

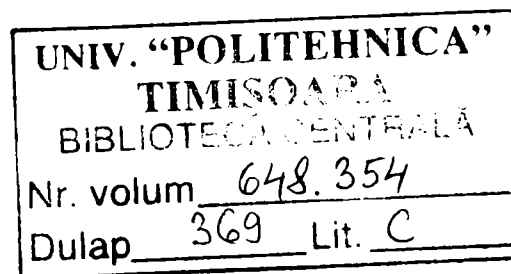
Ing. Ciprian Șorândaru

**Sistem de acționare electrică reglabilă cu mașină
sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială**

TEZĂ DE DOCTORAT

Conducător Științific

Prof.dr.ing. Gheorghe Atanasiu



Timișoara, 2006

Cuprins

Introducere	5
1. Stadiul actual al acționărilor cu mașini sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială	9
1.1. Mașina sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială. Prezentare generală	9
1.2. Convertoare utilizate la alimentarea MSPP-CS	17
1.2.1. Generalități	17
1.2.2. Clasificarea convertoarelor pentru alimentarea MSPP-CS	18
1.2.2.1. Convertoare în semipunte	18
1.2.2.2. Convertoare cu recuperarea energiei capacitive	19
1.2.2.3. Convertoare cu recuperarea energiei magnetice	21
1.2.2.4. Convertoare cu circuit extern c.c.-c.c	23
1.2.2.5. Convertoare disipative	24
1.2.2.6. Convertoare cu autocomutație	25
1.2.3. Concluzii	27
1.3. Comanda MSPP-CS utilizând procesoare numerice de semnal	29
2. Proiectarea mașinii sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială	33
2.1. Clasificarea metodelor de proiectare	33
2.1.1. Metoda de proiectare liniară	33
2.1.2. Metoda neliniară	34
2.1.3. Metoda analizei cu elemente finite	37
2.2. Considerații privind metodele analitice de proiectare	38
2.3. Estimarea pierderilor în MSPP-CS	41
2.4. Exemplu de proiectare a MSPP-CS	42
3. Testarea și determinarea parametrilor MSPP-CS	57
3.1. Determinarea caracteristicilor de magnetizare pornind de la tensiunea indusă	57
3.2. Prezentarea unui stand semiautomat pentru determinarea caracteristicilor magnetice ale MSPP-CS	59
4. Analiza câmpului electromagnetic în mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială	69
4.1. Considerații referitoare la caracteristicile metodei elementului finit	69
4.2. Etapele rezolvării unei probleme prin metoda elementului finit	71
4.3. Aplicarea MEF în probleme de magnetostatică	72
4.4. Calculul cuplului electromagnetic	73
4.5. Rezultatele analizei cu metoda elementului finit	74

5. Modelarea și simularea mașinii cu poli proeminenți și comutație secvențială	81
5.1. Modelul matematic al MPP-CS	81
5.2. Simularea numerică a MPP-CS	84
6. Implementarea unui sistem de control al MSPP-CS	93
6.1. Comanda numerică a MSPP-CS	93
6.1.1. Controlul tensiunii și curentului MSPP-CS	95
6.1.1.1. Controlul în tensiune al MSPP-CS	95
6.1.1.2. Controlul în curent al MSPP-CS	96
6.1.2. Calculul unghiului de aprindere	97
6.2 Descrierea părții hard	98
6.2.1 Caracteristicile MSPP-CS	98
6.2.2. Convertorul electronic de putere	99
6.2.3 Partea hardware de control: modulul de evaluare cu DSP TMS320F240	100
6.2.4 Sesizarea poziției rotorului și placa de interfață	104
6.2.5 Prezentarea completă a structurii de control	105
6.3. Descrierea programului	107
6.3.1. Privire de ansamblu asupra sistemului de control	107
6.3.2. Structura programului	107
6.3.3. Inițializarea modulului de evaluare	108
6.3.4. Definirea constantelor	108
6.3.5. Programul principal	109
6.3.6. Inițializarea parametrilor mașinii	110
6.3.7. Rutina de deservire a întreruperii timerului	110
6.3.8. Rutina de deservire a întreruperii capturii	112
6.3.9. Estimarea poziției	114
6.3.10. Estimarea vitezei – procedura din background	121
6.3.11 Regulatorul de viteză	124
6.3.12. Regulatorul de curent	125
6.3.13 Algoritmul de comutare	129
6.4. Rezultate obținute cu sistemul cu MSPP-CS3	134
7. Concluzii finale. Contribuții	139
Bibliografie	141
Anexe	
Anexa A1. Programul de proiectare MATLAB	A1
Anexa A2. Funcțiile S utilizate la simularea matematică a MSPP-CS	A5
Anexa A3. Blocurile din biblioteca de simulare	A9

Introducere

Teza de doctorat intitulată "**Sistem de acționare electrică reglabilă cu mașină sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială**" își propune să analizeze modalitățile de utilizare în sistemele de acționare electrică a unui element de execuție performant, mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială (MSPP-CS). În lucrare se face referire la trei astfel de mașini, și anume:

- *MSPP-CS1* – mașină căreia îi este dedicat capitolul de proiectare, simulare, analiză cu element finit și testare;
- *MSPP-CS2* – mașină pe care s-a realizat un program de control performant în cadrul stagiului desfășurat la firma Texas Instruments;
- *MSPP-CS3* – mașină pe care s-a realizat de asemenea un program de control în cadrul Laboratorului de Simulări Numerice de la Universitatea „POLITEHNICA” din Timișoara.

Primul capitol, "Stadiul actual al acționărilor cu mașini sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială", realizează o trecere în revistă a principalelor aspecte referitoare la acționările cu MSPP-CS, aspecte care se desprind din lucrările publicate în literatură. Capitolul este structurat pe trei subcapitole, fiecare dintre acestea tratând separat câte un element din părțile principale ale unui sistem de acționare electrică, în concepție modernă. Primul subcapitol se referă la motorul propriu-zis, cu avantajele și dezavantajele lui. Partea a doua se referă la convertorul static de putere folosit în sistemele de acționare electrică iar ultimul paragraf se referă la sistemul de comandă. Fiecare din acestea trei se constituie, la ora actuală, într-un element indispensabil într-un sistem de acționare electrică.

Al doilea capitol este dedicat proiectării unei astfel de mașini. Se propune o metodă de dimensionare pentru un MSPP-CS plecând de la niște cerințe de ordin practic și cu niște constrângeri impuse de constructor pentru a putea realiza din punct de vedere tehnic mașina. Pachetul de programe utilizat pentru proiectare a fost realizat inițial în limbajul de programare Turbo Pascal, ulterior acesta fiind îmbunătățit și transferat în mediul de programare Matlab. Înainte de trecerea efectivă la realizarea motorului, pentru definitivarea soluției de proiectare s-a realizat și rulat și o aplicație care avea ca scop optimizarea mașinii din mai multe puncte de vedere, cum ar fi în principal costul mașinii (greutatea materialelor active) și randamentul.

În final s-a convenit la soluția prezentată care a fost realizată practic la Electromotor Timișoara (MSPP-CS1).

Capitolul trei este consacrat realizării unui stand de testare și determinare a parametrilor unei mașini de tipul MSPP-CS. Se prezintă un stand semiautomatizat care permite determinarea caracteristicilor de magnetizare ale mașinii, de unde se pot deduce principalii parametri ai acesteia. Standul este realizat cu mijloace tehnice moderne și include un calculator dotat cu un sistem de achiziții de date National Instruments și un osciloscop digital interfațat cu calculatorul. Întregul proces este comandat și supervizat de un automat programabil ABB. Rezultatele experimentale se referă la mașina MSPP-CS1.

Capitolul 4, "Analiza câmpului electromagnetic în mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială", s-a concentrat pe analiza câmpului electromagnetic în mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială, în scopul determinării fluxului și inducției magnetice. Analiza s-a făcut luând în considerare două programe distincte de analiză cu element finit, putându-se trage de aici concluzii asupra avantajelor și dezavantajelor utilizării uneia sau a celeilalte aplicații. Se prezintă rezultatele analizei cu metoda elementului finit în fiecare caz.

Capitolul 5 este consacrat prezentării rezultatelor obținute prin simulare a MSPP-CS. Sunt prezentate variante de programe de simulare, realizate în mediul Matlab-Simulink, pornind de la modelul matematic al mașinii și de la modelul fizic al acesteia.

Capitolul 6 prezintă o aplicație concretă, realizată în cadrul unui stagiu desfășurat la firma Texas Instruments France, departamentul de Motor Control. Aplicația este dezvoltată pe o platformă motor(MSPP-CS2)+convertor realizate de compania Radio Energie France și având la dispoziție o placă de dezvoltare cu DSP TMS320C240 a firmei Texas Instruments. Aplicația a fost transferată apoi pe un sistem cu motor MSPP-CS3 comandat de o placă de dezvoltare cu DSP produsă de firma Motorola. Echipamentul de achiziții și prelucrare de date are în componență un osciloscop digital cu memorie conectat la un calculator și, după caz, o placă de achiziții de date aflată sub mediul de programare LabVIEW.

Ultimul capitol sintetizează în câteva pagini concluziile lucrării, punându-se accent pe actualitatea temei și pe contribuțiile personale ale autorului.

Capitolul referitor la bibliografie cuprinde lista lucrărilor bibliografice consultate, cu marcarea lucrărilor autorului din timpul perioadei de elaborare a tezei, precum și o listă în format electronic de peste 1000 de lucrări în domeniu care conține cărți, articole științifice, teze de doctorat, note de aplicație etc. Lucrările există în biblioteca autorului, în formă tipărită sau în format electronic, putând fi consultate de cei interesați.

Autorul dorește pe această cale să aducă mulțumiri

- Domnului Profesor Dr.ing. Gheorghe Atanasiu conducătorul științific al lucrării, pentru sprijinul acordat pe tot parcursul stagiului precum și în faza de elaborare a tezei.
- Domnului Profesor Dr.ing. Eugen Seracin care, ale cărui sfaturi, atât în calitate de fost conducător științific, cât și ulterior, mi-au fost deosebit de utile.
- Domnului Profesor Dr.ing. Dorin Popovici, pentru discuțiile și sfaturile deosebit de utile pe parcursul cercetării și elaborării lucrării.
- Domnului Profesor Dr.ing. Ioan-Felician Soran, cu care am fost deosebit de onorat să colaborez, încă din perioada studenției, în domeniul mașinilor cu reluctanță variabilă.
- Domnului Profesor Dr.ing. Ion Boldea, pentru sfaturile și bibliografia pusă la dispoziție.
- Domnului Profesor Dr.ing. Daniel Ioan, pentru stagiul desfășurat în Laboratorul de Metode Numerice de la Universitatea „POLITEHNICA” București, unde am prelucrat o parte din rezultatele experimentale.
- Domnilor Jean-Claude Soroka, Pierre Voultoiry și D-rei Nathalie Messina, pentru îndrumarea pe parcursul stagiului desfășurat în laboratorul de Motor Control al companiei Texas Instruments Europe din Franța.
- Colegilor de catedră, în special D-lui As.ing. Octavian Cornea pentru colaborarea și ajutorul acordat în diverse etape ale cercetării și elaborării acestei lucrări.
- Colegilor ing. Emanuel Șerban de la firma Xantrex Canada și ing. Cosmin Pondiche de la firma Alpha Technologies Canada, pentru echipamentul primit ca și donație, echipament utilizat la realizarea standului de testare.

1. Stadiul actual al acționărilor cu mașini sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială

1.1. Mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială. Prezentare generală.

Acest capitol introductiv este destinat unei priviri de ansamblu asupra mașinilor sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială (MSPP-CS), precum și pentru a arăta situarea lor în cadrul motoarelor electrice de acționare folosite în prezent.

Sistemele de acționare electrică cu turație reglabilă actuale se realizează cu mașini electrice de cele mai variate tipuri. Se găsesc astfel clasicele motoare de curent continuu, motoarele de inducție trifazate și monofazate, motoarele electrice cu magneți permanenți, de curent continuu și sincrone precum și cele sincrone cu reluctanță variabilă (cu poli proeminenți sau cu bariere de flux).

După cum este bine cunoscut, la început sistemele electrice de acționare cu turație reglabilă erau realizate cu motoare de curent continuu cu excitație serie datorită caracteristicii mecanice a acestora și a faptului că turația poate fi ușor reglată prin modificarea tensiunii pe indus. Totuși aceste motoare au niște dezavantaje legate de prezența colectorului mecanic care limitează viteza periferică a rotorului și duce la scăderea fiabilității datorită contactelor perii-colector.

Astfel, cu timpul, s-a încercat înlocuirea motoarelor de curent continuu cu excitație serie cu motoare de curent alternativ, care sunt mult mai fiabile.

În competiția dintre motoarele de curent continuu și cele de curent alternativ, motoarele de curent alternativ sunt favorizate de progresele făcute în ultimul timp în domeniul dispozitivelor electronice de comandă și în domeniul strategiilor de comandă și de control. Calitatea componentelor electronice de putere, posibilitatea unui control pe poartă, existența unor microprocesoare cu tehnologie simplă și cu servicii dedicate, introducerea în sfera aplicabilității industriale a controlului după câmp și a metodei de control direct a cuplului precum și performanțele dinamice superioare înclină tot mai mult balanța spre motoarele de curent alternativ.

Sistemele de acționare în curent alternativ sunt la rândul lor de două tipuri: cu motoare de inducție și cu motoare sincrone.

Motoarele de inducție, față de motoarele sincrone clasice (cu excitație electromagnetică

sau cu magneți permanenți) au un singur avantaj: sunt mai robuste, având rotorul în scurtcircuit. În schimb performanțele electrice, în special randamentul sunt mai slabe. Reactualizarea motoarelor sincrone reactive, atât a celor cu înfășurări statorice repartizate câtși a celor cu înfășurări statorice concentrate, elimină și acest dezavantaj al motoarelor de inducție

De asemenea la motoarele sincrone cu magneți permanenți timpul în care se atinge cuplul nominal este mult mai mic datorită faptului că fluxul magnetic este preinstalat în mașină. Aceasta face ca motoarele sincrone cu magneți permanenți să fie utilizate acolo unde se cere un răspuns în cuplu foarte rapid.

MSPP-CS, cunoscute de mai bine de 100 de ani, au pătruns în domeniul acționărilor electrice cu turație reglabilă datorită tehnologiei moderne de realizare a semiconductoarelor. Se poate face observația că, fără o strategie de comandă bine gândită și pusă la punct MSPP-CS nu poate fi utilizat corespunzător. O acționare electrică în care este introdus un MSPP-CS trebuie gândită împreună cu sistemul de comandă.

Servomotoarele sincrone cu excitație electromagnetă prin asocierea cu convertoare statice nu reprezintă altceva decât motoare de curent continuu cu comutație statică, având deci un comutator electronic ce înlocuiește comutatorul mecanic.

Aceste tipuri de motoare sincrone sunt cunoscute în literatură sub diverse denumiri (self-controlled synchronous motor; Stromrichtermotor; moteur synchrone a commutation électronique).

În debutul cărții sale [76], Prof. T.J.E. Miller face o scurtă analiză a termenilor utilizați pentru denumirea acestui tip de mașină. Astfel în SUA se preferă denumirea de "Variable Reluctance Motor" (motor cu reluctanță variabilă), care are însă dezavantajul că poate crea confuzii cu un tip de motor pas cu pas. Denumirea de "Switched Reluctance Motor" a fost utilizată prima dată de Prof. S.A. Nasar pentru a descrie un motor rudimentar cu reluctanță variabilă, în anul 1969. Generalizarea folosirii denumirii de "Switched Reluctance Motor" (motor cu reluctanță comutată) este indubitabil datorată Prof. P. Lawrenson și colegilor săi de la Switched Reluctance Drives Ltd. Este de la sine înțeles că nu reluctanța este cea care comută ci curenții care parcurg înfășurările fazelor motorului. O altă denumire folosită este aceea de "Brushless Reluctance Motor" pentru a sublinia faptul că mașina respectivă nu are perii. Una dintre cele mai precise denumiri este aceea de "Electronically Commutated Reluctance Motor" care poate însă crea și ea confuzii cu motoarele cu magneți permanenți. Cu toate acestea, denumirea care s-a impus în limba engleză și care este astăzi utilizată în majoritatea articolelor științifice este aceea de "Switched Reluctance Motor" (SRM).

Încercând să reflectăm atât structura cât și modul de operare al acestei mașini, am adoptat în limba română următoarea denumire: "Mașină sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială" (MSPP-CS).

MSPP-CS este de fapt un motor pas cu pas de putere de tip reactiv, cu parametrii optimizați prin controlul cuplului și a curenților din înfășurări în funcție de poziția relativă a rotorului față de stator. Atât statorul cât și rotorul au poli proeminenți, numărul polilor

statorici fiind diferit de numărul polilor rotorici. În figura 1.1 este reprezentată schematic o secțiune transversală printr-un MSPP-CS convențional cu 3 faze, 6 poli rotorici și 4 poli statorici. Astfel în stator sunt prevăzute înfășurări de excitație, concentrate, plasate pe polii proeminenți, fără înfășurări sau magneți permanenți. Numărul polilor statorici și rotorici au un rol determinant în optimizarea performanțelor mașinii. Este necesar ca prin excitarea unei singure faze să se obțină un cuplu motor în sensul de rotație dorit, indiferent de poziția inițială a rotorului față de stator. Cuplul produs de mașină se obține prin alimentarea secvențială a fazelor statorice cu o tensiune continuă prin intermediul unui convertor static. Este de menționat faptul că prin înfășurări circulă curent în același sens, ceea ce simplifică mult convertorul static utilizat la alimentarea motorului.

MSPP-CS are o serie de performanțe notabile, dintre care menționăm:

- posibilitate de suprasarcină fără ventilație suplimentară;
- randament ridicat (75 - 85 %);
- menținerea constantă a cuplului pe o plajă largă a turației;
- viteza de rotație poate atinge valori ridicate (pînă la 100000 rpm), fiind limitată doar de lagăre și de pierderile în fier;
- acoperirea cu succes a domeniului turațiilor joase, ceea ce conduce la eliminarea reductoarelor mecanice.

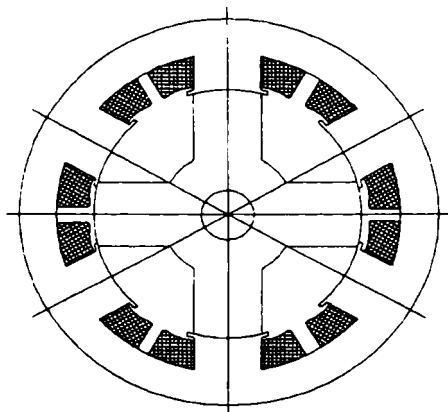


Fig.1.1. Schema unei secțiuni transversale prin MSPP-CS

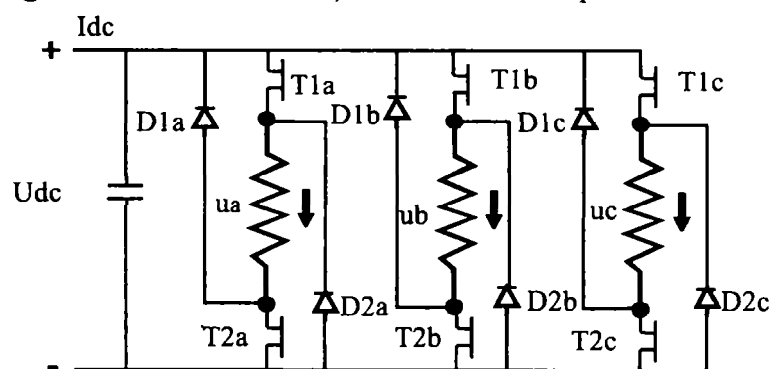


Fig.1.2. Convertorul static pentru alimentarea MSPP-CS

Alimentarea fazelor statorice se face secvențial prin ventile electrice convenabil dispuse

și care realizează conectarea la o sursă de curent continuu. O variantă de convertor static utilizat pentru comanda MSPP-CS este prezentată în figura 1.2. Deși au fost propuse și alte variante de MSPP-CS -uri și de convertoare de comandă a lor, cele prezentate în figura 1.1, respectiv 1.2, sunt cele mai răspândite.

Cuplul electromagnetic realizat este de natură magnetică, corespunzător cuplului electromagnetic reluctant al mașinii sincrone cu poli proeminenți. La alimentarea unei faze a mașinii, rotorul se orientează în așa fel încât polii rotorici cei mai apropiați de polii statorici ai fazei alimentate se situează în prelungirea polilor statorici ai fazei alimentate. Acesta este principiul reluctanței minime.

Comanda secvențială a ventilelor electrice se realizează prin semnalele prelucrate de sistemul de control, care preia informațiile primite de la un traductor de poziție montat pe arborele motorului.

În figurile 1.3 și 1.4 se exemplifică forma de variație a curentului care parcurge o fază a MSPP-CS1 pentru o viteză de rotație de 300 respectiv 5000 rpm.

Figurile 1.5 și 1.6 prezintă graficul cuplului electromagnetic total al unei astfel de mașini, în aceleași condiții.

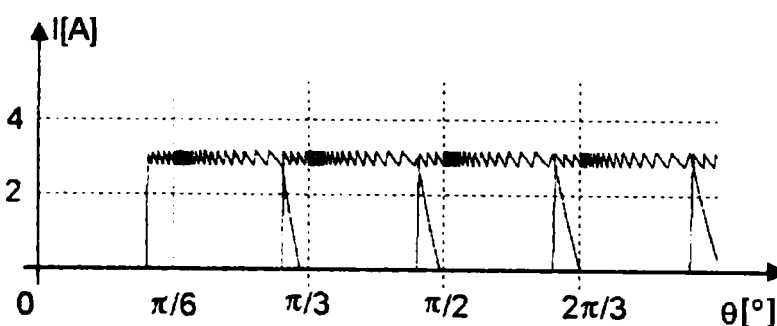


Fig. 1.3. Variația curentului la MSPP-CS la turație joasă

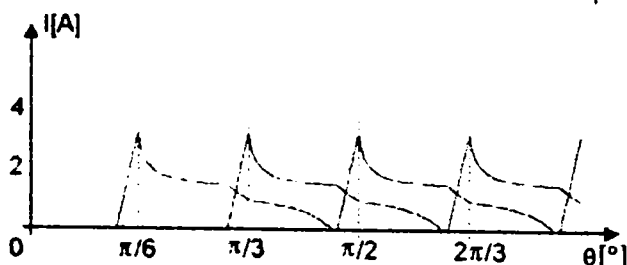


Fig. 1.4. Variația curentului la MSPP-CS la turație ridicată

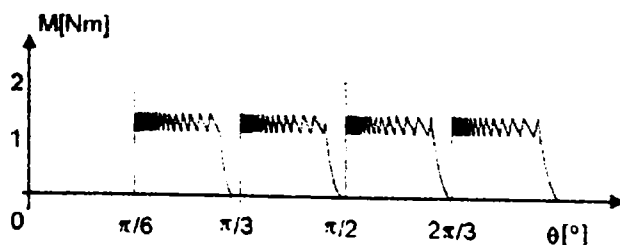


Fig. 1.5. Variația cuplului la MSPP-CS la turație joasă

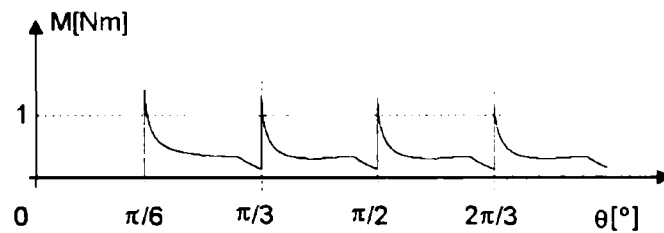


Fig. 1.6. Variația cuplului la MSPP-CS la turație ridicată

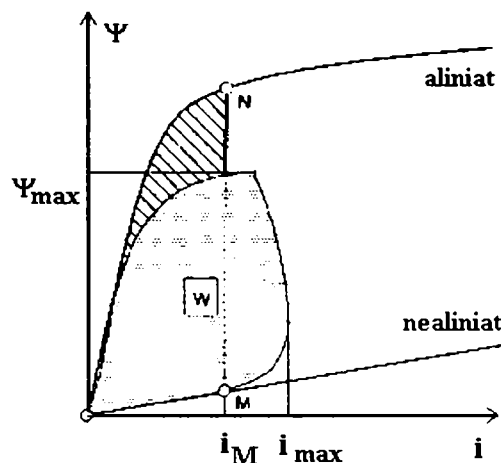


Fig. 1.7. Variația coenergiei magnetice la MSPP-CS

Se menționează că aceste patru grafice sunt rezultatele simulării comportării MSPP-CS1, existent în cadrul laboratorului de mașini electrice speciale, la Universitatea „Politehnica” Timișoara.

În figura 1.7 se prezintă forma de variație a coenergiei magnetice la MSPP-CS.

În figurile 1.8 – 1.11 se prezintă comparativ variația cuplului mediu, a fluxului pe fază, mărimea pulsațiilor cuplului precum și valoarea tensiunii magnetomotoare la șapte tipuri de motoare [93]. Semnificația notațiilor este următoarea:

MI	Mașina de inducție;
MSRV	Mașina sincronă cu reluctanță variabilă;
MSPP-CS	Mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială;
MMPE-CA	Mașina cu magneți permanenți exteriori de curent alternativ;
MMPE-CC	Mașina cu magneți permanenți exteriori de curent continuu;
MMPI	Mașina cu magneți permanenți interiori;
MMPS-CC	Mașina cu magneți permanenți statorici de curent continuu.

Față de motoarele sincrone cu înfășurări de excitație, electromagnetice sau cu magneți permanenți, aceste tipuri de motoare prezintă avantaje evidente, care nu mai necesită nici o argumentare.

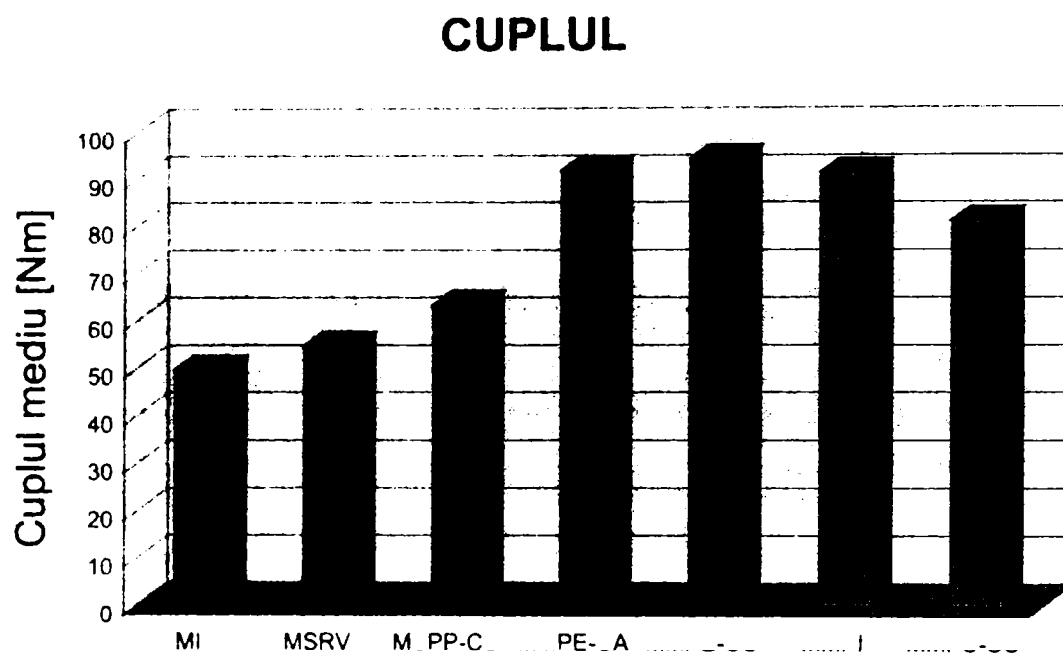


Fig. 1.8. Comparația cuplului mediu la 7 tipuri de mașini

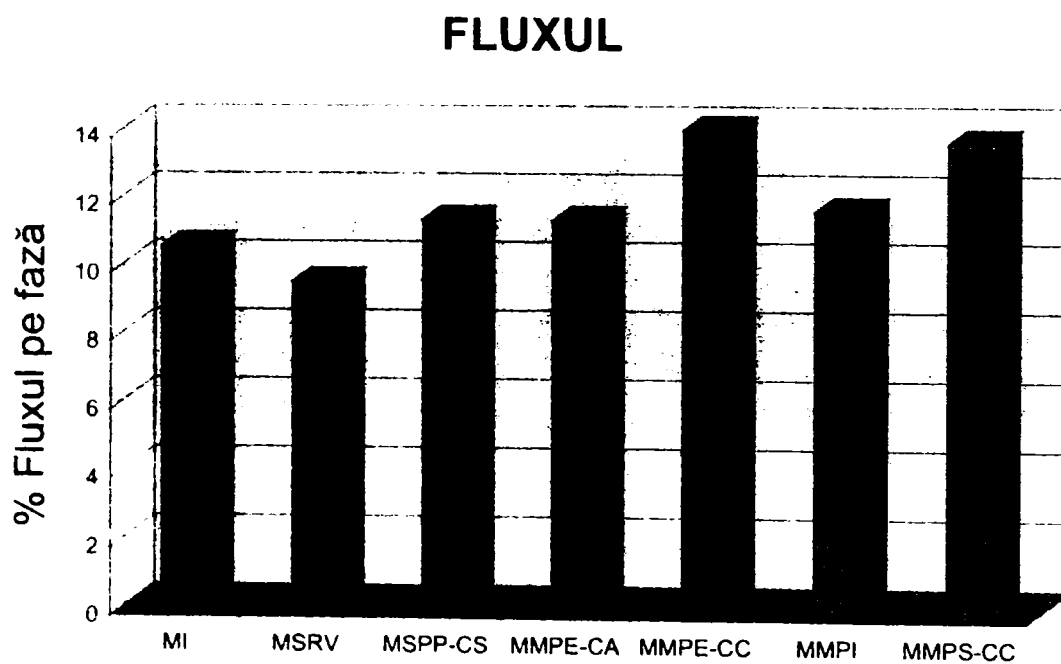


Fig. 1.9. Comparația fluxului la 7 tipuri de mașini

PULSAȚIILE DE CUPLU

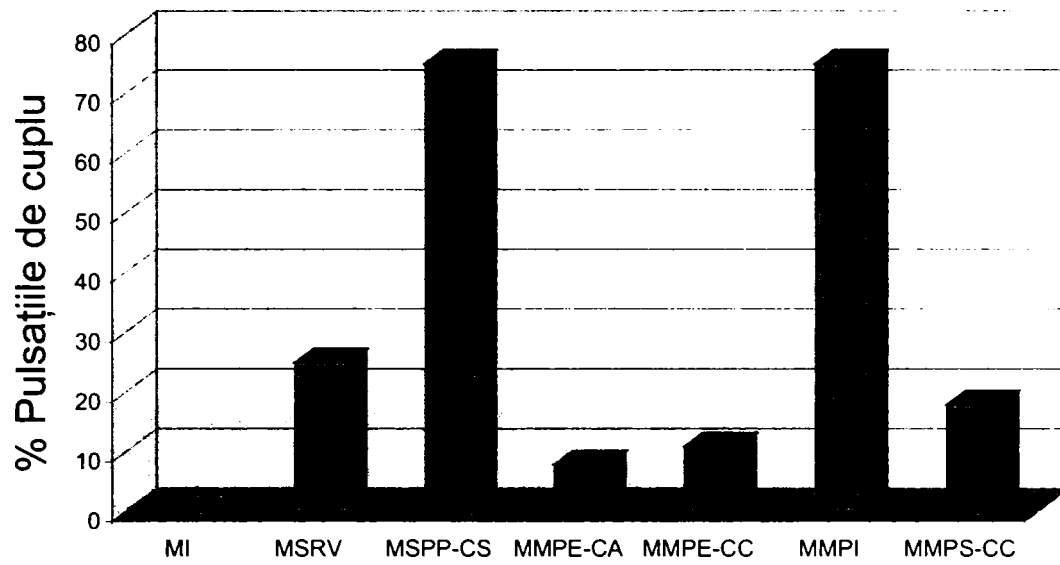


Fig. 1.10. Comparația pulsațiilor cuplului mediu la 7 tipuri de mașini

TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE

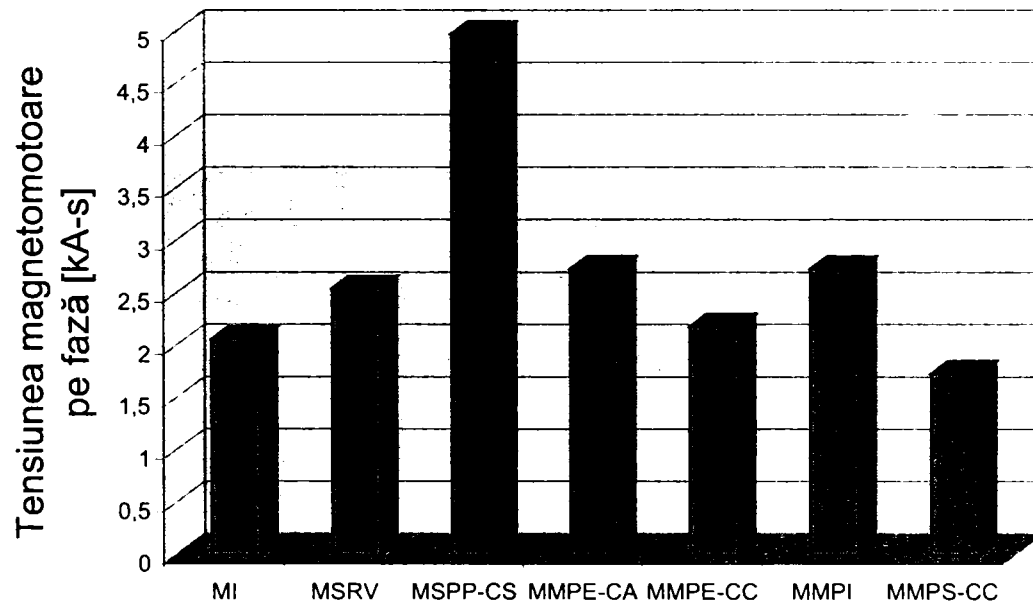


Fig. 1.11. Comparația tensiunii magnetomotoare la 7 tipuri de mașini

Față de motoarele de inducție, avantajele prezentate sunt următoarele: putere specifică mărită (P/G , W/kg), raport ridicat al cuplului față de momentul de inerție.

Alte avantaje ale MSPP-CS sunt:

- rată de defectare redusă;
- operare la viteze ridicate;
- modificare eficientă a turației;
- cost redus.

Principalele aplicații ale MSPP-CS se referă la:

- industria aerospațială;
- industria de automobile;
- industria de utilaje.

MSPP-CS are o funcționalitate limitată fără o comandă externă a curenților din înfășurări care la rândul ei nu e posibilă fără electronica de putere sau reglajul automat.

Numeroase lucrări descriu diverse aspecte ale proiectării respectiv comenzii MSPP-CS. Aceste abordări îmbracă forme începând de la analiză detaliată cu elemente finite și terminând cu modele neliniare de circuite magnetice complexe. Aspectele privind proiectarea, simularea, analiza și comanda vor face obiectul unor capitole separate, în cadrul cărora vor fi tratate detaliat.

1.2. Convertoare utilizate la alimentarea MSPP-CS

1.2.1. Generalități

Având în vedere că înfășurările statorice sunt alimentate cu curenți unidirecționali, convertoarele statice utilizate la MSPP-CS sunt simple în comparație cu cele utilizate la alimentarea mașinilor de inducție și sincrone.

Diferența esențială între convertorul pentru alimentarea MSPP-CS și cele utilizate la alimentarea mașinii de inducție constă în faptul că, pe când convertorul are circuite independente pentru fiecare fază statorică, invertoarele folosesc o configurație în punte, de obicei bifazată.

Cea mai convenabilă sursă de putere este o baterie sau o sursă redresoare de curent alternativ.

Acest paragraf încearcă să sintetizeze principalele tipuri de topologii de convertoare statice de putere folosite la alimentarea MSPP-CS.

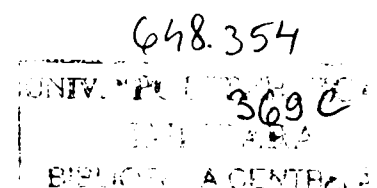
Costul cel mai important al unei acționări cu MSPP-CS îl reprezintă convertorul static de putere; este astfel deosebit de important ca acest convertor să corespundă perfect aplicației, pentru a se putea reduce la minim costul acestuia.

Pentru fiecare comutație a motorului, convertorul electronic de putere al MSPP-CS trebuie să furnizeze mai întâi o buclă pozitivă de tensiune, pentru a crește fluxul în înfășurarea fazei alimentate. Apoi, în al doilea rând, trebuie ca acesta să aibe posibilitatea să reducă tensiunea aplicată fazei, de îndată ce a fost atins nivelul dorit al curentului. În al treilea rând, trebuie să fie capabil să alimenteze faza cu o tensiune negativă pentru a se produce stingerea acesteia, fenomen cunoscut sub numele de bucla de tensiune negativă.

Primele două cerințe sunt de obicei întâlnite la convertoarele coborâtoare sau buck, care sunt alimentate de la o sursă de curent continuu. Condensatorul de netezire de la ieșire este de obicei înlăturat, iar înfășurarea motorului poate lua locul inductanței convertorului sau a sarcinii. Circuitul de recuperare a energiei este de obicei sub forma unui convertor de tip boost sau buck-boost

Din cauza curentului unipolar, apare posibilitatea utilizării unor convertoare statice care au mai puțin de două ventile pe fază. Pentru motoarele cu o singură fază, este necesar minim un ventil, însă pentru motoarele cu două faze trebuie, în principiu să se lucreze cu două ventile pe fază. Motoarele cu două faze pot lucra cu un singur ventil pe fază, dacă faza a doua este înseriată cu o diodă de fugă. Pentru un motor cu trei sau mai multe faze este necesar un convertor static cu un singur ventil pe fază pentru o flexibilitate totală a comenzii

Dacă alimentarea se face de la o sursă de curent continuu, ventilul trebuie să fie complet comandat (tranzistor bipolar, MOS, IGBT sau tiristor GTO) din cauza cerințelor de reversare la poziții precise ale rotorului și stingerea fluxului la fiecare comutare. Deci pentru motoare cu număr de faze $m \geq 3$, numărul ventilelor pe fază oscilează între 1 și 2.



1.2.2 Clasificarea convertoarelor pentru alimentarea MSPP-CS

Topologiile de convertoare statice de putere folosite la alimentarea acționărilor cu MSPP-CS publicate până în prezent pot fi grupate în șase categorii de bază [15]: convertoare în semipunte, convertoare cu recuperarea energiei capacitive, convertoare cu recuperarea energiei magnetice, convertoare cu recuperarea energiei cu circuite externe c.c.-c.c., convertoare disipative și convertoare cu autocomutație.

1.2.2.1. Convertoare în semipunte

Convertoarele în semipunte folosesc un număr de ventile și de diode pentru a permite ca înfășurarea fazei să fie conectată la tensiunea continuă de alimentare, astfel încât fazele să poată fi alimentate cu tensiune pozitivă, negativă sau zero. Fiecare ventil sau diodă este dimensionat la tensiunea de linie a sursei de alimentare. Fiecare fază "vede" exact tensiunea de alimentare, mai puțin căderile de tensiune pe ventilele în conducție. În acest caz nu este necesară nici o altă componentă de putere suplimentară, independentă de numărul fazelor. Totuși numărul componentelor necesare pentru o fază este destul de ridicat. Sunt necesare de asemenea un număr semnificativ de circuite de comandă ale ventilelor. Două dispozitive sunt întotdeauna în serie cu înfășurarea fazei motorului, ceea ce duce la o creștere a pierderilor în conducție. Există trei asemenea circuite specifice în această familie.

Cel mai utilizat tip de convertor static folosit pentru alimentarea MSPP-CS este acela cu două ventile pe fază (figura 1.12a).

