare sunt reduse. Pe de altă parte, tehnicile propuse pentru controlul cuplului necesită folosirea procesoarelor numerice de semnal (digital signal processors) sau a celor mai performante microcontrolere.

În articolul [6] se prezintă o tehnică de reducere a pulsațiilor de cuplu pentru acționările care au plajă largă de modificare a vitezei; tehnica de control este implementată pe un procesor de semnal TMS320C30. Strategia de comutare a fazelor este dependentă de viteză.

Pentru determinarea fluxului unei faze se folosește ecuația (2.7), care utilizează curenții de fază măsurați.

$$\lambda_j(i_j, \theta) = \lambda_s \left(1 - e^{-i_j \cdot f_j(\theta)} \right) \quad (2.7)$$

În ecuația (2.7) λ_s este fluxul fazei la saturație, i este curentul fazei iar $f(\theta)$ este o funcție neliniară care modelează neliniaritățile unei faze. De remarcat că funcția $f(\theta)$ trebuie cunoscută apriori și că din formula anterioară, prin inversare, se poate obține și curentul în funcție de flux.

Cuplul se calculează cu ecuația (2.8) ce rezultă din teorema forțelor generalizate.

$$T_j = -\frac{1}{2} \cdot \lambda_j^2(i, \theta) \cdot \frac{dR_j(\theta)}{d\theta} \quad (2.8)$$

Din ecuația (2.8) se poate obține și fluxul în funcție de cuplul de referință. Fluxul este dat de expresia (2.9).

$$\lambda_j(i, \theta) = \sqrt{\frac{-2 \cdot T_{ref}}{\frac{dR_j(\theta)}{d\theta}}} \quad (2.9)$$

Reluctanța normalizată a întrefierului, $R(\theta)$ din ecuațiile (2.8) și (2.9) a fost calculată folosindu-se dezvoltarea în serie Fourier, dar ea este introdusă tabelar în memoria procesorului numeric de semnal, pentru a elimina timpul de calcul a seriei Fourier și a reduce implicit timpul de calcul și perioada de eșantionare a sistemului.

În schema de reglare regulatorul de cuplu este plasat după regulatorul de viteză, care îi furnizează mărimea de referință. Schema regulatorului de cuplu este prezentată în fig.2.6. Cuplul ce trebuie dezvoltat de faza desemnată de comutatorul electronic este calculat scăzând suma cuplurilor celorlalte faze din cuplul de

referință. Comanda în cuplu este transformată în comandă în curent care este furnizată unui comparator cu histereză extern.

Obiectivul primar al schemei de comutație este acela de a minimiza pulsațiile de cuplu când se comută de pe o fază pe alta, la sfârșitul perioadei TPA, fig.2.7.

Demagnetizarea fazei A este inițiată la începutul perioadei CAI. Pe intervalul CAI este aplicată o tensiune zero fazei A. Pe intervalul CAII, când procesul de stingere a fazei A trebuie accelerat acesteia i se aplică o tensiune negativă. În tot timpul stingerii fazei A, curentul prin faza B este cel dat de regulatorul de cuplu. Pentru o maximă flexibilitate în control, CAI și CAII trebuie definite în funcție de viteza motorului.

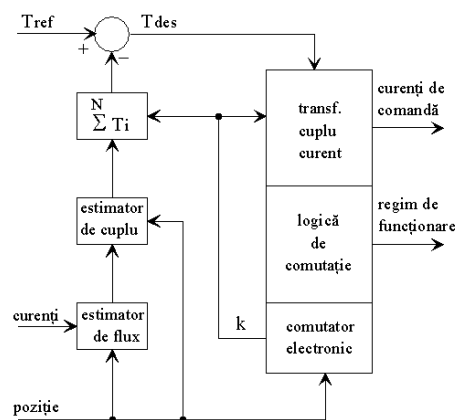


Fig.2.6. Schema bloc a regulatorului de cuplu

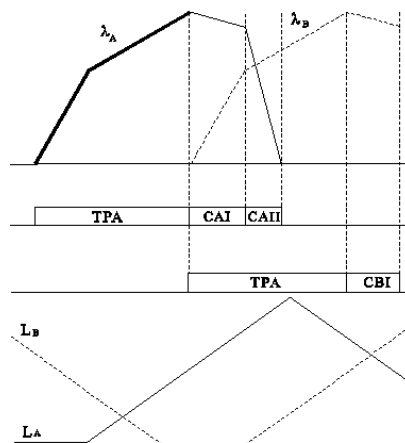


Fig.2.7. Diagrama schemei de comutație

Din punct de vedere al rezultatelor experimentale obținute la aplicarea strategiei de comanda descrise anterior, la 30 rad/s profilul cuplului este foarte bun, iar pulsațiile sunt date în principal de banda de histereză a curentului. Pulsațiile cuplului la viteza de 100 rad/s sunt mai mari ca la 30 rad/s dar sunt limitate la +/- 10% din cuplul mediu. În articol se dau și rezultate pentru vitezele 200 rad/s și 400

rad/s. Pulsațiile cresc cu creșterea vitezei. La 200 rad/s acestea sunt limitate la +/- 25% din cuplul mediu, iar la 400 rad/s sunt limitate la +/- 40% din cuplul mediu.

Strategia de control de mai sus este potrivită atât la viteze mici cât și la viteze mari, dar trebuie ținut cont că pulsațiile de cuplu cresc progresiv cu creșterea vitezei. Îmbunătățirea performanțelor acestei strategii se poate face prin reducerea timpului ciclului de calcul. Aceasta necesită utilizarea unor procesoare de semnal mai performante.

Un articol care vizează compensarea neliniarităților motorului în scopul îmbunătățirii performanțelor dinamice este [7]. Metoda propusă în acest articol se bazează pe parametrizarea completă a formelor de undă ale curentului și este potrivită chiar și în cazul în care modelul MSRV-CS folosit pentru estimarea cuplului nu are precizie foarte bună.

Pentru proiectarea strategiei de control se ia în considerare neliniaritatea modelului motorului și funcția $L(\theta, i)$ se consideră cunoscută, cel puțin aproximativ.

Strategia de control este bazată pe sistemul de ecuații diferențiale al modelului dinamic ale motorului, și depinde explicit de poziția rotorului, estimată sau măsurată. Comanda este dată în curent, iar curentul de referință este realizat prin controlul tensiunii.

Primul pas în proiectarea strategiei de control este obținerea unei parametrizări complete și care necesită efort de calcul redus ale tuturor valorilor de curenți care dau cuplul de valoare dată T° . De menționat că strategia de control presupune că la orice poziție a rotorului cel mult două faze trebuie să fie în stare să producă cuplu pozitiv, deci este aplicabilă și la motorul cu trei faze, 6 poli statorici și 4 poli rotorici.

În fig.2.8.a. este reprezentat arcul $\Theta_k = [c_k, d_k]$, în interiorul căruia raportul $dL/d\theta$ este pozitiv și o parte din arcele corespunzătoare celorlalte faze.

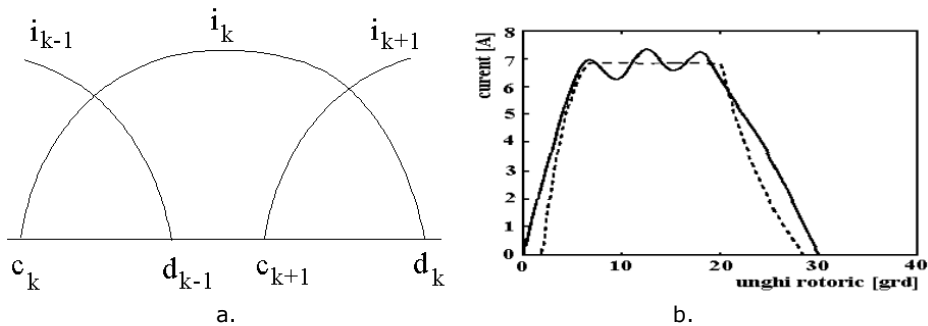


Fig.2.8. a) curbele de parametrizare ale curentului b) curentul optim convențional și curentul optim pentru pulsații de cuplu reduse.

Pentru poziția rotorului $\theta \in (d_{k-1}, c_{k+1})$, singurul curent diferit de zero este cel corespunzător fazei k , deci acesta trebuie să asigure cuplul cerut T° . Pentru a determina curenții a două faze când acestea se suprapun (de exemplu fazele $k-1$ și k), curentul i_k este specificat în $N_p=9$ puncte în interiorul intervalului (c_k, d_{k-1}) ; apoi este evaluat în $N_c=12N_p$ puncte utilizând funcții spline. Curentul i_{k-1} este determinat scăzând din valoarea cuplului cerut valoarea cuplului produs de faza k , apoi determinând curentul care poate produce cuplul rămas.

Curentul (de referință) obținut prin această metodă este prezentat în fig.2.8.b cu linie continuă, în timp ce curentul ideal pentru strategia clasică de control [36] este prezentat cu linie punctată.

Performanțele celor două metode de control din punct de vedere a pulsațiilor de cuplu sunt diferite. În articolul [7] sunt prezentate rezultatele de simulare în două cazuri: presupunerea unui model ideal al mașinii și cazul unor deviații ale modelului de la dependența reală între curenții și fluxurile fazelor. Rezultatele de simulare sugerează că strategia de control descrisă în [7] este preferabilă strategiilor clasice în cazul în care se dispune de un model bun pentru MSRV-CS și în orice caz comparabilă cu acea strategie când modelul de care se dispune prezintă abateri de la comportarea reală a mașinii (aici pot fi incluse și întârzierile).

Rezultatele obținute prin simulare sunt confirmate și experimental. Autorii presupun că o identificare în timp real a inductanței de fază ar produce o îmbunătățire a rezultatelor obținute.

2.3.3. Folosirea tehnicilor de control avansate cu mulțimi vagi (Fuzzy logic) și rețele neuronale artificiale (artificial neural Networks)

Mulțimile vagi și rețelele neuronale s-a folosit cu succes în modelarea, identificarea și reglarea sistemelor neliniare, având avantajul că pot modela sisteme sau funcții de transfer ce nu pot fi descrise ușor prin expresii matematice.

În articolul [8] se prezintă un regulator fuzzy adaptiv utilizat pentru reducerea pulsațiilor de cuplu. Diagrama bloc a sistemului de reglare cu regulator fuzzy adaptiv este prezentată în fig.2.9. În fig.2.10. se arată în detaliu regulatorul fuzzy adaptiv folosit în [8].

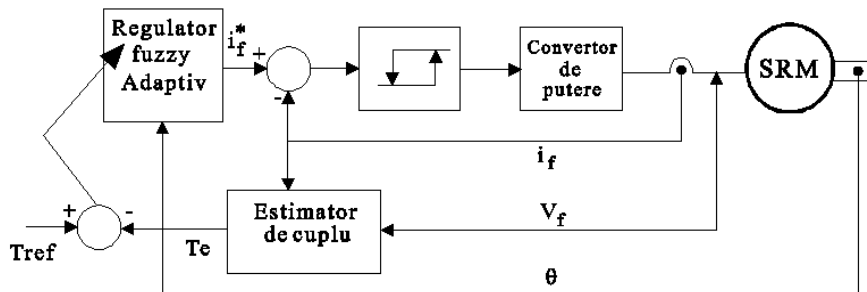


Fig.2.9. Diagrama bloc a sistemului de reglare cu regulator fuzzy

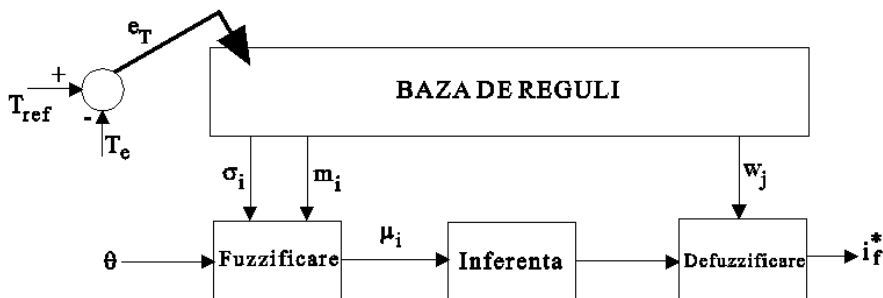


Fig.2.10. Regulator fuzzy adaptiv utilizat pentru reducerea pulsațiilor de cuplu

Regulatorul fuzzy are eroarea de cuplu și poziția rotorului la intrare și sintetizează la ieșire curentul de fază de referință. El utilizează metoda de inferență max-prod iar pentru defuzzificare se utilizează metoda centrului de greutate [37]. Curentul de referință al fazei este dat de ecuația (3.11).

$$i_f^* = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_j(\theta) \cdot w_j}{\sum_{j=1}^n \mu_j(\theta)} \quad (3.11)$$

În ecuația (3.11) $\mu_j(\theta)$ este funcția de apartenență pentru mulțimea j a variabilei de intrare θ , iar w_j este singletonul de ieșire cu rangul j .

Funcțiile de apartenență $\mu_j(\theta)$ ale variabilei de intrare θ sunt definite folosind funcții simetrice, așa cum sunt funcțiile de apartenență triunghiulare. Aceste funcții pot fi caracterizate complet prin două mărimi: coordonata centrului de greutate al triunghiului ($m_j(\theta)$) și baza triunghiului $\sigma_j(\theta)$ [37].

Mărimile w_j , m_j și σ_j sunt modificate în funcție de eroarea de cuplu, și prin acestea se modifică și forma curentului de ieșire după ecuația (3.11).

Unghiul de avans al fazei este ajustat odată cu modificarea pantei de creștere a curentului la intrarea în conducție a fazei. Mulțimile vagi sunt deplasate spre dreapta, lângă poziția nealiniat, odată cu mărirea pantei de creștere a curentului și la stânga în cazul contrar.

Articolul prezintă atât rezultate obținute prin simulare cât și rezultate experimentale. Strategia de control a fost implementată pe un procesor numeric de semnal în virgulă mobilă. Rezultatele experimentale au fost obținute pentru vitezele de 150 rpm, 1000 rpm și 4000 rpm. Pulsațiile de cuplu sunt menținute la un nivel scăzut până la 4000 rpm. De asemenea prin simulare s-a testat și robustețea regulatorului la erori în informația de poziție și s-a demonstrat că regulatorul nu este sensibil la astfel de erori. Acest lucru este foarte important deoarece se cunoaște faptul că la un motor MSRV-CS cuplul poate varia cu 50 % la modificarea poziției rotorului cu 1 grad mecanic.

Alte articole care se referă la utilizarea mulțimilor vagi pentru controlul MSRV-CS sunt [33, 34, 35].

În articolul [33] s-au obținut pulsații de cuplu reduse, dar strategia de control a fost testată doar prin simulare.

Articolul [34] prezintă un regulator fuzzy adaptiv folosit la reglarea cuplului unui motor cu 4 faze pentru a reduce pulsațiile de cuplu chiar și în cazul în care motorul funcționează în trei faze, la apariția unui defect pe una din faze. Curentul pe fazele în stare de funcționare crește și golul de cuplu care apare la o strategie convențională de control datorită fazei defecte este compensat. Un regulator convențional neadaptiv nu este capabil să realizeze compensarea cuplului prin mărirea adaptivă a curentilor pe fazele care continuă să funcționeze. Prin aplicarea strategiei de control prezentate, cuplul prezintă pulsații foarte reduse la funcționare normală și un mic gol de cuplu de durată de aproximativ patru ori mai mică decât strategia convențională la apariția unui defect de întrerupere a unei faze. Rezultate acceptabile s-au obținut și pentru două faze neadiacente defecte.

Articolul [35] prezintă un bloc de compensare a unghiului de deconectare a fazei pentru reducerea pulsațiilor de cuplu. La o anumită viteză a motorului și pentru un anumit curent de fază există un unghi de deconectare optim din punct de vedere al reducerii pulsațiilor de cuplu. Dacă unghiul (poziția) de deconectare a fazei depășește valoarea optimă faza care se stinge produce cuplu negativ, iar dacă

unghiul de deconectare este mai mic decât valoarea optimă faza se stinge înainte ca faza următoare să poată prelua cuplul necesar. În ambele situații pulsațiile de cuplu cresc. Blocul de compensare a unghiului de deconectare are ca intrări curentul și poziția și ca ieșire valoarea cu care se compensează unghiul de deconectare care inițial are valoarea 30 de grade (momentul în care începe suprapunerea polilor rotorici și statorici pentru faza următoare, fiind momentul potrivit de deconectare a fazei care se stinge, având în vedere că la viteză 0 se poate considera cu bună aproximație că curentul comută instantaneu). Strategia de control prezentată a fost verificată experimental prin considerarea erorii de viteză, nu prin utilizarea unui traductor de cuplu. Posibilitatea utilizării semnalului de viteză pentru evaluarea strategiei de reducere a pulsațiilor de cuplu poate fi avantajoasă pentru că se poate aplica la toate acționările care nu au traductor de cuplu.

Ca și mulțimile fuzzy, rețelele neuronale artificiale au fost și ele folosite cu succes în reglarea sistemelor neliniare. Articolul [10] prezintă o metodă de reglare a cuplului MSRV-CS bazată pe folosirea rețelelor neuronale artificiale cu propagare înapoi [38]. O rețea de acest tip este folosită pentru generarea formelor de undă ale curentului pentru minimizarea pulsațiilor de cuplu. Pentru fiecare viteză mai mică decât viteza de bază există câteva forme de undă ale curentului care produc cuplul cerut necesar fără pulsații. Rețeaua neuronală este antrenată astfel încât să găsească forma de undă care produce raportul cuplu/curent maxim.

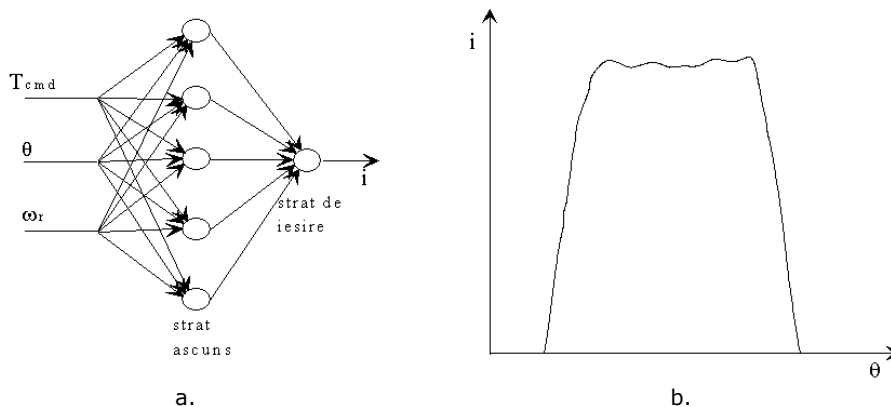


Fig. 2.11. a) Diagrama bloc a rețelei neuronale folosită pentru reducerea pulsațiilor de cuplu
b) curentul de fază optim

În [10] se prezintă 10 forme de undă ale curentului care dau caracteristici de cuplu fără pulsații, fiecare dintre ele având unghiurile de aprindere și de stingere diferite. Dintre cele 10 profiluri, obținute cu ajutorul unui model dinamic al MSRV-CS se alege cel care dă raportul cuplu/curent maxim. Diagrama bloc a rețelei neuronale este prezentată în fig.2.11.a. iar profilul curentului este prezentat în fig. 2.11.b. Rețeaua neuronală este antrenată să genereze profilul optim de curent în timp real. Datele de intrare în rețeaua neuronală sunt : poziția rotorului, viteza rotorului și cuplul cerut.

La antrenarea rețelei neuronale se folosesc date de viteză până la viteza de bază și date de cuplu până la cuplul nominal al mașinii. Doar zece valori ale vitezei și zece ale cuplului care acoperă caracteristica cuplu-viteză au fost utilizate pentru antrenarea rețelei neuronale, iar profilurile curentului pentru celelalte valori ale cuplului și vitezei sunt generate pe baza acestor date.

Autorii articolului mărturisesc că nu au obținut o reducere a pulsațiilor de cuplu la nivelul dorit. Acest lucru este datorat imperfecțiunii modelului reprezentat de rețeaua neuronală cât și unei ușoare abateri a curentului real de la curentul optim generat de rețeaua neuronală. Această abatere apare datorită faptului că la antrenarea rețelei neuronale sunt folosite doar 10 valori ale vitezei și 10 valori ale cuplului. Pentru îmbunătățirea estimării cuplului trebuie mărit setul de date cu care este antrenată rețeaua neuronală. Acest lucru nu a fost realizat la nivelul articolului [10].

Pulsațiile de cuplu ar putea fi reduse mai mult prin folosirea unui număr mai mare de neuroni în stratul ascuns însă aceasta ar cere un efort de calcul în timp real mai mare și ar micșora perioada de eșantionare a sistemului producând alte erori. Pulsațiile de cuplu ar putea fi reduse și prin selectarea unor forme de undă ale curentului altele decât cele care produc raportul cuplu-curent maxim. În acest caz obținerea unui cuplu cu pulsații de cuplu mai mici s-ar face cu prețul micșorării randamentului mașinii.

În articolul [11] autorii utilizează rețelele neuronale pentru controlul optimal al cuplului MSRVS-CS. Pentru a include nonliniaritățile motorului în modelul dinamic folosit pentru MSRVS-CS, sunt utilizate date experimentale obținute prin măsurători statice. Parametrii de control optimali – curent de referință, unghiuri de aprindere și de stingere - sunt obținuți off-line prin simularea modelului dinamic. Modelul dinamic folosit este prea complicat ca să fie implementat on-line. Parametrii de control optimali se obțin on-line prin utilizarea a două rețele neuronale antrenate cu datele obținute prin simularea modelului dinamic. Una din rețelele neuronale este utilizată la viteze reduse iar cealaltă poate genera parametrii optimali de control pentru viteze ridicate.

Articolul prezintă atât rezultate de simulare cât și rezultate experimentale. Motorul utilizat pentru implementarea strategiei de control este un MSRVS-CS cu 4 faze, 8 poli statorici și 6 poli rotorici, tensiune nominală 12 V, curent nominal 25 A și o putere de 1/3 CP.

Cele două rețele neuronale sunt de tipul cu propagare înapoi (back propagation); ele au ca intrări cuplul și viteza. Rețeaua care este utilizată la viteză redusă are ca ieșiri unghiurile de aprindere și de stingere și curentul de referință iar cea utilizată la viteze ridicate are ca ieșiri doar unghiul de aprindere și unghiul de stingere deoarece la astfel de viteze curentul nu mai este reglat.

Cele două rețele neuronale au un singur strat ascuns care are 40 de neuroni, un număr relativ ridicat. Pentru implementarea controlului mașinii s-a utilizat un procesor de semnal numeric în virgulă mobilă TMS320C30. Timpul de calcul on-line a parametrilor de control este de 219,5 μ s la viteze reduse și 160 μ s la viteze mari. Articolul are o lipsă datorită faptului că nu prezintă date experimentale de cuplu – nu a fost utilizat un traductor de cuplu în standul experimental. Sunt prezentate doar curbele de referință și cele reale ale curenților. La viteze mici curenții de fază urmăresc destul de fidel curenții de referință, în timp ce la viteze mari curenții de referință nu mai pot fi urmăriți cu fidelitate. Pe de altă parte nu se pune problema controlului instantaneu al curentului, lucru inevitabil pentru reducerea pulsațiilor de cuplu la comutarea a două faze ale mașinii.

Articole care mai prezintă utilizarea rețelelor neuronale atât la estimarea instantanee a cuplului, la reducerea pulsațiilor de cuplu cât și la mărirea raportului cuplu/curent sunt [12, 13, 14, 15, 16].

Articolul [12] prezintă utilizarea unei rețele neuronale adaptivă de tip B-spline Network pentru estimarea on-line a cuplului instantaneu. Metoda nu necesită date experimentale determinate prin măsurători statice. Rețeaua neuronală este

antrenată să reproducă caracteristicile neliniare ale fluxului de fază în timp real. Cuplul electromagnetic este obținut din formula generală de calcul care implică utilizarea coenergiei magnetice. În articol sunt prezentate atât rezultate de simulare cât și rezultate experimentale. Pentru validarea experimentală a fost utilizat un motor de 300 W, 12/8. Funcțiile de bază ale controlului au fost implementate pe un procesor numeric de semnal în virgulă fixă, optimizat pentru comanda motoarelor, TMS320F243, iar rețeaua neuronală a fost implementată pe un procesor numeric de semnal în virgulă mobilă TMS320C6711. Eroarea de estimare a cuplului este dependentă de eroarea de măsurare a fluxului de fază, care este mare la viteze mici. Din această cauză în timpul de antrenare a rețelei neuronale motorul a fost lăsat să funcționeze doar la viteze mari. Cuplul estimat este destul de apropiat de cel măsurat.

Articolul [13] este scris de unul dintre autorii articolului [12], și abordează utilizarea rețelelor neuronale de tip CMAC și B-spline pentru estimarea cuplului MSRV-CS. O rețea neuronală de tip CMAC a fost implementată pe o matrice de porți programabile FPGA. Aceasta are avantajul obținerii unui timp de calcul mai scurt decât în cazul implementării pe un procesor numeric de semnal.

Articolul [14] prezintă utilizarea estimatorului de cuplu prezentat în [12] pentru reducerea pulsațiilor de cuplu. Se prezintă atât rezultate de simulare cât și rezultate experimentale. A fost utilizat un motor cu 4 faze, 8 poli statorici, 6 poli rotorici de putere 550 W. Eroarea maximă de estimare a cuplului este de sub 10 la sută din valoarea cuplului nominal pentru aproape toată zona de producere a cuplului. Rezultatele experimentale prezentate în figurile articolului arată că s-a obținut o reducere a pulsațiilor de cuplu la nivel de doar 20 de procente din valoarea de referință.

Articolul [15] prezintă utilizarea rețelelor neuronale la identificarea parametrilor modelului MSRV-CS. Modelul folosit în articol conține pe lângă inductivitatea neliniară și rezistența folosite în modelul utilizat de obicei și modelul a două înfășurări de damper care modelează saturația și pierderile din motor. O rețea neuronală recurentă este antrenată ca să genereze la ieșire parametrii modelului. Articolul nu abordează direct problema pulsațiilor de cuplu, dar aceasta poate fi abordată ulterior.

În fine, articolul [16] prezintă folosirea unei rețele neuronale adaptive avansate pentru controlul MSRV-CS, dar obiectivul este doar de a maximiza raportul cuplu-curent. Îmbunătățirea acestui raport se face prin căutarea unui unghi de stingere optimal. Deoarece valoarea unghiului de stingere influențează și pulsațiile de cuplu așa cum a fost explicat anterior, conceptul prezentat în acest articol ar putea fi folosit și pentru implementarea unui algoritm pentru reducerea pulsațiilor de cuplu.

Articolele [18,19,20,21,22] prezintă utilizarea unor tehnici neuro-fuzzy în comanda MSRV-CS. Primele patru articole sunt scrise de aceeași autori și abordează problema compensării curentului de referință printr-un semnal de compensare dat de un bloc neuro-fuzzy. Curentul de referință este dat de un regulator de turație PI. Aranjamentul este prezentat în fig.2.12. Atât rezultatele de simulare cât și cele experimentale sunt satisfăcătoare.

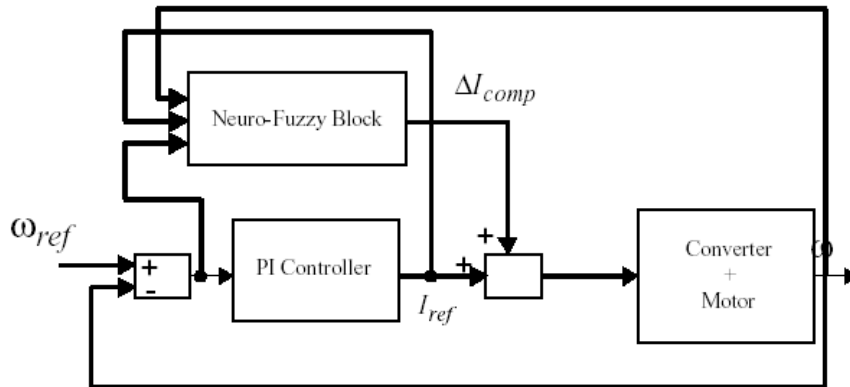


Fig.2.12. Compensarea curentului de referință pentru reducerea pulsațiilor de cuplu

Articolul [22] prezintă reducerea pulsațiilor de cuplu tot prin compensarea curentului de referință cu un semnal provenit de la un bloc neuro-fuzzy. Antrenarea acestui bloc este realizată off-line, ca și în cazul soluțiilor prezentate în celelalte patru articole.

2.3.4. Adaptarea unor tehnici de control a mașinilor de c.a. la controlul MSRV-CS

În [23] se prezintă o concepție interesantă pentru obținerea raportului maxim cuplu/curent și pentru minimizarea pulsațiilor de cuplu, prin selectarea combinației optime între formele de undă ale curentului și configurația geometrică a polilor rotorici și statorici.

Ideea este bazată pe principiul că există o combinație specială a armonicilor spațiale ale inductanței cu armonicile de timp ale curentului care îmbunătățește raportul cuplu/curent și în același timp elimină pulsațiile de cuplu.

În expunerea teoretică, autorii articolului pornesc de la expresiile curentului și a inductanței dezvoltate în serie Fourier, care sunt utilizate în formula generalizată de calcul a cuplului. Se fac niște ipoteze simplificatoare în ceea ce privește forma inductanței unei faze (o ipoteză importantă: se neglijează armonicile superioare) și se ajunge la concluzia că curentul de fază trebuie să aibă doar fundamentală și armonica de ordinul 3. În acest caz expresia de calcul a cuplului este:

$$\tau = \frac{3}{2} \cdot P \cdot I_1^2 \cdot L_{g2} [\sin 2\theta + 2 \cdot i_3 \cdot \sin(3\theta - \varphi_1) - 2 \cdot i_3 \cdot \sin(6\theta + 3\varphi_3 + \varphi_1)] \quad (2.12)$$

L_{g2} reprezintă amplitudinea armonicii de ordinul 1 a curbei inductanței iar i_3 reprezintă amplitudinea relativă (la fundamentală) a armonicii de ordinul 3 a curentului.

În ecuația (2.12) primul și al doilea termen corespund cuplului nonoscilatoriu care poate fi maximizat alegând fazele armonicilor de ordinul 3 și 6 ale curentului (φ_1 și φ_3) de valori egale cu $\pi/4$. În acest caz raportul cuplu/curent² este:

$$a = \frac{3}{2} \cdot P \cdot L_{g2} \cdot \frac{1 + 2 \cdot i_3}{1 + i_3^2} \quad (2.13)$$

Din (2.13) rezultă că suprapunerea unei armonici de ordinul trei peste fundamentala curentului duce la îmbunătățirea raportului dintre cuplu și curent.

Pentru eliminarea armonicii de ordinul 6 din curba cuplului, în curba inductanței se introduce o armonică de ordin 6. Amplitudinea relativă a acestei armonici trebuie să satisfacă relația:

$$2 \cdot i_3 - 6 \cdot I_6 (1 + i_3^2) = 0 \quad (2.14)$$

Motorul trebuie să fie astfel proiectat încât curba inductanței să conțină doar armonicile de ordin 1 și 6. Astfel, dacă fazele motorului sunt alimentate cu curenți care să aibă doar două armonici (de ordin 1 și 3), și este împlinită condiția impusă de (2.14), pulsațiile de cuplu vor fi reduse la zero.

Articolul conține date experimentale de la un sistem de acționare electrică cu un motor realizat după concepția prezentată în articol. E vorba de un motor cu 4 poli, 1.5 kW putere nominală; viteza nominală este de 1000 rpm iar cuplul nominal de 14.7 Nm. Amplitudinea relativă a armonicii de ordinul 6 a curbei inductanței are valoarea 0.05. Algoritmii de comandă sunt implementați pe un procesor de semnal în virgulă mobilă.

În articol se prezintă rezultatele experimentale obținute la alimenarea cu curenți sinusoidali și cu curenți care au o armonică de ordinul 3, cu amplidinea relativă de 0.15, 0.3 și 0.45. Rezultatele cele mai bune se obțin pentru amplitudinea relativă egală cu 0.15. De fapt ea este și cea care verifică relația (3.14).

Teoria dezvoltată nu este întru totul verificată în practică. Și asta, nu numai datorită abaterilor inerente de la geometria ideală și de la forma ideală a curenților de fază, ci și datorită unei omisiuni importante: nu se ia în considerare variația inductivității cu curentul.

În [24,25] se prezintă câteva metode bazate pe vectori spațiali complexi similar celor utilizați în modelele mașinilor electrice de curent alternativ.

Se pornește de la expresia cuplului pentru motorul nesaturat:

$$T_k(\theta_r, i_k) = \frac{1}{2} \cdot i_k^2 \cdot \frac{dL_k(\theta_r)}{d\theta_r} \quad (2.15)$$

Având în vedere această expresie autorul definește doi vectori rotativi, unul pentru derivata inductanței și celălalt pentru derivata curentului:

$$\overline{\frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r}} = \sum_N \frac{dL_k(\theta_r)}{d\theta_r} \cdot e^{j\left((k-1)\frac{2\pi}{N}\right)} = \left| \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \right| \cdot e^{j\theta_{dL}} \quad (2.16)$$

$$\overline{I(\theta_r)^2} = \sum_N I_k(\theta_r)^2 \cdot e^{j\left(2(k-1)\frac{2\pi}{N}\right)} = \left| I(\theta_r)^2 \right| \cdot e^{j\theta_{I^2}} \quad (2.17)$$

Expresia cuplului ce rezultă prin introducerea ecuațiilor (2.16) și (2.17) în (2.15) este:

$$T(\theta_r) = \frac{1}{N} \cdot \left| \overline{I(\theta_r)^2} \right| \cdot \left| \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \right| \cdot \cos(\theta_{I^2} - \theta_{dL}) + \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \Big|_{os} \quad (2.18)$$

În expresia (2.18) intervine și vectorul de secvență 0 al derivatei inductanței. Acest termen ține cont de lipsa de simetrie a inductanțelor fazelor, și

ajută la eliminarea influenței pe care această nesimetrie o are asupra pulsațiilor de cuplu.

Din (2.18) se obține modulul vectorului rotativ al pătratului curentului pentru un cuplu necesar oarecare. Curenții fazelor sunt legați de acesta prin relația (2.19) care este obținută în cazul unui motor nesaturat.

$$I_k(\theta_r) = \sqrt{\frac{4}{N} \cdot \overline{I(\theta_r)^2}} \cdot \cos\left(\frac{\theta_I^2}{2} - (k-1) \cdot \frac{\pi}{N}\right) \quad (2.19)$$

În [25,26] se prezintă rezultate obținute atât pentru un motor nesaturat cât și pentru un motor saturat.

Pentru motorul nesaturat din metoda prezentată mai sus se derivă metode care țin cont de particularitățile de alimentare ale fazelor MSRV-CS. Așa după cum se știe pentru MSRV-CS cu trei faze există două tipuri de regimuri în ceea ce privește alimentarea fazelor care sunt luate în considerare și de către autorii articolelor [25] și [26]:

- regimul de alimentare a două faze.
- regimul de alimentare a unei faze care singură produce cuplul necesar.

Acest lucru este luat în considerare în dezvoltarea unor vectori rotativi modificați sau vectori quasi-rotativi. Metoda vectorilor rotativi se poate aplica în cazul în care una sau două faze au curentul nul.

Pentru controlul unui motor saturat se utilizează teoria dezvoltată pentru motorul nesaturat, dar se folosește o derivată a inductanței care depinde de punctul de operare în care se află motorul la un moment dat.

Cu ajutorul metodelor prezentate în articolele menționate se obține întradevăr o reducere a pulsațiilor de cuplu dar rezultatele experimentale nu arată că pulsațiile de cuplu se pot reduce la valori de ordinul procentelor. Un punct avantajos al acestei concepții este că se tinde spre o generalizare a abordării problemei reducerii pulsațiilor de cuplu. Metodele se pot aplica atât pentru motoare cu trei faze, cât și pentru motoare cu un număr mai mare de faze, și atât pentru motoarele saturate cât și pentru cele nesaturate.

2.3.5. Controlul direct în cuplu a MSRV-CS

Articolul [27] prezintă o metodă de control a cuplului și fluxului unei MSRV-CS care se poate considera că este echivalentă cu metoda de control direct în cuplu a mașinilor de curent alternativ. Anterior articolului [27] a mai apărut în literatură un articol care introducea termenul de control direct în cuplu (direct torque control) pentru MSRV-CS [31] dar pentru aplicarea metodei de control prezentate este necesară modificarea topologiei înfășurării mașinii, ceea ce constituie un dezavantaj major al metodei. Metoda prezentată în [27] nu necesită modificarea configurației înfășurărilor motorului putând fi aplicată la toate motoarele de tip MSRV-CS. Cuplul este controlat direct prin controlul mărimii fluxului statoric și prin modificarea vitezei de variație (accelerare sau decelerare) a vectorului fluxului statoric. Deși metoda este bazată pe caracteristicile neliniare ale cuplului motorului, în timpul funcționării caracteristicile de magnetizare nu sunt necesare în algoritmul de control în timp real. Autorii articolului susțin că metoda de control prezentată rezolvă problema pulsațiilor de cuplu la MSRV-CS, pentru că ea reglează cuplul motorului în banda de histerază fixată. Se poate spune că controlul pulsațiilor de cuplu este o parte inerentă a metodei de control direct în cuplu. Minimizarea pulsațiilor de cuplu nu necesită un model matematic sau cunoașterea parametrilor motorului.

Teoria convențională a fluxului rotitor ce se aplică la mașinile de curent alternativ convenționale pentru implementarea controlului direct în cuplu nu se poate aplica la MSRVS-CS. După autorii articolului [27] acesta a fost unul din motivele pentru care utilizarea acționărilor electrice cu MSRVS-CS nu s-a extins în industrie.

Tehnica de control cu controlul direct al cuplului este obținută reanalizând ecuația de cuplu a MSRVS-CS. De obicei pentru calculul cuplului electromagnetic al MSRVS-CS se folosește ecuația (2.20) care implică utilizarea coenergiei magnetice.

$$T = \left. \frac{\partial W'}{\partial \theta} \right|_{i=\text{const}} \quad (2.20)$$

Articolul utilizează pentru calculul cuplului o altă ecuație, obținută tot din bilanțul energetic [27], ecuația (2.21).

$$T = i \cdot \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial \theta} - \frac{\partial W_f}{\partial \theta} \quad (2.21)$$

Datorită saturației, termenul al doilea din ecuația (2.21) este mic, deci cuplul poate fi aproximat cu relația (2.22).

$$T \approx i \cdot \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (2.22)$$

Ecuația (2.22) este folosită pentru a controla creșterea sau descreșterea cuplului și nu pentru a controla mărimea acestuia. Controlul mărimii cuplului este realizat de un controler cu histereză.

Așa cum se cunoaște și din expresia cuplului pentru mașina nesaturată și cum arată și expresia (2.22) cuplul pozitiv se obține la creșterea fluxului cu poziția rotorului iar cuplul negativ se obține la scăderea fluxului cu poziția rotorică. O valoare pozitivă a derivatei $\delta\psi/\delta\theta$ este definită ca accelerare de flux, iar o valoare negativă a aceleiași derivate este definită ca decelerare de flux. Cuplul poate fi modificat prin accelerarea sau decelerarea derivatei fluxului.

Definirea controlului direct în cuplu pentru MSRVS-CS este dată de următoarele două puncte:

- a) vectorul fluxului statoric este menținut la o amplitudine constantă (în interiorul benzii de histereză)
- b) cuplul este controlat prin accelerarea sau decelerarea vectorului fluxului statoric.

Cerința de la punctul a) este îndeplinită prin selectarea unui vector de tensiune potrivit, ca și la mașinile de curent alternativ.

Cerința de la punctul b) este îndeplinită ca și la motoarele de curent alternativ, deoarece cuplul este modificat prin accelerarea sau decelerarea vectorului fluxului statoric.

Deși expresia cuplului depinde și de curent nu numai de derivata fluxului cu poziția din expresia tensiunii de fază se obține că curentul este legat de derivata fluxului printr-o funcție de transfer de ordinul 1:

$$i = \frac{v - \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt}}{s \cdot l} \quad (2.23)$$

În ecuația (2.23) l este derivata fluxului în raport cu curentul, adică inductivitatea incrementală. Din această cauză se poate considera că curentul i este relativ constant în timpul controlului accelerării și decelerării fluxului. Aceasta este similar cu controlul direct în cuplu al mașinilor de curent alternativ unde fluxul

rotoric este considerat constant în timpul modificării fluxului statoric astfel încât cuplul este reglat doar prin controlul accelerării fluxului statoric.

Definirea vectorilor spațiali de tensiune de fază se face ținând cont de configurația mașinii, care are înfășurare concentrată. Vectorii de tensiune trec prin axa de simetrie a polilor statorici, așa cum se vede în fig.2.13.

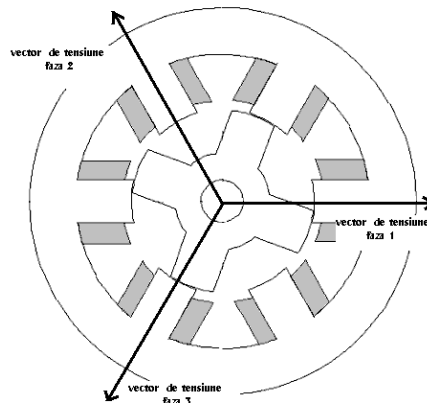


Fig. 2.13. Definirea vectorilor de tensiune de fază pentru o MSRVC-S cu 3 faze

Fiecare fază are trei stări posibile spre deosebire de controlul direct în cuplu la mașinile de curent alternativ, unde există doar două stări. La MSRVC-S faza poate fi alimentată la tensiunea continuă de la intrarea convertorului (+), poate fi scurtcircuitată (0) sau poate fi conectată la o tensiune negativă egală ca valoare cu tensiunea de la intrare (-). Definirea vectorilor de tensiune ai motorului este prezentată în fig.2.14. Ilustrarea controlului de flux utilizând cei șase vectori de tensiune din fig.2.14. este prezentată în fig.2.15. Tab.2.1. prezintă selectarea vectorilor pentru controlul cuplului și fluxului.

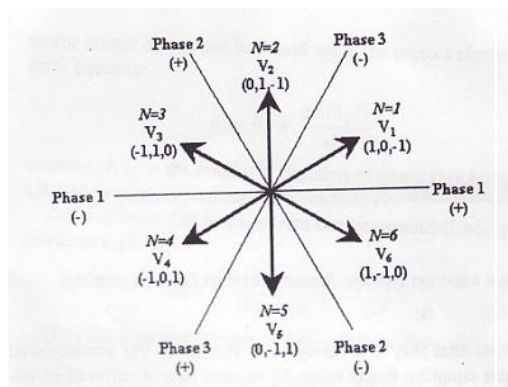


Fig.2.14. Vectorii de tensiune ai motorului.

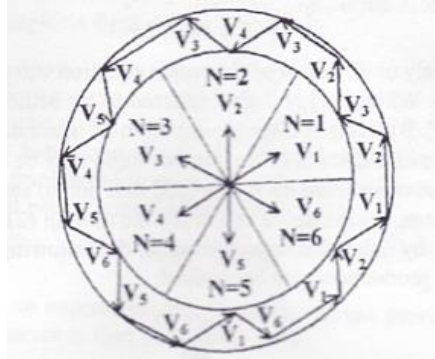


Fig.2.15. Controlul fluxului utilizând vectorii de tensiune din 2.14.

T↑ Ψ↑	T↑ Ψ↓	T↓ Ψ↑	T↓ Ψ↓
V _{k+1}	V _{k+2}	V _{k-1}	V _{k-2}

Tab.2.1. Alegerea vectorilor de tensiune pentru controlul direct în cuplu al MSRV-CS.

Pentru determinarea vectorului fluxului statoric, mai întâi trebuie calculate fluxurile de fază. Calculul fluxurilor de fază se face prin integrare din ecuația de fază. MSRV-CS prezintă un avantaj în acest sens deoarece fluxul și curentul se anulează la fiecare ciclu electric, deci problema erorii de integrare nu este așa de importantă ca la mașinile de curent alternativ. Această problemă este importantă doar la viteză redusă. Cele trei fluxuri de fază sunt transformate în două fluxuri Ψ_α și Ψ_β de-a lungul axelor de referință α și β .

Cele două fluxuri sunt calculate utilizând ecuațiile (2.24) și (2.25).

$$\Psi_\alpha = \Psi_1 - \Psi_2 \cdot \cos 60 - \Psi_3 \cdot \cos 60 \quad (2.24)$$

$$\Psi_\beta = \Psi_2 \cdot \sin 60 - \Psi_3 \cdot \sin 60 \quad (2.25)$$

Modulul vectorului fluxului Ψ_s și unghiul δ prin care este definită poziția vectorului sunt date de expresiile (2.26) și (2.27).

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \quad (2.26)$$

$$\delta = \arctg\left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}\right) \quad (2.27)$$

Autorii articolului au folosit pentru estimarea cuplului un tabel cu date experimentale. Problema unui estimator de cuplu bun nu poate fi evitată.

Rezultatele experimentale arată că fluxul și cuplul pot fi menținute în banda de histereză dar forma curenților de fază este foarte dezavantajoasă. Perioada de conducție a curentului se mărește, și eficiența este probabil mult mai redusă decât la controlul clasic. Un alt dezavantaj este folosirea datelor de cuplu stocate în tabele pentru estimarea cuplului electromagnetic.

Un alt articol despre controlul direct în cuplu a MSRV-CS este [28]. Autorii articolului folosesc termenul de controlul direct al cuplului instantaneu (DITC- direct instantaneous torque control). Ei au introdus și conceptul despre controlul direct al cuplului mediu (high-dynamic direct average torque control) [29]. Cuplul este

estimat în funcție de fluxul de fază și de curentul de fază. Estimarea cuplului nu are nevoie de informație de poziție, informația de poziție fiind conținută indirect în fluxul de fază. Se pare că nu au putut fi evitate caracteristicile stocate tabelar. Aceste caracteristici în schimb conțin valorile cuplului electromagnetic în funcție de flux și de curent, nu în funcție de poziție. Controlul direct al cuplului instantaneu prezentat în [28] poate fi implementat până la o viteză la care tensiunea electromotoare autoindusă este egală sau mai mică decât tensiunea continuă de alimentare. Controlul direct al cuplului instantaneu poate fi utilizat împreună cu controlul direct al cuplului mediu prezentat în [29] pentru a asigura controlul performant al MRSV-CS pentru toată plaja de viteză.

Testele și rezultatele experimentale au arătat că controlul direct al cuplului asigură un cuplu electromagnetic cu pulsații reduse până la viteza nominală și cuplul nominal.

După autorii articolului controlul direct al cuplului instantaneu (DITC) este caracterizat de următoarele avantaje:

- estimarea cuplului instantaneu doar din tensiuni și curenți
- nu este necesară informație asupra poziției rotorului
- controlul direct al cuplului instantaneu - nu este necesară generarea profilelor de curent
- robustețe ridicată contra variației cantităților de la intrare: cuplu, viteză și tensiune
- diferite criterii de optimizare pot fi ușor de implementat.

În fine, articolul [30] scris de aceeași autori prezintă un sistem de acționare în patru cadrane care utilizează controlul direct în cuplu prezentat în [28].

2.4. Concluzii

Reducerea pulsațiilor de cuplu la MRSV-CS este o temă care a fost destul de intens studiată în ultimii ani. Pulsațiile de cuplu pot fi reduse prin proiectarea specială a geometriei motorului sau prin folosirea unor tehnici speciale de control. Cele mai multe articole din literatura de specialitate abordează problema implementării unor tehnici de control care să producă pulsații de cuplu reduse. Un număr redus de articole abordează problema proiectării constructive a mașinii. Pulsații de cuplu reduse se pot obține prin modificarea dimensiunilor și formelor polilor rotorici și statorici. Cea mai practică metodă este lățirea polului rotoric. Lățirea polului statoric nu poate fi efectuată deoarece se reduce spațiul necesar pentru înfășurare, iar zimțarea, înclinarea și altele nu sunt practice. Construcția motorului trebuie să rămână simplă, acest lucru fiind unul din avantajele sale. În articole se dau doar câteva repere care trebuie respectate pentru proiectarea unei MSRV-CS cu pulsații de cuplu reduse.

Articolele care au apărut referitor la tehnicile de control utilizate pentru reducerea pulsațiilor de cuplu conțin o diversitate de soluții și concepții. Am grupat tehnicile utilizate pentru reducerea pulsațiilor de cuplu în următoarele categorii:

- tehnici de control care folosesc datele experimentale de cuplu stocate tabelar.
- tehnici de control care folosesc diferite expresii matematice pentru estimarea cuplului.
- tehnici de control care utilizează inteligență artificială (fuzzy logic, rețele neuronale, neuro-fuzzy) pentru estimarea și controlul cuplului electromagnetic.

- tehnici de control care necesită generarea de curenți alternativi în fazele motorului.

- tehnici de control care încearcă introducerea conceptului de control direct în cuplu (direct torque control sau direct instantaneous torque control).

Luarea în considerare a saturației la oricare din metodele prezentate este absolut necesară, deoarece cuplul obținut prin formula de calcul a motorului nesaturat diferă mult de cuplul motorului saturat.

Chiar cu apariția controlului direct în cuplu, nu există încă o tehnică de control a cuplului electromagnetic unanim acceptată pentru MSRV-CS ca la mașina de inducție. Controlul direct în cuplu pentru MSRV-CS este totuși calitativ inferior controlului direct în cuplu aplicat mașinii de inducție.

Rezultate destul de bune se obțin prin utilizarea tabelelor cu date de cuplu experimentale sau obținute prin FEM. Metoda necesită un timp de calcul redus, dar datele de cuplu trebuie obținute pentru fiecare motor în parte.

Utilizarea rețelelor neuronale și a mulțimilor vagi (fuzzy logic) poate fi convenabilă deoarece acestea au capacitatea de a modela sisteme neliniare la care modelul matematic este necunoscut sau prea complicat.

Tehnicile care utilizează curenți alternativi (bipolari) chiar dacă pot să ducă la o generalizare a comenzii în cuplu nu sunt totuși recomandabile, deoarece necesită utilizarea unor convertoare statice care să asigure trecerea curentului în ambele sensuri, ceea ce constituie un dezavantaj major pentru un sistem de acționare electrică cu MSRV-CS.

Se poate spune că problema pulsațiilor de cuplu la MSRV-CS nu este satisfăcător soluționată și necesită în continuare un efort de cercetare în laboratoarele de specialitate.

Bibliografie

[1] M Moallem, Chee-Mun Ong, L.E. Unnewehr – *Effect of Rotor Profiles on the Torque of a Switched Reluctance Motor*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no. 2, March/April 1992.

[2] F.Şahin, H. Bulent Ertan, K. Leblebicioglu - *Optimum Geometry for Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motors*, IEEE Tran. Energ. Conv., vol.15, no 1, March 2000.

[3] H. Cailleaux, B. Le Pioufle, B. Multon – *Comparision of Control Strategies to Minimize the Torque Ripple of a Switched Reluctance Mashine* – EMPS 1997, p. 1103-1118.

[4] R. S. Wallace, D. G. Taylor – *A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple*, IEEE Trans. Pow. El., vol. 7, no. 4, October 1992.

[5] P.C. Kjaer, J. J. Gribble, T.J.E. Miller – *High-Grade Control of Switched Reluctance Machines*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, no. 6, November/December 1997.

[6] K. Russa, I. Husain, M. Elbuluk – *Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.

[7] A. M. Stankovic, G. Tadmor, Z. J. Coric, I. Agirman – *On Torque Ripple Reduction in Current-Fed Switched Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 1, February 1999.

- [8] S. Mir, I. Husain, M. Elbuluk – *Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors using Adaptive Fuzzy Control* – IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1997.
- [9] S. Mir, I. Husain, M. Elbuluk – *Switched Reluctance Motor Modeling with On-Line Parameter Identification*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.
- [10] K.M. Rahman, A.V. Rajarathnam, M. Ehsani – *Optimized Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Motor by Neural Network*, IEEE Industry Application Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.
- [11]. Rahman, G. Suresh, B. Fahimi, A.V. Rajarathnam, M. Ehsani – *Optimized Torque Control of Switched Reluctance Motor at all Operational Regimes Using Neural Network*, IEEE Tran. on Industry Applications, vol.37, May/June 2001, p. 904-913.
- [12] Z. Lin, D. S. Reay, B. W. Williams – *On-line Instant Torque Estimation of Switched Reluctance Motor Using Adaptive B-spline Neural Network*, IEEE Symposium on Industrial Electronics, 4-7 May 2004.
- [13] D. S. Reay – *CMAC and B-spline Neural Networks Applied to Switched Reluctance Motor Torque Estimation and Control*, The 29-th Annual Conference of IEEE, IECON, Vol.3, November 2003.
- [14] Z. Lin, D.S Reay, B. W. Williams, X. He – *Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Motor Drives Using B-Spline Neural Networks*, IA Conference, IAS Annual Meeting 2005, October 2005.
- [15] W. Lu, A. Keyhani, H. Klode, A. B. Proca – *Modeling and Parameter Identification of Switched Reluctance Motors From Operating Data Using Neural Networks*, IEMDC Conference 2003, Vol.3., June 2003.
- [16] A.V. Rajarathnam, B. Fahimi, M. Ehsani – *Neural Network Based Self-Tuning Control of a Switched Reluctance Motor Drive To Maximize Torque per Ampere*, IEEE Industry Application Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.
- [17] B.Fahimi, G. Suresh, K.M. Rahman, M. Ehsani – *Mitigation of Acoustic Noise and Vibration in Switched Reluctance Motor Drive Using Neural Network Based Current Profiling*, 1998 IAS Conference, 12-15 October 1998.
- [18] L. O. A. P. Henriques, L. G. H. Rolim, W. I. Suemitsu, P. J. C. Branco, J. A. Dente – *Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Drive By Neuro-Fuzzy Compensation*, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 36, no 5, September 2000
- [19] L. O. A. P. Henriques, L. G. B. Rolim, W. I. Suemitsu, P. J. C. Branco, J. A. Dente – *Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Drive Using a Neuro-Fuzzy Control Technique* IEEE Transactions on Magnetics, Vol.36, September 2000.
- [20] L. O. A. P. Henriques, L. G. H. Rolim, W. I. Suemitsu, P. J. C. Branco, J. A. Dente – *Neuro-Fuzzy Compensation Strategy to Minimize Torque Ripple in Switched Reluctance Motor Drives*, First IFAC Conference o Mechatronics Systems, 2000.
- [21] L. O. A. P. Henriques, L. G. H. Rolim, W. I. Suemitsu, P. J. C. Branco, J. A. Dente – *Neuro-Fuzzy Compensation of Torque Ripple in a Switched Reluctance Motor Drive*, Modelling and Simulation Proceedings, 24-26 February 2003.
- [22] E. P. Kennedy, M. Condon, J. Dowling – *Torque-Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using A Neuro-Fuzzy Control Strategy*, Modelling and Simulation Proceedings, 24-26 February 2003.

[23] T. Kosaka, N. Matsui - *Optimal Combination of Pole Configuration and Current Waveform of SRM for Torque Maximization*, IAS Conference 1998, Vol. 1, 12-15 October 1998.

[24] N. J. Nagel, R. D. Lorenz - *Rotating Vector Methods for Sensorless, Smooth Torque Control of a Switched Reluctance Motor Drive*, IEEE Trans. On Ind. Appl, vol. 36, no.2, march/april 2000.

[25] N. J. Nagel, R. D. Lorenz - *Rotating Vector Methods for Smooth Torque Control of a Switched Reluctance Motor Drive*, IEEE Trans. On Ind. Appl, vol. 36, no.2, march/april 2000, pg. 540- 548.

[26] N. J. Nagel, R. D. Lorenz - *Modeling of a Saturated Switched Reluctance Motor Using an Operating Point Analysis and the Unsaturated Torque Equation*, IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 36, no.3, May/June 2000, pg. 714-722.

[27] A. D. Cheok, Y. Fukuda - *A New Torque and Flux Control Method for Switched Reluctance Motor Drives*, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 17, no. 4, July 2002.

[28] R. B. Inderka, R. W. A. A. De Doncker - *DITC - Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, July/August 2003.

[29] R. B. Inderka, R. W. A. A. De Doncker - *High-Dynamic Direct Average Torque Control for Switched Reluctance Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no.4, July/August 2003.

[30] N. H. Fuengwarodsakul, M. Menne, R. B. Inderka, R. W. De Doncker - *High-Dynamic Four-Quadrant Switched Reluctance Drive Based on DITC*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.41, no.5, September/October 2005.

[31] P. Jinupun, P. C. -K. Luk - *Direct torque control for sensorless switched reluctance motor drive*, Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives, 1998, pg. 329-334.

[32] L.O.Henriques, P.J Costa Branco, W. I. Suemitsu, Luis G. Rolim - *Two Automatic On-Line New Schemes to Compensate the Torque Ripple of Switched Reluctance Machines: With and Without Torque Signal Measurement*, 6th Online World Conference on Soft Computing in Industrial Applications, 2001.

[33] S. Bolognani, M. Zigliotto - *Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor Drive*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.32, no.5, September/October 1996.

[34] S. Mir, M. S. Islam, T. Sebastian, I. Husain - *Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drive Using Adaptive Fuzzy Logic Controller*, Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 2, March 2004.

[35] M. Rodrigues, P.J. Costa Branco, W. Suemitsu - *Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction by Turn-Off Angle Compensation for Switched Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.48, no. 3, June 2001.

[36] T.J.E. Miller - *Switched reluctance motors and their control*, Oxford University Press, 1993.

[37] R.E.Precup, Ș. Prietl - *Fuzzy controllers*, Editura Orizonturi Universitare, Timisoara,1999.

[38] D. Dumitriu, H.Costin - *Rețele neuronale.Teorie și aplicații*. Editura Teora, București, 1996.

3. DETERMINAREA PARAMETRILOR ȘI A CARACTERISTICILOR MSRV-CS

3.1. Introducere

Cunoașterea parametrilor și a caracteristicilor magnetice ale fazelor MSRV-CS este esențială atât pentru simularea funcționării sistemului de acționare electrică în care este inclusă mașina electrică cât și pentru implementarea unui sistem de reglare performant.

Pentru acest tip de mașină electrică simularea dinamică este o etapă absolut necesară chiar în etapa de proiectare [1]. În primă instanță caracteristicile de magnetizare și cuplul electromagnetic pot fi determinate din dimensiunile geometrice și caracteristicile de material prin modele analitice. Aceasta permite estimarea inițială a performanțelor mașinii electrice. Pentru ajustarea proiectării caracteristicile de magnetizare și cuplul electromagnetic pot fi determinate prin utilizarea metodei elementului finit (vezi cap.4) sau pe cale experimentală.

În bibliografie sunt prezentate 7 articole despre determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare și a cuplului electromagnetic ale MSRV-CS [2-8]. Tensiunea de alimentare și curentul de fază sunt achiziționate cu ajutorul unui osciloscop digital conectat la PC sau cu ajutorul unei plăci de achiziție de date montată în PC. Din datele obținute se calculează fluxul de înlănțuire al fazei, inductivitatea și cuplul electromagnetic prin derivata coenergiei funcție de poziție. Cuplul electromagnetic poate fi de asemenea măsurat, cu traductoare de cuplu sau celule de cântărire.

3.2. Determinarea experimentală a rezistenței de fază

Valoarea rezistenței fazei la temperatura mediului ambiant poate fi cunoscută cu precizie. Calculul valorii acesteia poate fi făcut dacă se cunosc date specifice de proiectare – tipul conductorului, numărul de spire și lungimea medie a unei spire.

Determinarea experimentală a rezistenței de fază a fost realizată prin metoda volt-ampermetrică. Schema de montaj este prezentată în figura 3.1. S-au determinat mai multe perechi tensiune-curent, a fost calculată rezistența pentru fiecare caz în parte și apoi obținută valoarea finală prin calculul mediei aritmetice. În urma măsurătorilor rezultă că valoarea rezistenței de fază la temperatura mediului ambiant (aprox. 20°) este 2.28 Ω.

În timpul determinărilor experimentale ale fluxului de înlănțuire prin achiziționarea curentului și a tensiunii de fază la conectare, datorită încălzirii înfășurării rezistența s-a majorat cu până la 30%. Valoarea rezistenței utilizată în calcul în acest caz a fost determinată pentru fiecare măsurătoare în parte prin raportul dintre tensiunea și curentul achiziționate imediat după stingerea procesului tranzitoriu.

Deși o majorare de 30% este posibilă și în timpul funcționării, în simulările efectuate nu s-a ținut cont de majorarea valorii rezistenței datorită încălzirii înfășurărilor. În modelul unei faze folosit pentru simulare a fost introdusă valoarea 2.28Ω .

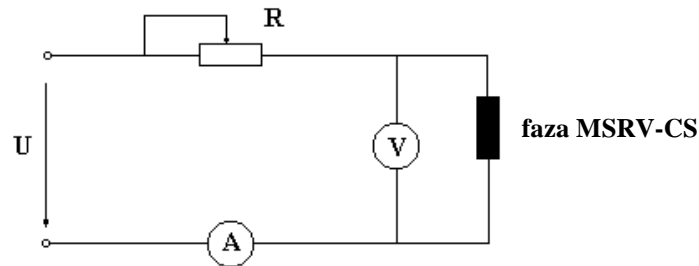


Fig.3.1. Schema de montaj pentru măsurarea rezistenței de fază.

3.3. Determinarea experimentală a momentului de inerție total al sistemului de acționare electrică

Sistemul de acționare prezentat în capitolul 6 conține mașina MSR-V-CS, un traductor de cuplu, o frână cu pulberi magnetice, un traductor incremental de rotație și un traductor de poziție cu trei senzori și disc cu fante. Pentru determinarea experimentală a momentului de inerție total al acționării am achiziționat cuplul rezistent și viteza arborelui la oprirea naturală a mașinii. Acestea sunt prezentate în fig.3.2.

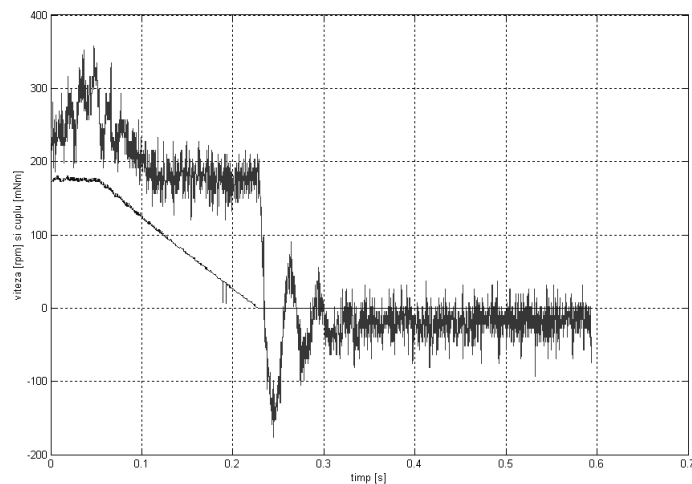


Fig.3.2. Cuplul la arbore și viteza arborelui achiziționate în timpul opririi naturale.

Viteza arborelui înainte de deconectare este reglată la o valoare de sub 200 rpm și traductorul de cuplu înregistrează cuplul la arbore al motorului. După deconectare traductorul de cuplu măsoară cuplul rezistent datorat pierderilor mecanice. Se observă că după stingerea curenților prin mașină cuplul indicat de

traductorul de cuplu este relativ constant. Semnalul este afectat de zgomot datorită valorii mici a cuplului rezistent (0.2 Nm). Cuplul de 0.2 Nm se anulează printr-un proces oscilant amortizat inițiat în momentul în care viteza arborelui devine zero, ceea ce certifică faptul ca acesta este cuplul rezistent datorat pierderilor mecanice. Curba vitezei este practic liniară datorită cuplului de frânare constant. Din forma de undă prezentată în fig.3.2 s-au utilizat datele achiziționate în porțiunea în care viteza este cuprinsă între 100 rpm și 0 rpm. În fig.3.3. se prezintă curba vitezei între 100 rpm și 0 rpm. Viteza a fost aproximată cu un polinom de gradul 1 utilizând metoda regresiei liniare.

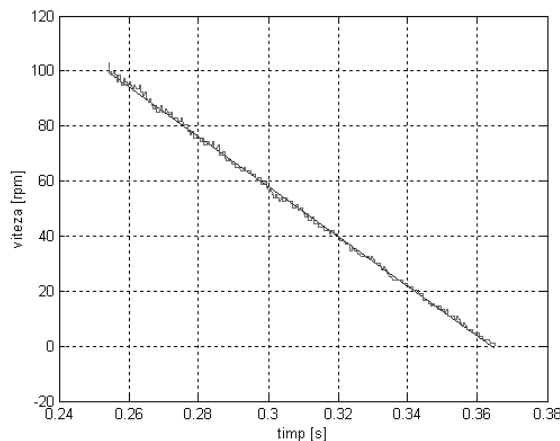


Fig.3.3. Curba vitezei și reprezentarea grafică a polinomului de aproximare.

Ecuția mișcării este (3.1).

$$T - Tr = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.1)$$

După deconectare cuplul de antrenare M este zero și ecuația (3.1) se poate pune sub forma (3.2).

$$d\Omega = -\frac{1}{J} \cdot Tr \cdot dt \quad (3.2)$$

Determinarea momentului de inerție s-a făcut prin două metode. În prima metodă se calculează valoarea medie a cuplului și se consideră că cuplul de frânare este constant. În acest caz avem:

$$\int_{\Omega_0}^0 d\Omega = -\frac{1}{J} \cdot Tr \cdot \int_{t_0}^{t_1} dt \quad (3.3)$$

$$\Omega_0 = -\frac{1}{J} \cdot Tr \cdot \Delta t \quad (3.4)$$

$$J = -\frac{Tr}{\frac{\Omega_0}{\Delta t}} \quad (3.5)$$

Tr este valoarea medie a cuplului de frânare, viteza Ω_0 este 100 rpm, exprimată în radiani/s, iar Δt este intervalul de timp în care viteza scade de la 100 rpm la 0 rpm. Raportul dintre viteza Ω_0 și timpul Δt este de fapt panta drepte de aproximare din fig.3.3.

În a doua metodă de determinare s-a considerat că cuplul de frânare nu este constant. În acest caz trebuie folosită ecuația 3.6.

$$\int_{\Omega_0}^0 d\Omega = -\frac{1}{J} \cdot \int_{t_0}^{t_1} Tr \cdot dt \quad (3.6)$$

$$J = -\frac{1}{\Omega_0} \cdot \int_{t_0}^{t_1} Tr \cdot dt \quad (3.7)$$

Integrala din formula 3.7 a fost calculată numeric prin metoda trapezelor. Momentul de inerție a fost determinat pentru 5 seturi de date experimentale. Valorile obținute pentru același set de date utilizând cele două metode au diferit cu mai puțin de 1‰. Valoarea medie a momentelor de inerție obținute în cele 5 cazuri este 0.0020 kg/m².

3.4. Determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare

3.4.1. Determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda stingerii curentului

Una dintre metodele utilizate pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare este metoda stingerii curentului. Schema de montaj folosită pentru această metodă este prezentată în fig.3.4.

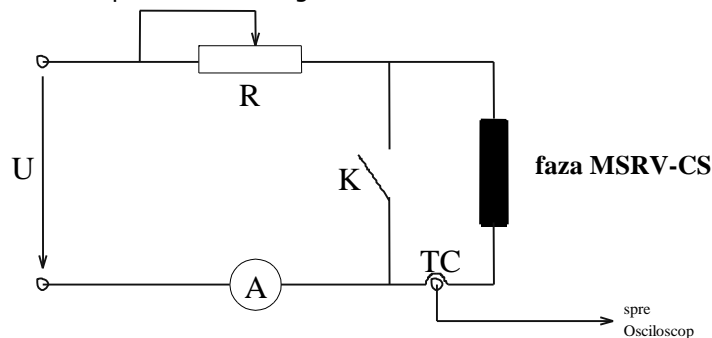


Fig.3.4. Schema de montaj utilizată pentru determinarea fluxului prin metoda stingerii curentului.

Schema conține o sursă de tensiune continuă, care alimentează o fază a MSRVS-CS conectată în serie cu o rezistență reglabilă. În circuit se mai găsește un traductor de curent de tip LEM, folosit pentru achiziția curentului instantaneu și un ampermetru, care indică valoarea curentului înainte de conectarea comutatorului K .

Ampermetrul A nu este absolut necesar în schemă, curentul de fază poate fi citit direct pe ecranul osciloscopului.

În momentul inițial, comutatorul K este deschis. În faza mașinii se stabilește un curent continuu, care poate fi fixat la valoarea necesară cu ajutorul rezistenței reglabile R. Apoi comutatorul K este închis. Închiderea comutatorului K declanșează un proces tranzitoriu de stingere a curentului de fază și a fluxului magnetic. Fig.3.5. prezintă curentul achiziționat în timpul acestui proces tranzitoriu cu ajutorul unui osciloscop cu memorie. Curentul de fază scade cu atât mai repede cu cât inductanța fazei este mai mică, deci cu cât rotorul este mai apropiat de poziția nealiniat.