După părerea Prof. T.J.E. Miller [76] acest circuit permite o maximă flexibilitate a comenzii cu un minim de componente pasive. Într-adevăr, reglarea curentului poate fi făcută cu un singur tranzistor (soft chopping), sau cu ambele tranzistoare de pe faza respectivă (hard chopping) iar deconectarea fazei se face întotdeauna prin blocarea ambelor tranzistoare de pe faza respectivă, aplicând astfel înfășurării de pe faza respectivă tensiunea inversă a sursei de alimentare. De asemenea tranzistoarele pot intra în conducție și pot fi blocate la orice unghi. Schema se poate completa pentru alimentarea unui motor cu n faze. Operarea unei faze este independentă de aceea a altor faze. Principalul dezavantaj al acesteia este că are costul mai ridicat deoarece utilizează câte două tranzistoare pentru fiecare fază.

În fig.1.12b, circuitul a fost modificat [80]. Alimentând un tiristor, se selectează care înfășurare a fazei este excitată. Această topologie reduce numărul dispozitivelor necesare pentru o înfășurare a unei faze. Totuși, trei dispozitive sunt întotdeauna în serie cu înfășurarea motorului, ceea ce duce la o creștere a pierderilor în conducție și la o scădere a tensiunii aplicate fazei.

În cazul convertorului în semipunte asimetrică cu circuit comun (fig.1.12c)[83], aceleași ventile și diode sunt utilizate de către mai multe faze. Acest lucru este avantajos în special pentru un număr ridicat de faze, dar chiar și în cazul sistemelor cu două faze, se reduce numărul componentelor electronice de putere. Singura limitare în operare este aceea că, pentru o pereche de înfășurări ale fazelor care utilizează același ventil și aceeași diodă, una

dintre faze nu poate avea aplicată o buclă de tensiune pozitivă în timp ce cealaltă are aplicată o buclă de tensiune negativă.

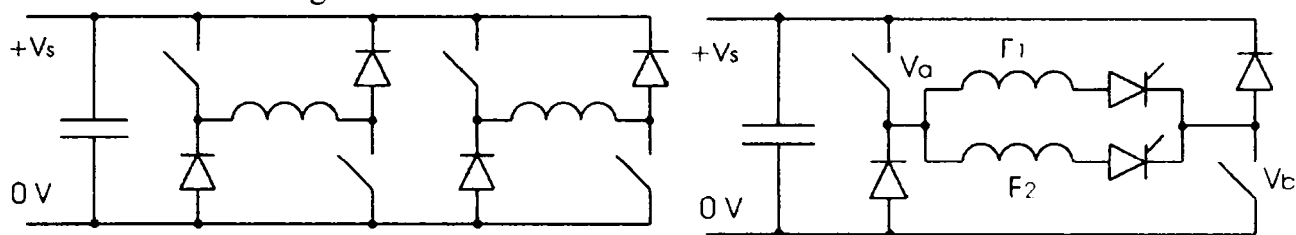


Fig. 1.12.a

Fig.1.12.b

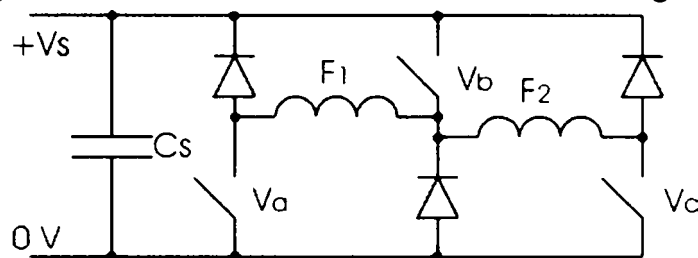


Fig. 1.12.c

1.2.2.2. Conversoare cu recuperarea energiei capacitive

În cazul conversoarelor cu recuperarea energiei capacitive, la stingerea unei faze, energia este transferată într-un condensator, astfel creându-se o tensiune de linie suplimentară. Condensatorul adițional este descărcat printr-un proces ulterior de energizare. Tensiunea pe condensator poate fi lăsată să crească rapid, crescând astfel tensiunea pentru stingerea fazei, și, în consecință, scăzând timpul de stingere a fazei respective. La alimentarea unei faze, poate fi astfel aplicată o tensiune mărită, ceea ce face ca intensitatea curentului să crească mai repede prin înfășurarea respectivă, într-o buclă de tensiune pozitivă de tip “boost”. Astfel, unghiurile de avans pot fi reduse, generând aceeași putere la ieșire dar într-un mod mai eficient. Sau, poate fi furnizată o putere mai mare la ieșire, pentru aceleași valori ale unghiurilor de avans. Aceasta este în special valabil la viteze ridicate, unde valorile mari ale tensiunii electromotoare inverse limitează creșterea curentului. Dacă curenții a două faze care utilizează același condensator se suprapun, fenomenul de creștere a tensiunii este diminuat, aceasta conducând la o încetinire a procesului de energizare și de-energizare a fazelor respective.

- a. *Convertorul de c.c. separat:* În cazul convertorului de c.c. separat (fig.1.13a), condensatorul de pe sursa de c.c. este înlocuit de două condensatoare în serie. Când ventilul V_1 al înfășurării fazei este în conducție, curentul parcurge înfășurarea fazei întâi. Dioda este alimentată invers, cu o cădere de tensiune V_s de-a lungul ei. Fazei îi este aplicată tensiunea condensatorului C_1 . Când ventilul V_1 este deschis, curentul trece prin dioda D_1 , iar înfășurării fazei îi este aplicată tensiunea condensatorului C_2 , ceea ce va produce descreșterea curentului din înfășurarea fazei respective. Transferul

de energie înspre și dinspre condensatoare trebuie să fie compensat pentru a se menține punctul comun al tensiunii, și astfel poate rezulta o pierdere a independenței în comutația fazei respective. În acest caz pulsațiile de curent în condensatoare sunt ridicate.

- b. *Converor ridicător de tensiune:* Converterul ridicător de tensiune paralel (fig.1.13b sus) constă într-un condensator și o diodă adăugate la un convertor mono sau polifazat, de tip semipunte asimetrică bifilară (secțiunea C) sau semipunte asimetrică cu circuit comun. Condensatorul de "boost" produce o creștere a tensiunii aplicate pentru energizare și de-energizare, pentru comutația în regim de motor. Toate dispozitivele semiconductoare, cu excepția diodei D_a , trebuie să fie dimensionate pentru tensiunea de "boost" (sau dublul acesteia pentru convertoarele bifilare), plus regimurile tranzitorii. Pentru versiunea serie a acestor convertoare ridicătoare de tensiune (fig.1.13b jos), tensiunea pe condensatorul de "boost" C_b este redusă, permițând utilizarea unei componente mai mici și mai ieftine.
- c. *Converter ridicător cu tensiune de linie auxiliară:* În cazul converterului ridicător cu tensiune de linie auxiliară (fig.1.14a), condensatorul C_b este comutat în interiorul sau în exteriorul buclei de tensiune pozitivă, prin intermediul ventilului V_a și a diodei D_a . Bucula de tensiune zero este posibilă, reducând astfel pierderile prin histereză și pulsațiile de curent ale condensatorului. A fost făcută și o modificare a acestui tip de convertor (fig.1.14b), în felul următor: a fost adăugat ventilul V_{a2} care este folosit pentru prevenirea circulației de curent cauzate de modificările valorilor inductivităților mutuale ale înfășurărilor fazelor.
- d. *Converter ridicător secvențial:* Converterul ridicător de tensiune secvențial (fig.1.13c) este similar în funcționare cu converterul ridicător cu tensiune de linie auxiliară serie, dar are în plus un câte un condensator de "boost" și o diodă de blocare pe fiecare fază.

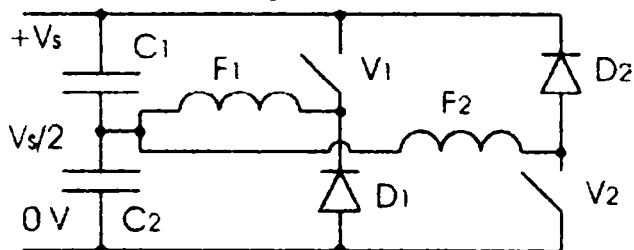


Fig 1.13a

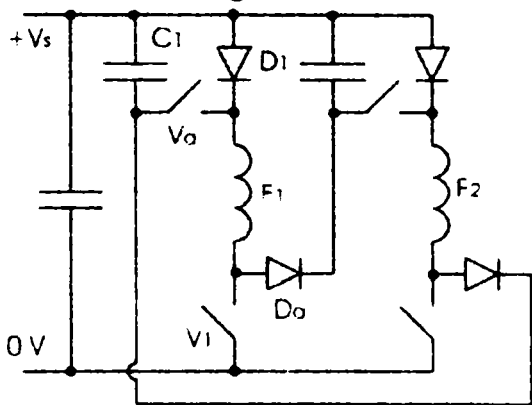


Fig 1.13c

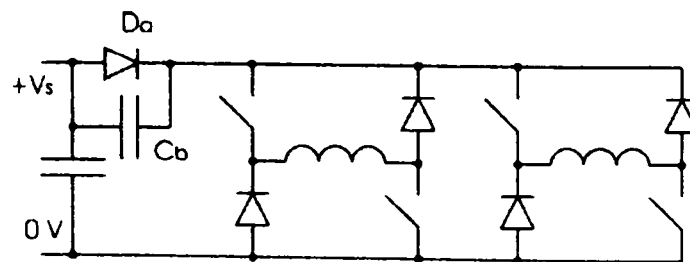
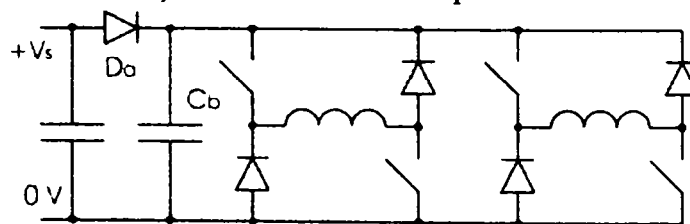


Fig 1.13b

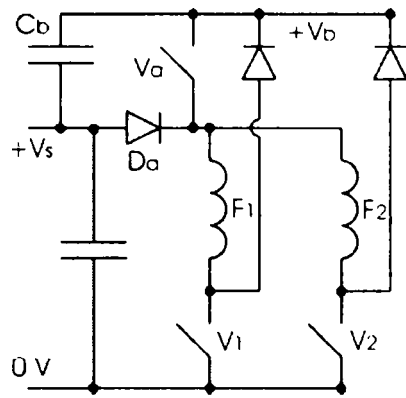


Fig. 1.14a

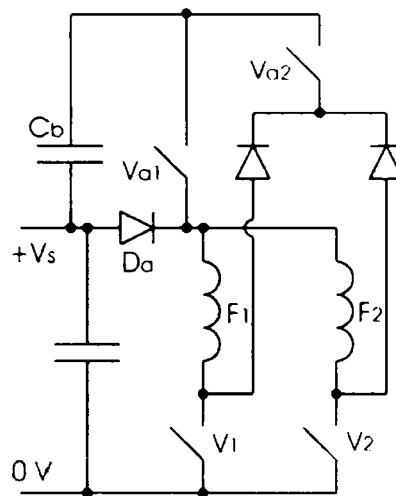


Fig. 1.14b

1.2.2.3. Convertoare cu recuperarea energiei magnetice

Circuitele pentru recuperarea energiei magnetice utilizează faptul că energia acumulată în câmpul magnetic al înfășurării fazei poate fi transferată către o a doua înfășurare cuplată cu aceasta. De acolo energia poate fi returnată sursei de curent continuu sau poate fi utilizată pentru energizarea înfășurării unei alte faze.

Într-un convertor bifilar (fig.1.15.)[45], înfășurările primară și secundară a motorului sunt cuplate. Curentul crește în înfășurarea principală, de îndată ce ventilul este pus în conducție, iar dioda în serie cu înfășurarea secundară este polarizată invers. La comutație, curgerea de curent se transferă din primar în secundar. Presupunând că avem o cuplare 1:1, aceasta înseamnă că tensiunea pe ventil în momentul blocării este de cel puțin $2V_s + dV$. Supratensiunea dV depinde de raportul numărului de spire și de gradul de cuplare dintre înfășurări. Pierderile în conducție ale ventilului sunt minimizate, deoarece doar un singur dispozitiv semiconductor de putere este în serie cu înfășurarea la un moment dat. La tensiuni scăzute, această configurație devine atractivă din moment de valoarea $2V_s + dV$ este limitată.

Convertorul (fig.1.16.) prezentat în [70] are o înfășurare auxiliară, introdusă în motor. Celelalte înfășurări sunt energizate într-o manieră convențională, folosind semipunți asimetrice. Comutând între bucla de tensiune zero și cea de tensiune pozitivă, poate fi astfel utilizat pentru a limita curentul prin înfășurarea fazei. Fluxul din înfășurările convenționale ale fazelor în regim de motor cuplează de asemenea înfășurarea fazei auxiliare. Când faza se stinge și intră în bucla de tensiune negativă, curentul din înfășurarea fazei preferă să se transfere fazei auxiliare în loc să se întoarcă în sursa de alimentare. În timpul buclei de tensiune pozitivă a fazei următoare, curentul din înfășurarea fazei auxiliare este blocat, astfel că, curentul se transferă din înfășurarea auxiliară către înfășurarea următoarei faze energizate. Aceasta îi permite curentului să crească rapid în înfășurarea respectivă, în regim de motor. Energia asociată cu fluxul care nu înlănțuiește înfășurarea auxiliară a fazei cu cea principală, trebuie eliminată prin de-energizarea convențională a înfășurării fazei principale. Acest tip de

înfășurare este de asemenea utilizată ca și o înfășurare excitată permanent în curent continuu, producând astfel o putere suplimentară la ieșire pentru un motor trifazat.

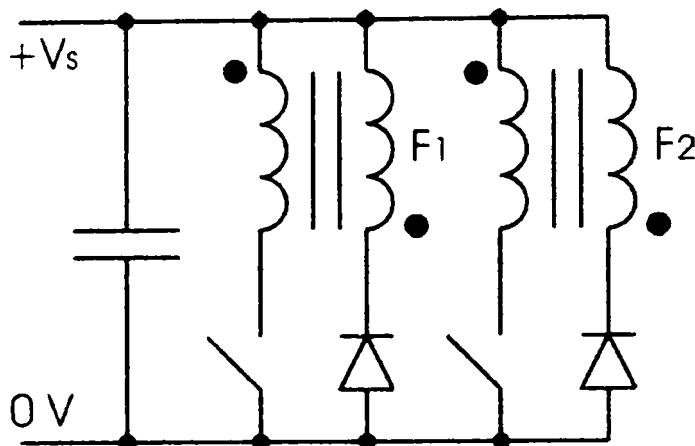


Fig. 1.15.

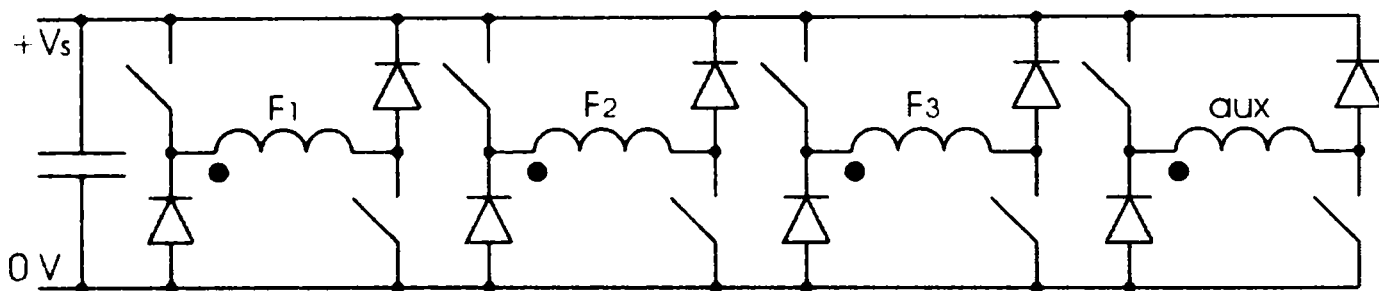


Fig. 1.16a

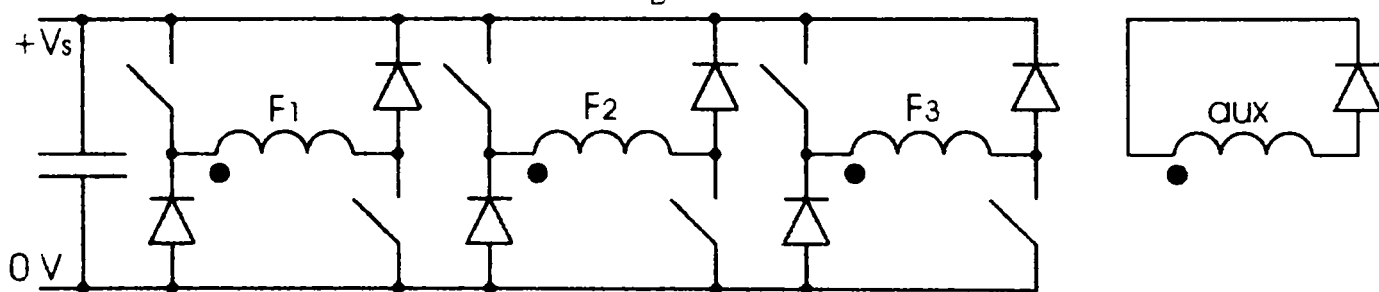


Fig. 1.16b

1.2.2.4. Convertoare cu circuit extern c.c.-c.c

Convertoarele de putere cu un circuit extern de recuperare a energiei c.c.-c.c. transferă energia înmagazinată în câmpul magnetic al înfășurării fazei către un condensator auxiliar. Pentru transferul energiei din condensatorul auxiliar către sistem este utilizat un convertor c.c.-c.c. Acesta asigură faptul că nici un condensator nu va fi sub- sau supraîncărcat. Pe când circuitele capacitive furnizează tensiune de "boost" pentru aprinderea sau stingerea fazei, circuitele cu convertor c.c.-c.c. furnizează potențial doar pentru una din cele două operații.

Pentru convertorul ridicător-coborâtor din fig.1.17a[94], componentele L_a , V_a și D_a formează un variator de tensiune continuă ridicător-coborâtor care alimentează un al doilea condensator de cuplare C_b . Înfășurările fazelor sunt energizate prin intermediul

condensatorului C_b , prin închiderea ventilelor V_1 sau V_2 . Deschiderea ventilului corespunzător fazei determină ca energia să fie transferată condensatorului C_s .

Convertorul cu condensator tampon se prezintă în două variante: varianta cu condensator serie (fig.1.17b) [94] și varianta cu condensator paralel (fig.1.17c) [94]. Energia este transferată de la condensatorul C_b către condensatorul C_s prin intermediul unui convertor tip "buck". Pentru versiunea serie, condensatorul tampon trebuie să fie dimensionat doar la bucla de tensiune de de-energizare, nu la bucla de tensiune negativă plus tensiunea de alimentare. În teorie, inductivitatea auxiliară poate fi înlocuită cu o fază a motorului, astfel încât energia înmagazinată în condensatorul tampon este recuperată în timpul ciclului motor. În acest caz, circuitul devine o combinație între un convertor cu condensator tampon și un convertor separat de c.c. Puterea care se transferă între faze trebuie echilibrată cu atenție, iar motorul trebuie proiectat ținând cont de acest lucru. Pentru a menține o tensiune permanentă pe condensatorul tampon, chiar și pe timpul comportării inverse celei de regim de motor, pentru majoritatea aplicațiilor sunt necesare condensatoare tampon de dimensiuni mari, care în același timp sunt și scumpe.

O modificare recentă a convertorului cu condensator tampon reduce valoarea VA a ventilelor semiconductoare și tensiunea condensatorului tampon (fig.1.17d). În plus a fost însă adăugată o diodă. Astfel este posibilă bucla de tensiune zero (de exemplu prin faza 1, D_1 și V_A). C_b poate fi descărcat prin V_A , L_A și D_{A2} . De asemenea a fost sugerată o modificare ulterioară, prin adăugarea a încă unei diode, în punctul X în fig.1.2.6.d, și care permite eliminarea inductorului L_A . Comportarea acestui circuit este similară cu aceea a convertoarelor cu recuperarea energiei capacitive.

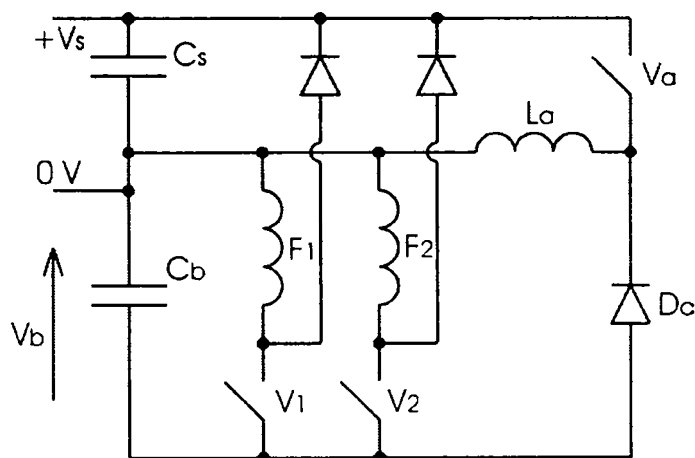


Fig. 1.17a

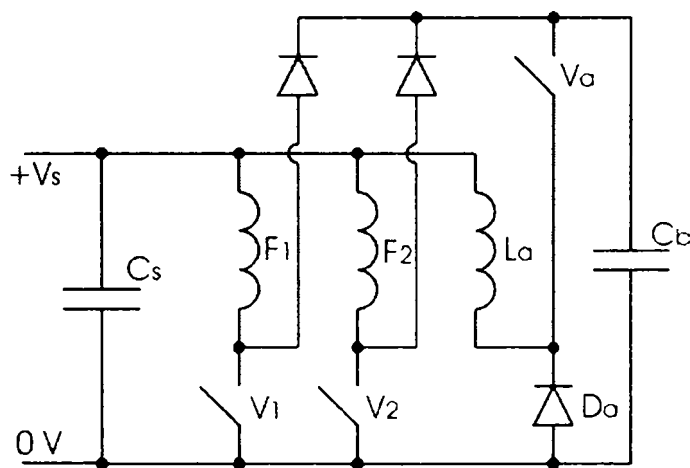


Fig. 1.17b

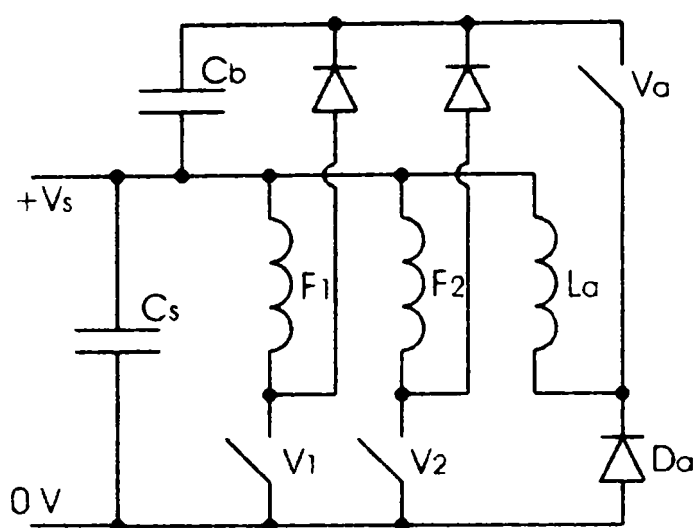


Fig. 1.17c

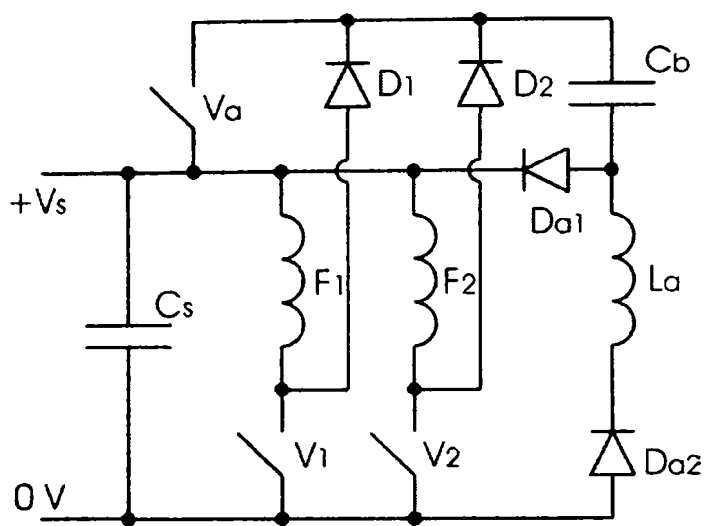


Fig. 1.17d

1.2.2.5. Converteoare disipative

Converteoarele disipative, după cum sugerează și numele, nu recuperează energia magnetică acumulată în inductivitățile înfășurărilor fazelor, ci o disipă. În special la puteri scăzute, această scădere a randamentului acționării poate fi contrabalansată prin simplitate, costul scăzut și numărul mic de componente semiconductoare utilizate. Pentru o fază sunt necesare un singur ventil și o diodă, în plus față de rezistorul tampon (fig.1.18a). Un circuit de tip “snubber” RC poate fi implementat cu ușurință prin adăugarea unui condensator (fig.1.18a-sus). Sunt necesare doar circuite de comandă legate la masă, deși pot fi adăugate și altele.

Dezavantajul principal al convertoarelor disipative este acela că randamentul lor este mai scăzut, comparativ cu alte tipuri de convertoare, din moment ce energia acumulată în câmpul magnetic al înfășurărilor fazelor nu este recuperată la sârșitul ciclului motor. În plus, dacă elementul disipativ este un rezistor, tensiunea buclei de tensiune negativă va avea tendința să cadă pe măsură ce curentul descrește. O diodă Zenner sau un condensator adițional vor ameliora această problemă, dar aceasta conduce la o creștere a prețului convertorului. Este necesar un rezistor cu o mare capacitate de disipare a energiei.

Convertorul din fig.1.18b adaugă convertorului cu rezistor tampon capacitatea de a asigura o buclă de tensiune zero. V_a selectează dacă circuitul se află în buclă de tensiune negativă sau zero. O modificare ulterioară (fig.1.18c[81]) adaugă un nou ventil. V_{a2} permite unei faze să lucreze în buclă de tensiune zero, în timp ce cealaltă se află în buclă de tensiune negativă.

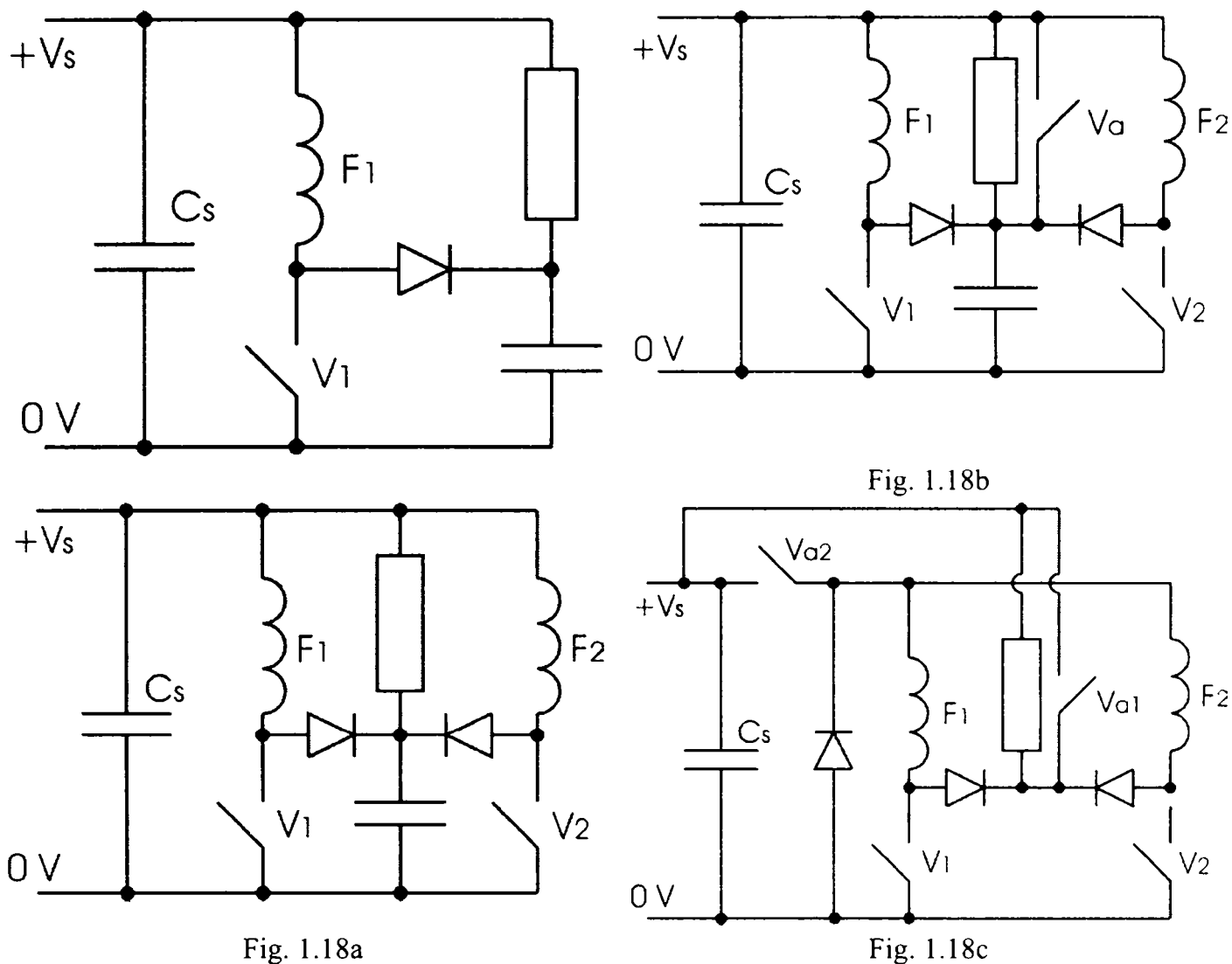


Fig. 1.18a

Fig. 1.18b

Fig. 1.18c

1.2.2.6. Convertoare cu autocomutație

Convertoarele cu autocomutație utilizează tehnicile rezonante pentru a comuta diferitele înfășurări ale fazelor motorului. Ca și rezultat, comutația ușoară (soft switching) reduce pierderile și solicitarea ventilelor. În acest caz pot fi utilizate ventilele cu autocomutație. Totuși, numărul componentelor necesare este destul de ridicat. De asemenea, trebuie să fie acceptate unele degradări ale performanțelor.

În cazul convertoarelor-sursă de curent (fig.1.19a) [45], prin comutarea unei faze se comută faza precedentă, iar operația poate fi împărțită în două etape, pentru fiecare înfășurare a fazei. În prima etapă înfășurarea fazei este străbătută de curentul I_s . Comutația are loc în momentul în care ventilul V_2 intră în conducție. Ventilului V_1 îi este aplicată o tensiune negativă, prin combinarea celor trei condensatoare. În acest moment I_s străbate pe V_2 . Condensatoarele sunt apoi încărcate până când polarizează pozitiv dioda D_2 . Ventilele V_{a1} și V_{a2} sunt utilizate pentru oprirea motorului. Cele trei condensatoare trebuie în prealabil încărcate.

În cazul convertoarelor rezonante serie (fig.1.19b) [81], dispozitivele semiconductoare comută la 0V. Văzut dinspre sursa de alimentare, circuitul este parțial rezonant. Pentru a

energiza înfășurarea unei faze, T_1 , T_2 și V_1 sunt în conducție. C_1 se supraîncarcă, forțând curentul prin inductivitatea L_a la zero. T_1 , T_2 și V_1 se blochează. Curentul prin înfășurarea fazei continuă să circule, descărcând parțial pe C_1 . T_1 , T_2 și V_1 sunt apoi închise din nou pentru a transfera mai multă energie către înfășurarea fazei. Alternativ, curentul prin înfășurarea fazei este lăsat să circule, până când condensatorul C_1 este încărcat negativ. Apoi doar V_1 este închis. Curentul circulă prin diodele D_1 și D_2 , astfel că energia este returnată sursei de alimentare.

Circuitul cu triac (fig.1.19c) [26] operează direct de la o sursă de curent alternativ, folosind o formă de control a unghiului de fază. Rezistorul variabil R_2 reglează timpul de încărcare al condensatorului C_2 și, de aici, unghiul de fază la care diacul conduce și comandă triacul. Astfel, R_2 controlează viteza motorului. Triacul poate fi comutat cu ajutorul tensiunii alternative, o dată ce condensatorul C_2 este scurtcircuitat de ventilul V . Când V este deschis din nou, circuitul RC se reîncarcă. De îndată ce este executată comutația triacului cu ajutorul tensiunii alternative de intrare, viteza de rotație maximă a acționării este limitată de frecvența tensiunii alternative de intrare.

În cazul circuitului în punte H (fig.1.19d) [30], curentul nu poate circula doar printr-o singură fază. Cel puțin două faze trebuie să fie alimentate. Dacă sunt în conducție înfășurările fazelor din stânga-sus și cea din dreapta-jos, ventilele din stânga-sus și dreapta-jos vor fi închise (în conducție). Când una dintre fazele de sus este stinsă, cealaltă este activă, astfel că suma curentilor care circulă prin fazele de sus (și prin urmare și prin cele de jos) rămâne aproximativ constantă.

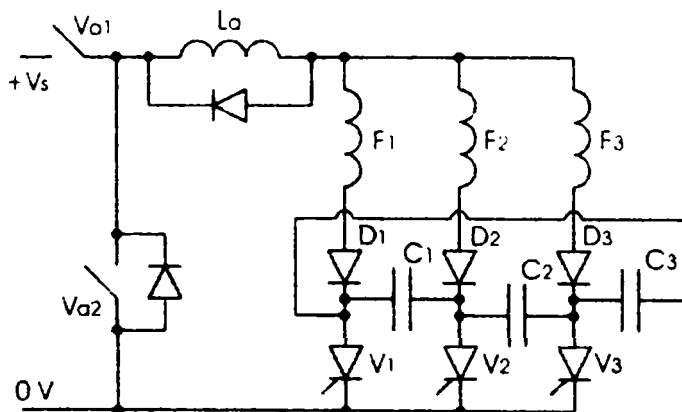


Fig. 1.19a

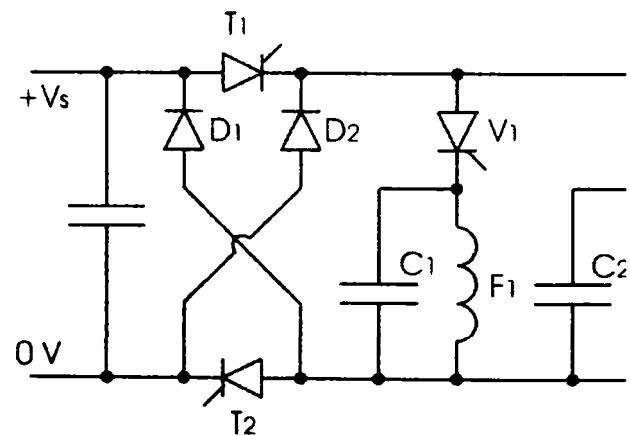


Fig. 1.19b

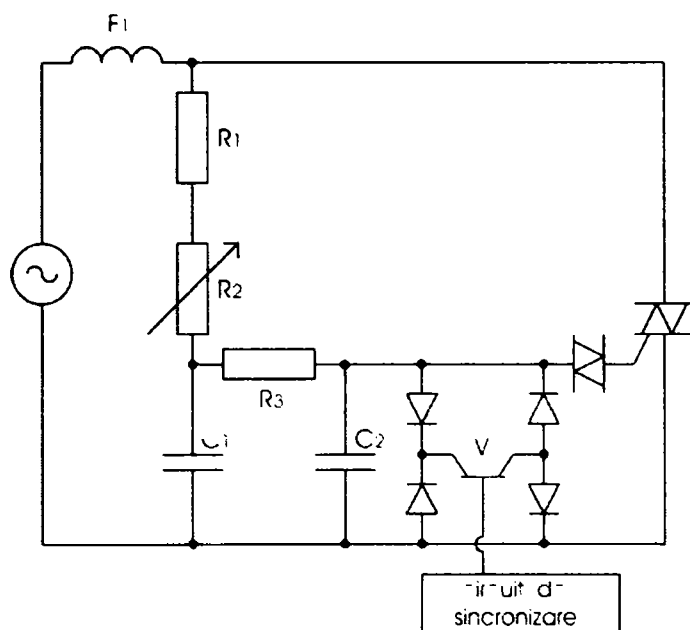


Fig. 1.19c

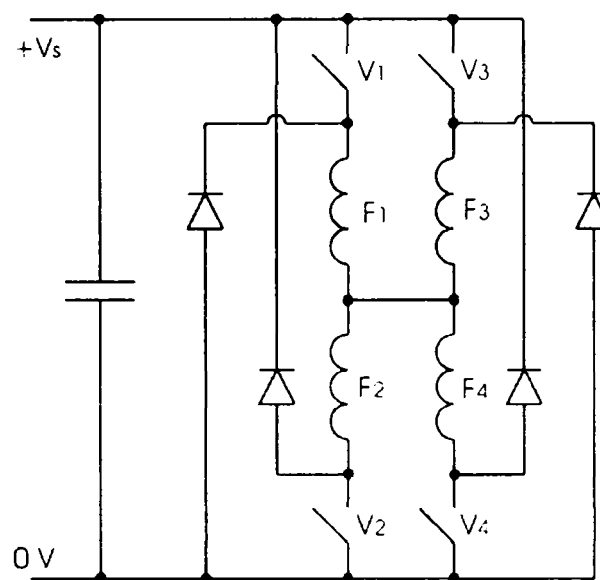


Fig. 1.19d

1.2.3. Concluzii

S-a arătat că în prezent, variantele publicate de convertoare pentru acționările cu MSPP-CS funcționează în unul din cele șase moduri. Anumite domenii, cum ar fi de exemplu recuperarea energiei capacitive, a fost ținta unor cercetări susținute. Alte domenii, cum ar fi recuperarea energiei magnetice, au fost în mare parte ignorate și oferă oportunitatea unor cercetări viitoare. Referindu-ne în termenii puterii transferate de dispozitivele semiconductoare, semi-puntea asimetrică, circuitele bifilare și cele cu sursa divizată se află printre acele convertoare cu aplicabilitate generală cu cele mai scăzute valori ale mărimii VA și, în multe cazuri, furnizează o soluție eficientă din punct de vedere al costului. Pentru acționările de joasă putere, convertorul disipativ cu a sa valoare VA scăzută poate fi o soluție. Pentru acționările cu viteze scăzute, convertorul cu triac poate fi privit ca soluție acceptată. Costul actual al convertoarelor depinde de asemenea de tensiunile tranzitorii și de costul componentelor pasive.

Costul ventilelor semiconductoare de putere variază considerabil. Nu doar valoarea VA a dispozitivelor este importantă, ci și valoarea medie și efectivă a curentului care străbate dispozitivele, frecvența de comutație, precum și tensiunea și curentul la activarea și dezactivarea unei faze.

Circuitele de comandă pe poartă impun un cost suplimentar pentru fiecare ventil.

Costul logicii de comandă este mai semnificativ în cazul acționărilor mici, cu număr redus de faze și mică putere. Un microcontroller ieftin și un singur senzor de poziție cu disc optic pot asigura un control adecvat al MSPP-CS care are o sarcină de tip ventilator. Pentru acționările care necesită un cuplu de pornire ridicat, în mod obligatoriu se impune a fi realizată o buclă de reacție a curentului.

Etajul de intrare conține un redresor cu o punte de diode, filtre pentru emisiile electromagnetice, circuit de protecție la supratensiune și posibil, un filtru activ.

Asamblarea convertorului include costul cablajului imprimat și al radiatoarelor. Evident, costul radiatoarelor este influențat de numărul de dispozitive electronice semiconductoare de putere.

Numărul de faze utilizate în acționare este de asemenea un factor semnificativ: în cazul unui număr scăzut al fazelor, doar puține circuite pot concura în ceea ce privește valoarea VA, în timp ce la un număr ridicat al fazelor, selecția posibilă este mai mare. Pentru motoare cu un număr scăzut de faze, circuitul în semi-punte asimetrică poate fi privit ca o topologie de referință, comparativ cu toate celelalte variante discutate. Pentru acționările polifazate, circuitul cu punte comună precum și alte convertoare cu un număr redus de ventile pot fi luate în considerare.

1.3. Comanda MSPP-CS utilizând procesoare numerice de semnal

Performanțele unui motor de c.a. depind în mare măsură de sistemul său de conducere. Utilizarea, în structura sistemului de conducere, a unui controler DSP permite implementarea algoritmilor în timp real performante și/sau realizarea unor sisteme cu număr minim de senzori și traductoare. Este posibilă chiar eliminarea senzorilor și traductoarelor.