Ecuția circuitului rezultat prin închiderea comutatorului K este:

$$-\frac{d\Psi}{dt} = R \cdot i(t) \quad (3.8)$$

de unde obținem:

$$\Psi(i_0, \theta) = -\int_{i_0}^0 R \cdot i(t) di \quad (3.9)$$

Fluxul se obține prin integrarea curentului, deoarece tensiunea aplicată fazei este nulă. Integrarea se face de la valoarea i_0 a curentului la 0.

Achiziționarea formelor de undă ale curentului de stingere a fost făcută din trei în trei grade mecanice. Deplasarea și fixarea rotorului la pozițiile la care s-au făcut măsurătorile a fost realizată cu ajutorul unui cap divizor montat pe arborele rotorului. Poziția de start a fost aleasă poziția aliniat a fazei A iar ultima poziție la care s-a făcut achiziția a fost poziția nealiniat a fazei A. Deoarece între poziția aliniat și nealiniat a unei faze sunt 45 de grade mecanice, au fost necesare 16 măsurători. Datele achiziționate au fost salvate tabelar, ca fișiere text și transferate pe un PC prin intermediul interfeței seriale a osciloscopului.

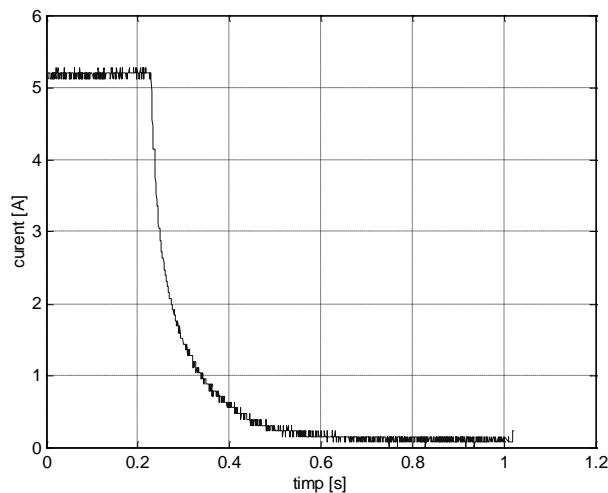


Fig.3.5. Procesul tranzitoriu al stingerii curentului de fază

Pentru prelucrarea datelor experimentale măsurate a fost utilizat un program Matlab cu o interfață grafică proiectată în scopul determinării rapide a caracteristicii de magnetizare pentru o poziție a rotorului. Interfața grafică este prezentată în fig.3.6.

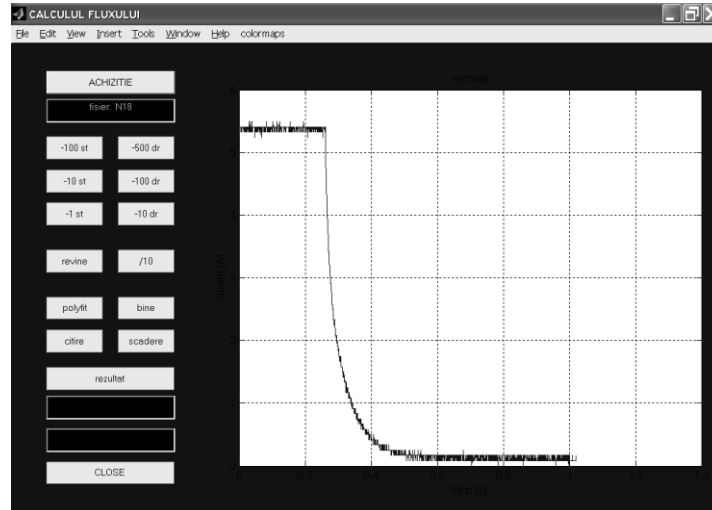


Fig.3.6. Interfața grafică a programului folosit pentru determinarea curbei de magnetizare la o poziție a rotorului.

Interfața grafică a programului permite deschiderea fișierului de date care conține valorile instantanee ale curentului de stingere în funcție de timp. Curentul este reprezentat grafic într-o fereastră din interfața grafică. Cu ajutorul interfeței grafice interactive pot fi eliminate din curba curentului porțiunile de început și de sfârșit ale forme de undă. Porțiunea de început este aceea de dinaintea momentului deconectării fazei, când curentul de fază este constant. La sfârșitul perioadei de achiziție curentul este nul și ultimele valori achiziționate pot fi eliminate.

După eliminarea valorilor curentului pentru a obține curba curentului de stingere, se face o aproximare a curbei curentului cu un polinom. Datorită faptului că forma de undă este simplă, aproximarea polinomială este foarte precisă. După ce se realizează aproximarea polinomială se elimină valoarea de offset și în final este apelează o funcție a programului care determină 10 puncte de pe caracteristica de magnetizare, începând de la valoarea cea mai apropiată de 0.5 A până la cea mai apropiată de 5 A. Cele 10 puncte flux-current de pe curba de magnetizare sunt salvate într-un fișier text temporar de unde pot fi preluate și utilizate pentru reprezentarea grafică a curbei de magnetizare pentru poziția respectivă a rotorului. Fiecare fișier de date cu valorile curentului de stingere la o poziție a rotorului trebuie procesat separat.

Fig.3.7. prezintă interfața grafică a programului la sfârșitul procesării. În fereastra programului este reprezentarea grafică a polinomului de interpolare și se poate citi punctul de pe caracteristica de magnetizare cu fluxul maxim. Programul Matlab dezvoltat în versiunea 5.1. este prezentat în anexa 1.

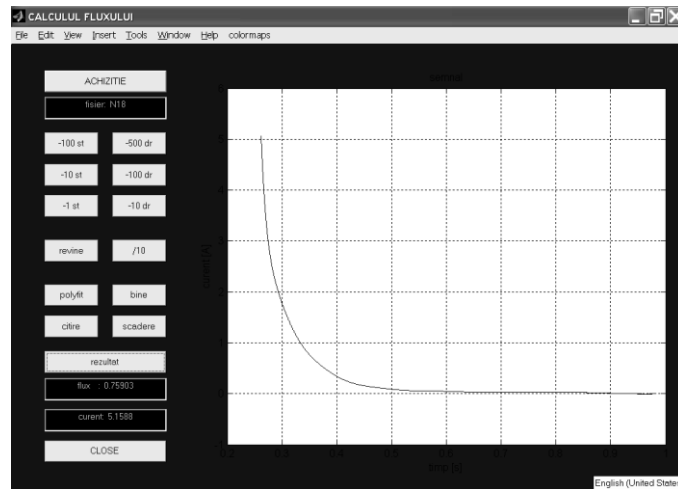


Fig.3.7. Curba filtrată a curentului de stingere. Interfața grafică a programului afișează valoarea fluxului de înlanțuire la curentul maxim.

Caracteristicile de magnetizare obținute sunt prezentate în fig.3.8. Sunt reprezentate toate curbele de magnetizare obținute, de la o curbă de magnetizare la alta poziția rotorului se modifică cu 3 grade mecanice. Curentul are valori de la 0 la 5 A.

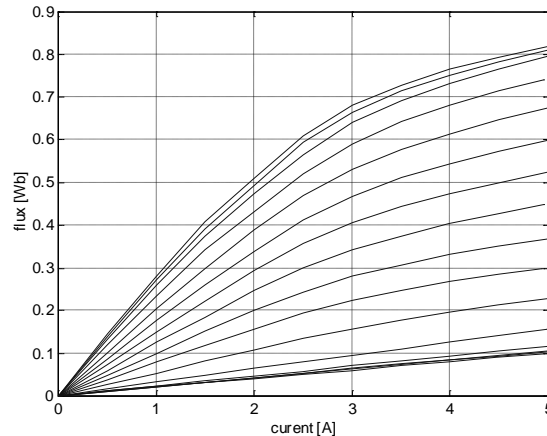


Fig.3.8. Curbele de magnetizare ale unei faze a MSR-V-CS. Datele sunt obținute cu metoda stingerii curentului.

Caracteristicile flux – poziție obținute pe baza datelor achiziționate la stingerea curentului sunt prezentate în fig.3.9. Poziția aliniat a fazei A este la 90 grade mecanice. Pozițiile nealiniat alăturate sunt la 45 de grade mecanice la dreapta respectiv la stânga poziției aliniat. Curentul se modifică din 0.5 în 0.5. Curba cea mai apropiată de axa absciselor este cea corespunzătoare curentului de 0.5 A, iar curba cea mai depărtată de axă este cea pentru 5.5A.

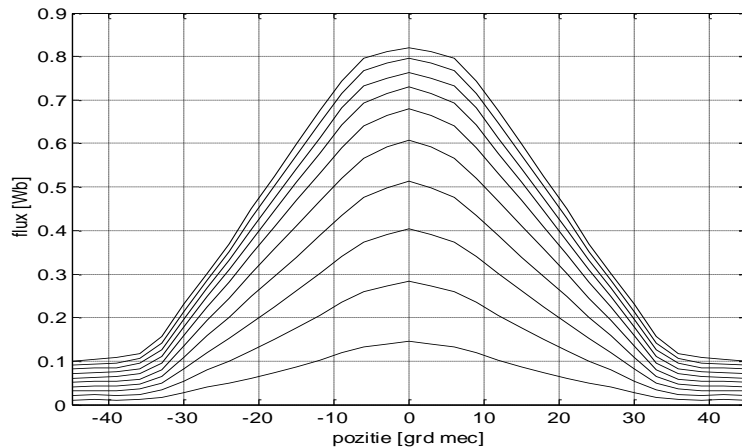


Fig.3.9. Curbele flux-poziție obținute pe baza datelor achiziționate la stingerea curentului de fază. $I = 0.5 : 0.5 : 5.5A$.

S-au observat diferențe destul de mari în rezultatele obținute la o singură poziție pentru mai multe seturi de date achiziționate. Erorile intervin atât în etapa de achiziție a curentului cât și în etapa de prelucrare a datelor achiziționate.

În general osciloscopia au la intrare un convertor analog-digital pe 8 bit, care permite funcționarea la frecvențe ridicate dar limitează precizia de achiziționare a semnalelor. O altă sursă de eroare este tensiunea de offset și de drift. Acestea produc o deplasare a formei de undă care prin integrarea numerică se transformă într-o eroare deloc neglijabilă în valoarea fluxului de înălțuire. În cazul determinării fluxului această eroare diferă și în funcție de poziția la care se face achiziția.

O altă sursă de erori este modificarea rezistenței fazei datorită încălzirii înfășurărilor. La determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda stingerii curentului în mod obișnuit nu se achiziționează și tensiunea în momentul imediat anterior scurtcircuitării fazei, pentru a calcula valoarea rezistenței. Valoarea rezistenței utilizată în integrarea numerică a ecuației (3.9) este cea determinată în subcapitolul 3.2. pentru temperatura mediului ambiant.

3.4.2. Determinarea caracteristicilor de magnetizare obținute prin înregistrarea procesului tranzitoriu la conectare

Pentru determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare prin această metodă, se înregistrează cu ajutorul unui sistem de achiziții de date curba curentului la conectarea tensiunii de alimentare a fazei. Schema montajului experimental este prezentată în fig.3.10.

Tensiunea și curentul de fază sunt achiziționate cu ajutorul unei plăci de achiziție de date supravegheată și controlată cu un program realizat în mediul de programare LabVIEW. Programul Labview a fost dezvoltat la Catedra MAUE a Facultății de Electrotehnică de către șl. dr. ing. Ciprian Șorîndaru. Placa de achiziție de date este montată pe un calculator PC. Interfața grafică a programului LabView este prezentat în fig.3.11.

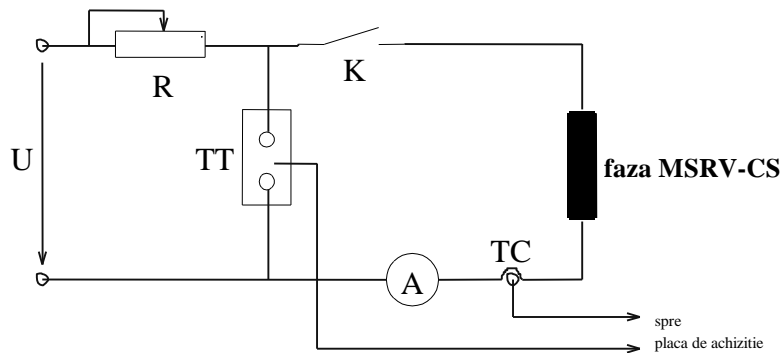


Fig.3.10. Montaj experimental folosit pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare ale fazei. Sunt achiziționate curentul și tensiunea de fază în timpul procesului tranzitoriu declanșat de conectarea fazei la sursa de alimentare.

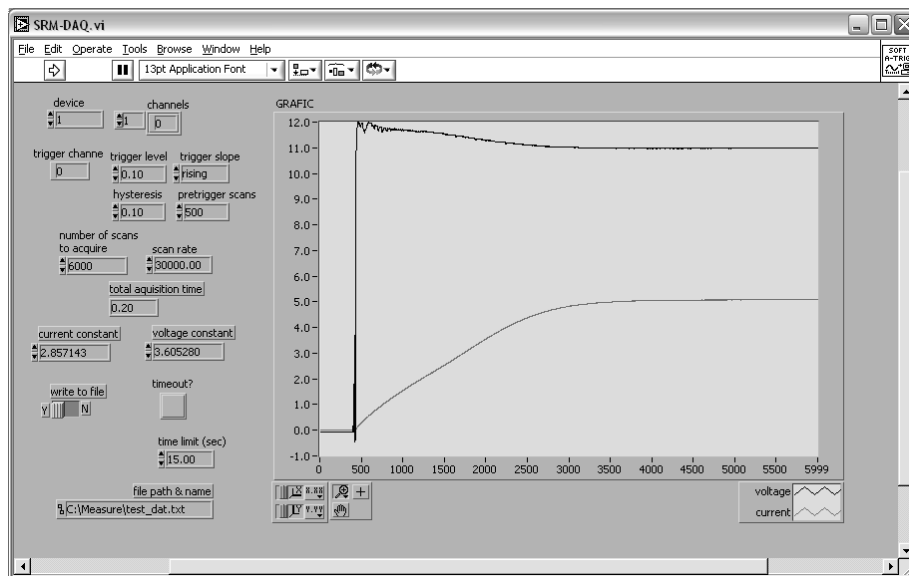


Fig.3.11. Interfața grafică a programului LabView utilizat pentru determinarea experimentală a curbelor de magnetizare.

În fig.3.11 se pot observa formele de undă ale tensiunii și curentului de fază. Formele de undă din figură sunt obținute pentru o poziție intermediară a rotorului, între aliniat și nealiniat.

S-a realizat achiziționarea curentului și a tensiunii pentru 46 de poziții, începând cu poziția aliniat (0 grd) până la poziția nealiniat (45 grd), din grad în grad. S-au făcut câte zece achiziții de curent pentru fiecare poziție. Pentru aceste 10 achiziții s-a determinat fluxul prin aproximarea numerică a integralei. Valoarea finală a fluxului la poziția fixată a fost obținută prin calculul mediei aritmetice a celor 10 valori ale fluxului. În acest fel erorile de determinare au fost reduse la minim.

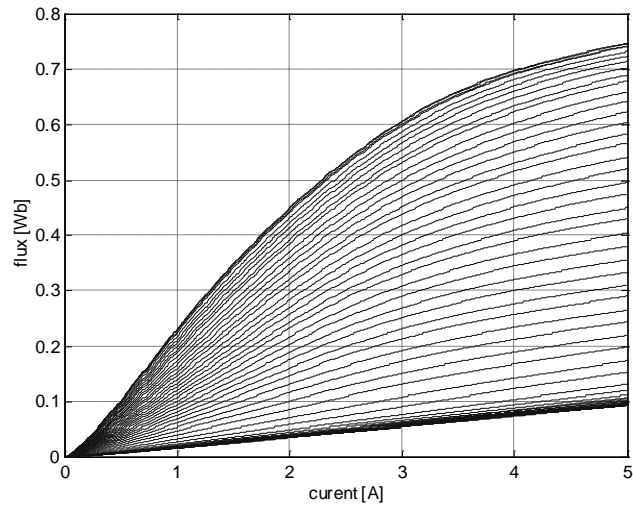


Fig.3.12. Caracteristicile de magnetizare obținute prin achiziționarea curentului la conectarea fazei.

Curbele de magnetizare obținute sunt prezentate în fig.3.12. Pentru fixarea rotorului la intervale de un grad mecanic a fost proiectat și realizat un dispozitiv mecanic ce a fost montat pe arborele motorului. Dispozitivul constă în două discuri, unul cu găuri din grad în grad dispuse pe trei rânduri, celălalt cu trei găuri care sunt poziționate în dreptul celor trei rânduri de pe primul disc. Fixarea unei poziții se face prin introducerea unui stift metalic în găurile de pe cele două discuri. Primul disc este fixat pe rotor iar al doilea disc este prevăzut cu un braț care apasă pe o celulă de cântărire. Dispozitivul este utilizat și pentru măsurarea cuplului, așa cum arată fig.3.15.

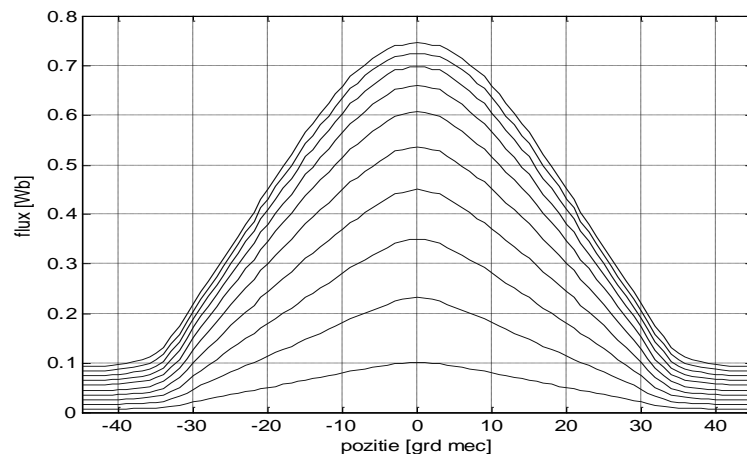


Fig.3.13. Curbele flux-poziție obținute utilizând datele achiziționate la conectarea fazei. $I = 0.5 : 0.5 : 5A$.

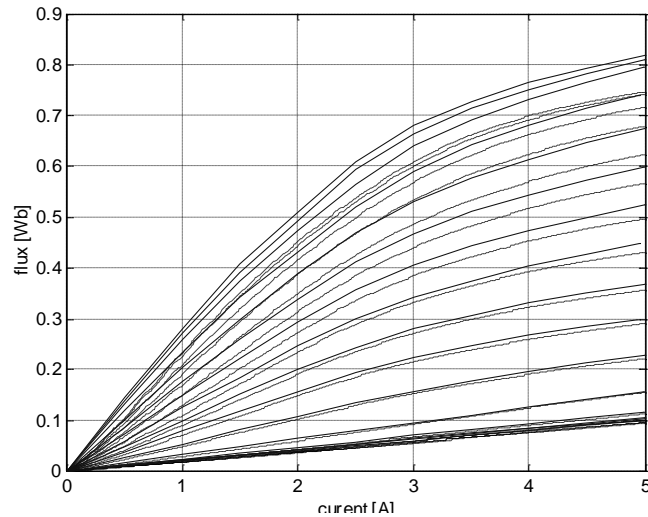


Fig. 3.14. Comparație între caracteristicile de magnetizare obținute prin cele două metode.

În fig.3.14. se prezintă comparativ caracteristicile obținute cu cele două metode prezentate. Caracteristicile reprezentate cu linie punctată sunt cele obținute din datele achiziționate la conectarea curentului. Caracteristicile de magnetizare au fost reprezentate din 3 în 3 grade mecanice. Se observă că diferența dintre cele două seturi de caracteristici crește spre poziția aliniat, adică în partea superioară a graficului. La poziția aliniat diferența dintre cele două caracteristici este de 10 procente. Înspre poziția nealiniat caracteristicile sunt foarte apropiate.

3.5. Măsurarea cuplului

Pentru măsurarea cuplului am folosit același dispozitiv de fixare a poziției rotorului care a fost utilizat și pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare. Cele două seturi de măsurători au fost făcute succesiv. Dispozitivul de fixare a poziției rotorului permite modificarea poziției rotorului din grad în grad. Standul experimental este prezentat în figura 3.15. El conține pe lângă dispozitivul de fixare a poziției rotorului un braț care acționează asupra unei celule de cântărire (măsurare) Hansa, model HBB T7. În corpul acesteia sunt incluse 4 timbe tensiometrice montate în punte. Pentru amplificarea semnalului de la ieșirea punții am utilizat un amplificator de instrumentație, AD620 [11] care permite setarea factorului de amplificare printr-o rezistență. Semnalul dat de AD620 a fost măsurat cu placa de achiziție de date, dar și cu un voltmetru numeric. Când una dintre fazele motorului este alimentată brațul acționează asupra celulei de cântărire cu o forță F dată de ecuația (3.10).

$$F = \frac{T}{b} \quad (3.10)$$

În ecuația (3.10) T este cuplul la arbore produs de motor iar b este lungimea brațului ce apasă pe celula de măsurare.

Dacă f_f este forța care apasă pe celula de măsurare, k_f este constanta celulei de măsurare (tensiunea de la ieșire/ forța de apăsare) și A este amplificarea AD620 atunci tensiunea de la ieșirea AD620, V_f este dată de relația (3.11).

$$V_f = A \cdot V_I = A \cdot f_f \cdot k_f = A \cdot \frac{T}{b} \cdot k_f \quad (3.11)$$

Din ecuația (3.11) obținem:

$$T = \frac{b}{A \cdot k_f} \cdot V_f = K_t \cdot V_f \quad (3.12)$$

Constanta K_t din (3.12) poate fi determinată experimental aplicând asupra celulei de măsurare o forță cunoscută.

În fig.3.16. se prezintă caracteristicile de cuplu obținute pentru 10 valori ale curentului, de la 0,5A până la 5 A, din 0,5 în 0,5 A.

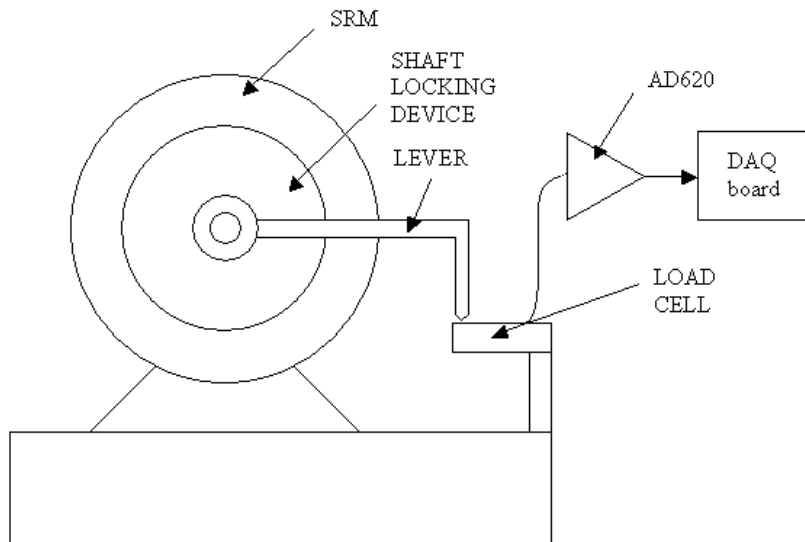


Fig.3.15. Standul experimental pentru măsurarea cuplului.

În fig.3.17. este reprezentat cuplul determinat experimental pentru o fază a motorului, normal și decalat cu 30 de grade la stânga și la dreapta. Acesta este cuplul produs de cele trei faze ale motorului dacă acestea au caracteristici de cuplu identice. Curentul este 3.5 A.

În fig.3.16 se poate observa deformarea care apare în curba cuplului începând de la o valoare a curentului de fază de 2.0 A (a patra caracteristică de jos). La poziția la care începe suprapunerea polilor rotorici și statorici ($\theta = -30^\circ$) apare un cioc în curba cuplului. Ciocul este cu atât mai pronunțat cu cât curentul este mai mare. Caracteristica fiind puternic neliniară utilizarea modelului liniar al motorului în implementarea estimatorului de cuplu nu poate fi justificată.

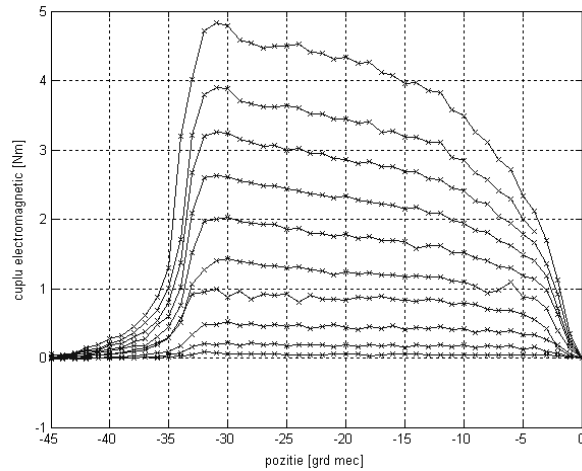


Fig.3.16. Curbele experimentale de cuplu pentru curenți de la 0.5 la 5 A.

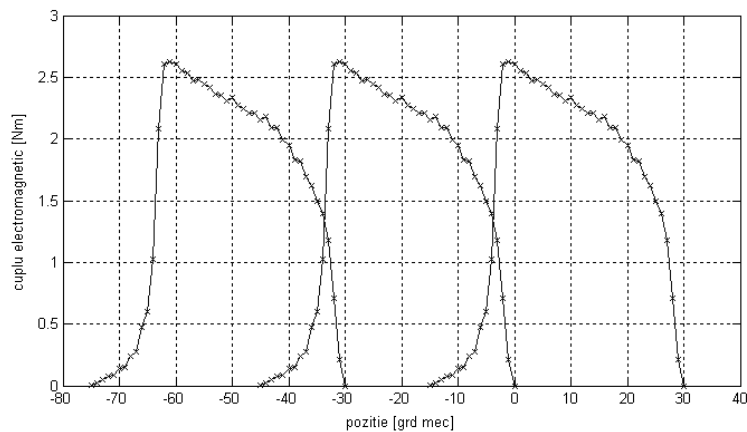


Fig.3.17. Cuplului unei faze reprezentat normal și decalat cu 30 grade la stânga și la dreapta. Cuplul produs de cele trei faze dacă acestea ar avea caracteristici identice.

3.6. Concluzii

Determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare, a cuplului și a momentului de inerție este necesară pentru dezvoltarea unui model realist al MSRVS și al sistemului de acționare electrică cât și pentru ajustarea proiectării.

Pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare trebuie achiziționate formele de undă ale curentului de fază la stingerea curentului prin scurtcircuitarea fazei sau formele de undă ale tensiunii și curentului de fază la conectarea fazei. Formele de undă pot fi achiziționate cu ajutorul unui osciloscop digital conectat neapărat la PC pentru transferul datelor dar rezultate mai bune se obțin prin utilizarea unei plăci de achiziție cu o rezoluție de cel puțin 12 bit. Datele sunt prelucrate apoi cu ajutorul Matlab, LabView sau altui program pentru prelucrarea,

analiza și vizualizarea datelor. E posibil ca achiziționarea datelor la conectarea fazei să ducă la rezultate mai bune decât înregistrarea procesului de stingere a fazei scurtcircuitate. Anterior conectării sau deconectării fazei rotorul trebuie fixat cu ajutorul unui dispozitiv care permite și determinarea exactă a poziției (de obicei disc cu găuri și știft de fixare).

Ridicarea caracteristicilor experimentale ale cuplului se poate face folosind o celulă de măsurare cu timbre tensiometrice sau un traductor de cuplu montat pe arborele motorului. Soluția cu celulă de măsurare este mai ieftină. Curentul de fază trebuie setat la o valoare mică (cel mult 10% din valoarea maximă) care să fie incrementată până când se atinge valoarea maximă. La fiecare valoare a curentului se determină cuplul electromagnetic din grad în grad. Dispozitivul de fixare a poziției rotorului este necesar și aici. Se poate considera că sunt suficiente caracteristicile de cuplu obținute pentru 10-15 valori ale curentului dispuse achidistant.

Determinarea experimentală a momentului de inerție al sistemului de acționare presupune existența unui traductor de cuplu și a unui traductor de poziție montate pe arbore. Momentul de inerție se obține din ecuația de mișcare cu turația și cuplul achiziționate în timpul opririi naturale.

Determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare, a cuplului și a momentului de inerție necesită resurse materiale și de timp importante.

Bibliografie

- [1] T. J. E. Miller – *Switched Reluctance Motors and their control*, Oxford University Press, 1993.
- [2] A. Ferrero, A. Raciti – *A Digital Method for the Determination of the Magnetic Characteristic of Variable Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.39, no.4, August 1990.
- [3] A. D. Cheok, N. Ertugrul – *Computer-Based Automated Test Measurement System for Determining Magnetization Characteristics of Switched Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.50, no.3, June 2001.
- [4] C. S. Dragu, R. Belmans – *Measurement of Magnetic Characteristics of Switched Reluctance Motor*, Proceedings EPE 2003.
- [5] O. Cornea, C. Șorândaru – *Experimental determination of Flux-Current-Position and Torque-Current-Position Characteristics for a Switched Reluctance Motor*, Proceedings OPTIM 2004, Brașov.
- [6] C. Șorândaru, A. Argeșeanu, O. Cornea – *Quasi-Automated measurement system for determining the flux-current-position characteristics of switched reluctance motors*, CNAE, ACTA ELECTROTEHNICA, Volume 45, Number 3, 2004.
- [7] N. H. Fuendwarodsakul, R. B. Inderka, S. Schroeder, R.W. De Donker – *Determination of Flux-Linkage Characteristic in Large Switched Reluctance Machines: Experimental Approach*, Proceedings ICEM 2004.
- [8] N. Radimov, N. Ben-Hail, R. Rabinovici – *Inductance Measurement in Switched Reluctance Machines*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, no. 4, April 2005.
- [9] *** - *Using Matlab*, MathWork Inc.
- [10] *** - *Creating Graphical User Interfaces*, MathWork Inc.
- [11] *** - *AD620 Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier datasheet*, Analog Devices Inc.

4. ANALIZA CU ELEMENT FINIT A MSRV-CS

4.1. Introducere

Primul articol despre utilizarea Metodei Elementului Finit MEF (Finite Element Method – FEM) în domeniul ingineriei electrice a fost publicat în 1968 [1]. În ingineria electrică metoda elementului finit a fost utilizată pentru determinarea distribuției potențialului electric, pentru analiza distribuției câmpului electric și magnetic, pentru determinarea inductanțelor, a forțelor electrodinamice, a cuplului electromagnetic etc. În momentul actual, metoda elementului finit este o unealtă foarte puternică, indispensabilă în analiza și proiectarea mașinilor electrice. Performanțele mașinilor electrice, cuplul electromagnetic, fluxurile de legătură și de dispersie, inductivitățile și chiar și pierderile în cupru și prin curenți turbionari pot fi determinate prin utilizarea acestei metode [2].

Metoda elementului finit poate fi aplicată în spațiul unidimensional, în spațiul bidimensional și în spațiul tridimensional. Aplicată în spațiul unidimensional, metoda are similitudini cu liniarizarea pe porțiuni folosită în unele domenii din ingineria electrică [1].

Analiza mașinilor electrice se face în spațiul bidimensional sau tridimensional. În vreme ce utilizarea unui model tridimensional al mașinii electrice permite obținerea unor rezultate cu erori mai mici, precum și luarea în considerare a efectelor de capăt, resursele de calcul necesare sunt de obicei mult mai mari și timpul de calcul deasemenea. În capitoul de față a fost considerată doar analiza mașinii în spațiul bidimensional.

În problemele studiate cu ajutorul metodei elementului finit spațiul în care se manifestă câmpurile electromagnetice este descompus în domenii, denumite elemente finite. Aceste elemente finite pot avea forme geometrice diferite. Programele comerciale permit generarea automată a rețelei de discretizare după ce utilizatorul introduce datele inițiale necesare. În porțiunile în care este necesară o ajustare a rețelei de discretizare generate automat, programele comerciale permit intervenția utilizatorului.

Utilizarea elementelor finite triunghiulare de ordin 1 în spațiul bidimensional este de fapt o generalizare a liniarizării pe porțiuni folosită în spațiul unidimensional [1].

La elementele finite triunghiulare de ordin 1 potențialul în oricare punct din interiorul triunghiului este aproximat cu o funcție de ordin 1 cu două variabile (coordonatele în plan) în care potențialele din vârfurile triunghiului intervin în expresia coeficienților [2]. Prin utilizarea metodei elementului finit se determină potențialul în vârfurile tuturor triunghiurilor (nodurile rețelei de discretizare) și apoi se aproximează potențialul în oricare punct din interiorul domeniului. Valorile obținute se folosesc pentru calculul altor mărimi, globale sau punctuale.

Aplicarea metodei elementului finit presupune parcurgerea următoarelor etape [3]:

1. Împărțirea domeniului de analiză în elemente finite (discretizarea domeniului).

2. Constituirea ecuațiilor elementelor finite.
3. Asamblarea ecuațiilor elementelor finite în sistemul de ecuații al întregului domeniu.
4. Rezolvarea sistemului de ecuații al domeniului.
5. Efectuarea de calcule suplimentare pentru determinarea necunoscutelor secundare.

Fiecărui element finit îi sunt asociate atât caracteristici geometrice: numărul de dimensiuni (unidimensional, bidimensional sau tridimensional), forma geometrică a elementului, numărul de noduri, numărul de laturi cât și caracteristici de material: permeabilitate magnetică, conductivitate electrică, etc. Împărțirea domeniului de analiză realizată în etapa 1 are influențe majore asupra timpului de calcul necesar și asupra acurateții rezultatelor. Pentru determinarea numărului de elemente necesar pentru a asigura precizia dorită numărul de elemente poate fi mărit progresiv și analiza realizată pentru fiecare situație până când eroarea converge spre valoarea necesară.

Rezolvarea sistemului de ecuații se face prin metodele algebrice cunoscute dacă este liniar sau prin metode numerice dacă este neliniar. Prin rezolvarea sistemului de ecuații se obțin necunoscutele primare.

Necunoscutele secundare se obțin prin calcul, folosind valorile necunoscutelor primare determinate la punctul precedent. De exemplu, se poate obține fluxul unei mărimi fizice – care este necunoscuta primară – printr-o suprafață, dacă se cunoaște distribuția acelei mărimi pe suprafața respectivă.

Pentru ca sistemul de ecuații cu elemente finite să aibă o soluție unică trebuie să fie precizate și condițiile de frontieră ale domeniului analizat. În general se folosesc trei tipuri de condiții de frontieră [27]:

- Dirichlet – se specifică valoarea potențialului în punctele de pe frontieră
- Neumann – se specifică valoarea derivatei potențialului în funcție de normala la suprafață în punctele de pe frontieră
- Robin – este o combinație între Dirichlet și Neumann; există o expresie matematică de legătură între valoarea potențialului și derivata sa în punctele de pe frontieră.

În prezent, pentru aplicarea MEF se recurge la programe de calcul specializate, care asistă utilizatorul în parcurgerea primei etape din cele 5 prezentate mai sus. Etapele 2, 3 și 4 sunt de obicei automatizate. Etapa 5 presupune intervenția utilizatorului și perspicacitatea lui în valorificarea rezultatelor obținute în etapa 4.

În cazul MSRV-CS metoda elementului finit a fost utilizată pentru determinarea inductivităților și a fluxurilor de legătură și de dispersie, a cuplului electromagnetic [4, 17, 26].

Articolul [5] abordează problema determinării cuplului electromagnetic cu metoda elementului finit, analizează factorii care influențează precizia de calcul a cuplului, influența modelului FEM asupra preciziei și face considerații asupra alegerii formei elementelor finite din întreg pentru a mări acuratețea modelului.

Metoda elementului finit poate fi cuplată cu ecuațiile circuitelor electrice [9, 12] sau cu ecuațiile circuitelor electrice și cu ecuația de mișcare [10, 28].

Articolul [11] folosește metoda elementului finit pentru analiza comparativă a mai multor mașini electrice de tip MSRV-CS.

În articolul [13] este prezentată investigarea fenomenului de saturație magnetică în cazul MSRV-CS.

În proiectarea și optimizarea proiectării MSRV-CS, metoda elementului finit este indispensabilă. Articolul [22] folosește metoda elementului finit pentru proiectarea MSRV-CS și a sistemului de control prin cuplarea modelului FEM cu circuitele electrice ale motorului și cu sistemul mecanic. Metoda elementului finit a fost folosită pentru optimizarea proiectării MSRV-CS [16], pentru determinarea formei optime a geometriei polului rotorului pentru reducerea pulsațiilor de cuplu [25] sau pentru maximizarea cuplului electromagnetic [18], pentru obținerea formei de undă optime a curentului de fază precum și a geometriei optime a rotorului [14]. Articolul [24] prezintă optimizarea proiectării MSRV-CS utilizând analiza bidimensională electromagnetică și termică, factori de corecție tridimensionali și tehnici numerice de căutare a optimului.

În articolul [20] se prezintă analiza unui motor liniar, prin utilizarea unui model 2D în care pentru includerea efectelor tridimensionale care nu pot fi neglijate, se folosește o curbă de magnetizare echivalentă. Curba de magnetizare echivalentă introdusă prin puncte în modelul bidimensional se obține din curba tablei electrotehnice folosită în construcția motorului corectată cu date obținute printr-un calcul minimal tridimensional.

Articolul [21] abordează studiul unei MSRV-CS cu fazele cuplate. Cuplajul mutual între faze complică foarte mult descrierea matematică și fizică a mașinii electrice astfel încât utilizarea metodei elementului finit devine necesară.

Articolul [23] are ca subiect evaluarea inductivităților și a fluxurilor unei MSRV-CS utilizată ca starter pe un vehicul electric.

4.2. Modelarea MSRV-CS utilizând metoda elementului finit

4.2.1. Ecuațiile câmpului electromagnetic

Fenomenul electromagnetic poate fi exprimat matematic foarte concis printr-un set de ecuații cunoscute ca ecuațiile lui Maxwell. În forma diferențială ecuațiile lui Maxwell sunt următoarele:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (4.2)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (4.3)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (4.4)$$

La acestea se adaugă legile de material 4.5-4.7.

$$D = \varepsilon \cdot E \quad (4.5)$$

$$B = \mu \cdot H \quad (4.6)$$

$$J = \sigma \cdot E \quad (4.7)$$

În cazul analizei MSRV-CS cu ajutorul MEF rămân doar trei ecuații (4.8) – (4.10) deoarece câmpul magnetic se determină pentru fiecare poziție în parte la curenți de fază constanți. În acest caz câmpul este invariabil în timp. Determinarea

distribuției câmpului electromagnetic în MSRVS-CS este o problemă de magnetostatică.

$$\nabla \cdot H = J \quad (4.8)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (4.9)$$

$$B = \mu \cdot H \quad (4.10)$$

Permeabilitatea magnetică μ este o caracteristică a materialului în care se manifestă fenomenul electromagnetic studiat și nu este în toate domeniile constantă. În modelul unei mașini electrice există domenii cu permeabilitatea magnetică constantă (de exemplu întrefierul) și domenii cu materiale neliniare în care permeabilitatea magnetică nu este constantă (tolele statorice și rotorice).

Sistemul de ecuații constituit din ecuațiile (4.8), (4.9) și (4.10) poate fi rezolvat apelând la potențialul magnetic vector, A . Inducția magnetică B se exprimă în funcție de A astfel:

$$B = \nabla \times A \quad (4.11)$$

Exprimată prin (4.11), B întotdeauna va satisface condiția impusă de ecuația (4.9).

Ținând cont de (4.11) și de (4.10), ecuația (4.8) poate fi rescrisă:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \cdot \nabla \times A \right) = J \quad (4.12)$$

Referitor la relația (4.12) trebuie precizat că în cazul modelării în spațiu bidimensional, vectorul A este orientat întotdeauna după direcția perpendiculară pe planul în care se face analiza.

Ecuația (4.12) exprimă singură fenomenele electromagnetice în interiorul mașinii electrice. Prin rezolvarea acestei ecuații în toate elementele finite se obține valoarea potențialului vector A în toate nodurile rețelei de discretizare. Valoarea potențialului vector în interiorul elementelor finite se obține prin aproximare liniară. Valorile inducției magnetice B și a intensității câmpului magnetic H sunt calculate ulterior cu ajutorul expresiilor (4.11) și (4.10), ținând cont de valoarea punctuală a permeabilității magnetice.

4.2.2. Definirea geometriei MSRVS-CS și a materialelor

Pentru analiza MSRVS-CS cu ajutorul metodei elementului finit am folosit un program de calcul specializat, Finite Element Method Magnetics, FEMM [27]. Programul este disponibil gratuit pe Internet.

FEMM dispune de un editor grafic pentru editarea geometriei motorului. Alternativ, secțiunea motorului poate fi desenată în Autocad și importată ca format grafic dxf în programul FEMM. Deoarece programul Autocad dispune de facilități grafice mai performante, am desenat secțiunea motorului în Autocad și am importat fișierul grafic în FEMM.

Secțiunea transversală a MSRVS-CS este formată din 5 regiuni distincte, fiecare cu caracteristici proprii, atât din punct de vedere al formei geometrice cât și al proprietăților de material. Acestea sunt:

- statorul
- rotorul
- întrefierul
- înfășurările
- arborele mașinii

Principalele dimensiuni geometrice și parametrii motorului sunt prezentate în tab.4.1., iar fig.4.1. prezintă secțiunea transversală a MSRV-CS. După realizarea desenului urmează impunerea condițiilor de material pentru fiecare regiune în parte, apoi impunerea condițiilor de frontieră pe suprafața exterioară a motorului.

Statorul mașinii este format din material feromagnetic, din tole de tablă electrotehnică E35. Materialul este neliniar; caracteristica de magnetizare este dată în fig.4.2. Tabla electrotehnică E35 se saturează la 1.5 T. Permeabilitatea relativă în stare nesaturată este 3300, la saturație la o inducție de 1.7T este 220. FEMM permite determinarea permeabilității magnetice locale, folosind caracteristica de magnetizare a materialului, care trebuie introdusă tabelar.

Rotorul mașinii este realizat din același material ca și statorul.

Întrefierul mașinii este neuniform. El are dimensiunea de 0,4 mm doar în locurile în care există suprapunere între polii rotorici și statorici. Permeabilitatea relativă în întrefierul mașinii este 1. Permeabilitatea este deci $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am.

Înfășurările mașinii sunt realizate din cupru. Cuprul are permeabilitate relativă unitară și o conductivitate electrică $\sigma = 58$ MS/m.

Înfășurarea plasată pe un pol statoric are 174 de spire. Înfășurările polilor statorici diametral opuși legate în serie în așa fel încât să producă flux magnetic în același sens formează înfășurarea unei faze. Programul FEMM are două posibilități de a defini o înfășurare. Înfășurarea poate fi definită ca o suprafață din cupru care are densitate de curent constantă egală cu numărul de amperspire al înfășurării modelate împărțit la aria suprafeței. Al doilea mod de definire a înfășurării este prin specificarea unui circuit electric cu un număr de spire, o secțiune a conductorului și un mod de conectare a spirelor, care poate fi serie sau paralel. În cazul înfășurărilor de fază spirele sunt întotdeauna legate în serie. În timp ce rezultatele obținute cu cele două tipuri de definire a înfășurărilor sunt practic identice, utilizarea circuitelor electrice este avantajoasă deoarece permite automatizarea modificării curentului de fază și determinarea foarte rapidă a inductivității fazei.

Arborele mașinii realizat din oțel masiv, a fost modelat ca un material cu permeabilitate magnetică unitară.

Dimensiune geometrică/parametru	Semnificație	UM	Valoare
Ps	Numărul polilor statorici	-	6
Pr	Numărul polilor rotorici	-	4
β_s	Întinderea unui pol statoric	grade	30
β_r	Întinderea unui pol rotoric	grade	30
dext	Diametrul exterior al mașinii	mm	160
der	Diametrul exterior al rotorului	mm	100
da	Diametrul arborelui	mm	20
g	Întrefierul	mm	0,4
lps	Lațimea polului statoric	mm	26
hps	Înălțimea polului statoric	mm	17
lpr	Lațimea polului rotoric	mm	26
lpr	Înălțimea polului rotoric	mm	28
ljs	Lațimea jugului statoric	mm	13
ljr	Lațimea jugului rotoric	mm	14
lax	Lungimea axială a mașinii	mm	50

Tab.4.1. Principalele dimensiuni geometrice și parametrii MSRV-CS.

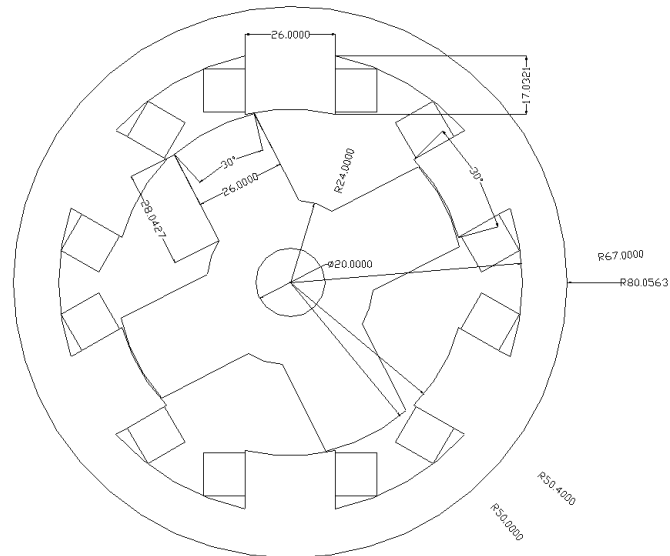


Fig.4.1. Secțiune transversală prin MSRV-CS.

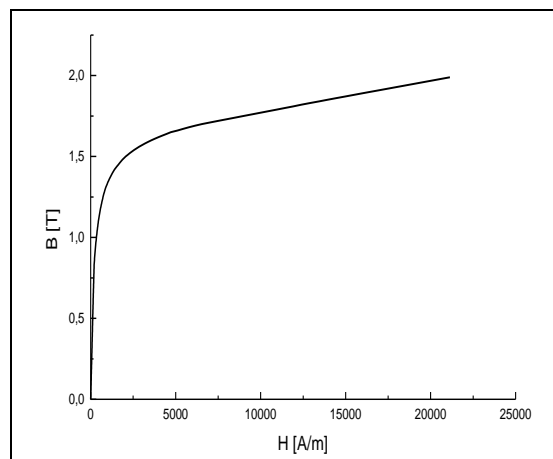


Fig.4.2. Caracteristica de magnetizare a tablei electrotehnice E35.

4.3. Rezultatele analizei cu metoda elementului finit

4.3.1. Liniile de flux

Liniile de flux sunt direcțiile de-a lungul cărora se închide câmpul magnetic. Inspectarea acestor linii dă o imagine calitativă asupra soluției problemei de element finit. Cu cât liniile de flux la o poziție din spațiu sunt mai apropiate, cu atât densitatea de flux în zona respectivă este mai mare. La pozițiile intermediare ale rotorului inducția magnetică este considerabil mai mare în zona de suprapunere a

polilor așa cum se observă în fig.4.6. Saturația cea mai puternică apare la poziția în care polii încep să se suprapună.

În fig.4.3 și fig.4.4. sunt prezentate liniile de flux pentru poziția aliniat respectiv pentru poziția nealiniat a rotorului. În fig.4.5. sunt prezentate liniile de flux la 21 de grade mecanice față de poziția nealiniat, iar fig.4.6. este un detaliu al fig.4.5.

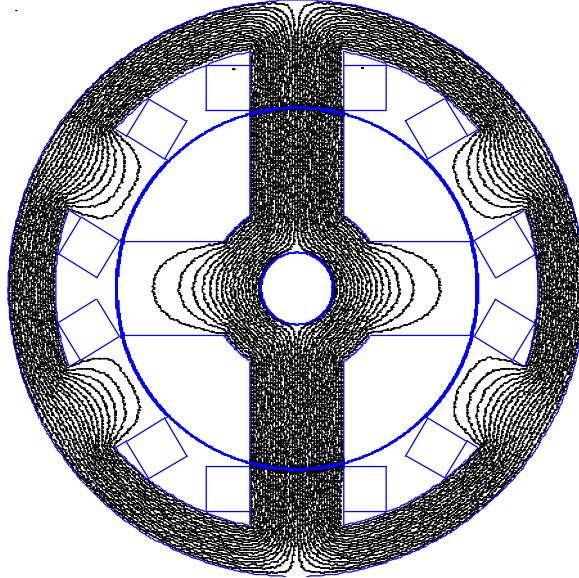


Fig.4.3. Liniile de flux la poziția aliniat.

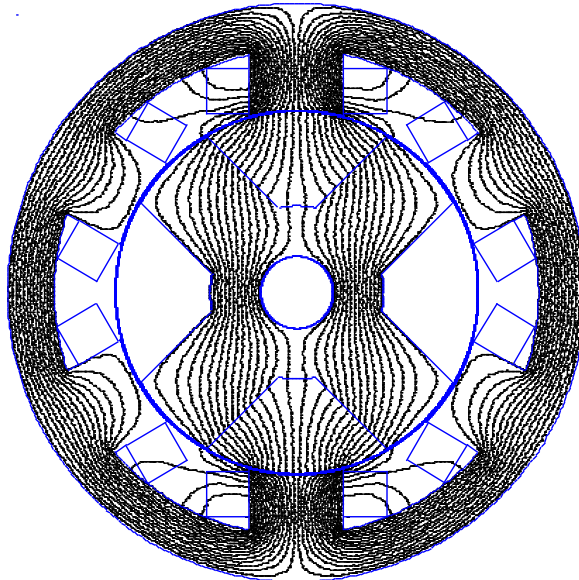


Fig.4.4. Liniile de flux la poziția nealiniat.

În poziția aliniat, câmpul magnetic se închide în întregime prin talpa polară rotorică și talpa polară statorică. În poziția nealiniat repartizarea câmpului magnetic este distribuită, o mare parte a lui se închide prin părțile laterale ale polilor rotorici. Fluxul de înălțuire al fazei alimentate este sensibil mai mic decât în cazul polilor aliniați datorită reluctanței introduse de întrefierul foarte mare. În poziția aliniat circuitul magnetic al mașinii se saturează în timp ce în poziția nealiniat saturația nu poate să apară decât la valori cu mult mai mari decât valoarea nominală a curentului [29].

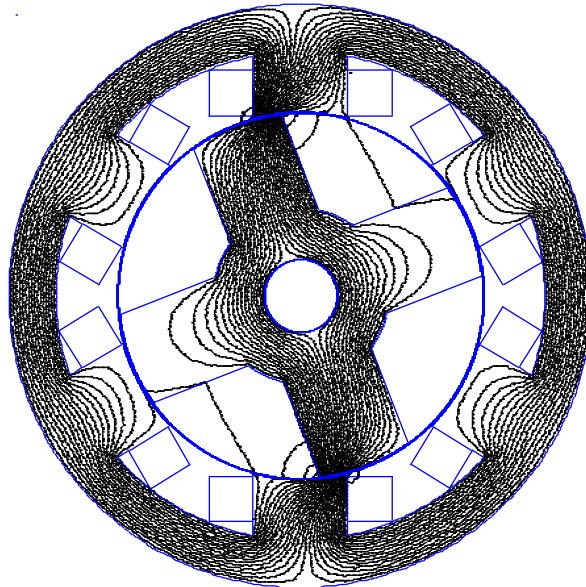
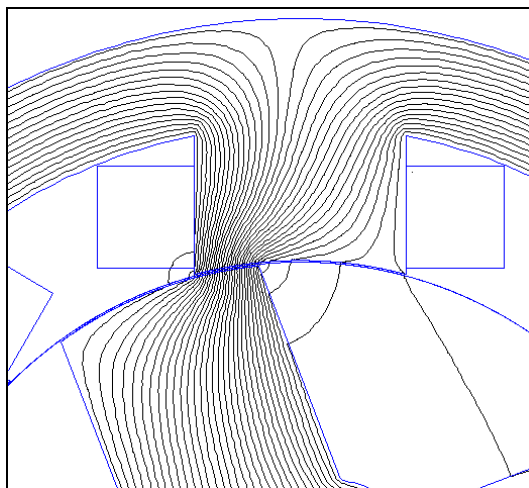
Fig.4.5. Liniile de flux la $\theta = -21^\circ$.

Fig.4.6. Detaliu al fig.4.5.

În pozițiile intermediare ale rotorului liniile de flux diferă semnificativ față de pozițiile extreme, aliniat și nealiniat. Cu cât porțiunea de suprapunere a polilor este mai mică, cu atât liniile de flux vor fi mai concentrate în acea porțiune.

În tabelul 4.2 sunt prezentate valorile inductivităților la pozițiile aliniat și nealiniat ale rotorului, pentru valori ale curentului de la 0.5 A la 5.5 A.

Curent [A]	Inductivitatea la poziția nealiniat, Ln	Inductivitatea la poziția aliniat, La	La/Ln
0.5	0.0131	0.2323	17.73
1.0	0.0131	0.2322	17.72
1.5	0.0131	0.2315	17.67
2.0	0.0131	0.2242	17.11
2.5	0.0131	0.2120	16.18
3.0	0.0131	0.1979	15.10
3.5	0.0131	0.1827	13.94
4.0	0.0131	0.1682	12.83
4.5	0.0131	0.1551	11.83
5.0	0.0131	0.1435	10.95
5.5	0.0131	0.1335	10.19

Tab.4.2. Valorile inductivităților la poziția aliniat și nealiniat și raportul lor pentru diferiți curenți de fază.

4.3.2. Curbele de magnetizare

Fluxul magnetic care trece printr-o suprafață închisă de un contur se poate obține calculând integrala pe contur a potențialului magnetic vector A, ceea ce se exprimă prin relația (4.13).

$$\Psi = \oint A \cdot dl \quad (4.13)$$

Dacă două laturi ale conturului ce închide suprafața prin care trece fluxul magnetic sunt perpendiculare pe secțiunea transversală a mașinii, în cazul analizei bidimensionale fluxul care trece pe unitatea de adâncime este egal cu diferența dintre potențialul magnetic vector A în punctul care reprezintă proiecția unei laturi și potențialul magnetic vector în punctul care reprezintă proiecția celei de-a doua laturi [2]. În fig.4.7. este prezentată proiecția conturului de integrare a potențialului magnetic vector pentru determinarea fluxului de înlănțuire al fazei – segmentul de dreaptă A1A2. Fluxul care se închide prin polul statoric pe unitatea de adâncime este egal cu diferența dintre A1 și A2. Deoarece lungimea pachetului de tole este 50 mm, valoarea obținută trebuie împărțită la 20 pentru a rezulta fluxul real.

Dacă fazele motorului sunt definite ca circuite, programul FEMM permite determinarea directă a fluxului de legătură al fazei. Fluxurile obținute prin cele două metode diferă dar nu semnificativ, așa cum se observă în fig.4.8. Caracteristicile reprezentate cu linie punctată sunt calculate direct de FEMM pentru circuitul fazei iar cele cu linie continuă sunt obținute prin metoda prezentată mai sus.

Caracteristicile de magnetizare ale fazei sunt prezentate în fig.4.9. Fluxul de legătură al fazei a fost determinat din grad în grad, de la poziția aliniat ($\theta = 0^\circ$) la poziția nealiniat ($\theta = -45^\circ$). Curentul a fost incrementat cu 0,5 A, de la 0,5 la 5,5 A. Caracteristicile din fig.4.9. au fost obținute prin determinarea directă a fluxului de legătură al fazei.

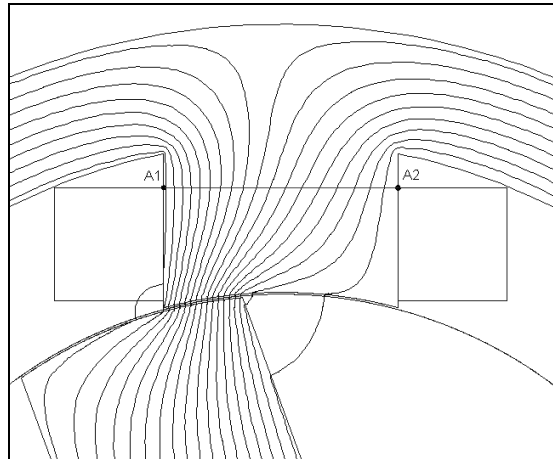


Fig.4.7. Fluxul ce trece prin polul statoric este A1 - A2.

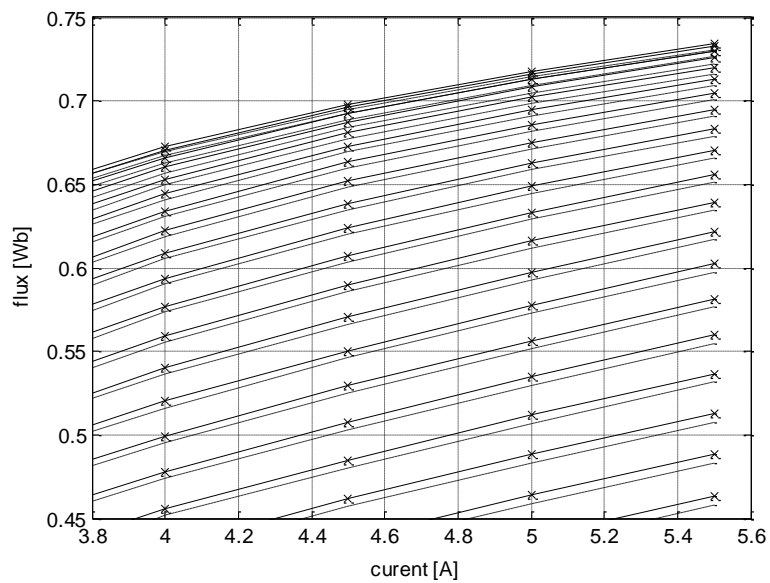


Fig.4.8. Caracteristici de magnetizare obținute prin 2 metode.

4.3.2.1. Comparație cu caracteristicile de magnetizare obținute experimental

În fig.4.10. sunt prezentate caracteristicile de magnetizare obținute prin metoda elementului finit împreună cu caracteristicile de magnetizare obținute experimental din datele achiziționate în momentul conectării fazei.

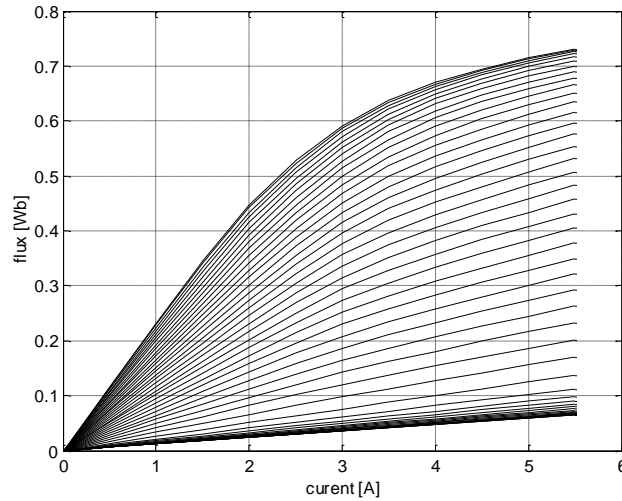


Fig.4.9 Caracteristicile de magnetizare ale unei faze a MSRVS-CS obținute prin metoda elementului finit.

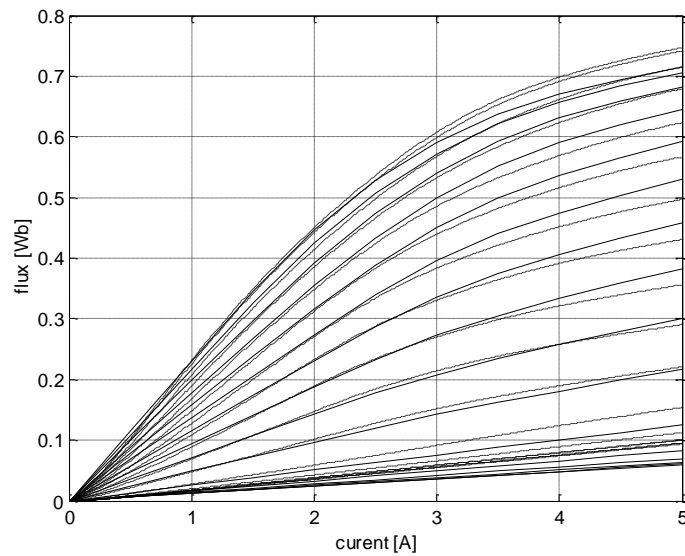


Fig.4.10 Comparație între caracteristicile de magnetizare obținute prin metoda elementului finit (linie continuă) și caracteristicile de magnetizare obținute experimental (linie întreruptă).

Curbele de magnetizare din fig.4.10. sunt pentru poziții ale rotorului de la 0 grade (poziția aliniat – sus) la 45 grade (poziția nealiniat) din 3 în 3 grade mecanice. Se observă o deplasare destul de importantă a curbelor de magnetizare. De remarcat că curbele experimentale sunt situate deasupra curbelor obținute prin metoda elementului finit. În figură poate să inducă în eroare faptul că o caracteristică de magnetizare obținută experimental este aproape suprapusă peste

caracteristica de magnetizare a poziției anterioare obținută prin metoda elementului finit. Acest lucru ar trebui judecat în contextul în care caracteristicile de magnetizare ale celor trei faze pot să difere în mod normal cu valori de ordinul procentelor, datorită neomogenității materialelor și a abaterilor tehnologice de la forma geometrică proiectată. Metoda elementului finit nu are posibilitate de a lua în calcul aceste aspecte care nu pot fi cunoscute la nivel microscopic.

4.3.3. Curbele inductivității fazei

Inductivitatea unei înfășurări este definită ca raportul dintre fluxul care leagă înfășurarea respectivă și curentul care trece prin spirele înfășurării. După cum a fost arătat în capitolul 1 curbele inductivității sunt foarte importante pentru înțelegerea principiului de comandă a MSRV-CS.

În tabelul 4.2 au fost prezentate valorile inductivității în poziția aliniat și nealiniat precum și raportul lor pentru 11 valori ale curentului de fază. Raportul între cele două inductivități nu rămâne constant, ci descrește odată cu majorarea curentului, datorită fenomenului de saturație a circuitului magnetic al mașinii.

În fig.4.11. sunt prezentate curbele inductivității unei faze a MSRV-CS. În figură sunt reprezentate curbele de inductivitate pentru 11 valori ale curentului, de la 0,5 la 5,5 A, din 0,5 în 0,5 A.

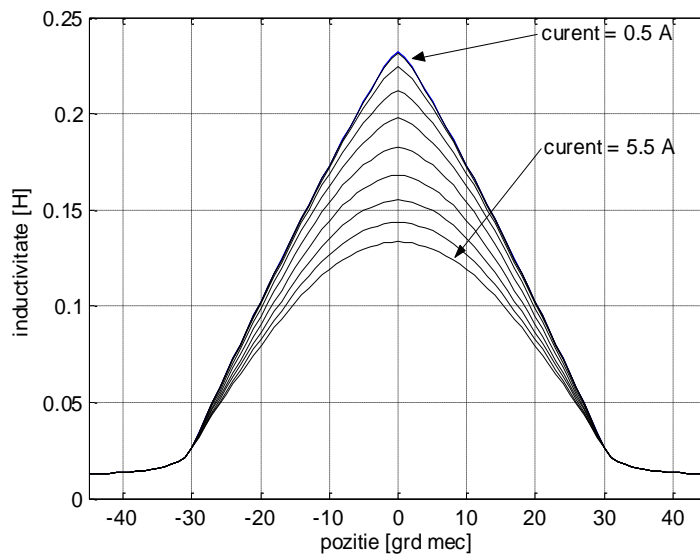


Fig.4.11. Curbele de variație a inductivității pe un ciclu electric (90 grade), pentru curentul de fază, de la 0.5 la 5.5A, increment 0.5A.

În fig.4.11. curbele de inductivitate pentru 0.5 A, 1.0 A și 1.5 A sunt suprapuse. Saturația începe să se manifeste de la un curent de fază egal cu 2.0 A. Inductivitatea fazei scade spre poziția aliniat. În poziția aliniat la 5.5 A inductivitatea fazei este cu 42% mai mică decât la 0.5 A.

4.3.4. Cuplul electromagnetic

Dacă o fază a MSRVS-CS este parcursă de un curent electric cuplul electromagnetic este o funcție de două variabile: curentul de fază și poziția rotorului. În mod normal fazele unei MSRVS-CS sunt considerate independente. Când două faze sunt alimentate simultan, la comutația de pe o fază pe alta, cuplul total se obține prin însumarea cuplurilor produse de cele două faze în ipoteza că acestea sunt independente. Această ipoteză trebuie verificată. Luarea în considerare a influenței reciproce a fazelor din punct de vedere al cuplului complică foarte mult modelul MSRVS-CS. Oricum cunoașterea cât mai bună a caracteristicii de cuplu a MSRVS-CS este necesară pentru o modelare realistă a mașinii electrice.

La calculul cuplului electromagnetic cu ajutorul soluției de element finit se folosesc în special 2 metode [2,7]:

- metoda lucrului virtual (virtual work method)
- metoda tensorilor maxwell (maxwell stress tensor method)

Ambele metodele au și variante modificate[2,30]. Variantele modificate sunt mai potrivite pentru determinarea cuplului electromagnetic al mașinilor electrice cu ajutorul elementelor finite deoarece cele două metode sunt generale.

La calculul cuplului electromagnetic prin aplicarea metodei lucrului virtual sunt necesare două soluții de element finit. Aceste soluții sunt obținute la două poziții foarte apropiate ale rotorului θ_1 și θ_2 . Dacă coenergia magnetică a sistemului la cele două poziții este W'_1 și W'_2 atunci cuplul electromagnetic este aproximat cu relația (4.14).

$$T = \frac{\Delta W'}{\Delta \theta} = \frac{W'_1 - W'_2}{\theta_1 - \theta_2} \quad (4.14)$$

Relația de mai sus este o aproximare cu diferențe finite a formulei de calcul a cuplului electromagnetic (4.15), care a fost prezentată și în cap.1.

$$T = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad (4.15)$$

S-ar putea considera că metoda este potrivită pentru determinarea cuplului electromagnetic al MSRVS-CS, deoarece formula (4.15) este singura care poate fi utilizată pentru calculul cuplului produs de o mașină care funcționează în stare de saturare a circuitului magnetic pentru a fi eficientă. Totuși metoda necesită două soluții de element finit pentru fiecare punct de determinare a cuplului. Dacă cuplul electromagnetic se determină din grad în grad sunt necesare și soluții intermediare la poziții foarte apropiate de pozițiile de determinare a cuplului. În porțiunea imediat anterioară începerii suprapunerii polilor statorici și rotorici cuplul electromagnetic al MSRVS-CS poate să varieze cu 30% pe interval de 1 grad mecanic. Dacă se consideră două poziții ale rotorului care diferă cu un grad mecanic, și se folosește expresia (4.14), cuplul obținut prin această metodă la o poziție a rotorului, pentru un sens de mișcare este egal în modul și de semn contrar cu cuplul obținut pentru cea de-a doua poziție în sensul de mișcare opus deși cele două cupluri diferă cu 30%. Deci pentru fiecare poziție a rotorului la care se determină cuplul prin această metodă este necesară încă o soluție de element finit la cel mult o zecime de grad de prima. Numărul de soluții de element finit este dublu față de celelalte metode.

Atunci când se consideră o deplasare suficient de mică, metoda lucrului virtual poate să dea naștere la erori datorită scăderii a două valori foarte apropiate ale coenergiei magnetice. Prin această scădere se pierd cifrele semnificative. Prin împărțirea la diferența finită a poziției eroarea crește.

Există o variantă modificată a metodei lucrului virtual în care nu mai este nevoie de două soluții de element finit [2].

Pentru utilizarea metodei tensorilor maxwell (maxwell stress tensor method) se definește un contur de integrare circular Γ care înconjoară rotorul, în întrefier. Cuplul electromagnetic se determină prin integrarea cuplurilor produse de forțele elementare ce acționează asupra conturului de integrare.

Densitățile de forță în direcția tangențială și normală [2] sunt:

$$p_t = \frac{B_n \cdot B_t}{\mu_0} \quad (4.16)$$

$$p_n = \frac{B_n^2 - B_t^2}{2 \cdot \mu_0} \quad (4.17)$$

B_n și B_t sunt componenta tangențială respectiv componenta normală a inducției magnetice.

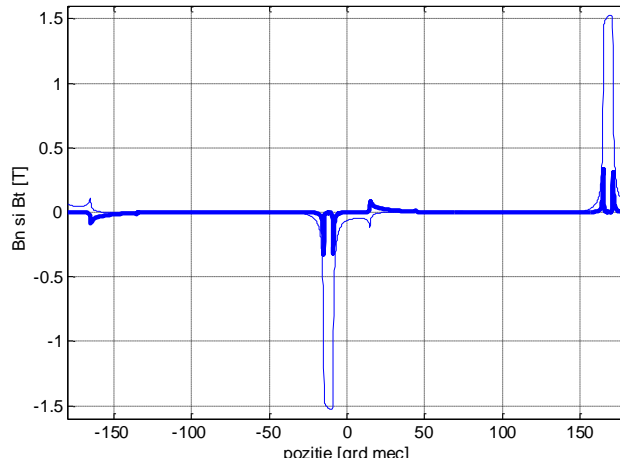
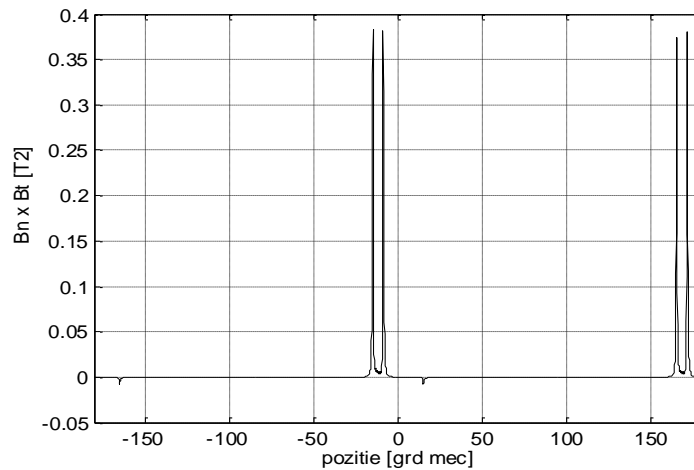
Forțele elementare tangențiale produc cuplu iar forțele radiale produc deformări ale rotorului și vibrații deoarece nu sunt dispuse echilibrat. Chiar dacă cuplul electromagnetic al motorului este menținut constant, problema vibrațiilor și a zgomotului MSRV-CS rămâne deoarece acestea sunt determinate și de distribuția forțelor elementare pe suprafața rotorului nu numai de cuplul electromagnetic care este o mărime globală.

Cuplul electromagnetic elementar se obține înmulțind expresia (4.16) cu raza cercului ce reprezintă conturul de integrare, cu lungimea pachetului de tole și cu $d\Gamma$ iar cuplul total prin integrarea expresiei obținute de-a lungul conturului de integrare Γ . Cuplul se calculează cu expresia 4.18.

$$T = \frac{r \cdot Z}{\mu_0} \int_{\Gamma} B_n \cdot B_t \cdot d\Gamma \quad (4.18)$$

Expresia (4.18) conține produsul dintre componenta radială și componenta tangențială a inducției magnetice. Aceste componente sunt determinate cu o precizie mai mică decât potențialul magnetic vector deoarece se obțin prin gradientul acestuia din urmă. Integrarea pe contur face ca eroarea să crească deoarece aceasta este orientată doar într-o direcție [2]. O altă problemă în utilizarea metodei este distribuția componentelor inducției magnetice de-a lungul curbei de integrare. Acestea au gradient foarte mare în locul muchiilor polilor rotorici și statorici, fapt care se poate vedea în fig.4.12. Gradientul mare al componentelor inducției magnetice duce la majorarea erorii. În general se consideră că trebuie să fie cel puțin două rânduri de elemente finite între conturul de integrare și suprafața rotorului respectiv a statorului pentru ca metoda tensorilor maxwell să producă un rezultat suficient de precis (fig.4.14.).

Fig.4.13. prezintă produsul între componentele inducției magnetice, B_n și B_t , care este proporțional cu densitatea de forță pe direcția tangențială. Practic cuplul electromagnetic este produs datorită forțelor ce apar la muchile polilor rotorici și statorici, un aspect foarte important în înțelegerea MSRV-CS. Cuplul nu se dezvoltă pe toată periferia rotorului ci doar în zone foarte restrânse de pe periferia rotorului. În fig.4.13. cele două vârfuri apropiate de poziția de referință sunt în dreptul muchiei polului statoric pe care este plasată o jumătate din înfășurare și a muchiei polului rotor care se aliniază cu el, iar celelalte două vârfuri sunt în dreptul muchiei polului statoric pe care este plasată cealaltă jumătate de înfășurare și a polului rotor care se aliniază cu el.

Fig.4.12. B_n (linie subțire) și B_t pentru $\theta = -24^\circ$ și $i = 3A$.Fig.4.13. Produsul B_n și B_t proporțional cu densitatea de forță pe direcția tangențială pentru $\theta = -24^\circ$ și $i = 3A$.

Pentru pozițiile rotorului în care nu există suprapunere a polilor, dar rotorul este aproape de poziția de începere a alinierii polilor, în curba produsului componentelor inducției magnetice există doar două vârfuri semnificative pe 360 de grade mecanice așa cum arată fig.4.15. La poziția nealiniat curba produsului B_n și B_t este antisimetrică și integrala pe contur dă o valoare foarte apropiată de zero (teoretic cuplul este zero). Curba produsului între componentele densității de flux pentru poziția nealiniat este prezentată în fig.4.16.

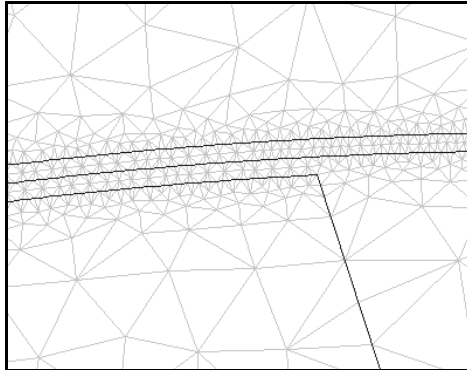


Fig.4.14. Detaliu privind conturul de integrare pentru calculul cuplului electromagnetic prin metoda tensorilor maxwell.

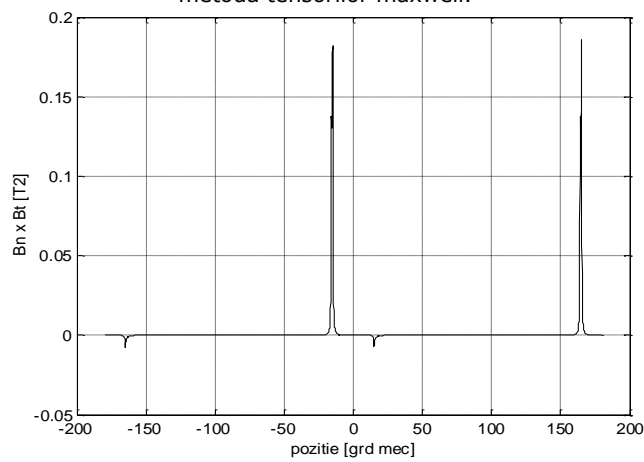


Fig.4.15. Produsul componentelor inducției magnetice pentru pentru $\theta = -31^\circ$ și $i = 3A$.

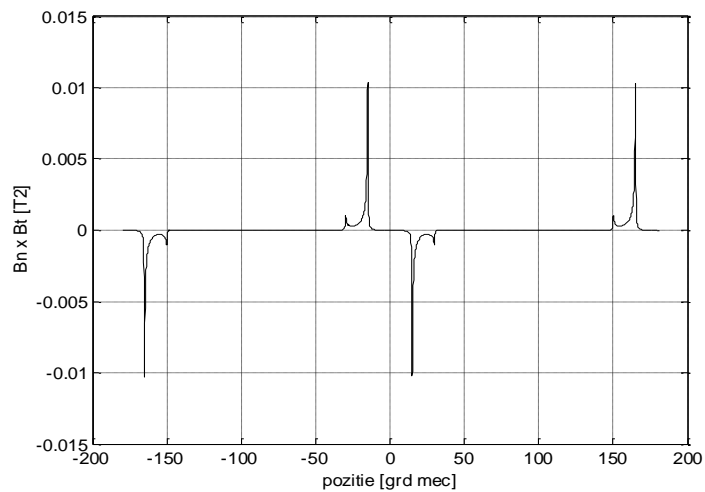


Fig.4.16. Curba produsului componentelor inducției pentru poziția nealiniat. $i = 3A$.

4.3.4.1. Cuplul electromagnetic la alimentarea independentă a fazelor

Programul FEMM poate calcula cuplul electromagnetic prin metoda tensorilor maxwell sau printr-o metodă denumită "weighted stress tensor" care este o variantă modificată a metodei tensorilor maxwell, în care integrala se face pe volum. Se consideră că varianta modificată a metodei tensorilor maxwell este mai puțin sensibilă la precizia de determinare a potențialului magnetic vector. În fig. 4.17 este prezentat cuplul electromagnetic al unei faze calculat cu cele două metode din soluția de element finit. Doar o fază este alimentată. Cuplul electromagnetic este reprezentat pe jumătate de ciclu electric (45 grade mecanice). Rezultatele sunt obținute pentru o plajă de curenți de la 0.5A la 5.5A, cu incrementul de 0.5A. După cum se observă cele două soluții sunt foarte apropiate. Alura cuplului electromagnetic se modifică odată cu creșterea curentului de fază datorită saturației. Cuplul prezintă un maxim în jurul poziției la care începe suprapunerea polilor ($\theta = -30^\circ$).

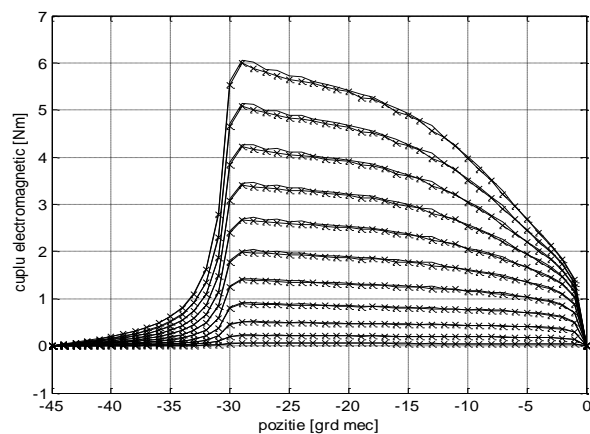


Fig.4.17. Cuplul electromagnetic al unei faze a MSR-V-CS pe $\frac{1}{2}$ ciclu electric. Curentul de fază variază de la 0.5 la 5.5 A cu un increment de 0.5 A.

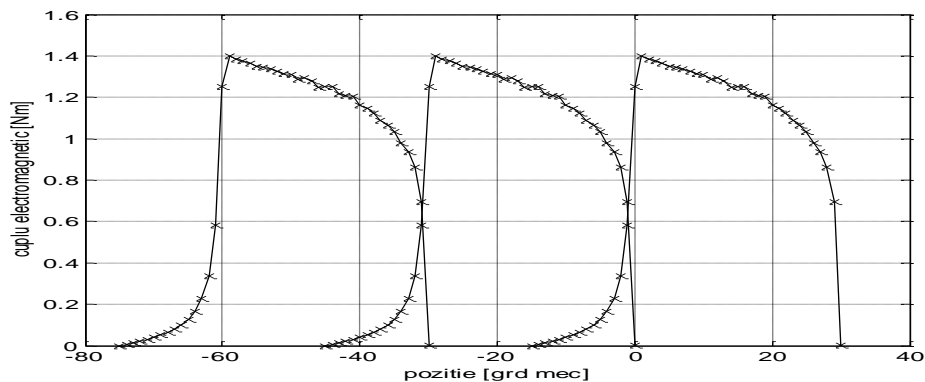


Fig.4.18. Cuplul celor trei faze. Faza a este în mijloc. $i_a = i_b = i_c = 2.5$ A.

4.3.4.2. Cuplul electromagnetic la alimentarea simultană a două faze

Când două faze sunt alimentate simultan cuplul electromagnetic total al MSRV-CS poate să difere de cuplul obținut prin suma cuplurilor de fază în ipoteza că acestea sunt considerate independente. În fig.4.19. se prezintă o comparație între cuplul obținut din soluția de element finit când două faze sunt alimentate simultan și cuplul obținut prin însumarea cuplurilor de fază din caracteristica din fig.4.17. la aceleași valori ale curentului celor două faze (caracteristicile marcate). În fig.4.19. curentul fazei "c" (faza care se stinge) este menținut la valoarea de 1 A iar curentul fazei "a" (faza care urmează să preia cuplul) variază de la 0.5 la 5.5 A. Poziția este raportată la poziția aliniat a fazei "a" (0 grade). Poziția rotorului raportată la poziția aliniat a fazei "c" se obține adăugând 30 de grade. La -30 grade faza "c" este în poziția aliniat (cuplul = 0). Dacă poziția fazei "a" este între -45 și -15 grade, poziția fazei "c" este între -15 și +15 grade dezvoltând atât cuplu pozitiv cât și cuplu negativ.

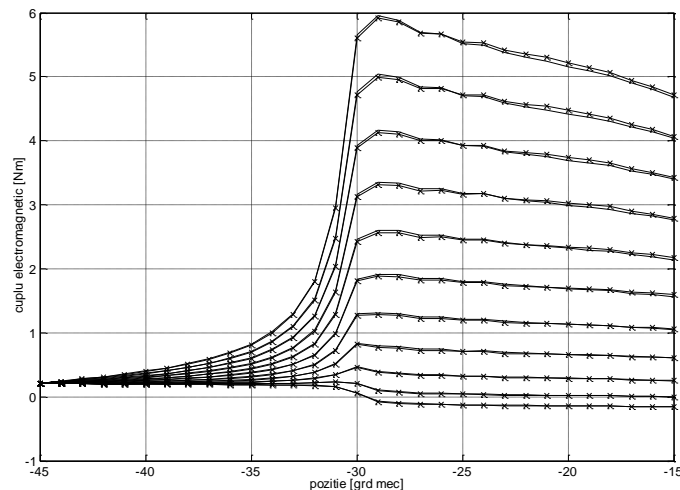
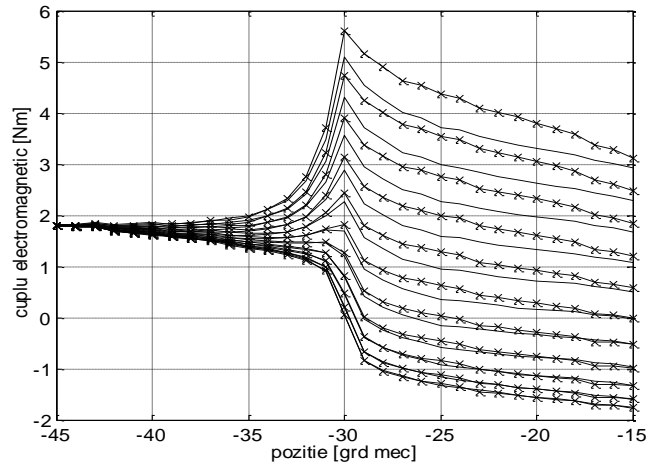
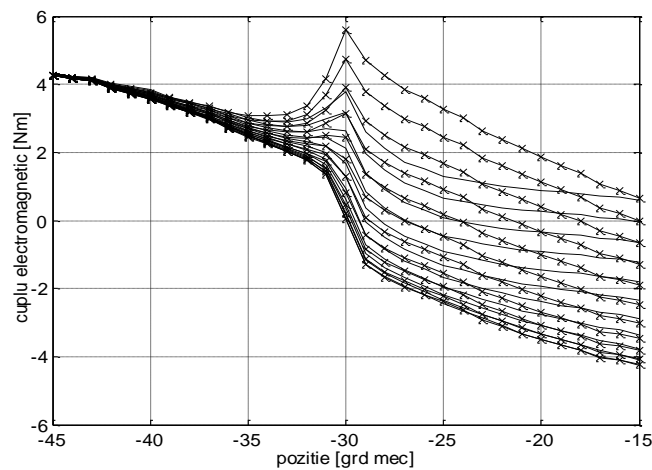


Fig.4.19. Cuplul electromagnetic la alimentarea simultană a două faze. Caracteristicile marcate -cuplul obținut prin însumarea cuplurilor celor două faze considerate independente. Caracteristicile nemarcate - cuplul obținut direct prin MEF. $I_a = 0.5 : 0.5 : 5.5A$, $I_c = 1 A$

Același lucru este prezentat în fig. 4.20 dar pentru $I_c = 3.0A$. Se observă influența cuplului negativ al fazei "c", între -30 și -15 grade. În fig.4.21. sunt prezentate aceleași caracteristici pentru $I_c = 5A$.

În fig.4.19., fig.4.20. și fig.4.21. se pot evidenția următoarele aspecte. Dacă curentul prin faza care se stinge este sub 1A în momentul în care aceasta trece prin poziția aliniat (-30 grade în figură) și schimbă semnul cuplului produs, fazele motorului pot fi considerate independente. Deenergizarea trebuie sincronizată în funcție de viteză și de încărcarea motorului în așa fel încât curentul prin înfășurarea care se stinge să fie egal cu cel mult 1A la trecerea prin poziția aliniat a fazei. Dacă încărcarea mașinii solicită un curent de 5A, pentru a se putea folosi modelul cu faze independente chiar și la viteze foarte mici deconectarea fazei de la sursa de tensiune trebuie să se facă cu cel puțin 5 grade înainte de poziția aliniat (fig.4.21)

Fig.4.20. Idem 4.19. dar $I_a = 0.5 : 0.5 : 5.5A$, $I_c = 3.0 A$ Fig.4.21. Idem 4.19. dar $I_a = 0.5 : 0.5 : 5.5A$, $I_c = 5.0 A$

4.4. Concluzii

Prin analiza cu element finit se poate investiga distribuția câmpului în MSRVC-S, se pot obține curbele fluxului de înălțare, ale inductivității fazei și ale cuplului electromagnetic și se poate studia influența reciprocă a fazelor.

Rezultatele analizei cu element finit bidimensionale pot fi utilizate în modelarea și simularea MSRVC-S. Utilizarea lor la implementarea estimatorului de cuplu necesar ca reacție în sistemul numeric de reglare în timp real e bine să se facă doar dacă nu există posibilitatea obținerii caracteristicilor experimentale.

Pentru mărirea preciziei de determinare a fluxului și a cuplului electromagnetic se poate utiliza modelarea tridimensională.

Bibliografie

- [1] P. S. Sylvester, R.F. Ferrari - *Finite Elements for Electrical Engineers*, Cambridge University Press, 1990.
- [2] S. J. Salon - *Finite Element Analysis of Electrical Machines*, Kluwer Academic Publishers, Boston, London, Dordrecht, 2000.
- [3] D. Gârbea - *Analiza cu elemente finite*. Editura tehnică, București, 1990.
- [4] R. Arumugam, D. A. Lowther, R. Krishnan, J.F. Lindsay - *Magnetic field analysis of a switched reluctance motor using a two dimensional finite element model*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-21, no.5, September 1985.
- [5] J. Mizia, K. Adamiak, A. R. Eastham, G. E. Dawson - *Finite element force calculation: comparison of methods for electric machines*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no.1, January 1988.
- [6] M Bournet Fauchez - *Magnetic analysis of a switched reluctance motor using a boundary element-finite element coupling method*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no.1, January 1988.
- [7] M. Moallem, C. M. Ong - *Predicting the torque of a switched reluctance machine from its finite element field solution*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, No. 4, December 1990.
- [8] H. C. Lai, D. Rodger, P. J. Leonard - *Coupling meshes in 3D problems involving movements*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 28, no.2, March 1992.
- [9] G. Bedrosian - *A new method for coupling finite element field solutions with external circuits and kinematics*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 29, no.2, March 1993.
- [10] L. Xu, E. Ruckstadter - *Direct modeling of switched reluctance machine by coupled field-circuit method*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No. 3, September 1995.
- [11] T. S. Low, H. Lin, S. X. Chen - *Analysis and comparison of switched reluctance motors with different physical sizes, using a 2D finite element method*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 31, no.6, November 1995.
- [12] N. Sadowski, Y. Lefevre, C. G. C. Neves, R. Carlson - *Finite elements coupled to electrical circuit equations in the simulation of switched reluctance drives: attention to mechanical behaviour*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, no. 3, May 1996.
- [13] H. Lin, T. S. Low, S. X. Chen - *Investigation on magnetic saturation in switched reluctance motor using 2D hybrid finite element method*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, no. 5, September 1996.
- [14] K. Koibuchi, T. Ohno, K. Sawa - *A basic study for optimal design of switched reluctance motor by finite element method*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 33, no. 2, March 1997.
- [15] Y. Tang, J. A. Kline - *Modeling and design optimization of switched reluctance machine by boundary element analysis and simulation*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 4, December 1996.
- [16] Y. Ohdachi - *Optimum design of switched reluctance motors using dynamic finite element analysis*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 33, no. 2, March 1997.
- [17] A. M. Omekanda, C. Broche, M. Renglet - *Calculation of the electromagnetic parameters of a switched reluctance motor using an improved FEM-BIEM-application to different models for the torque*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 4, July/August 1997.

[18] S. Brisset, P. Brochet - *Optimization of switched reluctance motors using deterministic methods with static and dynamic finite element simulations*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34, no. 5, September 1998.

[19] J. M. Kokernak, D. A. Torrey - *Magnetic circuit model for the mutually coupled switched-reluctance machine*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, no. 2, March 2000.

[20] U. Dreshpande - *Two-dimensional finite-element analysis of a high-force-density linear switched reluctance machine including three-dimensional effects*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 4, July/August 2000.

[21] Y. Xu, D. A. Torrey - *Study of the mutually coupled switched reluctance machine using the finite element-circuit coupled method*, IEE Proceedings Electr. Power Appl., Vol. 149, No. 2, March 2002.

[22] F. Bokose, L. Vandeveld, J. Gyselinck, J. Melkebeek - *Design of switched reluctance motors by using numerical techniques*, speedam, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, 11-14 June 2002 Ravello, Italia.

[23] C. Grabner, E. Schmidt - *A numerical flux linkage calculation of switched reluctance machines under electrical current load peaks*, speedam, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, 11-14 June 2002 Ravello, Italia

[24] W. Wu, J. B. Dunlop, S. J. Collocott, B. A. Kalan - *Design optimization of a switched reluctance motor by electromagnetic and thermal finite-element analysis*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, no. 5, September 2003.

[25] J. W. Lee, H. S. Kim, B. I. Kwon, B. T. Kim - *New rotor shape design for minimum torque ripple of SRM using FEM*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, no. 2, March 2004.

[26] B. Parreira, S. Rafael, A. J. Pires, P. J. Costa Branco - *Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: from FEM analysis to the experimental tests*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 6, December 2005.

[27] David Meeker - *Finite Element Method Magnetics*, User's Manual.

[28] M. Anders - *Performance Analysis of a Linear Actuator by Means of Different Simulation Models*, Flux Magazine, nr. 52, octombrie 2006, Cedrat, Magsoft Corp.

[29] T. J. E. Miller - *Switched Reluctance Motors and Their Control*, Oxford University Press, 1993

[30] C. Bocaletti, E. Santini - *Surface and volume element integration for the modified Maxwell Stress Method*, Sixth International Conference on Computational Methods in Electrical Engineering and Electromagnetics (ELECTROCOMP), 2003.

5. MODELAREA ȘI SIMULAREA MSRV-CS

5.1. Introducere

Simularea funcționării MSRV-CS este foarte importantă pentru determinarea performanțelor sistemului de acționare electrică în care este inclusă mașina. Mașina poate fi modelată prin expresii analitice sau prin utilizarea unor tabele în care sunt stocate datele mașinii. Pentru modelarea mașinii avem nevoie de valoarea rezistenței de fază, de curbele de magnetizare și de caracteristicile cuplului electromagnetic. De regulă în elaborarea modelului fazele motorului se consideră independente. Determinarea experimentală a rezistenței de fază, a caracteristicilor de magnetizare și a caracteristicilor de cuplu este prezentată în cap.3. Cap.4. arată cum pot fi obținute caracteristicile de magnetizare și caracteristicile de cuplu prin utilizarea metodei elementului finit în spațiul bidimensional. Rezultatele prezentate în acest capitol au fost obținute pentru o mașină MSRV-CS cu 3 faze, a cărei prezentare este făcută în cap.6.

S-a arătat în literatura de specialitate că nu se poate neglija saturația pentru implementarea unui model al motorului folosit pentru o evaluare realistă a utilizării acestuia într-un sistem de acționare electrică. Cuplul obținut când se neglijează saturația, deși foarte convenabil din punct de vedere al calculului, diferă substanțial de cuplul real dezvoltat de motor. Saturația poate fi luată în considerare prin utilizarea unor funcții matematice neliniare în aproximarea curbelor de magnetizare sau prin introducerea directă a curbelor de magnetizare în tabele și interpolare pentru aflarea valorilor intermediare.

5.2. Ecuațiile matematice de modelare ale MSRV-CS

Fazele motorului fiind considerate independente, ecuația electrică a fazei nu conține tensiuni induse de către celelalte faze. Fiecare fază este descrisă de ecuația (5.1).

$$V_j = R \cdot i_j + \frac{d\Psi_j(\theta, i_j)}{dt}, \quad j = 1..m \quad (5.1)$$

Ecuația (5.1) se poate rescrie astfel:

$$V_j = R \cdot i_j + \frac{\partial \Psi_j}{\partial i} \frac{di_j}{dt} + \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (5.2)$$

În ecuațiile (5.1) și (5.2) j reprezintă indicele pentru o fază, numărul de faze ale mașinii fiind m . θ reprezintă poziția rotorului exprimată în radiani. Fluxul de înlănțuire al fazei, Ψ_j , este funcție de poziția rotorului θ și de curentul de fază i_j .

În expresia (5.2) se pot face două notații. Astfel, derivata parțială a fluxului în raport cu curentul reprezintă inductivitatea incrementală, iar ultimul termen reprezintă tensiunea indusă prin rotație:

$$L_i(\theta, i_j) = \frac{\partial \Psi(\theta, i_j)}{\partial i_j} \quad (5.3)$$

$$E_j = \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (5.4)$$

Prin înlocuirea expresiilor (5.3) și (5.4) în ecuația (5.2) aceasta din urmă devine:

$$V_j = R \cdot i_j + L_i \cdot \frac{di_j}{dt} + E_j \quad (5.5)$$

Circuitul electric echivalent pentru ecuația (5.5) este prezentat în fig.5.1.

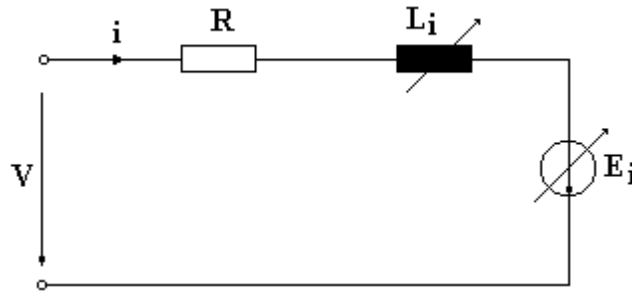


Fig.5.1. Circuitul electric echivalent pentru o fază a MSRVS-CS

Un model mai elaborat al MSRVS-CS ar conține și pierderile în miezul magnetic. Aceste pierderi nu mai pot fi neglijate la viteze ridicate, datorită frecvenței crescute a fluxului de înlănțuire al fazei, care în fiecare ciclu de conversie a energiei este adus de la 0 la valoarea maximă și apoi scăzut iarăși la zero.

Pe lângă ecuațiile fazelor mașinii, în elaborarea modelului este necesară și ecuația de mișcare:

$$T - T_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (5.6)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (5.7)$$

Pentru calculul cuplului electromagnetic al unei faze poate fi folosită formula generală de calcul:

$$T_j = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^i \Psi_j(\theta, i_j) \cdot di \quad (5.8)$$

Cuplul total al mașinii se obține prin însumarea cuplurilor tuturor fazelor:

$$T_t = \sum_{j=1}^m T_j \quad (5.9)$$

MSRVS-CS se poate modela folosind ecuațiile (5.3), (5.4), (5.5), (5.6), (5.7), (5.8) cu condiția ca să se cunoască curbele flux-curent-poziție.

5.3. Modelarea și simularea MSR-VC folosind funcții neliniare de aproximare a caracteristicilor de magnetizare

5.3.1. Descrierea modelului matematic

Caracteristicile de magnetizare determinate experimental sau prin metoda elementului finit pot fi approximate prin expresii analitice. În literatura de specialitate au fost publicate câteva expresii de aproximare a caracteristicilor de magnetizare. În momentul de față nu există totuși o expresie universal acceptată pentru modelarea caracteristicilor de magnetizare în așa fel încât să se obțină expresii analitice pentru inductivitatea incrementală, tensiunea indusă prin rotație și cuplul electromagnetic. Una din funcțiile de aproximare, utilizată în [1] conține un termen exponențial și un termen liniar. Caracteristicile de magnetizare sunt approximate cu ajutorul formulei:

$$\psi(\theta, i) = a_1(\theta) \cdot (1 - e^{-a_2(\theta)}) + a_3(\theta) \cdot i \quad (5.9)$$

Expresia a fost utilizată și anterior pentru aproximarea caracteristicilor de magnetizare dar coeficienții a_1 , a_2 , a_3 aveau valori constante. În articolul [1] a_1 , a_2 și a_3 sunt funcții de poziția rotorului. Ei sunt determinați în punctele în care există date experimentale, și apoi prin interpolare se obțin valorile coeficienților pentru un întreg ciclu electric. Coeficienții a_1 , a_2 și a_3 sunt dezvoltăți în serie Fourier:

$$a_m = \sum_{k=0}^{\infty} A_{mk} \cdot \cos(k \cdot \lambda \cdot \theta), \quad m=1..3 \quad (5.10)$$

Coeficientul λ reprezintă raportul dintre unghiul electric și unghiul mecanic, care are valoarea 4 pentru MSR-VC cu 3 faze, 6 poli statorici și 4 poli rotorici.

Se consideră că expresia (5.9) se potrivește "natural" la caracteristica de magnetizare a MSR-VC [1]. Într-adevăr, la poziții apropiate de poziția nealiniat caracteristica de magnetizare este aproape liniară iar la poziții apropiate de poziția aliniat caracteristicile de magnetizare pot fi approximate prin includerea unui termen exponențial în funcția de aproximare.

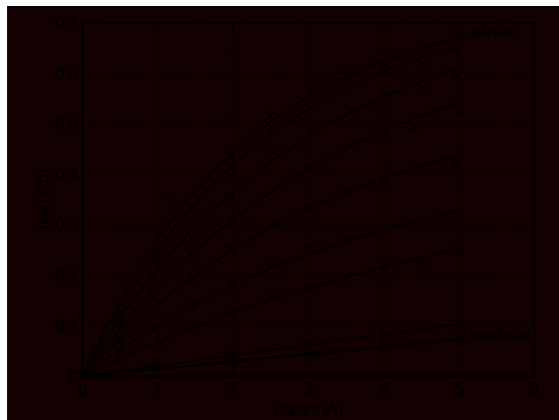


Fig.5.2. Curbele flux-curent-poziție. Poziția rotorului, în grade mecanice, variază între 0° (aliniat) și 45° (nealiniat), din 5 în 5 grade mecanice.

Fig.5.2. prezintă curbele de magnetizare approximate cu relația (5.9) și punctele experimentale marcate cu (x). Cei trei coeficienți au fost determinați separat pentru fiecare din pozițiile reprezentate în figură. Interpolarea valorilor discrete obținute pentru coeficienții a_1, a_2 și a_3 s-a făcut prin utilizarea funcțiilor spline. În fig.5.3. se prezintă atât valorile discrete ce s-au obținut pentru coeficienții a_1 și a_2 din datele experimentale, cât și curbele de interpolare spline. Poziția este exprimată în grade electrice.

Când se folosesc funcțiile spline cubice datele se aproximează cu polinoame de gradul trei în intervalul dintre două valori experimentale [2]. Coeficienții se calculează cu relația (5.10).

$$a_{jk} = b_{0k} + b_{1k} \cdot (\theta - \theta_k) + b_{2k} \cdot (\theta - \theta_k)^2 + b_{3k} \cdot (\theta - \theta_k)^3 \quad (5.10)$$

$$k=1 \dots N_i, j=1 \dots 3.$$

Ecuția (5.10) se folosește pentru determinarea valorilor coeficienților a_1, a_2 și a_3 pe un interval (între două valori experimentale reprezentate cu (o) în fig.5.3. și 5.4.). Valorile coeficienților polinoamelor de interpolare $b_{0k} \dots b_{3k}$ sunt determinate în timpul interpolării pentru fiecare interval. θ_k este poziția extremei stângi a intervalului. La capetele intervalelor este asigurată condiția de egalitate a derivatei la stânga cu derivata la dreapta. În plus la pozițiile aliniat și nealiniat derivatele celor trei coeficienți trebuie să fie nule.

Derivata coeficientului a_j pe intervalul k este:

$$\frac{da_{jk}}{d\theta} = b_{1k} + 2 \cdot b_{2k} \cdot (\theta - \theta_k) + 3 \cdot b_{3k} \cdot (\theta - \theta_k)^2 \quad (5.11)$$

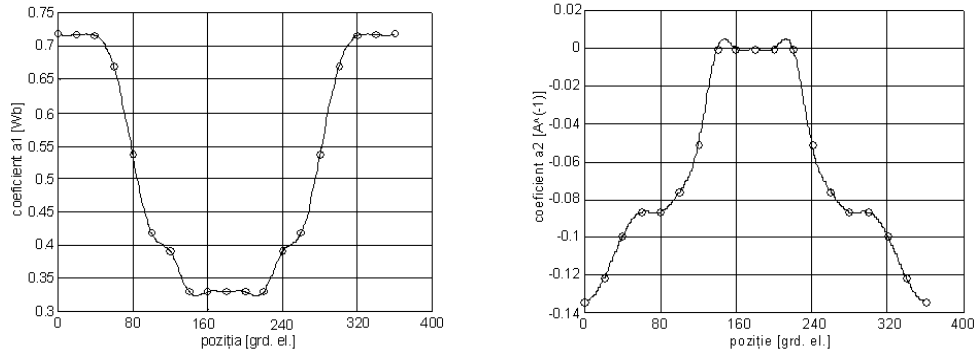


Fig.5.3. Valorile discrete obținute din curbele de magnetizare pentru coeficienții a_1 și a_2 (o) și curbele de interpolare spline.

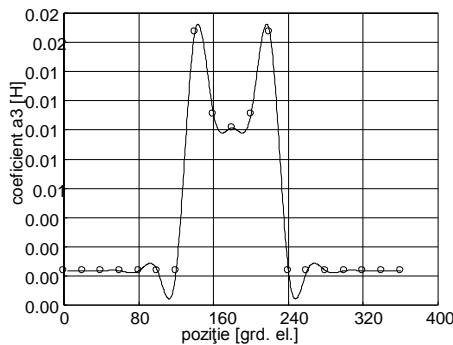


Fig.5.4. Coeficientul a_3 din ecuația (5.9)

Ecuția (5.11) se folosește pentru calculul derivatelor coeficienților care intervin în expresia analitică a inductivității incrementale, a tensiunii induse prin rotație și a cuplului electromagnetic.

Ecuția electromagnetică a fazei:

$$V_j = R \cdot i_j + \frac{\partial \Psi_j}{\partial i} \cdot \frac{di_j}{dt} + \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (5.12)$$

este o ecuație diferențială cu parametri variabili, cu necunoscuta curentul fazei. Pentru utilizarea ecuației (5.12) într-un program de simulare dinamică (Matlab-Simulink) aceasta trebuie pusă sub forma (5.13)

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{(V_j - R \cdot i_j - \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \omega)}{\frac{\partial \Psi_j}{\partial i_j}} \quad (5.13)$$

Derivatele parțiale ale fluxului care intervin în relația (5.13) pot fi deduse din ecuația (5.9) prin derivare parțială. Se obțin ecuațiile (5.14) și (5.15).

$$\frac{\partial \Psi_j}{\partial i_j} = -a_1 \cdot a_2 \cdot e^{a_2 \cdot i} + a_3 \quad (5.14)$$

$$\frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} = \frac{da_1}{d\theta} - \frac{da_1}{d\theta} \cdot e^{a_2 \cdot i} - a_1 \cdot \frac{da_2}{d\theta} \cdot i \cdot e^{a_2 \cdot i} + \frac{da_3}{d\theta} \cdot i \quad (5.15)$$

Cuplul unei faze se obține din expresia generală a cuplului în care fluxul se înlocuiește cu formula (5.9). Se obține pentru cuplu expresia (5.16).

$$T_j = \left[i_j + \frac{1}{a_2} \cdot (1 - e^{a_2 \cdot i_j}) \right] \cdot \frac{da_1}{d\theta} - \left[\frac{a_1}{a_2^2} \cdot (1 - e^{a_2 \cdot i_j}) + \frac{a_1 \cdot i}{a_2} \cdot e^{a_2 \cdot i} \right] \cdot \frac{da_2}{d\theta} + \frac{1}{2} \cdot i_j^2 \cdot \frac{da_3}{d\theta} \quad (5.16)$$

Cuplul dat de ecuația (5.16) este prezentat în fig.5.5. Curba cuplului prezintă o oscilație care nu se regăsește în forma reală a cuplului electromagnetic. În articolul [3] au fost prezentate pe lângă formula (5.9) încă alte două formule de aproximare a caracteristicilor de magnetizare, dar toate prezintă o abatere a formei de undă de la forma de undă reală. Această abatere a modelelor analitice care se pare că nu poate fi adusă la valori foarte mici este cauza pentru care pentru MSRV-CS nu există un model analitic universal acceptat în literatura de specialitate.

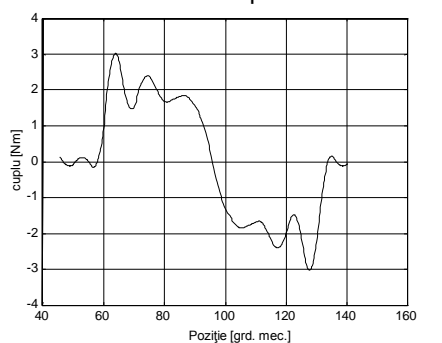


Fig.5.5. Curba cuplului electromagnetic obținută cu ecuația (5.16) pe un ciclu electric

Cuplul total este egal cu suma cuplurilor de fază. În mod normal, în funcționarea MSRVS-CS cu trei faze doar două faze pot fi alimentate simultan, în momentul comutației. Cuplul celei de-a treia faze se însumează cu cuplurile celorlalte două dar nu contribuie la cuplul total. Odată cu poziția rotorului se modifică și fazele ce produc cuplu diferit de zero astfel încât în implementarea modelului se va obține în orice moment valoarea cuplului total deoarece se însumează cuplurile tuturor fazelor.

Ecuțiile (5.10) - (5.16) s-au folosit pentru implementarea modelului MSRVS-CS în Matlab/Simulink, făcând abstracție de abaterea formei de undă a cuplului de la forma reală.

5.3.2. Simularea unui sistem de acționare cu regulator PI de viteză

Bazat pe modelul prezentat în subcapitolul 5.3.1. s-a dezvoltat un model de simulare a unui sistem de acționare în patru cadrane cu regulator PI de viteză. Schema bloc a sistemului de acționare este prezentată în fig.5.6.

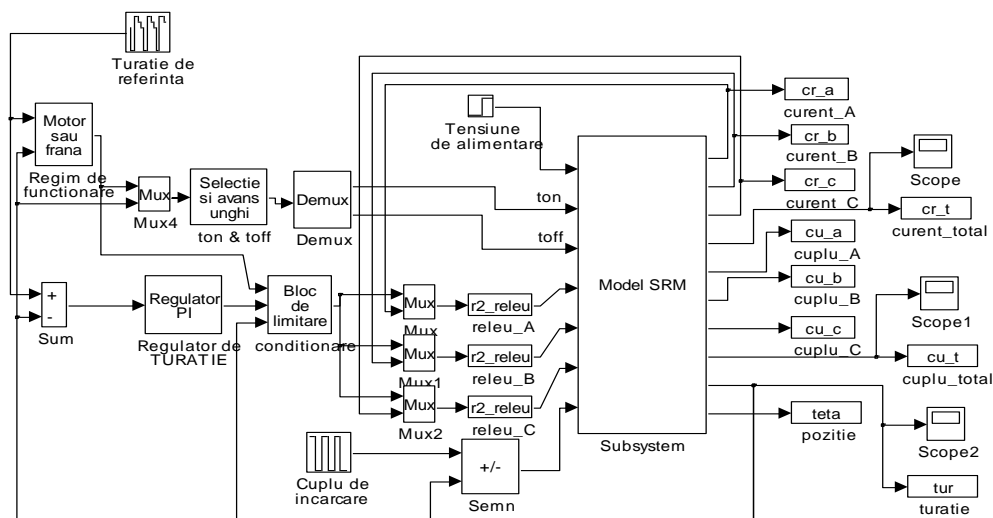


Fig.5.6. Model SIMULINK pentru simularea unui sistem de acționare cu MSRVS-CS cu regulator PI de viteză

Utilizarea MSRVS-CS fără regulator de cuplu este cea mai frecventă. Regulatorul de viteză dă la ieșire curentul de referință care este comparat cu curentul de fază. Comparația se poate face cu histereză sau fără histereză dacă este limitată frecvența superioară de comutație a tranzistoarelor.

În acest model unghiurile de deschidere și de blocare a fazei sunt funcții de viteză (doar de viteză nu și de curentul de fază). Sunt accesibile și pot fi reprezentate grafic viteza, poziția, curenții de fază, cuplurile de fază, cuplul total.

În fig.5.7. se prezintă viteza pentru un profil de viteză de referință care permite funcționarea în cele patru cadrane. În fig.5.8. este prezentat cuplul electromagnetic. Încărcarea mașinii este la jumătate din cuplul nominal - 0.5 Nm.

În fig.5.9. se prezintă detalii din formele de undă ale curenților în regimul motor. Curentul de fază este limitat la valoarea de 4.5 A iar reglarea curentului se face într-o histereză de ± 0.1 A. Când viteza reală este mult inferioară vitezei prescrise regulatorul de viteză furnizează la ieșire un curent de referință egal cu valoarea limită a curentului. În regim staționar curentul de fază este reglat în jurul valorii de 1.5 A. În fig.5.10. este prezentat un detaliu la trecerea din regim de motor în regim de frână, la schimbarea vitezei de referință de la 100 rad/s la -100 rad/s. Trecerea de la regimul de motor la regimul de frână se face prin modificarea unghiurilor de comandă în momentul în care se primește comanda de reversare.

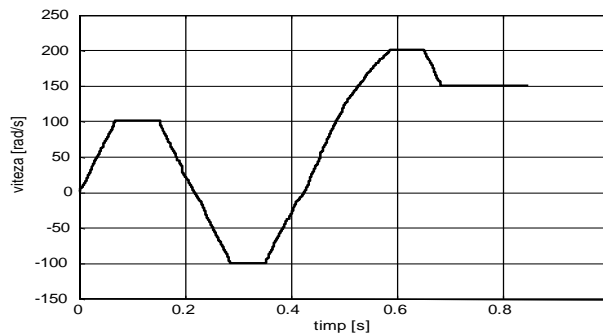


Fig.5.7. Viteza MSRV-CS într-un sistem de acționare cu regulator PI de viteză

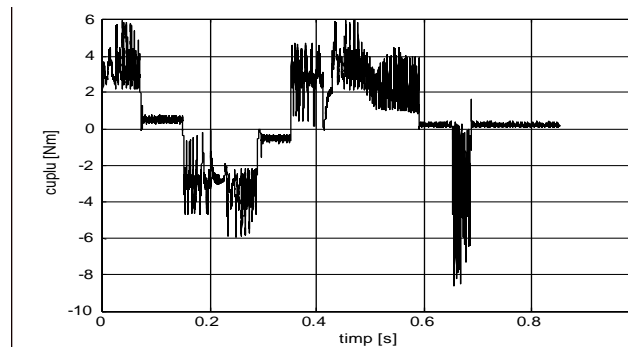


Fig.5.8. Cuplul electromagnetic al MSRV-CS într-un sistem de acționare cu regulator PI de viteză

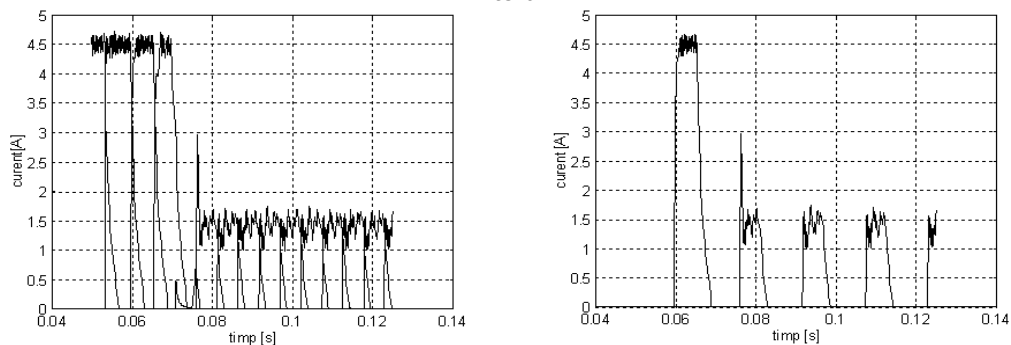


Fig.5.9. Detalii din formele de undă ale curenților în regimul de motor. Stânga – curenții celor trei faze. Dreapta – Curentul unei singure faze.

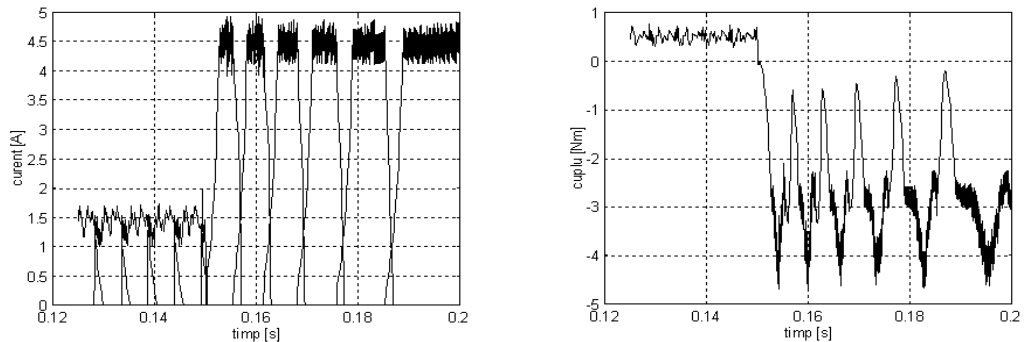


Fig.5.10. Curenții de fază și cuplul electromagnetic la trecerea din regim de motor în regim de frână.

5.3.3. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză FUZZY

În fig.5.11. este prezentată schema bloc de simulare a unui sistem de acționare cu MSRVS-CS cu regulator de viteză FUZZY[4]. Doar regulatorul este diferit față de modelul din fig.5.6.

Viteza motorului este prezentată în fig.5.12. iar cuplul electromagnetic dezvoltat de motor în fig.5.13. Se observă că profilul vitezei este foarte apropiat de cel obținut cu regulatorul PI. Cuplul electromagnetic în schimb are pulsații mai mari în porțiunea de reglare la viteza de 100 rad/s, -100 rad/s și 200 rad/s la sistemul de acționare cu regulator FUZZY. Având în vedere că nu există reguli clare de proiectare a reglatoarelor FUZZY, având o influență mare intuiția inginerului de a alege funcțiile de apartenență cele mai potrivite nu putem spune că este o regulă generală că utilizarea unui regulator de viteză de tip FUZZY produce pulsații de cuplu mai mari.

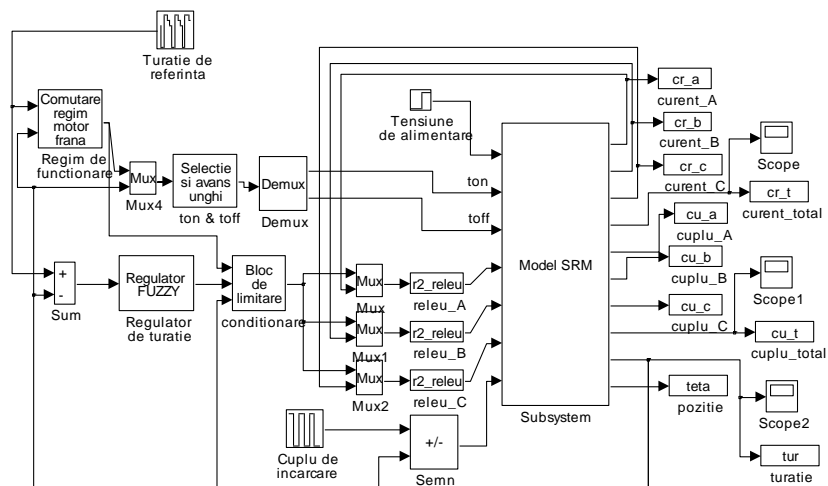


Fig.5.11. Schema bloc de simulare a unui sistem de acționare cu MSRVS-CS cu regulator de viteză FUZZY.

Fig.5.14. prezintă curenții de fază și cuplul electromagnetic în regim de motor iar fig.5.15. curenții de fază și cuplul electromagnetic în regim de frână, la primirea comenzii de reversare de la 100 la -100 rad/s.

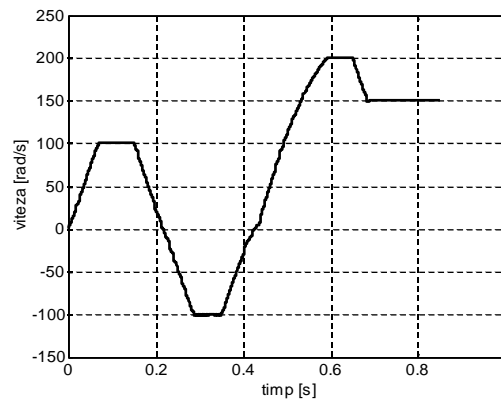


Fig.5.12. Viteza MSRV-CS într-un sistem de acționare cu regulator de viteză FUZZY.

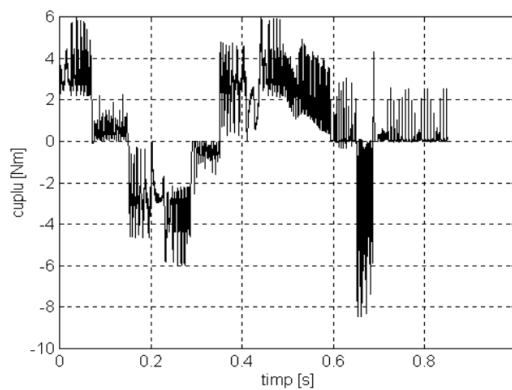


Fig.5.13. Cuplul electromagnetic al MSRV-CS într-un sistem de acționare cu regulator de viteză FUZZY.

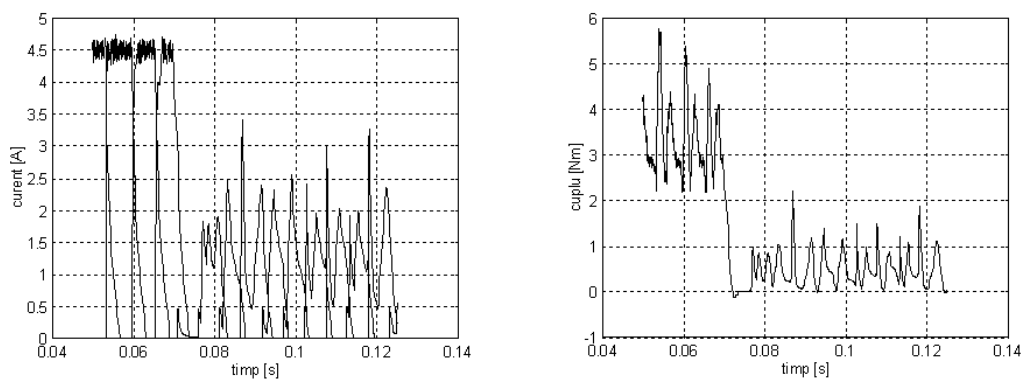


Fig.5.14. Curenții de fază (stânga) și cuplul electromagnetic al MSRV-CS în regim de motor.

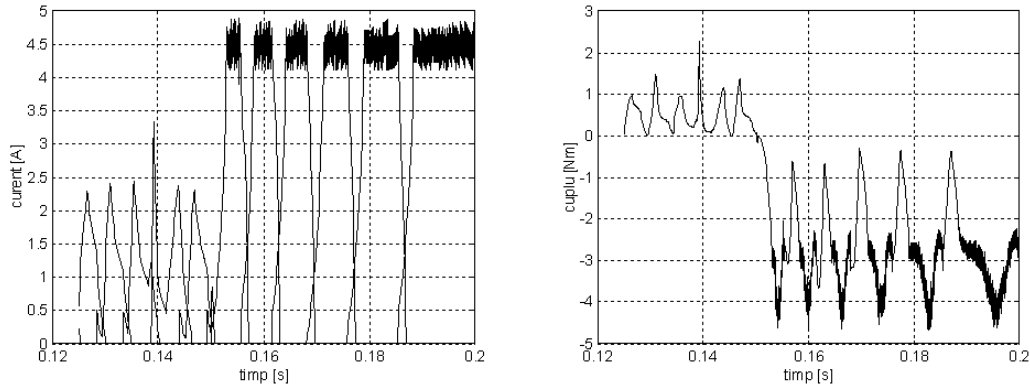


Fig.5.15 Curenții de fază (stânga) și cuplul electromagnetic al MSRVS-CS în regim de frână.

După cum se observă din fig.5.14. și 5.15. reglarea vitezei cu regulatorul FUZZY se face prin curenți cu pulsații mai mari decât cei obținuți prin utilizarea unui regulator PI. Aceste pulsații se regăsesc în pulsațiile în cuplu, mai mari la regulatorul FUZZY.

5.4. Modelarea și simularea MSRVS-CS utilizând tabele pentru stocarea caracteristicilor

5.4.1. Modelul MSRVS-CS împreună cu convertorul static

Modelul MSRVS-CS ce utilizează tabele în care sunt stocate derivatele fluxului și cuplul electromagnetic se bazează pe aceleași ecuații ca și modelul cu funcții neliniare. Ecuația implementată în mediul Matlab/SIMULINK este (5.13) care este rescrisă aici.

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{(V_j - R \cdot i_j - \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \omega)}{\frac{\partial \Psi_j}{\partial i_j}} = \frac{V_j - R \cdot i_j - E_j}{L_{ij}} \quad (5.17)$$

Derivatele parțiale ale fluxului de care avem nevoie în implementarea ecuației (5.17) sunt obținute prin metode numerice din caracteristicile de magnetizare experimentale sau cele calculate prin metoda elementului finit. Modelul SIMULINK al unei faze a MSRVS-CS este prezentat în fig.5.16. El conține și ramura de convertor care alimentează faza A.

Derivatele parțiale ale fluxului și cuplul electromagnetic sunt introduse în tabele în care prima intrare este curentul de fază iar a doua este poziția fazei. Valorile intermediare se aproximează prin interpolare. Cuplul electromagnetic din tabelul bidimensional este cel determinat experimental dar se pot folosi și curbele de magnetizare pentru determinarea cuplului prin metoda derivatei coenergiei magnetice. Curbele derivatelor parțiale ale fluxului și curbele cuplului electromagnetic sunt prezentate în fig.5.17. fig.5.18. și fig.5.19.

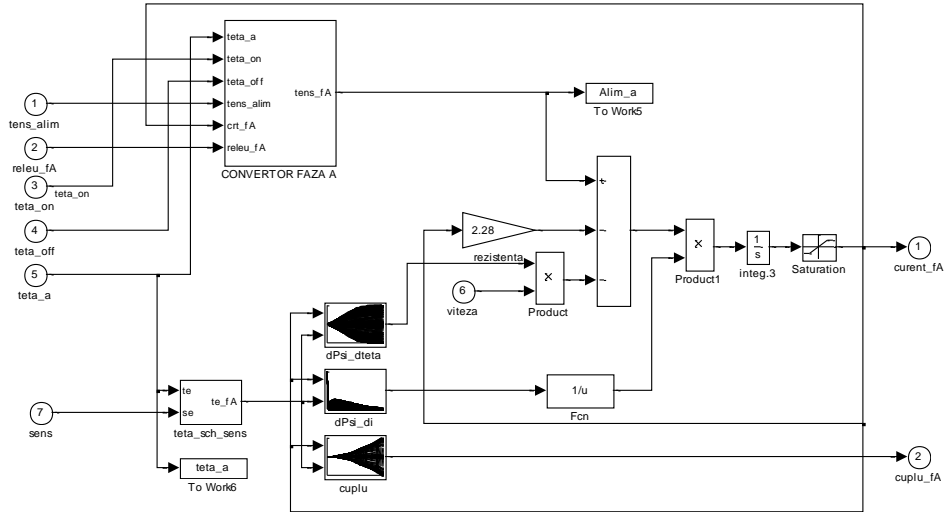


Fig.5.16. Modelul SIMULINK al unei faze a MSR-V-CS împreună cu ramura din convertorul static ce alimentează faza.

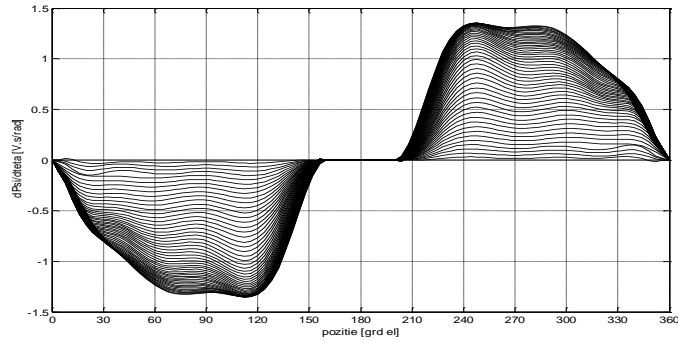


Fig.5.17. Derivata parțială a fluxului funcție de poziție.

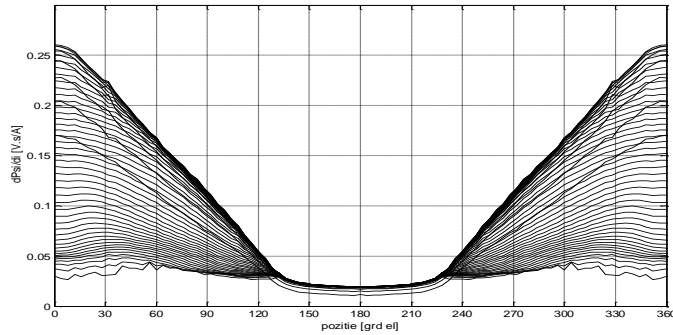


Fig.5.18. Derivata parțială a fluxului funcție de curent.

Derivata parțială a fluxului funcție de poziție s-a forțat la zero pe intervalul [160, 200] adică 5 grade mecanice la dreapta și la stânga poziției nealiniat a fazei. Aceasta s-a făcut pentru a elimina discontinuitățile apărute la calculul derivatei numerice din cauza valorilor mici ale fluxului la poziții apropiate de poziția nealiniat.

Derivata parțială a fluxului funcție de curent care este de fapt inductanța incrementală are valorile cele mai mici pentru curenții apropiați de 5A. Ecuația (5.17) ne arată că această inductanță este cea care se opune creșterii sau scăderii curentului și nu inductanța fazei obținută ca raportul între fluxul de înălțuire și curent. Panta curentului este mai mare la valori mari ale curentului de fază.

Caracteristicile cuplului electromagnetic sunt cele prezentate în capitolul 3, măsurate pentru o singură fază a motorului de la poziția aliniat până la poziția nealiniat, din grad în grad. În realitate caracteristicile de cuplu pot fi diferite pe cele trei faze. Acest fapt este practic imposibil de luat în considerare la implementarea modelului și a sistemului de reglare la motoarele produse în serie. În acest caz fazele sunt considerate identice și este folosit același tabel de cuplu pentru estimarea cuplului fiecărei faze.

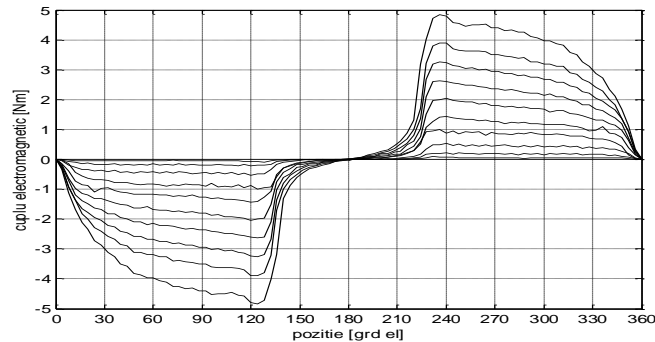


Fig.5.19. Cuplul electromagnetic introdus tabelar în modelul MSRV-CS

Blocul care simulează ramura convertorului ce alimentează o fază este prezentat în fig.5.20. Există 4 cazuri de alimentare dintre care doar unul este selectat la un moment dat. Cele 4 cazuri posibile sunt:

- dacă poziția fazei este între $teta_on$ și $teta_off$ și semnalul de la releu este '1' logic faza este alimentată cu tensiunea sursei.
- dacă poziția fazei este între $teta_on$ și $teta_off$ și semnalul de la releu este '0' logic tensiunea aplicată fazei este zero, dacă comutatorul din schemă este pe poziția soft switching și opusul tensiunii sursei, dacă comutatorul este în poziția hard switching.
- dacă poziția fazei nu este între $teta_on$ și $teta_off$ și curentul fazei este mai mare decât zero atunci fazei i se aplică opusul tensiunii de alimentare. Această porțiune este porțiunea de dezenergizare a fazei.
- dacă poziția fazei nu este între $teta_on$ și $teta_off$ și curentul este zero tensiunea aplicată fazei este zero. Această situație se menține până la următoarea intrare în conducție a fazei.

Convertorul static simulat în felul acesta este un convertor cu elemente ideale; căderile de tensiune pe ventilele în conducție sunt zero și impedanța ventilelor în starea blocat este infinită.

Comutatorul de selectare a modului de funcționare 'hard switching' sau 'soft switching' se mută pe poziția dorită înainte de a porni o nouă simulare. Și în

sistemele de acționare reale convertorul poate funcționa în unul din cele două moduri și nu se face trecerea dintr-un mod în altul în timpul funcționării.

În fig.5.21. este prezentat curentul unei faze pentru strategia 'soft switching' iar în fig.5.22. tensiunea cu care este alimentată faza prin intermediul convertorului static. Se observă că în porțiunea de reglare a curentului timpii de creștere și de cădere a curentului sunt diferiți datorită faptului că faza este scurtcircuitată pentru scăderea curentului.

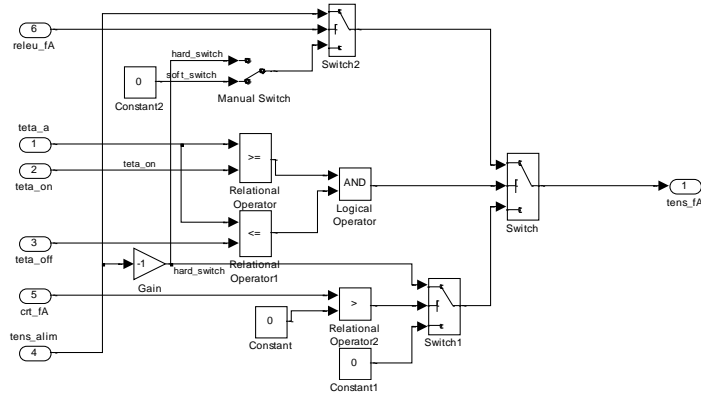


Fig.5.20. Blocul de simulare a părții din convertor ce alimentează o fază a MSRV-CS

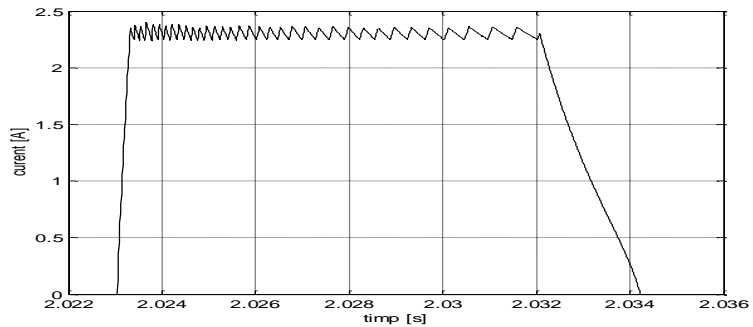


Fig.5.21. Curentul unei faze. Strategia de comutare 'soft switching'.

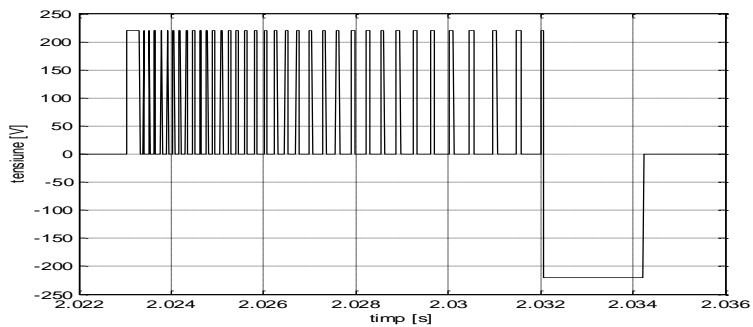


Fig.5.22. Tensiunea de alimentare a fazei furnizată de convertorul static.

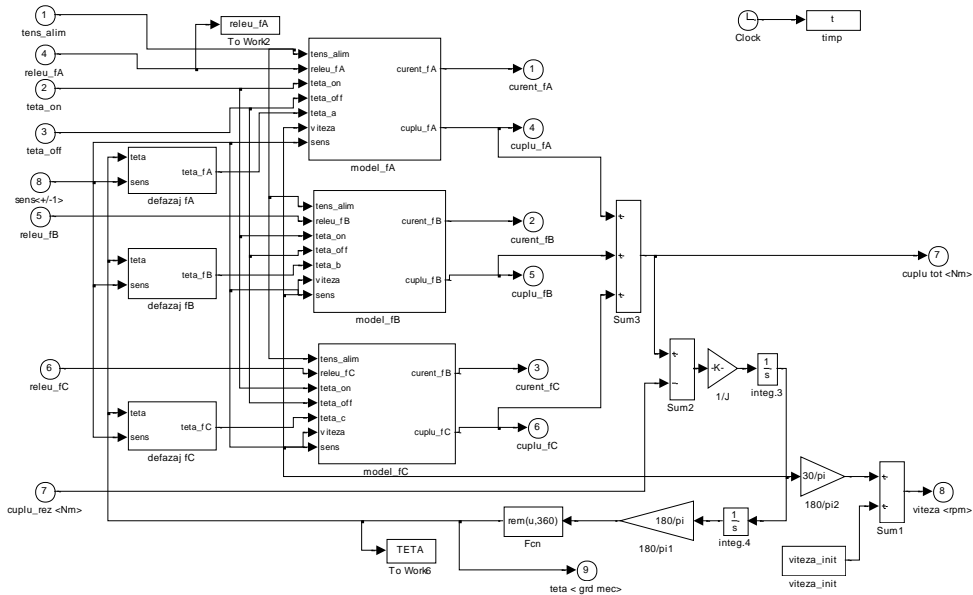


Fig.5.23. Schema bloc de simulare a MSRV-CS împreună cu convertorul static

În fig.5.23. se poate vedea schema bloc de simulare a motorului împreună cu convertorul static. Cele trei faze sunt independente. Fiecare fază are ca ieșiri curentul și cuplul electromagnetic produs de fază. În schema bloc din figură este implementată și ecuația de mișcare. Poziția rotorului raportată la poziția aliniat a fiecărei faze este obținută prin trei blocuri care au ca intrare poziția furnizată de motor și sensul de rotație.

5.4.2. Considerații asupra alegerii unghiului de stingere

Unghiul de stingere al fazei are o influență mare asupra cuplului negativ dezvoltat de faza ce se stinge după ce aceasta trece de poziția aliniat. În literatură se subliniază aceasta dar nu sunt date criterii clare de alegere a acestui unghi. Cel mai bine ar fi ca unghiul de stingere să fie determinat în funcție atât de viteză cât și de valoarea curentului de fază în momentul inițierii procesului de stingere. Acesta este un lucru dificil și din această cauză determinarea unghiului de stingere se face doar în funcție de viteză. Luarea în considerare doar a valorii nominale a curentului pare suficientă din acest punct de vedere. Valori ale curentului mai mari decât curentul nominal apar doar în regimuri tranzitorii, la reversare și la modificarea vitezei de referință, iar cuplul negativ apărut în aceste cazuri ar fi compensat de cuplul pozitiv de valoare mare. În plus intervalele de timp în care se realizează reversarea sau modificarea vitezei la modificarea în semnal treaptă a vitezei de referință sunt foarte limitate. În cazul reglării la viteză constantă, dacă se asigură reducerea cuplului negativ prin selectarea unei valori corespunzătoare a unghiului de stingere pentru curentul nominal al fazei este suficient. La valori ale curentului mai mici decât curentul nominal întotdeauna cuplu negativ va fi mai mic.