Prin combinarea celor două tehnici se obține o reducere semnificativă a numărului de componente din sistem și implicit micșorarea prețurilor de cost.

În mod tradițional, comanda MSPP-CS a fost proiectată cu componente analogice relativ ieftine. Primul dezavantaj este inerent oricărei componente analogice: îmbătrânirea și variațiile de temperatură fac ca sistemul să aibă nevoie de ajustări regulate, mai mult decât atât, fiabilitatea sistemului scade o dată cu creșterea numărului de componente din care acesta este alcătuit, și, în final, orice îmbunătățire care trebuie adusă sistemului este mai greu de realizat. Un al doilea dezavantaj rezidă în limitările de eficacitate a structurilor de comandă analogice, cum ar fi de exemplu imposibilitatea implementării unor algoritmi de control adaptivi.

Toate aceste probleme sunt rezolvate prin utilizarea unei structuri numerice de comandă.

Controlerele sunt dispozitive electronice performante, folosite pe scară largă pentru diverse aplicații. Ele pot avea o arhitectură „von Neumann” (utilizează o unică magistrală de date și un singur spațiu de memorare atât pentru date cât și pentru program, sunt mai ieftine dar și mai lente deoarece codul program și datele nu pot fi încărcate simultan), „Harward” (separă memoria de date de memoria program și permite încărcarea ambelor în același timp, crește viteza de execuție dar necesită mai mulți pini de date) sau „Harward modificată” care utilizează o singură memorie externă și două memorii (de date și program) interne (TMS320C24x).

În funcție de preț, controlerele destinate controlului motoarelor sunt:

- de preț scăzut, care costă mai puțin de 2\$ (sunt pe 4 sau 8 biți și conțin un timer și un convertor A/D);
- de preț mediu, care costă între 2-5\$ (sunt, în mod normal pe 8 biți, dar pot fi și pe 16 biți, prețul lor variind funcție de tipul memoriei interne);
- de preț ridicat, care costă între 5 - 30\$ și sunt utilizate în sisteme de comandă de precizie necesare în strategii complexe de control; conțin un nucleu pe 16 sau 32 biți și un sistem complex de timere.

Pentru a rămâne competitiv, fiecare producător de controlere trebuie să acționeze permanent pentru reducerea costurilor, scăderea puterii consumate și reducerea radiațiilor electromagnetice (EMI) în conformitate cu prevederile regulamentare impuse de normele în

vigoare. Ca urmare a acestor constrângeri s-au elaborat algoritmi și tehnologii noi capabile să rezolve ambele cerințe.

De fapt, sistemele numerice oferă mult mai multe avantaje comparativ cu sistemele analogice.

Sunt eliminate în primul rând abaterile deoarece funcțiile sunt rezolvate numeric, îmbunătățirile pot fi aduse cu ușurință prin efectuarea de modificări în program iar numărul componentelor este redus deoarece sistemele digitale pot efectua mai multe funcții prin integrarea acestora într-o singură capsulă.

Pentru comanda și controlul motoarelor electrice se preferă procesoare DSP cu virgulă fixă deoarece sunt mai ieftine decât cele cu virgulă mobilă și, în majoritatea aplicațiilor este suficient un domeniu dinamic de 16 biți. Dacă și când este necesar acest domeniu se poate extinde (într-un procesor cu virgulă fixă) prin utilizarea unor programe capabile să efectueze calculele cu virgulă mobilă.

Performanțele unui MSPP-CS depind în mare măsură de comanda acestuia. Procesoarele numerice de semnal permit utilizarea algoritmilor în timp real precum și comanda fără senzori. Acestea combinate conduc în final la reducerea prețului de cost al întregului ansamblu.

Un procesor numeric de semnal (DSP) prezintă următoarele avantaje:

- permite reducerea prețului de cost al întregului sistem printr-o comandă eficientă pe toată plaja de turații, permițând o corectă dimensionare a circuitelor de forță;
- are capacitatea de a executa algoritmi performanți în scopul de a reduce pulsațiile de cuplu, având ca rezultat micșorarea vibrațiilor și creșterea timpului de viață;
- permite reducerea conținutului de armonici folosind algoritmi performanți ceea ce conduce la reducerea costului filtrelor;
- permite eliminarea senzorilor de poziție sau de viteză prin implementarea algoritmilor fără senzori (sensorless algorithms);
- reduce numărul tabelelor de căutare care are ca rezultat reducerea memoriei necesare;
- are capacitatea de a genera, în timp real, profile optime, line, rezultând performanțe îmbunătățite;
- poate genera ieșiri modulate în lățime de puls (PWM) cu o înaltă rezoluție;
- întregul sistem de comandă este înglobat într-o singură capsulă.

Pentru sistemele de comandă avansate, un procesor numeric de semnal mai poate realiza următoarele:

- permite o comandă a sistemelor complexe multi-variabile folosind metode inteligente cum ar fi rețele neuronale și logică fuzzy;
- permite realizarea unei comenzi adaptive. Procesoarele numerice de semnal au o viteză suficient de mare ca, în același timp să monitorizeze starea sistemului și să îl și comande.

Un algoritm de comandă dinamic se adaptează de la sine în timp real la variațiile de comportament ale sistemului;

- prin observarea spectrului de frecvențe al vibrațiilor mecanice pot fi evitate modurile de comportament eronat.

În figura 1.20 este prezentat un sistem de comandă care utilizează un procesor numeric de semnal [2].

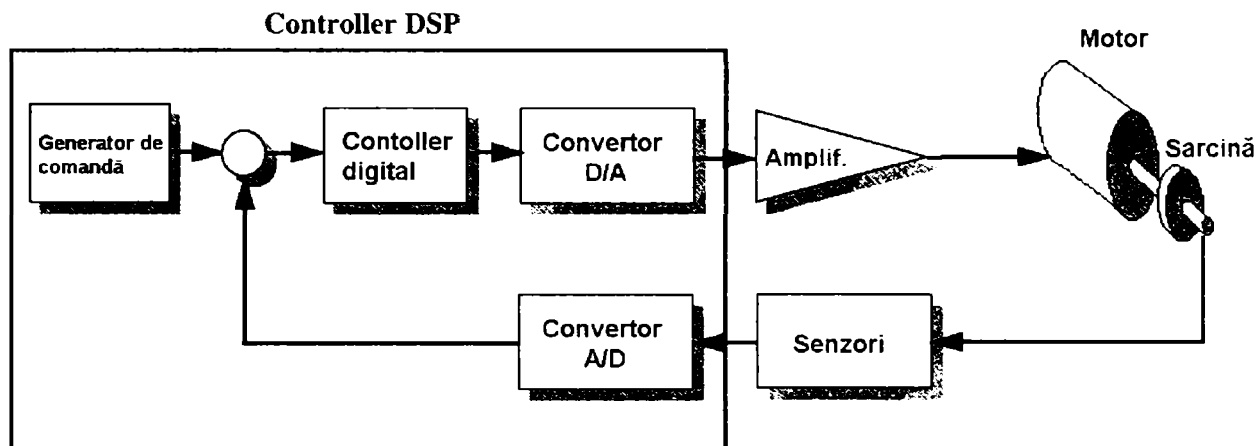


Fig.1.20. Sistem de control al MSPP-CS utilizând un procesor numeric de semnal

Având în vedere cele prezentate până acum, realizarea unui sistem performant de acționare cu MSPP-CS se va putea realiza doar prin utilizarea unui procesor numeric de semnal.

În acționările electrice funcția de bază a circuitului de conducere realizat cu DSP este reglarea variabilelor de ieșire ale întregului sistem - cuplu, turație, poziție, accelerație - în funcție de mărimile de prescriere de la intrare. DSP trebuie să realizeze achiziția mărimilor de prescriere, achiziția și procesarea variabilelor sistemului, implementarea algoritmilor de reglare și generarea semnalelor de comandă pentru electronica de putere. Pe lângă aceste funcții principale DSP poate realiza și o gamă întreagă de funcții auxiliare cum ar fi monitorizare, testare periodică, protecție ș.a.m.d.

2. Proiectarea mașinii sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială

Mașinile electrice (sincrone, de inducție, de curent continuu) au fost intens studiate în ultimele decenii. Proiectarea acestora este cunoscută și bine documentată. În sistemele cu reluctanță variabilă nu se pot aplica metodele de proiectare de la mașinile clasice datorită complicațiilor care apar prin natura constructivă și a principiului de funcționare. Cel mai important element care introduce complicații în proiectare este convertorul static de putere, sursa de alimentare a motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială.

Când se proiectează o astfel de mașină trebuie să se facă diferența între calculul unui motor cu viteză constantă alimentat trifazat sinusoidal și calculul unui motor cu viteză variabilă, alimentat de la un convertor electronic. În ultimul caz se va avea în vedere că mașina lucrează într-un domeniu larg de cupluri și turații.

2.1 Clasificarea metodelor de proiectare [46]

Dacă se pune accent pe construcția mașinii, aceasta poate fi :

- cu unul sau mai mulți dinți pe pol;
- cu unul sau mai multe pachete;
- cu rotor cilindric și întrefier radial sau rotor disc și întrefier axial;
- cu rotor intern sau extern;
- cu mișcare de rotație sau liniară;

O deficiență a metodelor de proiectare constructive este aceea că nu reliefează partea de proiectare intrinsecă a mașinii.

Mai utilă este clasificarea în:

- metode liniare;
- metode neliniare;
- metoda elementului finit aplicată câmpului magnetic, metodă care conduce la o estimare directă a performanțelor și la calculul parametrilor.

2.1.1. Metoda de proiectare liniară

W.H. Koch este unul din primii cercetători care a utilizat această metodă la o mașină trifazată cu 6 poli în stator și 4 poli în rotor. El a considerat că fluxul remanent are valori importante la fiecare deconectare. A utilizat în proiectare un coeficient având la bază fluxul remanent, pentru a arăta cum trebuie aleasă geometria mașinii la diferite caracteristici de

sarcină. Având în vedere că fierul a fost considerat un mediu ideal ($\mu \rightarrow \infty$) și că analiza s-a efectuat fără a menționa efectele curentului de conducție pe perioada descreșterii inductanței, rezultatele obținute nu sunt concludente.

Dificultățile de proiectare întâmpinate de Koch au fost depășite de W.F. Ray și R.M. Davis utilizând derivate în simplă aproximare pentru forma de undă a curentului în mașină. Astfel se pot determina componentele nominale ale convertorului. Calculele depind de liniarizarea inductanței, dar permit tensiunii comutarea în orice punct al ciclului. În acest caz s-a urmărit în principal dimensionarea convertorului.

T.J.E. Miller s-a bazat în metoda de proiectare abordată pe curentul de fază cu *palier de vârf*, metodă preluată apoi de R. Krishnan. Deși utilizabilă pentru condiții date, această analiză se poate aplica doar cu restricții, având în vedere că una din caracteristicile MSPP-CS o reprezintă variația formei de undă a curentului de fază.

2.1.2. Metoda neliniară

Fenomenul de saturație în MSPP-CS este important și inevitabil. Efectele saturației atât locale cât și totale scot în evidență complexitatea fenomenului. Acesta nu poate fi compensat utilizând doar un factor de saturație cum se procedează la motorul de inducție.

Majoritatea cercetătorilor care se ocupă de proiectarea MSPP-CS utilizează diferite tipuri de metode neliniare. În acest sens se pot aminti contribuțiile autorilor: L. E. Unnewehn la proiectarea motorului cu rotor disc, F.J. Vallese a motorului trifazat cu înfășurare bifilară, R. Thornton a motoarelor pentru instalații de ridicat, E. Amina a motoarelor de tracțiune și C. Polleck în analiza unui sistem cu număr mare de faze.

E.M.H. Kamerbeek compară MSPP-CS cu alte tipuri de motoare electrice de diferite gabarite și puteri, ajungând la concluzia că acestea sunt superioare tuturor tipurilor de motoare la puteri relativ mari.

Considerarea saturației în circuitul magnetic, propusă inițial de J. Jarret, a fost susținută argumentat de J.V. Byrne în lucrările sale. Ei au adus o contribuție deosebită la modelarea câmpului, simularea în proiectare a regimurilor saturate din mașină și determinarea relațiilor dintre cuplu și unghi. Întrefierul trebuie să fie cât mai mic pentru a asigura exploatarea optimă a motoarelor în regimurile saturate.

A. J. C. Bakhnisen arată că luarea în considerație a saturației fierului, izolat de restul mașinii, conduce la rezultate favorabile. P. J. Lawrenson, dimpotrivă, ajunge la concluzia că introducerea restricțiilor magnetice nu este de mare ajutor.

Existând o similitudine superficială între MSPP-CS și motorul pas cu pas, mulți cercetători au luat în considerare mașina cu mai mulți dinți pe pol. În acest caz tehnicile de proiectare se bazează pe raportul dintre lungimea întrefierului și lățimea dintelui. În acest sens se remarcă lucrările teoretice ale lui M. R. Harris și H. B. Ertan precum și cele finalizate practic de H. Bansch, R. Welburn și J.W. Finch. Ultimul dintre autori a aplicat o metodă valabilă pentru sistemul cu mai mulți dinți pe pol.

Există un grup de autori care descriu configurații sau metode de modelare a MSPP-CS mai puțin utilizate, de exemplu H.R. Bolton și C.C. Chan abordează metoda putere minimă -

cost minim la un motor monofazat cu rotor exterior din fier masiv. G. Franceschini abordează metoda controlului prin unghiuri determinate, iar J.H. Lang - aplicații cu servomecanisme.

Apariția generațiilor noi de calculatoare a creat posibilitatea rezolvării problemelor dificile legate de proiectare. Se pot scrie seturi de programe care să rezolve orice ecuații impuse de proiectare. Problema care se pune este ce ecuații trebuie să utilizăm.

T.J.E. Miller și N.N. Fulton abordează diferit metoda proiectării deși se bazează pe aceeași metodă analitică de calcul a performanțelor mașinii. Fulton utilizează o abordare riguroasă, clasică, cu rolul de a conduce spre un rezultat detaliat dar complicat, care să țină cont atât de geometria mașinii cât și de parametrii convertorului static de putere. Exactitatea metodei a fost verificată în decursul anilor pe un mare număr de gabarite de diferite puteri, turații și tensiuni de alimentare. Miller introduce un editor - bază interactiv care utilizează mai mulți parametri implicați pentru a determina performanțele mașinii.

Metoda de analiză trebuie aleasă înainte de a începe proiectarea. I.E.D. Pickup și P.T. Blenkinsop utilizează ecuații diferențiale neliniare care necesită evaluarea coeficienților diferențiali limitând precizia calculului. J.M. Stephenson a publicat o metodă care nu utilizează coeficienți diferențiali și, deși solicită puține date de intrare, este mai precisă.

J. Faiz propune pentru calculul preliminar al performanțelor MSPP-CS o metodă care se bazează pe utilizarea caracteristicii de magnetizare în cazul polilor aliniați și nealiniați. Esențială este stabilirea formulei fluxului de înlănțuire pentru o fază a motorului în funcție de curentul de excitație și de poziția unghiulară a rotorului. La un motor existent se pot obține valorile fluxului printr-un test static și se pot evalua prin simulare un întreg set de caracteristici.

Pentru obținerea unei familii de caracteristici flux/curent de excitație, Faiz propune utilizarea a două metode : metoda interpolării și metoda permeanțelor.

În cadrul metodei interpolării utilizează pentru curentul de excitație o expresie de forma:

$$i = i_a + (i_u - i_a) \cdot \frac{1 - \cos(\theta)}{2} \quad (2.1)$$

Dependența de poziția rotorului este dată de unghiul θ iar cea de flux prin valorile curenților i_a (corespunzător polilor aliniați) și i_u (corespunzător polilor nealiniați). La o variație a curentului de excitație între 1 și 10 A, se obține o familie de caracteristici ca în figurile 2.1a și b.

În cadrul metodei permeanțelor calculează valorile raportate ale acestora pentru un întrefier rectiliniu și o crestătură adâncă, pentru diferite valori ale unghiului rotoric, la un MSPP-CS cu 12/10 poli. Evaluează în final eroarea între metoda de calcul și cea de măsurare, constatând superioritatea metodei permeanțelor. Obține un cuplu static pentru valorile de saturație ale curentului ca în figura 2.2.

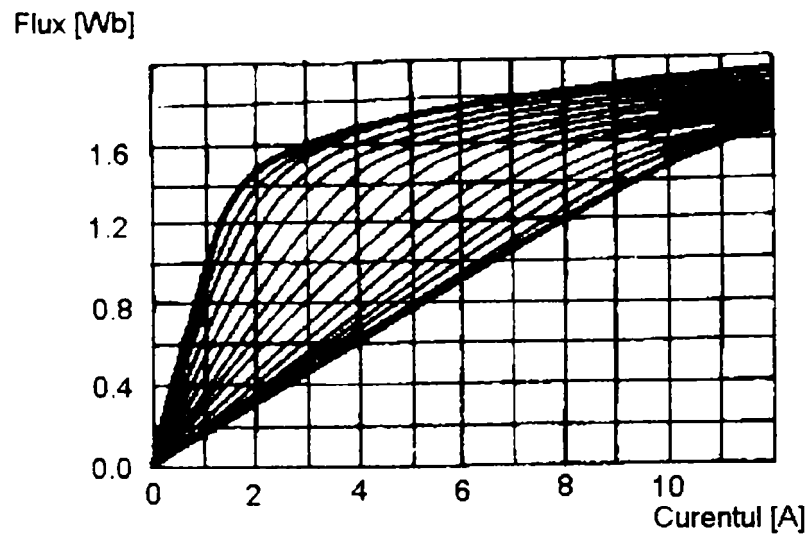


Fig. 2.1a. Variația fluxului în funcție de curent la MSPP-CS

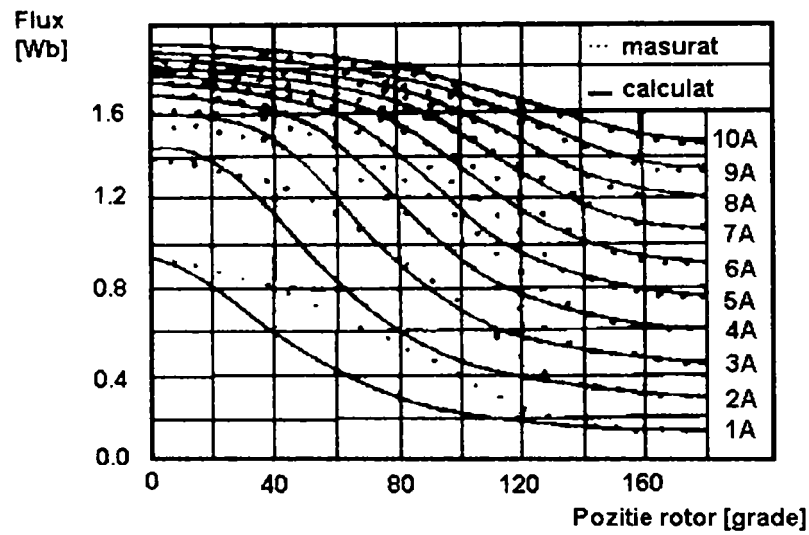


Fig. 2.1b. Variația fluxului în funcție de poziția rotorului la MSPP-CS

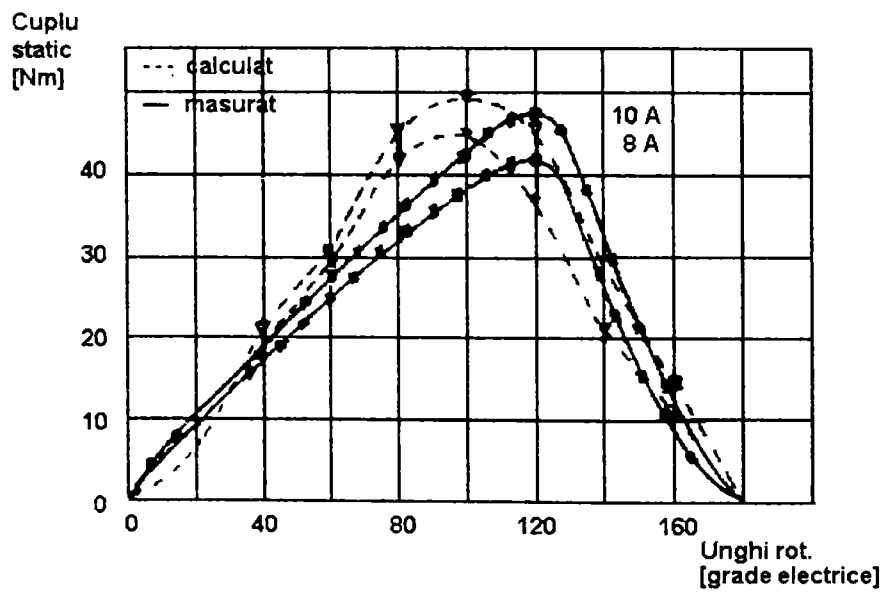


Fig. 2.2. Variația cuplului static la MSPP-CS la diferite valori ale curentului

2.1.3. Metoda analizei cu elemente finite [86]

Având în vedere creșterea puterii de calcul și a accesibilității în utilizarea tehnicii de calcul, aplicarea metodei de analiză cu ajutorul elementelor finite a devenit realitate și pentru proiectarea geometriei MSPP-CS. H. Bausch, R. Arumugan și G.E. Dawson au cele mai importante contribuții în acest sens.

În prezent există unități industriale care utilizează pachete de programe cu elemente finite în vederea investigării performanțelor MSPP-CS pe care le produc.

Pachetul de programe cu elemente finite a fost utilizat de Arumugan la proiectarea unei mașini trifazate cu un dinte pe pol, respectiv de Dawson la proiectarea unei mașini trifazate cu doi dinți pe pol. Prin această metodă au calculat cuplul electromagnetic al mașinilor.

J. Simkin a aplicat metoda elementelor finite la o structură tipică de MSPP-CS, ca problemă plană (bidimensională) și spațială (tridimensională).

Deși cu metoda elementelor finite se constată un progres evident, mai sunt multe greutăți de depășit în domeniul generării rețelei, determinării unghiurilor rotorice care introduc nesimetrii ale câmpului, etc. Necesitatea de a furniza soluții spațiale (tridimensionale) conduce la o substanțială complicare a cerințelor de calcul.

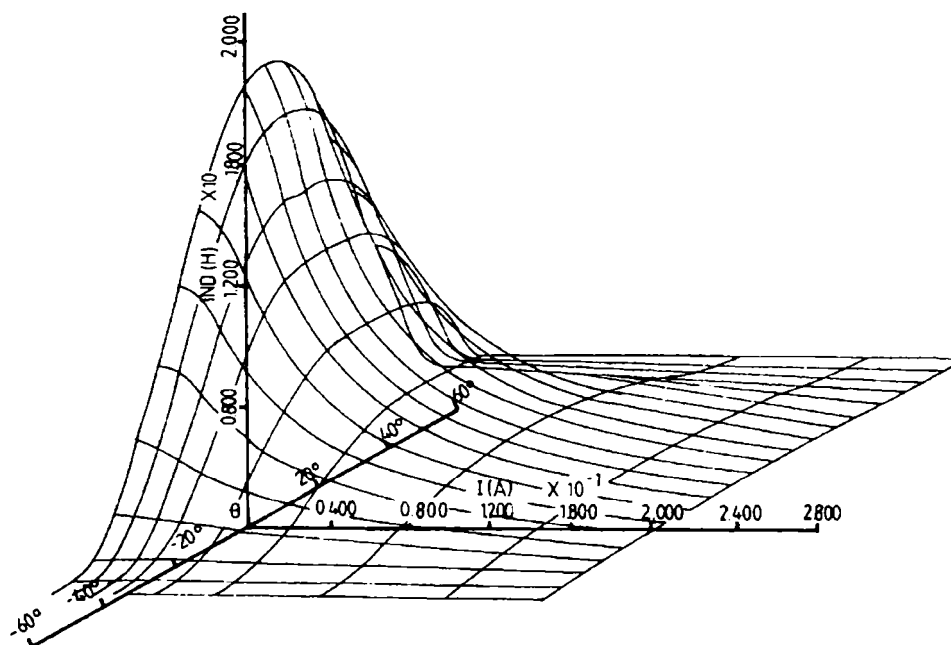


Fig. 2.3. Distribuția spațială a inductanței în funcție de curent și de poziția rotorului

Pentru studiul câmpului electromagnetic cu ajutorul elementelor finite la proiectarea mașinilor electrice se pot utiliza pachete de programe elaborate în acest scop, cum sunt: Flux 2D (MulticadSistemas e Computadores), MagNet (Infolytica), Ansys - PC / Magnetic (Swanson Analysis Systems), Ansoft, PC Opera (Vector Fields), Cosmos / M (Structural Research and Analysis). O problemă obișnuită bidimensională implică rezolvarea unui număr de aproximativ 5000 ecuații, pe când la o problemă spațială se ajunge la 30000 - 200000 de ecuații neliniare. De aceea rezolvarea problemei plane se face într-un timp de 10 ori mai scurt

decât a celei spațiale. Programele spațiale sunt eficiente la geometrii complicate. Utilizând un astfel de program se obține o distribuție a inductanței ca în figura 2.3.

2.2 Considerații privind metodele analitice de proiectare [57]

M. Jufer, M. Crivii și P. Poffet utilizează pentru determinarea caracteristicilor statice și dinamice ale MSPP-CS un model de calcul care ține seama de saturație, de pierderile prin histereză și de pierderile prin curenți Foucault. Pe baza acestui model a fost realizat un program CAO care a fost utilizat pentru optimizarea dimensiunilor geometrice ale motorului în scopul obținerii unui cuplu și randament maxim. Programul permite de asemenea calculul caracteristicilor motorului în regim de autocomutație.

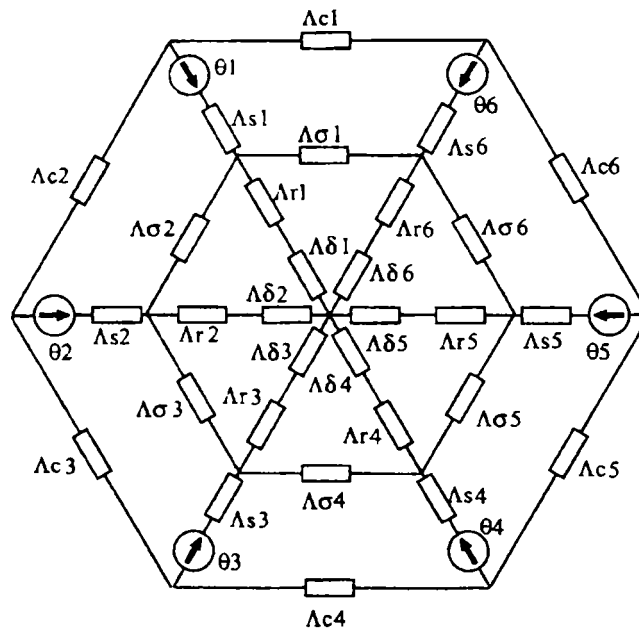


Fig. 2.4. Schema magnetică echivalentă a MSPP-CS

Modelul se bazează pe schema magnetică echivalentă a motorului, care permite reprezentarea distribuției de flux în tot motorul. În figura 2.4 este prezentată schema echivalentă de calcul a unui motor trifazat cu 6/8 poli.

Schema a fost stabilită ținând cont de următoarele ipoteze:

- material magnetic omogen în toate direcțiile;
- circuit magnetic împărțit în domenii mici astfel încât inducția magnetică să fie omogenă în fiecare element;
- întrefierul împărțit în tuburi de flux de suprafață constantă, astfel încât inducția magnetică să fie omogenă în fiecare tub.

Ipotezele descrise au permis împărțirea geometriei motorului în elemente saturabile (fier) și elemente nesaturabile (aer).

Permeanța întrefierului a fost determinată prin aproximarea liniilor de câmp cu drepte și arcuri de cerc. Prin analiza armonică a permeanței s-a calculat curba permeanței și primele 10 armonici, considerând 1000 de puncte pe pasul dentar.

Permeanța unui element saturabil a fost calculată ținând cont de curba de magnetizare a fierului, aproximată prin relații analitice:

$$B = \frac{a \cdot H^3 + b \cdot H^2 + c \cdot H}{H^2 + d \cdot H + e}; H \leq H_{\text{lim}} \quad (2.2)$$

$$B = B_{\text{lim}} + P \cdot (H + H_{\text{lim}}); H \geq H_{\text{lim}} \quad (2.3)$$

unde $(B_{\text{lim}}, H_{\text{lim}})$ este punctul limită de saturație. Coeficienții a, \dots, e și panta P sunt determinați utilizând curba de magnetizare a materialului.

Evaluarea pierderilor în fier în MSPP-CS este foarte importantă pentru calculul încălzirii, îndeosebi la viteze ridicate. Pierderile în fier pot fi calculate mai precis cunoscând nivelul inducției în fiecare element saturabil.

Pierderile prin histerezis sunt determinate calculând suprafața internă a unui ciclu de histerezis obținută la alimentarea prin impulsuri unipolare. Analiza efectelor produse de curenții Foucault arată că fluxul în tole nu este uniform la înaltă frecvență. Astfel se poate considera că permeabilitatea fierului scade cu frecvența, ca urmare a curenților induși.

Y. Kwon și K. Reichert [64] consideră saturația câmpului magnetic în MSPP-CS utilizând funcții polinomiale, exponențiale, interpolări parțial liniare sub formă tabelară, polinoame Spline și funcții exponențiale cu coeficienți dați de serii Fourier. Ultimele au fost verificate și s-a constatat că modelează exact fenomenul, comparând datele măsurate cu cele simulate.

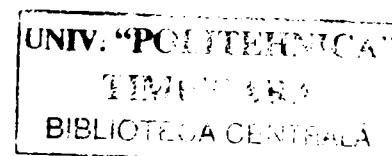
Fluxul de înlănțuire în MSPP-CS a fost modelat analitic pe baza rezultatelor experimentale, cu ajutorul relației:

$$\Psi(i, \theta) = a_1(\theta) \cdot (1 - e^{a_2(\theta)i}) + a_3(\theta) \cdot i \quad (2.4)$$

unde coeficienții a_1, a_2 și a_3 sunt dați de serii Fourier în funcție de poziția rotorului.

Lucrarea [56] prezintă cele trei tipuri de motoare sincrone cu comutație electronică: motorul de curent continuu fără perii, motorul pas cu pas și MSPP-CS. Pentru fiecare tip de motor sunt posibile multe structuri diferite. În aceste condiții alegerea cea mai bună pentru o acționare electrică poate fi foarte dificilă. Institutul Federal de Tehnologie din Elveția, Lausanne a dezvoltat un pachet de metode complete de proiectare și de programe, toate bazate pe aceeași procedură și utilizând aceleași resurse materiale. Principalele programe pentru fiecare tip de motor sunt: programul de proiectare, determinarea caracteristicilor statice (cuplu și inductanțe) și un program dinamic (incluzând acționarea și comanda). În lucrare se prezintă, cu rezultate tipice, metodologia de proiectare și metodele de modelare.

Un fapt deloc de neglijat în momentul în care se are în vedere proiectarea unui MSPP-CS este puterea, respectiv cuplul motorului care se dorește a fi obținut. Într-un fel se pune problema la o mașină mică, de o putere de până la 1kW și în alt mod apar lucrurile la mașinile



mari, de ordinul a sute de kW. Aceasta se poate vedea din studiul comparativ a două lucrări, și care tratează aceste aspecte.

Prima dintre ele [102] a fost publicată în anul 1991 și tratează proiectarea mașinilor cu reluctanță variabilă cu puteri sub 1 kW. Autorii, A. Weller și P. Trawinski furnizează formule simple pentru calculul principalilor parametri la o mașină cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici. Un fapt de semnalat este acela că, deși formulele de calcul sunt semiempirice, după cum le denumesc înșiși autorii, ele țin cont de saturația miezului magnetic prin utilizarea permeabilității relative $\mu_r(B)$. Datorită simplității lor, formulele nu sunt foarte precise dar pot fi utilizate pentru un calcul rapid al performanțelor unei astfel de mașini. În final poate fi realizată o optimizare a mașinii prin determinări experimentale și prin folosirea unor programe de calcul mai evoluate. De asemenea, utilizând programele de modelare cu elemente finite se poate calcula cuplul static în funcție de poziția rotorului precum și curentul pe fază. Comportarea dinamică a mașinii necesită programe de simulare mai complexe.

În cu totul alt mod se pune problema la motoarele mari, cu puteri de ordinul a sute de kW. O lucrare semnificativă în acest sens este cea publicată de Ferreira și Richter în anul 1993 [44].

Sub coordonarea companiilor General Electric Corporation și Sunstrand Aerospace a fost realizat proiectul detaliat al unui motor/generator MSPP-CS cu o putere de 250 kW destinat motoarelor de avion. Scopul final a fost de a demonstra fezabilitatea unei astfel de mașini.

Proiectarea detaliată a unei astfel de mașini presupune următoarele etape principale:

- definirea cerințelor și a mărimilor constante care se impun din exterior;
- analiza electromagnetică;
- analiza termică;
- calculul solicitărilor mecanice și analiza părții de reglaj;
- proiectarea mecanică și încadrarea finală.

Scopul analizei electromagnetice este acela de a selecta topologia optimă și configurația care conduce la un minim de greutate în condițiile unui randament cât mai mare. Aceasta se referă la numărul polilor statorici și rotorici, numărul spirelor pe pol în înfășurarea statorică, tipul de material din care e confecționat miezul magnetic, pierderile de putere, configurația înfășurării statorice. Construcția mașinii e simplă.

Înfășurările statorice sunt independente între ele, atât din punct de vedere fizic cât și din punct de vedere magnetic. Simplitatea construcției mașinii îi conferă o fiabilitate sporită. În proiectare, o atenție sporită trebuie acordată totuși modului în care se face răcirea înfășurărilor statorice precum și a structurii rotorului. Pierderile în înfășurarea statorică se compun din componenta continuă I^2R și din componenta de curent turbionar care e proporțională cu frecvența electrică de funcționare.

Ca valoare, pentru o mașină de 250 kW, pierderile totale în înfășurări variază între 12 kW și 13.8 kW, depinzând de viteza de lucru. În plus, distribuția câmpului magnetic în înfășurările statorice este neuniformă. Conductorii din apropierea întrefierului sunt expuși la o

densitate mai mare de flux magnetic. În acest caz, conductorul mai apropiat de polul statoric are cele mai mari pierderi de putere.

Soluția adoptată la mașinile de puteri mari și foarte mari este aceea a răcirii cu lichid a înfășurării statorice, folosind un conductor tubular din cupru pentru realizarea bobinelor respective.

O altă atenție în proiectare trebuie acordată structurii rotorice. Rotorul constă doar în tole laminate, rezultând o configurație robustă, ideală pentru vitezele mari de lucru la care este supusă mașina. Un element cheie pentru o proiectare mecanică robustă a rotorului este un calcul corect al pierderilor electromagnetice în rotor.

MSPP-CS are pierderi în rotor datorate distribuției nesinusoidale a fluxului. Pierderile prin histereză și cele prin curenți turbionari se ridică la aproximativ 6.5 kW la funcționarea în plină sarcină.

Aceste pierderi se obțin la o temperatură ridicată în tolele rotorice. Rezistența mecanică a materialului din care sunt confecționate tolele descrește în funcție de temperatură. Această problemă poate fi rezolvată prin utilizarea unui material din tole cu pierderi minime, de exemplu oțel vanadiu-cobalt. Analiza termică s-a efectuat pentru a determina distribuția temperaturii în tolele statorice și rotorice (din material magnetic) precum și în înfășurările statorice. Prima etapă o reprezintă estimarea temperaturii pentru conductoarele tubulare din cupru care formează înfășurarea statorică. Temperatura pentru cel mai fierbinte conductor poate atinge valoarea de 250 grade. A doua etapă este calculul distribuției termice în rotor și în materialul magnetic statoric.

La astfel de mașini un loc important îl ocupă calculul mecanic, realizat prin analiză cu elemente finite. Calculul arborelui precum și a lagărelor trebuie făcut cu mare atenție.

2.3. Estimarea pierderilor în MSPP-CS

La proiectarea unei MSPP-CS, un rol important îl are determinarea pierderilor în mașină.

Pierderile constau în pierderi în miez P_m și pierderi în înfășurările statorice P_{is} . P_{is} sunt proporționale cu pătratul valorii curentului efectiv care le străbate pe când P_m sunt în funcție de frecvența de excitație și de densitatea de flux.

Forma de undă a curentului nu e sinusoidală și este dependentă de condițiile de lucru. Faptul că această mașină lucrează cel mai adesea în diferite grade de saturație complică estimarea pierderilor în miez.

Având acestea în vedere, lucrarea [72] descrie o metodă de determinare a pierderilor în mașină în condiții de lucru incluzând și saturația. Sunt prezentate expresii generale pentru frecvența fluxului în diferitele părți ale miezului mașinii. Se arată că numărul frecvențelor (fundamentale) ale fluxului prezente simultan în mașină este în funcție de numărul de faze a motorului, deci pierderile în miezul mașinii sunt o funcție de curentul de excitație și de viteză.

Se demonstrează că majoritatea pierderilor în miez au loc în rotor. Se aplică o analiză Fourier separat pentru componentele fundamentală și armonicele pierderilor. Analiza Fourier

a fost folosită pentru a determina spectrul de armonici al fluxului în diferitele părți ale miezului. Se arată că există armonici de toate ordinele și au o influență semnificativă în special asupra pierderilor în miezul rotoric.

Pierderile în fier cresc o dată cu creșterea excitației și a vitezei. La excitații joase pierderile în miez sunt mai mari decât pierderile în cupru.

2.4. Exemplu de proiectare a MSPP-CS

Proiectarea MSPP-CS a fost tratată în detaliu în foarte multe lucrări. Procedura prezentată în cele ce urmează se dorește a fi o metodă de proiectare care urmărește în esență principalele aspecte ale proiectării acestei mașini, cu adaptare la unele cerințe de ordin practic. Având în vedere că în România nu există încă o companie care să producă în serie astfel de mașini, precum și acela că principalele firme producătoare de mașini electrice și-au orientat producția spre mașina de inducție, în procedura care se va prezenta s-a avut în vedere un aspect esențial care să conducă la reducerea costurilor de fabricație ale unei astfel de mașini, și anume posibilitatea adaptării unor elemente de la mașina de inducție, cum ar fi de ex: arborele, carcasa etc.

În scopul ușurării proiectării unei astfel de mașini, pornind de la metodologia de calcul care va fi detaliată în cele ce urmează, s-a conceput un program scris în Matlab, folosind interfața grafică de care acest program dispune, GUI (Graphical User Interface). Interfața este prezentată în figura 2.5. Codul sursă al aplicației este furnizat în Anexa 1.

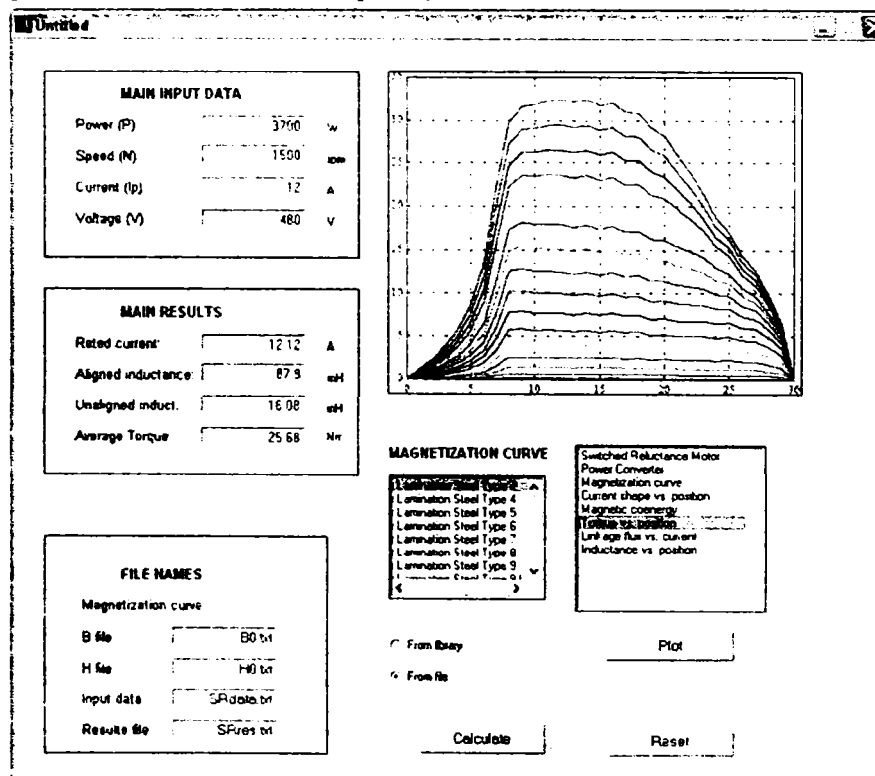


Fig. 2.5. Interfața grafică a programului MATLAB de proiectare a MPP-CS1

Proiectantul poate impune, pe lângă datele de proiectare, anumite elemente, cum ar fi diametrul exterior al mașinii și arborele, pentru a putea fi adaptată unei anumite tipuri de carcasă, tabla din care sunt confecționate tolele etc.