Să considerăm ecuația de calcul a cuplului pentru cazul motorului nesaturat:

$$T = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (5.18)$$

Dacă impunem condiția ca în momentul în care faza trece prin poziția aliniat curentul de fază să fie cel mult un sfert din valoarea pe care o are în momentul inițierii procesului de stingere și ținând cont că curentul de fază scade în continuare, cuplul negativ dezvoltat va fi doar cel mult a șaisprezecea parte din cuplul pozitiv dezvoltat înainte de poziția aliniat. Această condiție este un bun punct de plecare.

Determinarea prin simulare a unghiului de stingere care să producă cuplu negativ minim se face în felul următor. Se simulează funcționarea motorului la cuplu nominal și la viteză constantă, de la 0 la viteza nominală. Viteza se modifică în trepte de 100 rpm și pentru fiecare treaptă se modifică unghiul de stingere până când curentul de fază în momentul poziției aliniat (0 sau 360 de grade electrice) este cel mult o pătrime din valoarea lui în momentul inițierii procesului de stingere (poziția fazei $teta\ a$ trece de valoarea unghiului de stingere – $teta\ off$).

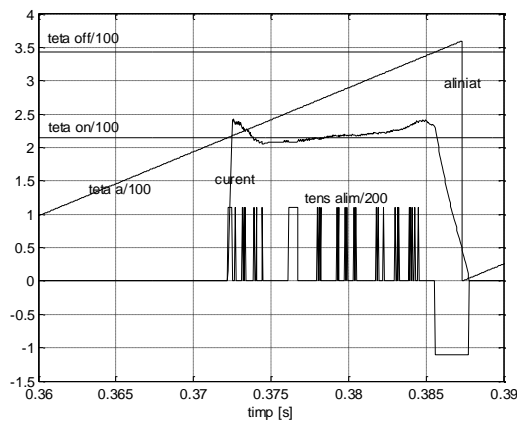


Fig.5.24. Determinarea unghiului de stingere - teta off.

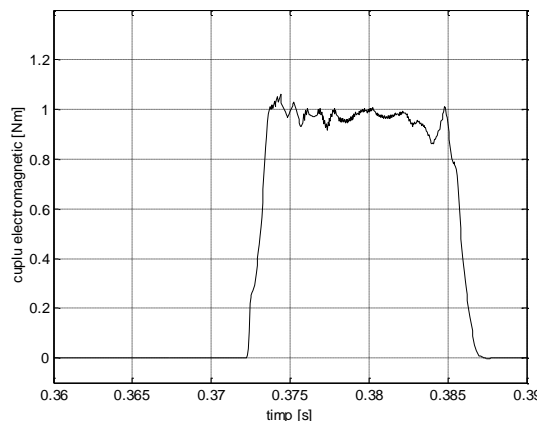


Fig.5.25. Cuplul electromagnetic produs de o fază la unghi de stingere optim.

Fig.5.24. prezintă curentul de fază pentru unghi de stingere optim. Împreună cu curentul sunt reprezentate grafic și poziția fazei, unghiurile de aprindere și de stingere, teta on și teta off, și tensiunea de alimentare a fazei, toate scalate ca să poată fi reprezentate pe același grafic cu curentul de fază. Curentul de fază la poziția aliniat este puțin mai mic de 0.5 A iar la inițierea procesului de stingere în jur de 2.3 A. Forma curentului și valoarea lui în momentul declanșării procesului de stingere se modifică cu viteza dar prin reprezentarea formelor de undă se poate verifica condiția formulată mai sus. În fig.5.25. se poate vedea forma de undă a cuplului electromagnetic dezvoltat de faza. Cuplul negativ produs după trecerea de poziția aliniat este practic nul.

Valorile obținute pentru unghiul de stingere determinat după metoda descrisă anterior sunt reprezentate grafic în fig.5.26. în funcție de viteza de rotație. Valorile au fost determinate la interval de 100 rpm. Valoarea unghiului de aprindere este cu cel puțin 120 de grade electrice mai mică decât valoarea unghiului de stingere. Pentru reducerea pulsațiilor de cuplu este recomandat ca să existe o suprapunere de minim două grade între perioadele de conducție a două faze adiacente. În timpul simulării unghiul de stingere poate fi preluat dintr-un tabel unidimensional care să conțină valorile reprezentate în fig.5.26. sau poate fi calculat printr-un polinom care aproximează forma de undă din figură.

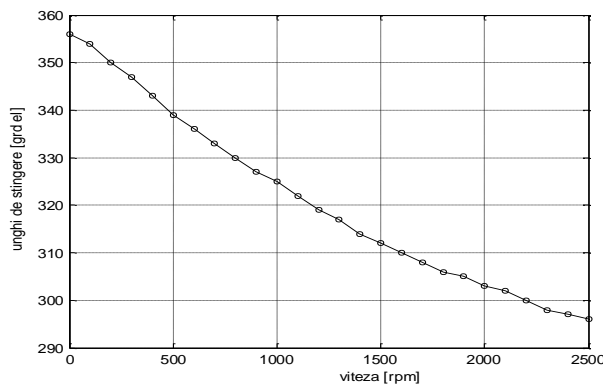


Fig.5.26. Unghiul de stingere funcție de viteză

5.4.3. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI

În fig.5.27. este prezentată schema bloc de simulare a unui sistem de acționare în patru cadrane cu regulator de viteză PI. Schema de simulare permite reversarea sensului de rotație și modificarea vitezei de referință. Viteza de referință poate fi selectată dintre două valori care trebuie setate înainte de lansarea în execuție a modelului.

În fig.5.28. se prezintă viteza motorului și cuplul electromagnetic iar în fig.5.29. curenții de fază la pornirea motorului în sarcină nominală. Cuplul electromagnetic are pulsații ridicate, chiar dacă unghiurile de aprindere și de stingere sunt optimizate. În general în timpul proceselor tranzitorii, în care este necesar un plus de cuplu, pulsațiile de cuplu sunt mari. Curenții celor trei faze sunt limitați la valoare de 4.9 A la viteze mici ale motorului. Porțiunea de limitare se

micșorează pe măsură ce tensiunea electromotoare indusă prin rotație crește deoarece curentul nu mai poate atinge valoarea limită.

În fig.5.30. se prezintă viteza motorului, cuplul electromagnetic și curenții de fază la pornirea în gol. Pulsațiile de cuplu sunt mari, dar în regim stabilizat mult mai mici decât cele în cazul pornirii în sarcină.

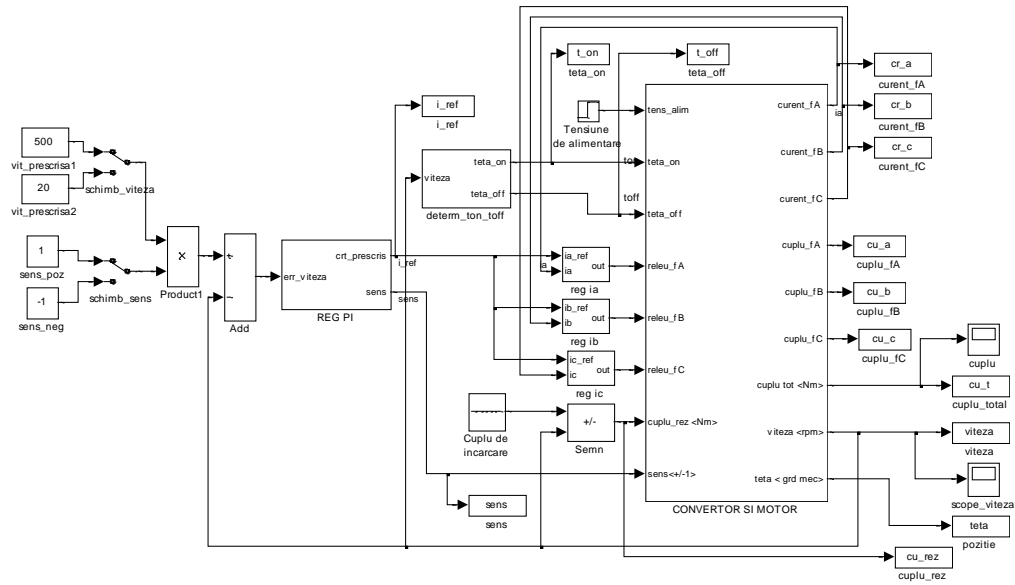


Fig.5.27. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI

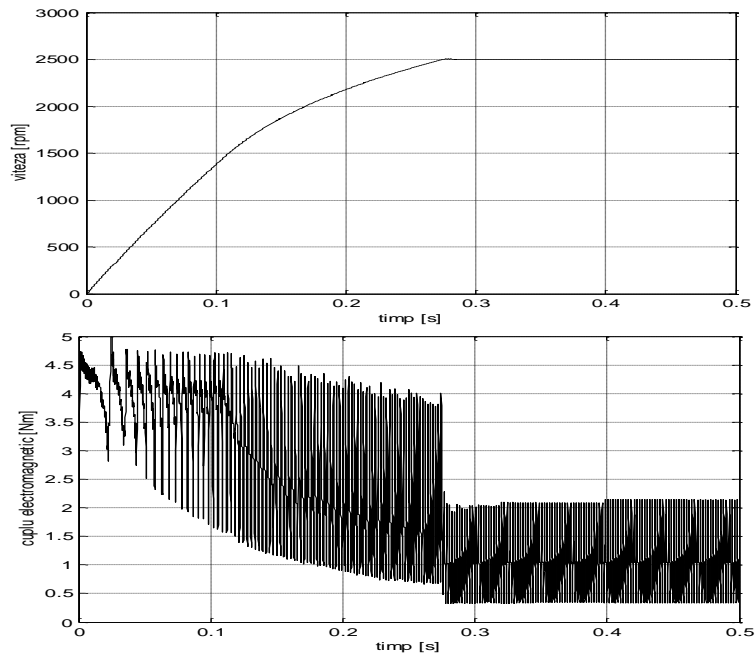


Fig.5.28. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină

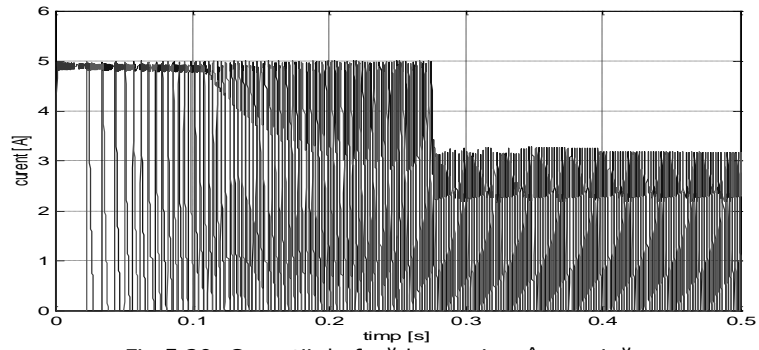


Fig.5.29. Curenții de fază la pornirea în sarcină

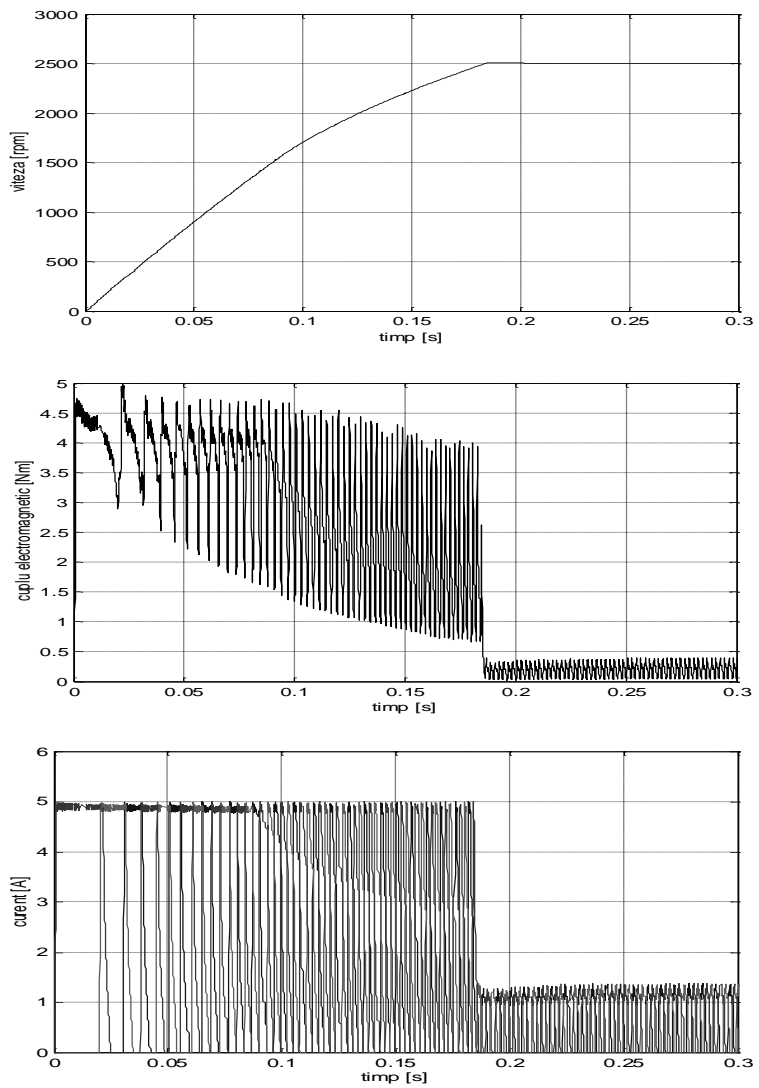


Fig.5.30. Viteza, cuplul electromagnetic și curenții de fază la pornirea în gol

Fig.5.31. prezintă viteza motorului și viteza prescrisă pentru funcționare la 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm și reversare la 500 rpm. Sub graficul vitezei este prezentat graficul cuplului electromagnetic. Strategia de comutare este "soft switching". În porțiunile de reversare sau modificare a vitezei cuplul electromagnetic poate atinge 6 Nm.

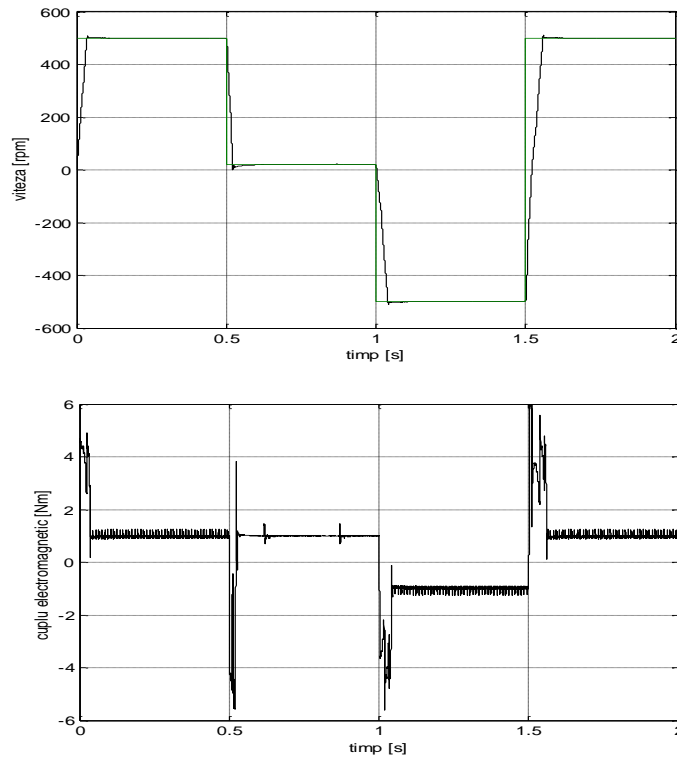


Fig.5.31. Viteza și cuplul electromagnetic. Regulator de viteză PI. Strategia de comutare "soft switching".

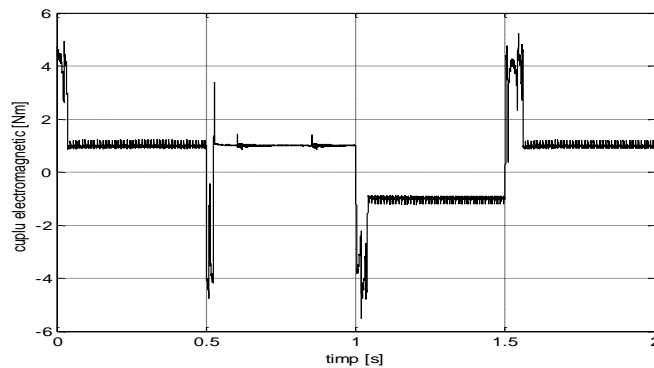


Fig.5.32. Cuplul electromagnetic. Regulator de viteză PI. Strategia de comutare "hard switching".

Fig.5.32. prezintă cuplul electromagnetic la profilul de viteză din fig.5.31. pentru strategia de comutare "hard switching". Din punct de vedere al pulsațiilor de cuplu la reglarea vitezei formele de undă nu prezintă diferențe semnificative. Se remarcă o ușoară reducere a vârfurilor de cuplu la viteza de 20 rpm la strategia "hard switching".

Pentru a vedea evoluția pulsațiilor de cuplu în cazul în care se folosește doar regulator de viteză PI am simulat modificarea vitezei de la 0 la 750 rpm din 50 în 50 rpm. Fiecare treaptă de viteză durează 300 ms. Viteza și cuplul electromagnetic sunt prezentate în fig.5.33. Strategia de comutare este "soft switching". Unghiul de suprapunere între faze este de 2 grade mecanice.

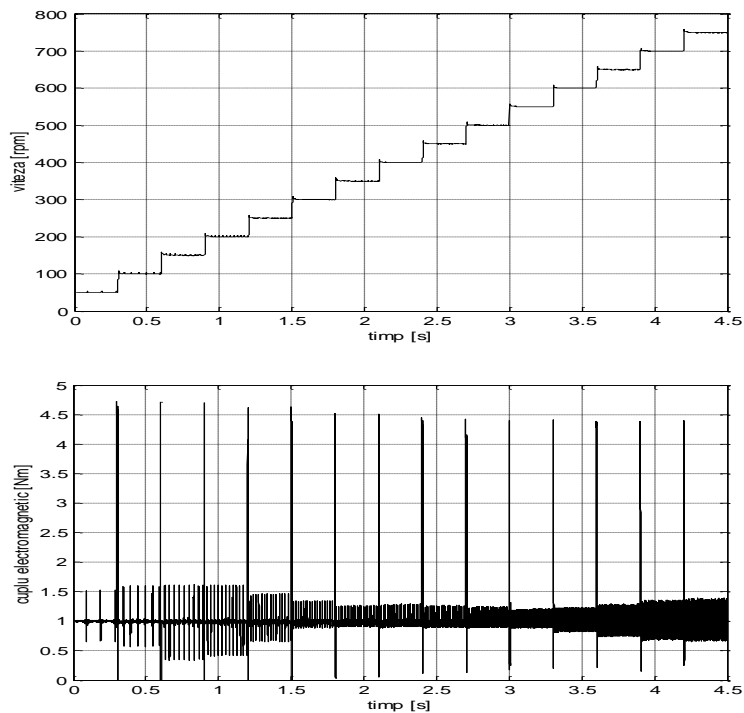


Fig.5.33. Răspunsul în viteză la mai multe trepte de viteză (sus). Cuplul electromagnetic (jos).

Vârfurile de cuplu de peste 4 Nm apar doar în momentul modificării vitezei. Pulsațiile de cuplu sunt prezente datorită comutației între faze. Pulsațiile de cuplu cele mai mici sunt între 350 rpm și 550 rpm. După această viteză pulsațiile de cuplu cresc până la viteza de 750 rpm.

5.4.3.1. Influența unghiului de suprapunere între faze asupra pulsațiilor de cuplu

După cum se observă în fig.5.33. pulsațiile de cuplu pentru un sistem de acționare electrică cu regulator de viteză PI la o suprapunere de 2 grade mecanice între perioadele de conducție ale fazelor sunt deosebit de mari. În fig.5.34. sunt prezentate pulsațiile de cuplu pentru o suprapunere de 3 grade, de 4 grade și de 6

grade mecanice pentru strategia de comutație „soft switching”. Viteza este aceeași ca în fig.5.33.

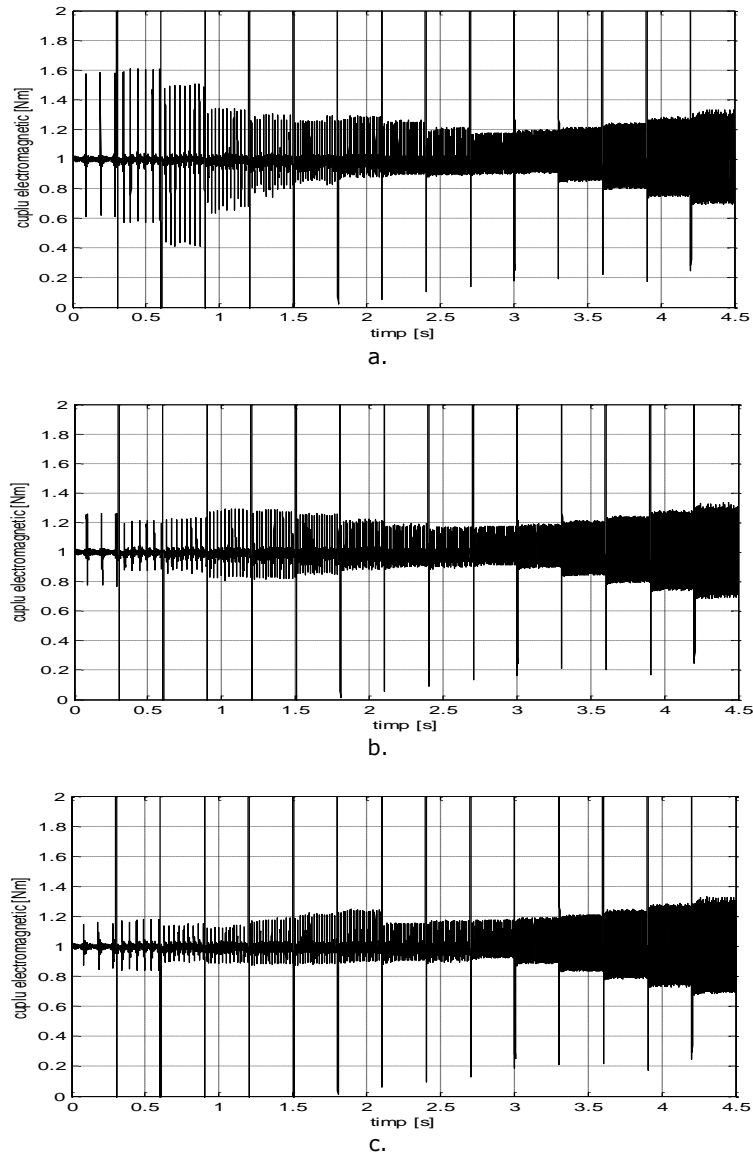


Fig.5.34. Cuplul electromagnetic pentru strategia "soft switching". Suprapunere între faze a) 3 grade mecanice b) 4 grade mecanice c) 6 grade mecanice.

Se observă că se obține o reducere a pulsațiilor de cuplu prin creșterea suprapunerii între perioadele de conducție a fazelor adiacente. Există o diferență în nivelul pulsațiilor de cuplu și între rezultatele pentru 4 grade și cele pentru 6 grade. Considerăm că o suprapunere de peste 6 grade între perioadele de conducție nu este recomandată.

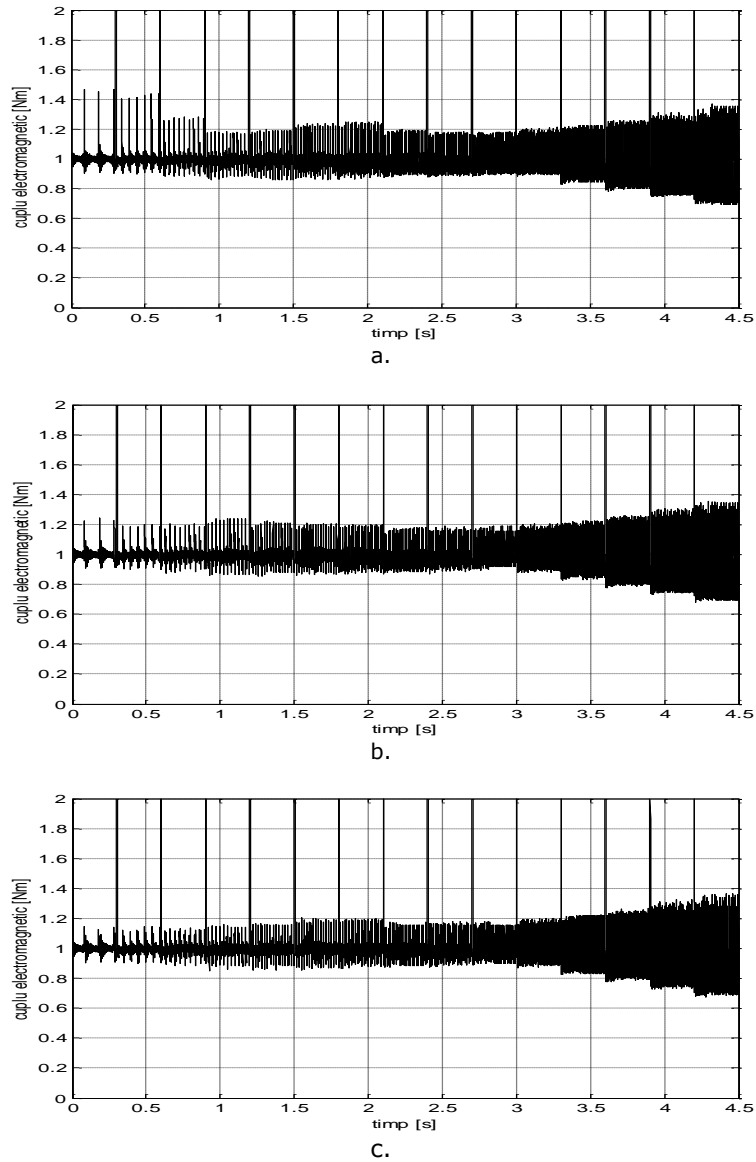


Fig.5.35. Cuplul electromagnetic pentru strategia de comutație "hard switching". Suprapunere între faze a) 3 grade mecanice b) 4 grade mecanice c) 6 grade mecanice.

Fig.5.35. prezintă cuplul electromagnetic pentru strategia de comutație "hard switching" la o suprapunere de 3,4 și 6 grade între perioadele de conducție ale fazelor. La unghi de suprapunere de 3 grade strategia de comutație "hard switching" produce pulsații de cuplu mai mici. La o suprapunere de 4 și 6 grade pulsațiile de cuplu sunt ușor reduse la strategia de comutație "hard switching". În fig.5.36. se prezintă cuplul electromagnetic la viteze foarte mici, la o suprapunere de 6 grade mecanice.

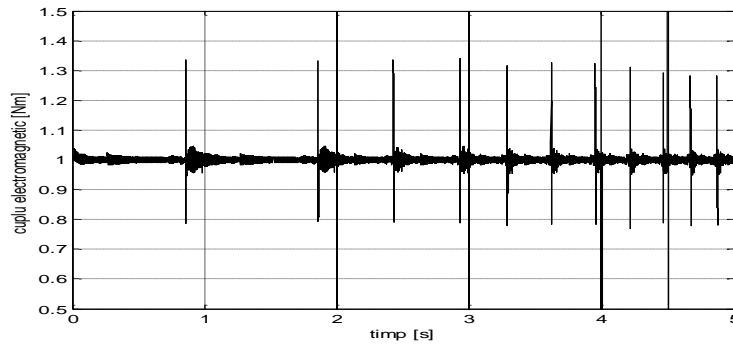


Fig.5.36. Cuplul electromagnetic la viteze foarte mici: 5 rpm (0-2s), 10 rpm (2-3 s), 15 rpm (3-4s), 20 rpm (4-4.5s), 25 rpm(4.5-5s)

5.4.4. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI și regulator de cuplu bipozițional

Fig.5.37. prezintă schema bloc a modelului de simulare care conține și regulator de cuplu. Rezultatele prezentate în acest capitol au fost obținute pentru regulatorul nr.1., prezentat în 5.5.3.1.

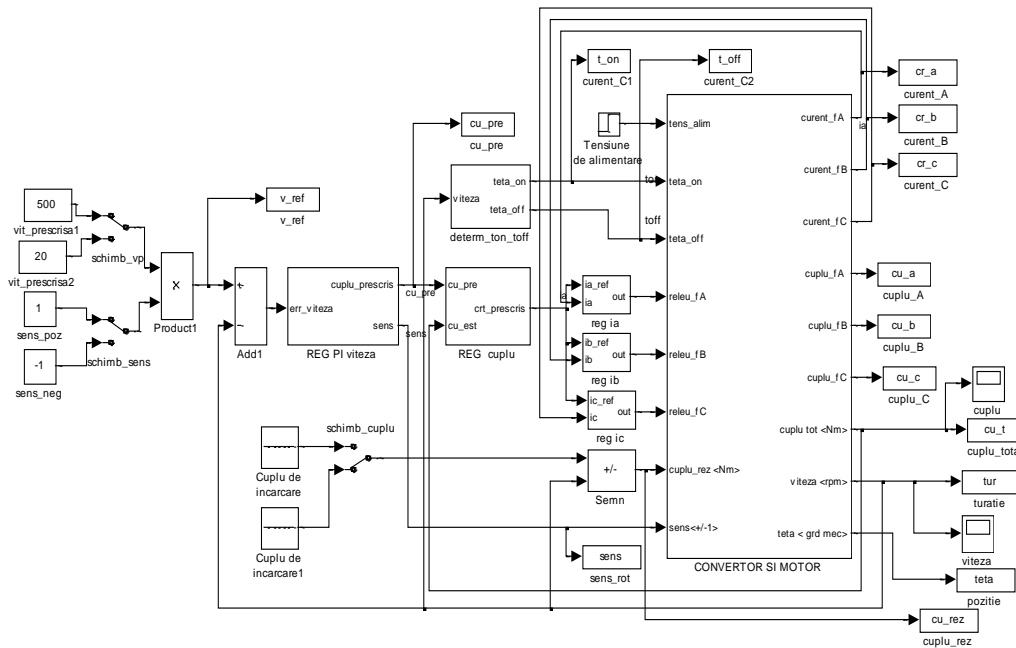


Fig.5.37. Schema bloc a modelului de simulare a unui sistem de acționare cu regulator de viteză și de cuplu.

Fig.5.38. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină iar fig.5.39. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în gol.

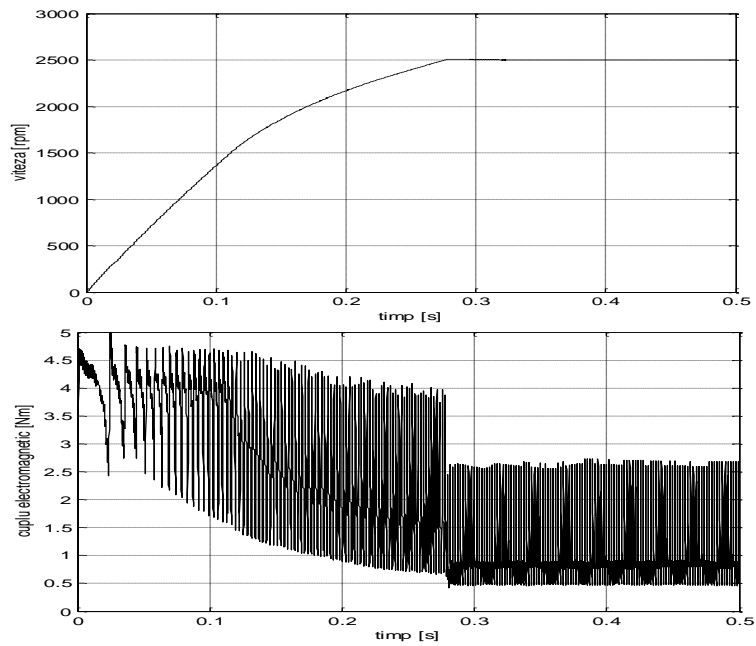


Fig.5.38. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină nominală (1Nm)

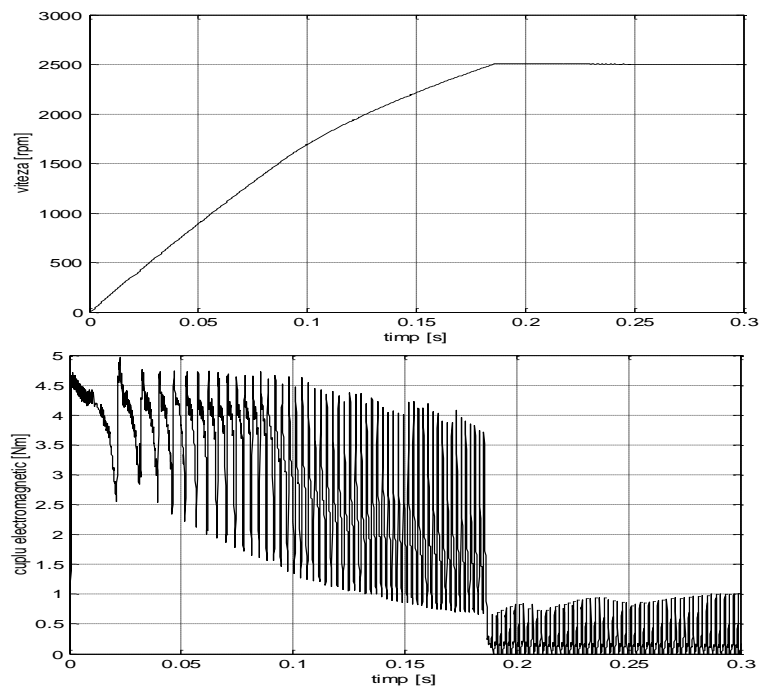


Fig.5.39. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în gol.

Fig.5.40. prezintă pulsațiile de cuplu la sistemul cu regulator de turație și cu regulator de cuplu. Strategia de comutație este "soft switching" iar suprapunerea între faze este de 2 grade mecanice. Viteza de referință variază de la 0 la 750 rpm, în trepte de 50 rpm. Profilul vitezei de referință este identic cu cel din subcapitolul 5.4.3. Comparativ cu fig.5.33. se poate vedea că pulsațiile de cuplu sunt mult mai mici.

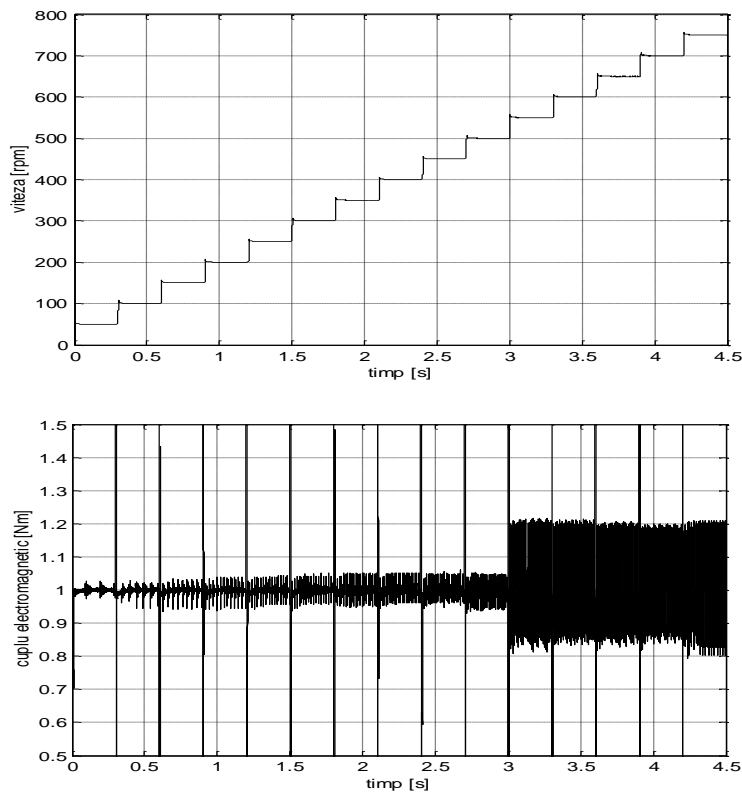
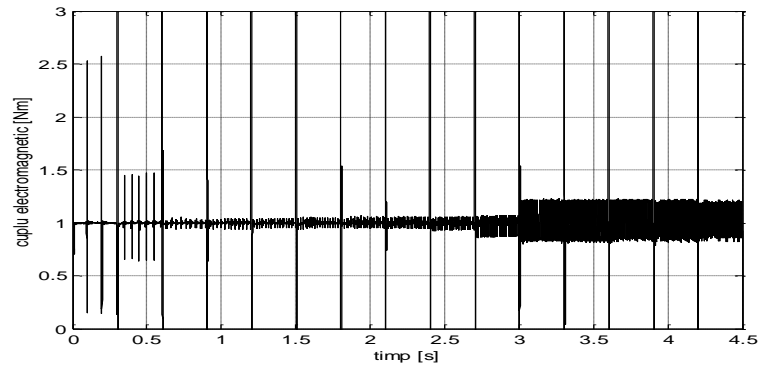


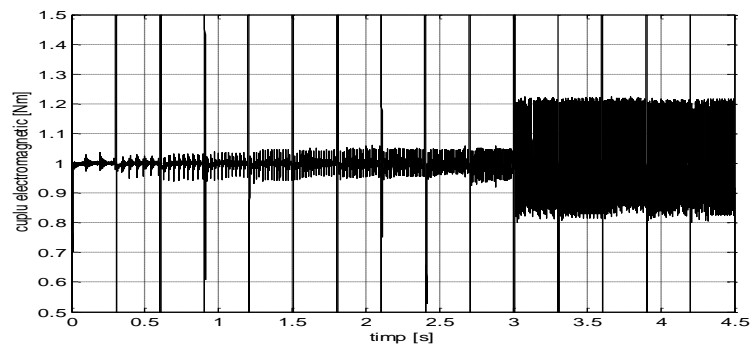
Fig.5.40. Viteza și cuplul electromagnetic la un sistem de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu. Strategia de comutare "soft switching".

5.4.4.1. Influența unghiului de suprapunere între faze asupra pulsațiilor de cuplu

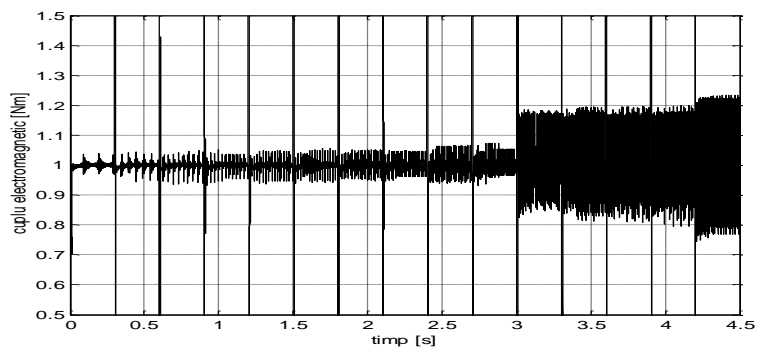
În fig.5.41. sunt prezentate pulsațiile de cuplu pentru o suprapunere de 0 grade, 1 grad și 4 grade mecanice pentru strategia de comutație „soft switching”. Viteza este aceeași ca în fig.5.40. Se poate remarca faptul că pentru o suprapunere mai mare de un 1 grad nu există diferențe semnificative din punct de vedere al pulsațiilor care apar în forma cuplului. Pulsațiile de cuplu sunt mai mari la vitezele de 50 rpm și 100 rpm atunci când nu există suprapunere între perioadele de conducție ale fazelor. Când suprapunerea este de 4 grade se observă o ușoară reducere a pulsațiilor de cuplu la viteze mai mari de 550 rpm.



a.



b.



c.

Fig.5.41. Pulsațiile cuplului electromagnetic la strategia de comutare "soft switching". Viteza este cea din fig.5.40. Unghiul de suprapunere între faze: a) 0 grade mecanice b) 1 grad mecanic c) 4 grade mecanice

Fig.5.42. prezintă pulsațiile de cuplu pentru strategia de reglare "hard switching", la o suprapunere de 0 grade mecanice, 1 grad mecanic și 4 grade mecanice între perioadele de conducție ale fazelor.

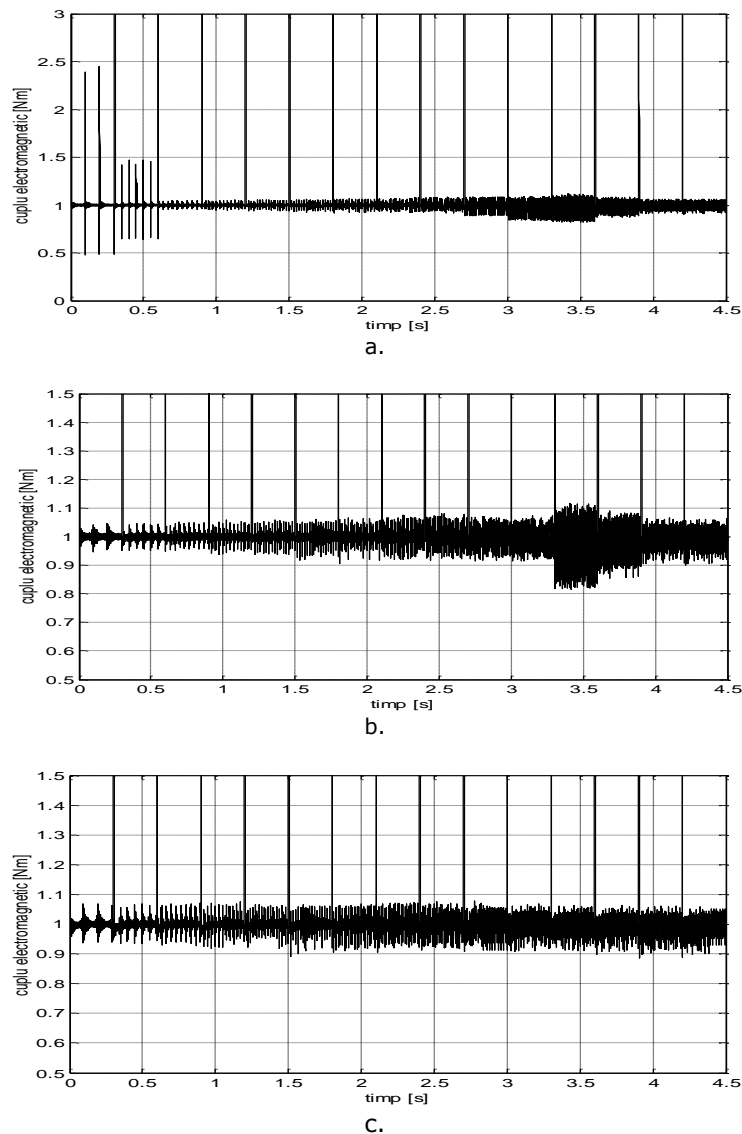


Fig.5.42. Pulsațiile cuplului electromagnetic la strategia de comutare "hard switching". Viteza este cea din fig.5.40. Unghiul de suprapunere între faze: a) 0 grade mecanice b) 1 grad mecanic c) 4 grade mecanice

Așa cum se poate observa din figură pulsațiile de cuplu sunt reduse pe o plajă mai largă de viteze la strategia de comutație "hard switching". La viteze mari pulsațiile de cuplu nu mai pot fi reduse indiferent de strategia de comutație folosită. În fig.5.43. se prezintă pulsațiile de cuplu pentru sistemul de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu la viteze mai mari de 750 rpm.

Se poate spune că pulsațiile de cuplu rămân într-o limită acceptabilă până la 1200 rpm, în cazul cel mai favorabil. Rezultatele din acest subcapitol pot fi considerate aproape de ideal ținând cont că tranzistoarele sunt modelate ca și

componente ideale de circuit, frecvența de comutare a acestora este de 100kHz și eroarea de determinare a poziției este nulă.

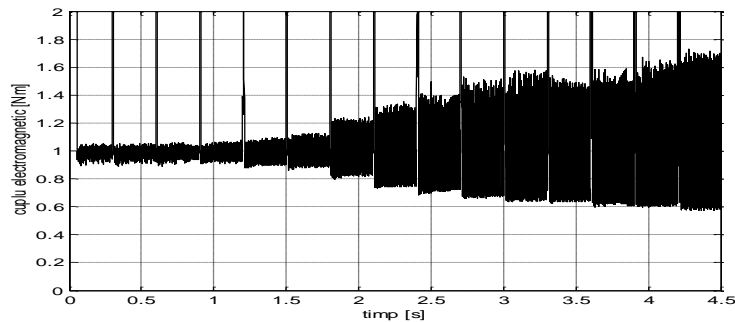


Fig.5.43. Pulsățiile cuplului electromagnetic de la viteza de 800 rpm la 2200 rpm în trepte de 100 rpm. Strategia de comutare "hard switching".

În fig.5.44. este prezentată funcționarea sistemului de acționare la viteze foarte mici, 5 rpm, 10 rpm, 15 rpm, 20 rpm și 25 rpm. Strategia de comutație este "soft switching" iar suprapunerea între faze este de 2 grade mecanice. Fig.5.45. prezintă pulsațiile de cuplu pentru strategia de comutație "hard switching". Unghiul de suprapunere de 2 grade asigură reducerea pulsațiilor de cuplu și la viteze foarte mici. Rezultatele de simulare arată că la o frecvență de eșantionare suficient de mare pulsațiile de cuplu pot fi reduse la un nivel suficient astfel încât să facă posibilă funcționarea mașinii la viteze de ordinul rotațiilor pe minut. Nu este necesară împărțirea cuplului pe faze ci tuturor fazelor le este furnizat același curent de referință.

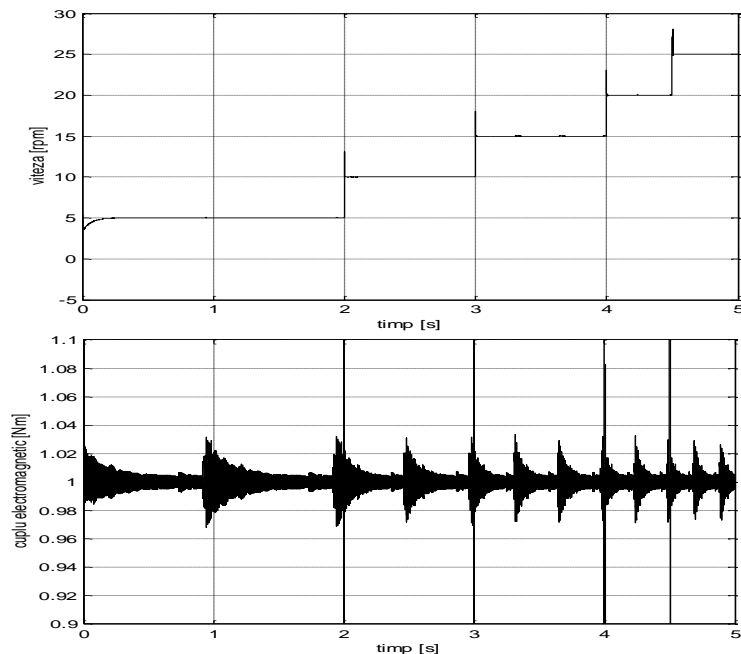


Fig.5.44. Viteza și cuplul electromagnetic la viteze foarte mici. Strategia de comutație este "soft switching". Unghiul de suprapunere între faze 2 grade mecanice.

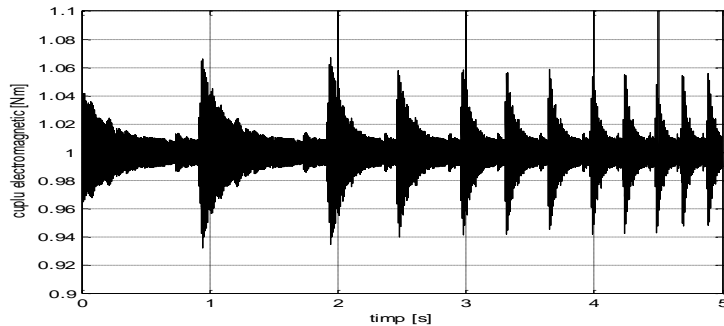


Fig.5.45. Cuplu electromagnetic la viteze foarte mici. Strategia de comutație este "hard switching". Unghiul de suprapunere între faze 2 grade mecanice.

La viteze foarte mici strategia de comutație "soft switching" dă naștere la pulsații de cuplu mai mici la frecvența de 100 kHz.

5.4.4.2. Influența perioadei de eșantionare asupra pulsațiilor de cuplu

În cazul controlului mașinilor electrice, frecvența buclei de calcul depășește rareori valoarea de 20 kHz. Nu doar problema complexității calculului care trebuie efectuate limitează această frecvență, dar și pierderile în comutație în dispozitivele semiconductoare dacă acestea sunt comutate la frecvența buclei de calcul.

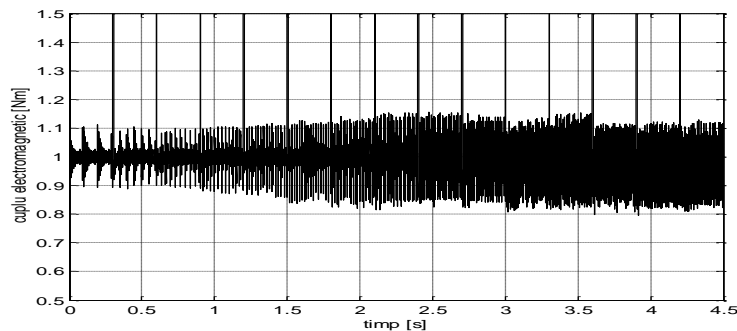


Fig.5.46. Cuplu electromagnetic pentru viteza din fig.5.40. Strategia de comutare este "hard switching". Perioada de eșantionare este 20 microsecunde.

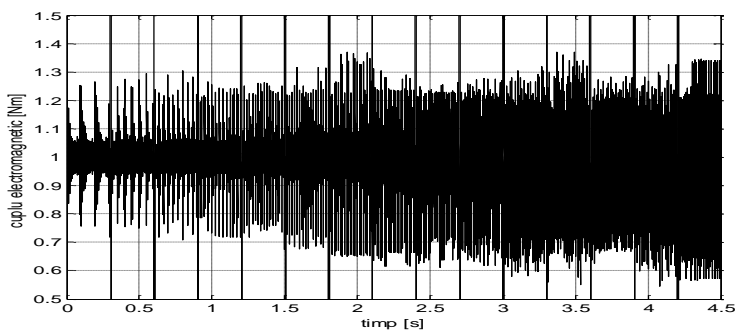


Fig.5.47. Cuplu electromagnetic pentru o perioadă de eșantionare de 50 de microsecunde.

În fig.5.46. se prezintă cuplul electromagnetic pentru profilul de viteză din fig.5.40. la o perioadă de eșantionare de 20 de microsecunde, iar în fig.5.47. este prezentat cuplul electromagnetic pentru o perioadă de eșantionare de 50 de microsecunde. În fig.5.47. pulsațiile de cuplu devin semnificative chiar la viteze mici. Se poate spune că pentru frecvențe de 20 kHz sau mai mici reducerea pulsațiilor de cuplu nu mai poate fi făcută decât la un nivel de 30% chiar și la viteze mici. Dacă este necesară o reducere mai pronunțată a pulsațiilor de cuplu strategia de control a MSRVS-CS se poate implementa pe un sistem numeric de calcul suficient de puternic ca să permită reglarea curentului la 50 kHz. Funcționarea la frecvențe mai mari de 50 de kHz în momentul actual nu este de regulă posibilă.

În fig.5.48 și fig.5.49. se pot vedea curentii de fază pentru perioadele de eșantionare de 20 de microsecunde și respectiv 50 de microsecunde.

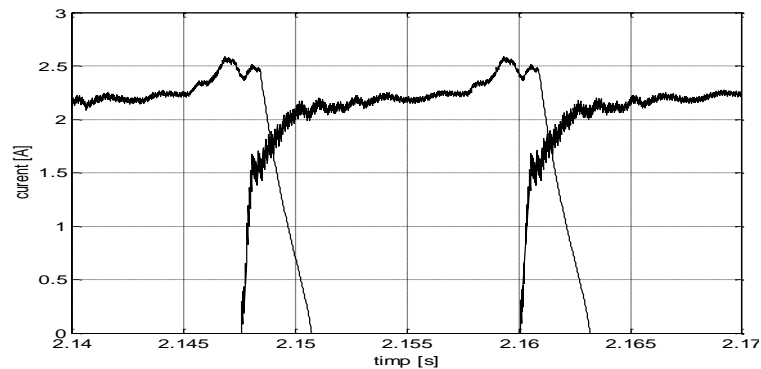


Fig.5.48. Curentii de fază pentru o perioadă de eșantionare de 20 de microsecunde.

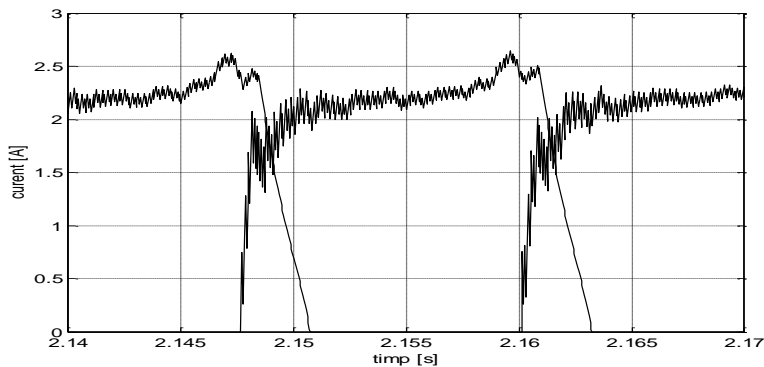


Fig.5.49. Curentii de fază pentru o perioadă de eșantionare de 50 de microsecunde.

5.4.4.3. Influența preciziei de determinare a poziției asupra pulsațiilor de cuplu

Fig. 5.50. prezintă o comparație între cuplul electromagnetic obținut la utilizarea unei valori exacte pentru poziția rotorului și cuplul electromagnetic la utilizarea unei valori cu o eroare de 1 grad mecanic pentru poziția rotorului. Această eroare duce la o mărire substanțială a pulsațiilor de cuplu. Este bine ca eroarea

maximă de determinare a poziției să fie de maximum 0.25 grade mecanice (1 grad electric pentru configurația motorului studiat). Cuplul electromagnetic pentru o eroare de 1 grad electric în determinarea poziției este prezentat în fig.5.51.

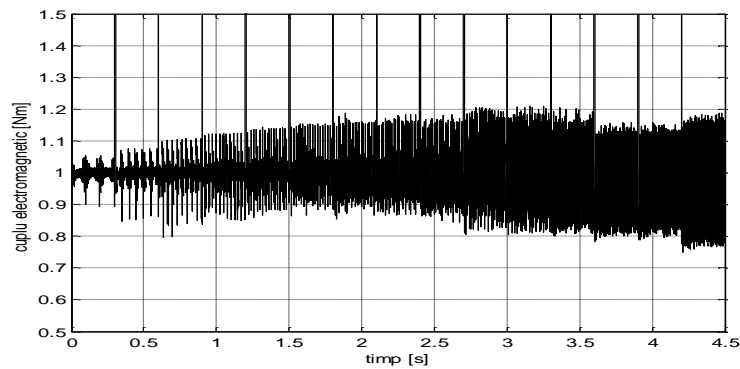
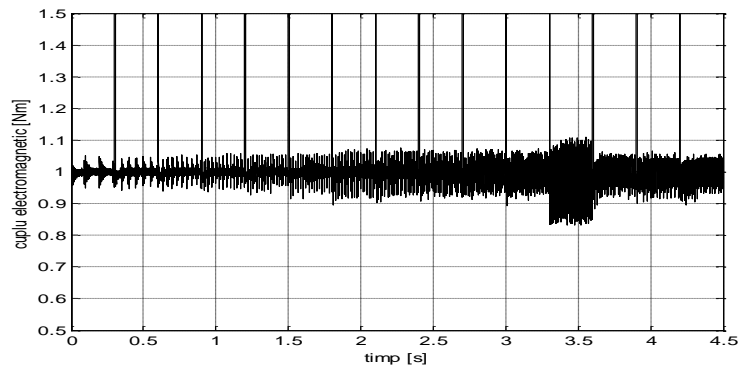


Fig.5.50. Influența preciziei de determinare a poziției asupra pulsațiilor de cuplu. Sus – eroarea de poziție zero. Jos – eroare de poziție de 1 grad mecanic.

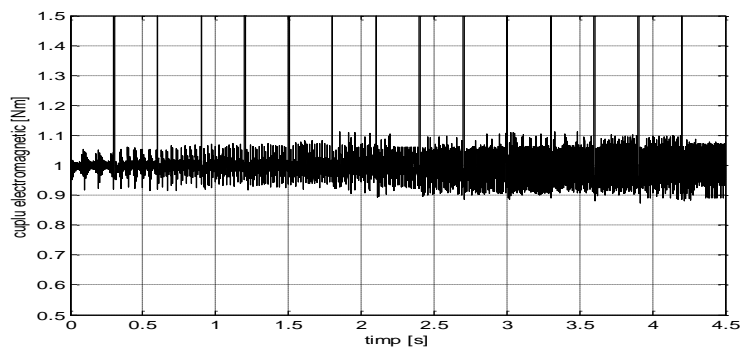


Fig.5.51. Cuplul electromagnetic pentru o eroare de 0.25 grade mecanice în determinarea poziției.

5.5. Modelarea și simularea MSRV-CS utilizând biblioteca SimPowerSystem

5.5.1. Modelul motorului și al convertorului static

Biblioteca SimPowerSystem din Simulink conține modele pentru componentele semiconductoare de putere care permit modelarea și simularea ansamblului convertor-motor foarte aproape de realitate.

Modelul părții de convertor care alimentează o fază a MSRV-CS este prezentat în fig.5.52 împreună cu schema bloc a convertorului static.

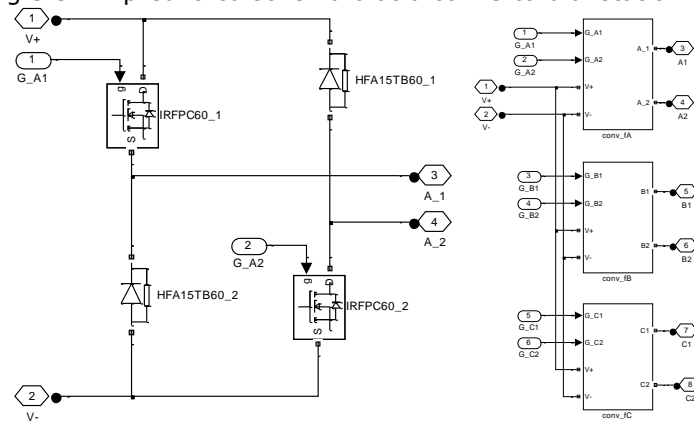


Fig.5.52. Modelul convertorului static ce alimentează MSRV-CS.

Modelul din fig.5.52. conține două tranzistoare MOSFET și două diode de putere. În modelul generic al tranzistoarelor și al diodelor sunt setate caracteristicile dispozitivelor semiconductoare reale utilizate la realizarea convertorului static.

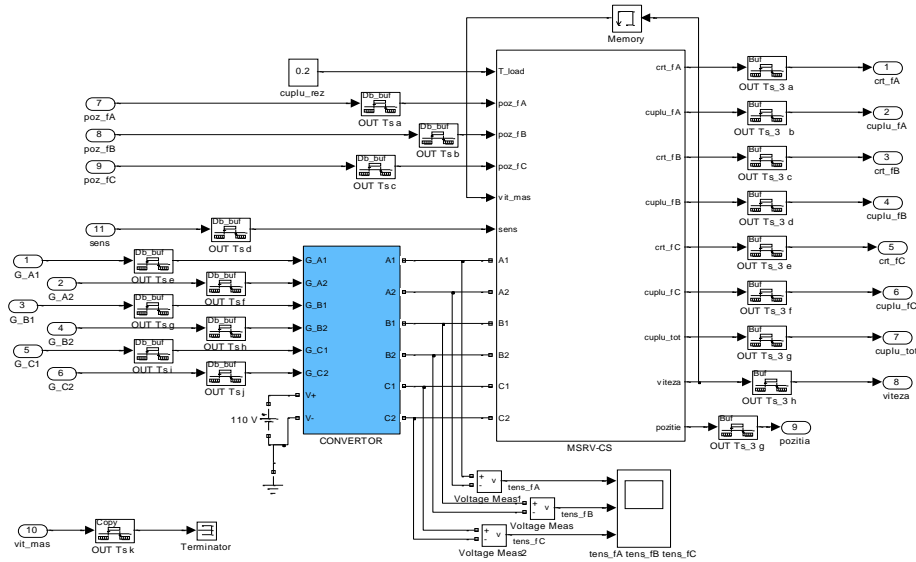


Fig.5.53. Schema bloc a ansamblului convertorului static - motor.

Intrările G_A1 și G_A2 sunt semnalele de comandă în grilă a tranzistoarelor iar la ieșirile A_1 și A_2 se conectează modelul fazei. V+ și V- sunt polii tensiunii de alimentare a convertorului. Cele șase semnale de comandă sunt generate de către sistemul numeric de reglare, care este modelat prin blocuri Simulink. Schema bloc a ansamblului convertorului static - motor este prezentată în fig.5.53.

Convertorul static și motorul sunt simulate cu o rată de eșantionare de 1 microsecondă iar sistemul de reglare numerică are două bucle de calcul: cea exterioară funcționează la o frecvență 2kHz și conține regulatorul de viteză iar cea interioară funcționează la o frecvență de 13kHz și conține regulatoarele de curent. Toate intrările și ieșirile din blocul de simulare a convertorului și motorului sunt interfațate cu restul sistemului prin blocuri de transfer a perioadei de eșantionare (Out Ts...). Modelul MSRV-CS este prezentat în fig.5.54.

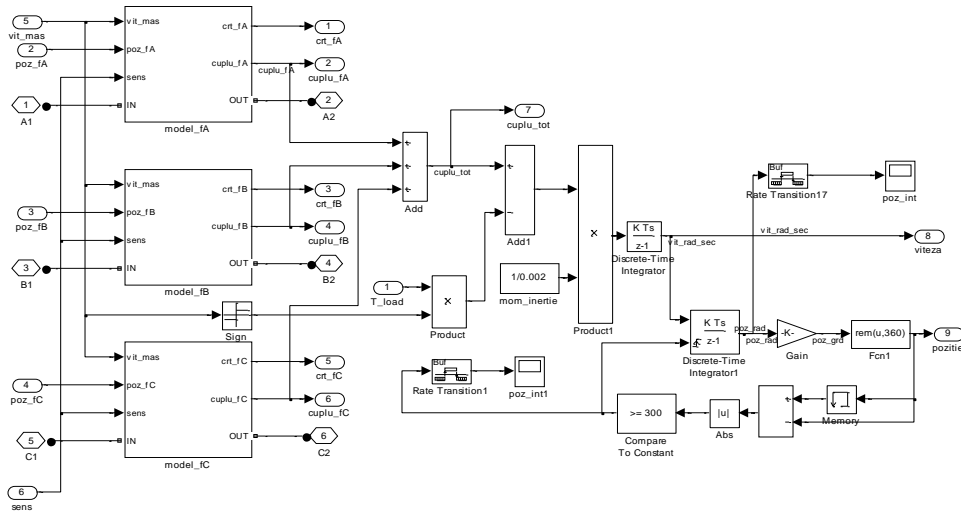


Fig.5.54. Modelul MSRV-CS

Schema bloc a modelului Simulink al unei faze a MSRV-CS este prezentată în fig.5.55 iar curentul de fază se obține în subsistemul care implementează ecuația electrică a fazei. Valoarea cuplului electromagnetic se citește dintr-un tabel bidimensional la fel ca la subcapitolul 5.5. Întrările în tabelul ce conține valorile cuplului sunt curentul și poziția.

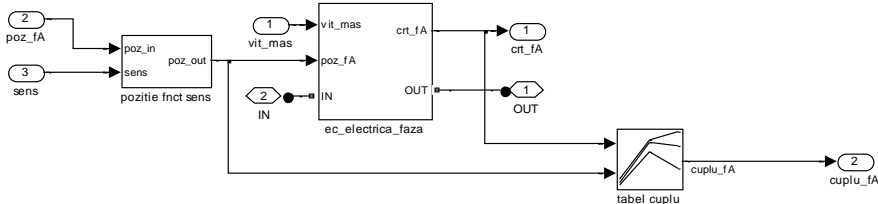


Fig.5.55. Modelul unei faze a MSRV-CS

Subsistemul ce implementează ecuația electrică a fazei este prezentat în fig.5.56. Tensiunea aplicată fazei prin intermediul convertorului static are trei componente: căderea de tensiune pe rezistența fazei, căderea de tensiune pe inductivitatea incrementală L_i și tensiunea electromotoare indusă prin rotație.

Inductivitatea incrementală este modelată printr-o sursă de curent, așa cum se poate vedea în fig.5.57. Blocul din figură implementează ecuația:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{L_i}}{L_i} \tag{5.19}$$

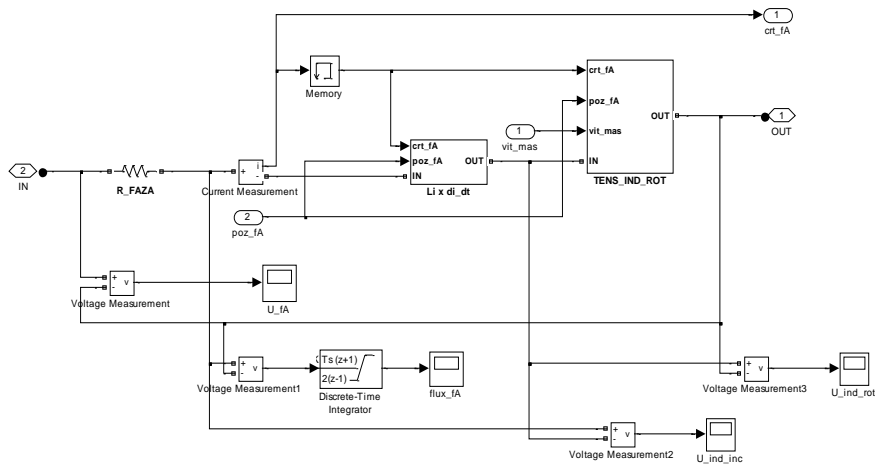


Fig.5.56. Ecuația electrică a fazei.

Valoarea inductivității incrementale este citită dintr-un tabel bidimensional, în funcție de curentul de fază și de poziția fazei. Derivata curentului este integrată numeric pentru a obține valoarea curentului. Acest curent comandă o sursă de curent controlată care imprimă curentul în circuitul fazei.

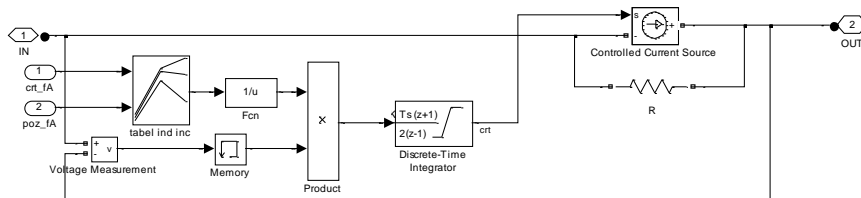


Fig.5.57. Modelarea căderii de tensiune pe inductivitatea incrementală.

Tensiunea electromotoare indusă prin rotație este modelată printr-o sursă de tensiune. Schema bloc a subsistemului de modelare a tensiunii induse prin rotație este prezentată în fig.5.58.

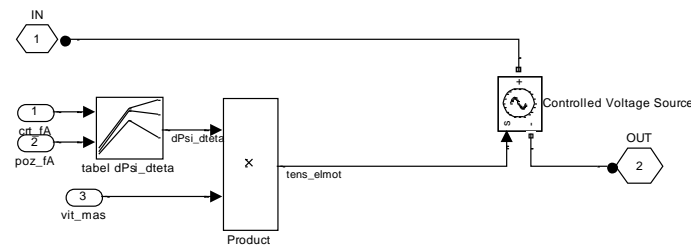


Fig.5.58. Modelarea tensiunii induse prin rotație.

Tensiunea electromotoare indusă prin rotație este calculată ca în subcapitolul 5.4. dar valoarea obținută este folosită pentru comanda unei surse de tensiune.

Modelul prezentat, ce folosește componente din biblioteca SimPowerSystem prezintă următoarele diferențe față de modelul din subcapitolul 5.4.:

- modelul convertorului static este realizat utilizând modele pentru componentele semiconductoare care se apropie de modelele reale.
- inductivitatea incrementală este modelată printr-o sursă de curent controlată
- tensiunea indusă prin rotație este modelată printr-o sursă de tensiune controlată

5.5.2. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI

În fig.5.59 se prezintă schema bloc de simulare a unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI. Schema este realizată pe mai multe nivele ierarhice și se bazează pe modelul prezentat în 5.5.1. În afară de modelul convertorului și al motorului, toate blocurile de simulare sunt identice cu cele folosite în comanda motorului prezentată în cap.6, din această cauză acest model este cel mai potrivit pentru simularea sistemului de acționare real. În fig.5.59 este prezentată bucla exterioară de calcul, care rulează la o frecvență de 2 kHz. În această buclă se calculează curentului prescris care este furnizat la ieșirea regulatorului de viteză. Tot aici se dă comanda de reversare și de modificare a vitezei. Schema conține și un bloc care fixează perioada de eșantionare folosită la simularea blocurilor din biblioteca SymPowerSistem. Aceasta este $T_s=1\mu s$.

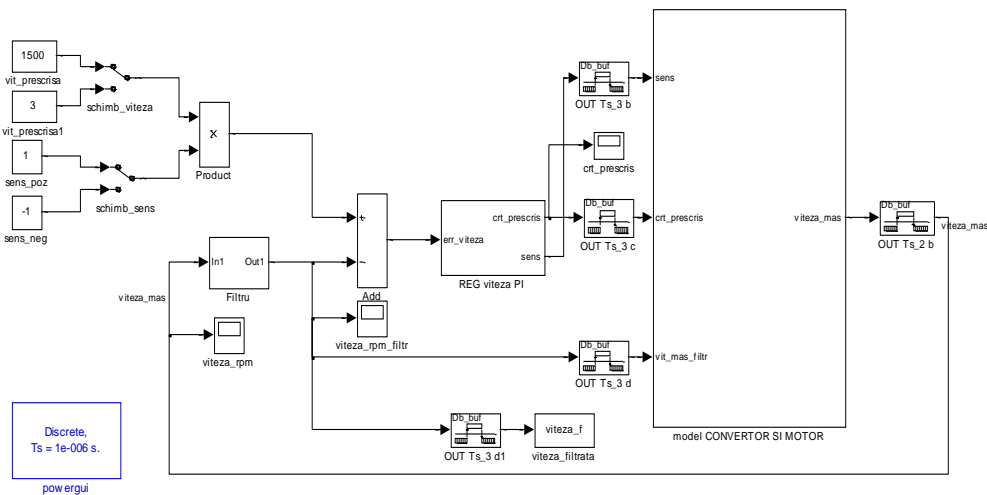


Fig.5.59. Schema bloc de simulare a unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI

În fig.5.60. este prezentată schema bloc a subsistemului principal din fig. 5.59, model CONVERTOR & MOTOR. Schema conține pe lângă modelul motorului și al convertorului și blocul de reglare a curenților și de comutare a fazelor. Acesta din urmă este prezentat în cap.6. Schema bloc din fig. 5.60 funcționează la o frecvență

de 13 kHz, care este frecvența maximă posibilă la implementarea comenzii pentru sistemul de acționare real. Ea conține și câteva elemente de adaptare pentru simulare. Cu modificări minime schema din figură poate fi utilizată pentru comanda reală a motorului. În acest caz semnalele de comandă a tranzistoarelor MOSFET sunt scoase la ieșirea plăcii dSpace prin utilizarea unor blocuri specifice de comandă la nivel de bit. Semnalele de la ieșirea plăcii dSpace se transmit prin intermediul plăcii de interfață la placa de comandă a tranzistoarelor care intră în componența convertorului static.

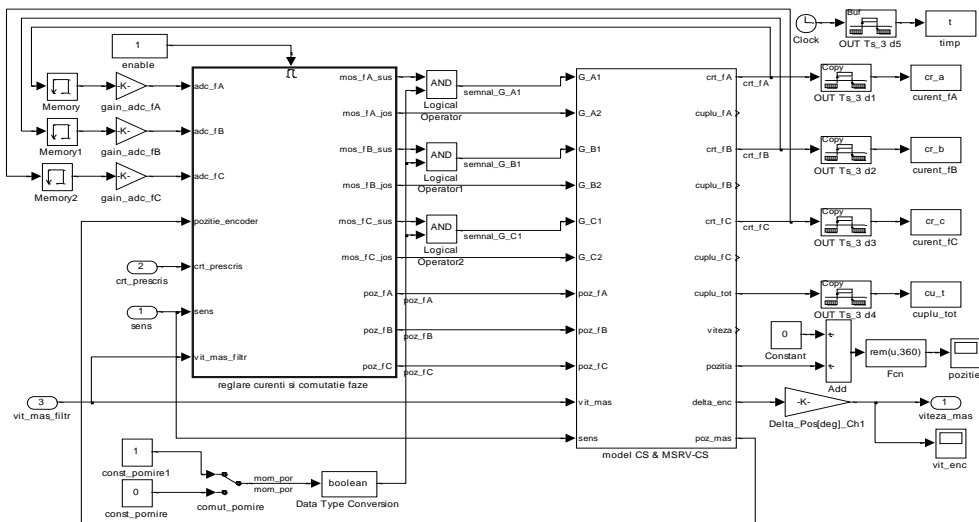


Fig.5.60. Modelul ansamblului convertor – motor și blocul de reglare a curenților și de comutare a fazelor.

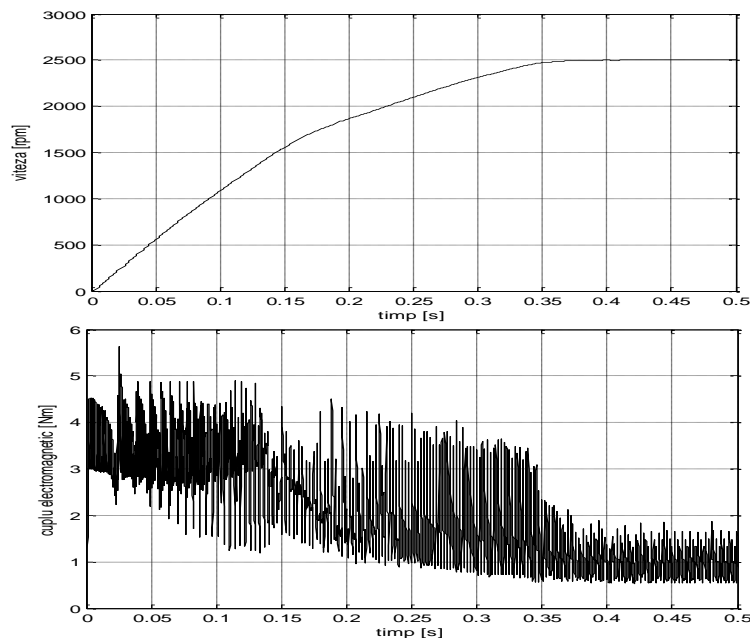


Fig. 5.61. Viteza și cuplul electromagnetic la pornire în sarcină nominală (1 Nm).

Fig. 5.61. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la pornire în sarcină iar în fig. 5.62. se prezintă un detaliu al curenților de fază la viteza de 2500 rpm.

În fig.5.63. se prezintă răspunsul sistemului de acționare la o viteză prescrisă de 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm și reversare la 500 rpm. Strategia de comutare este cea de "soft switching". La funcționarea la 20 rpm cuplul electromagnetic prezintă pulsații mai mari în zona de comutație a fazelor. Aceste pulsații se regăsesc și în forma de undă a vitezei care are o abatere importantă de la viteza prescrisă.

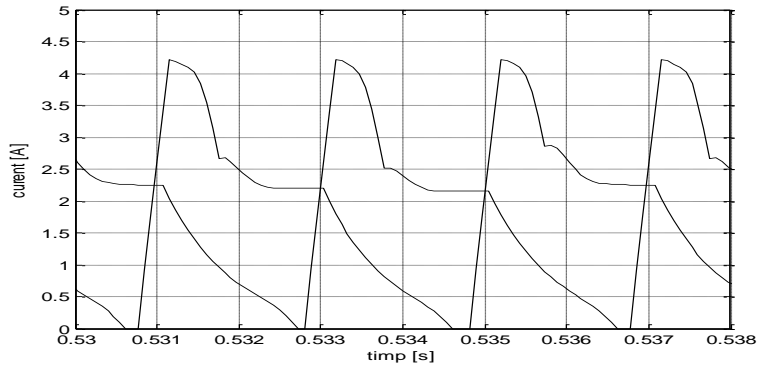


Fig. 5.62. Curenții de fază la funcționare în sarcină nominală la 2500 rpm.

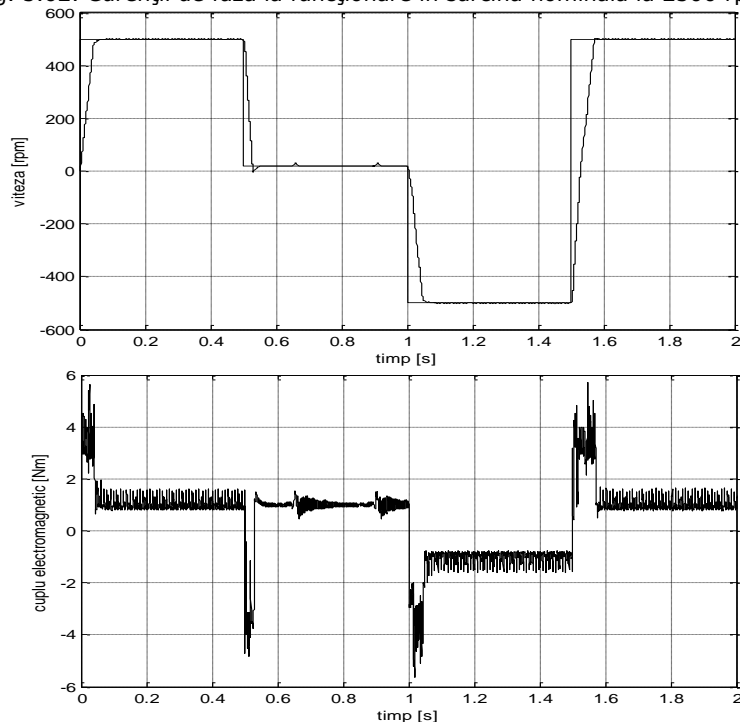


Fig.5.63. Viteza și cuplul electromagnetic la modificarea vitezei prescrise și reversare.

5.5.2.1. Reducerea pulsațiilor de cuplu prin utilizarea valorii optime a unghiului de stingere

Chiar și în condițiile aproape de ideal prezentate în cap.5.4. reducerea pulsațiilor de cuplu la sistemele de acționare care au doar regulator de viteză este foarte limitată. Când frecvența de comutație este de 10 - 20kHz, în cazul acestor sisteme de acționare se poate doar evita apariția unor pulsații inadmisibil de mari în cuplul electromagnetic. Fig.5.64. prezintă viteza și cuplul electromagnetic pentru un unghi de stingere optim în funcție de viteză. Viteza de referință variază de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm. Obținerea valorii optime a unghiului de stingere este descrisă în cap.5.4., unde este prezentat și graficul acesteia în funcție de viteză.

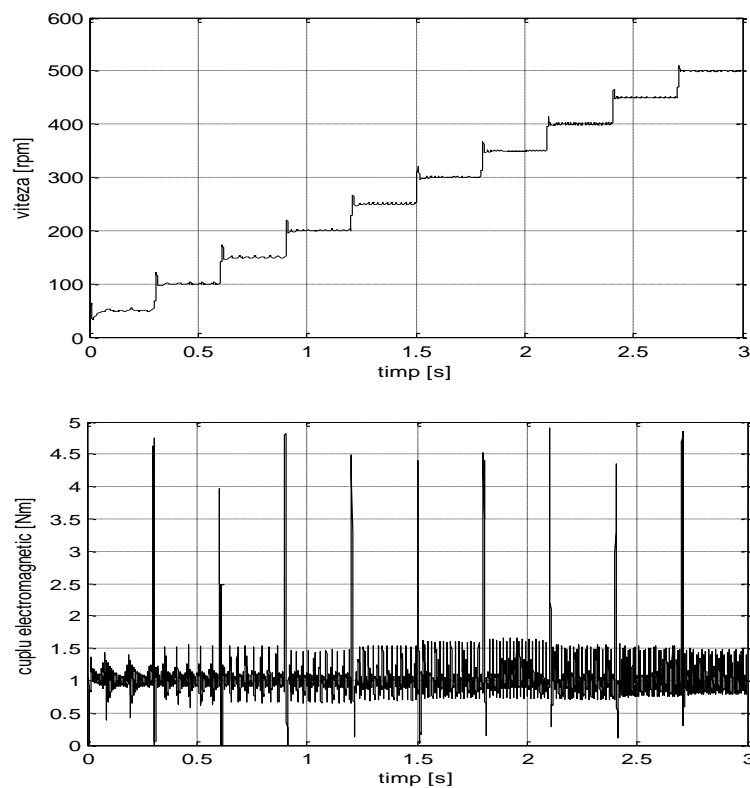


Fig.5.64. Viteza și cuplul electromagnetic pentru unghi de stingere optim în funcție de viteză. Viteza de referință variază de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm.

Fig.5.65. prezintă pulsațiile de cuplu pentru trei valori ale unghiului de stingere: valoarea optimă, un unghi mai mic cu un grad mecanic decât valoarea optimă și un unghi mai mic cu două grade mecanice decât valoarea optimă.

Rezultatele de simulare prezentate în fig.5.65. arată că o abatere ușoară a unghiului de stingere de la valoarea optimă are o influență foarte mare asupra pulsațiilor de cuplu.

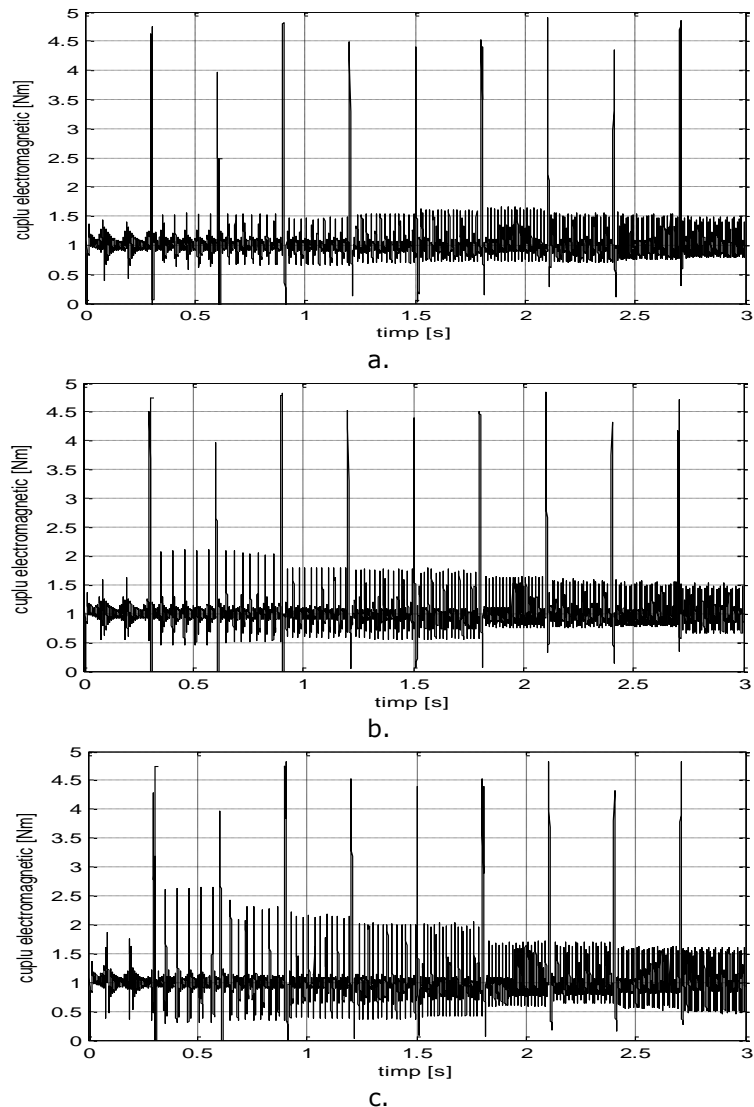


Fig.5.65. Cuplu electromagnetic la 3 valori ale unghiului de stingere a) valoarea optimă, b) 1 grad mecanic mai mică decât optim, c) 2 grade mecanice mai mică decât optim

5.5.2.2. Reducerea pulsațiilor de cuplu prin suprapunerea perioadelor de conducție ale fazelor

Fig.5.66. prezintă pulsațiile de cuplu pentru o suprapunere a perioadelor de conducție ale fazelor de 6 grade, 4 grade, 2 grade și 1 grad mecanic. Rezultatele arată că pulsațiile de cuplu cresc cu scăderea unghiului de suprapunere. Mașina nu se comportă identic la toate vitezele. Se observă o creștere mai accentuată la unele viteze, la altele creșterea pulsațiilor este foarte ușoară.

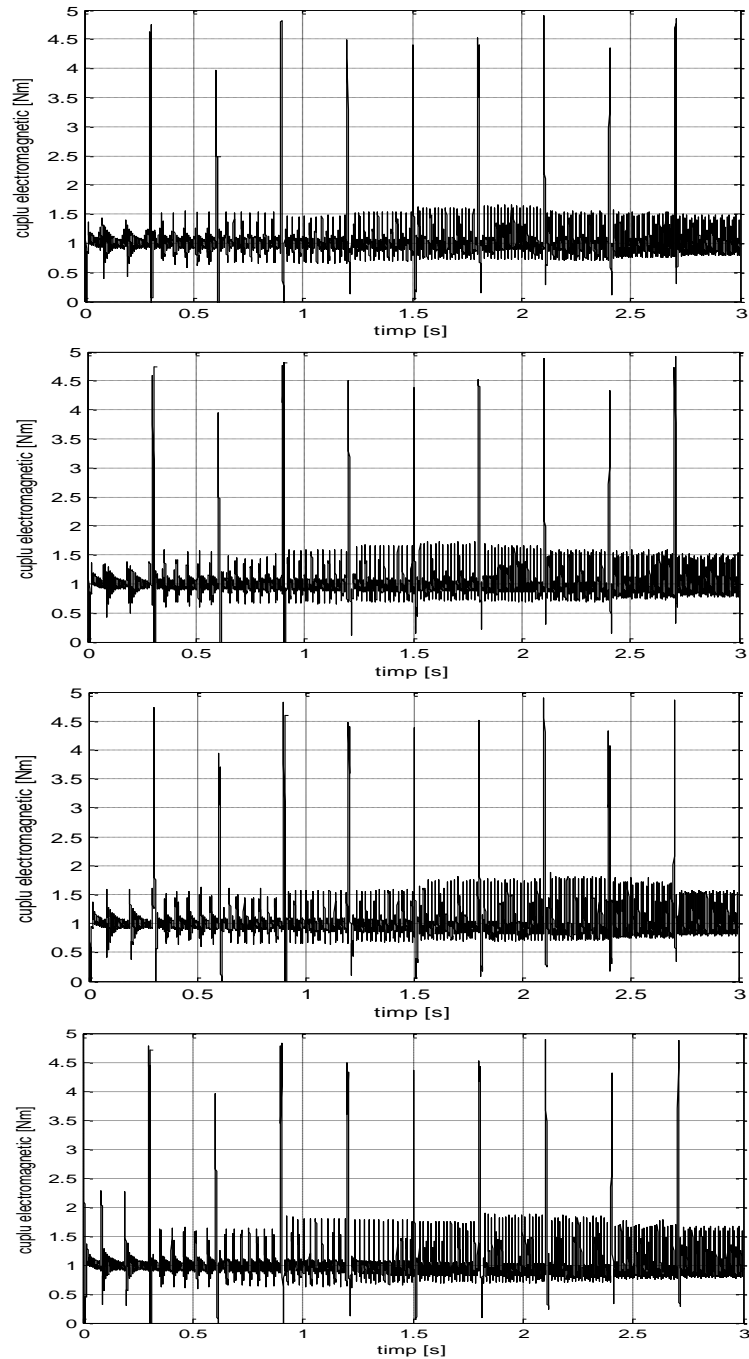


Fig.5.66. Pulsațiile de cuplu la o suprapunere a perioadelor de conducție ale fazelor de 6 grade, 4 grade, 2 grade și 1 grad mecanic, de sus în jos.

Pulsațiile de cuplu pot fi reduse la anumite viteze printr-o acordare specială a regulatorului de viteză sau printr-o ajustare particulară a unghiului de stingere și a unghiului de suprapunere între faze, dar această reducere poate fi considerată ca o speculație, de vreme ce nu este posibil ca la un sistem de acționare cu viteză variabilă să se efectueze ajustarea parametrilor pentru fiecare viteză în parte. O astfel de abordare nu este practică pentru implementarea sistemelor de acționare cu viteză variabilă. Dacă este necesară funcționarea sistemului până la viteze foarte mici, de ordinul rotațiilor pe minut, parametrii motorului pot fi ajustați experimental astfel încât să fie posibilă funcționarea la aceste viteze.

5.5.3. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu

În cap.5.4. s-a arătat că în cazul unui sistem de acționare electrică cu MSRVS-CS care are și regulator de cuplu, pulsațiile de cuplu pot fi reduse la un nivel de ordinul procentelor atunci când frecvența de comutație a tranzistoarelor este suficient de mare. În cazul real limitările sunt legate în special de frecvența de comutație a tranzistoarelor.

Fig.5.67. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină pentru un sistem de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu, iar fig.5.68. este un detaliu din forma de undă a curenților de fază.

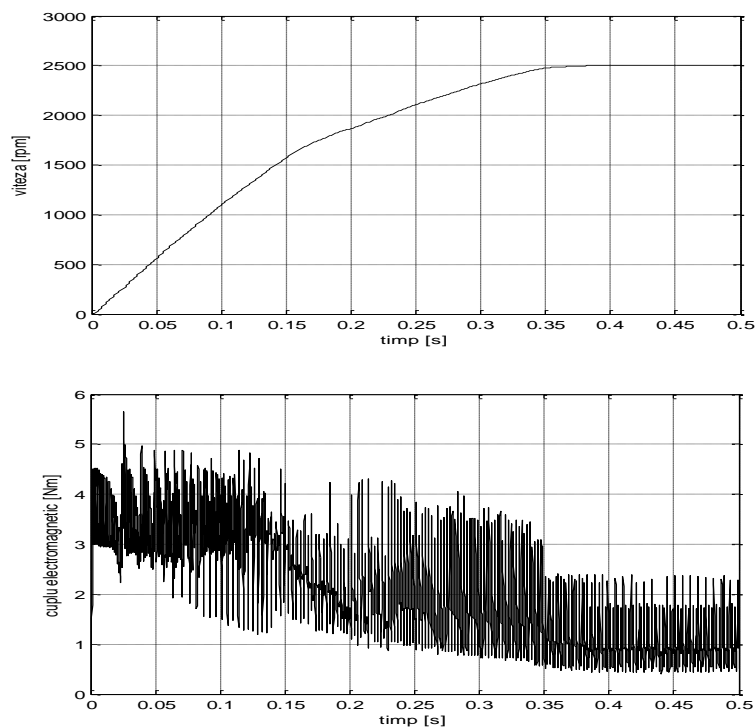


Fig.5.67. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină.

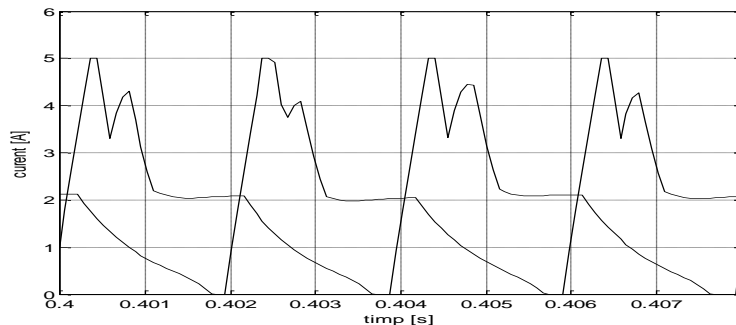


Fig.5.68. Curenții de fază la pornirea în sarcină

Referitor la schema bloc a modelului de simulare singura diferență față de schemele prezentate în fig.5.59 și fig.5.60 este introducerea regulatorului de cuplu între regulatorul de viteză și blocul de reglare a curenților de fază. Frecvența de comutație a tranzistoarelor este de 13kHz, ca și în cazul sistemului real.

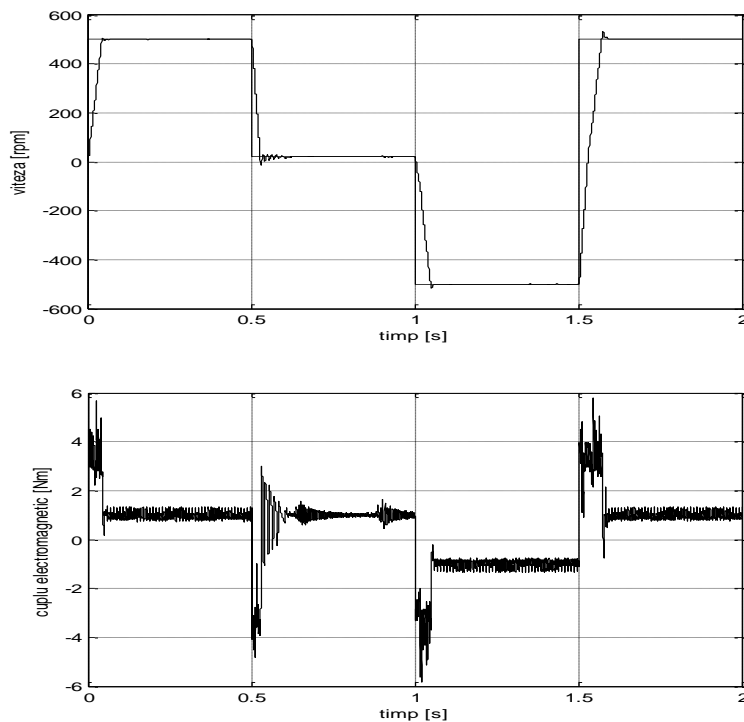


Fig.5.69. Viteza și cuplul electromagnetic la modificarea vitezei prescrise și reversare.

Fig.5.69 prezintă viteza și cuplul electromagnetic la funcționare în cele 4 cadrane. La pornire viteza de referință este de 500 rpm, după 0.5 s viteza se modifică la 20 rpm, la 1s se dă comanda de reversare la -500 rpm, iar la 1.5 s de la pornire se dă comanda de reversare de la -500 rpm la 500 rpm.

5.5.3.1. Rezultate obținute pentru trei reglatoare de cuplu bipoziționale

S-au încercat trei configurații de reglatoare de cuplu bipoziționale. La primul tip de regulator, prezentat în fig.5.70, eroarea de cuplu este obținută prin scăderea cuplului estimat total din cuplul prescris. Regulatorul furnizează aceeași valoare a curentului prescris pentru toate cele trei faze. În conducție la un moment dat sunt cel mult două faze. Schema bloc din figură asigură faptul că întotdeauna fazele care sunt în conducție în timpul comutației între faze, oricare ar fi ele, primesc aceeași valoare a curentului prescris. Furnizarea aceleiași valori prescrise pentru cea de-a treia fază nu are nici un efect deoarece comanda tranzistoarelor care alimentează faza este inhibată.

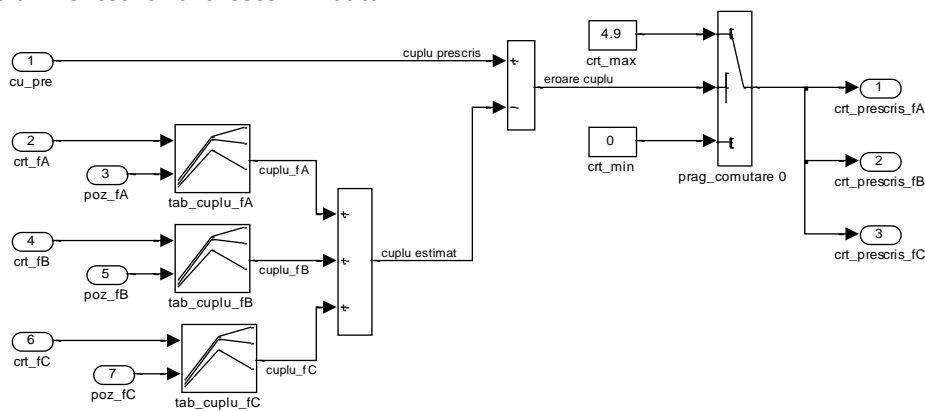


Fig.5.70. Regulatorul de cuplu nr.1.

Al doilea tip de regulator, prezentat în fig.5.71., este un regulator care furnizează curentul prescris al unei faze separat de curentii prescrisi ai celorlalte faze. Fiecare fază are câte un regulator de tipul celui prezentat în figură. Pentru a afla valoarea cuplului prescris al fazei, cuplul prescris total furnizat de regulatorul de viteză este înmulțit cu un coeficient cuprins între 0 și 1, care se citește dintr-un tabel în funcție de diferența dintre poziția fazei A și poziția de intrare în conducție a fazei – teta_on. În porțiunile în care doar o fază este în conducție acest coeficient are valoarea 1, cuplul prescris total fiind egal cu cuplul prescris al fazei în conducție. La comutație cuplul este împărțit pe cele două faze astfel încât suma cuplurilor prescrise ale celor două faze în conducție să fie egală cu cuplul prescris total.

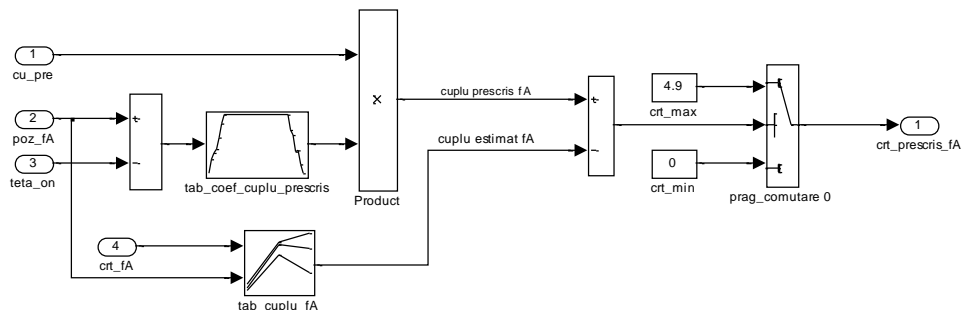


Fig.5.71. Regulatorul de cuplu nr.2.

În fig.5.72. este prezentată schema bloc al celui de-al treilea tip de regulator. Determinarea valorii curentului prescris se face tot separat pentru fiecare fază ca și la al doilea regulator. În schimb, la începerea perioadei de suprapunere între faze, faza care se stinge are cuplu prescris zero, și curentul prin această fază nu va fi reglat pe perioada de comutație ci va scădea cu o pantă mică, deoarece se folosește strategia de comutație "soft switching". Când poziția fazei A depășește valoarea teta_off scăderea curentului se face cu pantă mare deoarece fazei i se aplică tensiunea inversă. Cuplul prescris al fazei care intră în conducție este egal cu diferența între cuplul prescris total și cuplul estimat al fazei care se stinge. Dacă faza care intră în conducție este A, faza care se stinge poate fi B sau C, în funcție de sensul de rotație, dar oricum cuplul estimat al acesteia se obține din cuplul estimat total din care se scade cuplul estimat al fazei A.

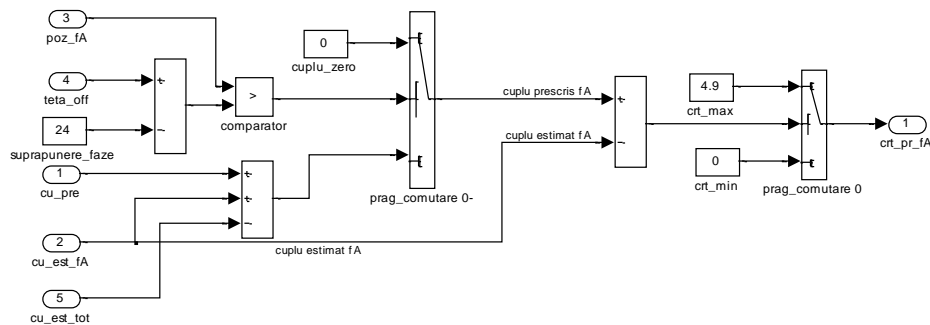


Fig.5.72. Regulatorul de cuplu nr.3.

În fig.5.73., fig.5.74. și fig.5.75. se prezintă cuplul electromagnetic total și cuplurile a două faze adiacente ale motorului obținute pentru cele trei regulatoare de cuplu la o viteză reglată de 100 rpm. Cuplul electromagnetic are pulsații de cuplu mai mari în momentul comutației între cele două faze. Analizând cele trei figuri nu se observă diferențe semnificative la această viteză. De fapt cele trei regulatoare sunt identice în momentele în care este activă doar o fază a motorului. Doar la comutație există diferență între funcționarea lor. Pornirea în sarcină prezentată în fig.5.67. și fig.5.68. și funcționarea sistemului de acționare prezentată în fig.5.69. sunt rezultate ale simulării sistemului de acționare cu primul regulator.

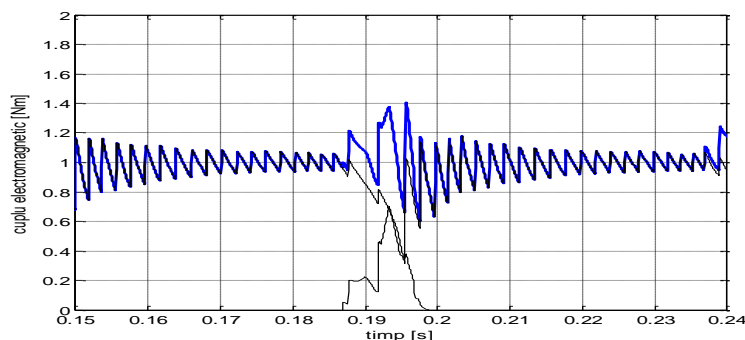


Fig.5.73. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.1 la viteza de 100rpm.

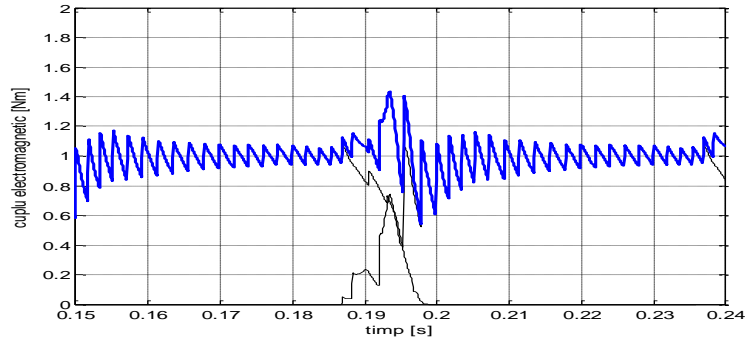


Fig.5.74. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.2 la viteza de 100rpm.

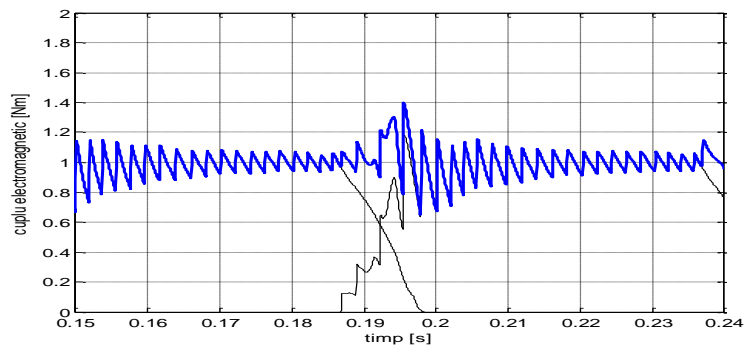


Fig.5.75. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.3 la viteza de 100rpm.

În fig.5.76. este prezentat cuplul electromagnetic total și cuplurile a două faze ale motorului la înjumătățirea perioadei de eșantionare a sistemului de reglare numeric. Se observă micșorarea pulsațiilor de cuplu atât în momentul comutației cât și în perioadele de funcționare cu o singură fază activă. Pulsațiile de cuplu se micșorează pe măsură ce faza se apropie de poziția aliniat deoarece inductivitatea incrementală crește și curentul poate fi menținut mai bine în jurul valorii necesare.

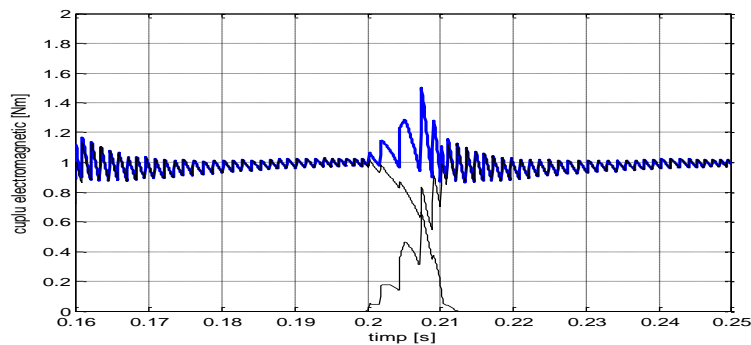


Fig.5.76. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.3 la viteza de 100rpm. Perioada de eșantionare a sistemului de reglare numeric simulat este jumătate din cea folosită pentru simularea din fig.5.75.

În fig.5.77. este prezentat cuplul electromagnetic pentru un profil de viteză în trepte, de la 0 la 500 rpm din 50 în 50 rpm. Formele de undă sunt obținute pentru primul regulator. În fig.5.78 este prezentat cuplul electromagnetic obținut la aceeași viteză de referință pentru regulatorul nr.2. iar în fig.5.79 este prezentat cuplul electromagnetic obținut pentru regulatorul nr.3. La viteze mai mari de 600 rpm cele mai bune rezultate au fost obținute cu regulatorul nr.1. S-a constatat că comportarea reguletoarelor este dependentă de viteză dar oricum pulsațiile de cuplu cresc cu creșterea vitezei la viteze mai mari de 600 rpm. La viteze mari curentul nu mai este reglat și cuplul electromagnetic are pulsațiile maxime.

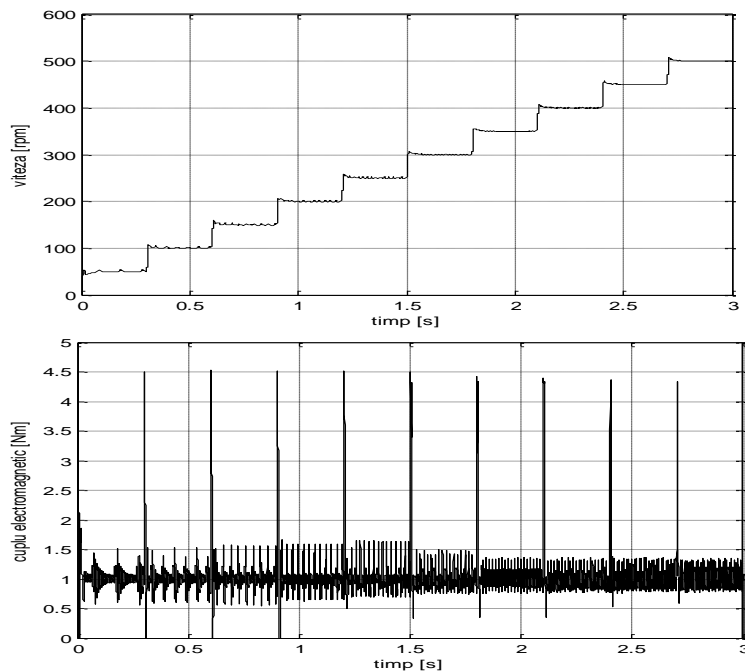


Fig.5.77. Cuplul electromagnetic la modificarea vitezei de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm. Regulatorul nr.1.

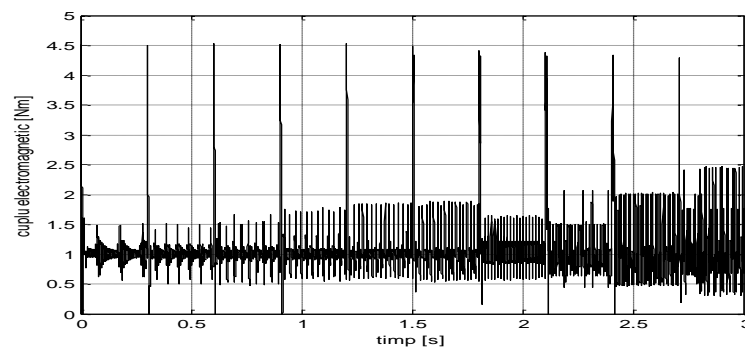


Fig.5.78. Cuplul electromagnetic la modificarea vitezei de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm. Regulatorul nr.2.

La viteza de 50 rpm sistemele de acționare cu cele trei regulatoare au pulsații de cuplu de nivele apropiate. La anumite viteze, regulatorul nr.3 produce cele mai bune rezultate, dar în general regulatoarele nr.1 și nr.3 sunt acceptabile, în schimb regulatorul nr.2 nu este acceptabil. Pulsațiile de cuplu mai mari provin de la faptul că profilurile de cuplu pe faze nu pot fi urmărite decât la viteze mici.

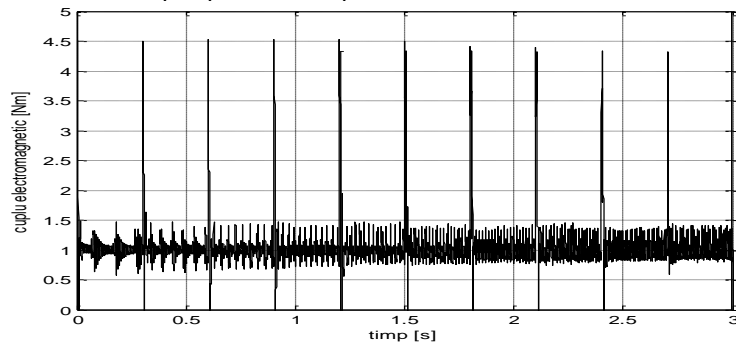


Fig.5.79. Cuplul electromagnetic la modificarea vitezei de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm. Regulatorul nr.3.

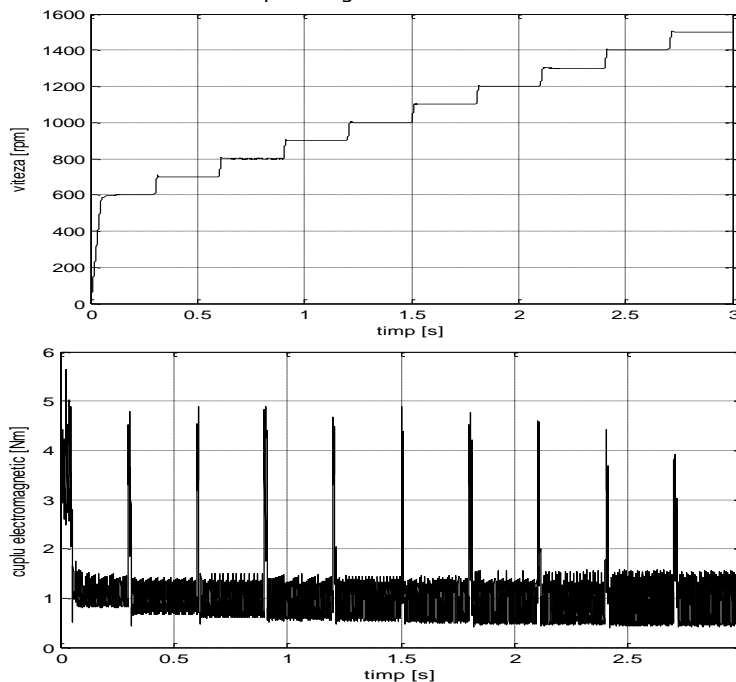


Fig.5.80. Cuplul electromagnetic la viteze peste 600 rpm. Regulatorul nr.1.

5.5.3.2. Funcționarea la viteze foarte mici

Fig.5.81. prezintă viteza și cuplul electromagnetic pentru regulatorul nr.1 la o viteză de referință de 10 rpm. Cuplul de încărcare este cuplul nominal al mașinii - 1Nm. Fig.5.82 și 5.83 prezintă viteza obținută la folosirea celelalte două regulatoare.

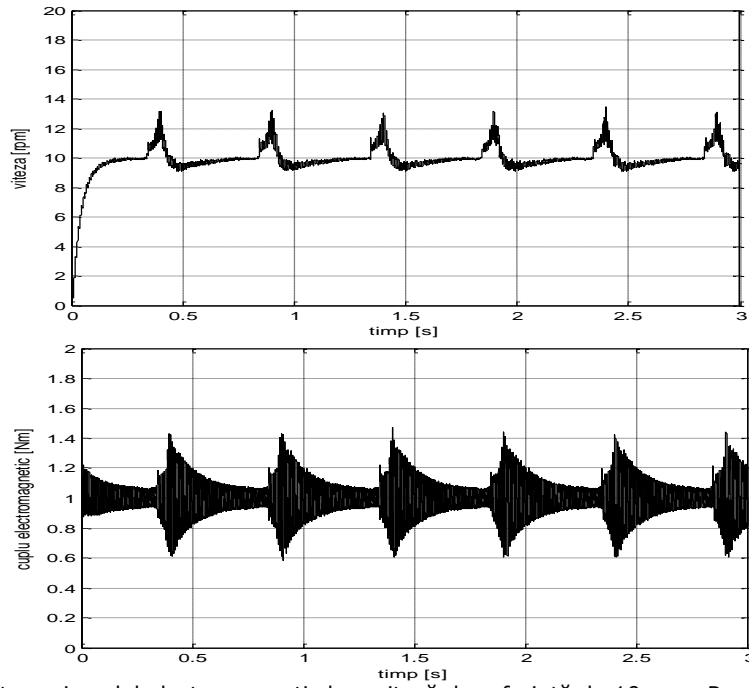


Fig.5.81. Viteza și cuplul electromagnetic la o viteză de referință de 10 rpm. Regulatorul nr.1.

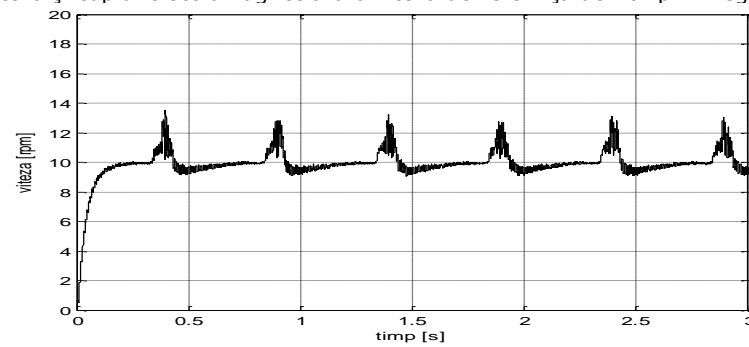


Fig.5.82. Viteza arborelui la o viteză de referință de 10 rpm. Regulatorul nr.2.

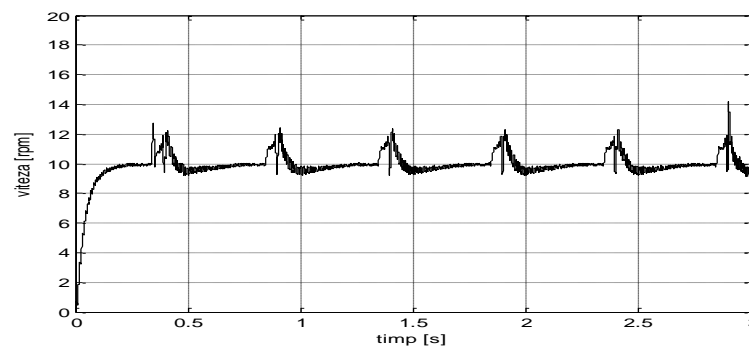


Fig.5.83. Viteza arborelui la o viteză de referință de 10 rpm. Regulatorul nr.3.

S-a constatat că suprapunerea unui semnal de frecvență constantă și factor de umplere de 0.125 (1/8) peste semnalul de comandă a tranzistoarelor superioare, cele care realizează comutația la strategia de comutare "soft switching", duce la o reducere a pulsațiilor de cuplu și a abaterilor de viteză de la viteza prescrisă. Fig.5.84. arată cum s-a realizat aceasta în modelul implementat în Simulink iar fig.5.85 prezintă rezultatele de simulare obținute pentru regulatorul nr.3.

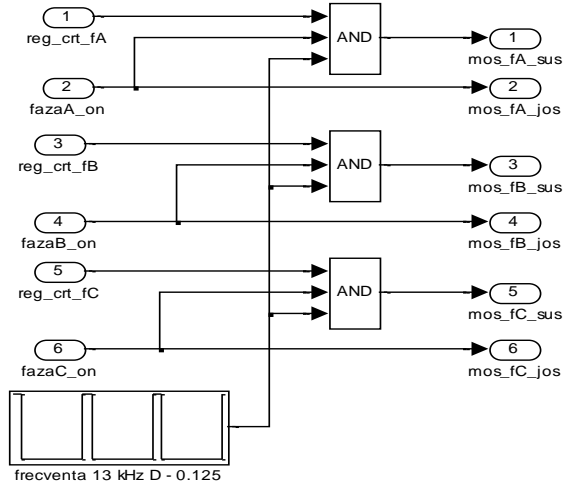


Fig.5.84. Suprapunerea unui semnal de frecvență constantă și factor de umplere 0.125 peste semnalul de comandă a tranzistoarelor MOSFET.

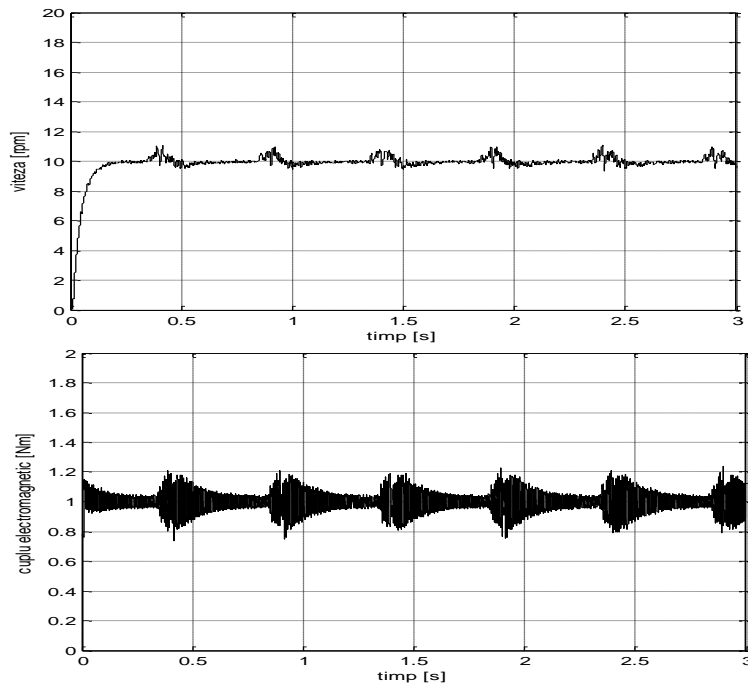


Fig.5.85. Viteza și cuplul la suprapunerea unui semnal de frecvență constantă și factor de umplere 0.125. Regulatorul nr.3.

În fig.5.86. este prezentată o comparație între viteza obținută fără suprapunerea semnalului adițional și cea obținută cu suprapunerea semnalului adițional. Se observă o reducere la jumătate a abaterii vitezei reale de la viteza prescrisă. Fig.5.87 prezintă rezultatele obținute tot pentru regulatorul nr.3 la funcționarea în gol a mașinii (cuplu de încărcare este de 0.2 Nm).

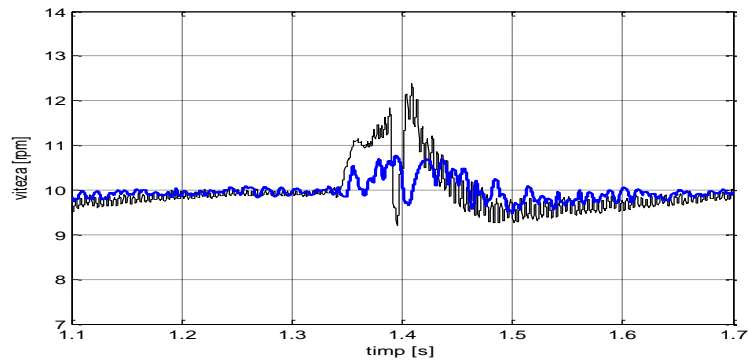


Fig.5.86. Comparatie între vitezele din fig.5.83. și fig.5.85. Viteza obținută cu suprapunerea semnalului adițional este reprezentată cu linie groasă. Regulatorul nr.3.

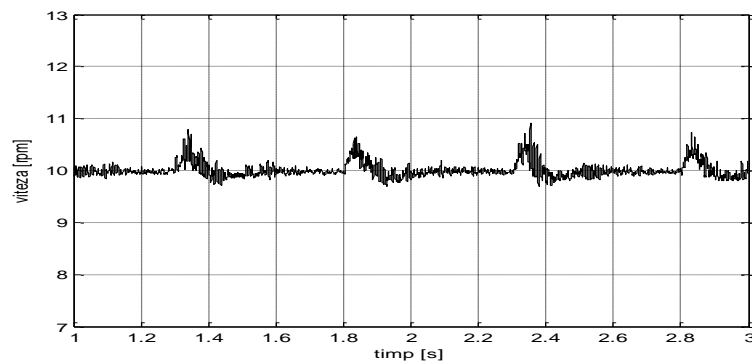


Fig.5.87. Viteza la funcționarea în gol la suprapunerea unui semnal de frecvență constantă și factor de umplere de 0.125. Regulatorul nr.3.

În fig.5.88. se poate vedea viteza arborelui și cuplul electromagnetic la o viteză prescrisă de 3 rpm, pentru sistemul de acționare cu regulatorul de cuplu nr.1 fără semnal adițional suprapus. Viteza este menținută bine exceptând perioada de comutație, unde pulsațiile de cuplu produc abateri ale vitezei arborelui de la viteza prescrisă. La suprapunerea unui semnal adițional există o reducere de 30% la sută a abaterii maxime de la viteza prescrisă și o reducere de 25% a valorii maxime a cuplului electromagnetic. Rezultatele de simulare sunt prezentate în fig.5.89. Celelalte două regulatoare produc rezultate care nu sunt mult diferite, motiv pentru care acestea nu mai sunt prezentate aici.

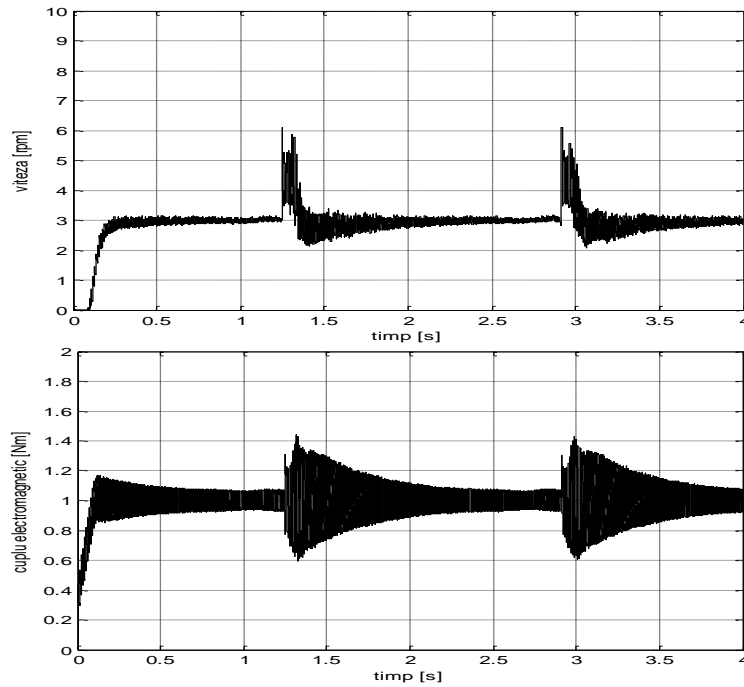


Fig.5.88. Funcționarea în sarcină nominală la o viteză prescrisă de 3rpm. Sistemul de acționare cu regulatorul nr.1 fără semnal adițional.

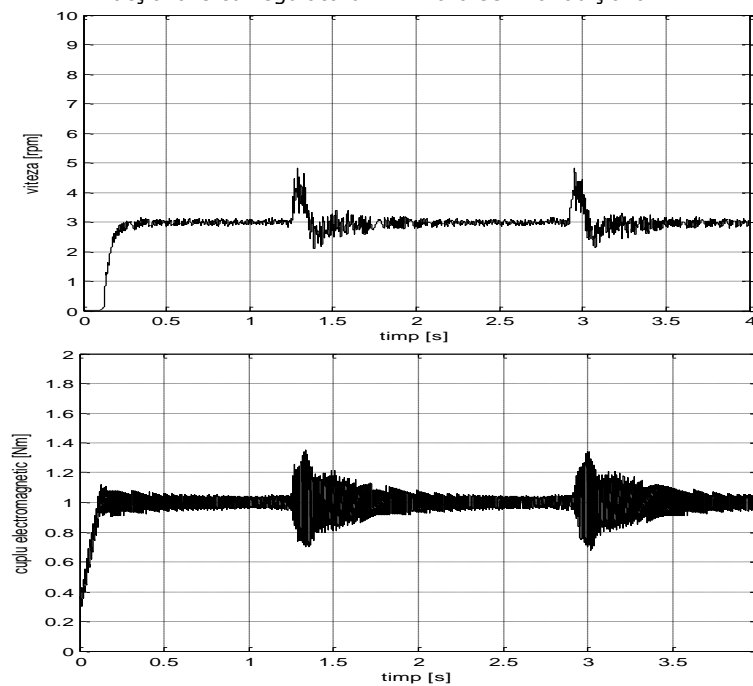


Fig.5.89. Funcționarea în sarcină nominală la o viteză prescrisă de 3rpm. Sistemul de acționare cu regulatorul nr.1 cu semnal adițional.

5.5.4. Rezultate obținute la alimentarea la 110V.

5.5.4.1. Sistem de acționare cu regulator de viteză.

Alimentat la 110V, motorul prezentat poate fi utilizat până la o viteză de 1500 rpm. Fig.5.90. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină nominală. În fig.5.91 sunt prezentați curenții de fază.

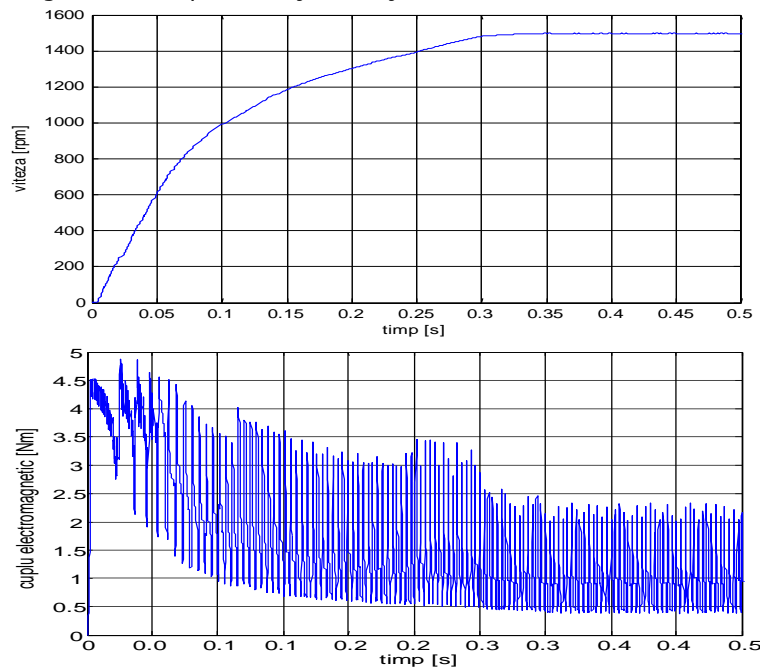


Fig.5.90. Viteza și cuplul electromagnetic la pornire în sarcină nominală.

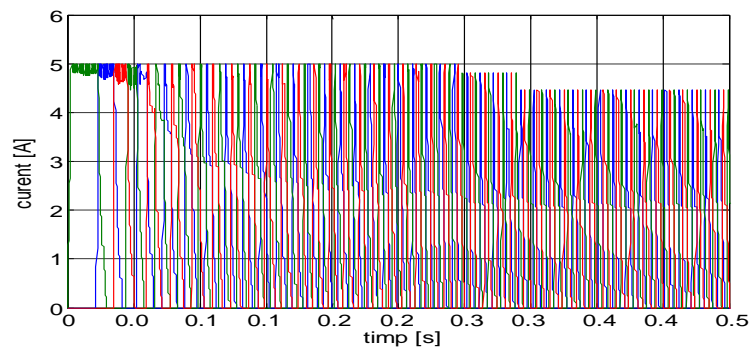


Fig.5.91. Curenții de fază la pornire în sarcină nominală.

Fig.5.92. prezintă viteza motorului și viteza prescrisă pentru funcționare la 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm și reversare la 500 rpm. Sub graficul vitezei este prezentat graficul cuplului electromagnetic. Strategia de comutare este "soft switching".

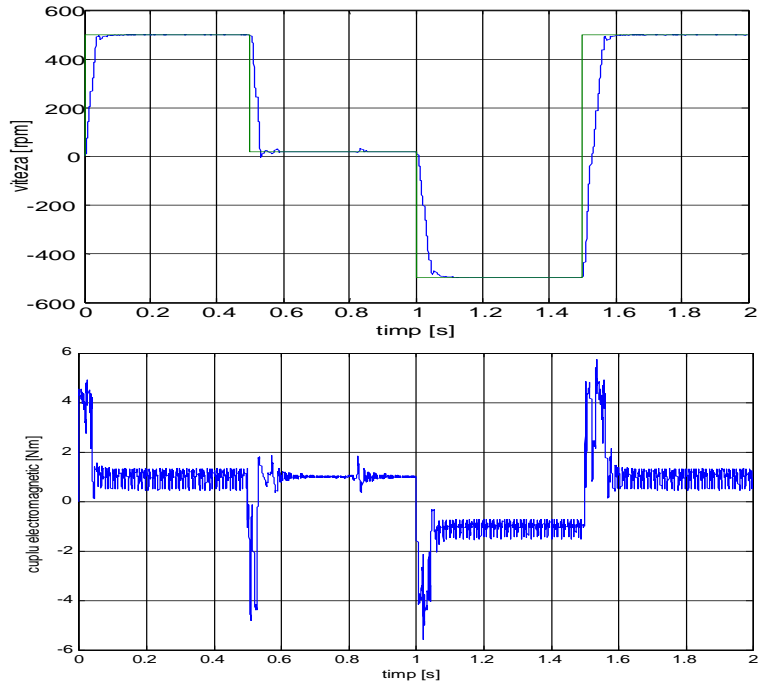


Fig.5.92. Viteza și cuplul electromagnetic. Regulator de viteză PI. Strategia de comutare "soft switching".

5.5.4.1. Sistem de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu.

Rezultatele prezentate în acest subcapitol au fost obținute pentru regulatorul nr.1. prezentat în 5.5.3. Fig.5.93. prezintă viteza la pornirea în sarcină nominală iar fig.5.94. cuplul electromagnetic și curenții de fază.

Fig.5.95. arată funcționarea sistemului în 4 cadrane. Este prezentat răspunsul sistemului la profilul vitezei de referință care a mai fost folosit anterior.

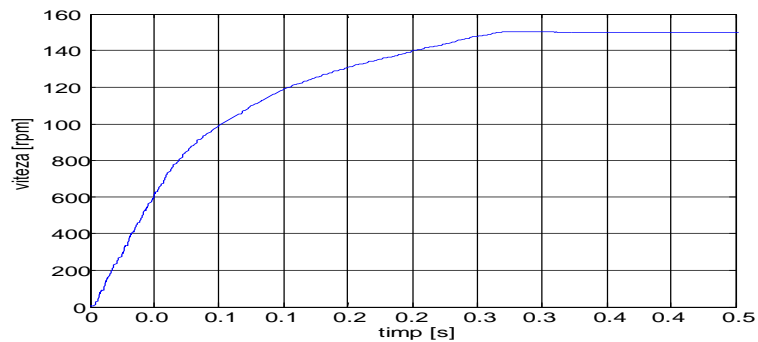


Fig.5.93. Viteza la pornire în sarcină nominală.

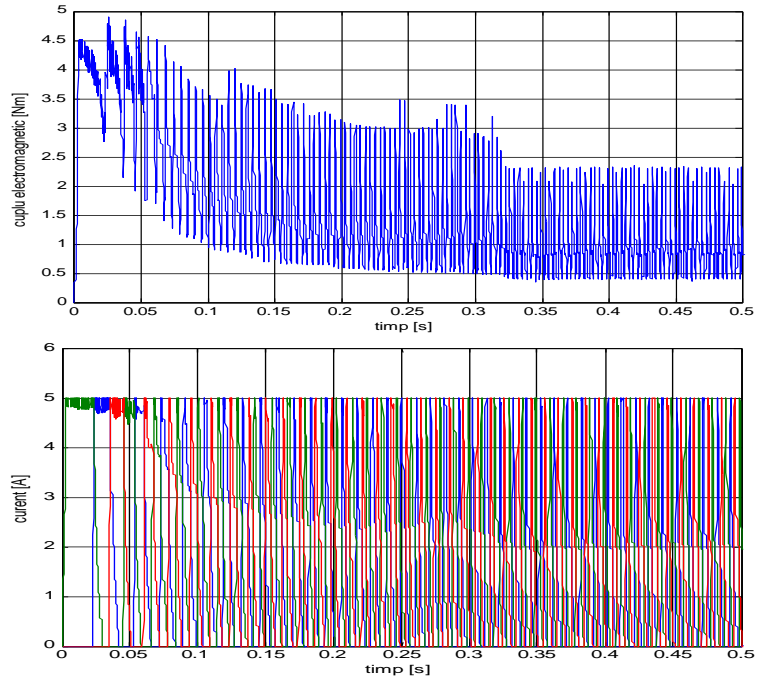


Fig.5.94. Cuplul electromagnetic și curenții de fază la pornirea în sarcină.

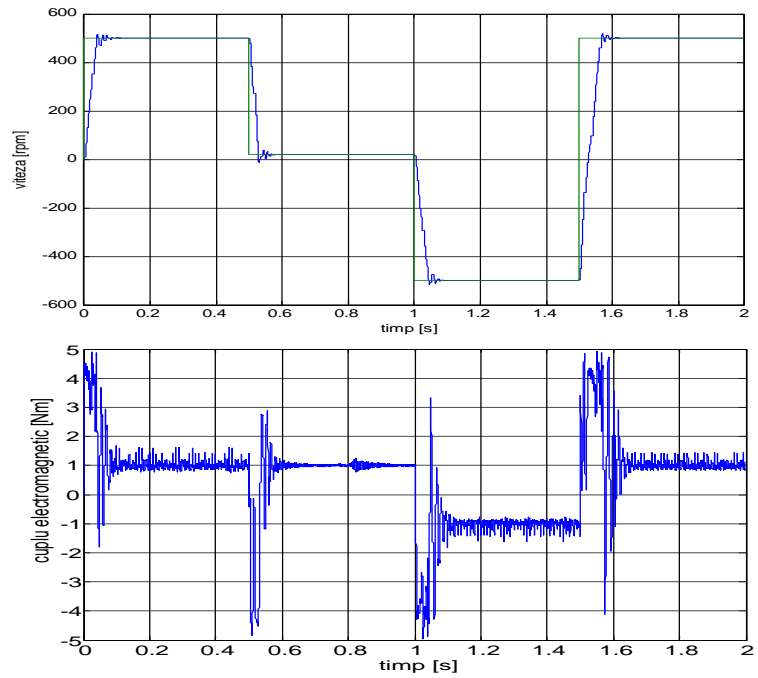


Fig.5.95. Funcționare în 4 cadrane.

Fig.5.96. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la un profil al vitezei de referință în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 iar fig.5.97 funcționarea la 1.4 rpm.