Programul permite utilizatorului să proiecteze mașina pentru un anumit ciclu de funcționare, cu 2 turații diferite, reversibile, și cu ciclu de pauză. Aceasta este util dacă se dorește de exemplu proiectarea unui motor care să echipeze o mașină de spălat. Metoda poate fi extinsă și la mai mult de două turații.

În continuare se va prezenta un exemplu de proiectare a unei mașini sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială, proiectare realizată în cadrul Laboratorului de Mașini Electrice Speciale de la Facultatea de Electrotehnică din Timișoara.

În urma analizării topologiilor MSPP-CS1, s-a ales varianta de motor cu trei faze, cu 4 poli rotorici și 6 poli statorici. Motorul va fi prevăzut să lucreze la două turații : 390 rpm și 2800 rpm, reversibile.

Puterea medie care se impune de către acționarea electrică este de aproximativ 300 W la turația de 2800 rpm. Constructiv se alege un întrefier al mașinii de 0.4 mm.

Deoarece programul de proiectare are ca și mărime de intrare cuplul nominal al mașinii, se va calcula cuplul nominal astfel încât mașina să aibă o putere de circa 300 W la turația de 2800 rpm :

$$P_n = M_n \cdot \Omega_n \Rightarrow M_n = \frac{P_n}{\Omega_n} \quad (2.5)$$

$$M_n = \frac{300}{\frac{2 \cdot \pi \cdot 2800}{60}} = 1.02 \text{ Nm} \quad (2.6)$$

Se consideră deci cuplul nominal al mașinii ce se va proiecta $M_n = 1 \text{ Nm}$.

Cuplul echivalent se alege egal cu cuplul nominal impus $M_{ech} = M_n = 1 \text{ Nm}$.

Se impune un curent nominal de funcționare a mașinii $I_n = 2.2 \text{ A}$. Curentul echivalent se ia de asemenea egal cu curentul nominal $I_{ech} = I_n = 2.2 \text{ A}$.

Curba de magnetizare a tablei electrotehnice a fost dată prin puncte, cu pasul pentru B de 0.01 T. Considerând că sunt destul de multe puncte, aproximația dintre două puncte succesive a fost făcută prin drepte.

Cu acestea, lista mărimilor de intrare arată astfel :

- cuplul nominal $M_n = 1 \text{ Nm}$;
- curentul nominal $I_n = 2.2 \text{ A}$;
- inducția în întrefier $B_\delta = 1.5 \text{ T}$;
- întrefierul $d = 0.4 \text{ mm}$;
- densitatea de curent $j = 3.5 \text{ A/mm}^2$;
- raportul $l = l/D = 1.2$;
- nr. de faze statorice $m = 3$;

- nr. de poli rotorici $p_r = 4$;

Din considerente de execuție, întrefierul s-a stabilit inițial la valoarea de 0.4 mm.

Ventile comandate care vor echipa convertorul static sunt de tipul IGBT.

Având în vedere aplicabilitatea motorului la o mașină de spălat automată, s-a considerat un ciclu de funcționare mediu după cum urmează:

- timpul de pornire, la cuplu maxim: $t_p = 1$ s;
- timpul de funcționare la cuplul nominal: $t_N = 5$ s;
- timpul de pauză: $t_o = 5$ s.

Alegând cuplul maxim cel corespunzător turației minime $M_p = 3$ Nm iar cuplul nominal $M_N = 1$ Nm, rezultă un cuplu echivalent de calcul al motorului conform relației:

$$M_{ech} = \sqrt{\frac{M_p^2 t_p + M_N^2 t_N}{t_p + t_N + t_o}} = \sqrt{\frac{3^2 \cdot 1 + 1^2 \cdot 5}{1 + 5 + 5}} = 1.2 \text{ Nm} \quad (2.7)$$

Curentul echivalent se va calcula pe baza relației:

$$I_{ech} = \sqrt{\frac{I_p^2 t_p + I_N^2 t_N}{\beta_p t_p + \beta_N t_N + t_o}} = \sqrt{\frac{6^2 \cdot 1 + 1.5^2 \cdot 5}{0.79 \cdot 1 + 0.79 \cdot 5 + 5}} = 2.2 \text{ A} \quad (2.8)$$

Calculul MSPP-CS1

1. Numărul de spire pe pol N_p

Se consideră inducția $B_d = 1.3$ T

$$N_p I = \frac{1}{\mu_o} B_d \delta \quad (2.9)$$

În cazul de față, cu $I_{ech} = 2.2$ A rezultă $N_p I = 414$ As de unde rezultă $N_p = 190$ spire pe pol.

2. Diametrul rotorului, D_r

$$\left| \frac{\partial \Lambda}{\partial \theta} \right|_{\max} = \frac{\mu_o l_m}{\delta} \cdot \frac{6}{\pi} \cdot a \quad (2.10)$$

Cuplul maxim pe pol $M_{p \max}$ se calculează în felul următor

$$M_{p \max} = \frac{1}{4} (N_p i)^2 \cdot \frac{\mu_o \lambda}{\delta} \cdot D^2 \quad (2.11)$$

deoarece $a = b = c$, (lățimea polului statoric este egală cu lățimea polului rotoric și cu înălțimea polului rotoric), condiție impusă la proiectare,

$$a = \frac{\pi \cdot D}{12}, \text{ se obține}$$

$$D_r = 0.072 \text{ m}$$

$a=b=c=18.84\text{mm}$. Rotunjind la întregul imediat superior, se obține valoarea lățimii polului statoric, $l_{ps}=19\text{ mm}$.

3. Lungimea mașinii l_m

$$l_m = \lambda \cdot D_r \quad (2.12)$$

se obține $l_m=0.0936\text{m}$

4. Secțiunea conductorului înfășurării

Admițând o densitate de curent $j=3.5\text{ A/mm}^2$

Rezultă următoarele valori pentru dimensiunea conductorului utilizat la realizarea înfășurării statorice:

$d_c=0.9\text{ mm}$

$$s_c = \frac{\pi \cdot d_c^2}{4} = 0.6362\text{mm}^2 \quad (2.13)$$

Din catalogul cu conductoare standardizate se alege un conductor care are diametrul exterior (inclusiv izolația emailată):

$d_{iz}=1.017\text{ mm}$

rezultând suprafața pe care o ocupă o spiră,

$$s'_c = \frac{\pi \cdot d_{iz}^2}{4} = 0.812\text{mm}^2 \quad (2.14)$$

5. Aria dintre doi poli statorici (S_{cr})

Se consideră un factor de umplere al creșterii $k_u=1.5$.

$$S_{cr} = 2 \cdot N_p \cdot s'_c \cdot k_u \quad (2.15)$$

În final se obține $S_{cr}=432.84\text{mm}^2$

6. Înălțimea polului statoric (h_{ps})

$$h_{ps} = \frac{S_{cs}}{c} \quad (2.16)$$

Se obține $h_{ps}=24.36\text{mm}$

Se acceptă rotunjirea la întregul imediat superior, astfel încât se alege $h_{ps}=25\text{mm}$

7. Diametrul exterior al statorului (D_{es})

$$D_{es} = D_r + 2 \cdot \delta + 2 \cdot h_{ps} + 2 \cdot h_{js} \quad (2.17)$$

h_{js} reprezintă înălțimea jugului statoric.

Din considerente de simetrie a distribuției fluxului statoric, se admite:

$$h_{js} = \frac{1}{2} a \quad (2.18)$$

Cu aceasta se obține $h_{js}=10\text{mm}$, și în final:

$$D_{es}=0.143\text{m}$$

8. Calculul solenației totale (V_s)

$$V_{\delta} = \frac{1}{\mu_0} \cdot B_{\delta} \cdot \delta \quad (2.19)$$

Se amite inducția în întrefier $B_d=1.3\text{T}$

Se obține în final $V_d=413.8\text{ As}$

$$\Phi = B_{\delta} \cdot a \cdot l_m \quad (2.20)$$

Se obține $\Phi=0.00231\text{ Wb}$

$$B_{ps} = \frac{\Phi}{S_{ps}} \quad (2.21)$$

rezultând

$$B_{ps}=1.3\text{ T}$$

Se utilizează tabla silicioasă de Târgoviște având caracteristica $B=f(H)$ dată în figura 4.13.

Se obține $H_{ps}=863\text{ A/m}$

$$V_{ps} = H_{ps} \cdot h_{ps} \quad (2.22)$$

rezultând $V_{ps}=21.6\text{ As}$

$$B_{js} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi}{S_{js}} \quad (2.23)$$

Având în vedere că $S_{js}=0.936 \cdot 10^{-3}\text{m}^2$

$$B_{js}=1.23\text{T}$$

$$H_{js}=690\text{ A/m}$$

$$l_{js} = \frac{\pi}{2} \cdot (D_r + 2 \cdot \delta + 2 \cdot h_{ps} + h_{js}) \quad (2.24)$$

Se obține $l_{js}=0.2085\text{m}$

$$V_{js} = H_{js} \cdot l_{js} \quad (2.25)$$

Rezultând $V_{js}=143.8\text{ As}$

$$B_{pr} = \frac{\Phi}{S_{pr}} \quad (2.26)$$

Calculând rezultă $B_{pr}=1.3\text{T}$

Din curba de magnetizare se obține $H_{pr}=863\text{ A/m}$

$$V_{pr} = H_{pr} \cdot h_{pr} \quad (2.27)$$

Având în vedere că $h_{pr}=19\text{ mm}$ se obține $V_{pr}=16.4\text{ As}$

$$B_{jr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi}{S_{jr}} \quad (2.28)$$

$$S_{jr} = h_{jr} \cdot l_m \quad (2.29)$$

$$h_{jr} = \frac{D_r - 2 \cdot h_{pr} - d_a}{2} \quad (2.30)$$

iar

$$d_a = \sqrt[3]{\frac{k \cdot M}{0.2 \cdot \tau_t}} \quad (2.31)$$

unde:

$k=3$, $M_{\max}=45 \text{ kgf}\cdot\text{cm}$ și $\tau_t=400 \text{ kgf}/\text{cm}^2$.

Se alege $d_a > 1.2 \text{ cm}$

$d_a = 1.5 \text{ cm}$

și se obține $h_{jr} = 9.5 \text{ mm}$

$$l_{jr} = \frac{\pi}{2} \cdot (d_a + h_{jr}) \quad (2.32)$$

rezultând $l_{jr} = 38.5 \text{ mm}$

$S_{jr} = 3602 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$

$B_{jr} = 0.3 \text{ T}$

$H_{jr} = 72 \text{ A/m}$

$$V_{jr} = l_{jr} \cdot H_{jr} \quad (2.33)$$

rezultă $V_{jr} = 6.7 \text{ As}$

$$V_{\Sigma} = 2 \cdot (N_p \cdot I) = 2 \cdot (V_{\delta} + V_{ps} + V_{pr}) + V_{js} + V_{jr} \quad (2.34)$$

După efectuarea calculelor rezultă $V_{\Sigma} = 1053.30 \text{ As}$

Cu această valoare se recalculează curentul echivalent

$$I'_{ech} = \frac{V_{\Sigma}}{2 \cdot N_p \cdot I} \quad (2.35)$$

și rezultă valoarea $I'_{ech} = 2.75 \text{ A}$

9. Calculul pierderilor (P_s)

$$P_{\Sigma} = P_{Cu} + P_{Fe} \quad (2.36)$$

9.1. Pierderile Joule ($P_{Cu, fază}$)

$$P_{Cu} = I_{ech}^2 \cdot R \quad (2.37)$$

$$R_{Cu, fază} = \rho_{Cu} \cdot \frac{2 \cdot N_p \cdot l_{spira}}{s_c} \quad (2.38)$$

Lungimea unei spire se calculează cu formula:

$$l_{spira} \cong 2 \cdot (a + l_m) \cdot k \quad (2.39)$$

unde $k=1.5$

și rezultă valoarea $l_{spira} = 0.3375 \text{ m}$

Rezistența unei faze este în aceste condiții $R_{Cu, fază} = 4.3 \text{ W}$.

și pierderile Joule pe fază: $P_{Cu, fază} = 32.5 \text{ W}$

9.2. Pierderile în fier (P_{Fe})

Conform R.Richter, Mașini Electrice, vol.I. pag. 151. rel.204, pierderile în fier se pot calcula în funcție de frecvență, cu formula:

$$p_{Fe} = \left[\varepsilon \cdot \frac{f}{100} + \sigma \cdot \left(\frac{f}{100} \right)^2 \right] \cdot B^2 \quad (2.40)$$

unde se consideră $\varepsilon=2.4$, $\sigma=0.6$ și $B=1.3$ T.

Numărul de impulsuri pentru o rotație (n_i) se calculează astfel:

$$n_i = m \cdot 2p_r \quad (2.41)$$

unde m reprezintă numărul de faze iar p_r reprezintă numărul de perechi de poli rotorici
În aceste condiții $n_i=12$.

Se consideră cazurile pentru cele două turații:

cazul a: $n=310$ rpm = 5.166 rps

$12 \cdot 5.166=62$ imp/s

$f_{calcul}=1/2 \cdot 62=31$ Hz

$p_{Fe}=1352$ W/kg

$P_{Fe}=6.76$ W

cazul b: $n=2840$ rpm = 47.3 rps

$12 \cdot 47.3=567.6$ imp/s

$f_{calcul}=1/2 \cdot 567.6=283.8$ Hz

$p_{Fe}=19.68$ W/kg

$P_{Fe}=98.4$ W

10. Calculul randamentului (η)

cazul a: $n=310$ rpm

$$P_{arb} = M_{ech} \cdot \Omega \quad (2.42)$$

$$\eta = \frac{P_{arb}}{P_{arb} + P_{\Sigma}} \quad (2.43)$$

rezultă $P_{arb}=58.4$ W

$P_{\Sigma}=39.28$ W

$\eta=0.6$

cazul b: $n=2840$ rpm

rezultă $P_{arb}=535$ W

$P_{\Sigma}=131$ W

$\eta=0.8$

Tabelul 2.1 sintetizează principalele date ale motorului rezultate în urma proiectării

Tabelul 2.1

Nr.crt	Mărimea	Simbolul	Valoarea
1	Cuplul electromagnetic de calcul	M_{ech}	1.8 Nm
2	Curentul echivalent	I_{ech}	2.75 A
3	Puterea la arbore (pentru M_{ech})	n= 2840 rpm	P_{arb} 58.40 W
		n=310 rpm	535 W
4	Randamentul	n= 2840 rpm	η 0.80
		n=310 rpm	0.60
5	Diametrul exterior statoric	D_{es}	0.143 m
6	Lungimea mașinii	l_m	0.0936 m
7	Numărul de spire pe pol	N_p	190
8	Diametrul conductorului	neizolat	d_{Cu} 0.9 mm
		Izolat	d_{iz} 1.017 mm
9	Diametrul rotorului	D_r	0.072 m
10	Lățimea polului statoric	a	19 mm
11	Lățimea polului rotoric	b	19 mm
12	Înălțimea polului statoric	h_{ps}	25 mm
13	Înălțimea polului rotoric	h_{pr}	19 mm
14	Inducția în întrefier	B_δ	1.3 T
15	Greutatea circuitului magnetic	G_{Fe}	6.84 kg
16	Greutatea cuprului (6 poli)	G_{Cu}	4.4 kg
17	Greutatea materialelor active	G_a	11.24 kg

Figura 2.6 prezintă secțiunea prin motorul proiectat iar figurile 2.7 – 2.9 prezintă motorul asamblat, precum și rotorul și statorul separat, realizat la firma ELECTROMOTOR Timișoara și existent în Laboratorul de Simulări Numerice al Universității „POLITEHNICA” din Timișoara.

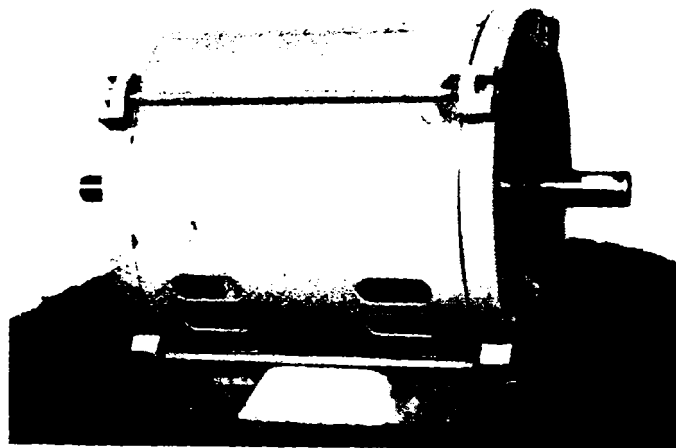
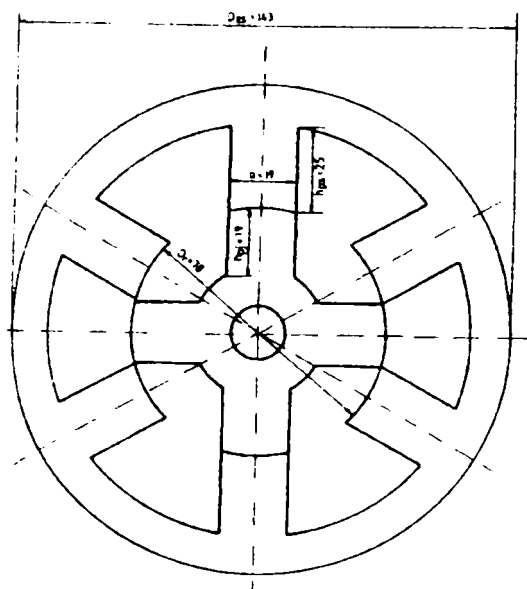


Fig. 2.6 MSPP-CS1 Secțiune transversală (proiect) Fig. 2.7 MSPP-CS1 – Realizare practică

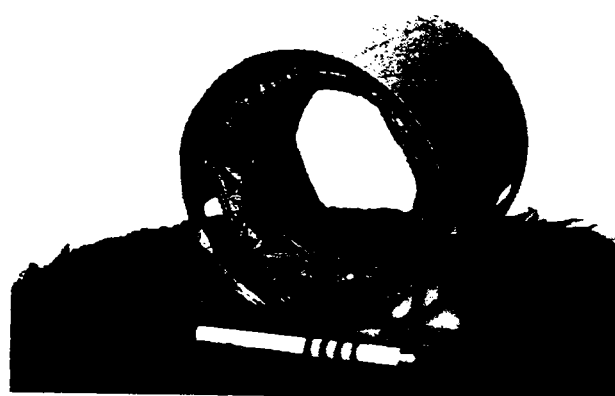
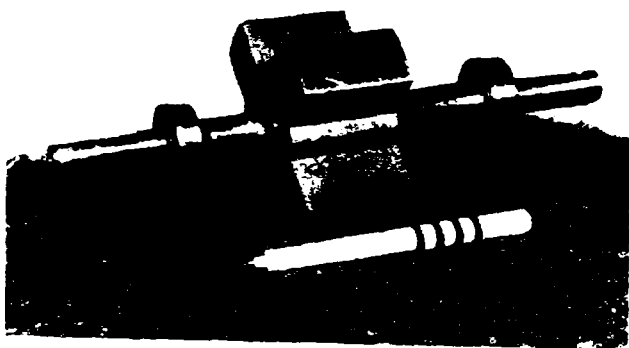


Fig. 2.8 MSPP-CS1 – Realizare practică (rotorul) Fig. 2.9 MSPP-CS1 – Realizare practică (statorul)

Programul de proiectare dispune de două posibilități de optimizare :

- optimizare a randamentului mașinii;
- optimizare a greutateii materialelor active.

Considerând ca parametru inducția în întrefier B_{δ} care poate varia între anumite limite impuse prin datele inițiale de către proiectant, se pot obține diferite variante optime ale mașinii. În urma unor teste de optimizare a randamentului și a greutateii, respectiv a costului materialelor active, s-au obținut următoarele rezultate:

1. La turația de 2800 rpm

- în cazul optimizării randamentului se obține o inducție în întrefier $B_{\delta}=1.140$ T;
- în cazul optimizării greutateii se obține o inducție în întrefier $B_{\delta} =1.498$ T;

2. La turația de 390 rpm

- în cazul optimizării randamentului se obține o inducție în întrefier $B_{\delta} =0.890$ T;
- în cazul optimizării greutateii se obține o inducție în întrefier $B_{\delta} =1.498$ T;

Având în vedere că motorul este un motor care lucrează optim în regim saturat, se consideră ca și mărime de intrare inducția în întrefier $B_{\delta} = 1.5 \text{ T}$.

Bucula de optimizare după B_{δ} începe cu calculul cuplului echivalent care, de această dată se consideră egal cu cuplul nominal. De asemenea curentul echivalent al mașinii se consideră egal cu curentul nominal, iar la ciclul de funcționare se impune funcționare continuă. În continuare se calculează numărul de spire și se determină dimensiunile geometrice ale mașinii. În funcție de densitatea de curent impusă se calculează secțiunea necesară și diametrul conductorului utilizat pentru bobinaje, considerându-se pentru acestea dimensiunea STAS imediat superioară.

Se determină în continuare solenația totală, calculându-se căderile de tensiune magnetice pe fiecare porțiune. Se recalculază curentul echivalent în funcție de rezultatele obținute.

11. Determinarea expresiilor permeanțelor

În determinarea expresiilor permeanțelor dintre poli statorici și cei rotorici s-au luat în considerare două situații: poli nealiniați (fig. 2.10) și poli aliniați (fig. 2.11).

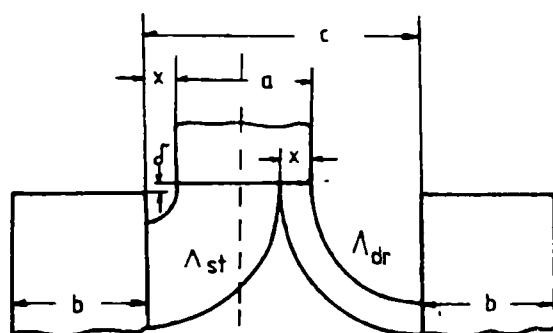


Fig. 2.10. Cazul polilor nealiniați

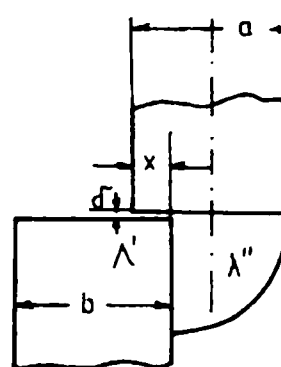


Fig. 2.11. Cazul polilor aliniați

a. Cazul polilor nealiniați $a=b$, $c=2 \cdot a$

$$\Lambda_{dr} = \mu_o \cdot l_m \cdot \int_{a-x}^a \frac{dy}{\delta + \alpha \cdot y} = \frac{\mu_o}{\alpha} \cdot l_m \cdot \ln \frac{\delta + \alpha \cdot a}{\delta + (a-x) \cdot \alpha} \quad (2.44)$$

$$\Lambda_{st} = \mu_o \cdot l_m \cdot \int_x^a \frac{dy}{\delta + \alpha \cdot y} = \frac{\mu_o}{\alpha} \cdot l_m \cdot \ln \frac{\delta + \alpha \cdot a}{\delta + \alpha \cdot x} \quad (2.45)$$

$$\frac{\partial \Lambda_{dr}}{\partial x} = \mu_o \cdot l_m \cdot \frac{1}{\delta + \alpha \cdot (a-x)} \quad (2.46)$$

$$\frac{\partial \Lambda_{st}}{\partial x} = -\mu_o \cdot l_m \cdot \frac{1}{\delta + \alpha \cdot x} \quad (2.47)$$

b. Cazul polilor suprapuși $a=b$, $c=2\cdot a$

$$\Lambda' = \mu_0 \cdot \frac{x}{\delta} \cdot l_m \quad (2.48)$$

$$\Lambda'' = \mu_0 \cdot l_m \cdot \int_0^{a-x} \frac{dy}{\delta + \alpha \cdot y} = \frac{\mu_0}{\alpha} \cdot l_m \cdot \ln \frac{\delta + \alpha \cdot (a-x)}{\delta} \quad (2.49)$$

$$\frac{\partial \Lambda'}{\partial x} = \mu_0 \cdot \frac{l_m}{\delta} \quad (2.50)$$

$$\frac{\partial \Lambda''}{\partial x} = -\mu_0 \cdot l_m \cdot \frac{1}{\delta + \alpha \cdot (a-x)} \quad (2.51)$$

În relațiile anterioare se consideră $\alpha = 1.3$

În final, pentru cazul polilor nealiniați se obține expresia:

$$\Lambda = \frac{\mu_0}{\alpha} \cdot l_m \cdot \left[\ln \frac{\delta + \alpha \cdot a}{\delta + \alpha \cdot (a-x)} + \ln \frac{\delta + \alpha \cdot a}{\delta + \alpha \cdot x} \right] \quad (2.52)$$

iar pentru cazul polilor aliniați:

$$\Lambda = \mu_0 \cdot l_m \cdot \left[\frac{x}{\delta} + \frac{1}{\alpha} \cdot \ln \frac{\delta + \alpha \cdot (a-x)}{\delta} \right] \quad (2.53)$$

unde:

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$$

δ = întrefierul mașinii

l_m = lungimea mașinii

a = lățimea polului statoric

b = lățimea polului rotoric

α = coeficient dependent de poziția rotorului

$x = R\theta$ unde R = raza rotorului mașinii

θ = unghiul ce ține cont de poziția relativă a polilor.

În continuare s-a reprezentat grafic variația permeanțelor motorului în funcție de unghiul de poziție θ .

Reprezentările grafice au fost realizate în MathCAD 6.0

Rezultatele reprezentării grafice sunt prezentate în continuare.

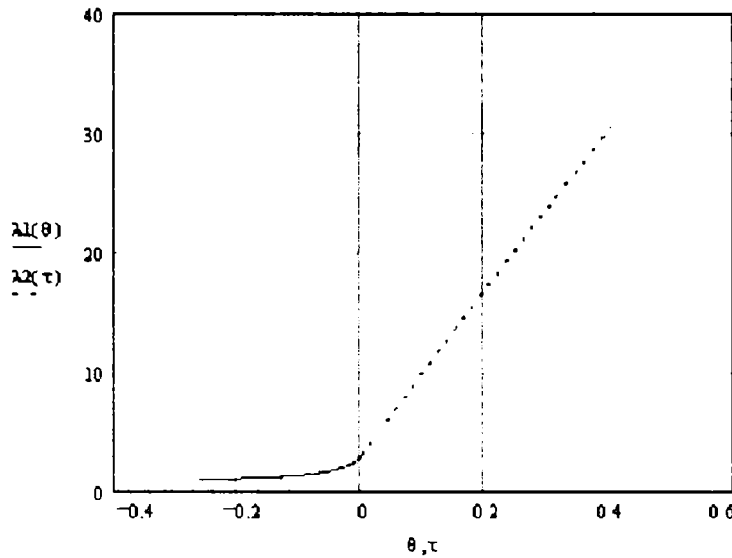


Fig. 2.12 Variația inductivității cu poziția rotorului

12. Calculul cuplului electromagnetic

Cuplul electromagnetic se calculează cu formula:

$$M = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot \frac{\partial \Lambda}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial \theta} \quad (2.54)$$

Calculul se efectuează ca și la determinarea expresiilor permeanțelor, pentru cele două situații: cazul polilor aliniați și cazul polilor nealiniați.

a. Cazul polilor nealiniați

$$M_p = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot \frac{\partial \Lambda}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot \frac{\partial}{\partial x} \cdot \left[\frac{\mu_o}{\alpha} \cdot l_m \cdot \ln \frac{\delta + \alpha \cdot a}{\delta + \alpha \cdot (a-x)} + \frac{\mu_o}{\alpha} \cdot l_m \cdot \ln \frac{\delta + \alpha \cdot a}{\delta + \alpha \cdot x} \right] \cdot \frac{\partial x}{\partial \theta} \quad (2.55)$$

$$M_p = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot \frac{\partial x}{\partial \theta} \cdot \left[\mu_o \cdot l_m \cdot \frac{1}{\delta + \alpha \cdot (a-x)} - \mu_o \cdot l_m \cdot \frac{1}{\delta + \alpha \cdot x} \right] \quad (2.56)$$

$$x = R \cdot \theta \quad (2.57)$$

$$\Rightarrow M_p = K_m \cdot \frac{(a - 2 \cdot x) \cdot \alpha}{(\delta + \alpha \cdot x) \cdot (\delta + \alpha \cdot (a - x))} \quad (2.58)$$

unde

$$K_m = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot R \cdot l_m \cdot \mu_o \quad (2.59)$$

Cuplul maxim se obține pentru $x=0$ și considerând $\delta \ll \alpha \cdot a$

$$M_{p \max} = K_m \cdot \frac{1}{\delta} \quad (2.60)$$

Semnificația termenilor care intervin în expresia cuplului electromagnetic este următoarea:

N_p – numărul de spire pe pol din înfășurarea statorică

I – curentul echivalent

b. Cazul polilor aliniați

$$M_p = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot \frac{\partial \Lambda}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot \frac{\partial}{\partial x} \left[\mu_o \cdot \frac{x}{\delta} \cdot l_m + \frac{\mu_o}{\alpha} \cdot l_m \cdot \ln \frac{\delta + \alpha \cdot (a-x)}{\delta} \right] \cdot \frac{\partial x}{\partial \theta} \quad (2.61)$$

$$M_p = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot \left[\mu_o \cdot \frac{l_m}{\delta} - \mu_o \cdot l_m \cdot \frac{1}{\delta + \alpha \cdot (a-x)} \right] \cdot \frac{\partial x}{\partial \theta} \quad (2.62)$$

$$x = R \cdot \theta \quad (2.63)$$

$$\Rightarrow M_p = K_m \cdot \frac{\alpha \cdot (a-x)}{\delta \cdot (\delta + \alpha \cdot (a-x))} \quad (2.64)$$

unde

$$K_m = \frac{1}{2} \cdot (N_p \cdot I)^2 \cdot R \cdot l_m \cdot \mu_o \quad (2.65)$$

În continuare s-a reprezentat grafic variația cuplului electromagnetic al motorului în funcție de unghiul de poziție θ . Reprezentarea s-a făcut luând în considerare mai multe valori ale curentului I , rezultând astfel o familie de curbe. Pentru reprezentarea grafică s-a considerat $\alpha=1.3$ și curenții având valori între 0.5 și 5 A.

Reprezentările grafice au fost realizate în MathCAD 6.0.

Rezultatele reprezentării grafice sunt prezentate în continuare.

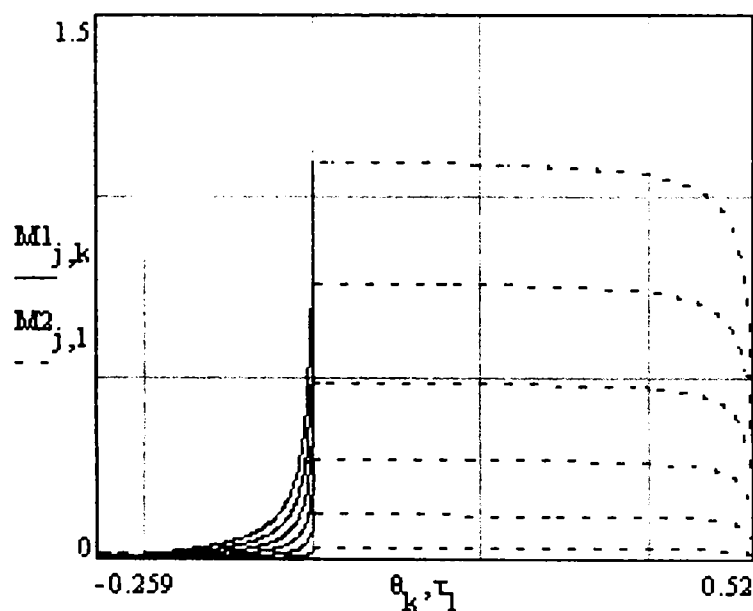


Fig. 2.13 Variația cuplului electromagnetic

Motorul astfel realizat a fost testat în laboratorul de simulări numerice utilizând un stand cu sistem de achiziții de date National Instruments.

Figura 2.14 prezintă rezultatele achiziției turației și tensiunii pentru MSPP-CS1 în cadrul unui proces de pomire.

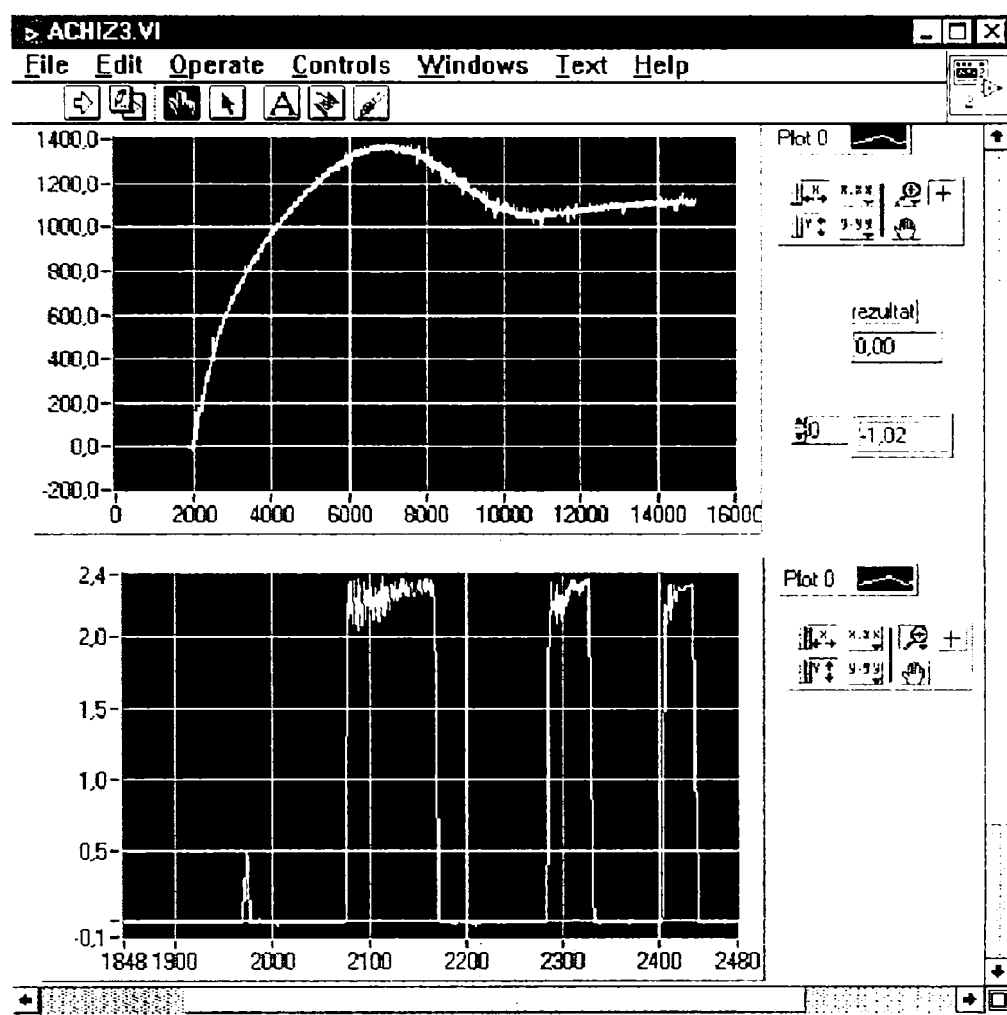


Fig. 2.14 Pornirea MSPP-CS1 – turația și curentul – rezultate experimentale

3. Testarea și determinarea parametrilor MSPP-CS

Determinarea în laborator a parametrilor mașinii este deosebit de importantă pentru a se putea ulterior realiza un model fizic al mașinii, cât mai aproape de modelul real. Din cauza nelineatităților magnetice MSPP-CS este foarte dificil de modelat și simulat prin metode analitice. Faptul că mașina are poli proeminenți atât în stator cât și în rotor, precum și metodele de excitație produc un curent, cuplu și flux de înălțare care este foarte nesinusoidal, atât în timp cât și în spațiu. Mai mult, datorită faptului că motorul lucrează în regimul saturat al circuitului său magnetic, nu există o ecuație care să modeleze sistemul, la fel ca și la alte mașini electrice.

Determinările experimentale s-au efectuat în laborator asupra mașinii MSPP-CS1, cu datele prezentate în tabelul 3.1.

Tabelul 3.1. Datele nominale ale motorului testat (MSPP-CS1)

Numărul de faze	3
Numărul polilor statorici	6
Numărul polilor rotorici	4
Rezistența nominală a fazei	2.24 Ω
Curentul maxim de fază	5 A
Tensiunea nominală de alimentare	220 V
Puterea nominală	0.4 kW
Turația nominală	3000 rpm

3.1. Determinarea caracteristicilor de magnetizare pornind de la tensiunea indusă.

Pentru elaborarea unui model cât mai precis al MSPP-CS trebuie cunoscute caracteristicile de magnetizare ale circuitului magnetic al unei faze a motorului.

Determinările experimentale care s-au efectuat au constat în determinarea valorii fluxului în funcție de curent. În acest scop s-au montat pe cei doi poli ai unei faze câte două bobine a câte 20 de spire fiecare, iar rotorul mașinii a fost blocat în poziția de aliniat a polilor cu ajutorul unui cap divizor. Mașina a fost alimentată în curent sinusoidal iar valoarea amplitudinii

curentului care trece prin înfășurări a fost citită pe osciloscop. Măsurând tensiunea indusă în cele 2 bobine și cunoscând numărul de spire al unei faze s-a calculat fluxul cu relația :

$$\Psi = \frac{1}{2} \cdot \frac{U}{N_{sp}} \cdot \frac{1}{2 \cdot p \cdot f} \quad (3.1)$$

Prin modificarea valorii curentului prin mașină se obțin diferite perechi de valori (Φ, i) la $\theta = 0^\circ$. În continuare se modifică unghiul θ cu ajutorul capului divizor și se realizează o nouă serie de măsurători. În acest mod se obțin experimental curbele $\Phi=f(I_{amp})$ având pe θ ca și parametru. Reprezentarea acestor curbe este prezentată în figura 3.1.

În acest moment, având la dispoziție aceste valori, se poate determina cu ușurință forma de variație a inductanței cu unghiul θ la diferiți cureni, utilizând expresia $L = \frac{\Psi}{i}$. Astfel se obțin curbele $L=f(\theta)$ cu i parametru (figura 3.2). Variația inductanței cu poziția este aproximată în continuare cu o serie Fourier de forma:

$$L = L_{ct} + \frac{a_0}{2} + \sum_{j=1}^{50} a_j \cdot \cos(4 \cdot j \cdot \theta) \quad (3.2)$$

unde

$$a_j = \frac{2}{l} \cdot \int_0^l f(x) \cdot dx \cdot \sin \frac{n \cdot \pi}{l} \cdot x \cdot dx \quad (3.3)$$

În figura 3.3 se reprezintă grafic pe același sistem de coordonate valoarea rezultată din măsurare și valoarea aproximată a inductanței. Se observă că diferențele între cele două grafice sunt foarte mici. Aproximarea variației inductanței cu o serie Fourier s-a făcut cu un program scris în Turbo Pascal, program care crează un fișier cu coeficienții seriei Fourier care aproximează variația inductanței.