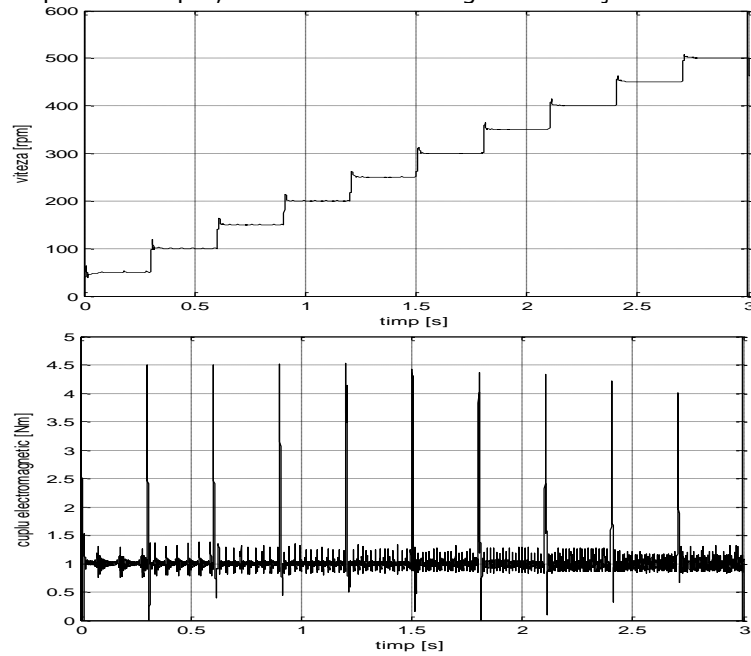


Fig.5.96. Viteza și pulsațiile de cuplu la un profil al vitezei de referință în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm.

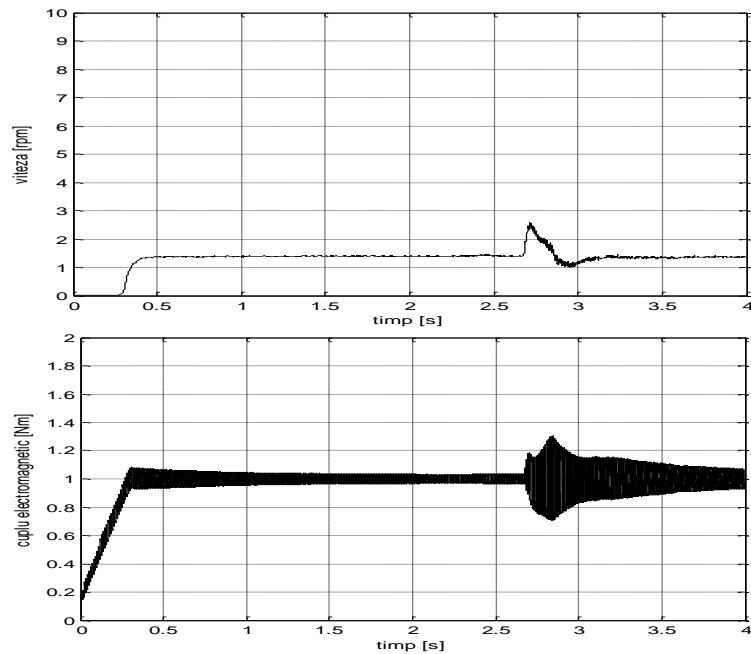


Fig.5.97. Funcționare la 1.4 rpm.

În fig.5.98. se prezintă tot rezultate de simulare la funcționare la 1.4 rpm, dar cu semnal adițional suprapus peste semnalul de comandă a tranzistoarelor.

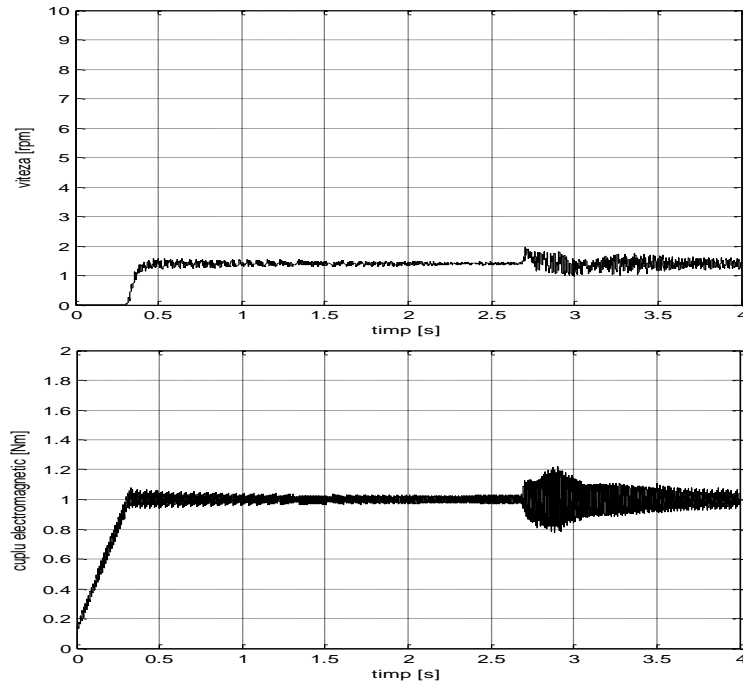


Fig.5.98. Funcționare la 1.4 rpm cu semnal adițional suprapus peste semnalul de comandă a tranzistoarelor.

5.6. Concluzii

În acest capitol sunt prezentate trei modele ale MSRVS-CS. Primul model se bazează pe utilizarea unei expresii analitice pentru aproximarea caracteristicilor de magnetizare. Cuplul electromagnetic, tensiunea indusă prin rotație și inductivitatea incrementală sunt modelate prin expresii analitice, obținute din expresia matematică a caracteristicii de magnetizare prin derivare și integrare.

În al doilea model sunt folosite tabele în care sunt stocate caracteristicile de cuplu, valorile tensiunii induse prin rotație și ale inductivității incrementale în funcție de curentul de fază și de poziția rotorului.

Al treilea model este bazat pe componente din biblioteca SimPowerSystem, Diodele și tranzistoarele de putere sunt modelate ca surse de curent. Inductivitatea incrementală este modelată ca o sursă de curent iar tensiunea indusă prin rotație ca o sursă de tensiune.

Pentru reducerea pulsațiilor de cuplu alegerea justă a unghiului de stingere este absolut necesară. Valorile unghiului de stingere sunt stocate într-un tabel de unde sunt extrase în timpul simulării în funcție de viteză. La sistemele de acționare care au doar regulator de viteză reducerea pulsațiilor de cuplu se poate face doar prin utilizarea unghiului de stingere optim și prin asigurarea unei suprapunerii între faze mai mare de 2 grade mecanice.

La sistemele de acționare care conțin și regulator de cuplu pulsațiile de cuplu pot fi reduse în limite rezonabile până la viteze de 600 rpm, în cel mai favorabil caz, considerând o frecvență de comutare a tranzistoarelor de 100 kHz și o poziție fără eroare de determinare. Dincolo de această viteză reducerea pulsațiilor de cuplu nu mai este posibilă nici chiar în aceste condiții, deoarece forma de undă a curentului nu mai poate fi controlată decât parțial. Precizia de determinare a poziției rotorului este legată strâns de nivelul pulsațiilor de cuplu. S-a arătat că poziția ar trebui să fie cunoscută cu o eroare de maxim 0.25 grade mecanice.

În mod firesc pulsațiile de cuplu cresc cu reducerea frecvenței de eșantionare dar chiar la utilizarea unei frecvențe de eșantionare de 13 kHz, deși pulsațiile de cuplu sunt considerabile, sistemul de acționare poate fi făcut să funcționeze la câteva rotații pe minut.

Pentru sistemele ce conțin regulator de cuplu, la frecvențe mari de eșantionare utilizarea strategiei de comutație "hard switching" poate fi convenabilă din punct de vedere al pulsațiilor de cuplu dar la frecvențe reduse este recomandată utilizarea strategiei de comutație "soft switching".

La viteze foarte reduse s-a constatat că suprapunerea unui semnal de frecvență constantă, egală cu frecvența de eșantionare, și cu factor de umplere 1/8 poate duce la pulsații de cuplu mai mici și abateri mai mici de la viteza pescrisă.

Bibliografie

- [1] D. A. Torrey, J. H. Lang – *Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive*, IEE Proceedings, Vol. 137, No. 5, September 1990, pg. 314-326.
- [2] C.Udriște, V. Iftode, M. Postolache – *Metode numerice de calcul. Algoritmi și programe Turbo Pascal*, Editura Tehnică, București, 1996.
- [3] O. Cornea, G. Atanasiu, C. Șorândaru -*Torque analysis for Switched Reluctance Motor*, OPTIM 2000, Brașov.
- [4] O. Cornea, G. Vanci - *Fuzzy Logic Control with torque ripple minimization for a Switched Reluctance Motor Drive*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII, Tom 44(58), Fascicola 1, 1999.
- [5] G. Atanasiu, S. Mușuroi, D. Popovici – *Modelare Dinamică prin Simulink. Mașini Electrice. Acționări Electrice. Convertoare Statice*. Editura Politehnica, Timișoara, 2006.
- [6] L. Miheț-Popa – *Modelare și Simulare în Matlab & Simulink cu aplicații în Inginerie Electrică*, Editura Politehnica, Timișoara, 2007.
- [7] M. Ghinea, V. Fireșteanu – *MATLAB. Calcul numeric, grafică, aplicații*. Editura Teora, București, 2001.
- [8] *** - *Using Matlab*, Mathworks.
- [9] *** - *Simulink User's Guide*, Mathworks.

6. REZULTATELE EXPERIMENTALE

6.1. Standul experimental

Standul experimental cu MSRVS-CS conține un motor cu trei faze, 6 poli statorici, 4 poli rotorici, proiectat la catedra MAUE și fabricat de ELECTROMOTOR Timișoara, o frână cu pulberi magnetice FRAT 120, un traductor de cuplu FAST TM-HR-RD-7,5 Nm V06, un traductor cu trei senzori optici și disc cu fante și un traductor de poziție incremental. Schema bloc a standului experimental este prezentată în fig.6.1. Fotografii ale standului experimental sunt prezentate în anexa 2.

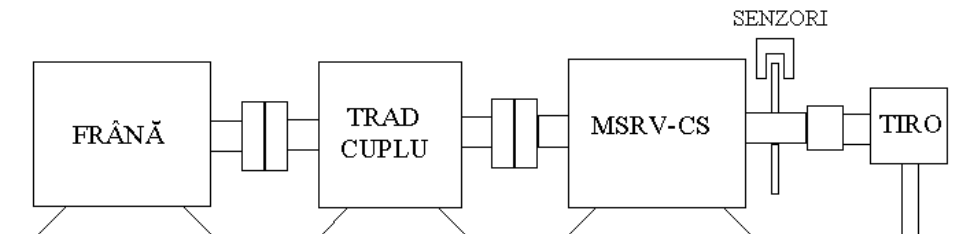


Fig.6.1. Standul experimental cu MSRVS-CS.

Principalele caracteristici ale părților componente ale standului sunt prezentate pe scurt în subcapitolele următoare.

6.1.1. Motorul

Principalele date ale motorului sunt:

- nr. de faze: 3
- nr. de poli statorici: $p_s = 6$
- nr. de poli rotorici: $p_r = 4$
- cuplul nominal: $M_n = 1 \text{ Nm}$
- puterea nominală: $P_n = 400 \text{ W}$
- viteza nominală: $n_n = 2500 \text{ rpm}$
- tensiune nominală: $U_n = 220\text{V}$
- curentul nominal: $I_n = 2,2 \text{ A}$
- întrefierul: $g = 0,4 \text{ mm}$
- diametrul exterior: $D = 0,160\text{m}$
- diametrul rotorului: $d = 0,100\text{m}$

Caracteristicile de magnetizare și de cuplu ale motorului necesare la implementarea sistemului de reglare au fost determinate atât prin metoda elementului finit cât și experimental. Ele au fost prezentate în capitolele 3 și 4. Motorul MSRVS-CS poate fi alimentat și la tensiuni mai mici decât 220V, dacă viteza la trebuie să funcționeze este mai mică de 1500. În cap.5. au fost prezentate și rezultate de simulare pentru alimentarea la 110V și funcționare de la 1.5 rpm până la 1500 rpm.

6.1.2. Frâna cu pulberi magnetice

Frânele cu pulberi magnetice [1,2] prezintă o construcție relativ simplă, având un rotor și un stator între care este introdus un material sub forma de pulberi magnetice. Frâna are o înfășurare care poate fi excitată în curent continuu sau în curent alternativ, iar cuplul de frânare este proporțional cu curentul de excitație. Principalele avantaje ale frânei cu pulberi magnetice sunt următoarele:

- modificare foarte ușoară a cuplului de frânare;
- cuplu de frânare direct proporțional cu curentul;
- cuplu de frânare independent de viteza de rotație la viteze mai mari de 30 rpm;
- domeniul de control al cuplului de frânare mai mare de 1:50;
- zgomot foarte redus;

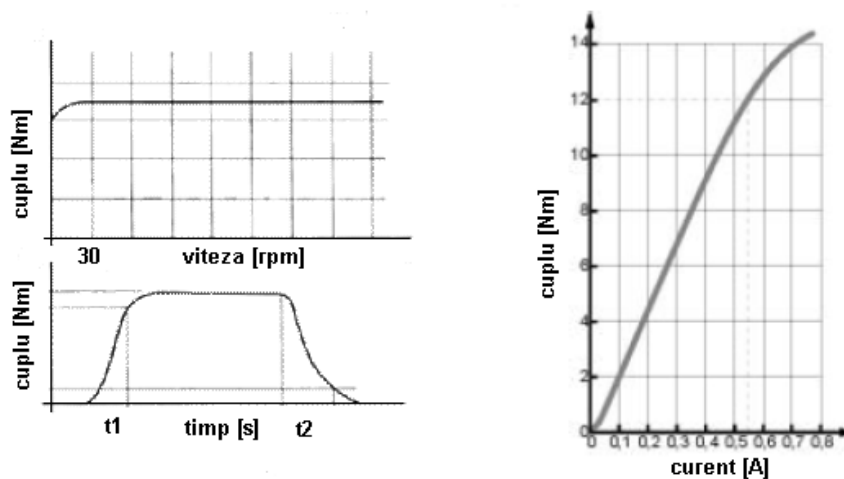


Fig.6.2. Caracteristica mecanică și caracteristica de control a frânei cu pulberi magnetice

Caracteristica mecanică și caracteristica de control a frânei cu pulberi magnetice sunt prezentate în fig.6.2. Se observă că începând de la viteze de rotație de 30 rpm, cuplul de frânare este independent de viteza de rotație. La viteze mai mici cuplul de frânare scade. În fig.6.2. se prezintă și timpii de întârziere la stabilirea și la anularea cuplului de frânare. Timpii de întârziere t_1 și t_2 depind de tipul sursei de alimentare a înfășurării de comandă având valori mai mici la alimentarea în curent continuu a înfășurării de comandă. Acești timpii sunt în jur de 30 de milisecunde.

Caracteristica de control a frânei arată că cuplul de frânare variază liniar cu curentul până la valoarea nominală (12 Nm). Pentru alimentarea înfășurării statorice se utilizează o sursă de curent specială cu ieșirea în curent continuu. Curentul de la ieșire poate fi modificat prin intermediul unui buton de pe panoul frontal al sursei sau prin intermediul unei tensiuni de comandă între 0 și 10 V. Comanda prin intermediul tensiunii permite unui sistem numeric de control dotat cu convertor digital-analitic să modifice cuplul de frânare în timpul funcționării fără intervenția utilizatorului. Sursa de alimentare este protejată la scurtcircuit și la suprasarcină.

Principalele caracteristici ale frânei FRAT 120 sunt prezentate în tab.6.1.

Mărimă	UM	Valoare
Cuplu nominal	Nm	12
Cuplu minim	Nm	0.14
Curent continuu nominal	A	0.55
Inerția rotorului	Kg.m ²	0.00025
Putere disipată	W	
încărcare continuă fără ventilație		130
încărcare continuă cu ventilație		650

Tab.6.1. Principalele caracteristici ale frânei cu pulberi magnetice FRAT 120

6.1.3. Traductorul de cuplu

Standul de probă conține un traductorul de cuplu TM-HR-RD-7,5 Nm V06 produs de firma FAST Technology. Actualmente această firmă este o parte a MagnaLastic Inc.

TM-HR-RD-7,5 Nm V06 folosește o tehnologie specială noncontact pentru măsurarea cuplului [3,4,5]. Arborele traductorului este magnetizat, astfel încât domeniile magnetice precis definite sunt realizate la suprafața acestuia. Un senzor de câmp magnetic este plasat în imediata apropiere a arborelui. Acesta măsoară câmpul magnetic de la suprafața arborelui care este comparat cu ajutorul unor circuite electronice cu configurația câmpului arborelui nesolicitat. La apariția unui cuplu la arbore configurația câmpului se modifică datorită magnetoelasticității. Această variație a câmpului magnetic este măsurată, și transformată într-un semnal de tensiune variabil în timp care este proporțional cu cuplul aplicat. Precizia traductorului este de 1%. Tehnologia FAST poate fi folosită pentru măsurarea directă a cuplului și/sau poziției unghiulare în aproape orice fel de aplicație de monitorizare și control a mașinilor electrice.

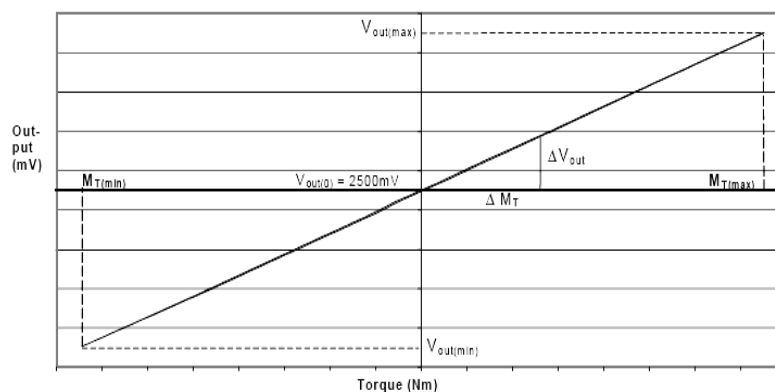


Fig.6.3. Caracteristica de ieșire a traductorului de cuplu

În fig.6.3. este prezentată caracteristica tensiunii pe ieșire a traductorului în funcție de cuplu. Tensiunea pe ieșire minimă este 0.5 V, tensiunea de ieșire maximă 4.5 V. Aceste valori corespund cuplului maxim negativ și pozitiv. Traductorul de cuplu este calibrat astfel încât la cuplul nul tensiunea de ieșire să fie 2.5 V.

Semnalul traductorului de cuplu poate fi citit cu ajutorul osciloscopului sau prin intermediul unei bloc de interfață oferit opțional. Blocul de interfață conține toate circuitele electronice necesare pentru achiziția, prelucrarea și transmiterea semnalului care este convertit în semnal numeric. El folosește standardul de comunicație serial RS232 pentru a transmite valorile cuplului și în același timp permite calibrarea senzorului de cuplu. Datele sunt citite și vizualizate cu ajutorul unei aplicații LabVIEW numită Torque Meter.

6.1.4. Traductorul de poziție cu senzori optici

Traductorul de poziție are rolul de a furniza sistemului de comandă informații asupra poziției relative a rotorului față de stator. El este alcătuit din două părți: un disc cu fante și trei senzori optici de tipul diodă electroluminiscentă – fototranzistor. Traductor degreavează sistemul de comandă de sarcina de a calcula în timp real poziția rotorului față de stator. MSRVS-CS este un motor la care se pretează utilizarea strategiilor de comandă fără senzori (sensorless), dar acest lucru necesită resurse de calcul relativ puternice. Comanda utilizând senzori de poziție se poate implementa chiar și pe un microcontroler pe 8 bit. Discul cu fante solidar cu rotorul și cei trei senzori optici sunt prezentate în fig.6.4.

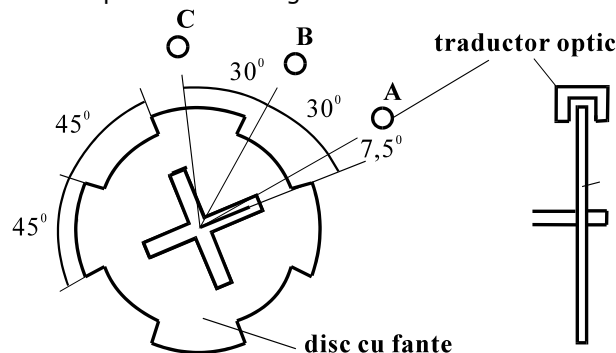


Fig.6.4. Traductorul cu senzori optici și disc cu fante. Amplasarea senzorilor optici.

Senzorii optici sunt dispuși la un interval de 30 grade mecanice unul față de altul [6]. Configurația prezentată în figură, cei trei senzori împreună cu discul cu fante, asigură informație asupra poziției rotorului din 15 în 15 grade mecanice. Semnalele ce provin de la senzori sunt aduse la un port de intrare al sistemului numeric pe care se implementează controlul mașinii. În mod obișnuit la fiecare combinație logică a semnalelor de la traductorul de poziție, este alimentată una dintre fazele motorului. Există doar 6 combinații posibile ale semnalelor de la senzori, deoarece cei trei senzori nu pot avea simultan aceeași valoare la ieșire (toți trei pe zero logic sau toți trei pe unu logic). Corespondența între semnalele

senzorilor și faza mașinii care este alimentată în regimul normal de funcționare pentru un sens de rotație este prezentată în tabelul 6.2.

Semnalele provenite de la senzorii optici sunt suficiente pentru o comandă simplă a mașinii. Dacă aplicația necesită o comandă performantă a mașinii, trebuie să existe informație de poziție la fiecare moment. Aceasta se poate obține sau cu ajutorul unui traductor de poziție incremental (encoder), sau prin implementarea unor tehnici de estimare a poziției (sensorless). O altă posibilitate ar fi estimarea poziției folosind informația de la traductorul de poziție prezentat. Se estimează viteza rotorului și apoi poziția rotorului din informația de poziție obținută la ultima modificare a semnalelor de la senzori și timpul scurs de la ultima modificare a semnalelor de la senzori. Calitatea informației de poziție obținute de la un astfel de estimator nu poate fi la același nivel cu cea obținută când se utilizează un traductor de poziție incremental.

Senzor A	Senzor B	Senzor C	faza alimentată
0	0	1	A
1	0	1	B
1	0	0	C
1	1	0	A
0	1	0	B
0	1	1	C

Tab.6.2. alimentarea fazelor motorului în regimul normal de funcționare pentru un sens de rotație

Dacă se utilizează informația de poziție doar la momentele în care se modifică semnalele de la cei trei senzori optici, atunci sunt posibile trei regimuri de funcționare. Acestea sunt:

a) regim normal de funcționare care corespunde unui unghi de energizare a fazei întârziat cu $7,5^\circ$ mecanice față de momentul în care inductanța începe să crească, a unui unghi de conducție de 30° mecanice și a unui unghi de dezenergizare devansat cu $7,5^\circ$ mecanice față de momentul în care inductanța începe să scadă (regim specific turațiilor medii).

b) regim forțat caracterizat printr-un unghi de energizare egal cu unghiul la care inductanța începe să crească, unghi de conducție egal cu 30° și un unghi de dezenergizare devansat cu 15° față de momentul în care inductanța începe să scadă (regim specific turațiilor mari).

c) regim de alimentare prelungită, caz în care o fază este alimentată atâta timp cât aceasta este în stare să producă cuplu motor pentru un sens de rotație ales. În acest caz unghiul de conducție este de 45° (regim specific turațiilor reduse).

Strategiile de comandă avansate, la care este disponibilă informația de poziție la orice moment, presupun modificarea continuă a unghiului de energizare și de dezenergizare în funcție de viteză sau în funcție atât de viteză cât și de curent.

6.1.5. Traductorul de poziție incremental

Traductorul de poziție incremental utilizat este de tipul XCC-1510T, are 5000 de impulsuri pe rotație și este fabricat de firma Telemecanique. El este montat pe arborele MSR-V-CS printr-un cuplaj elastic, care are rolul de a proteja traductorul la șocuri și vibrații.

Traductorul incremental furnizează la ieșire două semnale în cuadratură și un semnal de index. De asemenea sunt disponibile și semnalele complementare ale celor trei canale. Semnalul de index este folosit pentru determinarea poziției de referință. Traductorul de poziție incremental este alimentat la 5V, are un consum de 100 mA (poate fi alimentat prin intermediul sistemului numeric de control).

Traductorul cu 5000 de impulsuri pe rotație furnizează informație de poziție foarte precisă față de poziția semnalului index. Pentru a abține poziția absolută cu o precizie bună, poziția semnalului de index trebuie să fie cunoscută cât mai exact.

6.2. Convertorul static pentru alimentarea MSR-V-CS

6.2.1. Schema de forță

Convertorul static utilizat pentru alimentarea MSR-V-CS conține trei ramuri independente, câte una pentru fiecare fază a mașinii. O ramură a convertorului conține două tranzistoare și două diode. Schema electrică a convertorului static este prezentată în fig.6.5. Funcționarea convertorului și modurile posibile de comandă au fost prezentate în cap.1. Acest convertor permite maximum de flexibilitate în comanda motorului.

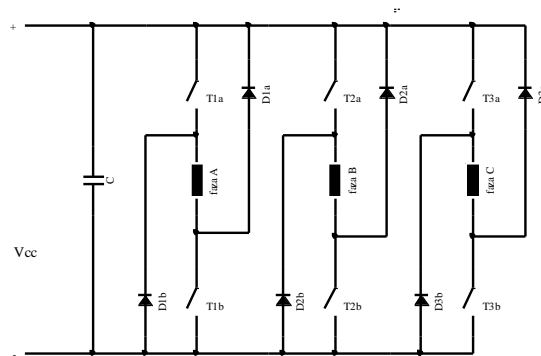


Fig.6.5. Convertorul static pentru alimentarea MSR-V-CS.

Tranzistoarele de tip IRFPC60 [7] sunt tranzistoare MOSFET de putere din seria HEXFET cu tensiunea drenă-sursă de străpungere de 600V, curent de drenă maxim de 16A, parametrii dinamici foarte buni: timp de întârziere la deschidere sub 20 ns, timp de creștere sub 60 ns, reverse recovery time 620ns.

Diodele HFA15TB60 [8] sunt diode de putere ultrarapide cu tensiunea inversă maximă de 600 V, căderea de tensiune în polarizare directă de 1,3 V, curent direct 16 A și recovery time maxim 60ns.

6.2.2. Proiectarea circuitelor de comandă

La convertorul prezentat în fig.6.5. există probleme specifice legate de proiectarea circuitelor de comandă ale tranzistoarelor MOSFET. Pentru investigarea influenței strategiei de comutație asupra pulsațiilor de cuplu convertorul trebuie să asigure atât funcționarea în strategia “hard switching” cât și în strategia “soft switching”. Ramura de convertor destinată alimentării unei faze este prezentată în fig.6.6.

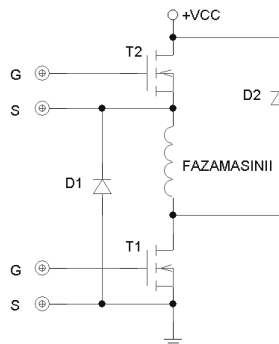


Fig.6.6. Alimentarea unei faze a MSRV-CS.

În loc de tranzistoarele de tip MOSFET se pot folosi tranzistoare IGBT. Diodele D1 și D2 au rolul de a asigura o cale de închidere a curentului de fază, în momentul în care unul sau ambele tranzistoarele sunt blocate prin comandă în timpul reglării curentului sau la dezenergizarea fazei respective. Diodele D1 și D2 trebuie să fie ultrarapide pentru ca să poată prelua curentul de fază imediat după blocarea tranzistoarelor. Diodele HFA15TB60 sunt special destinate utilizării în scheme cu tranzistoare MOSFET sau IGBT.

Schema din fig.6.6. trebuie completată cu dispozitive de comandă în grilă pentru cele două tranzistoare. Comanda tranzistorului T1 nu implică probleme deosebite de proiectare deoarece terminalul Sursă (S) al acestuia este întotdeauna la același potențial, în schimb proiectarea circuitului de comandă al tranzistorului T2 trebuie abordată cu atenție fiindcă potențialul sursei acestuia este flotant. În cele ce urmează vom considera doar circuitul de comandă al tranzistorului T2.

Principalele necesități ale circuitului de comandă al tranzistorului T2 sunt [9]:

1. În timpul în care tranzistorul este deschis, potențialul grilei G trebuie să fie cu 10-15 V mai mare decât potențialul sursei S. Deoarece în intervalul de timp în care tranzistorul este deschis potențialul terminalului S al tranzistorului T2 este aproape de potențialul Vcc, potențialul grilei trebuie să fie cu 10-15V mai mare decât potențialul Vcc față de masă, care poate fi de ordinul sutelor de volți.

2. Tensiunea de grilă trebuie să fie controlabilă prin intermediul logicii de comandă, care de obicei este alimentată de la un punct cu potențialul raportat la masă. Dacă logica de comandă este TTL sau CMOS, circuitul de comandă în grilă trebuie să asigure deplasarea acestui nivel la nivelul de 10-15V al tensiunii ce trebuie să fie aplicată între grilă și sursă (pe circuitul de grilă).
3. Puterea absorbită de circuitul de comandă în grilă trebuie să fie cât mai redusă, pentru a nu afecta eficiența globală a sistemului.

Pentru îndeplinirea necesităților de mai sus se pot folosi mai multe metode, dintre care mai convenabile sunt două: folosirea unui condensator pe post de sursă de tensiune și folosirea unei surse de tensiune flotante.

Fig.6.7. prezintă schema electrică principială pentru folosirea unui condensator care asigură sarcina necesară circuitului de comandă al tranzistorului T2.

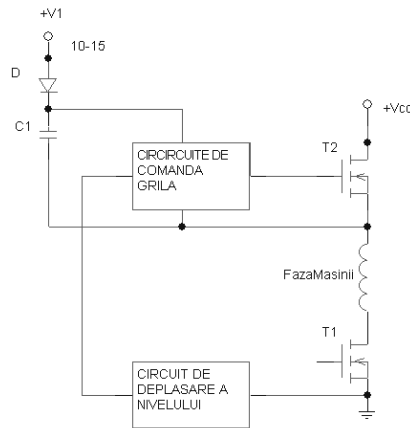


Fig.6.7. Folosirea unui condensator pentru alimentarea circuitului de comandă.

Condensatorul C se încarcă de la sursa de tensiune V1 prin dioda D, în perioadele de timp în care tranzistorul T2 este blocat și T1 este deschis.

Acest condensator trebuie să stocheze sarcina electrică necesară deschiderii tranzistorului T2. După deschiderea tranzistorului T2 potențialul terminalului sursă ajunge la valoarea Vcc. Când potențialul terminalului S depășește potențialul sursei de alimentare V1 dioda D se blochează și condensatorul C este decuplat de la sursa de tensiune V1. Sarcina stocată în condensator trebuie să fie suficientă pentru a menține curentul de grilă, în intervalul de timp în care T2 este în conducție.

Metoda este simplă și necostisitoare dar are limitări în ce privește factorul de umplere posibil, datorită necesității încărcării condensatorului. În plus în varianta clasică, foarte simplă, nu poate fi folosită decât în anumite configurații ale convertoarelor statice.

O altă modalitate de proiectare a circuitului de comandă pentru tranzistoarele T2 este prin utilizarea unei surse de tensiune flotante. Acest lucru este reprezentat în fig.6.8.

Caracteristicile acestui tip de alimentare a circuitului de comandă în grilă sunt următoarele:

- control deplin al grilei pentru o perioadă de timp indefinită
- impactul asupra costului este semnificativ datorită necesității unei surse de tensiune flotantă.

- circuitul de deplasare a nivelului de tensiune trebuie să reziste la tensiunea din circuitul de forță, să asigure un timp cât mai redus de comutare, și să aibă consum de putere cât mai mic.

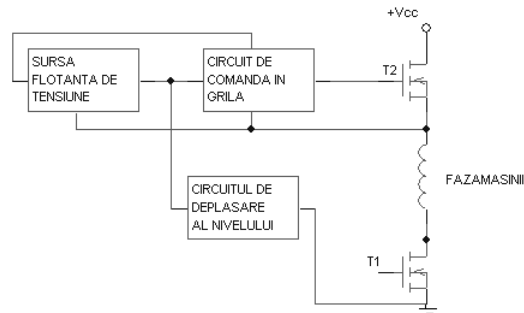


Fig.6.8. Folosirea unei surse flotante pentru asigurarea sarcinii necesare circuitului de comandă.

În momentul actual pentru comanda în grilă a tranzistoarelor MOSFET și IGBT se utilizează preponderent circuite integrate specializate. Există mai multe tipuri de astfel de circuite, cu diferite caracteristici și performanțe. Unele din ele pot comanda doar un singur dispozitiv semiconductor, altele au integrate circuite de comandă separate pentru două tranzistoare MOSFET montate în semipunte și există și circuite integrate care înglobează circuitele de comandă independente pentru toate cele 6 tranzistoare ale unui invertor trifazat.

IR2110 este un circuit integrat realizat pentru comanda în grilă a două tranzistoare MOSFET sau IGBT [10]. Unul dintre tranzistoare poate să aibă sursa flotantă. Circuitul înglobează toate funcțiile de deplasare de nivel și protecție necesare unui circuit de comandă performant cu intrare TTL sau CMOS. Schema circuitului este prezentată în fig.6.9.

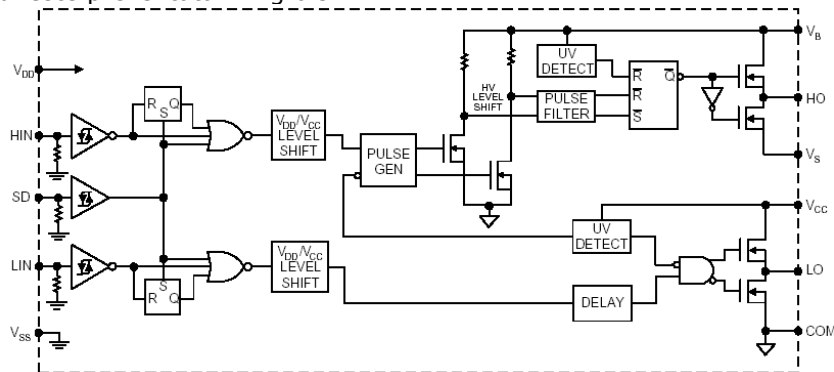


Fig.6.9. Schema internă a circuitului integrat IR2110.

Cele două canale de comandă a tranzistoarelor sunt complet independente. Intrările de comandă care pot fi conectate la un microcontroler sunt HIN și LIN. În partea stângă a figurii este reprezentată și alimentarea pentru logica de comandă încorporată în IR2110 și anume pinii V_{DD} și V_{SS} . Logica de comandă are alimentare separată de alimentarea circuitului de grilă al tranzistorului.

Ieșirile celor două canale sunt H_0 și L_0 . H_0 și L_0 sunt în fază cu H_i și L_i ; atunci când la intrarea de comandă avem nivelul de tensiune „1” logic, la ieșirea corespunzătoare este conectată tensiunea maximă ce se aplică grilei.

H_0 și L_0 se conectează la grilele celor două tranzistoare. Circuitului de grilă al tranzistorului superior i se aplică tensiunea dintre pinii V_B și V_S iar circuitului de grilă al tranzistorului inferior i se aplică tensiunea dintre pinii V_{CC} și COM. Fiecare dintre cele două canale are la ieșire două tranzistoare MOSFET care sunt comandate complementar. Când unul dintre acestea este deschis, atunci între grilă și sursa tranzistorului MOSFET de putere se aplică tensiunea de comandă în grilă, când celălalt este deschis, grila este legată direct la potențialul de referință (este scurtcircuitată).

IR2110 are înglobate două funcții de protecție: o funcție de inhibare a ambelor canale de comandă, care are intrarea pe pinul SD și o funcție de protecție la subtensiune. Funcția de inhibare a celor două canale de comandă este activă pentru nivelul „1” logic al tensiunii pe pinul SD. Când aceasta are nivelul „1” logic, grilele celor două tranzistoare de putere sunt legate la potențialul de referință (COM sau V_S), deci tensiunea grilă-sursă va fi nulă.

Funcția de protecție la subtensiune, sesizează tensiunile de comandă în grilă pe cele două canale. Dacă tensiunea de comandă în grilă a canalului superior este mai mică decât tensiunea de referință a protecției (care este reglată între 7,5 și 9,5 V) grila tranzistorului va fi scurtcircuitată. Protecția la subtensiune pentru canalul inferior (pentru tranzistorul inferior) acționează atât asupra acestuia cât și asupra canalului superior, scurtcircuitând ambele grile.

Datorită facilităților deosebite ale circuitului, IR2110 poate fi folosit pentru comanda celor două tranzistoare ce realizează alimentarea unei faze a MSRVS-CS.

Schema principală de alimentare a unei faze a MSRVS-CS prezentată în fig.6.7. implementează cu un IR2110 este prezentată în fig.6.10.

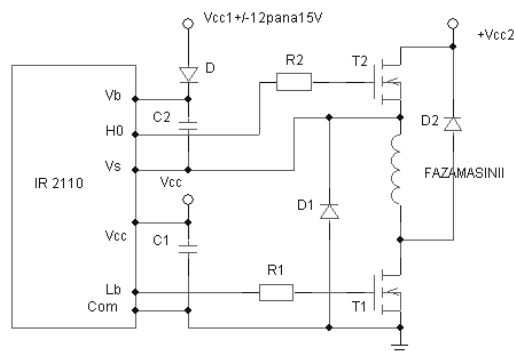


Fig.6.10. Schema de alimentare a unei faze a MSRVS-CS cu IR2110.

Configurația prezentată în fig.6.10. se poate utiliza doar atunci când în procesul de reglare a curentului fazei se folosește așa numita comutație „soft switching”. La această strategie, la deconectarea fazei de la sursa de tensiune, când curentul depășește valoarea prescrisă, se comandă blocarea tranzistorului T2 în timp ce tranzistorul T1 rămâne în conducție; dioda D2 se deschide și astfel tensiunea pe faza motorului va fi egală cu suma tensiunilor directe în conducție de la bornele tranzistorului T2 și ale diodei D1, adică faza este practic scurtcircuitată. În acest timp condensatorul C2 se încarcă prin faza motorului și tranzistorului T1. La strategia de reglare „hard switching” când cele două tranzistoare se deschid și se

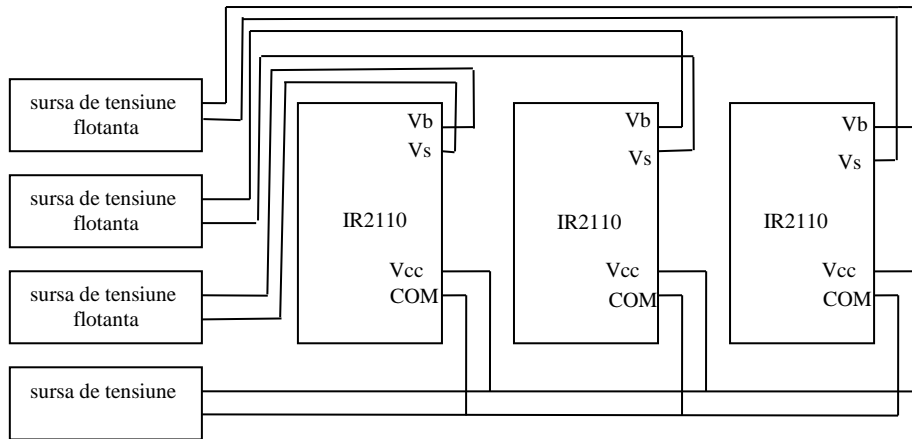


Fig.6.12. Schema de alimentare a circuitelor IR2110 cu tensiunile necesare pentru comanda în grilă a tranzistoarelor MOSFET.

6.3. Sistemul de comandă numerică

În cadrul tezei pentru implementarea comenzii numerice am folosit sistemul de dezvoltare DS1104 produs de firma dSPACE. Sistemul DS1104 conține o placă de dezvoltare a aplicațiilor și un program Windows intitulat ControlDesk care este utilizat ca interfață cu utilizatorul. DS1104 este proiectat special pentru aplicațiile de cercetare-dezvoltare.

6.3.1. Placa de dezvoltare dSpace DS1104

Placa DS1104 [11,12] este o placă de dezvoltare a aplicațiilor de control numeric ce se conectează într-un slot PCI al unui calculator personal. Este proiectată pentru dezvoltarea sistemelor de control multivaribile de mare viteză și pentru realizarea de simulări în timp real. Conține un microprocesor Motorola 603 Power PC în virgulă mobilă la 250 MHz și un procesor de semnal Texas TMS 320F240 care funcționează ca slave. Procesorul de semnal a fost proiectat special pentru aplicațiile de control al mișcării și conține toate perifericele care optimizează funcțiile de control a motoarelor electrice. Schema bloc a sistemului este prezentată în fig.6.13.

La aplicația de control a MSR-VCS sunt folosite 3 convertoare analog numerice pe 12 bit pentru achiziționarea curenților de fază, un canal de interfață cu traductorul incremental pentru informația de poziție și viteză, 6 ieșiri numerice pentru comanda separată a fiecărui tranzistor de putere din convertorul static, timere pentru realizarea buclilor de reglare, etc.

Sistemul de dezvoltare dSpace DS1104 se poate programa prin intermediul Matlab/Simulink sau direct în limbajul de programare C. Programarea în Matlab/Simulink are avantajul că permite simularea sistemului de reglare înainte ca acesta să fie testat în condițiile reale de funcționare. Programarea în C oferă viteză mai mare de calcul. Încărcarea programelor, execuția lor precum și achiziția și afișarea

datelor sunt gestionate de aplicația ControlDesk [13]. Fereastra principală a programului ControlDesk în cazul unei sistem de control a MSRV-CS este prezentată în fig.6.14. Se pot observa curenții de fază, poziția și viteza rotorului.

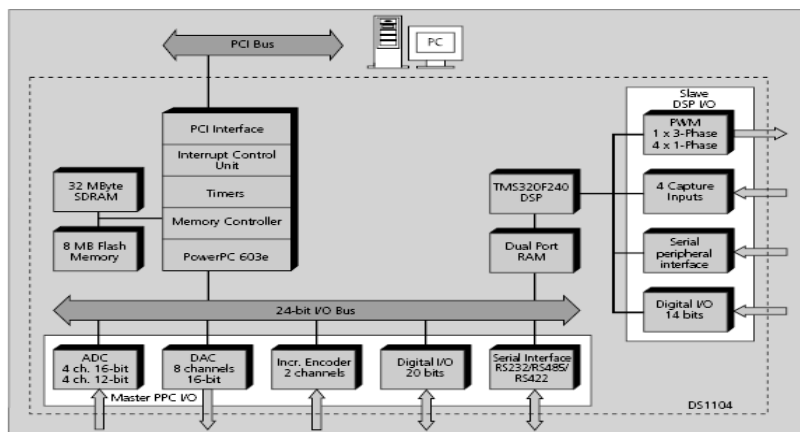


Fig.6.13. Schema bloc a sistemului de dezvoltare dSpace DS1104

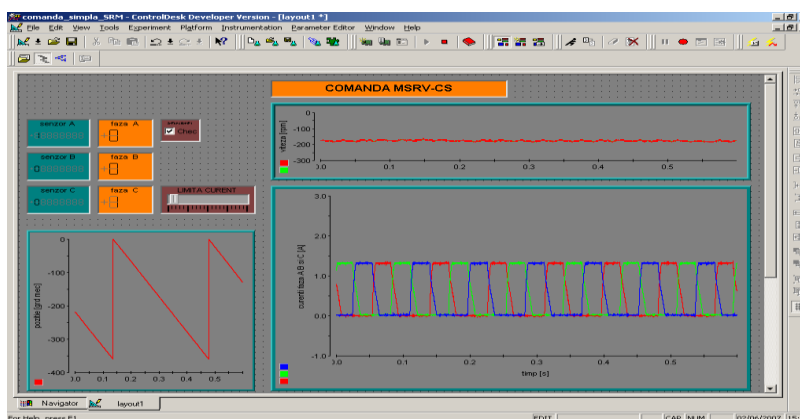


Fig. 6.14. ControlDesk – interfața cu placa de dezvoltare DS1104.

Pentru conectarea plăcii de dezvoltare DS1104 cu celelalte componente ale sistemului de acționare a fost proiectată o placă de interfață.

6.3.2. Placa de interfață cu DS1104

DS1104 are un conector cu 100 de pini care poate fi accesat în spatele calculatorului personal. Există de asemenea, ca accesoriu al plăcii, o extensie cu două ramificații cu cabluri panglică și conectori cu 50 de pini. Pentru a putea face legătura între placa DS1104 și circuitele de comandă ale tranzistoarelor MOSFET, senzorii de curent, traductorul de poziție incremental și traductorul de poziție cu senzori optici este nevoie de o placă de interfață. Schema electrică completă a plăcii de interfață este prezentată în anexa 4.

Pentru acționarea circuitelor de comandă ale tranzistoarelor se folosesc șase ieșiri digitale ale sistemului DS1104. Fiecare tranzistor este comandat independent,

pentru ca să poată fi folosită atât strategia "sof-switching" cât și strategia de comutare „hard-switching”.

Interfața cu sistemul DS1104 conține un conector tip DB9, la care sunt legate liniile de la traductorul de poziție incremental. DS1104 are două circuite de interfață pentru două traductoare incrementale de rotație dintre care unul este disponibil pe placa de interfață.

Se pot folosi 5 canale de achiziție simultană analog-numerică, dintre care patru sunt pe 12 bit și unul pe 16 bit. Trei dintre canale sunt folosite pentru achiziția curentilor celor trei faze, unul pentru achiziția semnalului de la traductorul de cuplu, iar cel de al cincilea poate fi utilizat de exemplu pentru achiziția tensiunii sursei de alimentare. În mod obișnuit în timpul funcționării motorului tensiunea sursei nu se achiziționează ci se consideră constantă.

Pe placa de interfață există de asemenea trei intrări pentru semnalele de la traductorul cu senzori optici și disc cu fante. Fiecare dintre aceste intrări este trecută printr-un trigger Schmidt inversor, 74LS07, pentru a asigura un front "curat" la intrarea în DS1104.

6.4. Determinarea poziției rotorului

Traductorul de poziție incremental nu furnizează informație absolută de poziție, dar furnizează un semnal de referință pe perioadă. Acesta este semnalul de index. În momentul în care semnalul de index trece din starea "0" logic în starea "1" logic numărătorul de impulsuri se resetează. Îeșirea blocului dSpace care se utilizează pentru citirea numărului de impulsuri date de traductorul de poziție incremental poate fi un număr pozitiv sau unul negativ. Numărul de impulsuri la orice moment este între 0 și 5000 pentru sensul pozitiv de rotație și între 0 și -5000 pentru sensul negativ de rotație. Poziționarea semnalului de index față de curentii celor trei faze este prezentată în fig.6.15. Pentru a obține poziția absolută trebuie cunoscută cu precizie poziția semnalului de index față de poziția de referință care este poziția aliniat a fazei A. Această cunoaștere a poziției semnalului de index poate fi obținută în cazul MSRVS-CS prin fixarea mecanică a rotorului traductorului de poziție incremental în așa fel încât semnalul de index să fie activ în momentul în care faza A este în poziția aliniat sau printr-o procedură soft.

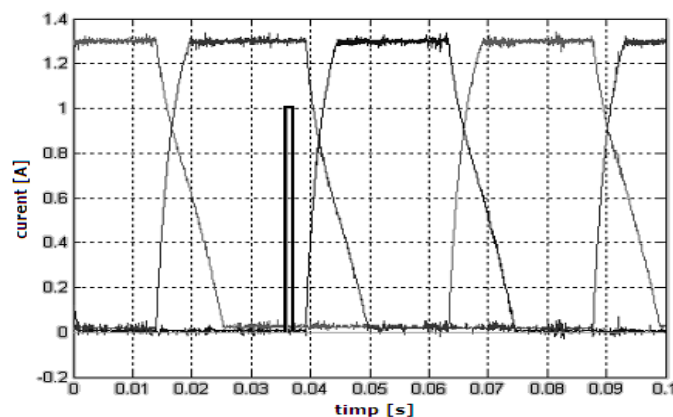


Fig.6.15. Poziția semnalului de index față de curentii celor trei faze.

6.4.1. Fixarea mecanică a poziției indexului

Pentru fixarea mecanică a poziției semnalului de index se alimentează faza "a" a mașinii. Polii rotorici se aliniază cu polii statorici și faza "a" trece în poziția aliniat. În acest moment se slăbește șurubul care fixează traductorul de poziție incremental de cuplajul elastic dintre traductor și motor astfel încât arborele traductorului să se rotească liber. Se rotește arborele traductorului până când semnalul de index este pe "1" logic. Se strânge șurubul ce fixează arborele traductorului de cuplajul elastic având grijă ca semnalul să rămână pe "1" logic. Procedura aceasta este prezentată în [14] pentru un motor pas cu pas cu patru faze dar este aplicabilă și la MSRV-CS.

6.4.2. Determinarea poziției semnalului de index printr-o procedură soft.

În acest caz nu este necesară poziționarea mecanică. Traductorul de poziție incremental este montat fără a ține cont de poziția semnalului de index în raport cu poziția aliniat a fazei "a". În fig.6.16 este prezentată schema bloc a modelului Simulink pentru determinarea poziției semnalului de index. El folosește informația de la cei trei senzori optici pentru a determina poziția rotorului.

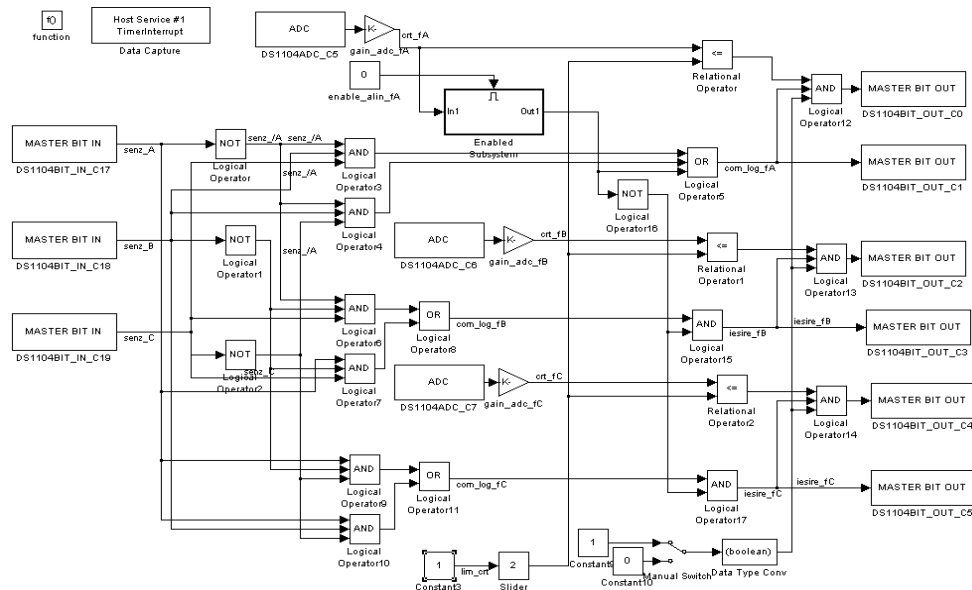


Fig.6.16. Schema bloc a modelului Simulink pentru determinarea poziției indexului.

Programul este făcut în așa fel încât motorul se oprește întotdeauna la următoarea poziție aliniat a fazei "a" și așteaptă intervenția utilizatorului. Numărul de impulsuri furnizate de traductorului incremental de la apariția semnalului de index este afișat în interfața grafică cu utilizatorul. Evident că întâi trebuie efectuată o rotație completă pentru a trece de primul semnal de index. Când utilizatorul acționează un comutator de pe panoul frontal, motorul se rotește din nou până la

următoarea poziție aliniat a fazei "a". Curenții sunt prezentați în fig.6.17. Faza "a" rămâne alimentată și curentul de fază este limitat la valoarea de 2A.

În tab.6.3. sunt prezentate valorile obținute la alinierea succesivă a fazei A. Având în vedere că traductorul de poziție furnizează 5000 de impulsuri pe rotație, iar un grad mecanic se întinde pe patru grade electrice, aceasta înseamnă 1250 de impulsuri pe ciclu electric. Diferența cea mai mare obținută este de 7 impulsuri, adică 0.5 grade mecanice. Media aritmetică este de 493 impulsuri. În concluzie decalajul între semnalul de index și poziția aliniat a fazei A este 493 de impulsuri.

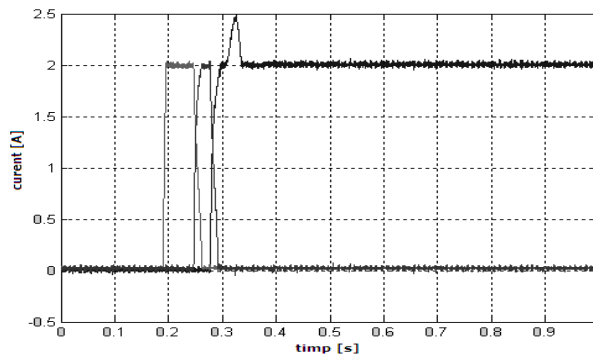


Fig.6.17. Curenții celor trei faze la alinierea rotorului cu faza A. Curentul este limitat la 2A.

Nr. Crt.	Nr. linii encoder	Nr. in primul ciclu electric	Nr. Crt.	Nr. linii encoder	Nr. in primul ciclu electric
1	-4240	-490	21	-4245	-495
2	-493	-493	22	-492	-492
3	-1746	-496	23	-1745	-495
4	-2992	-492	24	-2990	-490
5	-4243	-493	25	-4242	-492
6	-492	-492	26	-495	-495
7	-1744	-494	27	-1747	-497
8	-2991	-491	28	-2993	-493
9	-4243	-493	29	-4245	-495
10	-491	-491	30	-494	-494
11	-1741	-491	31	-1746	-496
12	-2990	-490	32	-2992	-492
13	-4241	-491	33	-4243	-493
14	-495	-495	34	-494	-494
15	-1747	-497	35	-1746	-496
16	-2993	-493	36	-2992	-492
17	-4245	-495	37	-4244	-494
18	-494	-494	38	-492	-492
19	-1746	-496	39	-1744	-494
20	-2992	-492	40	-2990	-490

Tab.6.3. Numărul de impulsuri ale encoderului de la semnalul index la poziția aliniat a fazei A.

La un stand industrial nu există simultan și traductor de poziție incremental și senzori optici împreună cu discul cu fante. În acest caz dacă se folosește un traductor incremental, poziția indexului se poate determina alimentând succesiv fazele motorului.

6.4.3. Estimarea poziției inițiale

Sistemul dSpace nu conține o memorie nevolatilă în care să se poată înscrie poziția la momentul opririi motorului. Există doar posibilitatea de a salva poziția într-un fișier din care să fie citită poziția inițială la o nouă pornire. Fără a cunoaște poziția inițială nu se poate determina poziția rotorului până la prima apariție a semnalului de index.

Poziția inițială se poate estima cu o precizie suficient de bună măsurând timpii necesari pentru scăderea curenților de fază între două valori prestabilite. Informația asupra poziției inițiale obținută în acest fel este utilizată pentru determinarea poziției rotorului până la apariția primului semnal de index.

Pentru estimarea poziției inițiale a fost utilizată o procedură care realizează alimentarea succesivă a celor trei faze pe un interval de jumătate de secundă fiecare. Curenții de fază sunt prezentați în fig.6.18. Faza este deconectată de la sursa de alimentare imediat ce curentul depășește 0.5 A și este conectată din nou când curentul scade sub valoarea de 0.2 A. Strategia de comutare este cea de "soft switching". Folosind această strategie tensiunea de alimentare nu influențează timpul de cădere al curentului deoarece faza este scurtcircuitată pentru scăderea curentului. Un alt avantaj este că timpii de cădere sunt mai lungi și se permite intervenția sistemului numeric în așa fel încât limita inferioară să nu fie depășită. Cele două limite pot fi alese experimental, important este ca limita superioară să fie mai mică decât valoarea curentului la care motorul pornește.

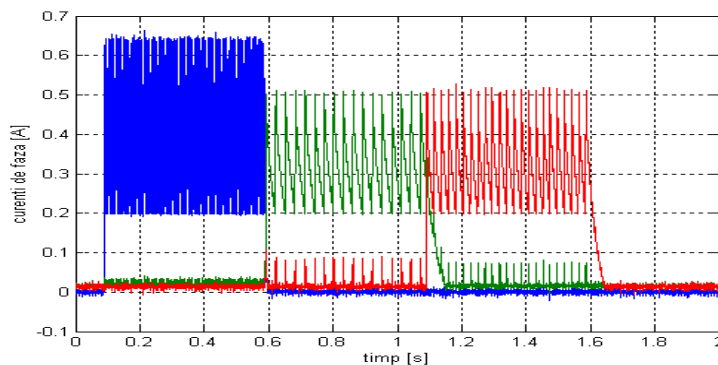


Fig.6.18. Curenții de fază achiziționați pentru estimarea poziției inițiale

La primul curent se observă că limita de 0.5 A este mult depășită deoarece faza este aproape de poziția nealiniat unde inductivitatea este minimă. Perioada de eșantionare nu este suficient de mică pentru ca să nu fie posibilă depășirea valorii limită superioară.

Timpii de cădere a curentului pentru cele trei faze sunt prezentați în fig.6.19. pentru un ciclu electric complet. Aceștia au fost obținuți din curenții din fig.6.18., cu ajutorul unei proceduri online de procesare a datelor.

Una dintre faze prezintă un timp de cădere diferit de celelalte două. Valoarea maximă a timpului de cădere obținută pentru poziția aliniat este cu 10 procente mai mică decât valorile maxime ale celorlalte două.

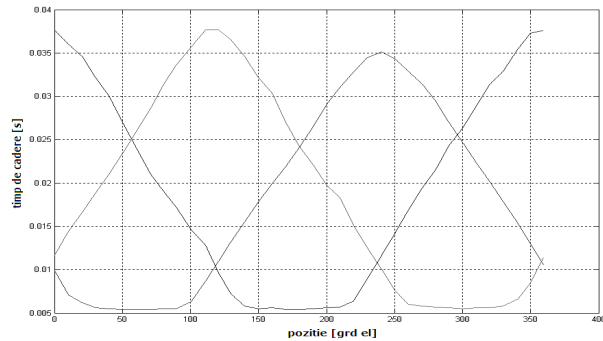


Fig.6.19. Timpul de cădere pentru cele trei faze.

Ținând cont că timpul de cădere a curentului este proporțional cu inductivitatea fazei din fig.6.19. se poate trage concluzia că inductivitatea unei faze este substanțial diferită de a celorlalte două. Aceasta înseamnă că panta de creștere și de scădere a curentului pe o fază este diferită de a celorlalte două ceea ce are implicații în profilul curentului în special în cazul alimentării cu un puls de tensiune (în cazul vitezilor mari), fapt constatat și experimental. Din punct de vedere al influenței asupra cuplului electromagnetic nu se poate spune nimic deoarece pantele celor trei forme de unde sunt aceleași.

După ce sunt determinați cei trei timpi de cădere este ales doar timpul din mijloc, pentru că acesta produce eroarea de estimare cea mai mică. Deoarece se folosește doar o fază pentru determinarea poziției inițiale a rotorului este necesar un sigur tabel care să conțină relația dintre poziție și timpul de cădere. Valorile din acest tabel sunt obținute prin medierea timpilor de cădere a curentului celor trei faze la aceeași poziție. Intrarea în tabel este timpul de cădere iar ieșirea este poziția rotorului. Poziția rotorului este raportată la poziția aliniat a fazei. Graficul timpului de cădere mediu în funcție de poziția fazei este prezentat în fig.6.20. Întotdeauna se folosește pentru estimarea poziției inițiale faza care are poziția între 60 și 120 de grade electrice sau între 240 și 300 de grade electrice față de poziția aliniat care este la 0 grade.

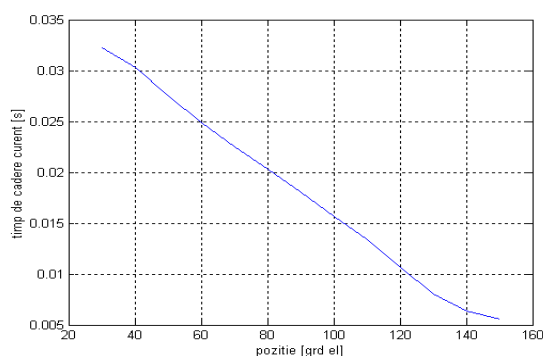


Fig.6.20. Timpul de cădere funcție de poziție.

Tab.6.4. prezintă fazele folosite pentru determinarea poziției inițiale a rotorului. Fiecare dintre cele trei faze este folosită pe două intervale distincte de 60 de grade electrice. Decalajul între faze este de 120 de grade electrice.

Algoritmul de estimare a poziției inițiale este prezentat în fig.6.21. Așa cum se poate vedea în organigrama din fig.6.21., întâi este determinată poziția rotorului raportată la poziția aliniat a fazei folosite pentru estimarea poziției, iar apoi se obține și poziția rotorului raportată la poziția aliniat a celorlalte faze. Cunoașterea poziției rotorului față de poziția aliniat a fiecărei faze este necesară în orice moment.

Precizia de estimare a poziției rotorului depinde de faza folosită pentru estimare, deoarece timpul de cădere al curentului fiecărei faze se abate mai mult sau mai puțin de la graficul din fig.6.20 care conține valorile medii ale timpilor de cădere. S-a constatat experimental că eroarea maximă de estimare este de 6 grade electrice sau 1,5 grade mecanice. Această precizie e suficient de bună pentru o estimare folosită doar până la apariția primului semnal de index.

Pozitia fazei A [grad el]	Faza folosita pentru determinarea pozitiei initiale
0 - 60	B
60 - 120	A
120 - 180	C
180 - 240	B
240 - 300	A
300 - 360	C

Tab.6.4. Fazele folosite pentru determinarea poziției inițiale a rotorului.

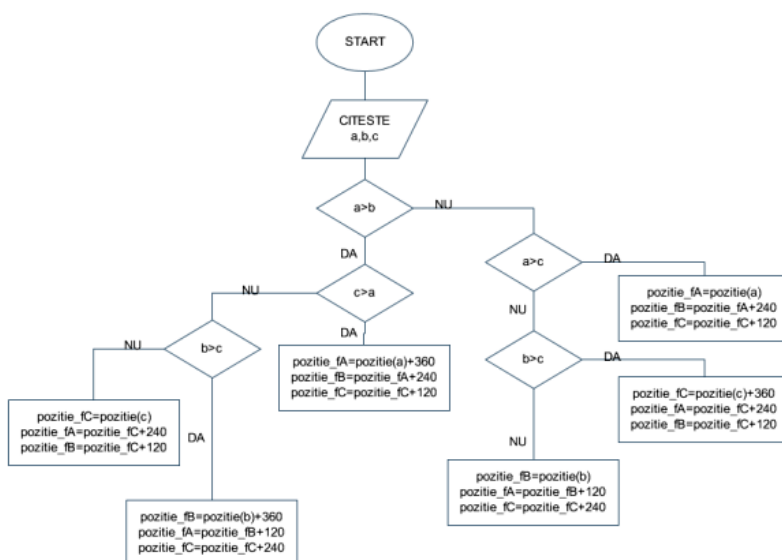


Fig.6.21. Algoritmul de estimare a poziției inițiale. a,b,c sunt timpii de cădere a curentului pentru cele trei faze.

6.5. Sistem de acționare electrică cu MSRVC-SC cu informație de poziție de la traductorul de poziție incremental

Traductorul de poziție incremental furnizează informație precisă asupra poziției rotorului, aceasta fiind o necesitate pentru comutația fazelor motorului la poziții optime cât și pentru estimarea corectă a cuplului electromagnetic.

6.5.1. Implementarea sistemului de reglare

Bucła principală a sistemului de reglare a vitezei este prezentată în fig.6.22. Acesta este sistemul de reglare utilizat obișnuit pentru MSRVC-SC. Regulatorul de viteză furnizează curentul prescris care este urmărit de curentul de fază cu ajutorul regulatorului de curent bipozițional.

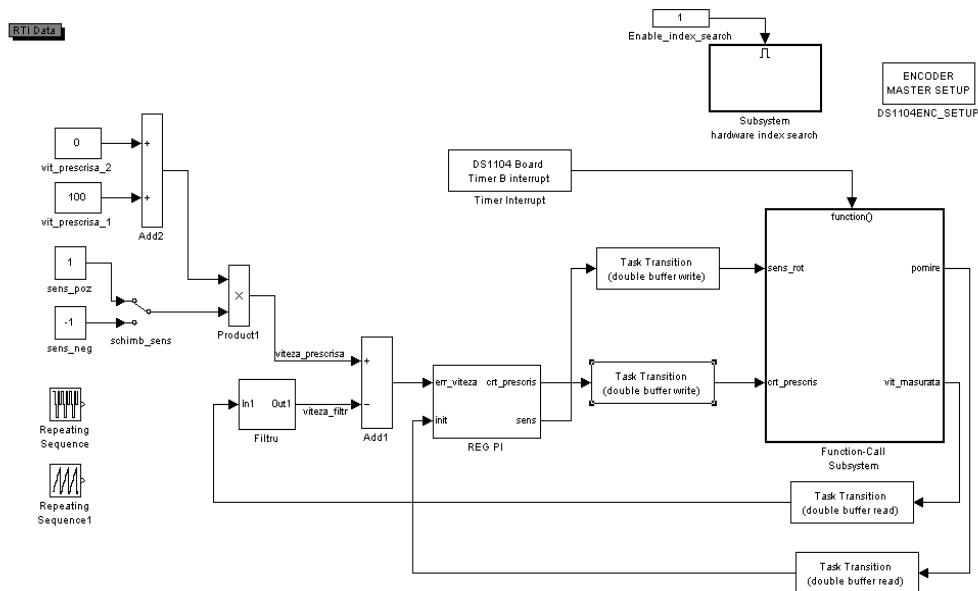


Fig.6.22. Bucła principală a sistemului de reglare.

Programul este ierarhizat pe mai multe niveluri. Bucła principală rulează în fundal la frecvență de 2 kHz. În bucla principală este disponibilă informația de viteză obținută în sistemul ierarhic inferior de la traductorul de poziție incremental. Viteza este filtrată; filtrarea este necesară pentru ca informația să poată fi utilizată pentru reglarea vitezei deoarece semnalul de la traductorul incremental tinde să fie zgomos. Viteza prescrisă poate fi modificată ușor printr-un dispozitiv de control poziționat pe panoul frontal al aplicației. Se pot da și comenzi de reversare și de asemenea se pot impune profiluri de viteză în funcție de timp.

Regulatorul de viteză este de tip PI. Regulatorul are la intrare eroarea de viteză, ce se obține prin scăderea vitezei reale filtrate din viteza prescrisă iar la ieșire curentul de fază prescris. Valoarea curentului prescris este urmărită de

curentul fiecărei faze. Regulatorului PI are la intrare și un semnal de inițializare care este utilizat pentru resetare în momentul pornirii.

Regulatorul digital este prezentat în fig.6.23. În figură este prezentată cea mai simplă variantă folosită. Au fost utilizate și variante de regulatoare cu antiwind-up. Constantele proporțională și integratoare sunt conectate la dispozitive de control situate pe panoul frontal al aplicației. Acordarea regulatorului se realizează cu ajutorul acestora. Curentul prescris este limitat la valoarea de +/- 4.9 A. La ieșire se scoate modulul acestei valori deoarece curentul prin înfășurările motorului este unipolar. Schimbarea sensului de rotație se face prin modificarea unghiurilor de conectare/deconectare a fazelor.

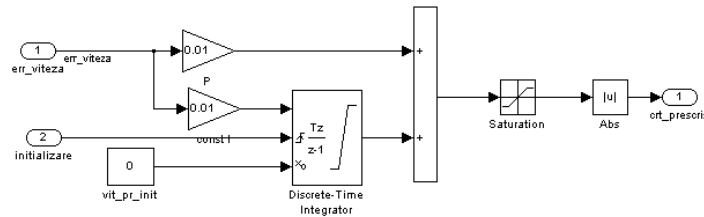


Fig.6.23. Regulatorul PI.

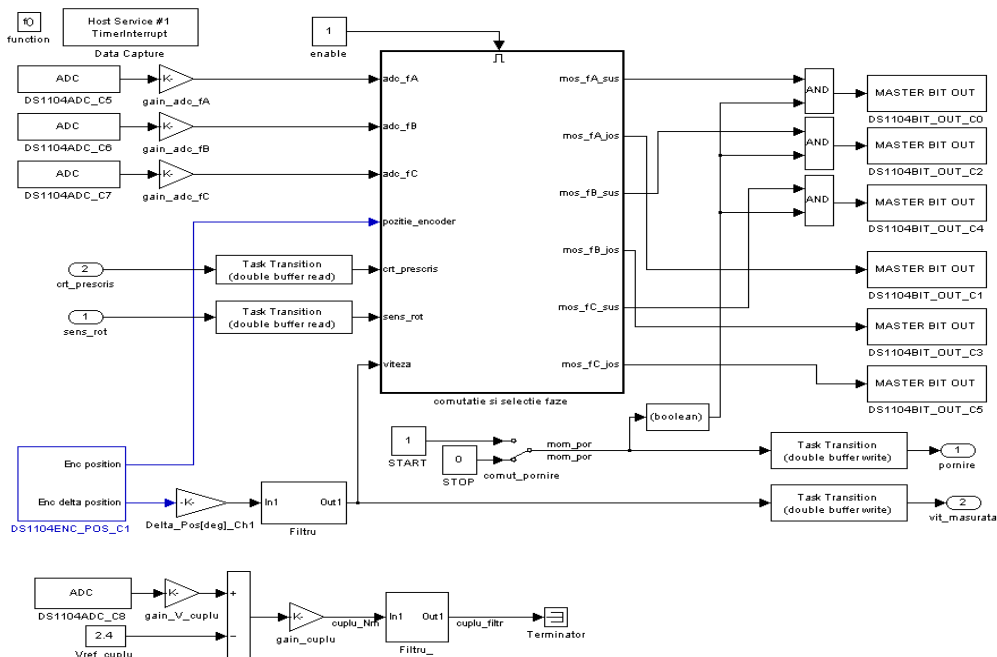


Fig.6.24 Bucla de achiziție a curentilor și de generare a comenzii pe tranzistoare.