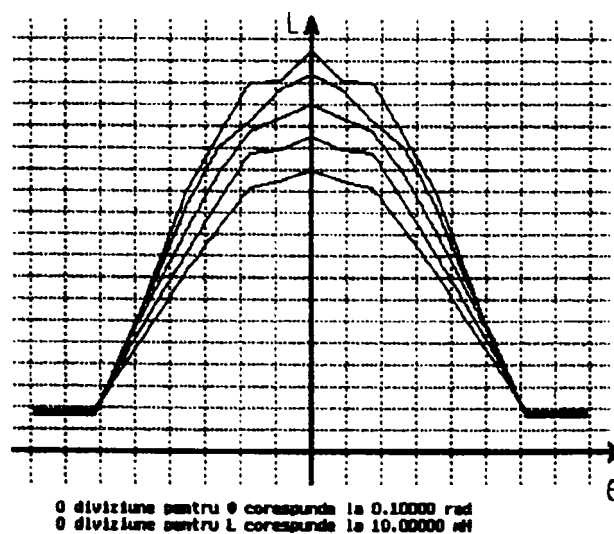
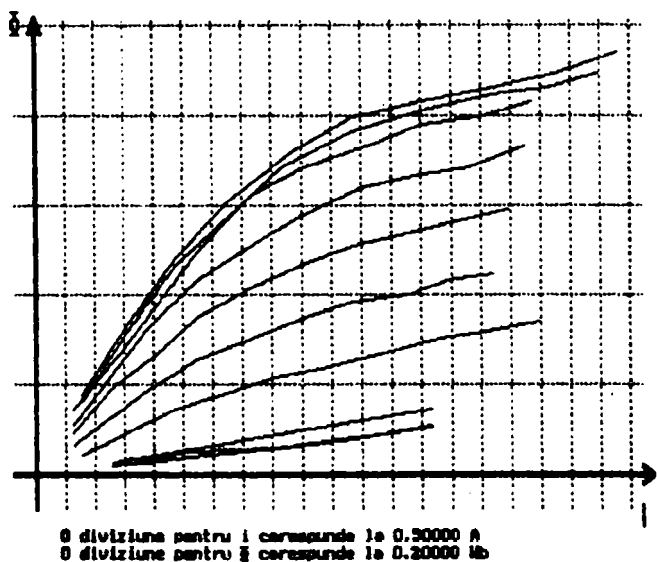


Fig. 3.1. Curbele $\Phi=f(I_{amp})$ având pe θ ca și parametru și Fig. 3.2. Curbele $L=f(\theta)$ cu i parametru

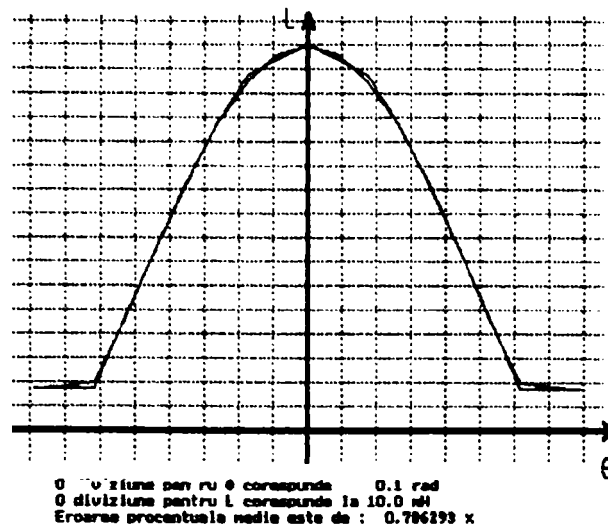


Fig. 3.3. Comparație între valoarea măsurată și valoarea aproximată cu serie Fourier (10 coeficienți) a inductanței la curentul $i=3A$

3.2. Prezentarea unui stand semiautomat pentru determinarea caracteristicilor magnetice ale MSPP-CS

MSPP-CS nu funcționează niciodată în regim staționar. Din acest motiv este necesar să se cunoască precis caracteristicile magnetice de flux ale motorului, pentru a se putea estima performanțele motorului pentru cercetare și proiectare.

Este de asemenea posibil să se calculeze caracteristicile magnetice fără a se efectua nici un fel de măsurători experimentale ale formelor de undă ale motorului, folosind metodele cu elemente finite. Totuși, acuratețea acestor metode variază în funcție de alegerea elementelor utilizate, și, în plus, calculele sunt foarte complexe. De asemenea este dificil să fie modelate efectele secundare, cum ar fi de exemplu neregularitățile de producție, câmpurile tridimensionale și structura neuniformă a materialului. În toate aceste cazuri este necesară o evaluare experimentală.

În literatură au fost propuse o serie de tehnici de măsurare [28]:

1. modelarea caracteristicilor magnetice prin simulare pe calculator;
2. măsurarea fluxului de înlănțuire direct în interiorul motorului, prin plasarea unui senzor magnetic;
3. măsurarea directă a inductanței;
4. măsurarea indirectă a fluxului de înlănțuire.

Metodele prezentate anterior prezintă o serie de inconveniente de ordin practic, dintre care se pot menționa costul relativ ridicat al senzorilor magnetici, banda de măsurare relativ îngustă, erorile de măsurare sau lipsa unei automatizări.

Deși există necesitatea pentru măsurarea fluxului de înlănțuire în funcție de curent și poziție la MSPP-CS, până la acest moment dat nu există un echipament specializat care să execute acest lucru.

A. Măsurarea directă a fluxului.

O metodă de determinare a fluxului magnetic este aceea de a utiliza senzori magnetici care măsoară fluxul direct în interiorul motorului. Această metodă nu se aplică de obicei din cauza costurilor relativ ridicate. Aceasta presupune instalarea de senzori la asamblarea motorului, ceea ce complică procesul de proiectare. În plus, senzorul de flux nu este capabil să măsoare fluxul cu precizie în cazul unei plaje largi de variație a acestuia.

B. Măsurarea indirectă a inductanței

O altă metodă pentru obținerea caracteristicilor este aceea de a măsura inductanța motorului în mod direct, pentru diferite valori ale curentului. Inductivitatea unei faze a motorului poate fi măsurată cu ajutorul unor punți de curent alternativ. Acestea sunt însă limitate la mașinile de joasă putere, deoarece ele necesită un echipament adițional pentru a impune un semnal de curent alternativ într-un curent continuu ridicat care este injectat în faza mașinii. Măsurătorile nu vor fi valide pentru toate tipurile de operare ale mașinii, deoarece, în mod normal de lucru acesta conține multe armonici de înaltă și joasă frecvență. Alt dezavantaj al acestei metode: la fiecare poziție a rotorului este necesară efectuarea unui număr mare de măsurători pentru a se putea obține o precizie mai ridicată. Aceasta face din această procedură un mare consumator de timp.

C. Măsurarea indirectă a fluxului

Cea mai preferată metodă pentru obținerea caracteristicilor de magnetizare este aceea de măsurare indirectă a fluxului de înlănțuire prin măsurarea tensiunii și a curentului din circuitul unei faze. În aceste metode, înfășurarea unei faze este alimentată de la o sursă de tensiune și sunt măsurate tensiunea la borne și curentul prin circuit. În același timp se determină și rezistența fazei, și prin integrare se obține fluxul de înlănțuire.

Aceasta din urmă metodă a stat și la baza realizării experimentale a standului de testare din laborator.

Ambele metode de determinare experimentală a caracteristicilor de magnetizare care urmează a fi prezentate au la bază achiziția curentului și a tensiunii, achiziție care se face cu rotorul mașinii blocat. Diferența constă în modul în care această achiziție este efectuată.

În cazul primei metode, determinarea caracteristicilor magnetice ale motorului este realizată prin achiziționarea curentului și a tensiunii la deconectarea fazei respective, operație efectuată la diferite poziții ale rotorului, acoperind întreaga plajă între poziția de aliniat și cea de nealiniat, și pentru diferite valori ale curentului prin înfășurare. S-a realizat inițial un stand bazat pe achiziția tensiunii și curentului prin faza mașinii, la deconectarea circuitului.

Metoda utilizată este bazată pe principiul stingerii curentului într-un circuit închis, care conține faza care urmează a fi testată.

Sistemul de achiziție de date înregistrează regimul tranzitoriu al curentului.

Ecuția care stă la baza acestui proces este:

$$V = \frac{d\Psi(t)}{dt} + R \cdot i(t) \quad (3.4)$$

La scurtcircuitarea fazei, căderea de tensiune pe fază cade spre zero, și ecuația devine:

$$0 = \frac{d\Psi(t)}{dt} + R \cdot i(t) \quad (3.5)$$

Presupunând că rezistența este constantă și curentul este achiziționat numeric ca o mărime funcție de timp, fluxul de înlănțuire poate fi calculat după cum urmează:

$$\Psi(i_0, \theta) = - \int_{i_0}^0 R \cdot i(t) dt \quad (3.6)$$

unde i_0 este curentul prin circuit în regim staționar.

Valorile achiziționate pot fi utilizate pentru un calcul al fluxului de înlănțuire, pentru o valoare a curentului mai mică sau cel mult egală cu i_0 . Dacă $i_x \leq i_0$, fluxul de înlănțuire poate fi calculat după cum urmează:

$$\Psi(i_x, \theta) = - \int_{i_x}^0 R \cdot i(t) dt \quad (3.7)$$

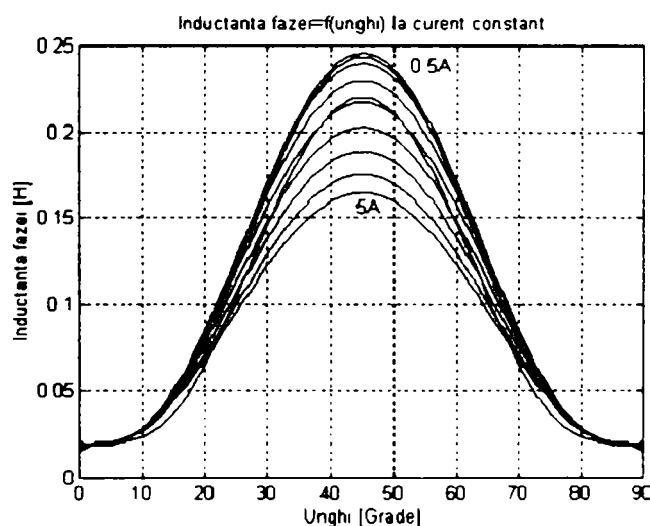
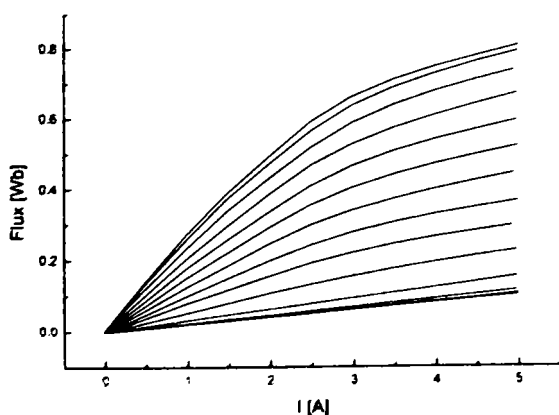


Fig. 3.4. Curbele $\Phi=f(I_{\text{impl}})$ având pe θ ca și parametru, la MSPP-CS1

Fig. 3.5. Variația inductanței cu poziția, obținută prin metoda stingerii curentului, la MSPP-CS1

Această metodă are un dezavantaj major, și anume faptul că multe dintre valorile achiziționate pentru curent se află în apropierea abscisei, adică au valori apropiate de zero. Aceasta face ca erorile introduse de sistemul de achiziție să fie destul de ridicate. Pentru aceasta, se va

prezenta soluția adoptată în final, care se bazează pe creșterea curentului în faza care urmează a fi testată.

Achiziția de date a fost făcută folosind un modul cu traductoare de curent și de tensiune, un osciloscop numeric cu 4 canale și o placă de achiziție de date de la National Instruments. Programul corespunzător pentru achiziția de date, filtrarea și procesarea acestora a fost realizat în mediul de programare LabVIEW. Întregul proces de achiziție de date este coordonat și supervizat de un automat programabil ABB Procontic KT94. Diagrama bloc a montajului experimental este prezentată în figura 3.6.

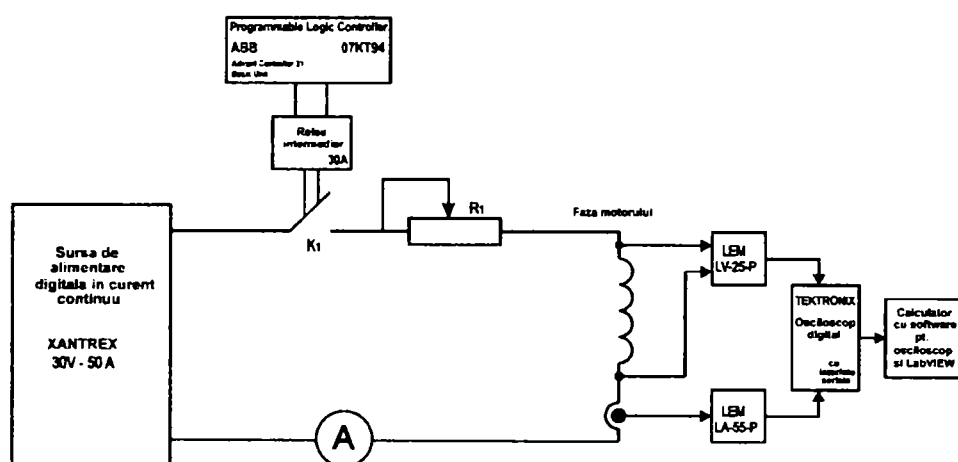


Fig. 3.6. Schema bloc a standului de încercare semiautomatizat

Schema bloc a modului de interfață cu traductoare de curent și tensiune este prezentată în figura 3.7.

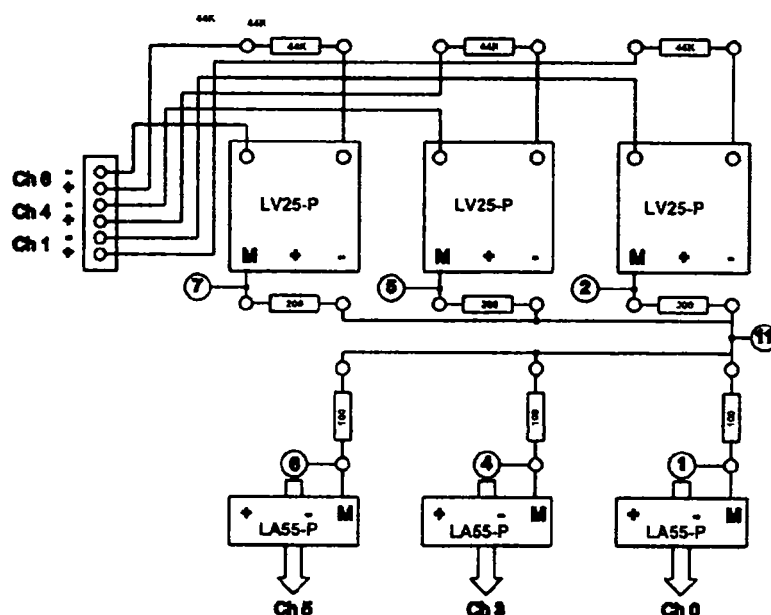


Fig. 3.7. Schema bloc a modului de interfață cu traductoare

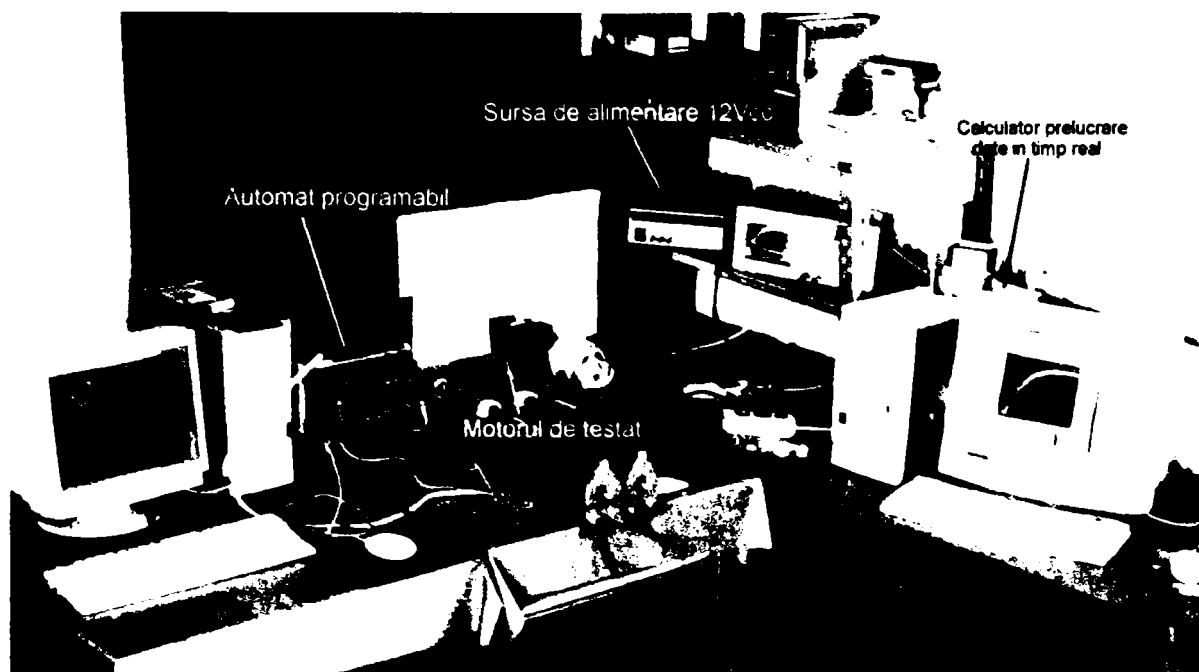


Fig. 3.8. Standul experimental pentru determinarea parametrilor MSPP-CS

Standul experimental este prezentat în figura 3.8.

Metoda presupune achiziționarea simultană a curentului și a tensiunii. Măsurarea curentului este necesară deoarece variația acestuia intervine direct în determinarea caracteristicilor de flux. Măsurarea tensiunii de alimentare a fazei este necesară pentru a crește precizia măsurătorilor, deoarece aceasta este influențată de comutație. De această dată, tensiunea intră în calcul în mod direct la determinarea valorilor fluxului. Rezistența înfășurării fazei este de asemenea determinată în timp real, în timpul fiecărei achiziții de date.

Ecuțiile care stau la baza acestei metode sunt:

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

de unde rezultă expresia de determinare a valorilor fluxului:

$$\Psi(i_x, \theta) = \int_0^{i_x} (V(t) - R \cdot i(t)) dt \quad (3.9)$$

În continuare se va descrie pe scurt sistemul folosit.

Achiziția curentului este efectuată cu un traductor de curent de tip LEM LA 55-P care are la bază un traductor cu efect Hall. Pentru măsurarea tensiunii s-a utilizat de asemenea un traductor de tip LEM, de această dată LV 25-P, tot cu un senzor cu efect Hall.

Mărimile achiziționate prin cele două traductoare sunt apoi introduse într-o placă de achiziție de date tip Lab PC+, produsă de National Instruments. Toate calculele sunt efectuate de calculator în timp real.

Aceste calcule presupun în primul rând calculul rezistenței fazei. Aceasta se determină prin metoda voltampermetrică, din tensiunea și curentul în regim stabilizat, după conectarea alimentării fazei cu rotorul blocat.

Este necesar ca rezistența să fie calculată în cazul fiecărei achiziții, deoarece aceasta își modifică valoarea o dată cu încălzirea înfășurării.

Programul de achiziție și prelucrare a datelor este conceput în LabVIEW.

Figurile 3.9 și 3.10 prezintă panoul frontal și diagrama bloc a aplicației SRM-DAQ.

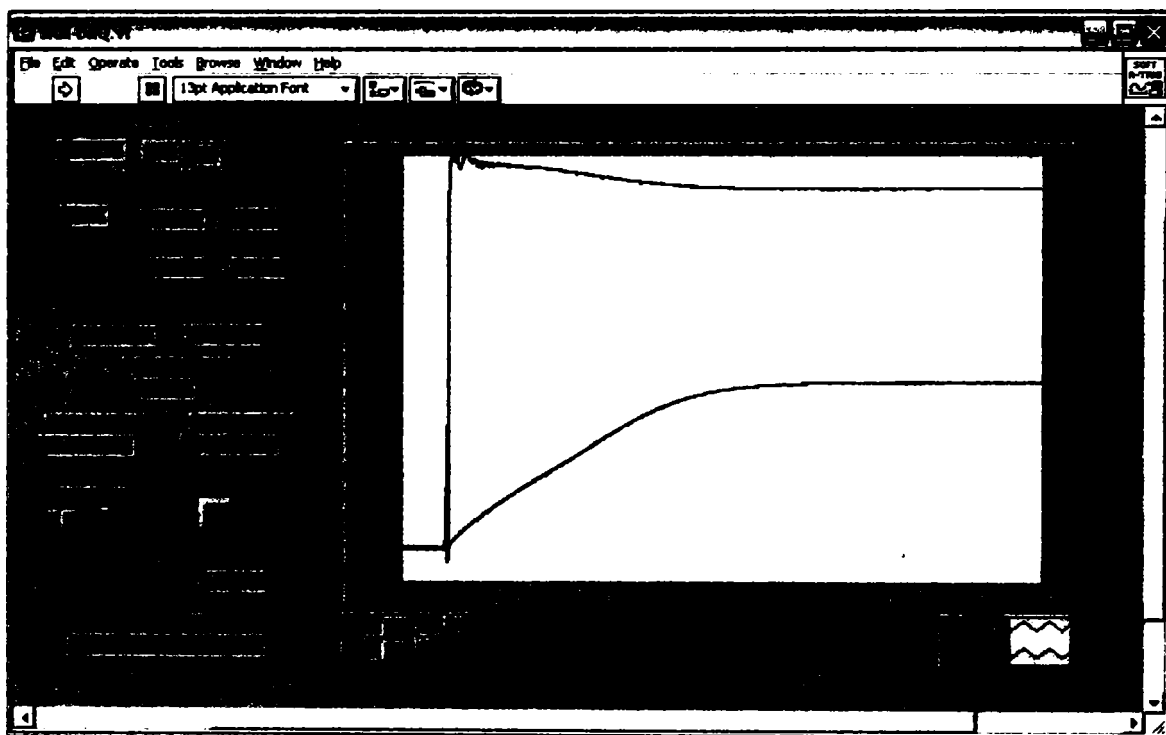


Fig. 3.9. Panoul frontal al instrumentului LabVIEW utilizat în procesul de achiziție de date.

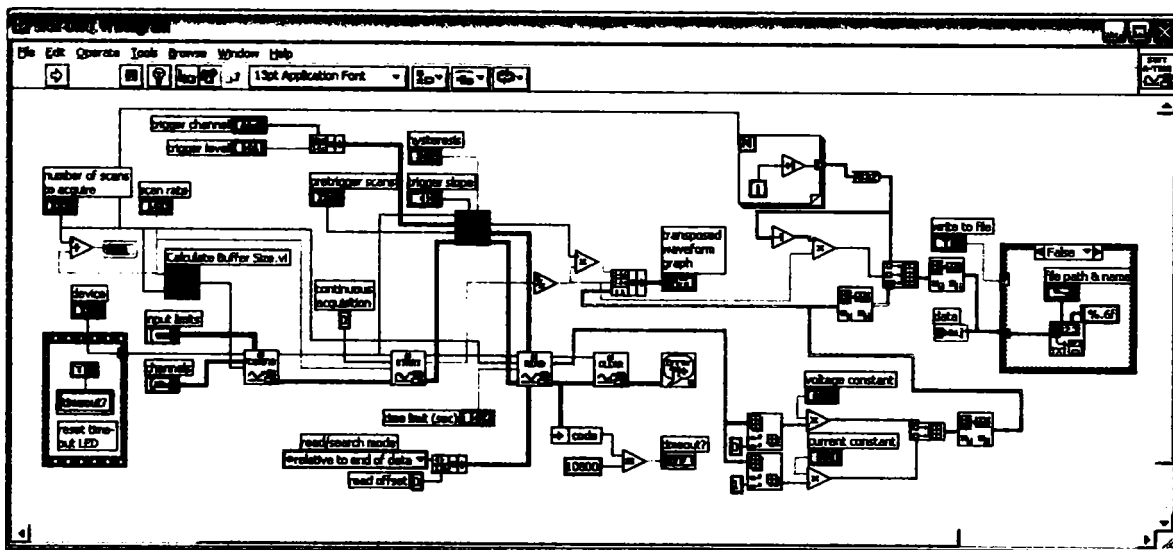


Fig. 3.10. Diagrama bloc a instrumentului LabVIEW utilizat în procesul de achiziție de date.

Rotorul este deplasat manual, din grad în grad.

Este de menționat faptul că, pentru fiecare poziție a rotorului care a fost blocat cu un sistem mecanic, s-au efectuat un număr de 10 achiziții, rezultând astfel 450 de fișiere care conțin datele primare achiziționate.

Contactorul K1 (din figura 3.6), care comandă alimentarea circuitului, este controlat de un automat programabil prin intermediul unui releu intermediar. Acesta a fost necesar, deoarece s-a dorit ca montajul să fie util în determinarea caracteristicilor de magnetizare la MSPP-CS și pentru curenți ridicați. Se știe că astfel de motoare lucrează cu fazele alimentate secvențial, astfel ca o fază rămâne alimentată doar o perioadă foarte scurtă. Pentru a nu risca deteriorarea motorului în timpul efectuării probelor, a fost necesară implementarea unui sistem care să poată controla foarte precis timpul cât o fază rămâne alimentată, urmând ca după aceea să fie deconectată. S-a conceput un program simplu pentru un automat programabil PLC ABB Procontic CS31 care se afla în dotarea laboratorului, astfel că acesta limitează alimentarea unei faze la 0,2 secunde, timp suficient pentru efectuarea unei achiziții de date a tensiunii și curentului. Programul scris în limbaj tip listă de instrucțiuni este prezentat în figura 3.14.

O dată ce achiziția este încheiată, este lansat automat în execuție programul de prelucrare a datelor experimentale (SR Data Processing.vi), care are ca mărimi de intrare cele 450 de fișiere astfel rezultate. Pentru fiecare dintre cele 10 achiziții s-a determinat fluxul prin aproximarea numerică a integralei din relația 3.9. Astfel am obținut pentru fluxul corespunzător unei poziții a rotorului, la o anumită valoare a curentului de fază, 10 valori, fiecare dintre ele afectate de erori. Valoarea finală a acestui flux a fost obținută prin calculul mediei aritmetice a celor 10 valori ale fluxului. Rezultatele constau în familii de curbe flux funcție de curent la diferite poziții ale rotorului și inductivitate funcție de poziție la diferite valori ale curentului. Opțional, prin plasarea unui traductor de temperatură, se pot determina și alte caracteristici utile în practică, de exemplu rezistența fazei funcție de temperatură etc.

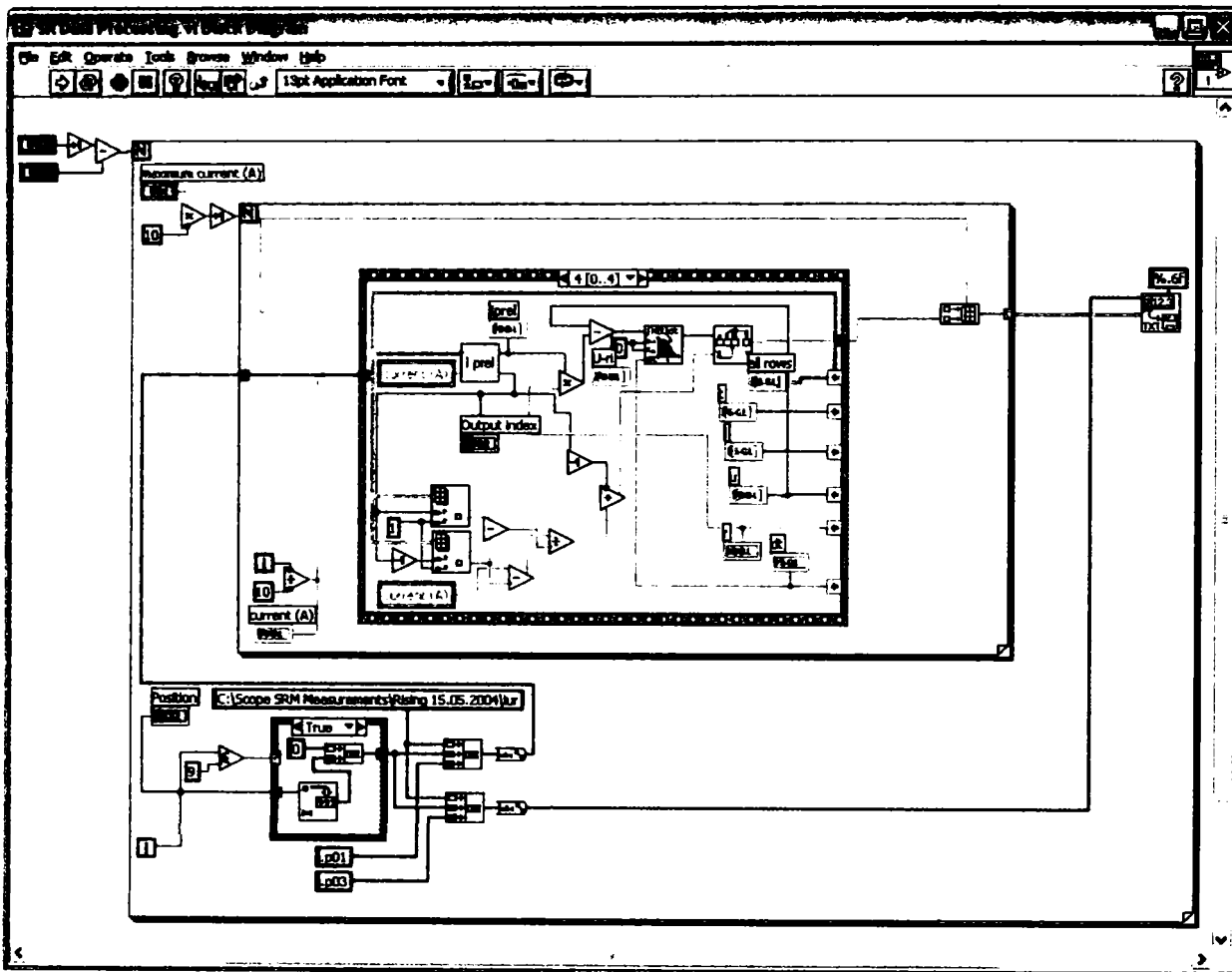


Fig. 3.11. Diagrama bloc a instrumentului LabVIEW utilizat la prelucrarea numerică a datelor achiziționate

Figurile 3.12 și 3.13 prezintă rezultatele experimentale obținute pentru motorul testat.

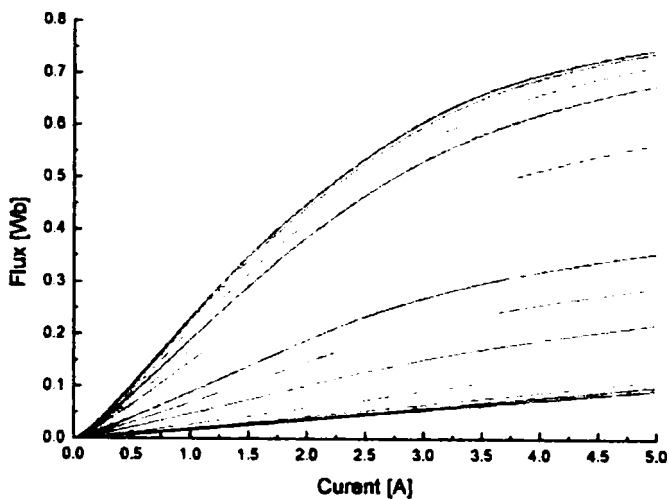


Fig. 3.12. Caracteristicile de magnetizare ale MSPP-CS1 obținute cu standul din figura 3.7

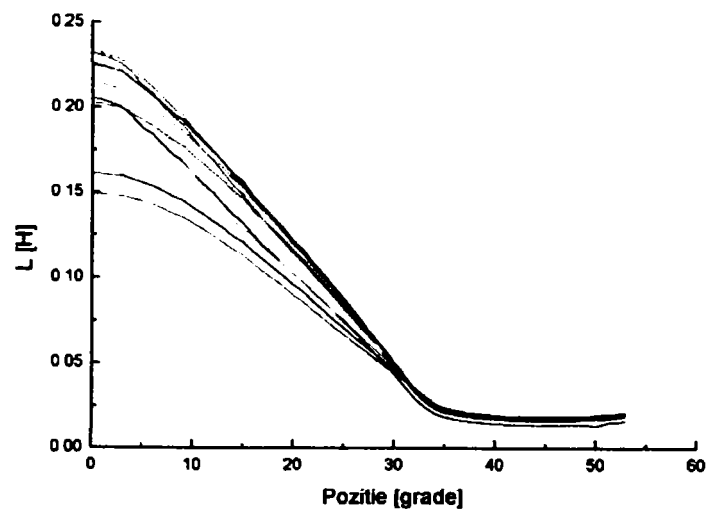


Fig. 3.13. Variația inductanței obținută experimental cu standul din figura 3.7

Figura 3.14. prezintă programul în format Instruction List al automatului programabil care coordonează sistemul.

Sent.	Word	Command	Operand	
00000	00000	!	E	062,00
	00002	/	M	000,00
	00004	=	M	000,01
00001	00006	!	M	000,01
	00008	&N	M	000,04
	00010	=	M	000,00
00002	00012	!	M	000,00
	00014	=	A	062,00
00003	00016	!BA		000
	00017	ESV		
	00018		M	000,00
	00019		KD	01,00 1000
	00020		M	000,02
00004	00021	!	M	000,02
	00023	=	A	062,01
00005	00025	!BA		000
	00026	ESV		
	00027		M	000,02
	00028		KD	01,01 200
	00029		M	000,03
00006	00030	!	M	000,03
	00032	=	M	000,04
00007	00034	!PE		

Fig. 3.14. Softul automatului programabil

4. Analiza câmpului electromagnetic în mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială

4.1. Considerații referitoare la caracteristicile metodei elementului finit

Metoda elementelor finite este un procedeu de rezolvare aproximativă, cu ajutorul calculatorului electronic, a unei varietăți largi de probleme ingineresti. Metoda s-a folosit inițial pentru calculul mecanic al structurilor de avioane, dar, ulterior, utilizarea ei s-a extins mult, în prezent fiind aplicată pentru studiul tuturor problemelor. În aceste probleme se urmărește determinarea, într-un domeniu considerat, a valorilor uneia sau mai multor funcții necunoscute cum sunt de exemplu temperaturile, presiunile, vitezele, deplasările, tensiunile mecanice, deformațiile specifice etc., după natura problemei tratate. Cum domeniul are o infinitate de puncte, valorile funcției sunt în număr infinit.

În cazul metodei elementelor finite se pot utiliza atât rețele cu elemente identice cât și rețele cu elemente care nu sunt identice.

Dacă se utilizează rețele de formă regulată cu elemente identice atunci prin metoda elementelor finite se obțin în general ecuații asemănătoare cu cele obținute prin metoda diferențelor finite.

Ordinul de precizie a soluțiilor este același prin ambele metode.

Din compararea metodelor elementelor finite și diferențelor finite rezultă că cea mai mare precizie o are metoda diferențelor finite cu 8 puncte, iar cea mai mică metoda elementelor finite cu patru puncte.

Metoda elementelor finite are eroarea cea mai mică la utilizarea elementelor triunghi cu aproximație liniară, care coincide ca precizie cu metoda diferențelor finite cu 4 puncte.

Metoda elementelor finite, permite luarea în considerare automat a unor condiții de frontieră de o formă complicată, ceea ce reprezintă un avantaj al metodei în cazul unor astfel de condiții.

Problema rezolvării sistemului de ecuații diferențiale ale câmpului electromagnetic cu anumite condiții pe frontiera domeniului este echivalentă cu problema găsirii unei funcții care dă minimum integralei prin care se exprimă energia potențială a sistemului. Din punct de vedere matematic, problema găsirii soluției unei ecuații diferențiale cu anumite condiții pe frontiera domeniului este echivalentă cu problema din calculul variațiilor, de a stabili funcția care realizează minimum integralei, pentru care ecuația diferențială dată este ecuația lui Euler și Lagrange.

Rețeaua de elemente finite folosite pentru câmpuri bidimensionale: se va utiliza elementul triunghi și se va folosi în studiul unui domeniu o rețea de triunghiuri. După cum se arată în lucrarea [48], elementele triunghiuri asigură metodei elementelor finite o precizie mai mare decât elementele cu mai multe vârfuri. Funcția potențial este calculată în vârful fiecărui triunghi.

Analiza prin Metoda Elementului Finit asigură simularea comportării modelului în condiții similare celor din exploatare. Concluziile obținute conduc la alegerea soluției optime.

Tehnicile de analiza și simulare a sistemelor mecanice prin Metoda Elementului Finit (MEF) permite construirea unor modele matematice și analizarea comportamentului static și dinamic direct pe calculator, precum și calcule de optimizare, simulări, studii de similitudine etc.

Soluțiile numerice aproximative, obținute prin modelare pentru problemele propuse, au următoarele avantaje esențiale:

- se aplică corpurilor și fenomenelor reale, indiferent de gradul de complexitate al acestora;
- sunt convergente către soluțiile problemelor propuse (rezultatele se pot obține cu precizia dorită, impusă inițial);
- se pot vizualiza prin imagini, diagrame, grafice - intuitive și mai diversificate decât în cazul soluțiilor exacte;
- se efectuează automat, într-un interval de timp rezonabil;
- sunt avantajoase din punct de vedere economic;
- se pot trata fără nici o dificultate probleme în care proprietățile fizice ale corpului variază, cum este cazul materialelor neomogene, anizotrope, compozite, stratificate etc.

Metoda elementelor finite are și unele dezavantaje, din care mai importante sunt următoarele:

- datele de intrare sunt în general numeroase, astfel că este necesar un efort relativ mare pentru pregătirea și introducerea lor. Pentru ușurarea muncii de introducere a datelor de intrare au fost elaborate programe preprocesoare.
- rezultatele se obțin sub forma unei ample colecții de valori numerice ale funcției sau funcțiilor studiate, într-un număr relativ mare de noduri, încât analiza comportării structurii sau corpului impune studiul atent al acestei mulțimi de numere. Pentru facilitarea analizării rezultatelor au fost elaborate programe postprocesoare, care în general exploatează facilitățile grafice ale sistemelor moderne de calcul, furnizând rezultatele nu numai numeric ci și grafic, sub formă de curbe, diagrame etc.
- calitatea rezultatelor depinde de experiența și abilitatea analistului de a elabora un model cu elemente finite pentru problema studiată.

4.2. Etapele rezolvării unei probleme prin metoda elementului finit [48]

Operațiile efectuate la rezolvarea unei probleme prin metoda elementelor finite pot fi grupate convențional într-un număr de etape. O parte a acestor etape sunt parcurse în faza de analiză a problemei iar o altă parte sunt realizate de programul de calcul.

- Etapa 1. Împărțirea domeniului de analiză în elemente finite. În această etapă analistul alege tipul sau tipurile de elemente finite adecvate problemei de rezolvat, apoi împarte structura în elemente finite. Această operație, care se numește și discretizare, poate fi făcută și cu ajutorul calculatorului.
- Etapa 2. Constituirea ecuațiilor elementelor finite. Comportarea materialului sau mediului în cuprinsul unui element finit este descrisă de ecuațiile elementelor finite denumite și ecuații elementale. Acestea alcătuiesc un sistem de ecuații al elementului. Numărul de ecuații ale sistemului este egal cu numărul gradelor de libertate pe element.
- Etapa 3. Asamblarea ecuațiilor elementale în sistemul de ecuații al structurii. Comportarea întregii structuri este modelată prin asamblarea sistemelor de ecuații ale elementelor finite în sistemul de ecuații al structurii, ceea ce din punct de vedere fizic înseamnă că echilibrul structurii este condiționat de echilibrul elementelor finite. Prin asamblare se impune ca, în nodurile comune elementelor, funcția sau funcțiile necunoscute să aibă aceeași valoare.
- Etapa 4, Rezolvarea sistemului de ecuații al structurii. Sistemul de ecuații obținut este rezolvat printr-unul din procedeele obișnuite, de exemplu prin eliminarea Gauss, sau prin descompunerea Choleski, obținându-se valorile funcțiilor sau gradelor de libertate din noduri. Acestea se numesc și necunoscute primare sau de ordinul întâi.
- Etapa 5. Efectuarea de calcule suplimentare pentru determinarea necunoscutelor secundare. În unele probleme, după aflarea necunoscutelor primare, analiza se încheie. Acesta este de obicei cazul problemelor de conducție termică, în care necunoscutele primare sunt temperaturi nodale. Cunoașterea lor este în general suficientă pentru evaluarea comportării termice a structurii studiate. În alte probleme însă, cunoașterea numai a necunoscutelor primare nu este suficientă, analiza trebuind să continue cu determinarea necunoscutelor secundare sau de ordinul doi. Acestea sunt derivate de ordin superior ale necunoscutelor primare.