În bucla de achiziție a curentilor și de generare a comenzii pe tranzistoare, prezentată în fig.6.24. se achiziționează tensiunile proporționale cu curentii, de la traductoarele de curent cu senzori Hall și se citește informația de la traductorul de poziție. Blocul dSpace al traductorului de poziție incremental are două ieșiri: una dintre ieșiri dă poziția exprimată în număr de linii iar cealaltă furnizează numărul de linii între două eșantionări succesive; din această informație se poate obține viteza

rotorului. Este prezent și un bloc pentru achiziția semnalului de tensiune dat de traductorul de cuplu. Chiar și în cazul folosirii unui regulator de cuplu, care va fi prezentat în cap.6.5.3., semnalul de cuplu achiziționat de la traductorul de cuplu nu se folosește ca semnal de reacție. Ca semnal de reacție se folosește cuplul estimat.

Valorile curenților împreună cu numărul de linii de la traductor, curentul prescris obținut la ieșirea regulatorului PI și viteza prescrisă, sunt folosite de către blocul de comutație și selecție faze, pentru determinarea semnalelor ce trebuie date la circuitele de comandă ale celor 6 tranzistoare MOSFET. Blocul de comutație și selecție faze conține funcții pentru determinarea poziției rotorului raportat la poziția aliniat a fiecărei faze, pentru determinarea fazei/fazelor care sunt alimentate în fiecare moment și pentru reglarea curentului la valoarea prescrisă.

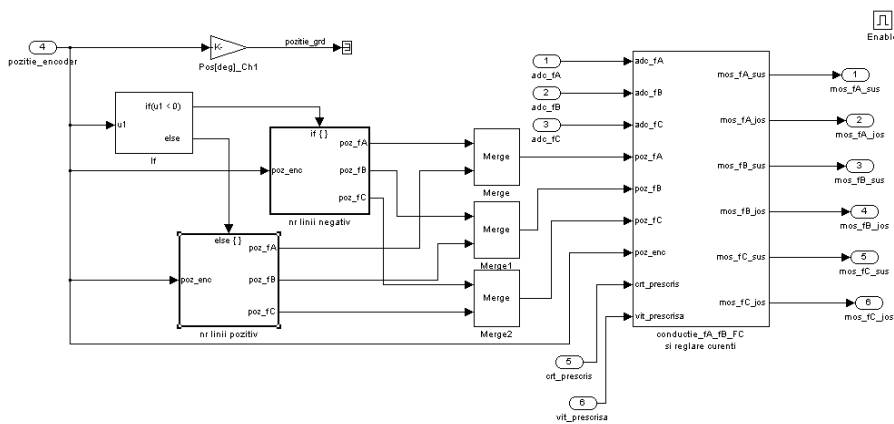


Fig.6.25. Blocul de comutație și selecție faze.

Fig.6.25. prezintă blocul de comutație și selecție faze. Poziția rotorului față de cele trei faze se determină diferit pentru cele două senzori de rotație deoarece pentru un sens de rotație numărul de linii de traductor furnizat de blocul dSpace este pozitiv, pentru celălalt sens numărul de linii este negativ. Există o funcție de determinare a poziției pentru fiecare sens. Funcția de determinare a poziției rotorului pentru sensul pozitiv de rotație este prezentată în fig.6.26.

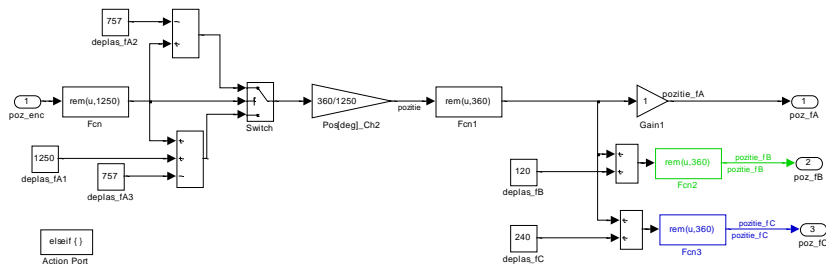


Fig.6.26. Determinarea poziției rotorului pentru sensul pozitiv de rotație.

În primul rând este necesară raportarea poziției la primul ciclu electric. Deoarece un ciclu electric se întinde pe 1250 impulsuri de traductor, înseamnă că numărul de impulsuri ale primului ciclu electric contorizate de la semnalul de index

este restul împărțirii întregi între numărul de impulsuri total și 1250. Funcția Matlab corespunzătoare este $\text{rem}(u,1250)$, unde u este numărul de impulsuri total. Prima poziție aliniat a fazei A este la 757 de linii de la semnalul de index în sensul pozitiv de rotație și la 493 de linii în sensul negativ de rotație, așa cum se vede în fig.6.27.

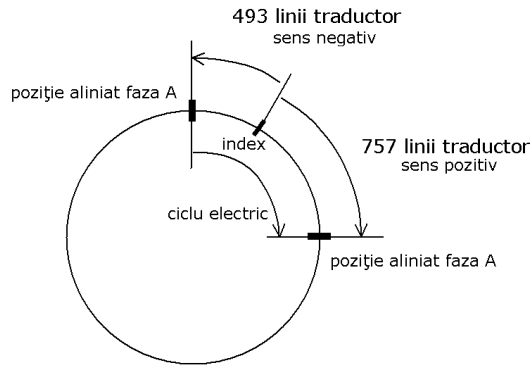


Fig.6.27. Poziția semnalului de index în interiorul unui ciclu electric.

Dacă numărul de impulsuri este cuprins între 757 și 1250 poziția rotorului raportat la ultima poziție aliniat a fazei A în sensul de mișcare se obține cu ecuația (6.1).

$$poz_fA = \frac{360}{1250} \cdot (N_I - 757) \quad (6.1)$$

În ecuația (6.1) N_I este numărul de linii de traductor raportate la primul ciclu electric. Dacă numărul de linii este cuprins între 0 și 757, poziția rotorului se calculează cu ecuația (6.2).

$$poz_fA = \frac{360}{1250} \cdot (1250 + N_I - 757) \quad (6.2)$$

Pozițiile rotorului raportate la ultimele poziții aliniat ale fazelor B și C în sensul de mișcare se obțin din poziția raportată la poziția aliniat a fazei A prin deplasare cu 120 de grade respectiv cu 240 de grade electrice. Deoarece prin deplasare poziția raportată poate să depășească 360 de grade se folosește din nou funcția Matlab rem , care calculează restul împărțirii întregi la 360.

Funcția de determinare a poziției rotorului pentru sensul negativ de rotație este prezentată în fig.6.28.

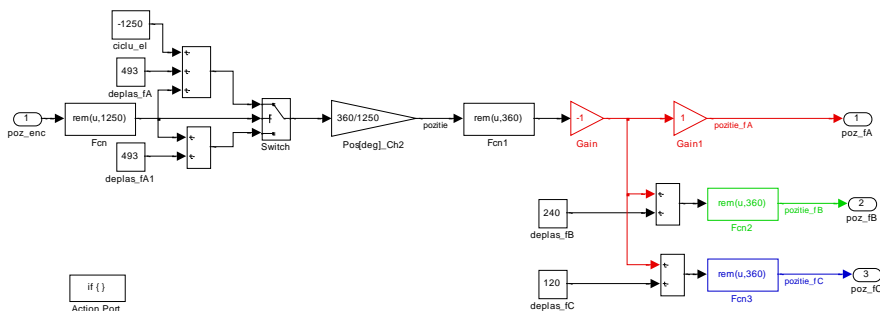


Fig.6.28. Determinarea poziției rotorului pentru sensul negativ de rotație.

Pentru sensul negativ de rotație, faza A trece prin poziția aliniat la 493 de linii de traductor de la semnalul de index. Când numărul de impulsuri de la semnalul de index este cuprins între 0 și -493 poziția fazei A se calculează cu ecuația (6.3).

$$poz_fA = -\frac{360}{1250} \cdot (N_I + 493 - 1250) \quad (6.3)$$

Când numărul de impulsuri de la semnalul de index este între -493 și -1250, poziția fazei A se calculează cu ecuația (6.4).

$$poz_fA = -\frac{360}{1250} \cdot (N_I + 493) \quad (6.4)$$

Utilizând ecuațiile (6.1) – (6.4) pentru orice sens de rotație pozițiile rotorului raportate la ultimele poziții aliniat ale celor trei faze sunt pozitive, crescătoare, cu valori cuprinse între 0 și 360.

Blocul de determinare a perioadei de conducție a fazelor și de reglare a curenților este prezentat în fig.6.29. Blocul conține un comparator de curent pentru fiecare fază. Comparatorul de curent furnizează la ieșire 1 logic sau 0 logic. Această informație se folosește împreună cu informația asupra perioadei de conducție a fazei, care este tot o informație booleană, la sintetizarea semnalului de comandă pentru tranzistorul MOSFET superior. Schema implementată în fig.6.29. este cea de "soft switching". Tranzistorul MOSFET superior este deschis atâta timp cât curentul achiziționat este mai mic decât curentul prescris SI faza este în porțiunea de conducție. Tranzistorul MOSFET inferior primește semnal de comandă doar de la blocul conducție_fA, el fiind deschis atâta timp cât faza este în conducție. Implementarea schemei de reglare a curentului "hard switching" se face simplu dacă semnalul de comandă al tranzistorului MOSFET inferior este conectat cu semnalul de comandă al celui superior. Blocul conține și un subsistem pentru determinarea tensiunii aplicate fazei. El furnizează la ieșire valoarea 1 când fazei i se aplică tensiunea maximă pozitivă, -1, când pe fază se aplică tensiunea maximă negativă și 0 când se produce reglarea curentului.

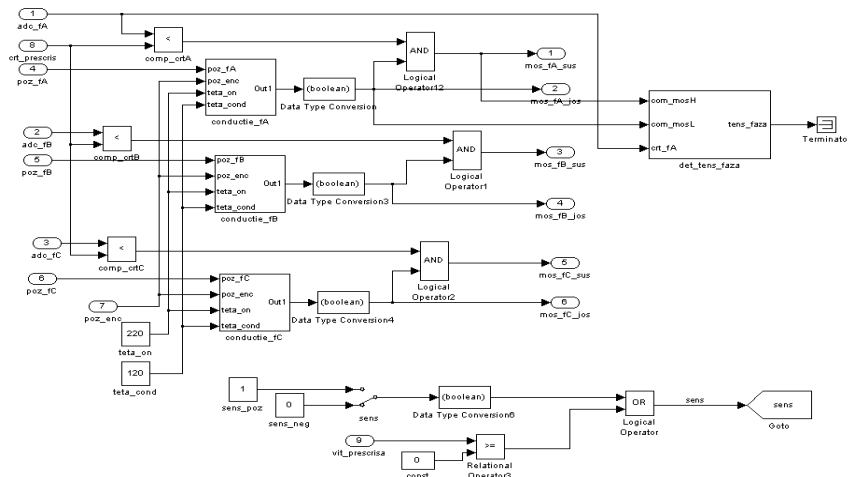


Fig.6.29. Blocul de determinare a perioadelor de conducție ale fazelor și de reglare a curenților.

Sensul de rotație poate fi modificat cu ajutorul unui comutator situat pe panoul frontal al aplicației sau cu ajutorul dispozitivului de control pentru

modificarea vitezei. Acesta poate fi folosit atât pentru setarea vitezelor prescrise pozitive cât și pentru setarea vitezelor prescrise negative. Sensul de rotație este stocat în variabila booleană sens. "1" logic corespunde sensului pozitiv de rotație iar 0 logic sensului negativ de rotație.

În fig.6.30.este prezentat blocul de determinare a perioadei de conducție a unei faze. Această funcție are ca intrări poziția fazei, poziția encoderului în linii de encoder și unghiurile de conectare și conducție ale fazei. Aceste unghiuri pot fi furnizate de un bloc care le determină, tabelar sau prin calcul în funcție de viteză dar pentru flexibilitate maximă ele pot fi ajustate prin intermediul unor dispozitive de control de pe panoul frontal al aplicației.

Ieșirea blocului de determinare a perioadei de conducție este "1" logic dacă faza este în perioada de conducție și "0" logic dacă faza nu este în perioada de conducție.

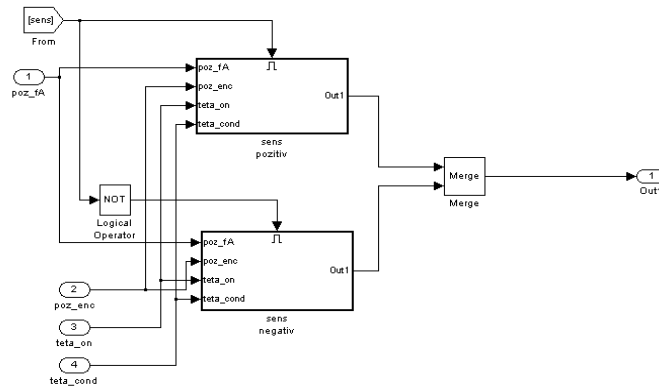


Fig.6.30. Blocul de determinare a perioadei de conducție a unei faze.

Determinarea perioadei de conducție se face diferit pentru cele două sensuri de rotație. Indiferent de sensul de rotație actual blocul dă informație corectă despre perioada de conducție a fazei. Utilizarea blocului Merge este necesară pentru că întotdeauna el furnizează la ieșire cea mai recentă informație prezentată la intrare. La un moment dat este activ doar unul din blocurile care calculează perioada de conducție pentru cele două sensuri.

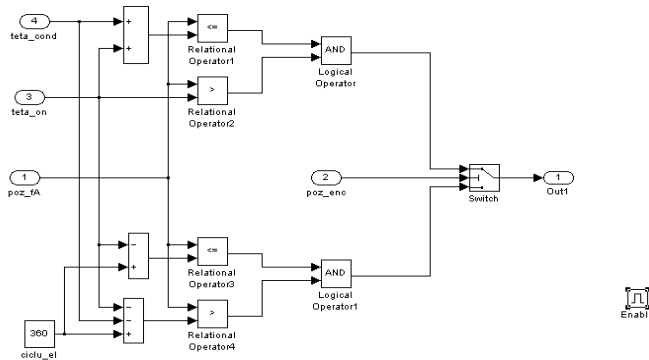


Fig.6.31. Blocul de calcul a perioadei de conducție pentru sensul pozitiv de rotație

Blocul de calcul a perioadei de conducție pentru sensul pozitiv de rotație este prezentat în fig.6.31. Informația de poziție de la traductorul incremental de

rotație este necesară la schimbarea de sens. De exemplu la trecerea de la sensul negativ la sensul pozitiv traductorul de poziție incremental continuă să furnizeze un număr de impulsuri negativ până ce apare semnalul de index. Când numărul de impulsuri este negativ blocul Switch lasă să treacă informația din ramura de jos. După ce numărul de impulsuri se anulează doar informația din ramura de sus a comutatorului este scoasă la ieșire.

Schemele bloc prezentate anterior au fost folosite pentru implementarea sistemului de acționare electrică cu MSR-VC cu regulator de viteză. La implementarea sistemului de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu, singura modificare efectuată a fost introducerea regulatorului de cuplu după regulatorul de viteză, în subsistemul de reglare a curenților.

Schemele bloc au fost utilizate și pentru simulările care au fost prezentate în cap.5.

6.5.2. Rezultate obținute pentru sistemul de acționare cu regulator de viteză

Rezultatele experimentale prezentate în acest capitol au fost obținute pe standul experimental prezentat în cap.6.1. cu sistemul de reglare numerică prezentat în subcapitolul anterior. Momentul de inerție total, determinat experimental și prezentat în cap.3 este de $0.002 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$.

În fig.6.32 se prezintă viteza măsurată la pornirea în sarcină nominală pentru un sistem de acționare care are doar regulator de viteză. Pornirea se face cu un semnal treaptă de viteză care se dă la momentul 0.8 s.

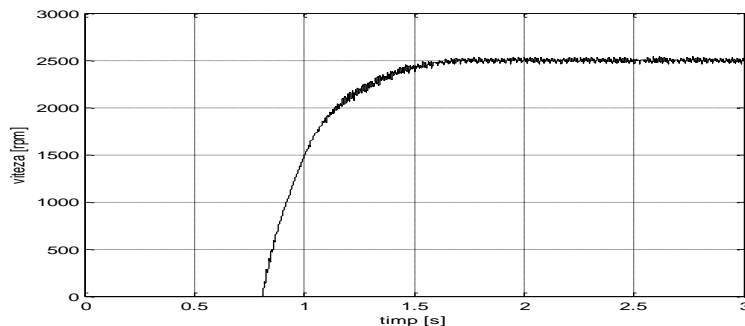


Fig.6.32. Viteza la pornirea în sarcină nominală.

Fig.6.33. prezintă cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat. Cuplul estimat este obținut făcând suma cuplurilor de fază estimate prin citirea în tabele de cuplu, ca în cap.5. Structura mecanică și banda de frecvență de 1 kHz a traductorului filtrează frecvențele superioare ale cuplului care se transmite la arbore.

În fig.6.34. se prezintă detalii din formele de undă ale curenților de fază în momentul pornirii și la funcționare la viteza maximă de 2500 rpm. Pornirea se face cu cuplul maxim, curentul fiind limitat la valoarea de 4.9A. La viteza de 2500 rpm forma de undă a curentului se sintetizează aproape exclusiv prin alimentarea fazei la tensiunea maximă a sursei.

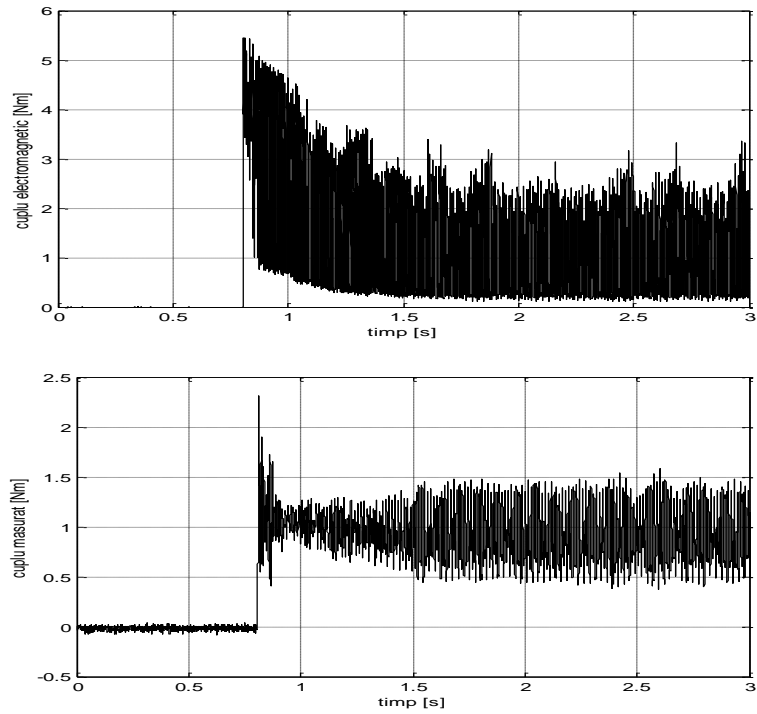


Fig.6.33. Pornirea în sarcină: Cuplul electromagnetic estimat(sus) și cuplul la arbore măsurat(jos).

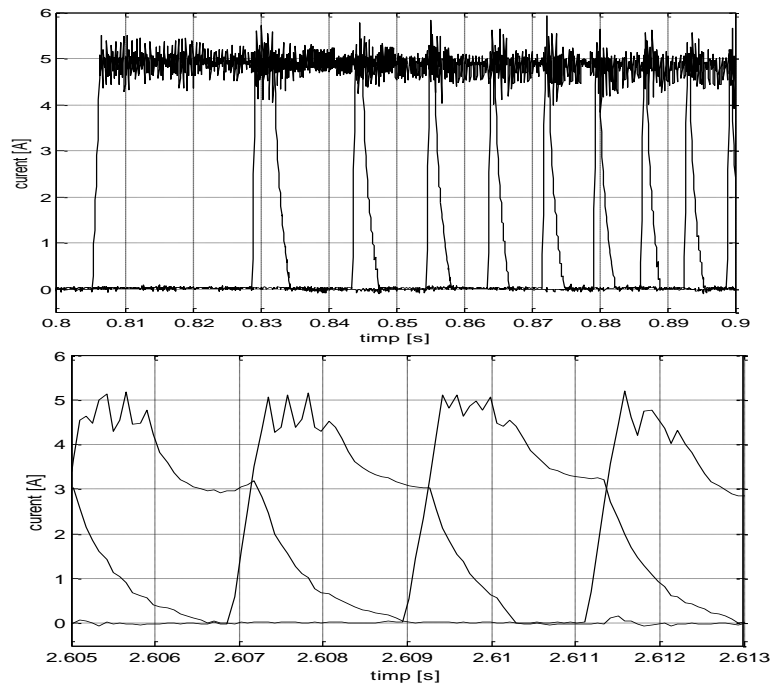


Fig6.34. Detalii din formele de undă ale curenților de fază.

Fig.6.35. prezintă cuplul electromagnetic a două faze și cuplul electromagnetic total estimat în momentul pornirii și la viteza de 2500 rpm.

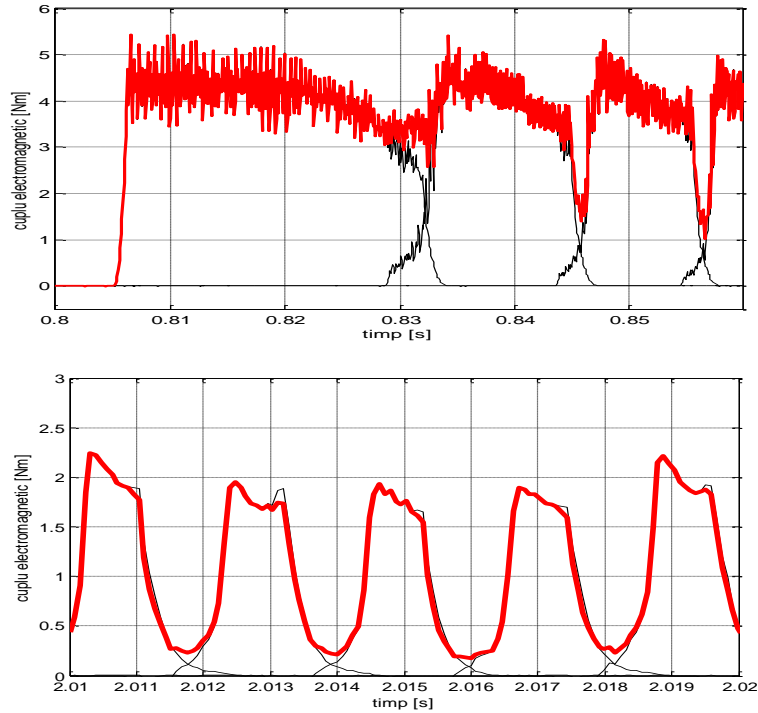


Fig.6.35. Cuplul electromagnetic a două faze și cuplul electromagnetic total estimat, în momentul pornirii (sus) și la viteza de 2500 rpm (jos).

Fig.6.36. prezintă viteza achiziționată la pornirea în gol a mașinii. Cuplul rezistent este aproximativ 0.2 Nm. Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat în timpul pornirii sunt date în fig.6.37.

Fig. 6.38 prezintă viteza și cuplul măsurat la un profil al vitezei de referință ca cel din cap.5: funcționare 500ms la 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm, reversare la 500 rpm, modificare la 20 rpm și modificarea la 0 rpm.

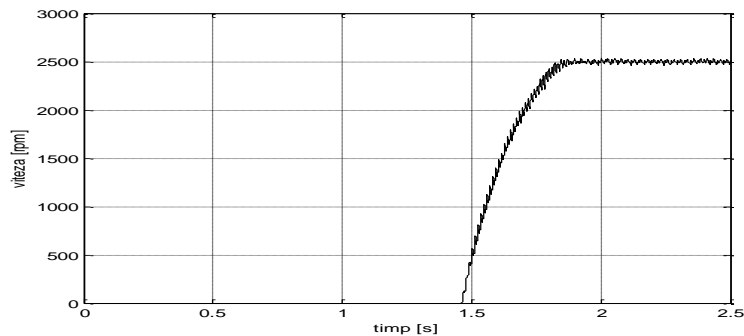


Fig.6.36. Pornirea în gol a mașinii.

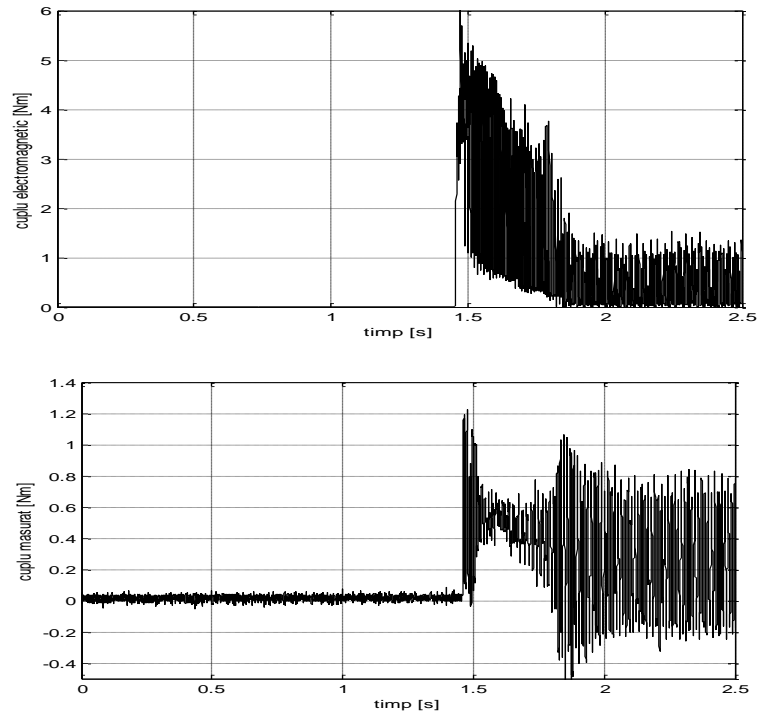


Fig.6.37. Pornirea în gol. Cuplul electromagnetic estimat(sus) și cuplu la arbore măsurat(jos).

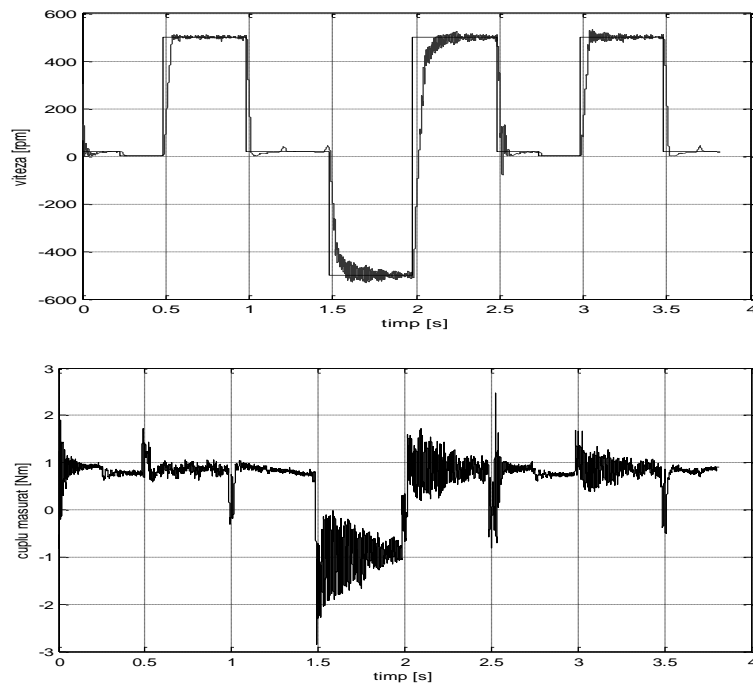


Fig.6.38. Funcționare în 4 cadrane: funcționare la 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm, reversare la 500 rpm, modificare la 20 rpm și modificare la 0rpm.

Fig.6.39. prezintă viteza la prescrierea unui profil de viteză în trepte, de la 0 la 500 rpm, din 50 în 50 rpm. În fig.6.40. se prezintă cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat pentru profilul de viteză din fig.6.39. În forma de undă a cuplul măsurat este vizibilă și o oscilație care este datorată cuplajelor elastice din sistemul mecanic.

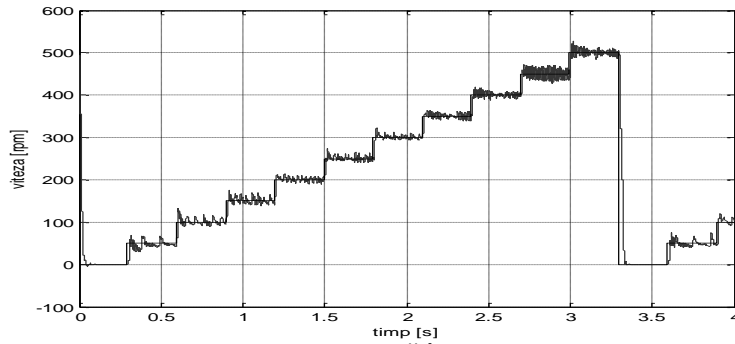


Fig.6.39. Viteza arborelui la o prescriere de viteză în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm.

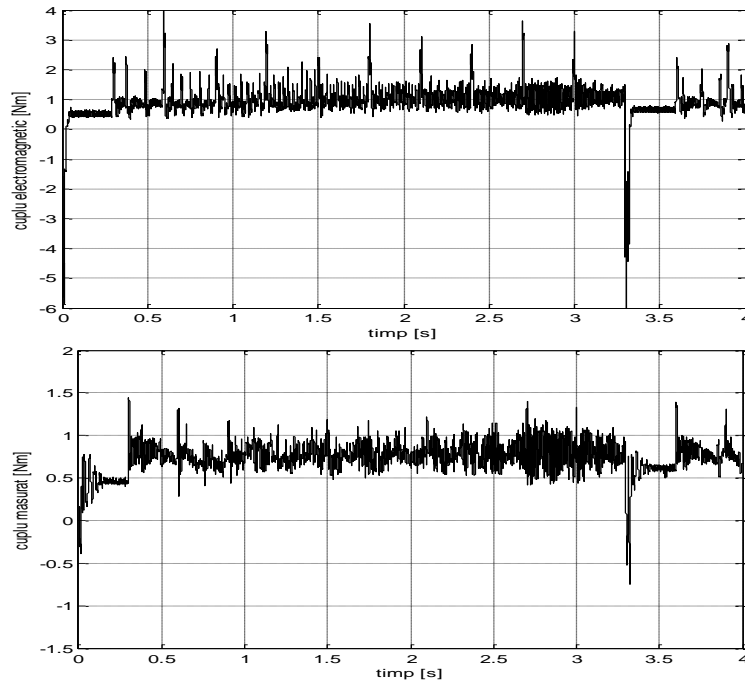


Fig.6.40 Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat pentru profilul de viteză din fig.6.39.

În fig.6.41. se prezintă viteza și cuplul electromagnetic estimat pentru o suprapunere de 1 grad mecanic și 6 grade mecanice între faze. La funcționare în gol pulsațiile de viteză sunt mai mici, așa cum arată fig.6.42. Forma de undă din figură este obținută pentru o suprapunere de 6 grade mecanice între faze.

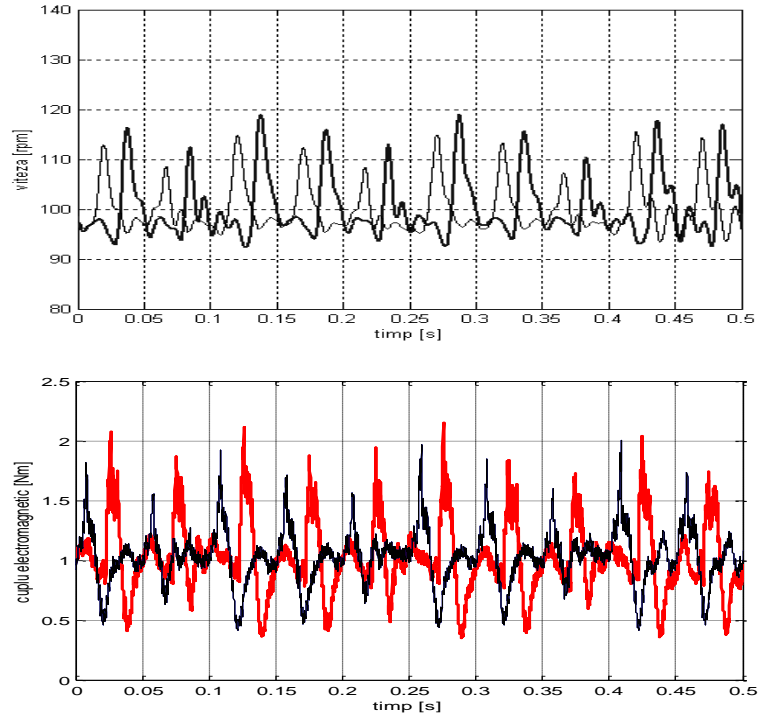


Fig.6.41. Viteza și cuplul electromagnetic estimat pentru o suprapunere de 1 grad mecanic (linie subțire) și 6 grade mecanice (linie groasă) între faze.

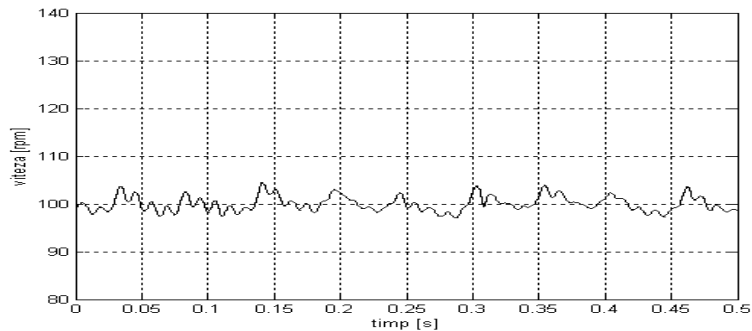


Fig.6.42. Viteza la funcționare în gol la 100 rpm.

Fig. 6.43. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la limita unghiului optim de stingere și atunci când unghiul de stingere este mai mic cu un grad mecanic decât limita intervalului de optim. Diferențele între cele două forme de undă sunt importante dacă ne gândim că rezultatetele au fost obținute pentru o deplasare de doar 1 grad mecanic. Aceasta arată sensibilitatea pe care o are motorul MSRV-CS la valoarea unghiului de stingere și la eroarea de determinare a poziției. Curenții de fază pentru cele două situații sunt prezentați în fig.6.44. și 6.45. S-a constatat că există o plajă a unghiului de stingere pentru care pulsațiile în viteză și în cuplu electromagnetic nu se modifică foarte mult. Un studiu mai aprofundat s-ar putea

face determinând domeniile unghiurilor de stingere la anumite valori ale vitezei, pe toată plaja de viteze în care funcționează motorul. Pentru reducerea influenței pe care ar putea să o aibă eroarea de determinare a poziției asupra pulsațiilor de cuplu și de viteză, unghiul de stingere ar fi ales în mijlocul acestui interval. O cercetare sumară efectuată la viteza de 100 rpm a arătat că domeniul în care se poate fixa unghiul de stingere este de 4 grade mecanice.

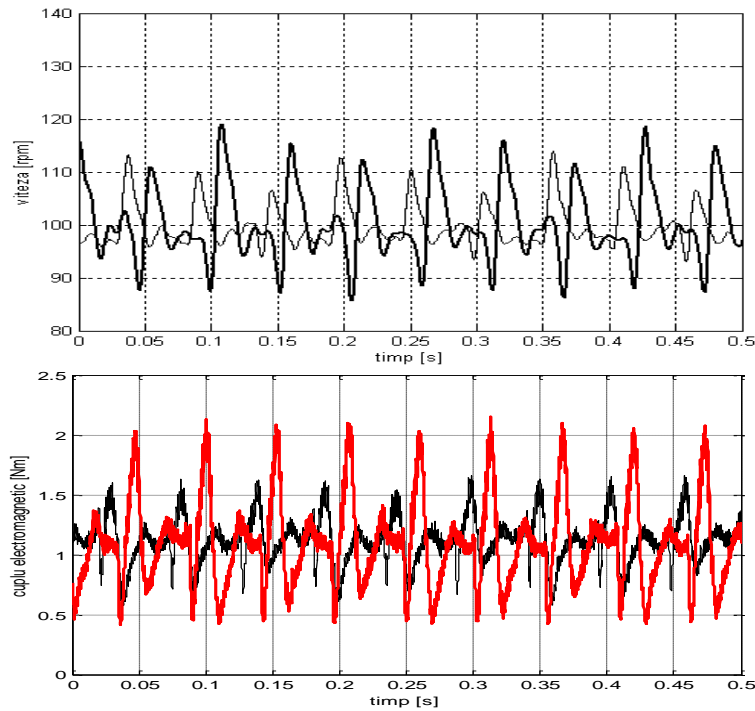


Fig.6.43. Viteza și cuplul electromagnetic la limita unghiul optim de stingere și la o micșorare cu un grad mecanic față de optim a unghiului de stingere (linie groasă).

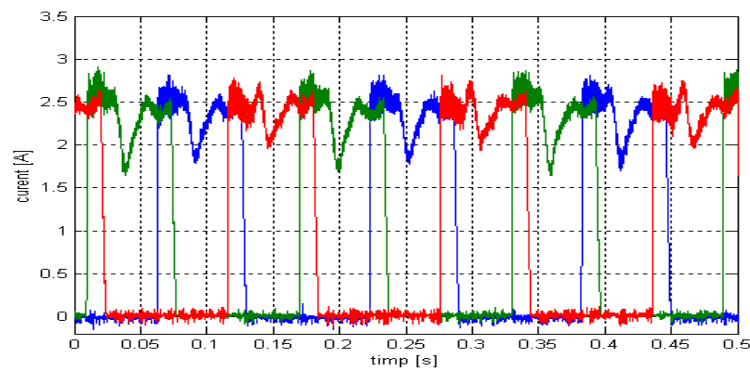


Fig.6.44. Curenții de fază la limita unghiului de stingere optim.

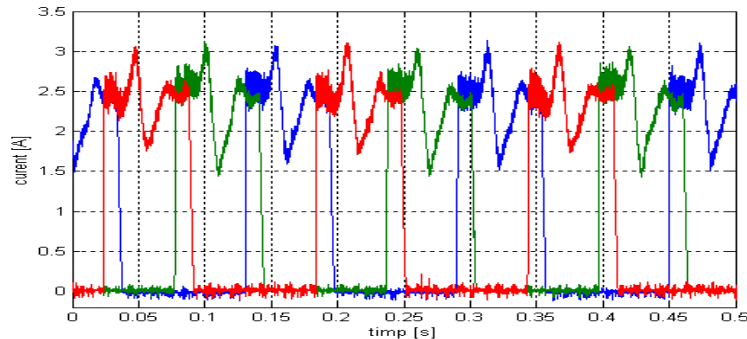


Fig.6.45. Curenții de fază. Unghiul de stingere este mai mic cu un grad mecanic decât unghiul de stingere optim.

6.5.3. Rezultate obținute pentru sistemul de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu.

În cap.5. au fost prezentate trei configurații de reguloare de cuplu. Primul și al treilea regulator produc rezultate foarte apropiate. Pentru al doilea regulator s-au obținut rezultate mai slabe și nu cedem că este recomandabil să fie utilizat. Estimarea cuplului electromagnetic s-a făcut ca și în cap.5. prin utilizarea unui tabel care conține datele de cuplu în funcție de curent și poziție.

Fig.6.46. prezintă viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină iar în fig.6.47. se poate vedea cuplul la arbore.

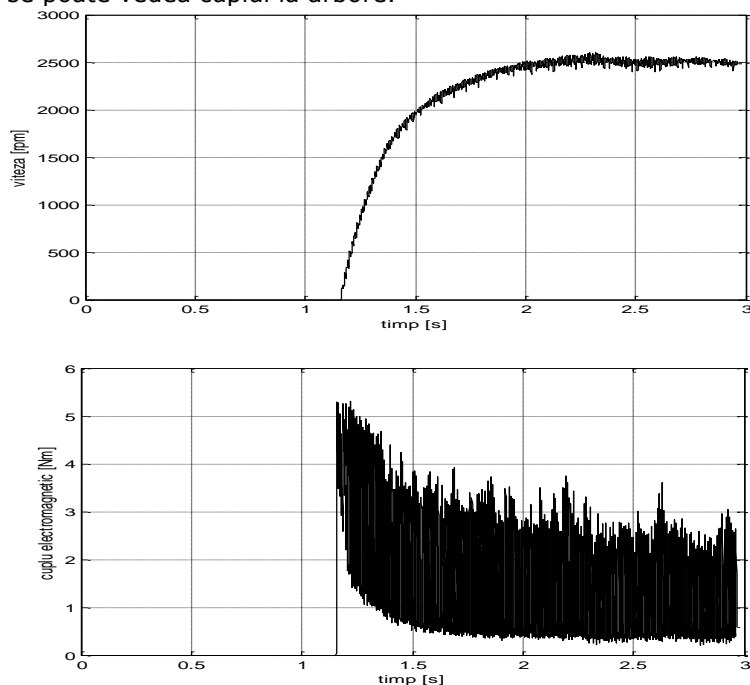


Fig.6.46. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină.

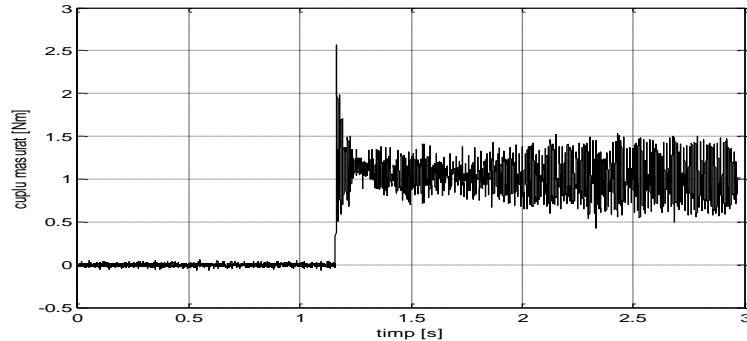


Fig.6.47. Cuplul la arbore la pornirea în sarcină.

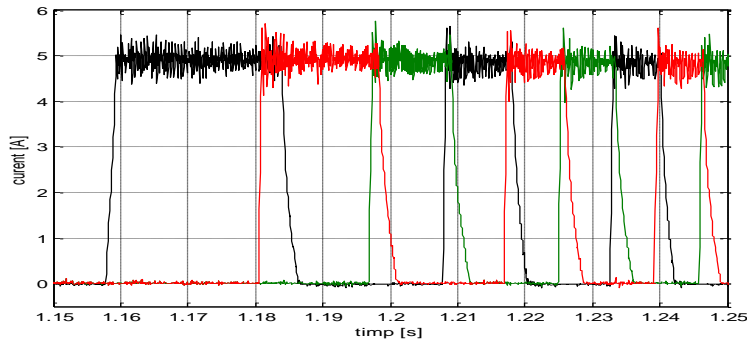


Fig.6.48. Detaliu din forma de undă a curenților de fază la pornirea în sarcină.

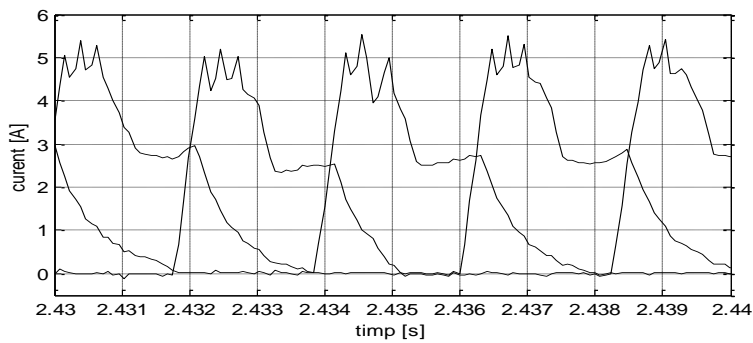


Fig.6.49. Detaliu din forma de undă a curenților de fază la viteza de 2500 rpm.

Fig.6.48. prezintă un detaliu din forma de undă a curenților la pornire. Curenții sunt limitați la valoarea de 4.9 A. La viteza maximă capacitatea de reglare a curentului este limitată, așa cum se vede în fig.6.49.

În fig.6.50. este prezentată viteza la pornirea în gol a mașinii iar fig.6.51. cuplul electromagnetic și cuplul la arbore în cazul pornirii în gol.

Fig.6.52. și fig.6.53. arată formele de undă ale vitezei și ale cuplului măsurat în timpul funcționării sistemului de acționare în 4 cadrane. Cele două figuri prezintă răspunsul sistemului la profilul vitezei de referință care a fost folosit și la sistemul de acționare cu regulator de viteză.

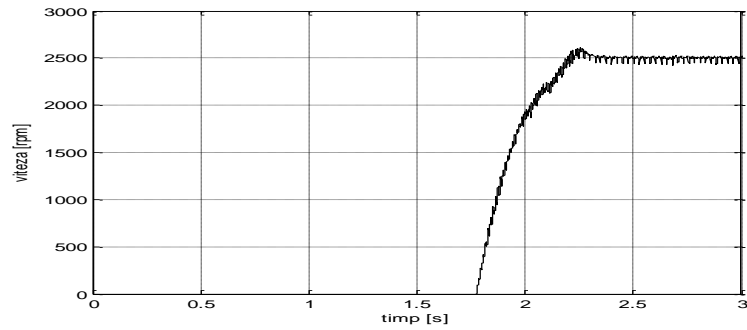


Fig.6.50. Viteza la pornirea în gol a mașinii.

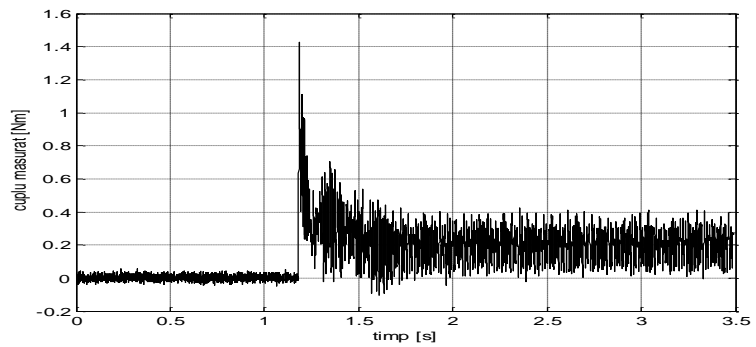
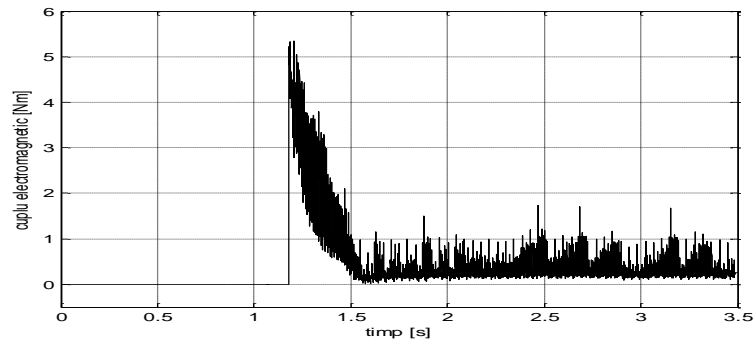


Fig.6.51. Cuplu electromagnetic și cuplul la arbore la pornirea în gol.

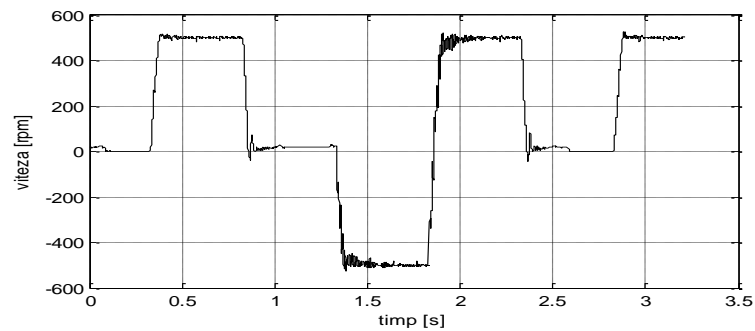


Fig.6.52. Funcționare în 4 cadrane.

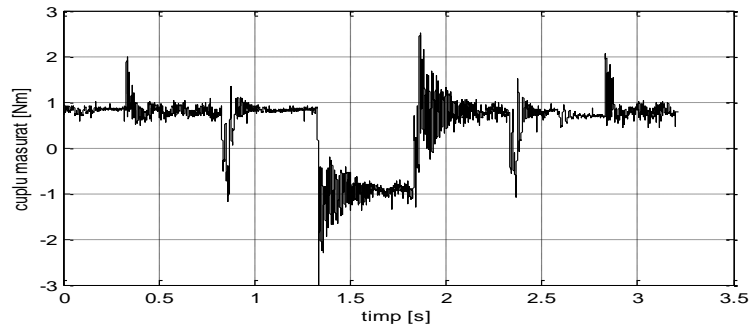


Fig.6.53. Cuplul măsurat la profilul de viteză din fig.6.52.

Fig.6.54. prezintă răspunsul sistemului de acționare la o viteză în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm. Profilul vitezei de referință este identic cu cel prezentat în cap.5. și în cap.6.5.2. pentru evidențierea pulsațiilor de cuplu la diferite viteze de funcționare.

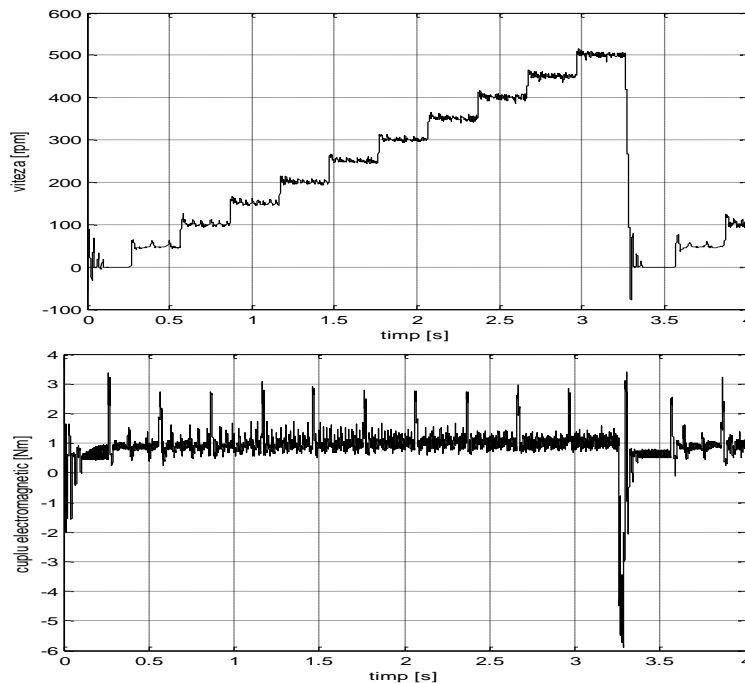


Fig.6.54. Răspunsul sistemului de acționare la o viteză de referință în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm. Viteza și cuplul electromagnetic.

Fig.6.55. prezintă cuplul măsurat iar în fig.6.56. se reia, pentru comparație, cuplul măsurat în aceeași situație pentru sistemul de acționare care conține doar regulator de viteză. La anumite viteze se observă o majorare a pulsațiilor de cuplu în forma de undă a cuplului măsurat pentru sistemul de acționare care conține doar regulator de viteză. De menționat că trebuie neglijat procesul tranzitoriu la trecerea de la viteza maximă la zero.

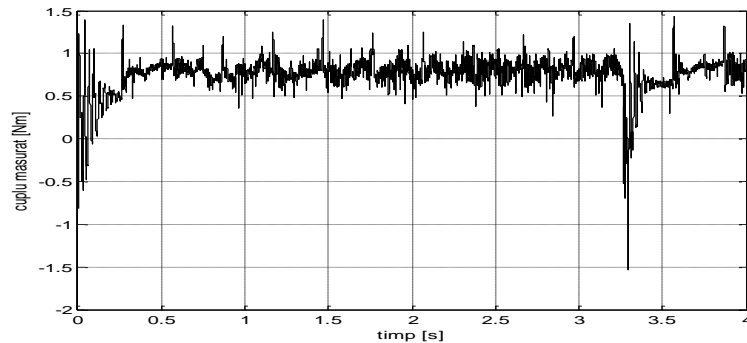


Fig.6.55. Cuplul măsurat la profilul de viteză din fig.6.54.

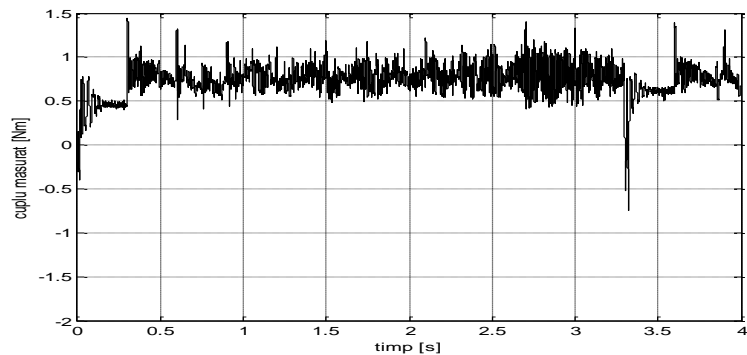


Fig.6.56. Cuplul măsurat la profilul de viteză din fig.6.54 pentru sistemul de acționare care conține doar regulator de viteză.

În cele ce urmează sunt prezentate rezultate obținute la funcționarea în sarcină sau în gol în regim staționar la viteze mici și foarte mici. Fig.6.57. prezintă viteza arborelui la o viteză prescrisă de 100 rpm iar fig.6.58. prezintă cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat. Se observă că pulsațiile în cuplul electromagnetic se regăsesc în pulsațiile în viteză.

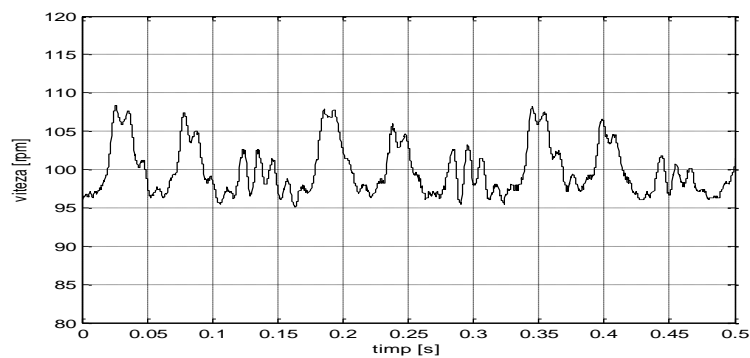


Fig.6.57. Viteza arborelui la o viteză prescrisă de 100 rpm.

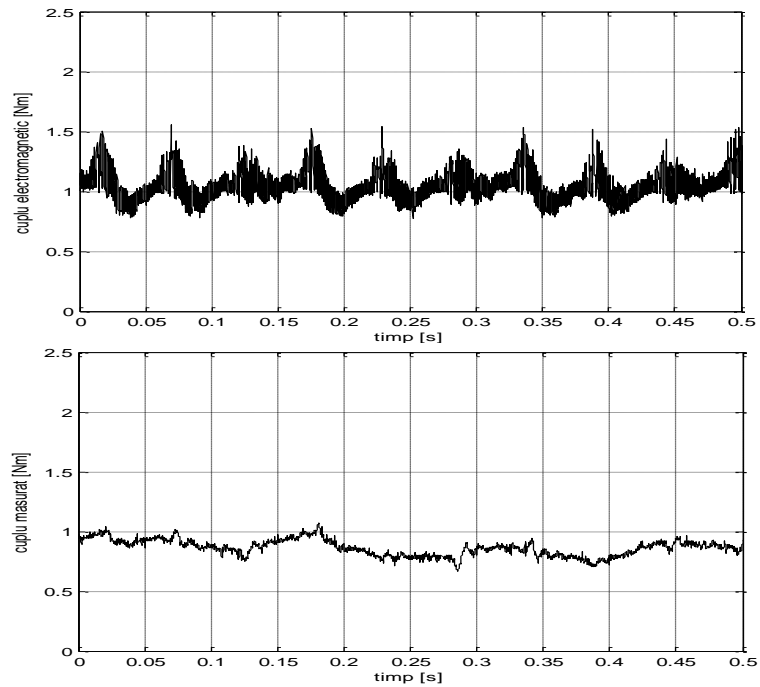


Fig.6.58. Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat la o viteză de referință de 100 rpm.

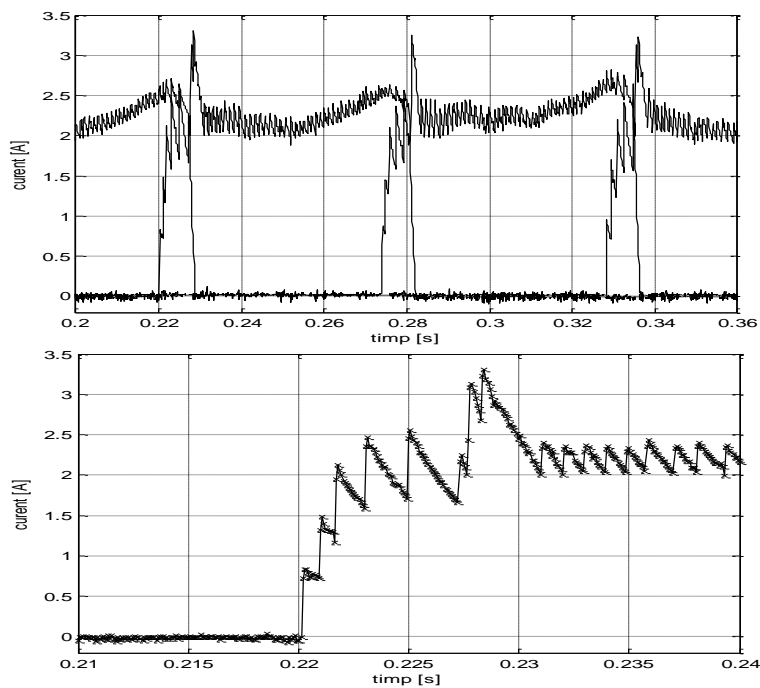


Fig.6.59. Curenții celor trei faze și detaliu al curentului unei faze.

În detaliul prezentat în fig.6.59. sunt marcate cu (x) valorile discrete achiziționate în timpul perioadelor de eșantionare. Strategia de comutație este aceea de "soft switching". Aici se poate vedea și limitarea tehnică în reducerea pulsațiilor de cuplu datorată frecvenței de eșantionare. În timpul reglării curentului, chiar dacă fazei i se aplică tensiunea de alimentare doar o singură perioadă de eșantionare curentul poate să crească cu mai mult de 40% din valoarea de palier.

În fig.6.60. se prezintă cuplul electromagnetic și cuplul la arbore pentru viteza prescrisă de 150 rpm.

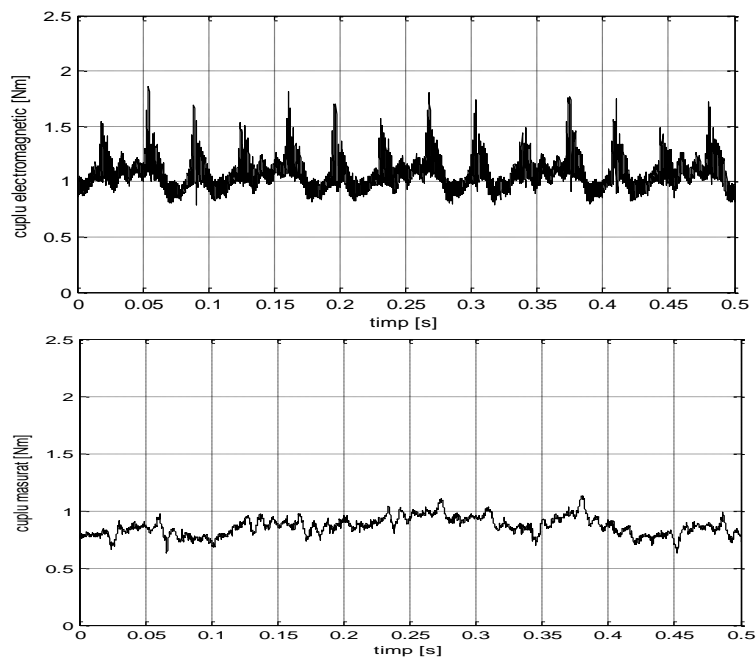


Fig.6.60. Cuplu electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat la viteza de 150 rpm.

Fig.6.61. prezintă viteza arborelui la o viteză prescrisă de 10 rpm iar fig.6.62. prezintă cuplul electromagnetic și cuplul la arbore. S-a constatat că la viteze foarte mici constantele regulatorului trebuie ajustate pentru o funcționare optimă a sistemului de acționare. Pentru funcționarea în gol la 10 rpm (fig.6.63.) reglarea vitezei se face mai bine decât la funcționarea în sarcină.

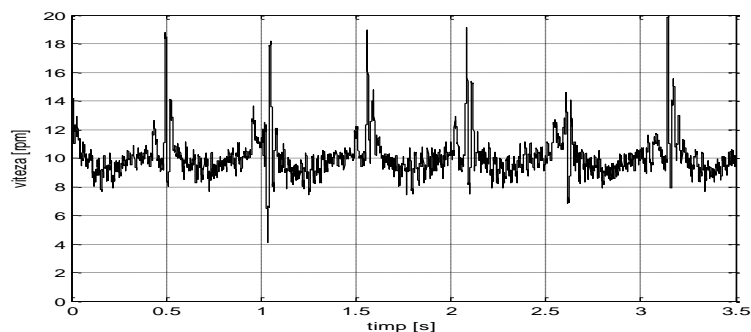


Fig.6.61. Viteza arborelui la funcționarea în sarcină la o viteză prescrisă de 10 rpm.

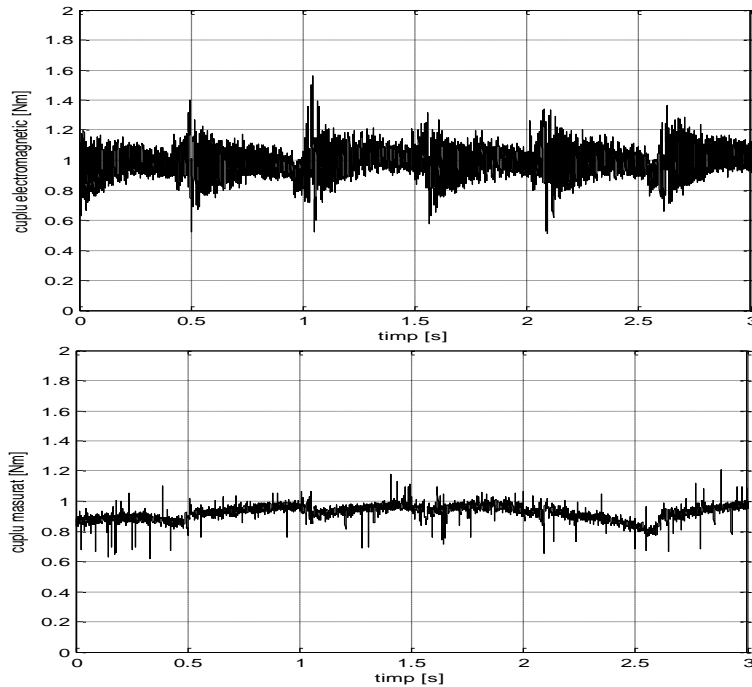


Fig.6.62. Cuplul electromagnetic și cuplul la arbore la viteza de 10 rpm.

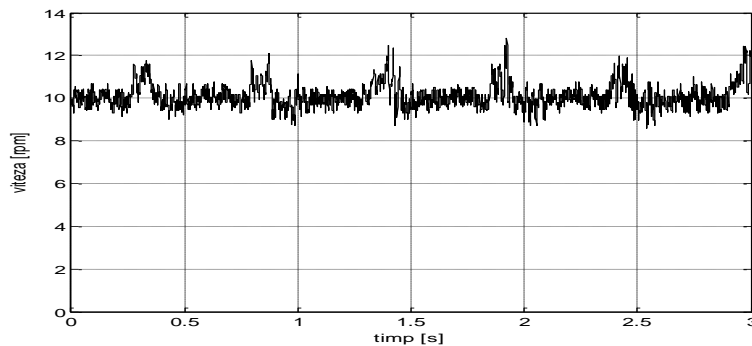


Fig.6.63. Funcționarea în gol la 10 rpm.

În fig.6.64. se prezintă rezultate experimentale la funcționarea la 2.5 rpm la 85% din sarcina nominală. În fig.6.65. se arată forma curenților de fază. Rezultatele au fost obținute cu regulatorul nr.1 prezentat în cap.5. În fig.6.66. este prezentată viteza la funcționarea în gol a mașinii. Fig.6.67. prezintă curenții de fază la funcționarea în gol.

Reversarea mașinii în gol la 2.5 rpm se prezintă în fig.6.68. iar cuplul electromagnetic și cuplul la arbore sunt prezentate în fig.6.69. Fig.6.70. prezintă curenții de fază pentru această situație. Zgomotul puternic în forma de undă vitezei este inevitabil la aceste viteze foarte mici.

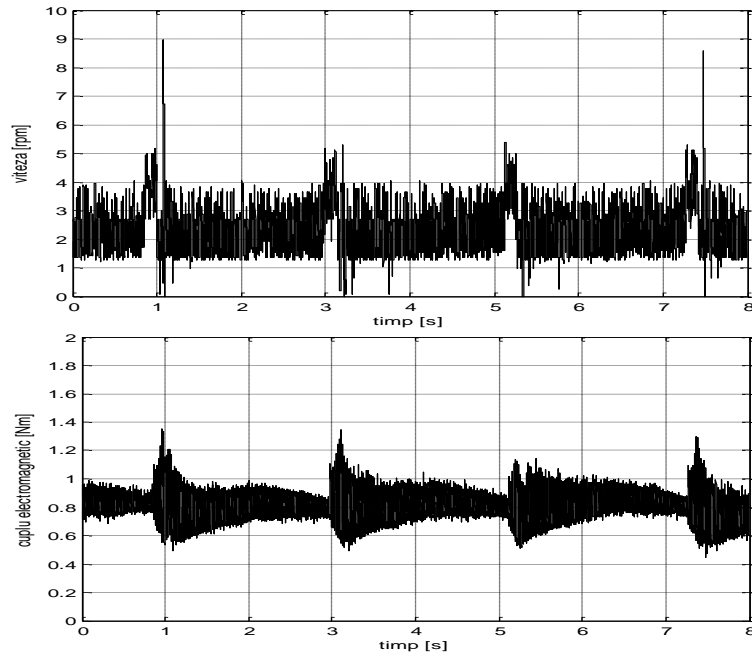


Fig.6.64. Funcționarea la viteza de 2.5 rpm la 85% din sarcina nominală. Viteza și cuplul electromagnetic.

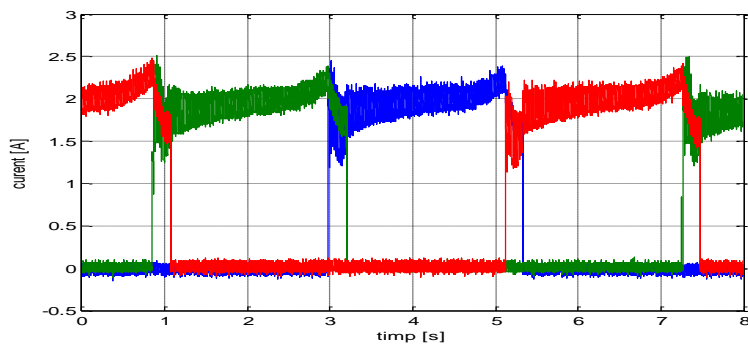


Fig.6.65. Forma curenților de fază la funcționarea la 2.5 rpm.

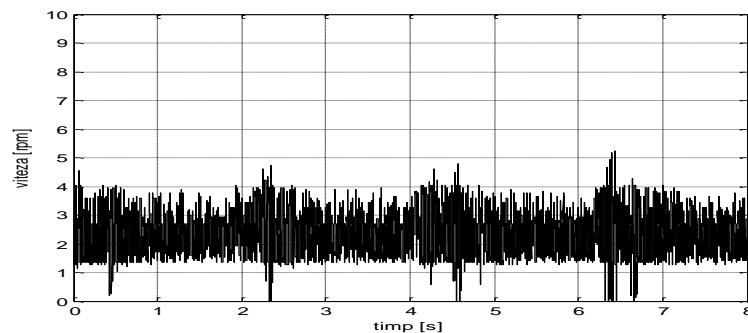


Fig.6.66. Funcționarea în gol la 2.5 rpm.

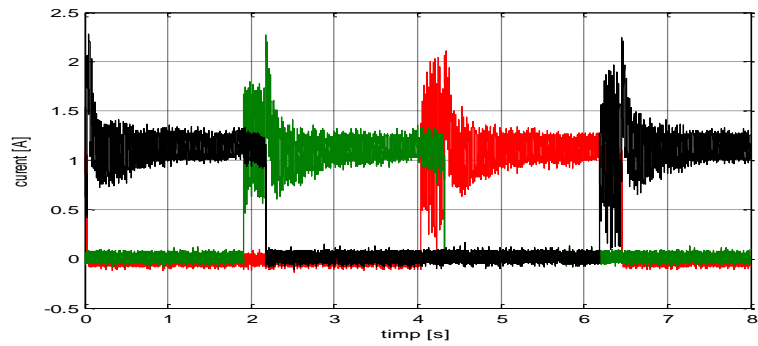


Fig.6.67. Curenții de fază la funcționarea în gol la 2.5 rpm.

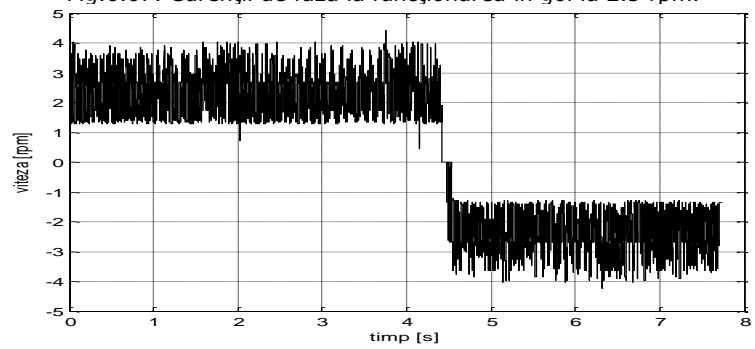


Fig.6.68. Reversare în gol la 2.5 rpm.

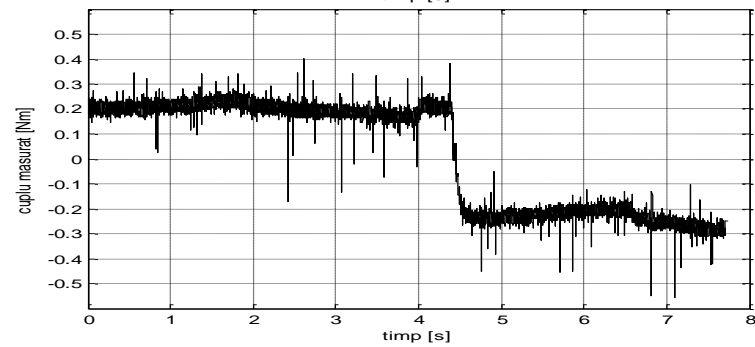
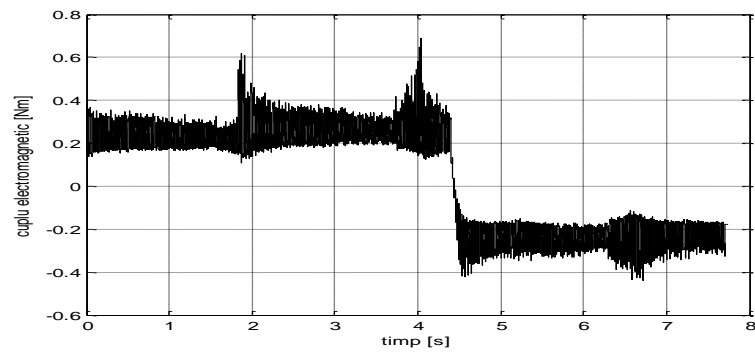


Fig.6.69. Reversare în gol la 2.5 rpm: cuplul electromagnetic și cuplul la arbore.

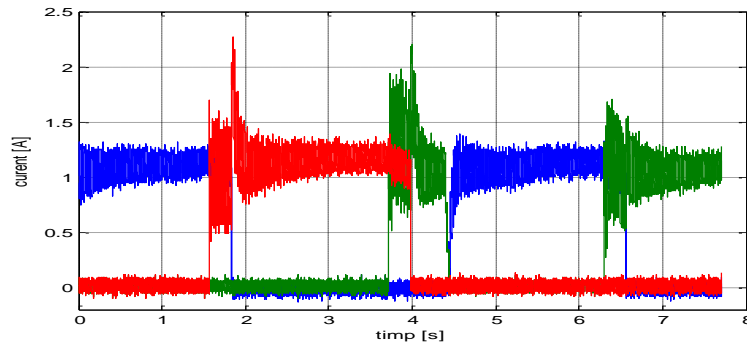


Fig.6.70. Curenții de fază la reversare.

6.6. Rezultate obținute la alimentarea mașinii la 110V

6.6.1. Sistemul de acționare cu regulator de viteză

Alimentarea motorului la tensiuni mai mici decât tensiunea nominală se poate face dacă viteza maximă necesară în timpul funcționării este sub 1500 rpm. Fig.6.71. prezintă viteza la pornire în sarcină nominală iar fig.6.72. un detaliu din formele de undă ale curenților de fază la 1500 rpm.

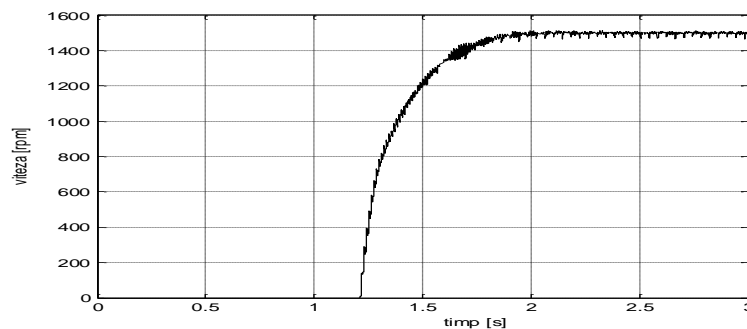


Fig.6.71. Viteza la pornirea în sarcină nominală.

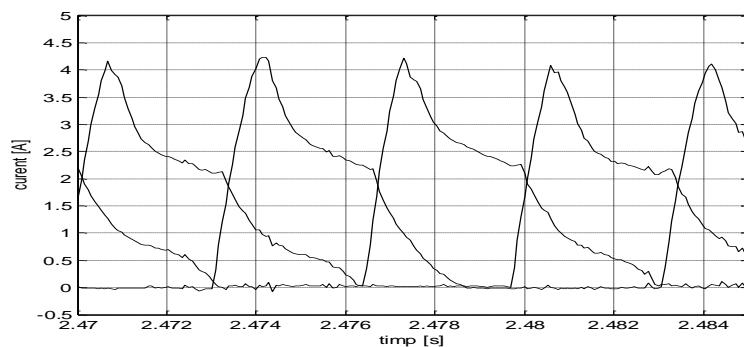


Fig6.72. Detaliu din formele de undă ale curenților de fază la viteza de 1500 rpm

Fig. 6.73 prezintă funcționarea în cele 4 cadrane a sistemului de acționare. În fig.6.74 se arată răspunsul sistemului la o viteză de referință în trepte.

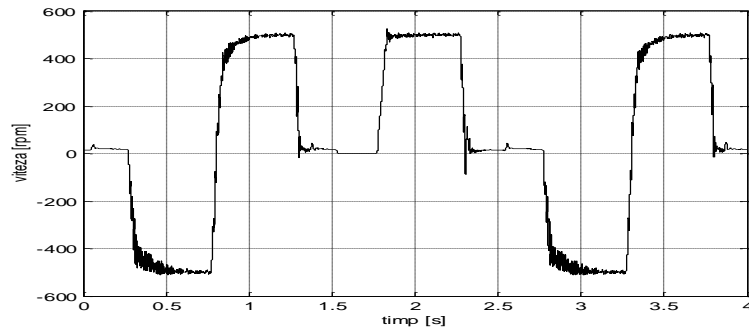


Fig.6.73. Funcționare în 4 cadrane: funcționare la 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm, reversare la 500 rpm, modificare la 20 rpm și modificare la 0rpm.

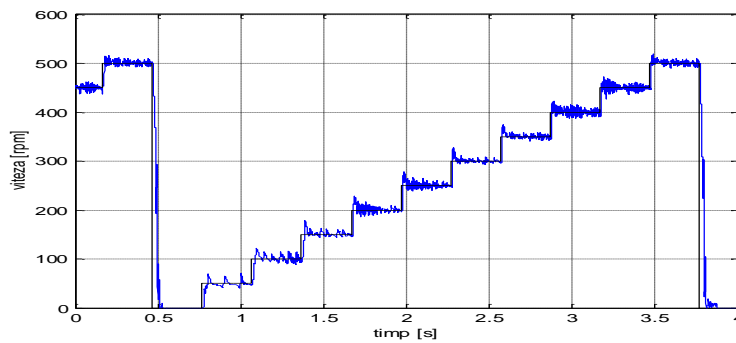


Fig.6.74. Viteza arborelui la o prescriere de viteză în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm.

6.6.2. Sistemul de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu

În fig.6.75. se poate vedea viteza la pornirea în sarcină nominală a motorului. În fig.6.76. sunt prezentați curenții de fază.

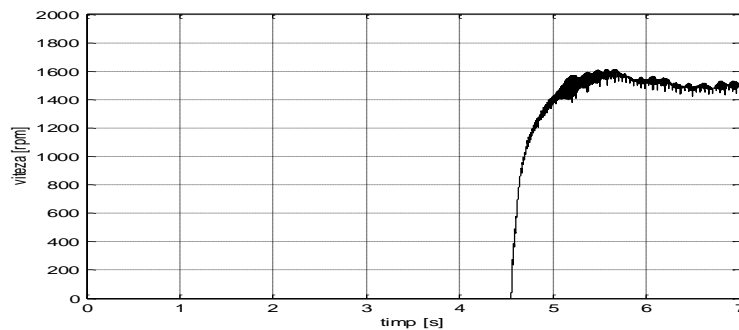


Fig.6.75. Viteza la pornirea în sarcină nominală.

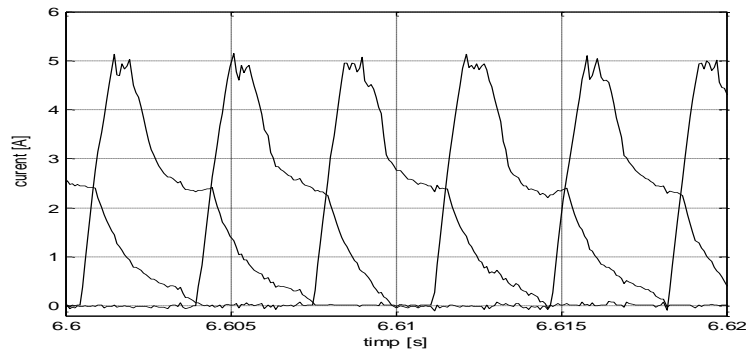


Fig.6.76. Detaliu din formele de undă ale curenților de fază la viteza de 1500 rpm.

Fig.6.77. prezintă viteza arborelui și cuplul electromagnetic la o viteză prescrisă de 10 rpm. Pulsațiile de viteză sunt mai mici ca la alimentarea la 220.

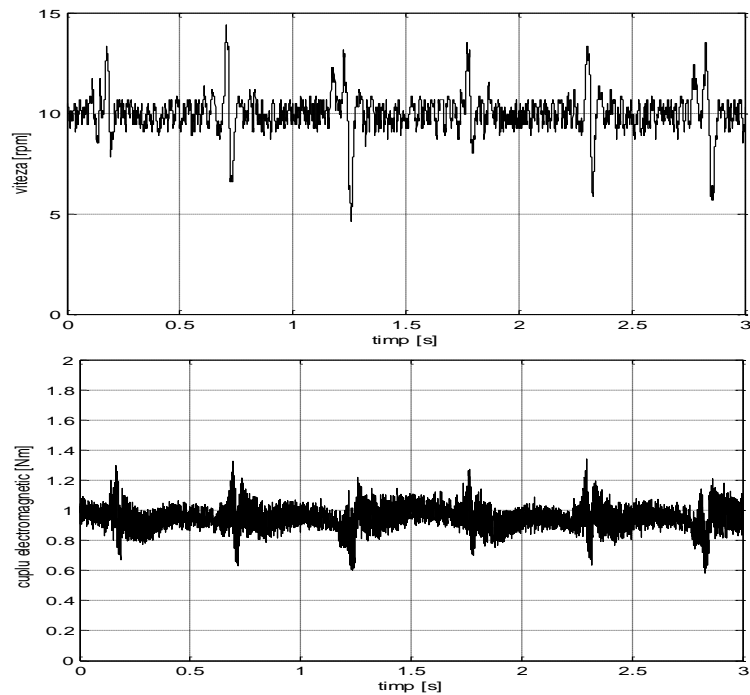


Fig.6.77. Viteza arborelui și cuplul electromagnetic la funcționarea în sarcină la o viteză prescrisă de 10 rpm.

La funcționare în gol a mașinii la 10 rpm se obțin rezultatele din fig.6.78. În fig.6.79. se prezintă rezultate experimentale la funcționarea la 1.4 rpm la 85% din sarcina nominală. În fig.6.65. se arată forma curenților de fază.

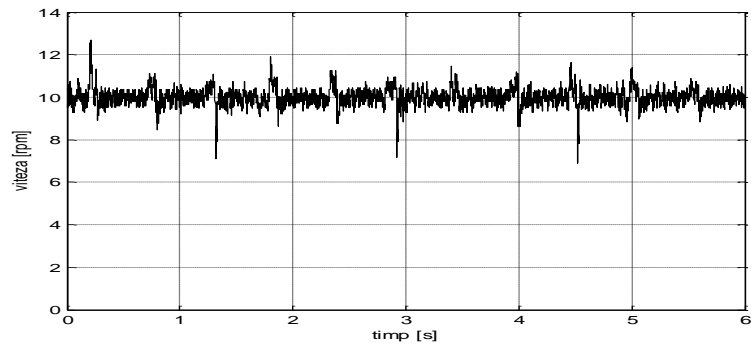


Fig.6.78. Funcționarea în gol la 10 rpm.

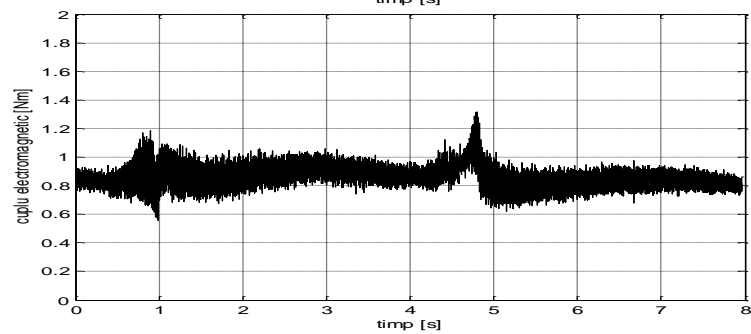
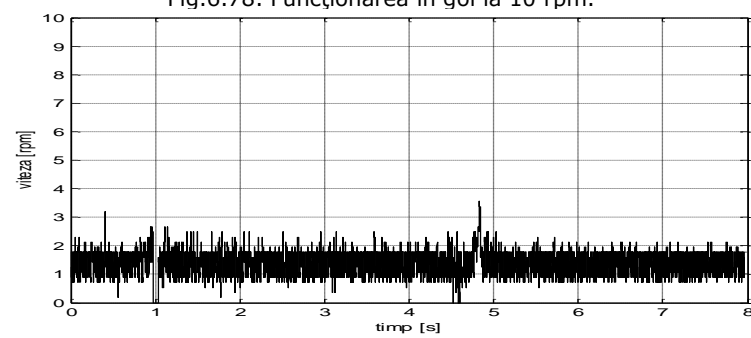


Fig.6.79. Funcționarea la viteza de 1.4 rpm la 85% din sarcina nominală. Viteza și cuplul electromagnetic.

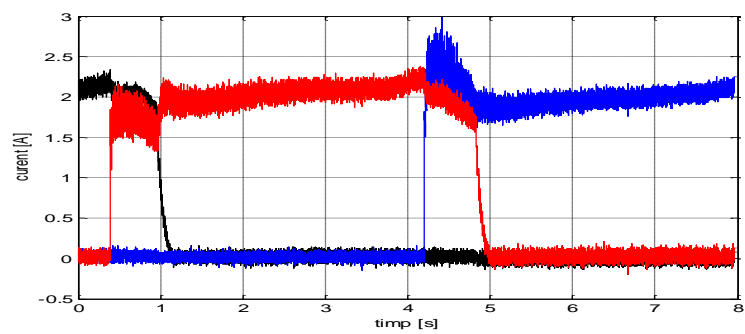


Fig.6.80. Forma curenților de fază la funcționarea la 1.4 rpm.

6.7. Concluzii

Capitolul descrie un stand experimental cu MSRVS-CS cu frână, traductor de cuplu, traductor de poziție incremental și traductor de poziție cu senzori optici și disc cu fante. Motorul este alimentat prin intermediul unui convertor static cu două tranzistoare și două diode pe fază, pentru flexibilitate maximă în comandă. Sunt arătate cerințele de bază și particularitățile proiectării circuitelor de comandă ale tranzistoarelor MOSFET care intră în componența convertorului static pentru alimentarea MSRVS-CS. Convertorul static este conectat la o placă de control numeric, DS1104, care poate fi programată prin intermediul mediului Matlab/Simulink. Este prezentată o modalitate de implementare a unui sistem de reglare pentru MSRVS-CS.

Sunt date rezultate experimentale pentru două sisteme de acționare, unui care conține doar regulator de viteză iar celălalt regulator de viteză și regulator de cuplu. Posibilitățile de reducere a pulsațiilor de cuplu la sistemul care are doar regulator de viteză sunt limitate. La aceste sisteme de acționare unghiul de stingere trebuie să fie fixat la o valoare optimă sau într-un domeniu optim care depinde de viteza arborelui. O depășire cu doar un grad mecanic a limitei domeniului dă naștere la o creștere substanțială a pulsațiilor în viteză și cuplu. Pentru sistemul cu regulator de viteză unghiul de suprapunere între faze este bine să fie de 4-6 grade mecanice.

La sistemul de acționare care conține și regulator de cuplu reducerea pulsațiilor de cuplu este limitată de frecvența de comutație a tranzistoarelor, care determină creșterea minimă a curentului în timpul unei perioade de eșantionare. S-a arătat că prin introducerea unui regulator de cuplu în sistemul de reglare numerică sistemele de acționare cu MSRVS-CS dotate cu traductor de poziție incremental pot să funcționeze până la viteze de ordinul a câteva rotații pe minut. Viteza poate fi modificată în plaja de 1:1000, ceea ce arată că MSRVS-CS poate fi utilizată ca servomotor.

Bibliografie

- [1] *** - *Magnetic Particle Clutches and Brakes*, Mobac GmbH, www.mobac.de.
- [2] *** - *Magnetic Particle Clutches and Brakes*, Magneta GmbH, www.magneta.de.
- [3] I. J. Garshelis, J. A. Aleksonis, C. A. Jones, R. M. Rotary – *Development of a Magnetoelastic Torque Transducer for Automotive Applications*, www.magnalastic.com.
- [4] *** - *Torque Sensor – Standard Version – Series V06*, www.fasttechnology.com.
- [5] *** - *Torque-Link – Torque Measurement PC Interface Module*, www.fasttechnology.com.
- [6] B. Bose, T.J.E. Miller, P.M. Szczesny, W.H.Bicknell – *Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor*, IEEE Tran. on Industry Applications, no.4, July/August 1986.
- [7] *** - *IRFPC60 HEXFET Power MOSFET*, International Rectifier, <http://www.irf.com/>
- [8] *** - *HFA15TB60 – Ultrafast, Soft Recovery Diode*, International Rectifier, <http://www.irf.com/>
- [9] *** - *IR2110/2113 High and Low side driver*, International Rectifier, <http://www.irf.com/>
- [10] *** - *HV Floating MOS – Gate Driver ICs*, An-978, International Rectifier, <http://www.irf.com/>

- [11] *** - *DS1104 R&D Controller Board Intallation and Configuration Guide*, dSPACE GmbH, <http://www.dspace.de>
- [12] *** - *DS1104 R&D Controller Board Intallation and Configuration Guide*, dSPACE GmbH, <http://www.dspace.de/>
- [13] *** - *ControlDesk Experiment Guide*, dSPACE GmbH, <http://www.dspace.de/>
- [14] *** - *HCTL1100 - General Purpose Motion Control Ics*, Hewlett Packard Inc.

7. CONTRIBUȚII

Contribuțiile lucrării sunt următoarele:

- realizarea unei sinteze a strategiilor de reducere a pulsațiilor de cuplu la MSRVS-CS.
- determinarea experimentală a momentului de inerție total al unui sistem de acționare electrică cu MSRVS-CS.
- proiectarea și realizarea unui stand pentru determinarea experimentală a caracteristicilor de cuplu și a caracteristicilor de magnetizare ale MSRVS-CS.
- dezvoltarea unei aplicații software cu interfață utilizator pentru determinarea caracteristicii de magnetizare din valorile achiziționate la stingerea curentului.
- determinarea gradului de influență între fazele unei MSRVS-CS prin metoda elementului finit.
- proiectarea și realizarea convertorului static împreună cu circuitele de comandă ale tranzistoarelor.
- implementarea a două sisteme de reglare automată pentru MSRVS-CS.
- implementarea unei proceduri de estimare a poziției inițiale a rotorului care are o abatere maximă de 1 grad mecanic de la poziția măsurată chiar în condițiile unei diferențe de mai mult de 10% între inductivitățile fazelor.

Teza prezintă rezultate experimentale pentru două sisteme de acționare electrică, unul echipat doar cu regulator de viteză iar celălalt cu regulator de viteză și de cuplu. La sistemul de acționare cu regulator de cuplu, dacă mașina este alimentată la tensiunea de 220V viteza poate fi modificată între 2.5 și 2500 rpm. Dacă se alimentează de la 110V plaja de modificare a vitezei este de la 1.4 la 1500 rpm. Trebuie spus că la funcționare în gol pulsațiile de viteză sunt mai mici, iar la funcționare în sarcină nominală acestea pot să fie semnificative.

Comportarea sistemelor de acționare electrică prezentate poate fi îmbunătățită prin mărirea frecvenței de eșantionare a sistemului de reglare numerică. Frecvența de eșantionare maximă utilizată în implementarea sistemului de reglare a fost de 13 kHz. Considerăm că o mărire a acestei frecvențe până la valoarea de 50 kHz este posibilă utilizând un procesor de semnal programat direct în C sau în limbaj de asamblare.

O idee prezentată în teză și neexploatăată suficient este aceea a suprapunerii unui semnal peste semnalul de comandă al tranzistoarelor. Acest semnal are rolul de a limita timpul minim de conducție continuă a unei faze.

Rezultatele prezentate în lucrare au fost obținute utilizând un singur stand experimental cu motor, frână, traductor de cuplu și traductor de poziție, dar credem că ele au valabilitate generală pentru mașina sincronă cu reluctanță variabilă și comutație secvențială.

Lista de figuri

- Fig.1.1. Structura unui sistem de acționare electrică modern.
- Fig.1.2. a) MSRV-CS cu o fază b) MSRV-CS cu 2 faze.
- Fig.1.3. a) MSRV-CS cu 3 faze b) MSRV-CS cu 4 faze.
- Fig.1.4. a) MSRV-CS cu 7 faze b) MSRV-CS cu 3 faze cu înfășurări plasate în creștături diametral opuse.
- Fig.1.5. Convertorul static "clasic" pentru alimentarea MSRV-CS.
- Fig.1.6. Reglarea curentului folosind: a) strategia de comutație "hard switching" b) strategia de comutație "soft switching".
- Fig.1.7. Convertor pentru MSRV-CS cu înfășurări bifilare.
- Fig.1.8. Convertor static cu rezistor de supresie.
- Fig.1.9. Convertor static cu n+1 dispozitive de comutație.
- Fig.1.10. Convertor static pentru alimentarea unei MSRV-CS cu 4 faze.
- Fig.1.11. Convertor static pentru MSRV-CS cu 3 sau 4 faze.
- Fig.1.12. Convertor static cu condensator de descărcare.
- Fig.1.13. Variantă de convertor static cu condensator de descărcare.
- Fig.1.14. Convertor static cu circuit rezonant.
- Fig.1.15. Convertor static în configurație de inverter trifazat.
- Fig.1.16. Schema unui sistem de reglare analogică.
- Fig.1.17. Schema unui sistem de reglare numerică.
- Fig.1.18. a) Faza "a" în poziția aliniat b) Faza "a" în poziția nealiniat.
- Fig.1.19. Curbele de magnetizare ale unei faze a MSRV-CS. Curba de magnetizare pentru poziția aliniat este cea mai aproape de axa absciselor.
- Fig.1.20. Inductivitatea fazei și cuplul electromagnetic pe un ciclu electric.
- Fig.1.21. Aria suprafeței hașurate este variația coenergiei magnetice.
- Fig.1.22. Curbele de magnetizare ale motorului nesaturat.
- Fig.1.23. Ciclul de conversie a energiei în MSRV-CS.
- Fig.2.1. Distribuția componentelor densității de flux și a cuplului: (a), (b) la unghiul $\theta = 0$ - nealiniat ; (c), (d) la unghiul $\theta = 20$ grd.
- Fig.2.2. Caracteristica cuplului la MSRV-CS.
- Fig.2.3. Efectul raportului λ/g asupra pulsațiilor de cuplu la curent constant, pentru $t_s/\lambda=0.4$ și $t_r/\lambda=0.5$.
- Fig.2.4. Comanda pentru eliminarea pulsațiilor de cuplu, cu minimizarea pierderilor rezistive
- Fig.2.5. a) Curentul de referință pentru reducerea pulsațiilor de cuplu b) Forma curentului pentru două strategii de reglare: cu minimizarea pierderilor și cu minimizarea tensiunii de alimentare.
- Fig.2.6. Schema bloc a regulatorului de cuplu.
- Fig.2.7. Diagrama schemei de comutație.
- Fig.2.8. a) curbele de parametrizare ale curentului b) curentul optim convențional și curentul optim pentru pulsații de cuplu reduse.
- Fig.2.9. Diagrama bloc a sistemului de reglare cu regulator fuzzy.
- Fig.2.10. Regulator fuzzy adaptiv utilizat pentru reducerea pulsațiilor de cuplu.
- Fig.2.11. a) Diagrama bloc a rețelei neuronale folosită pentru reducerea pulsațiilor de cuplu b) curentul de fază optim.
- Fig.2.12. Compensarea curentului de referință pentru reducerea pulsațiilor de cuplu.
- Fig.2.13. Definierea vectorilor de tensiune de fază pentru o MSRV-CS cu 3 faze.
- Fig.2.14. Vectorii de tensiune ai motorului.
- Fig.2.15. Controlul fluxului utilizând vectorii de tensiune din 2.14.
- Fig.3.1. Schema de montaj pentru măsurarea rezistenței de fază.
- Fig.3.2. Cuplul la arbore și viteza arborelui achiziționate în timpul opririi naturale.
- Fig.3.3. Curba vitezei și reprezentarea grafică a polinomului de aproximare.

- Fig.3.4. Schema de montaj utilizată pentru determinarea fluxului prin metoda stingerii curentului.
- Fig.3.5. Procesul tranzitoriu al stingerii curentului de fază.
- Fig.3.6. Interfața grafică a programului folosit pentru determinarea curbei de magnetizare la o poziție a rotorului.
- Fig.3.7. Curba filtrată a curentului de stingere. Interfața grafică a programului afișează valoarea fluxului de înlanțuire la curentul maxim.
- Fig.3.8. Curbele de magnetizare ale unei faze a MSRVS-CS. Datele sunt obținute cu metoda stingerii curentului.
- Fig.3.9. Curbele flux-pozitie obținute pe baza datelor achiziționate la stingerea curentului de fază. $I = 0.5 : 0.5 : 5.5A$.
- Fig.3.10. Montaj experimental folosit pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare ale fazei. Sunt achiziționate curentul și tensiunea de fază în timpul procesului tranzitoriu declanșat de conectarea fazei la sursa de alimentare.
- Fig.3.11. Interfața grafică a programului LabView utilizat pentru determinarea experimentală a curbelor de magnetizare.
- Fig.3.12. Caracteristicile de magnetizare obținute prin achiziționarea curentului la conectarea fazei.
- Fig.3.13. Curbele flux-pozitie obținute utilizând datele achiziționate la conectarea fazei. $I = 0.5 : 0.5 : 5A$.
- Fig.3.14. Comparație între caracteristicile de magnetizare obținute prin cele două metode.
- Fig.3.15. Standul experimental pentru măsurarea cuplului.
- Fig.3.16. Curbele experimentale de cuplu pentru curenti de la 0.5 la 5 A.
- Fig.3.17. Cuplului unei faze reprezentat normal și decalat cu 30 grade la stânga și la dreapta. Cuplul produs de cele trei faze dacă acestea ar avea caracteristici identice.
- Fig.4.1. Secțiune transversală prin MSRVS-CS.
- Fig.4.2. Caracteristica de magnetizare a tablei electrotehnice E35.
- Fig.4.3. Liniile de flux la poziția aliniat.
- Fig.4.4. Liniile de flux la poziția nealiniat.
- Fig.4.5. Liniile de flux la $\theta = -21^\circ$.
- Fig.4.6. Detaliu al fig.4.5.
- Fig.4.7. Fluxul ce trece prin polul statoric este A1 - A2.
- Fig.4.8. Caracteristici de magnetizare obținute prin 2 metode.
- Fig.4.9 Caracteristicile de magnetizare ale unei faze a MSRVS-CS obținute prin metoda elementului finit.
- Fig.4.10 Comparație între caracteristicile de magnetizare obținute prin metoda elementului finit și caracteristicile de magnetizare obținute experimental.
- Fig.4.11. Curbele de variație a inductivității pe un ciclu electric, pentru curentul de fază, de la 0.5 la 5.5A, increment 0.5A.
- Fig.4.12. B_n și B_t pentru $\theta = -24^\circ$ și $i = 3A$.
- Fig.4.13. Produsul B_n și B_t proporțional cu densitatea de forță pe direcția tangențială pentru $\theta = -24^\circ$ și $i = 3A$.
- Fig.4.14. Detaliu privind conturul de integrare pentru calculul cuplului electromagnetic prin metoda tensorilor maxwell.
- Fig.4.15. Produsul componentelor inducției magnetice pentru pentru $\theta = -31^\circ$ și $i = 3A$.
- Fig.4.16. Curba produsului componentelor inducției pentru poziția nealiniat. $i = 3A$.
- Fig.4.17. Cuplul electromagnetic al unei faze a MSRVS-CS pe $\frac{1}{2}$ ciclu electric. Curentul de fază variază de la 0.5 la 5.5 A cu un increment de 0.5 A.
- Fig.4.18. Cuplul celor trei faze. Faza a este în mijloc. $i_a = i_b = i_c = 2.5 A$.
- Fig.4.19. Cuplul electromagnetic la alimentarea simultană a două faze. Caracteristicile marcate -cuplul obținut prin însumarea cuplurilor celor două faze considerate independente. Caracteristicile nemarcate - cuplul obținut direct prin MEF. $I_a = 0.5 : 0.5 : 5.5A$, $I_c = 1 A$.
- Fig.4.20. Idem 4.19. dar $I_a = 0.5 : 0.5 : 5.5A$, $I_c = 3.0 A$.

200 Lista de figuri

- Fig.4.21. Idem 4.19. dar $I_a = 0.5 : 0.5 : 5.5A$, $I_c = 5.0 A$.
- Fig.5.1. Circuitul electric echivalent pentru o fază a MSRVS-CS.
- Fig.5.2. Curbele flux-curent-poziție. Poziția rotorului, în grade mecanice, variază între 0° și 45° , din 5 în 5 grade mecanice.
- Fig.5.3. Valorile discrete obținute din curbele de magnetizare pentru coeficienții a_1 și a_2 și curbele de interpolare spline.
- Fig.5.4. Coeficientul a_3 din ecuația (5.9).
- Fig.5.5. Curba cuplului electromagnetic obținută cu ecuația (5.16) pe un ciclu electric.
- Fig.5.6. Model SIMULINK pentru simularea unui sistem de acționare cu MSRVS-CS cu regulator PI de viteză.
- Fig.5.7. Viteza MSRVS-CS într-un sistem de acționare cu regulator PI de viteză.
- Fig.5.8. Cuplul electromagnetic al MSRVS-CS într-un sistem de acționare cu regulator PI de viteză.
- Fig.5.9. Detalii din formele de undă ale curenților în regimul de motor. Stânga – curenții celor trei faze. Dreapta – Curentul unei singure faze.
- Fig.5.10. Curenții de fază și cuplul electromagnetic la trecerea din regim de motor în regim de frână.
- Fig.5.11. Schema bloc de simulare a unui sistem de acționare cu MSRVS-CS cu regulator de viteză FUZZY.
- Fig.5.12. Viteza MSRVS-CS într-un sistem de acționare cu regulator de viteză FUZZY.
- Fig.5.13. Cuplul electromagnetic al MSRVS-CS într-un sistem de acționare cu regulator de viteză FUZZY.
- Fig.5.14. Curenții de fază și cuplul electromagnetic al MSRVS-CS în regim de motor.
- Fig.5.15. Curenții de fază și cuplul electromagnetic al MSRVS-CS în regim de frână.
- Fig.5.16. Modelul SIMULINK al unei faze a MSRVS-CS împreună cu ramura din convertorul static ce alimentează faza.
- Fig.5.17. Derivata parțială a fluxului funcție de poziție.
- Fig.5.18. Derivata parțială a fluxului funcție de curent.
- Fig.5.19. Cuplul electromagnetic introdus tabelar în modelul MSRVS-CS.
- Fig.5.20. Blocul de simulare a ramurei de convertor ce alimentează o fază a MSRVS-CS.
- Fig.5.21. Curentul unei faze. Strategia de comutare 'soft switching'.
- Fig.5.22. Tensiunea de alimentare a fazei furnizată de convertorul static.
- Fig.5.23. Schema bloc de simulare a MSRVS-CS împreună cu convertorul static.
- Fig.5.24. Determinarea unghiului de stingere.
- Fig.5.25. Cuplul electromagnetic produs de o fază la unghi de stingere optim.
- Fig.5.26. Unghiul de stingere funcție de viteză.
- Fig.5.27. Simularea unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI.
- Fig.5.28. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină.
- Fig.5.29. Curenții de fază la pornirea în sarcină.
- Fig.5.30. Viteza, cuplul electromagnetic și curenții de fază la pornirea în gol.
- Fig.5.31. Viteza și cuplul electromagnetic. Regulator de viteză PI. Strategia de comutare "soft switching".
- Fig.5.32. Viteza și cuplul electromagnetic. Regulator de viteză PI. Strategia de comutare "hard switching".
- Fig.5.33. Răspunsul în viteză la mai multe trepte de viteză. Cuplul electromagnetic.
- Fig.5.34. Cuplul electromagnetic pentru strategia "soft switching". Suprapunere între faze a) 3 grade mecanice b) 4 grade mecanice c) 6 grade mecanice.
- Fig.5.35. Cuplul electromagnetic pentru strategia de comutație "hard switching". Suprapunere între faze a) 3 grade mecanice b) 4 grade mecanice c) 6 grade mecanice.
- Fig.5.36. Cuplul electromagnetic la viteze foarte mici: 5 rpm (0-2s), 10 rpm (2-3 s), 15 rpm (3-4s), 20 rpm (4-4.5s), 25 rpm(4.5-5s).
- Fig.5.37. Schema bloc a modelului de simulare a unui sistem de acționare cu regulator de viteză și de cuplu.
- Fig.5.38. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină nominală (1Nm).
- Fig.5.39. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în gol.
- Fig.5.40. Viteza și cuplul electromagnetic la un sistem de acționare cu regulator de viteză și regulator de cuplu. Strategia de comutare "soft switching".

- Fig.5.41. Pulsațiile cuplului electromagnetic la strategia de comutare "soft switching". Viteza este cea din fig.5.40. Unghiul de suprapunere între faze: a) 0 grade mecanice b) 1 grad mecanic c) 4 grade mecanice.
- Fig.5.42. Pulsațiile cuplului electromagnetic la strategia de comutare "hard switching". Viteza este cea din fig.5.40. Unghiul de suprapunere între faze: a) 0 grade mecanice b) 1 grad mecanic c) 4 grade mecanice.
- Fig.5.43. Pulsațiile cuplului electromagnetic de la viteza de 800 rpm la 2200 rpm în trepte de 100 rpm. Strategia de comutare "hard switching".
- Fig.5.44. Viteza și cuplul electromagnetic la viteze foarte mici. Strategia de comutație este "soft switching". Unghiul de suprapunere între faze 2 grade mecanice.
- Fig.5.45. Cuplul electromagnetic la viteze foarte mici. Strategia de comutație este "hard switching". Unghiul de suprapunere între faze 2 grade mecanice.
- Fig.5.46. Cuplul electromagnetic pentru viteza din fig.5.40. Strategia de comutare este "hard switching". Perioada de eşantionare este 20 microsecunde.
- Fig.5.47. Cuplul electromagnetic pentru o perioadă de eşantionare de 50 de microsecunde.
- Fig.5.48. Curenții de fază pentru o perioadă de eşantionare de 20 de microsecunde.
- Fig.5.49. Curenții de fază pentru o perioadă de eşantionare de 50 de microsecunde.
- Fig.5.50. Influența preciziei de determinare a poziției asupra pulsațiilor de cuplu. Sus – eroarea de poziție zero. Jos – eroare de poziție de 1 grad mecanic.
- Fig.5.51. Cuplul electromagnetic pentru o eroare de 0.25 grade mecanice în determinarea poziției.
- Fig.5.52. Modelul convertorului static ce alimentează MSRVS-CS.
- Fig.5.53. Schema bloc a ansamblului convertorului static - motor.
- Fig.5.54. Modelul MSRVS-CS.
- Fig.5.55. Modelul unei faze a MSRVS-CS.
- Fig.5.56. Ecuația electrică a fazei.
- Fig.5.57. Modelarea căderii de tensiune pe inductivitatea incrementală.
- Fig.5.58. Modelarea tensiunii induse prin rotație.
- Fig.5.59. Schema bloc de simularea a unui sistem de acționare cu regulator de viteză PI.
- Fig.5.60. Modelul ansamblului convertor – motor și blocul de reglare a curenților și de comutare a fazelor.
- Fig.5.61. Viteza și cuplul electromagnetic la pornire în sarcină nominală (1 Nm).
- Fig.5.62. Curenții de fază la funcționare în sarcină nominală la 2500 rpm.
- Fig.5.63. Viteza și cuplul electromagnetic la modificarea vitezei prescrise și reversare.
- Fig.5.64. Viteza și cuplul electromagnetic pentru unghi de stingere optim în funcție de viteză. Viteza de referință variază de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm.
- Fig.5.65. Cuplul electromagnetic la 3 valori ale unghiului de stingere a) valoarea optimă, b) 1 grad mecanic mai mică decât optim, c) 2 grade mecanice mai mică decât optim.
- Fig.5.66. Pulsațiile de cuplu la o suprapunere a perioadelor de conducție ale fazelor de 6 grade, 4 grade, 2 grade și 1 grad mecanic, de sus în jos.
- Fig.5.67. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină.
- Fig.5.68. Curenții de fază la pornirea în sarcină.
- Fig.5.69. Viteza și cuplul electromagnetic la modificarea vitezei prescrise și reversare.
- Fig.5.70. Regulatorul de cuplu nr.1.
- Fig.5.71. Regulatorul de cuplu nr.2.
- Fig.5.72. Regulatorul de cuplu nr.3.
- Fig.5.73. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.1 la viteza de 100rpm.
- Fig.5.74. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.2 la viteza de 100rpm.
- Fig.5.75. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.3 la viteza de 100rpm.
- Fig.5.76. Cuplul electromagnetic total și cuplurile electromagnetice ale două faze adiacente pentru regulatorul nr.3 la viteza de 100rpm. Perioada de eşantionare a sistemului de reglare numeric simulat este jumătate din cea folosită pentru simularea din fig.5.75.
- Fig.5.77. Cuplul electromagnetic la modificarea vitezei de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm. Regulatorul nr.1.

202 Lista de figuri

- Fig.5.78. Cuplul electromagnetic la modificarea vitezei de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm. Regulatorul nr.2.
- Fig.5.79. Cuplul electromagnetic la modificarea vitezei de la 0 la 500 rpm, în trepte de 50 rpm. Regulatorul nr.3.
- Fig.5.80. Cuplul electromagnetic la viteze peste 600 rpm. Regulatorul nr.1.
- Fig.5.81. Viteza și cuplul electromagnetic la o viteză de referință de 10 rpm. Regulatorul nr.1.
- Fig.5.82. Viteza arborelui la o viteză de referință de 10 rpm. Regulatorul nr.2.
- Fig.5.83. Viteza arborelui la o viteză de referință de 10 rpm. Regulatorul nr.3.
- Fig.5.84. Suprapunerea unui semnal de frecvență constantă și factor de umplere 0.125 peste semnalul de comandă a tranzistoarelor MOSFET.
- Fig.5.85. Viteza și cuplul la suprapunerea unui semnal de frecvență constantă și factor de umplere 0.125. Regulatorul nr.3.
- Fig.5.86. Comparație între vitezele din fig.5.83. și fig.5.85. Viteza obținută cu suprapunerea semnalului adițional este reprezentată cu linie groasă. Regulatorul nr.3.
- Fig.5.87. Viteza la funcționarea în gol la suprapunerea unui semnal de frecvență constantă și factor de umplere de 0.125. Regulatorul nr.3.
- Fig.5.88. Funcționarea în sarcină nominală la o viteză prescrisă de 3rpm. Sistemul de acționare cu regulatorul nr.1 fără semnal adițional.
- Fig.5.89. Funcționarea în sarcină nominală la o viteză prescrisă de 3rpm. Sistemul de acționare cu regulatorul nr.1 cu semnal adițional.
- Fig.5.90. Viteza și cuplul electromagnetic la pornire în sarcină nominală.
- Fig.5.91. Curenții de fază la pornire în sarcină nominală.
- Fig.5.92. Viteza și cuplul electromagnetic. Regulator de viteză PI. Strategia de comutare "soft switching".
- Fig.5.93. Viteza la pornire în sarcină nominală.
- Fig.5.94. Cuplul electromagnetic și curenții de fază la pornirea în sarcină.
- Fig.5.95. Funcționare în 4 cadrane.
- Fig.5.96. Viteza și pulsațiile de cuplu la un profil al vitezei de referință în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm.
- Fig.5.97. Funcționare la 1.4 rpm.
- Fig.5.98. Funcționare la 1.4 rpm cu semnal adițional suprapus peste semnalul de comandă a tranzistoarelor.
- Fig.6.1. Standul experimental cu MSRV-CS.
- Fig.6.2. Caracteristica mecanică și caracteristica de control a frânei cu pulberi magnetice.
- Fig.6.3. Caracteristica de ieșire a traductorului de cuplu.
- Fig.6.4. Traductorul cu senzori optici și disc cu fante. Amplasarea senzorilor optici.
- Fig.6.5. Convertorul static pentru alimentarea MSRV-CS.
- Fig.6.6. Alimentarea unei faze a MSRV-CS.
- Fig.6.7. Folosirea unui condensator pentru alimentarea circuitului de comandă.
- Fig.6.8. Folosirea unei surse flotante pentru asigurarea sarcinii necesare circuitului de comandă.
- Fig.6.9. Schema internă a circuitului integrat IR2110.
- Fig.6.10. Schema de alimentare a unei faze a MSRV-CS cu IR2110.
- Fig.6.11. Schema completă a circuitului de alimentare al unei faze a MSRV-CS.
- Fig.6.12. Schema de alimentare a circuitelor IR2110 cu tensiunile necesare pentru comanda în grilă a tranzistoarelor MOSFET.
- Fig.6.13. Schema bloc a sistemului de dezvoltare dSpace DS1104.
- Fig.6.14. ControlDesk – interfața cu placa de dezvoltare DS1104.
- Fig.6.15. Poziția semnalului de index față de curenții celor trei faze.
- Fig.6.16. Schema bloc a modelului Simulink pentru determinarea poziției indexului.
- Fig.6.17. Curenții celor trei faze la alinierea rotorului cu faza A.
- Fig.6.18. Curenții de fază achiziționați pentru estimarea poziției inițiale.
- Fig.6.19. Timpii de cădere pentru cele trei faze.
- Fig.6.20. Timpul de cădere funcție de poziție.
- Fig.6.21. Algoritmul de estimare a poziției inițiale.
- Fig.6.22. Bucla principală a sistemului de reglare.
- Fig.6.23. Regulatorul PI.
- Fig.6.24. Bucla de achiziție a curenților și de generare a comenzii pe tranzistoare.

- Fig.6.25. Blocul de comutație și selecție faze.
- Fig.6.26. Determinarea poziției rotorului pentru sensul pozitiv de rotație.
- Fig.6.27. Poziția semnalului de index în interiorul unui ciclu electric.
- Fig.6.28. Determinarea poziției rotorului pentru sensul negativ de rotație.
- Fig.6.29. Blocul de determinare a perioadelor de conducție ale fazelor și de reglare a curenților.
- Fig.6.30. Blocul de determinare a perioadei de conducție a unei faze.
- Fig.6.31. Blocul de calculul a perioadei de conducție pentru sensul pozitiv de rotație.
- Fig.6.32. Viteza la pornirea în sarcină nominală.
- Fig.6.33. Pornirea în sarcină: Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat.
- Fig.6.34. Detalii din formele de undă ale curenților de fază.
- Fig.6.35. Cuplul electromagnetic a două faze și cuplul electromagnetic total estimat, în momentul pornirii și la viteza de 2500 rpm.
- Fig.6.36. Pornirea în gol a mașinii.
- Fig.6.37. Pornirea în gol. Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat.
- Fig.6.38. Funcționare în 4 cadrane: funcționare la 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm, reversare la 500 rpm, modificare la 20 rpm și modificare la 0 rpm.
- Fig.6.39. Viteza arborelui la o prescriere de viteză în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm.
- Fig.6.40. Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat pentru profilul de viteză din fig.6.39.
- Fig.6.41. Viteza și cuplul electromagnetic estimat pentru o suprapunere de 1 grad mecanic și 6 grade mecanice între faze.
- Fig.6.42. Viteza la funcționare în gol la 100 rpm.
- Fig.6.43. Viteza și cuplul electromagnetic la limita unghiului optim de stingere și la o micșorare cu un grad mecanic față de optim a unghiului de stingere.
- Fig.6.44. Curenții de fază la limita unghiului de stingere optim.
- Fig.6.45. Curenții de fază. Unghiul de stingere este mai mic cu un grad mecanic decât unghiul de stingere optim.
- Fig.6.46. Viteza și cuplul electromagnetic la pornirea în sarcină.
- Fig.6.47. Cuplul la arbore la pornirea în sarcină.
- Fig.6.48. Detaliu din forma de undă a curenților de fază la pornirea în sarcină.
- Fig.6.49. Detaliu din forma de undă a curenților de fază la viteza de 2500 rpm.
- Fig.6.50. Viteza la pornirea în gol a mașinii.
- Fig.6.51. Cuplul electromagnetic și cuplul la arbore la pornirea în gol.
- Fig.6.52. Funcționare în 4 cadrane.
- Fig.6.53. Cuplul măsurat la profilul de viteză din fig.6.52.
- Fig.6.54. Răspunsul sistemului de acționare la o viteză de referință în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm. Viteza și cuplul electromagnetic.
- Fig.6.55. Cuplul măsurat la profilul de viteză din fig.6.54.
- Fig.6.56. Cuplul măsurat la profilul de viteză din fig.6.54 pentru sistemul de acționare care conține doar regulator de viteză.
- Fig.6.57. Viteza arborelui la o viteză prescrisă de 100 rpm.
- Fig.6.58. Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat la o viteză de referință de 100 rpm.
- Fig.6.59. Curenții celor trei faze și detaliu al curențului unei faze.
- Fig.6.60. Cuplul electromagnetic estimat și cuplul la arbore măsurat la viteza de 150 rpm.
- Fig.6.61. Viteza arborelui la funcționarea în sarcină la o viteză prescrisă de 10 rpm.
- Fig.6.62. Cuplul electromagnetic și cuplul la arbore la viteza de 10 rpm.
- Fig.6.63. Funcționarea în gol la 10 rpm.
- Fig.6.64. Funcționarea la viteza de 2.5 rpm la 85% din sarcina nominală. Viteza și cuplul electromagnetic.
- Fig.6.65. Forma curenților de fază la funcționarea la 2.5 rpm.
- Fig.6.66. Funcționarea în gol la 2.5 rpm.
- Fig.6.67. Curenții de fază la funcționarea în gol la 2.5 rpm.
- Fig.6.68. Reversare în gol la 2.5 rpm.
- Fig.6.69. Reversare în gol la 2.5 rpm: cuplul electromagnetic și cuplul la arbore.
- Fig.6.70. Curenții de fază la reversare.

204 Lista de figuri

- Fig.6.71. Viteza la pornirea în sarcină nominală.
Fig.6.72. Detaliu din formele de undă ale curenților de fază la viteza de 1500 rpm.
Fig.6.73. Funcționare în 4 cadrane: funcționare la 500 rpm, modificarea vitezei la 20 rpm, reversare la -500 rpm, reversare la 500 rpm, modificare la 20 rpm și modificare la 0rpm.
Fig.6.74. Viteza arborelui la o prescriere de viteză în trepte de 50 rpm, de la 0 la 500 rpm.
Fig.6.75. Viteza la pornirea în sarcină nominală.
Fig.6.76. Detaliu din formele de undă ale curenților de fază la viteza de 1500 rpm.
Fig.6.77. Viteza arborelui și cuplul electromagnetic la funcționarea în sarcină la o viteză prescrisă de 10 rpm.
Fig.6.78. Funcționarea în gol la 10 rpm.
Fig.6.79. Funcționarea la viteza de 1.4 rpm la 85% din sarcina nominală. Viteza și cuplul electromagnetic.
Fig.6.80. Forma curenților de fază la funcționarea la 1.4 rpm.

Lista tabele

- Tab.2.1. Alegerea vectorilor de tensiune pentru controlul direct în cuplu al MSRV-CS.
Tab.4.1. Principalele dimensiuni geometrice și parametrii MSRV-CS.
Tab.4.2. Valorile inductivităților la poziția aliniat și nealiniat și raportul lor pentru diferiți curenți de fază.
Tab.6.1. Principalele caracteristici ale frânei cu pulberi magnetice FRAT 120.
Tab.6.2. Alimentarea fazelor motorului în regimul normal de funcționare pentru un sens de rotație.
Tab.6.3. Numărul de impulsuri ale encoderului de la semnalul index la poziția aliniat a fazei A.
Tab.6.4. Fazele folosite pentru determinarea poziției inițiale a rotorului.

Anexa 1 Program Matlab cu interfață grafică pentru determinarea curbei de magnetizare din curba curentului de fază la deconectare, la o poziție dată a rotorului.

```
function int_gr1(action);

if nargin < 1,
    action='start';
end;

ps=0.02;
pj=0.2;
lg=0.96;
hg=0.7;

if strcmp(action, 'start'),
    clf reset;
    set(gcf, 'Units', 'normalized', 'backingstore', 'off', 'color', ...
        'blue', 'NumberTitle', 'off', 'colormap', copper, 'Position', ...
        [0.02 0.2 0.96 0.7], 'Name', 'CALCULUL FLUXULUI');
    colormap;

    ACHIZ=uicontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position', [ps+0.03 pj+hg-0.01 0.18
    0.05], ...
        'String', 'ACHIZITIE', 'Callback', 'int_gr1("achizitie)');

    b_100st=uicontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position', ...
        [ps+0.03 pj+hg-0.15 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', '-100
    st', ...
        'Callback', 'int_gr1("b_100st)');

    b_10st=uicontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position', ...
        [ps+0.03 pj+hg-0.22 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', '-10
    st', ...
        'Callback', 'int_gr1("b_10st)');

    b_1st=uicontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position', ...
        [ps+0.03 pj+hg-0.29 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', '-1
    st', ...
        'Callback', 'int_gr1("b_1st)');

    b_100dr=uicontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position', ...
        [ps+0.13 pj+hg-0.15 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', '-500
    dr', ...
        'Callback', 'int_gr1("b_500dr)');

    b_10dr=uicontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position', ...
```

```
dr',... [ps+0.13 pj+hg-0.22 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', '-100
'Callback', 'int_gr1("b_100dr");

b_1dr=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.13 pj+hg-0.29 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', '-10
dr',... 'Callback', 'int_gr1("b_10dr");

b_undo=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.03 pj+hg-0.39 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String',
'revine',... 'Callback', 'int_gr1("revine");

b_10=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.13 pj+hg-0.39 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', '/10',...
'Callback', 'int_gr1("imp_10");

b_pol=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.03 pj+hg-0.49 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String',
'polyfit',... 'Callback', 'int_gr1("polifit");

b_bine=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.13 pj+hg-0.49 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String', 'bine',...
'Callback', 'int_gr1("bine");

b_cit=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.03 pj+hg-0.56 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String',
'citire',... 'Callback', 'int_gr1("cit_date");

b_sca=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.13 pj+hg-0.56 0.08 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String',
'scadere',... 'Callback', 'int_gr1("scadere");

b_rez=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.03 pj+hg-0.64 0.18 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String',
'rezultat');

b_close=icontrol(gcf, 'Units', 'normalized', 'Position',...
[ps+0.03 pj+hg-0.84 0.18 0.05], 'ForegroundColor', 'blue', 'String',
'CLOSE');

global SD_AXIS;
SD_AXIS=axes('position', [ps+0.25 pj+hg-0.9 0.65 0.8]);
axis off
set(SD_AXIS, 'position', [ps+0.3 pj+hg-0.8 0.65 0.8], 'XColor', [0 0 0],...
```

```
'YColor', [0 0 0]);
get(SD_AXIS);

%

elseif strcmp(action,'achizitie'),
clear
    t_0=clock;

[nf, cf]= uigetfile('*.*', 'Load');
dat_=['load ', nf];
eval(dat_);
n_=max(size(nf));
for i=1:n_
    if nf(1,i)=='.'
        i;
        break
    end;
end;
numeX=nf(1,1:(i-1));

    ps=0.02;
    pj=0.2;
    lg=0.96;
    hg=0.7;
    mesaj=icontrol('Style', 'Edit', 'Position', [ps+0.03 pj+hg-0.07 0.18
0.05],...
    'Units', 'Normalized', 'BackgroundColor', 'Black', ...
    'ForegroundColor', 'green', ...
    'String', ['fisier: ', setstr(numeX)],...
    'HorizontalAlignment', 'Center', 'Clipping', 'off');

dat_=['dat=', numeX, '.'];
eval(dat_);
x=dat(:,1);
y=dat(:,2)*4.16;

ns_d= [6 length(x)
-1 -1
-1 -1
-1 -1
-1 -1];

set(gcf, 'UserData', [ns_d ; x(:), y(:)]);

int_gr1('repr_gr');

%
```

```
elseif strcmp(action, 'repr_gr');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1);
        nd=date(1,2);
        plot(date(ns:nd,1), date(ns:nd,2));
    end;
    grid;
    Title('semnal');
    Xlabel('timp [s]');
    Ylabel('curent [A]');

%

elseif strcmp(action, 'b_100st');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1)+100;
        nd=date(1,2);
        int_gr1('Stiva');
        date=get(gcf, 'UserData');
        rest=date(2:max(size(date)),:);
    end;
    set(gcf, 'UserData', [ns nd; rest]);
    int_gr1('repr_gr');

elseif strcmp(action, 'b_10st');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1)+10;
        nd=date(1,2);
        int_gr1('Stiva');
        date=get(gcf, 'UserData');
        rest=date(2:max(size(date)),:);
    end;
    set(gcf, 'UserData', [ns nd; rest]);
    int_gr1('repr_gr');

elseif strcmp(action, 'b_1st');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1)+1;
        nd=date(1,2);
        int_gr1('Stiva');
        date=get(gcf, 'UserData');
        rest=date(2:max(size(date)),:);
    end;
    set(gcf, 'UserData', [ns nd; rest]);
    int_gr1('repr_gr');
```



```
elseif strcmp(action, 'b_100dr');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1);
        nd=date(1,2)-100;
        int_gr1('Stiva');
        date=get(gcf, 'UserData');
        rest=date(2:max(size(date)),:);
    end;
    set(gcf, 'UserData', [ns nd; rest]);
    int_gr1('repr_gr');

elseif strcmp(action, 'b_10dr');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1);
        nd=date(1,2)-10;
        int_gr1('Stiva');
        date=get(gcf, 'UserData');
        rest=date(2:max(size(date)),:);
    end;
    set(gcf, 'UserData', [ns nd; rest]);
    int_gr1('repr_gr');

elseif strcmp(action, 'b_500dr');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1);
        nd=date(1,2)-500;
        int_gr1('Stiva');
        date=get(gcf, 'UserData');
        rest=date(2:max(size(date)),:);
    end;
    set(gcf, 'UserData', [ns nd; rest]);
    int_gr1('repr_gr');

elseif strcmp(action, 'Stiva');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        date(5,1)=date(4,1);
        date(4,1)=date(3,1);
        date(3,1)=date(2,1);
        date(2,1)=date(1,1);

        date(5,2)=date(4,2);
        date(4,2)=date(3,2);
        date(3,2)=date(2,2);
        date(2,2)=date(1,2);
    end
    set(gcf, 'UserData', date);
```

```
%  
  
elseif strcmp(action, 'revine');  
    date=get(gcf, 'UserData');  
    if ~isempty(date),  
        if (date(2,1) > (-1))  
  
            date(1,1)=date(2,1);  
            date(2,1)=date(3,1);  
            date(3,1)=date(4,1);  
            date(4,1)=date(5,1);  
  
            date(1,2)=date(2,2);  
            date(2,2)=date(3,2);  
            date(3,2)=date(4,2);  
            date(4,2)=date(5,2);  
  
            date(5,1)=-1;  
            date(5,2)=-1;  
        end  
    end;  
    set(gcf, 'UserData', date);  
    int_gr1('repr_gr');  
  
%  
  
elseif strcmp(action, 'polifit');  
    date=get(gcf, 'UserData');  
    if ~isempty(date),  
        ns=date(1,1);  
        nd=date(1,2);  
        p1=polyfit(date(ns:nd,1),date(ns:nd,2),20);  
        p2=polyval(p1, date(ns:nd,1));  
        hold on;  
        plot(date(ns:nd,1), p2, 'r');  
        hold off;  
  
        r=2.54;  
        p3=r*p2;  
        rez=trapz(date(ns:nd,1),p3);  
        crt=p2(1);  
  
        ps=0.02;  
        pj=0.2;  
        lg=0.96;  
        hg=0.7;  
  
        mesaj=uicontrol('Style', 'Edit', 'Position', [ps+0.03 pj+hg-0.7 0.18 0.05],...  
            'Units', 'Normalized', 'BackgroundColor', 'Black', ...  
            'ForegroundColor', 'green', ...  
            'String', ['flux : ' num2str(rez)],...  
            'Visible', 'on', 'Parent', gcf);  
    end;  
end;
```

```

        'HorizontalAlignment', 'Center', 'Clipping', 'off');

    mesaj=uicontrol('Style', 'Edit', 'Position', [ps+0.03 pj+hg-0.77 0.18
0.05],...
    'Units', 'Normalized', 'BackgroundColor', 'Black', ...
    'ForegroundColor', 'green', ...
    'String', ['curent: ' num2str(crt)],...
    'HorizontalAlignment', 'Center', 'Clipping', 'off');
end;

elseif strcmp(action, 'bine');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1);
        nd=date(1,2);
        p1=polyfit(date(ns:nd,1),date(ns:nd,2),20);
        ls=date(ns,1);
        ld=date(nd,1);
        timp=ls:0.00005:ld;
        p2=polyval(p1,timp );
        ns_d= [6 length(timp)
            -1 -1
            -1 -1
            -1 -1
            -1 -1];
        timp_=timp';
        p2_=p2';
        date=[ns_d; timp_ , p2_];
        set(gcf, 'UserData', date);
        int_gr1('repr_gr');
    end

elseif strcmp(action, 'scadere');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        ns=date(1,1);
        nd=date(1,2);
        p2=date(ns:nd,2);
        p4=p2-date(nd,2);
        date(ns:nd,2)=p4;
        set(gcf, 'UserData', date);
        int_gr1('repr_gr');
    end;

elseif strcmp(action, 'cit_date');
    date=get(gcf, 'UserData');
    if ~isempty(date),
        int_gr1('repr_gr');

        r=2.54;
        ns=date(1,1);

```

```

nd=date(1,2);
timp=date(ns:nd,1)';
p2=date(ns:nd,2)';

for j=1:10

    l=p2(:)<=j*0.5;
    p3=p2(l);
    crt=p3(1);
    p3_=r*p3;
    x=timp(l);
    rez(j+1,1)=crt;
    rez(j+1,2)=trapz(x,p3_);
end;
rez(1,1)=0.0;
rez(1,2)=0.0;
save temp.rez rez -ascii;
    ps=0.02;
    pj=0.2;
    lg=0.96;
    hg=0.7;

mesaj=uicontrol('Style','Edit','Position',[ps+0.03 pj+hg-0.7 0.18 0.05],...
'Units','Normalized','BackgroundColor','Black', ...
'ForegroundColor','green', ...
'String',['flux      : ' num2str(rez(11,2))],...
'HorizontalAlignment','Center','Clipping','off');

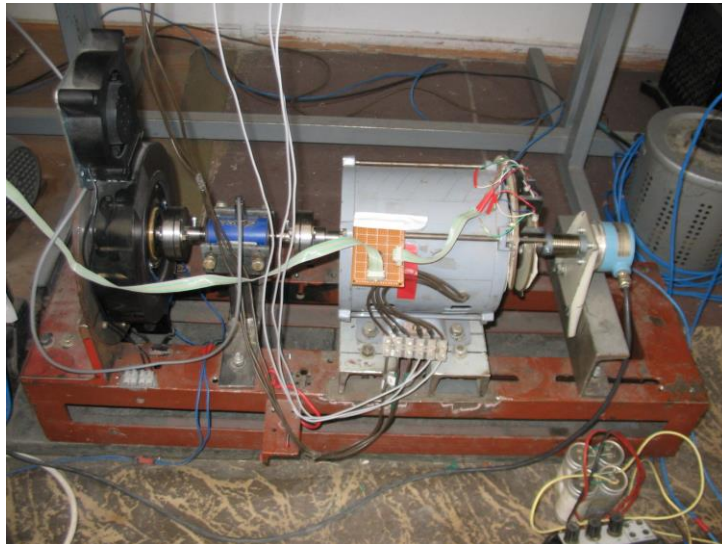
mesaj=uicontrol('Style','Edit','Position',[ps+0.03 pj+hg-0.77 0.18
0.05],...
'Units','Normalized','BackgroundColor','Black', ...
'ForegroundColor','green', ...
'String',['curent : ' num2str(rez(11,1))],...
'HorizontalAlignment','Center','Clipping','off');

end;

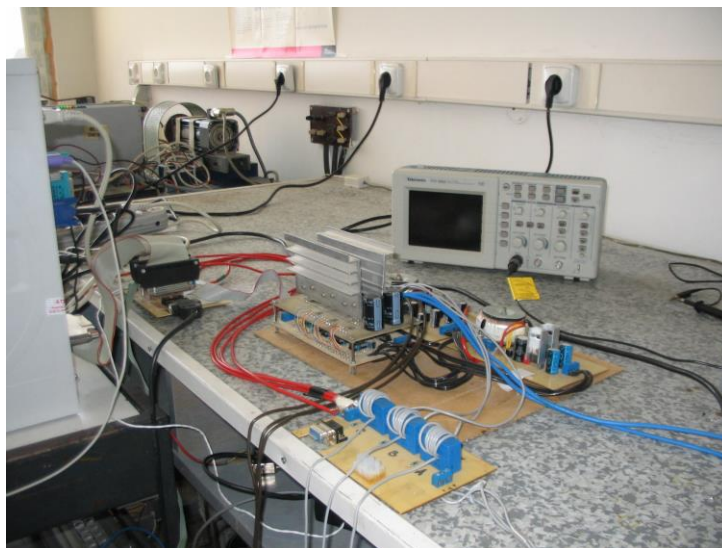
elseif strcmp(action, 'imp_10');
date=get(gcf, 'UserData');
if ~isempty(date),
A1=date(1:5,:);
A2=date(6:max(size(date)),1);
A3=date(6:max(size(date)),2);
A4(:,1)=A2;
A4(:,2)=A3/10;
date=[A1
      A4 ];
set(gcf, 'UserData', date);
end;
end;

```

Anexa 2 Fotografii ale standului experimental

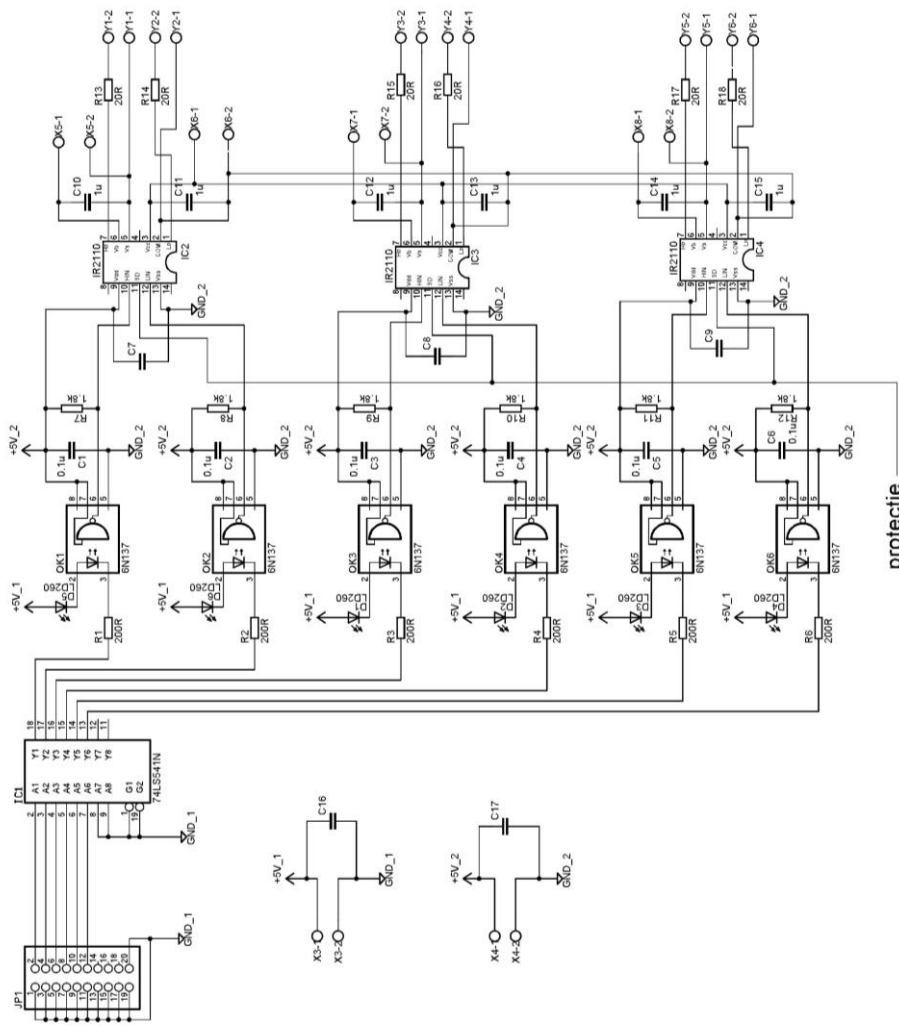


Standul de probă



Convertorul static, senzorii de curent și placa de interfață cu dSpace

Anexa 3 Schema electrică a circuitelor de comandă în grilă a tranzistoarelor MOSFET împreună cu circuitele de izolare galvanică.



Anexa 4 Schema plăcii de interfață cu dSpace.