Un program de calcul pentru metoda elementelor finite cuprinde următoarele blocuri:

- Introducerea datelor prin care se precizează forma și dimensiunile frontierei domeniului și condițiile de frontieră:
- Definirea nodurilor rețelei de elemente finite în care se împarte domeniul. Definirea nodurilor se poate face manual, sau automat cu ajutorul unui subprogram suplimentar. În cazul stabilirii automate a nodurilor, este necesar să se dea de către utilizator unele informații suplimentare și anume: numărul de segmente în care se împart laturile subdomeniilor componente ale domeniului dat; coordonatele nodurilor situate pe frontierele dintre subdomenii. În cazul în care domeniul studiat conține medii neomogene nodurile rețelei de elemente finite se adoptă chiar pe suprafața de separație a mediilor, astfel încât mediul să poată fi considerat omogen în interiorul fiecărui element finit;

- Stabilirea pentru fiecare nod, a elementelor finite care au comun nodul respectiv;
- Calculul coeficienților ecuației corespunzătoare fiecărui nod ;
- Rezolvarea sistemului de ecuații;
- Calculul mărimilor locale și integrale necesare (intensitate de câmp, flux, tensiune etc).

Partea cea mai dificilă a programului se referă la definirea nodurilor rețelei și a elementelor finite comune fiecărui nod.

Există numeroase programe standard pentru metoda elementelor finite, iar utilizatorul trebuie să cunoască numai modul de introducere a datelor și interpretarea rezultatelor, fără să aibă nevoie de a scrie alte programe.

4.3. Aplicarea MEF în probleme de magnetostatică

Problemele de magnetostatică sunt acele probleme în care mărimile caracteristice câmpurilor magnetice nu variază în timp. În acest caz, *intensitatea câmpului magnetic* (H) și *inducția magnetică* (B) trebuie să respecte următoarele relații:

$$\Delta \cdot H = J \quad (4.1)$$

$$\Delta \cdot B = 0 \quad (4.2)$$

cu condiția ca să existe următoarea relație între B și H pentru fiecare material în parte:

$$B = \mu \cdot H \quad (4.3)$$

În realitate, dacă un material este neliniar (de exemplu, fierul saturat sau magneții AlNiCo), permeabilitatea μ se exprimă în funcție de inducția magnetică B astfel:

$$\mu = \frac{B}{H(B)} \quad (4.4)$$

FEMM calculează câmpuri magnetice care satisfac relațiile (4.1)-(4.3); se ia în calcul și *potențialul magnetic vector*. Astfel, se poate scrie o relație de calcul a inducției magnetice în care să intervină și potențialul magnetic vector, A :

$$\overline{B} = \Delta \times \overline{A} \quad (4.5)$$

Acum, analizând relația (4.5), observăm că inducția magnetică B satisface într-adevăr relația (4.2). Deci, putem rescrie relația (4.1) astfel:

$$\Delta \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \cdot \Delta \times A \right) = J \quad (4.6)$$

Pentru un material liniar și izotrop, ecuația (4.6) se reduce la

$$-\frac{1}{\mu} \cdot \Delta^2 A = J \quad (4.7)$$

În calculele pe care le face, FEMM folosește relația (6), putând astfel rezolva probleme magnetostatice în care intervine relația neliniară dintre B și H .

În cazul tridimensional, A este un vector cu trei componente. Cu toate acestea, în cazurile bidimensionale și axisimetrice, două dintre aceste trei componente sunt zero, rămânând doar componenta "care iese din pagină".

Avantajul metodei potențialului magnetic vector este că toate condițiile ce trebuie satisfăcute sunt conținute într-o singură ecuație. Dacă prin rezolvarea acestei ecuații se poate afla A atunci, prin derivare, se pot afla și B , și H . În plus, ecuația (4.6), care este o ecuația eliptică cu derivate parțiale, este folosită în descrierea mai multor fenomene specifice ingineriei. În acest sens, s-au dezvoltat multe metode de-a lungul anilor pentru a rezolva această ecuație

4.4. Calculul cuplului electromagnetic

Țelul principal al metodei elementului finit este adesea forța și cuplul produse pe cale magnetică.

Trebuie avut în vedere și faptul că B și H sunt constante pentru fiecare element în parte. Erorile ce survin pot fi mari din cauza zonelor în care B și H variază rapid (aceste zone nu sunt corect approximate prin această metodă). Apar erori mai ales în cazul calculului componentelor tangențiale ale lui B și H din zona elementelor adiacente frontierelor dintre materiale de diferite permeabilități. Cele mai mari erori apar la aceste interfețe între materiale diferite sau în zonele ascuțite unde B are valori relativ unice.

Rezultatul este eronat dacă tensorul de stres este evaluat la interfața dintre două materiale diferite.

În cazul calculului cuplului trebuie respectate anumite reguli, și anume [73]:

1. definirea conturului de integrare departe de frontiere și interfețe

Niciodată nu se integrează tensorul de stres de-a lungul unei interfețe dintre două materiale diferite. Întotdeauna se definește conturul de integrare în apropierea obiectului dar destul de departe de interfețe sau frontiere. Conturul s-a definit considerând o rotire în sensul acelor de ceasornic, astfel încât normala pe contur să "iasă din pagină". Pentru a obține semnul corect, întotdeauna trebuie definit conturul în sensul acelor de ceasornic. Trebuie spus că, conturul este separat de piesele metalice și trece doar prin aer.

2. folosirea definirii unei meșe dense.

Întotdeauna trebuie folosită o meșă cât mai densă posibil în problemele în care se impune calcul de cuplu. Chiar dacă se alege corect conturul pe care se face integrarea (departe de interfețe și frontiere), rezultatele pot fi eronate dacă se folosește o meșă ordinară.

Ca să știm cât de densă trebuie să fie meșa va trebui să rezolvăm problema prin folosirea succesivă a unor meșe cât mai dense și să comparăm cuplurile calculate în fiecare caz. FEMM poate fi folosit pentru a calcula cuplurile produse de motoare și generatoare. În cazul acestor mașini există câțiva pași în definirea unei geometrii care să ușureze calcularea corectă a cuplului. Cuplul este obținut prin integrarea cuplului de-a lungul unui contur ce trece prin întrefierul dintre rotor și stator.

4.5. Rezultatele analizei cu metoda elementului finit

În cadrul acestui capitol, s-a studiat comportarea a două tipuri de motoare, MSPP-CS1 și MSPP-CS3 cu ajutorul a două programe de analiză cu element finit.

În prima parte s-a avut în vedere motorul proiectat în capitolul 2, MSPP-CS1, motor studiat cu ajutorul programului de analiză cu element finit MAGNET produs de firma britanică Infolytica.

Programul are facilitate de import din AutoCAD, și prin urmare desenul geometric a fost importat din format dxf. Domeniile care trebuie precizate sunt următoarele:

1. piesele care sunt construite din material feromagnetic, statorul și rotorul mașinii. Acestea sunt construite utilizând tabla electrotehnică de Târgoviște, având curba de magnetizare precizată în figura 4.13;
2. zonele libere, unde a fost definit drept material aerul, și care cuprind întrefierul și restul spațiului dintre stator și rotor, evident excluzând spațiul ocupat de bobinele statorice, precum și spațiul din exteriorul motorului;
3. înfășurările statorice, pe care a fost definit drept material cuprul. Acestea au fost presupuse a fi construite din cupru masiv, care are o suprafață echivalentă cu suma ariilor secțiunilor conductoarelor ce compun bobina respectivă. În acest caz a fost precizată și densitatea curentului continuu care străbate secțiunea de cupru;
4. arborele mașinii, care este construit din oțel masiv.

Pentru simplificare, se poate presupune că statorul și rotorul mașinii au o lungime suficient de mare, astfel încât efectul de capăt să poată fi neglijat.

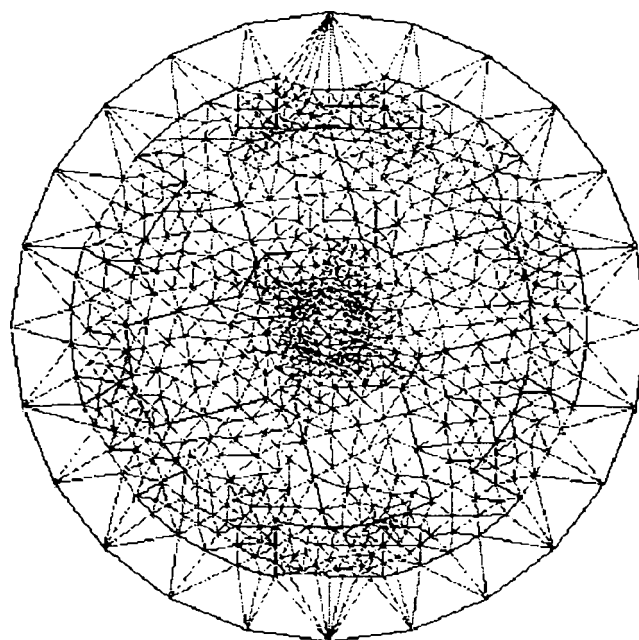
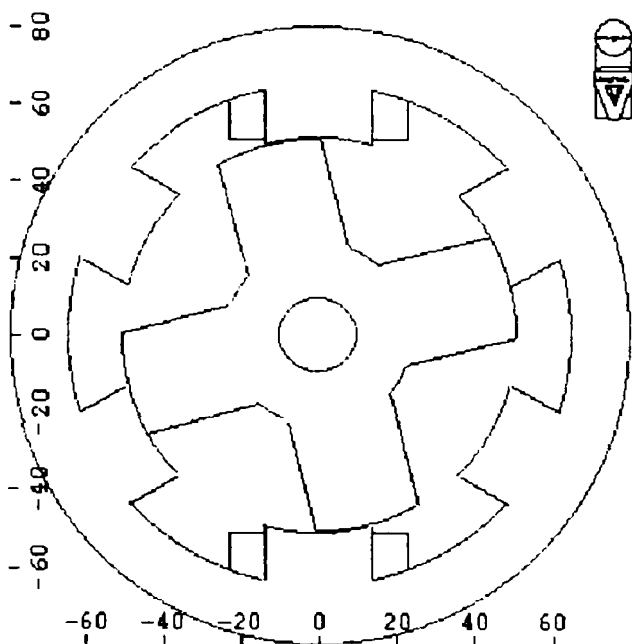


Fig. 4.1. Modelul MSPP-CS1 pentru analiza cu MAGNET

Fig. 4.2. Rețeaua de noduri

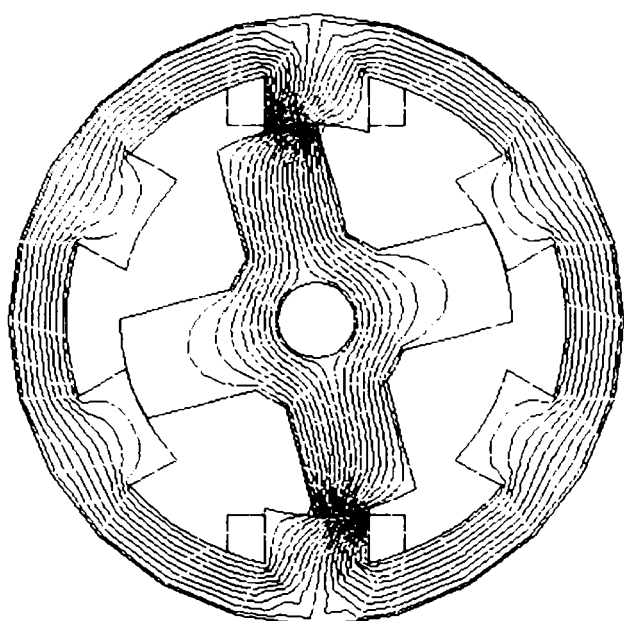


Fig. 4.3. Liniile de câmp rezultate din analiză

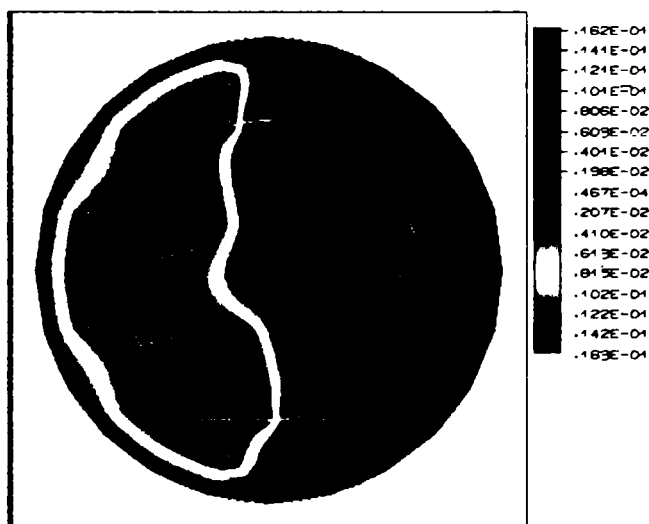


Fig. 4.4. Distribuția fluxului magnetic în mașină

Rezultatele obținute cu această metodă sunt prezentate în figurile următoare:

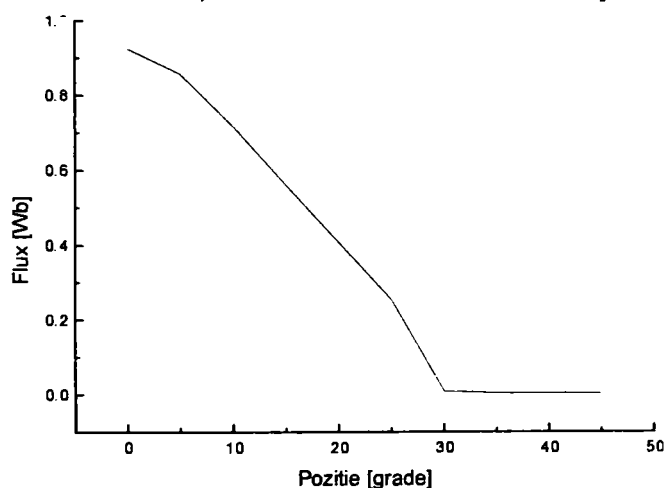


Fig. 4.5. Variația fluxului cu poziția la un curent de 5A

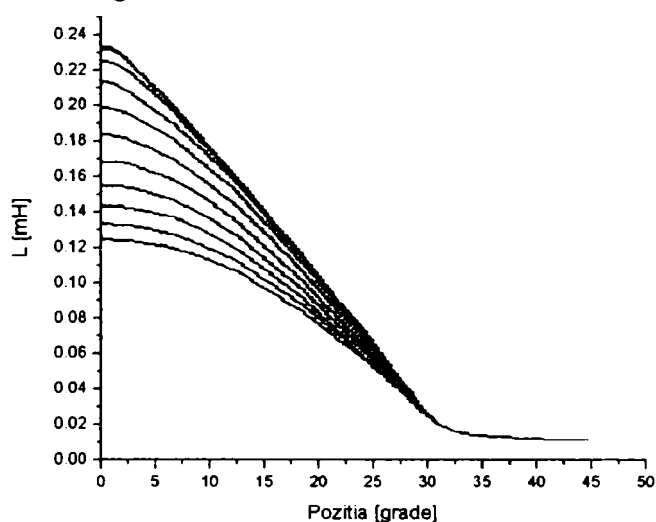


Fig. 4.6. Variația inductivității cu poziția, pentru curenți între 0.5 și 5 A

Pentru validarea rezultatelor, se poate face o comparație între valorile calculate, măsurate și rezultate din analiza cu element finit.

Alt motor analizat cu metoda elementului finit este un motor produs de firma EM Brno, MSPP-CS3. Motorul va fi folosit în continuare pentru realizarea unei aplicații de comandă (cap.6).

Motorul are următoarele caracteristici:

Rotorul:

numărul de poli:4

diametrul exterior al rotorului: \varnothing 42.4 mm
diametrul exterior al jugului rotor: \varnothing 27mm
gaura în rotor pentru arbore: \varnothing 12mm
lungimea pachetului rotor $l=50$ mm
unghiul la centru pt. polul rotor: 32°
rezultă: înălțimea polului rotor: 8.1465 mm
lățimea polului rotor: 11.6870mm

Statorul:

nr. de poli: 6
diametrul exterior al statorului: \varnothing 84 mm
diametrul interior al jugului statoric: \varnothing 68mm
diametrul interior al statorului: \varnothing 43,0 mm
lungimea pachetului statoric $l=50$ mm
unghiul la centru pt. polul statoric: 30°
rezultă: înălțimea polului statoric: 12.7116 mm
lățimea polului statoric: 11.1292mm

Desenul în secțiune, realizat în AutoCAD, este prezentat în figura 4.7. Acest desen reprezintă mărime de intrare pentru programul de analiză.

Domeniile care trebuie precizate sunt identice cu cele prezentate la programul anterior.

După cum se preciza în partea introductivă a acestui capitol, unul din dezavantajele major ale metodei îl reprezintă numărul mare de date de intrare.

Pentru a se automatiza procesul de modelare, s-a utilizat opțiunea LUASCRIP. Pentru aceasta este necesar să fie creat câte un fișier cu date de intrare pentru fiecare caz de condiții inițiale. Aceste condiții se reduc în cazul nostru la modificarea poziției rotorului, respectiv la modificarea curentului din înfășurări.

Programul pentru crearea automată a fișierelor cu datele de intrare a fost creat în LabVIEW.

Cu toate aceste facilități, analiza motorului durează pe un procesor PIV-1,5MHz circa 5 ore.

Evident acest timp depinde și de numărul de noduri care se impune rețelei.

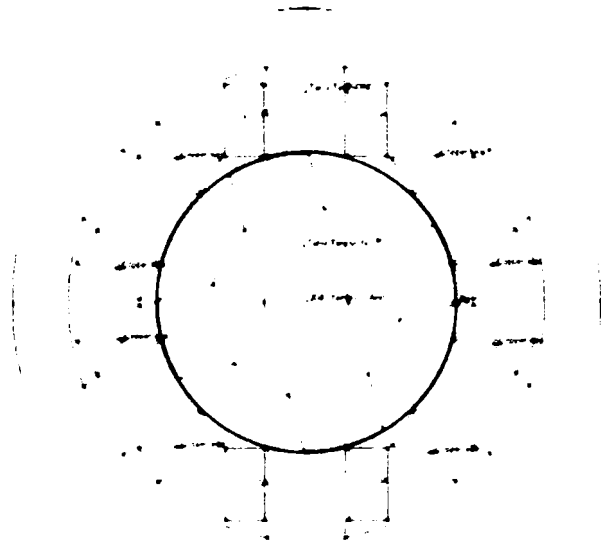
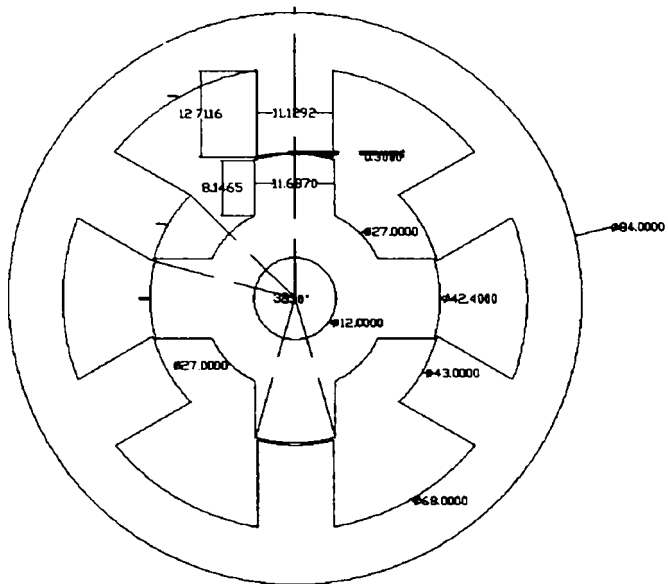


Fig. 4.7. Secțiunea MSPP-CS₂ analizat - Autocad

Fig. 4.8. Modelul MSPP-CS₂ cu precizarea materialelor, pentru analiza cu FEMM

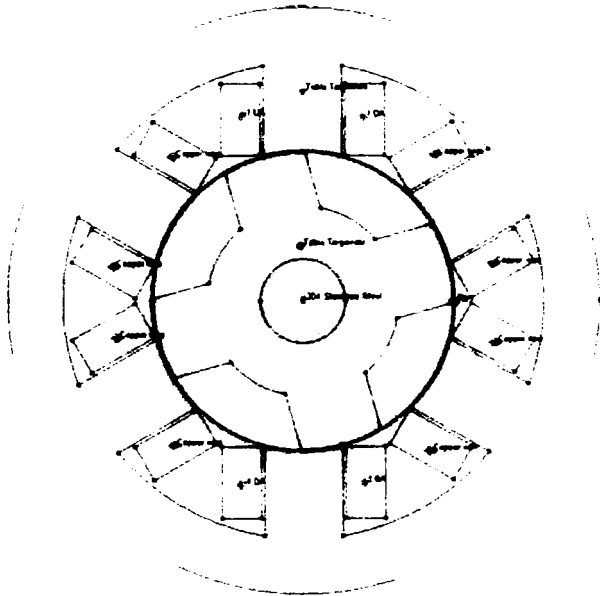


Fig. 4.9 Distribuția nodurilor rețelei - FEMM

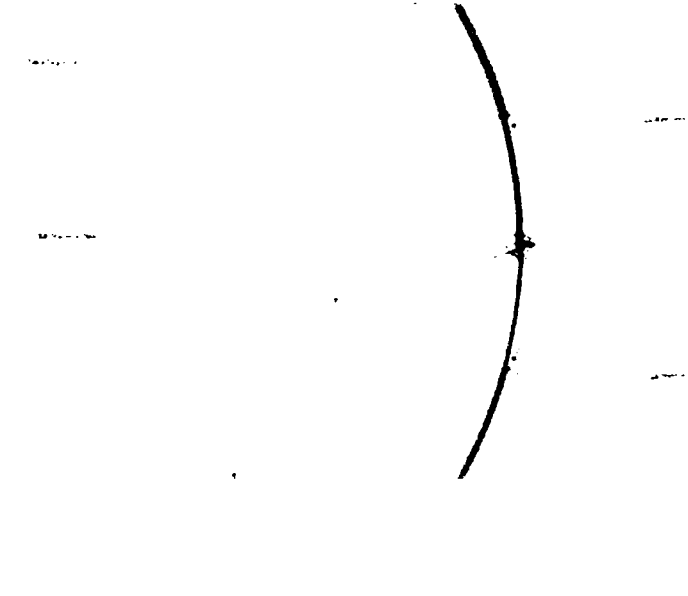


Fig. 4.10 Distribuția nodurilor rețelei-detaliu FEMM

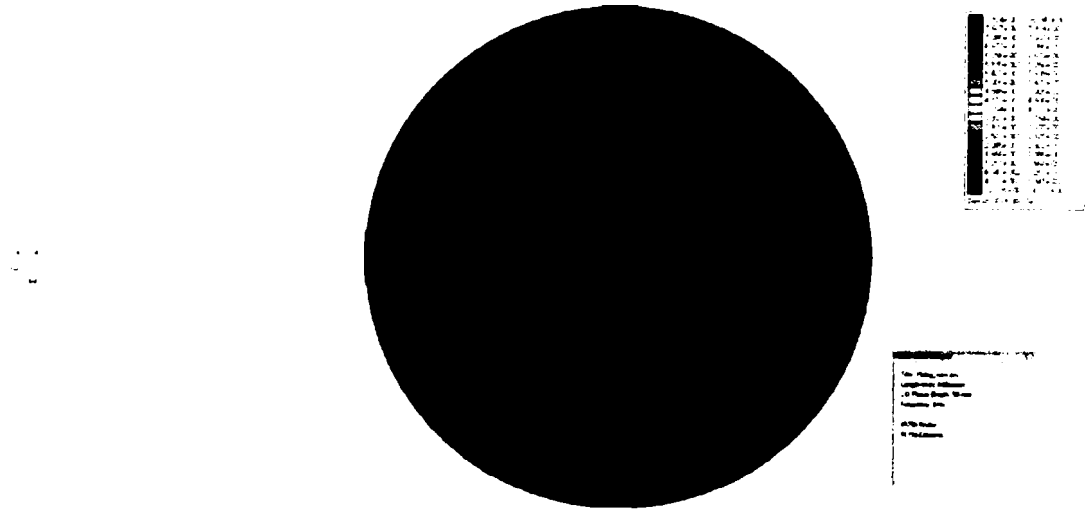


Fig. 4.11 Distribuția nodurilor rețelei - detaliu întrefier FEMM

Fig. 4.12. Liniile-de câmp rezultate din analiza cu FEMM

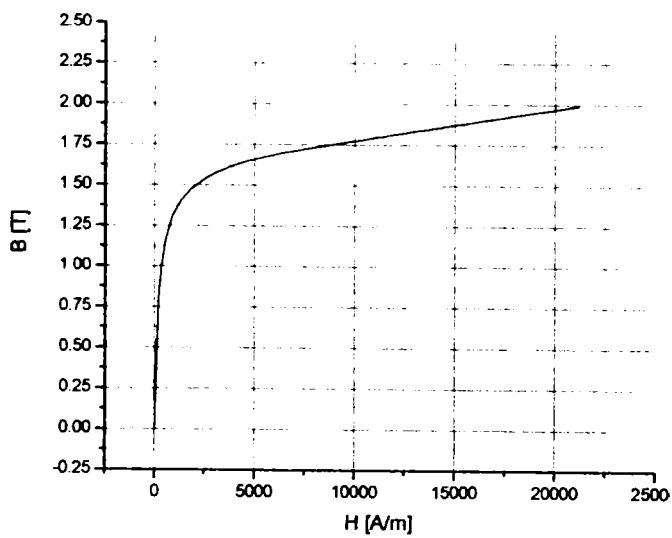


Fig. 4.13. Curba de magnetizare pentru tabla electrotehnică de Tâgoviște, material utilizat în analiză ($B[T] = f(H [A/m])$)

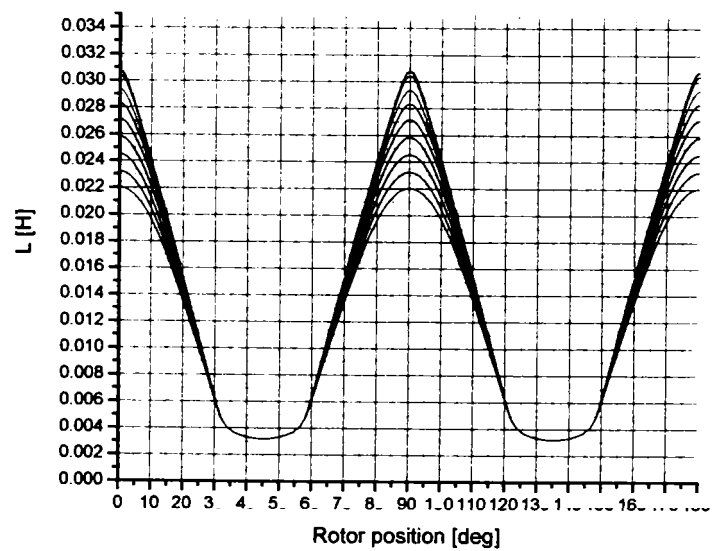


Fig. 4.14. Variația inductivității cu poziția, rezultată din analiza cu FEMM, pentru curenți între 5 și 30A

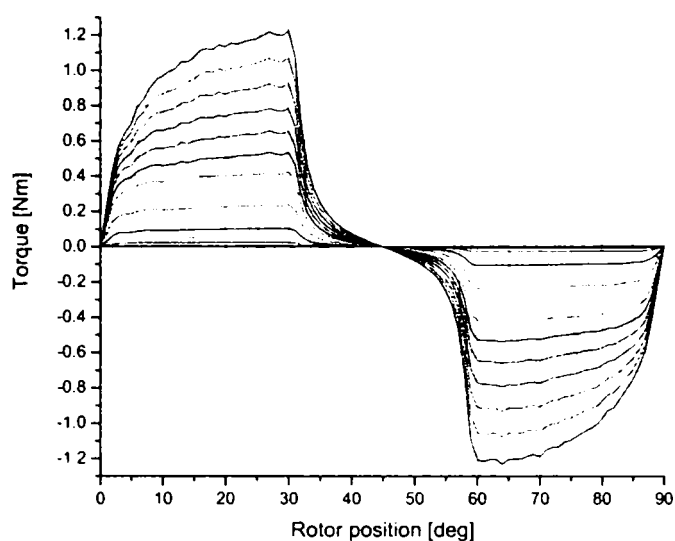
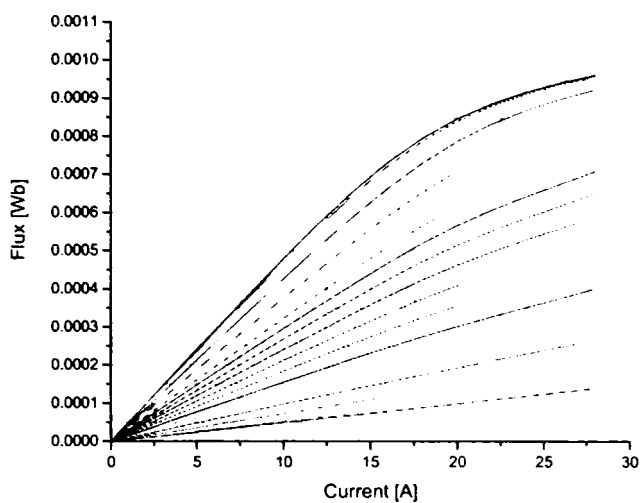


Fig. 4.15. Curbele de magnetizare rezultate din analiza cu FEMM, pentru poziții ale rotorului între 0 și 45 de grade

Fig. 4.16. Variația cuplului cu poziția rotorului, pentru curenți între 5 și 30 A

În acest capitol s-au studiat două metode (programe) distincte de analiză cu element finit.

Ca și concluzii la acest capitol se pot preciza următoarele:

- ambele programe permit importul de fișiere grafice cu configurația inițială a motorului, cu un plus în cazul MAGNET care suporta mai multe tipuri de fișiere;
- ambele metode s-au dovedit a fi în final destul de precise, comparând rezultatele cu cele obținute prin calcule;
- ambele metode necesită un număr relativ mare de date de intrare.

Aici se pot remarca unele deosebiri, cu avantaje de partea primei aplicații. Având în vedere că este un program relativ scump, softul MAGNET produs de Infolytica are avantajul că, în ceea ce privește automatizarea este mult mai versatil. La programul FEMM s-a lucrat mai mult la pregătirea fișierelor de intrare.

Fără a avea valori concrete de timp, se poate concluziona că timpul este în favoarea celei de-a doua aplicații, în sensul că este mai redus în cazul FEMM.

5. Modelarea și simularea mașinii sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială

5.1. Modelul matematic al MSPP-CS

Modelul matematic al MSPP-CS este dat de ecuația V-A și de ecuația de mișcare. Cu ajutorul acestora se studiază comportarea mașinii atât în regim staționar cât și în regim dinamic.

Ecuatiile diferențiale folosite pentru a modela performanțele statice și dinamice ale MSPP-CS, și în general ale mașinilor electrice, derivă din interacțiunea dintre fazele mașinii.

Se pornește de la ecuația scrisă pentru înfășurarea unei faze j a mașinii:

$$U_j = R_j \cdot i_j + \frac{d\Psi_j(\theta, i_j)}{dt} \quad (5.1)$$

unde:

R_j - rezistența fazei j

Ψ_j - fluxul de înlanțuire magnetică

θ - unghiul intern

U_j - tensiunea de alimentare a fazei j

i_j - curentul prin înfășurarea fazei j

Variația fluxului magnetic se datorează atât variației curentului cât și variației inductanței fazei prin intermediul unghiului intern θ .

Ținând cont de faptul că:

$$\Psi = L \cdot i \quad (5.2)$$

ecuația se poate rescrie astfel:

$$U_j = R_j \cdot i_j + L_j(i_j, \theta) \frac{di_j}{dt} + i_j \frac{dL_j(i_j, \theta)}{dt} \quad (5.3)$$

Dar în cazul MSPP-CS există trei circuite magnetice cuplate. În acest caz, pentru o înfășurare j într-un sistem cu trei circuite magnetice cuplate a,b,c într-o mașină dată, se poate scrie ecuația:

$$U_j = R_j \cdot i_j + \sum_k \left[L_{jk}(i_j, \theta) \cdot \frac{di_k}{dt} + i_k \cdot \frac{dL_{jk}(i_j, \theta)}{dt} \right] \quad (5.4)$$

unde:

j,k = a, b sau c

Primul termen reprezintă căderea de tensiune ohmică a fazei respective, cel de-al doilea - tensiunea electromotoare indusă de transformare iar cel de-al treilea reprezintă tensiunea indusă de rotație.

Relația se mai poate scrie și astfel:

$$U_j = R_j \cdot i_j + \sum_k \left[L_{jk}(i_j, \theta) \cdot \frac{di_k}{dt} + \frac{dL_{jk}(i_j, \theta)}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i_k \right] \quad (5.5)$$

Dar:

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (5.6)$$

rezultând în acest fel expresia:

$$U_j = R_j \cdot i_j + \sum_k \left[L_{jk}(i_j, \theta) \cdot \frac{di_k}{dt} + \Omega \cdot \frac{dL_{jk}(i_j, \theta)}{d\theta} \cdot i_k \right] \quad (5.7)$$

unde

$$E_j(\theta, i_j, \Omega) = \Omega \cdot \frac{dL_{jk}(i_j, \theta)}{d\theta} \cdot i_k \quad (5.8)$$

E_j fiind tensiunea indusă de rotație.

Relația (5.1) se mai poate scrie, matriceal, și sub forma:

$$\underline{U} = \underline{R} \cdot \underline{I} + \underline{L} \cdot \frac{d\underline{I}}{dt} + \Omega \cdot \frac{d\underline{L}}{d\theta} \cdot \underline{I} \quad (5.9)$$

cu:

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

unde:

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} - inductanțe proprii

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$ - inductanțe mutuale

și:

$$\underline{U} = [U_a \quad U_b \quad U_c]^T \quad (5.11)$$

$$\underline{I} = [I_a \quad I_b \quad I_c] \quad (5.12)$$

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

În cazul MSPP-CS, influența reciprocă a fazelor este mică, deci inductanțele mutuale se pot neglija

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} L_{aa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{bb} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Cu aceasta se obține expresia generală pentru o fază j :

$$U_j = R_j \cdot i_j + L_{jj} \cdot \frac{di_j}{dt} + \Omega \cdot \frac{dL_{jj}}{d\theta} \cdot i_j \quad (5.15)$$

care se particularizează pentru fiecare dintre cele trei faze: a, b și c:

$$U_a = R_a \cdot i_a + L_{aa} \cdot \frac{di_a}{dt} + \Omega \cdot \frac{dL_{aa}}{d\theta} \cdot i_a \quad (5.16)$$

$$U_b = R_b \cdot i_b + L_{bb} \cdot \frac{di_b}{dt} + \Omega \cdot \frac{dL_{bb}}{d\theta} \cdot i_b$$

$$U_c = R_c \cdot i_c + L_{cc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \Omega \cdot \frac{dL_{cc}}{d\theta} \cdot i_c \quad (5.17)$$

Aceste trei ecuații reprezintă ecuațiile V-A pentru cele trei faze ale MSPP-CS și sunt cele pe care se va baza simularea numerică a mașinii.

În plus, se scrie și ecuația de mișcare, sub forma:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (M - B \cdot \Omega - M_R) \quad (5.18)$$

unde:

Ω - viteza rotorică

J - momentul de inerție

M - cuplul electromagnetic

B - coeficientul de vâscozitate

M_R - cuplul rezistent

Se poate considera drept neglijabilă influența coeficientului de vâscozitate.

Astfel, ecuația de mișcare care va fi luată în calcul în procesul de simulare este următoarea:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (M - M_R) \quad (5.19)$$

Cuplul electromagnetic produs de către mașină se obține din teorema forțelor generalizate:

$$M = \left. \frac{dW'(i, \theta)}{d\theta} \right|_{i=ct} \quad (5.20)$$

unde coenergia magnetică W' are expresia:

$$W' = \int_0^i \Psi(i, \theta) di \quad (5.21)$$

Dacă mașina este nesaturată (inductanța fazei nu mai depinde de curentul prin fază) expresia cuplului electromagnetic obține forma:

$$M(i, \theta) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (5.22)$$

Cuplul electromagnetic mediu dezvoltat de o fază se calculează cu relația:

$$M_{med} = \frac{1}{T_q} \cdot \int M(\theta) \cdot d\theta \quad (5.23)$$

unde T_q reprezintă perioada de conducție a fazei respective.

5.2. Simularea numerică a MSPP-CS

În cadrul acestui paragraf sunt prezentate două metode distincte de abordare a problemei de simulare. Prima dintre ele utilizează exclusiv aparatul matematic iar cea de-a doua realizează o modelare fizică a sistemului de acționare cu MSPP-CS.

Pentru prima metodă a fost elaborat inițial un pachet de programe scrise în Turbo Pascal, ulterior acesta fiind transferat în mediul de simulare Matlab-Simulink, iar pentru cea de-a doua abordare, aplicația a fost realizată direct în Matlab-Simulink. Din considerente de similitudine a aspectelor teoretice (diferențele constând doar în modul de implementare), pentru prima situație va fi prezentat doar modelul Simulink.

Ambele metode au fost studiate pentru analiza comportării mașinii în regim static și dinamic, cu și fără sisteme de reglare. Figura 5.1 prezintă schema care utilizează modelarea matematică a mașinii, inverterului și sistemului de comandă, care compun sistemul de acționare cu MSPP-CS.

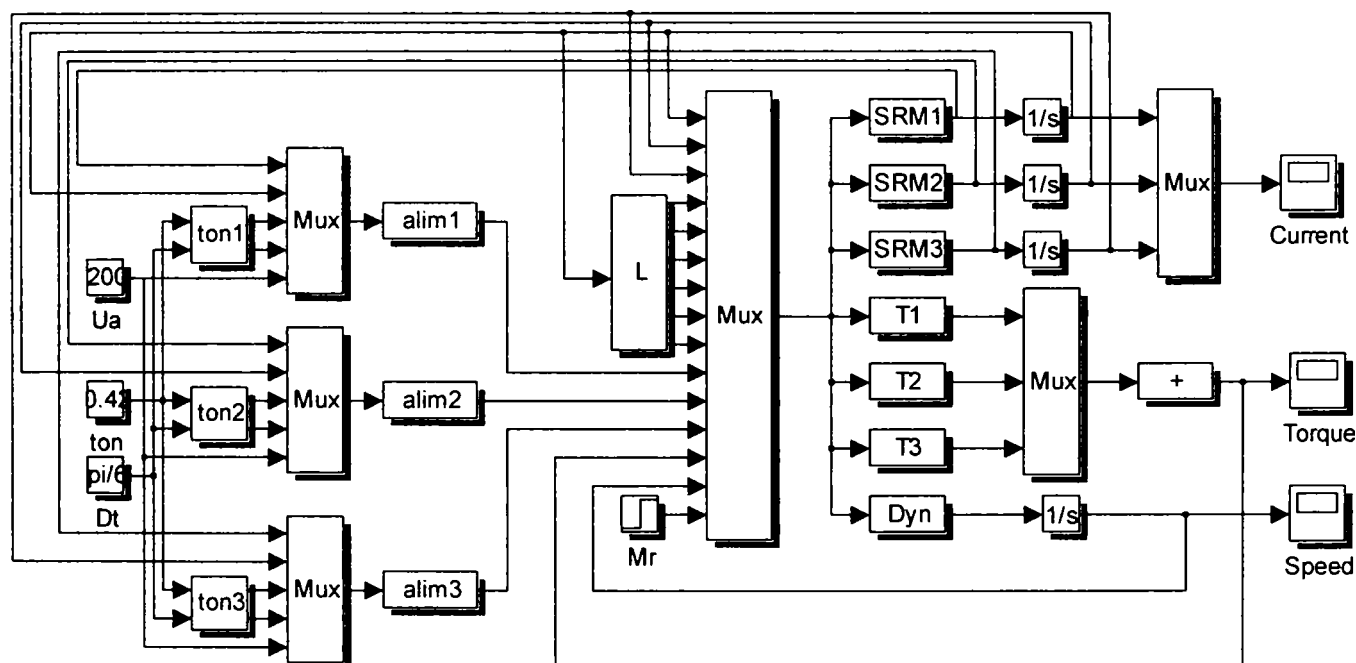


Fig. 5.1 - Schema bloc principală de implementare a modelului matematic al MSPP-CS

Schema este realizată prin implementarea independentă a celor 3 ecuații, corespunzătoare celor trei faze ale mașinii. Implementarea a fost făcută în blocurile de tip funcție SRM1, SRM2, SRM3. Ecuațiile de producere a cuplului electromagnetic au fost implementate în blocurile T1, T2 și T3. Cuplul total generat de mașină s-a obținut prin însumarea celor trei cupluri generate de cele trei faze. Blocul Dyn implementează ecuația de mișcare a mașinii, în scopul studierii comportării în regim dinamic a acesteia. Blocurile ton1, ton2 și ton3 generează unghiurile de deschidere și de blocare a fazelor mașinii, pornind de la un unghi inițial și o deschidere inițială a fazelor. Blocurile alim1, alim2 și alim3 simulează matematic

partea de comandă a sistemului. Acestea generează practic valorile de tensiune, pozitivă, negativă sau nulă, pentru a menține echilibrul sistemului. Aceste blocuri sunt realizate cu ajutorul funcțiilor S din Simulink. Acesta se caracterizează printr-o standardizare a arhitecturii care asigură interconectarea modulelor. Blocul L este responsabil de generarea formelor de undă ale inductivității celor trei faze, decalate corespunzător. De asemenea acest bloc generează și derivata inductivității, necesară ecuațiilor de simulare a fazelor mașinii. Așa cum este reprezentat în figura 5.1, acest bloc generează forma de undă a inductivității pentru o valoare fixă a curentului, care este mărime de intrare în acest bloc. Printr-o simplă modificare, intrarea în acest bloc poate fi făcută o mărime variabilă, permițând astfel simularea mașinii în regim dinamic. Figurile 5.2 și 5.3 prezintă schemele bloc ale subsistemelor de generare a unghiului de comandă și a inductivității. Listingurile pentru funcțiile S utilizate sunt prezentate în anexa A2.

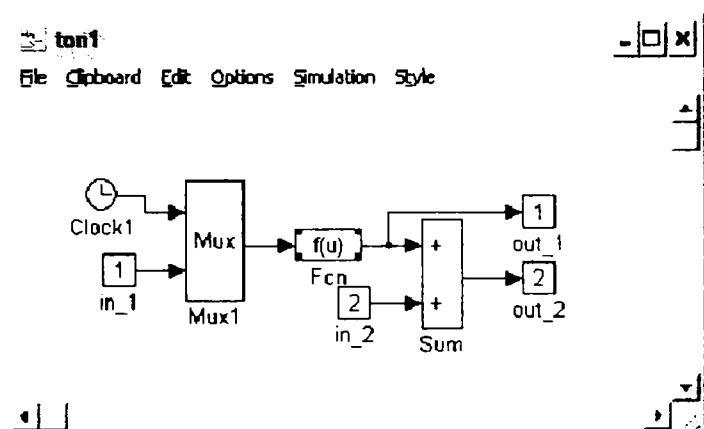


Fig. 5.2 - Generarea unghiurilor de energizare

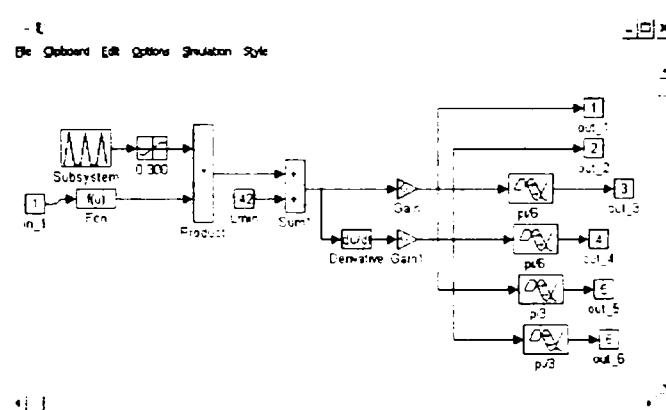


Fig. 5.3 - Generarea formei de undă a inductivității

Forma de undă a inductivității poate fi aproximată numeric cu o serie Fourier, astfel:

$$L = L_{ct} + \frac{a_0}{2} + \sum_{j=1}^{50} a_j \cdot \cos(4 \cdot j \cdot \theta) \quad (5.24)$$

unde:

$$a_j = \frac{2}{l} \cdot \int_0^l f(x) \cdot \sin \frac{n \cdot \pi}{l} \cdot x \cdot dx \quad (5.25)$$

sau poate fi citită direct dintr-o matrice numerică rezultată din determinări experimentale.

Rezultatele simulării cu acest tip de schemă privesc vizualizarea formelor de undă ale tensiunii, curentului, vitezei și cuplului electromagnetic dezvoltat de mașină.

Este de menționat aspectul că, prin utilizarea funcțiilor S se încetinește destul de mult rularea unei aplicații. Avantajul constă, printre altele, în ușurința de implementare. Unele rezultate ale simulării sunt prezentate în figurile următoare. Se pot observa cu ușurință diferențele de comportare a mașinii la viteză mică și la viteză mare.

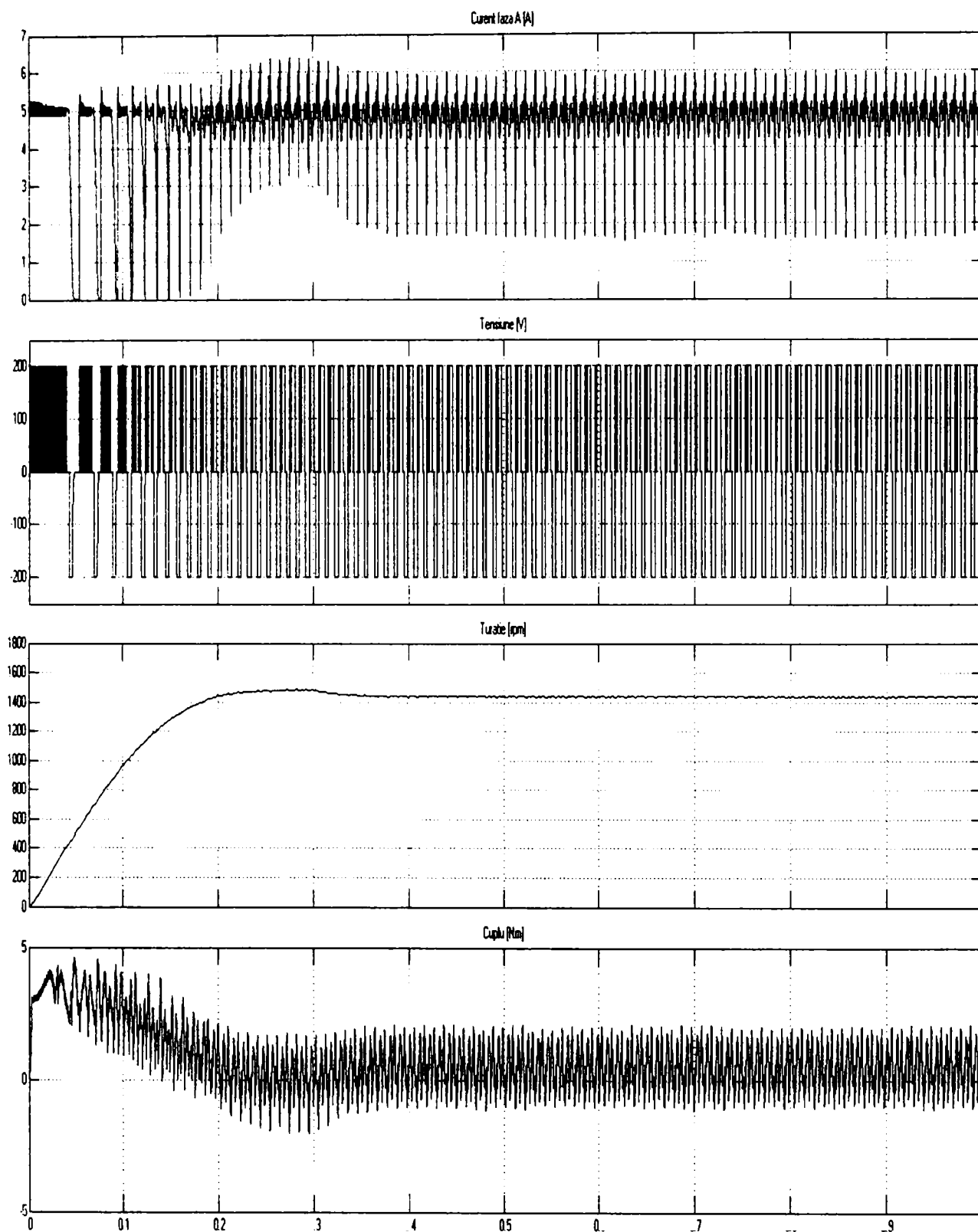


Fig. 5.4 - Simularea pornirii și încărcării MSPP-CS1: curentul, tensiunea, turația și cuplul

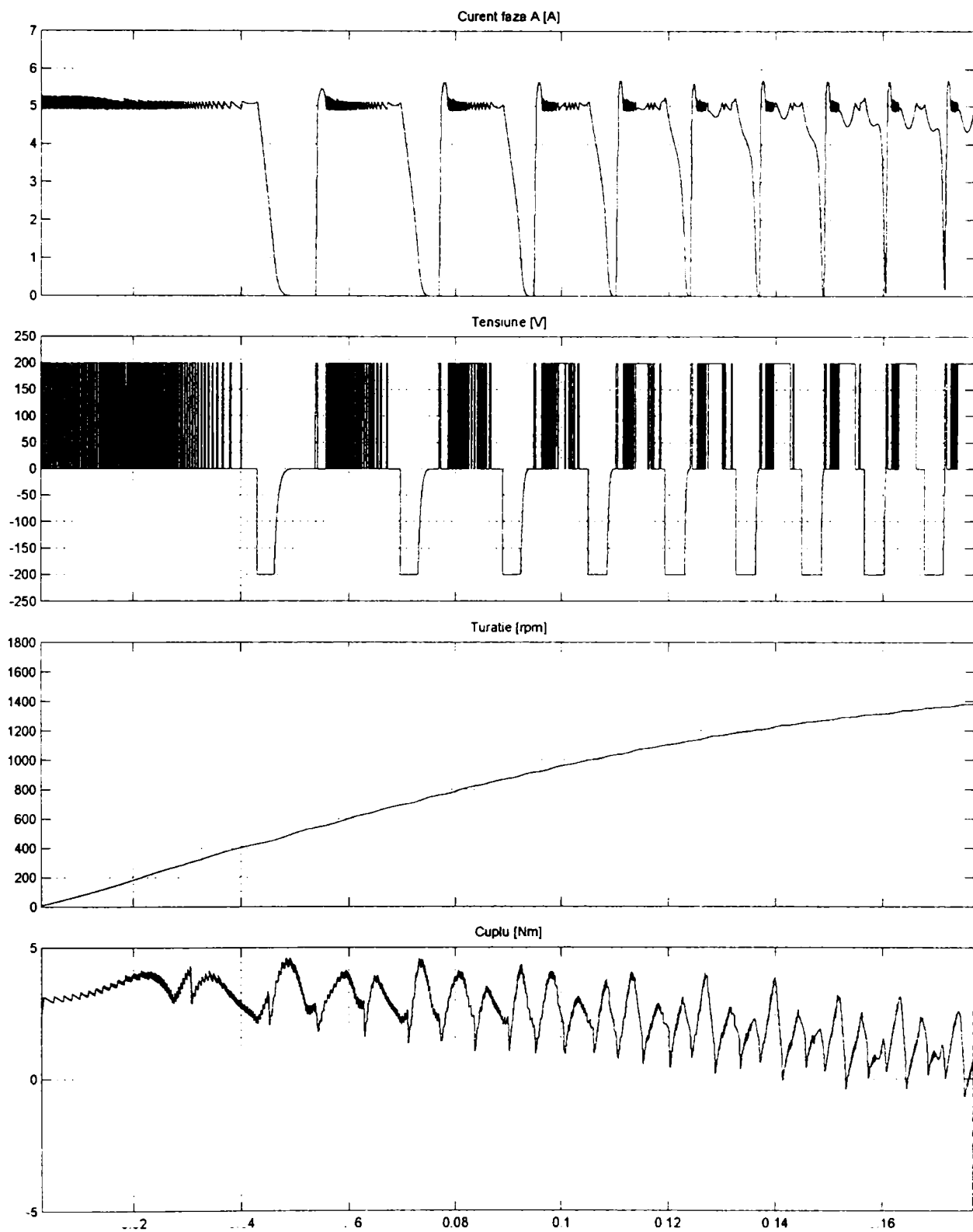


Fig. 5.5 - Simularea pornirii și încărcării MSPP-CS1: curentul, tensiunea, turația și cuplul - detaliu

A doua abordare a procesului de simulare este aceea pornind de la modelul fizic al elementelor. Aceasta a fost posibil datorită dezvoltării mediului de simulare Matlab-Simulink, și care are implementate modele pentru componentele discrete, în biblioteca SimPowerSystems.

Schema bloc principală a acestui model este prezentată în figura 5.6.

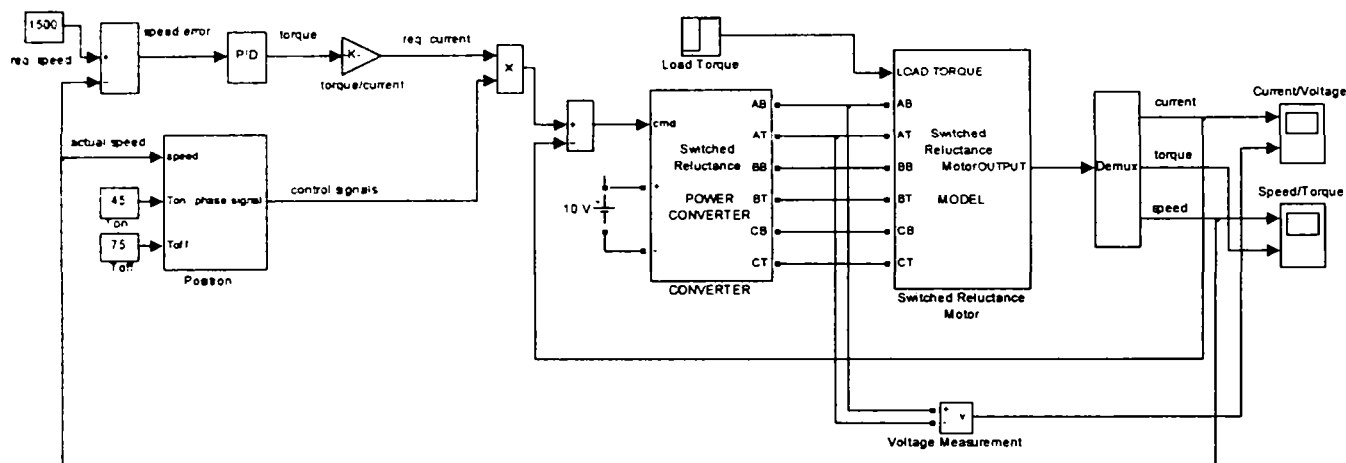


Fig. 5.6 - Schema bloc principală de implementare a modelului fizic al MSPP-CS

Motorul este alimentat printr-un convertor asimetric cu trei brațe, fiecare având două tranzistoare tip IGBT și două diode de descărcare. În timpul perioadelor de conducție, sunt active tranzistoarele IGBT, care aplică fazei respective tensiunea pozitivă a sursei de alimentare. Pe perioada de deenergizare a fazelor, acestora le este aplicată tensiunea negativă a sursei de alimentare, iar energia stocată în acestea este returnată sursei de alimentare în c.c. prin diode. Timpul de stingere a curenților din înfășurările fazelor poate fi în acest mod redus. Prin utilizarea unui senzor de poziție atașat rotorului, unghiurile de aprindere și de stingere a fazelor pot fi impuse cu acuratețe. Blocul pentru determinarea poziției rotorului este prezentat în anexa A3. Aceste unghiuri de comutație pot fi utilizate pentru a controla formele de undă ale cuplului dezvoltat de motor. Curenții de fază sunt controlați independent prin trei controlere cu histereză care generează semnalele de comandă ale tranzistoarelor IGBT prin compararea curenților măsurati cu curentul de referință. Frecvența de comutație a tranzistoarelor este determinată în principal de banda de histereză.

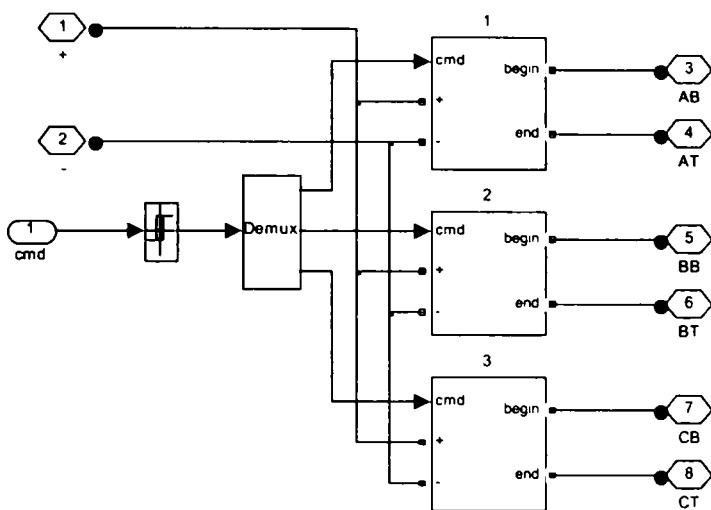


Fig. 5.7 - Schema bloc a convertorului de putere în semipunte

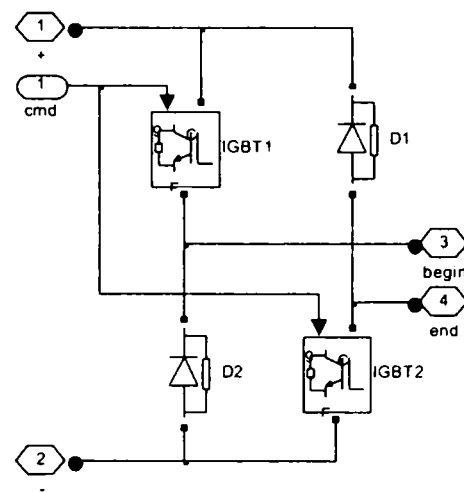


Fig. 5.8 - Schema bloc a unei ramuri a convertorului de putere în semipunte

Avantajul acestei abordări îl reprezintă faptul că modelul astfel realizat este mult mai aproape de realitate, ținând cont atât de variația măsurată a inductivității cât și de magnetizarea mașinii.

Rezultatele simulării MSPP-CS1 sunt prezentate în figurile 5.9-5.11.

Figurile 5.12-5.14 prezintă rezultatele simulării motorului MSPP-CS3.

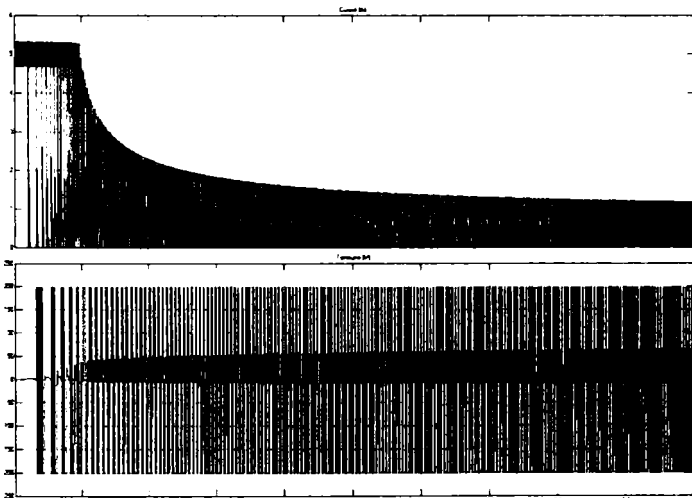


Fig. 5.9. Simularea pornirii MSPP-CS1: curentul și tensiunea

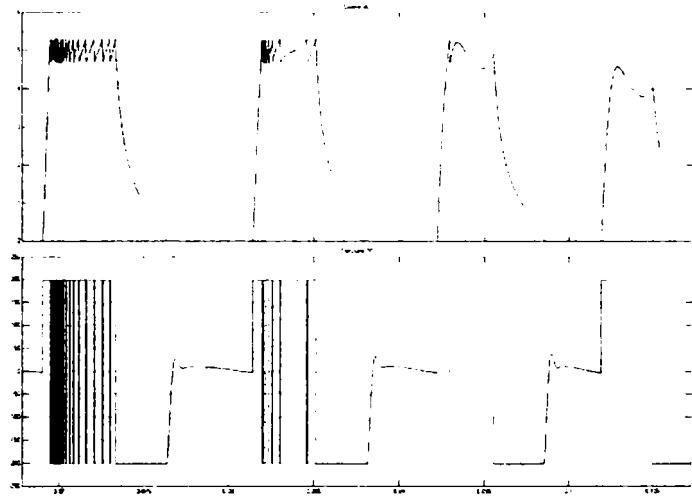


Fig. 5.10. Simularea pornirii MSPP-CS1: curentul și tensiunea - detaliu

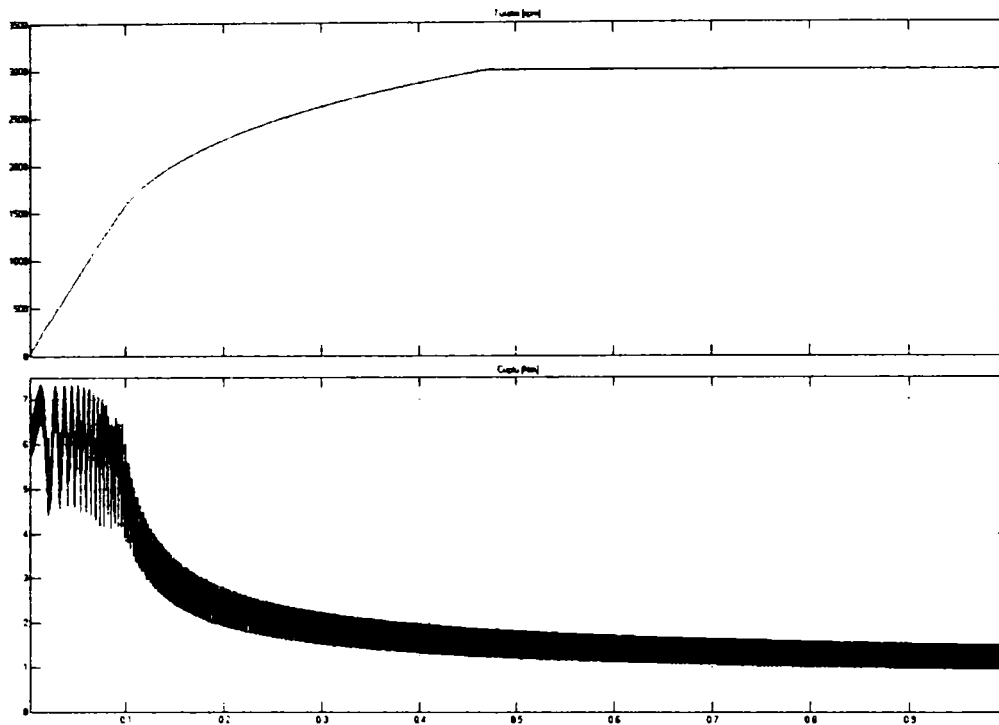


Fig. 5.11 - Simularea pornirii MSPP-CS1: turația și cuplul

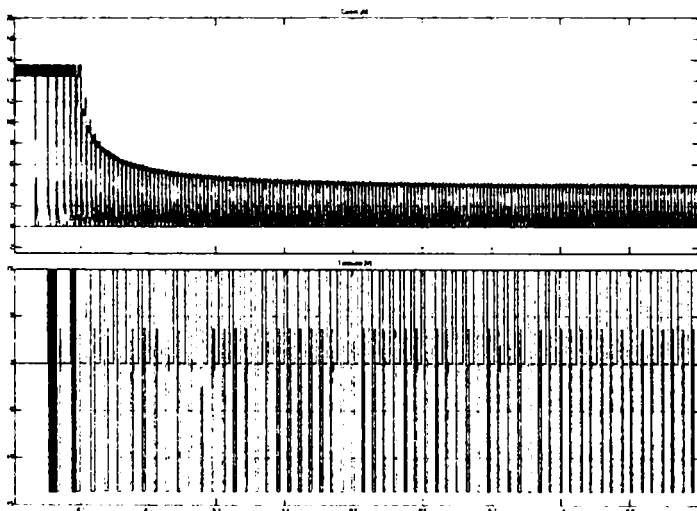


Fig. 5.12. Simularea pornirii MSPP-CS3: curentul și tensiunea

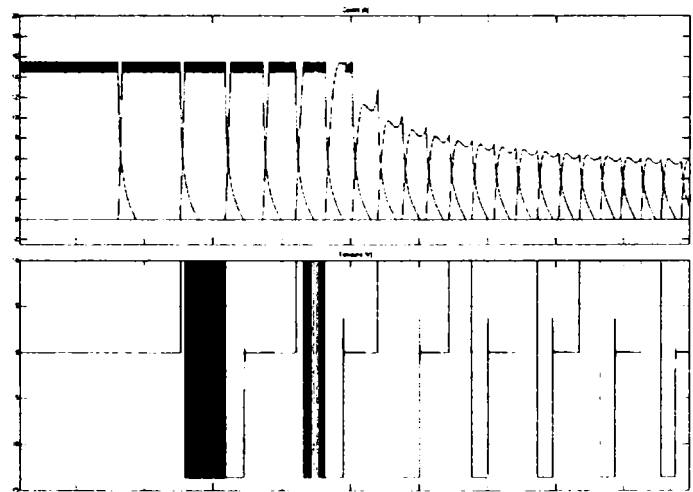


Fig. 5.13. Simularea pornirii MSPP-CS3: curentul și tensiunea - detaliu

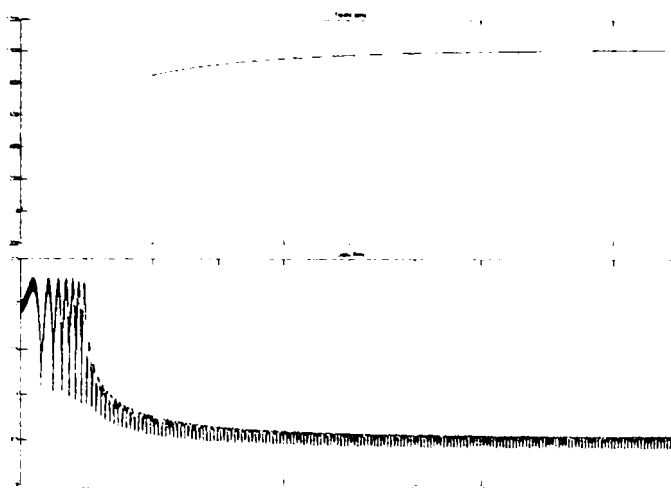


Fig. 5.14 - Simularea pornirii MSPP-CS3: turația și cuplul

Utilizând toate elementele prezentate până acum, s-a realizat o bibliotecă cu elementele de simulare ale sistemelor cu MSPP-CS care poate fi utilizată la realizarea diferitelor scheme-bloc. Biblioteca are în componență atât blocul pentru simularea convertorului de putere în semipunte și a motorului pornind de la ecuațiile acestuia, cât și alte elemente utilizate în simulare, cum ar fi bloc pentru citirea inductivității din tabel și generarea valorii acesteia precum și a derivatei în funcție de poziție și curent, bloc pentru generarea tensiunilor fazelor, pentru simularea semnalelor provenite de la traductorii optici, pentru rezolvarea ecuațiilor care guvernează comportarea unei faze a mașinii, ecuația dinamică a sistemului și ecuația cuplului electromagnetic. De asemenea au fost introduse în bibliotecă și blocuri utilizate la trasarea diferitelor tipuri de grafice ale mărimilor rezultate din simulare. Biblioteca astfel creată a fost indexată și poate fi utilizată din meniul principal al versiunii Matlab 7 R14 - Simulink 6.0 și ulterioare. Biblioteca este prezentată în figura 5.15. Blocurile sunt prezentate detaliat în anexa A3.

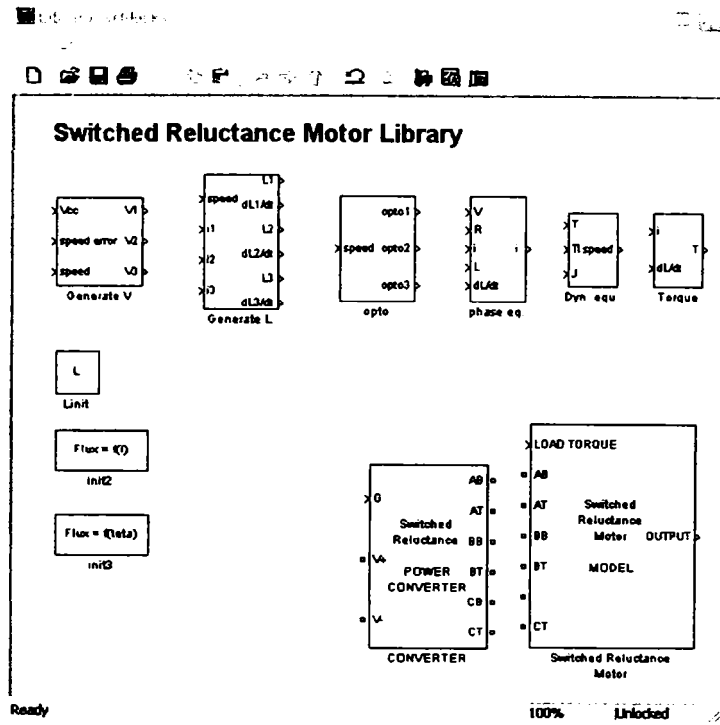
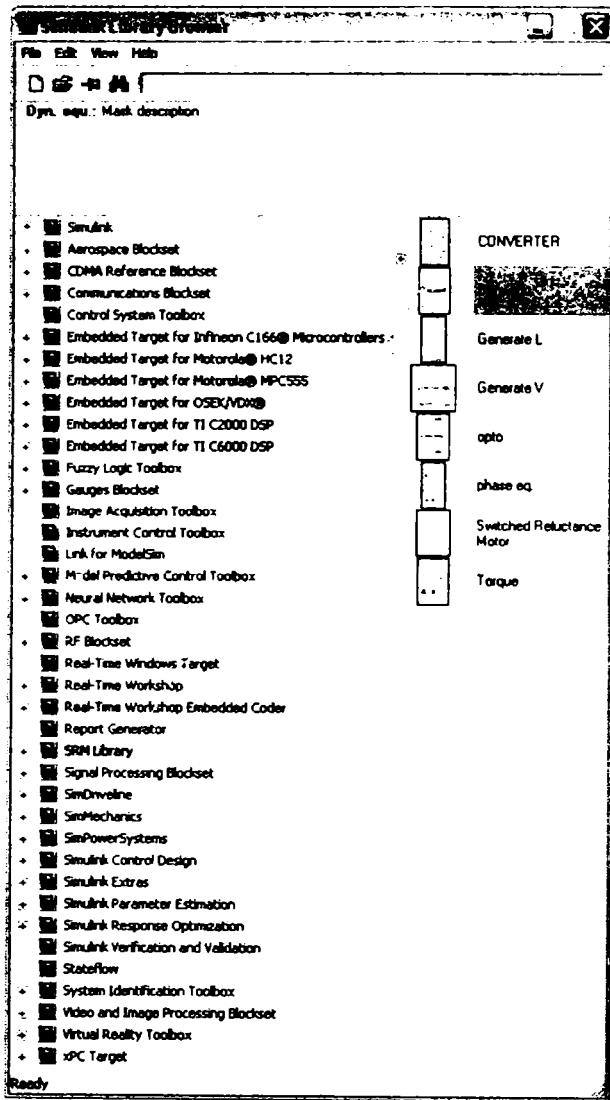


Fig. 5.15. Biblioteca de elemente utilizate în simularea MSPP-CS

6. Implementarea unui sistem de control al MSPP-CS

6.1. Comanda numerică a MSPP-CS

MSPP-CS este alimentat cu pulsuri de tensiune, în funcție de poziția rotorului față de stator. Profilul curentului de fază împreună cu curbele de magnetizare definesc cuplul generat și prin urmare viteza motorului. Datorită acestui fapt, motorul necesită o comandă electronică pentru operare. Au fost dezvoltate o serie de topologii ale etajelor de putere, în funcție de numărul fazelor motorului și de algoritmul ales pentru comanda acestuia. Structura particulară a convertorului de putere definește libertatea de comandă pentru fiecare fază.

Un convertor de putere cu două ventile de putere independente pe fiecare fază este cea mai utilizată topologie. Un astfel de convertor pentru un MSPP-CS cu trei faze este prezentat în figura 6.1. Acesta poate realiza un control al fiecărei faze, independent una față de cealaltă, având astfel cel mai înalt grad de libertate în controlul unei astfel de mașini. Alte tipuri de convertoare de putere utilizează aceleași ventile pentru comanda mai multor faze, reducând astfel prețul de cost al modulelor, dar acele faze nu vor putea fi controlate complet independent. În același timp, această topologie de modul de putere este și tolerantă la erori, în contrast cu convertoarele utilizate la comanda motoarelor de inducție, pentru că elimină posibilitatea scurtcircuitului pe linie.

În timpul operării normale, fluxul electromagnetic în MSPP-CS nu este constant, și trebuie construit pentru fiecare mișcare. În perioada de motor, aceste mișcări corespund poziției rotorului când polii rotorici se apropie de polii statorici corespunzători ai fazei excitate. În cazul operării la viteze scăzute, nivelul de tensiune este modulată în lățime de puls (Pulse Width Modulation – PWM).

Există două tehnici care se pot aplica:

- comutare ușoară (soft switching) – caz în care un tranzistor este deschis pe toată perioada de comutare iar modularea în lățime de puls este aplicată doar celui alt tranzistor
- comutare grea (hard switching) – caz în care modularea în lățime de puls este aplicată ambelor tranzistoare.

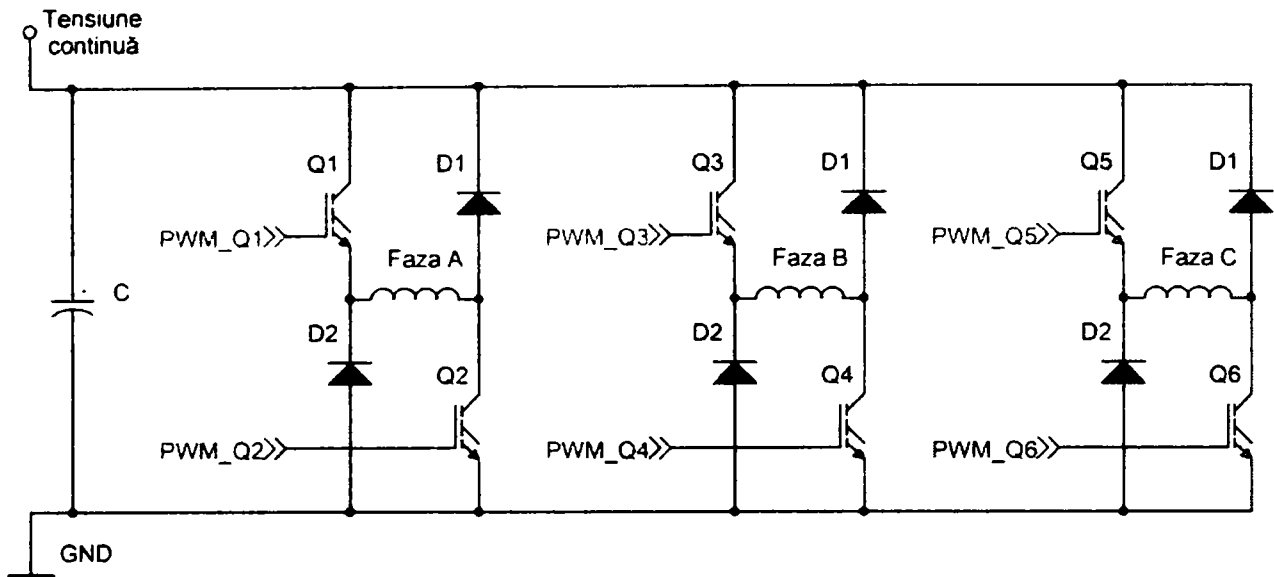


Fig. 6.1. Etajul de putere pentru un MSPP-CS cu trei faze

Figura 6.2 ilustrează tehnicile de modulare în lățime de puls cu comutare ușoară și grea. Semnalele de comandă pentru ventilele superioare și inferioare ale modului de putere descris mai sus definesc tensiunea fazei și, prin urmare, curentul fazei. Tehnica de comutare ușoară generează pulsații mai reduse ale curentului comparativ cu tehnica de comutare grea. De asemenea, aceasta produce un zgomot acustic mai scăzut. Prin urmare tehnicile de comutare ușoară sunt preferate pentru realizarea regimului de motor.

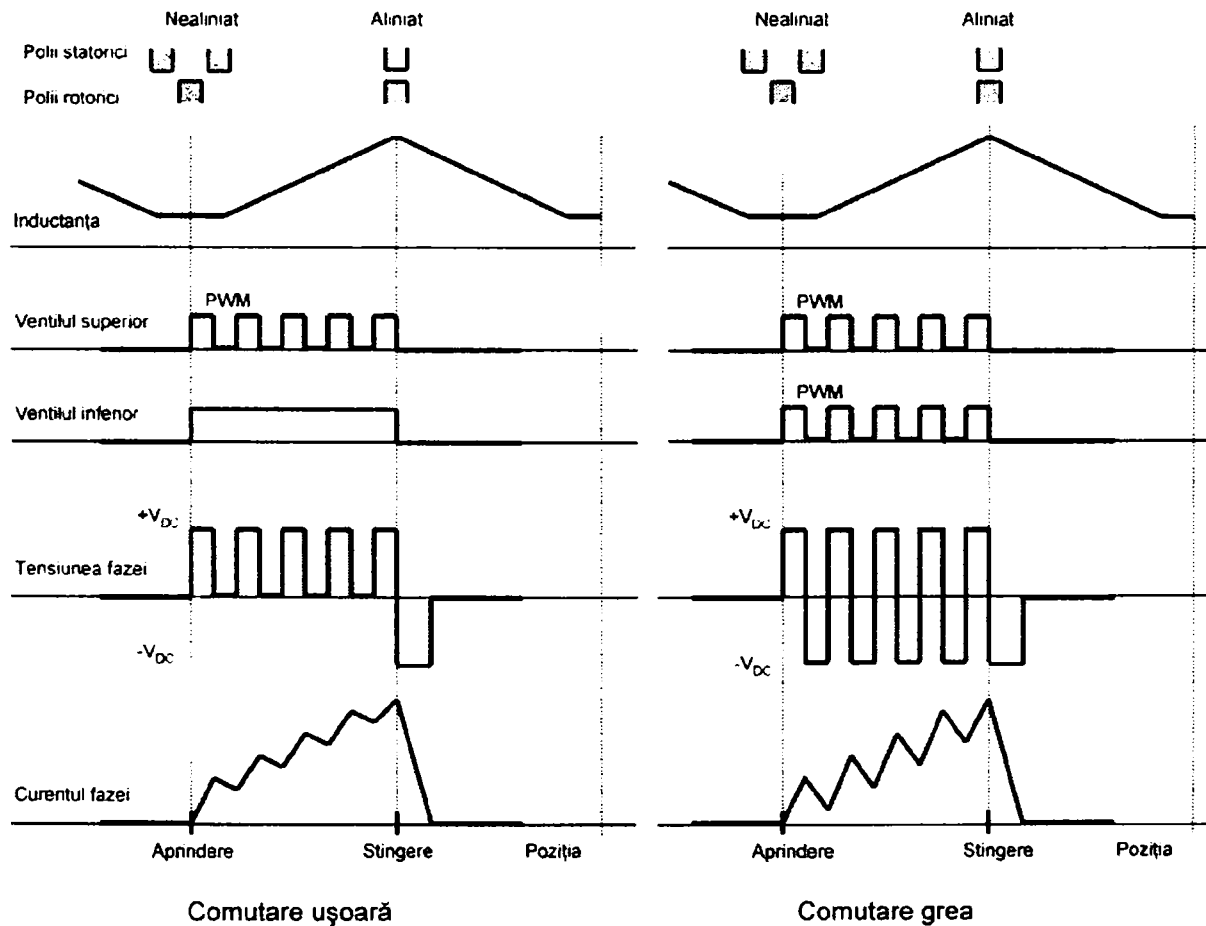


Fig. 6.2. Comutarea ușoară și comutarea grea

6.1.1. Controlul tensiunii și curentului MSPP-CS

Există o serie de tehnici de control pentru MSPP-CS. Ele diferă prin structura algoritmului de reglare și prin determinarea poziției rotorului. Se pot distinge două tehnici principale, în funcție de variabilele motorului care sunt controlate:

- controlul tensiunii – unde tensiunea fazei este mărimea controlată;
- controlul curentului – unde curentul de fază este mărimea controlată.

6.1.1.1. Controlul în tensiune al MSPP-CS

În tehnicile de control în tensiune, tensiunea aplicată fazelor motorului este constantă pe timpul perioadei complete de eșantionare a buclei de control a vitezei. Comutația fazelor este legată de poziția rotorului.

Tensiunea aplicată unei faze este controlată direct de către un regulator de viteză. Regulatorul de viteză procesează eroarea de viteză – diferența între viteza dorită și viteza actuală – și generează tensiunea necesară pe fază (tensiunea de referință). Tensiunea de fază este realizată printr-un factor de umplere al modulației în lățime de puls implementat la tensiunea de alimentare a convertorului. Tensiunea de fază este constantă de-a lungul unghiului de funcționare.

Tehnica este ilustrată în figura 6.3. Formele de undă ale curentului și tensiunii pot fi văzute în figura 6.4. Curentul de fază atinge un maxim la poziția în care inductivitatea începe să crească (polii statorici și rotorici se suprapun) datorită schimbării profilului inductivității.

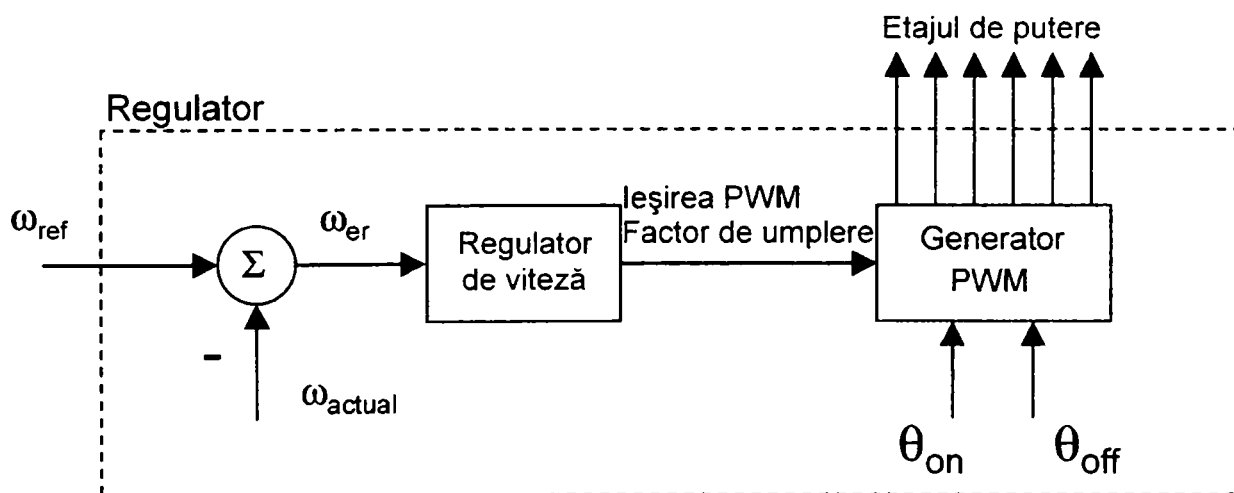


Fig. 6.3. Tehnica de control în tensiune

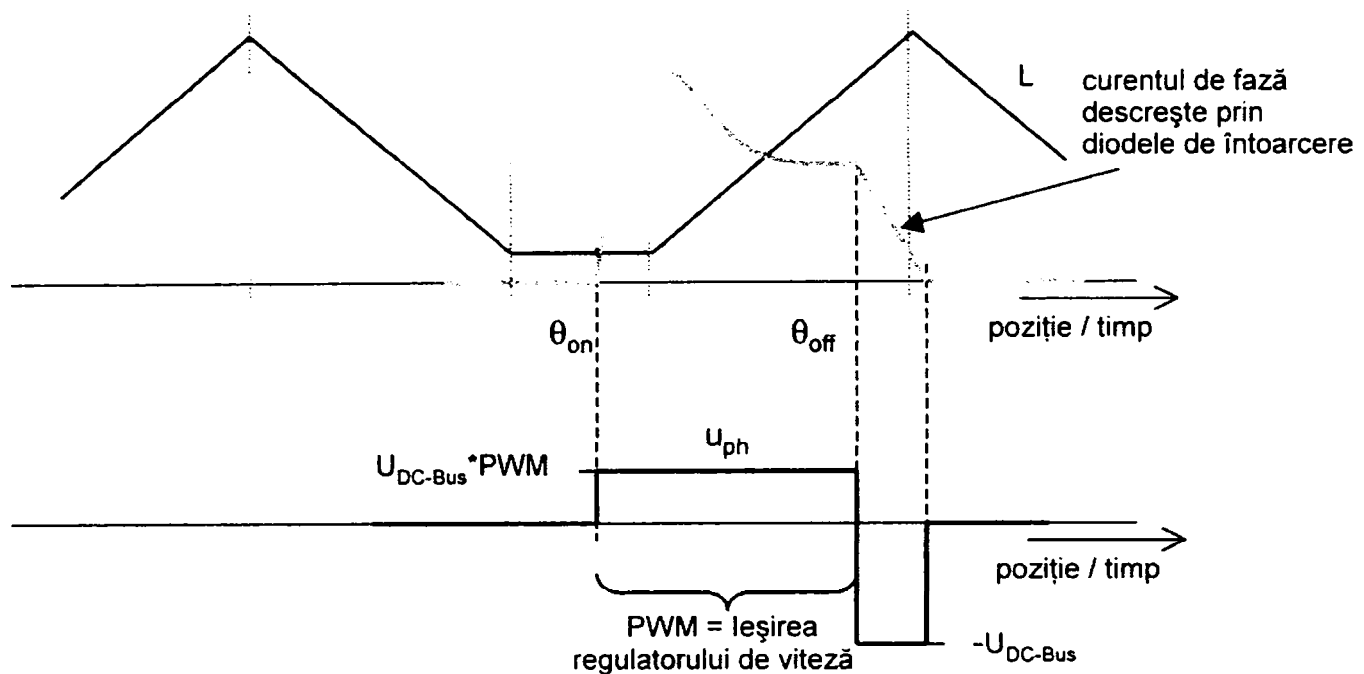


Fig. 6.4. Tehnica de control în tensiune – formele de undă ale tensiunii și curentului

6.1.1.2. Controlul în curent al MSPP-CS

În tehnicile de control în curent, tensiunea aplicată fazelor motorului este modulată pentru a atinge curentul dorit prin faza alimentată. Pentru cele mai multe aplicații, curentul de referință este constant de-a lungul întregii perioade de eșantionare a buclei de control a vitezei. Comutația fazelor este determinată de poziția rotorului.

Tensiunea aplicată fazei este controlată de un regulator de curent, cu o buclă externă de reglare a vitezei. Regulatorul de viteză procesează eroarea de viteză – diferența între viteza dorită și viteza actuală – și generează curentul necesar prin fază (curentul de referință). Regulatorul de curent evaluează diferența între curentul actual prin fază și curentul de referință, și calculează factorul de umplere PWM corespunzător. Tensiunea de fază este realizată printr-un factor de umplere al modulării în lățime de puls implementat la tensiunea de alimentare a convertorului. Astfel, tensiunea de fază este modulată cu rata buclei de reglare a curentului. Această tehnică este ilustrată în figura 6.5.

Procesarea regulatorului de curent trebuie să fie legată de comutarea fazelor. Când o fază este alimentată (θ_{on}), acesteia i se aplică un factor de umplere de 100%. Creșterea curentului prin fază este comparată regulat cu curentul de referință. De îndată ce curentul actual depășește cu puțin curentul de referință, intră în funcțiune regulatorul de curent. Regulatorul de curent controlează ieșirea factorului de umplere până când faza nu mai este alimentată (θ_{off}). Procedura se repetă pentru fiecare ciclu de comutație al motorului. Forma de undă a curentului și a tensiunii pot fi văzute în figura 6.6. În cazurile ideale, curentul de fază este reglat pentru a urmări exact curentul de referință.

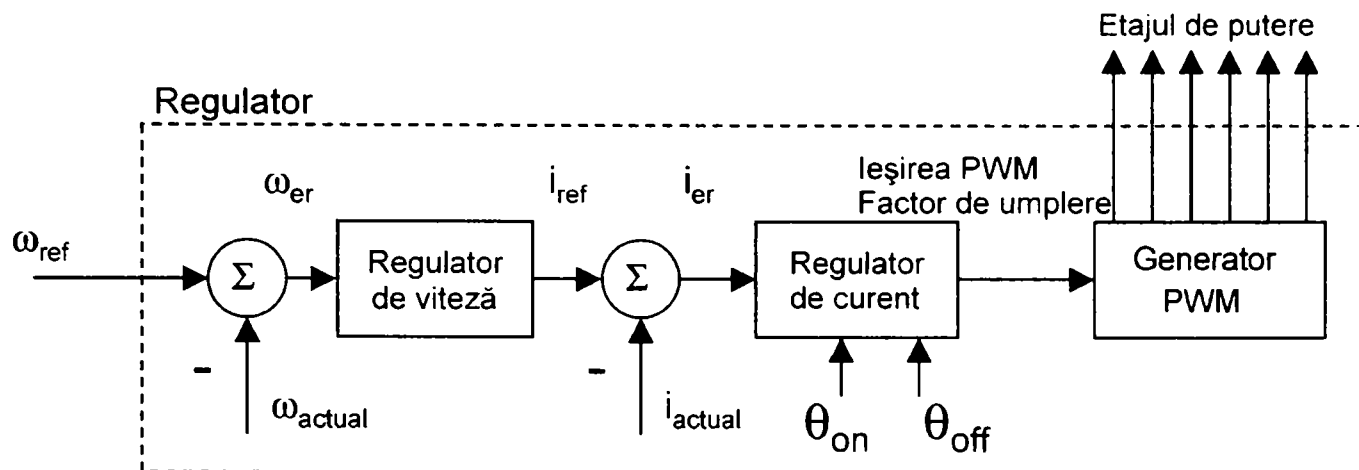


Fig. 6.5. Tehnica de control în curent

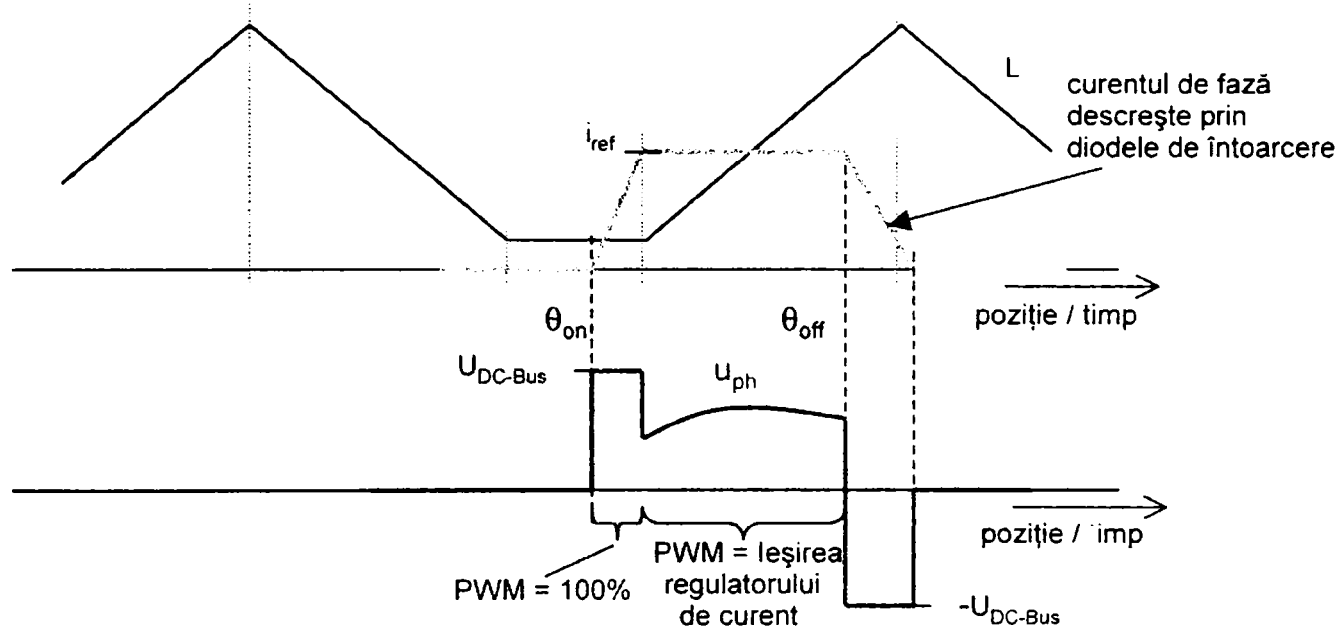


Fig. 6.6. Tehnica de control în curent – formele de undă ale tensiunii și curentului

6.1.2. Calculul unghiului de aprindere

Fazele individuale ale MSPP-CS trebuie să fie alimentate la o anumită poziție a rotorului, poziție în care curentul să poată crește până la nivelul dorit. O condiție de bază precizează faptul că curentul de fază trebuie să atingă cel puțin nivelul curentului dorit în poziția în care polii rotorici încep să se suprapună peste polii statorici ai fazei alimentate. După acest moment, curentul începe să scadă, datorită creșterii inductanței. Deci dacă faza este alimentată prea târziu, curentul nu va fi capabil să atingă nivelul impus pentru comutație.

Poziția de energizare a fazei trebuie determinată în funcție de tensiunea de fază care se aplică acesteia, de viteza actuală a motorului și de profilul inductivității acestuia. Faza este alimentată în poziția de minimă inductanță, astfel că inductivitatea poate fi considerată constantă până în momentul în care polii rotorici încep să se suprapună peste polii statorici.

Pentru o inductivitate constantă, curentul poate fi considerat ca având o creștere liniară. Astfel, timpul necesar pentru a atinge nivelul curentului dorit este exprimat astfel:

$$\Delta t = \frac{L_U \cdot i_{ref}}{u_{DC_Bus} \cdot \gamma} \quad (6.1)$$

unde:

Δt - reprezintă timpul necesar pentru atingerea curentului de referință

i_{ref} - reprezintă curentul de referință care trebuie atins

L_U - reprezintă inductivitatea în poziția nealiniat

u_{DC-Bu} - reprezintă tensiunea de alimentare

γ - reprezintă factorul de umplere

Unghiul electric corespunzător timpului necesar pentru atingerea curentului de referință poate fi determinat astfel:

$$\Delta \vartheta = \omega_{actual} \cdot \Delta t \quad (6.2)$$

unde

ω_{actual} - reprezintă viteza actuală

6.2 Descrierea părții hard

6.2.1 Caracteristicile MSPP-CS

Pentru această aplicație a fost utilizat un MSPP-CS tip 8/6, cu opt poli rotorici și șase poli statorici. Principalele caracteristici ale motorului, furnizate de producătorul său Radio-Energie Franța, sunt sintetizate în tabelul următor:

Tabelul 6.1

Număr de faze	4
Numărul polilor statorici	8
Numărul polilor rotorici	6
Rezistența nominală a fazei	60.978 mΩ
Inductanța nominală, poziția aliniat	4.2 mH
Inductanța nominală, poziția nealiniat	0.48 mH
Curentul maxim de fază	100 A
Tensiunea nominală continuă de alimentare	24 V
Puterea nominală	0.75 kW
Viteza nominală	3000 rpm

Acest motor este echipat cu doi senzori optici de poziție, dispuși radial la 45° unul de celălalt, plasați pe polii statorici, și un disc cu fante, pentru furnizarea poziției rotorului.

6.2.2. Convertorul electronic de putere

MSPP-CS nu necesită curenți bidirecționali prin înfășurările fazelor, ca alte motoare de curent alternativ. Controlerul trebuie să alimenteze mașina cu pulsuri de curent unipolare precise în funcție de poziția rotorului. Convertorul trebuie să regleze amplitudinea și chiar și forma curentului pentru a îndeplini cerințele de control a cuplului și a vitezei de rotație cât și pentru a permite o funcționare sigură a motorului și a ventilelor de putere. Convertorul trebuie să fie de asemenea capabil să aplice pulsuri cu o tensiune negativă, inversa tensiunii de alimentare, pentru demagnetizare. În mod uzual, tensiunea inversă este aplicată prin intermediul diodelor de fugă.

Topologia convertorului pentru un MSPP-CS depinde de configurația motorului precum și de parametrii aplicației în care acesta urmează să fie folosit. Există mai multe tipuri de convertoare disponibile pentru diferite tipuri de aplicații.

Figura 6.7 prezintă convertorul static de putere care este utilizat în prezenta aplicație.

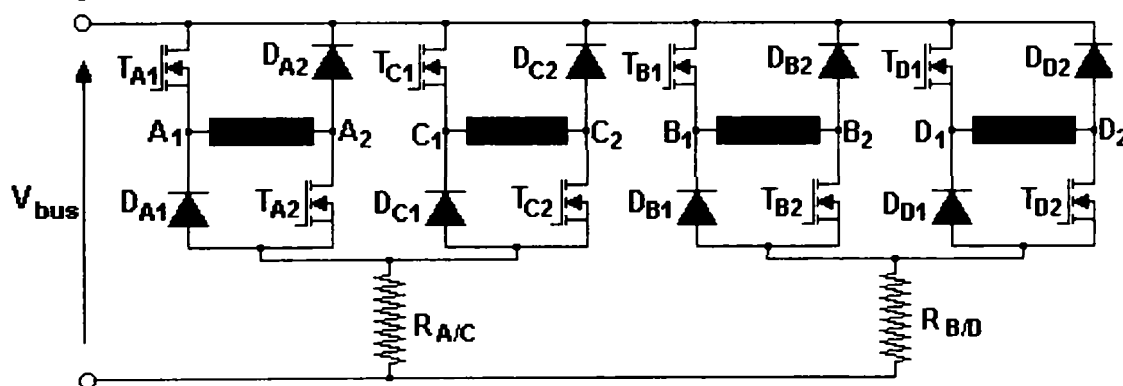


Fig. 6.7 Convertorul static de putere pentru MSPP-CS cu patru faze, utilizat

Reglarea curentului poate fi făcută cu un singur tranzistor (soft chopping), sau cu ambele tranzistoare de pe faza respectivă (hard chopping) iar deconectarea fazei se face întotdeauna prin blocarea ambelor tranzistoare de pe faza respectivă, aplicând astfel înfășurării de pe faza respectivă tensiunea inversă a sursei de alimentare. De asemenea tranzistoarele pot intra în conducție și pot fi blocate la orice unghi.

La acest tip de convertor, întreaga tensiune de alimentare a sursei poate fi utilizată pentru energizarea fazelor motorului. Modul de lucru al ventilelor ales pentru această aplicație a fost acela denumit „hard-chopping”, și anume acela în care perechea de ventile de pe o fază este comandată simultan.

Schema se poate completa pentru alimentarea unui motor cu n faze, dar principalul dezavantaj al acesteia este că are costul mai ridicat deoarece utilizează câte două tranzistoare pentru fiecare fază.

6.2.3 Partea hardware de control: modulul de evaluare cu DSP TMS320F240

Familia TMS320C24x

Circuitul C240 a fost primul DSP utilizat pentru comanda digitală a mașinilor electrice.

În acest scop el este prevăzut cu funcții specifice:

- comanda comutație dispozitivelor electronice de putere;
- generarea comenzilor și a mărimilor de prescriere;
- procesarea algoritmilor de conducere;
- comunicații de date;
- monitorizarea sistemelor.

TMS320C24x este o variantă de procesor într-o singură capsulă, bazată pe un nucleu DSP cu virgulă fixă, cu tact de 20MIPS la care s-au adăugat elemente specifice pentru un microcontroler: memorie, generator PWM, convertoare analog-numerice. S-a urmărit obținerea unui DSP dedicat aplicațiilor de conducere numerică a mișcărilor și de reglare a mașinilor electrice. Schema bloc a acestui DSP este cea din figura 6.8.

În această figură sunt relevante două blocuri principale: nucleul central C25LP și managerul de evenimente.

Nucleul central C25LP conține în principal:

- o unitate aritmetică și logică pe 32 de biți;
- un acumulator pe 32 de biți;
- un multiplicator de 16 biți x 16 biți cu rezultatul pe 32 de biți;
- o stivă hardware pe 8 nivele;
- registre de deplasare, registre auxiliare ș. a.

Acest nucleu central permite efectuarea operațiilor pipeline pe 4 nivele și acceptă întreruperi mascabile.

Blocul MANAGER DE EVENIMENTE gestionează semnalele de intrare și ieșire. Sunt prevăzute patru intrări de captură a semnalelor. Pentru generarea semnalelor de ieșire sunt disponibile trei timere, cu șase moduri de lucru fiecare, și 12 ieșiri de semnal PWM. Semnalele furnizate de timere se pot genera fie complet independent, fie sincronizate sau întârziate între ele. Rezoluția obținabilă, funcție de timerul utilizat, poate fi de 50 nsec sau mai bună. Trei dintre perechile de ieșiri PWM pot lucra complementar și se pot folosi pentru comanda unui invertor trifazat, cum este necesar și în cazul metodei de comandă cu orientare după câmp pentru mașina asincronă. Se asigură și timpul mort necesar cuprins între 50 nsec și 102 μsec.

Memoria TMS320C24x se compune din:

-o memorie RAM internă de 544 cuvinte de 16 biți, memorie de date și/sau programe;

- o memorie ROM ('C240) respectiv Flash ('F240) memorie program de 16 kcuvinte de 16 biți;

Este prevăzută o interfață pentru memoria externă cu 16 linii de adresă și 16 linii de date, dotată cu stări de așteptare software, precum și dotarea pentru stări de așteptare hardware

Acest DSP mai conține:

- un bloc de gestionare a întreruperilor, prin care se acceptă șase întreruperi externe;
- interfață serială asincronă;
- interfață serială sincronă de mare viteză;
- două convertoare analog-numerice de câte 10 biți;
- 28 de pini de intrare ieșire conectabili prin multiplexare și programabili individual.

Toate aceste din urmă dotări permit o conectare flexibilă cu procesul și conducerea acestuia în timp real, cum este cazul și în aplicațiile din acționările electrice pentru care TMS320C24x a fost conceput.

În figura 6.8. se prezintă arhitectura acestui procesor.

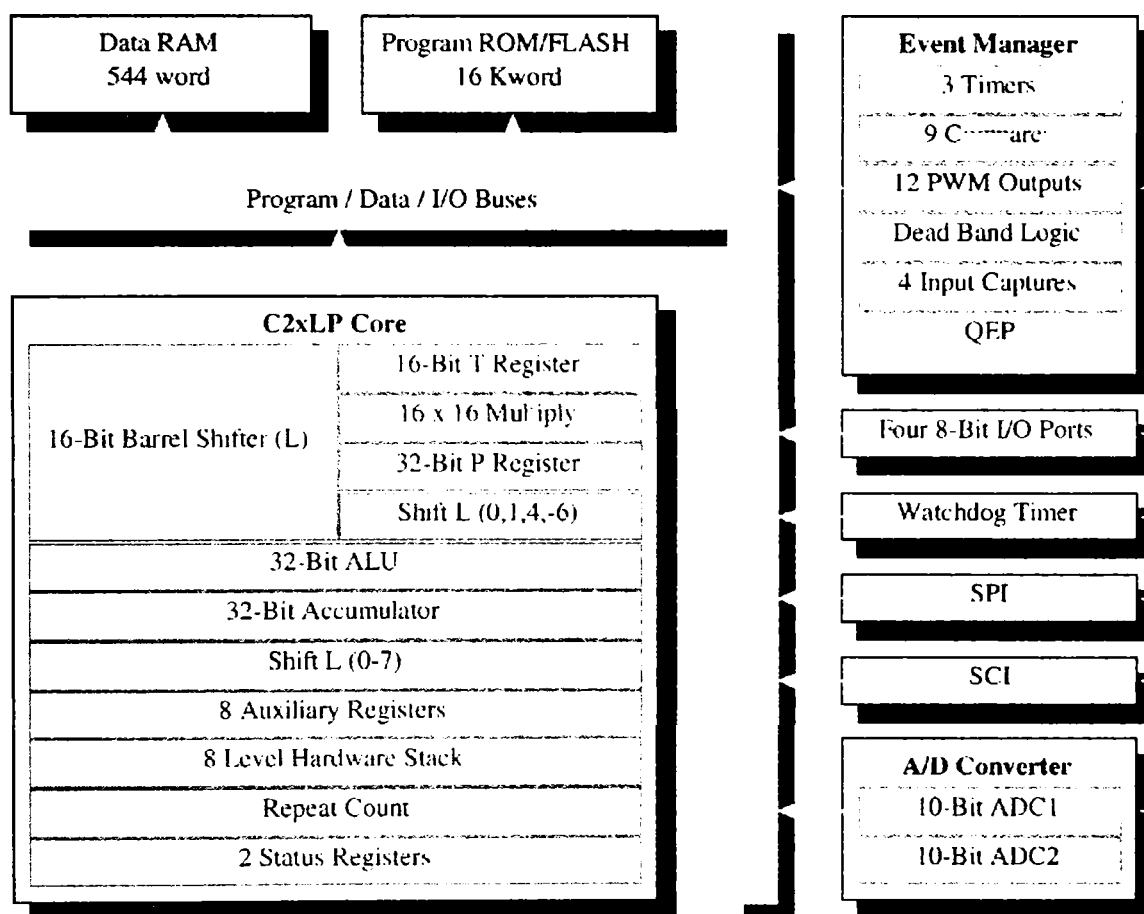


Fig.6.8. Arhitectura procesorului TMS320C240

Modulul de evaluare EVM TMS320C24x este construit în jurul procesorului digital de semnal TMS320F240. O vedere de ansamblu, schematică, este prezentată în figura 6.9. Această placă lucrează cu o viteză de 20MIPS cu un ciclu mașină de 50 nsec. Această placă este optimizată pentru aplicații ce au ca scop controlul numeric al motoarelor electrice. Câteva date tehnice ale procesorului F240 sunt prezentate mai jos:

- Managerul de evenimente (EV);
- Trei timere de uz general, pe 16 biți, ce pot lucra în 6 moduri de operare distincte;
- 12 canale pentru furnizarea semnalelor modulate în lățime de puls (PWM);
- O interfață pentru un encoder de semnale în cuadratură (QEP);
- Patru unități de captură;
- Două convertoare analog-numerice cu 8 canale, pe 10 biți;
- Porturi de comunicație sincron și asincron;
- 544 de cuvinte de RAM cu acces dual;
- 16K cuvinte de memorie flash.

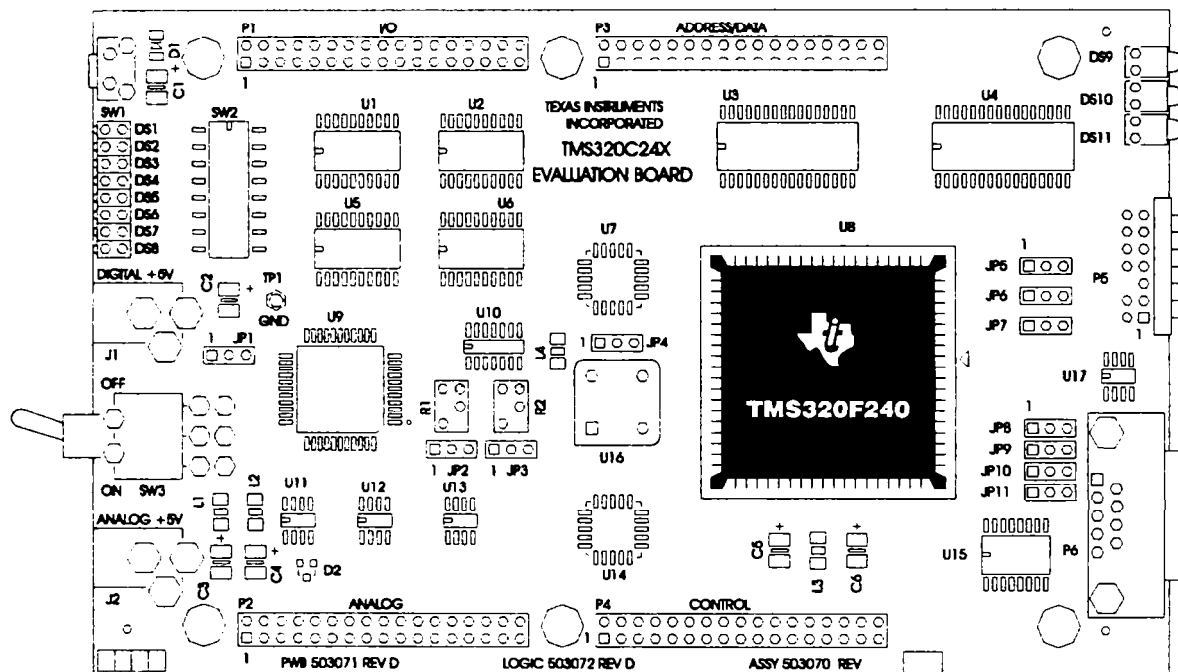


Fig. 6.9 Placa de dezvoltare TMS320F240 EVM

În dezvoltarea aplicațiilor de control al motoarelor electrice sunt necesare următoarele facilități de care dispune modulul de evaluare C24x:

- Procesor numeric de semnal F240 în virgulă fixă;
- 128K cuvinte de memorie extinsă pe placă, SRAM;
- Un convertor numeric-analogic, cu 4 canale, pe 12 biți;
- Un port de comunicație serială compatibil RS232;
- Un port pentru emulator XDS510E/XDS510PP;
- Un banc de 8 switchuri;
- Un banc de 8 leduri.

Convertorul numeric-analogic cu 4 canale și pe 12 biți (U9) a fost introdus pe modulul de evaluare, fiind necesar în dezvoltarea aplicațiilor de reglare a motoarelor electrice. Regiștrii celor patru canale de conversie numeric-analogică, precum și registrul de actualizare a conversiei sunt mapați în spațiul de intrări / ieșiri al procesorului F240. Modulul de conversie analogică necesită generarea unor stări de așteptare pentru o operare corespunzătoare.

Placa de evaluare suportă în total 128K cuvinte de memorie externă. Cei 128 x 8 biți de memorie SRAM sunt partiționați în felul care urmează:

- 64K cuvinte memorie program externă;
- 32K cuvinte memorie de date externă locală;
- 32K cuvinte memorie de date externă globală.

Memoria SRAM a plăcii interfațează cu adresele externe și magistralele de date ale procesorului de semnal. Cele 15 nsec. timp de acces la memoria SRAM permit procesorului de semnal F240 să acceseze spațiile de program extern și de memorie de date fără nici un fel de stări de așteptare.

Placa este prevăzută cu 4 conectori, fiecare având 34 de pini, care dau acces utilizatorului la toate semnalele de referință ale plăcii de evaluare C24x. Toate semnalele corespunzătoare managerului de evenimente, interfața periferică serială SPI și interfața de comunicație serială (SCI) sunt accesibile prin intermediul conectorului de intrări / ieșiri P1.

Toate semnalele analogice, inclusiv ieșirile convertoarelor numeric-analogice, cele 16 canale de intrare și tensiunile de referință pentru conversia analog-numerică sunt accesibile prin intermediul portului P2.

Adresele externe și semnalele magistralei de date pot fi accesate prin intermediul portului de adrese și date P3. Semnalele de comandă pentru interfața memoriei externe sunt accesibile prin conectorul de control P4.

Pentru această aplicație au fost utilizați doar conectorii P1 și P2. Pentru citirea poziției rotorului, poziție furnizată de cei doi senzori optici, au fost utilizate două unități de captură (CAP1 și CAP2) și doi pini de intrare / ieșire programați ca intrări (IOPB0 și IOPB1). Pinii de captură sunt utilizați în cazul în care motorul funcționează cu viteză normală iar pinii de intrare / ieșire sunt utilizați pentru inițializare și pentru operare la viteză foarte scăzută. Pinii CAP1 și IOPB0, respectiv CAP2 și IOPB1 sunt conectați fizic între ei, pe portul P1.

Pentru a furniza semnalele de comandă către ventilele de putere sunt utilizate patru unități de captură, programate în mod de generare de semnale modulate în lățime de puls, după cum urmează: unitățile full compare 1, 2 și 3 precum și unitatea simple compare 1. Toate unitățile de comparare sunt sincronizate cu timerul de uz general GP Timer 1.

Pinii ADC10 și ADC12 ai conectorului P2 sunt utilizați pentru a achiziționa semnalul de curent pe faze.

6.2.4 Sesizarea poziției rotorului și placa de interfață

Motorul cu reluctanță variabilă este echipat cu doi senzori optici tip OPB 860/870 produși de Optek Technology Inc.

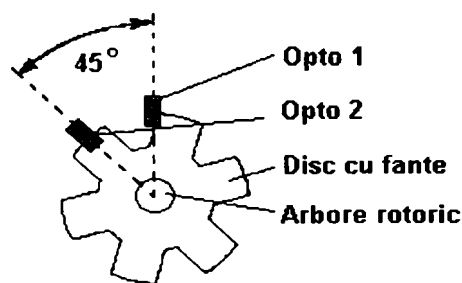


Fig. 6.10 Plasarea senzorilor de poziție

Poziția rotorului este obținută utilizând un disc cu fante rigidizat mecanic cu rotorul mașinii. În figura 6.10 se prezintă dispunerea celor doi senzori optici relativ la discul cu fante. Semnalele furnizate de senzorii de poziție sunt prezentate în figura 6.11.

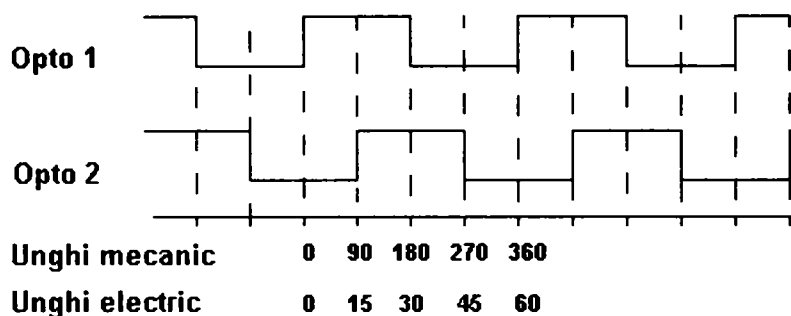


Fig. 6.11 Semnalele electrice ideale furnizate de senzorii de poziție

În această figură se face referire atât la unghiurile electrice cât și la unghiurile mecanice. Unghiurile mecanice sunt folosite atunci când se face referire la reglarea vitezei motorului iar unghiurile electrice sunt utilizate atunci când se face referire la comutație. În această aplicație, unghiul electric de 180 grade corespunde alinierii fazei A. După cum se poate vedea în figura 6.11, senzorii de poziție furnizează un semnal electric (tranziție 1-0 sau 0-1) la fiecare 15 grade unghi mecanic, care corespunde la 90 grade unghi electric. Modulul de evaluare a fost în așa fel programat încât să detecteze ambele tranziții, atât din unu în zero cât și din zero în unu. În acest mod, la o rotație completă a arborelui mașinii sunt furnizate, de către traductorii de poziție, un număr de 24 de semnale electrice. Unghiul electric este raportat la unghiul mecanic prin numărul de poli ai rotorului mașinii, NR. Senzorii de poziție sunt alimentați cu o tensiune continuă de 12V, tensiune provenită de la o sursă stabilizată de tensiune de laborator. În realitate însă, semnalele furnizate de senzori arată ca în figura 6.12, având oscilații amortizate. Subrutina care citește semnalele furnizate de senzorii de poziție lucrează într-o întrerupere, și este astfel programată pentru a detecta frontul crescător al semnalului. Deoarece în timpul amortizării semnalului de la senzori, forma de undă mai prezintă fronturi crescătoare, a fost necesară implementarea hardware a unui circuit de interfață care să filtreze aceste oscilații și să furnizeze modulului de comandă semnale curate de la senzorii de poziție. Schema modulului de interfață între senzorii de poziție și modulul de evaluare este prezentată în figura 6.13.

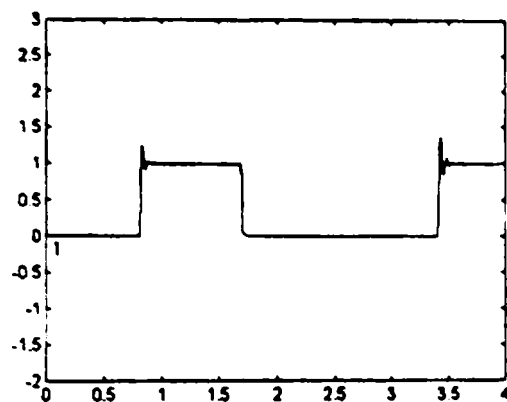


Fig. 6.12 Semnalele electrice reale furnizate de senzorii de poziție

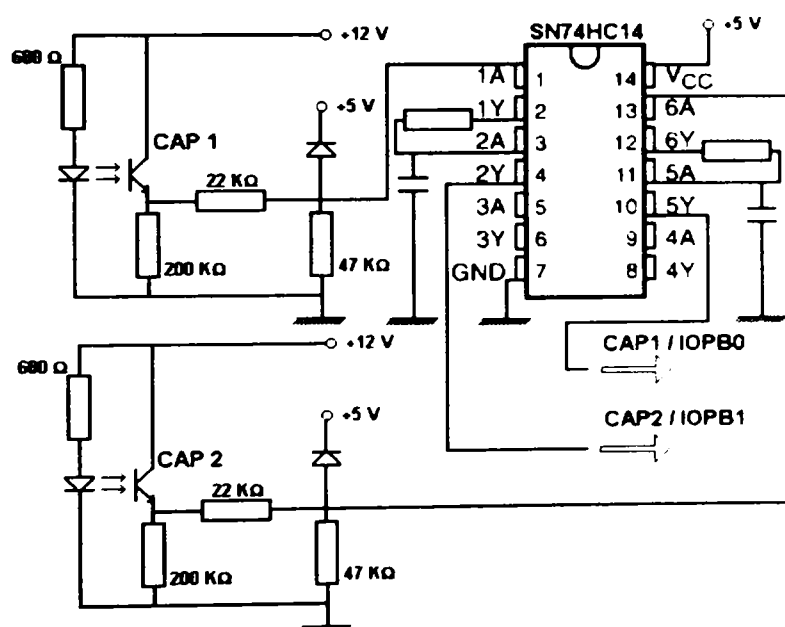


Fig. 6.13. Schema electrică a modulului de interfață

Este necesar să se adapteze nivelul tensiunii de la 12V la 5V pentru modulul de evaluare. Un circuit inversor Trigger-Schmidt tip SN74HC14 cu șase intrări, produs de Texas Instruments și un filtru RC trece-jos de 120 kHz sunt folosite pentru a mări acuratețea semnalelor provenite de la senzorii optici de poziție.

6.2.5 Prezentarea completă a structurii de control

Principalele blocuri hardware utilizate în această aplicație sunt:

- un motor cu reluctanță variabilă tip 8/6 prevăzut cu doi senzori de poziție;
- un convertor de putere corespunzător, cu doi rezistori pentru măsurarea curentului;
- modulul de evaluare TMS320C24x EVM;
- modulul de interfață;

- trei surse de alimentare stabilizate de 24Vcc, 12 Vcc și 5 Vcc pentru a alimenta convertorul de putere al motorului cu reluctanță variabilă, senzorii de poziție, modulul de evaluare și modulul de interfață. Diagrama-bloc a schemei este prezentată în figura 6.14 iar o vedere de ansamblu a montajului este prezentată în figura 6.15.

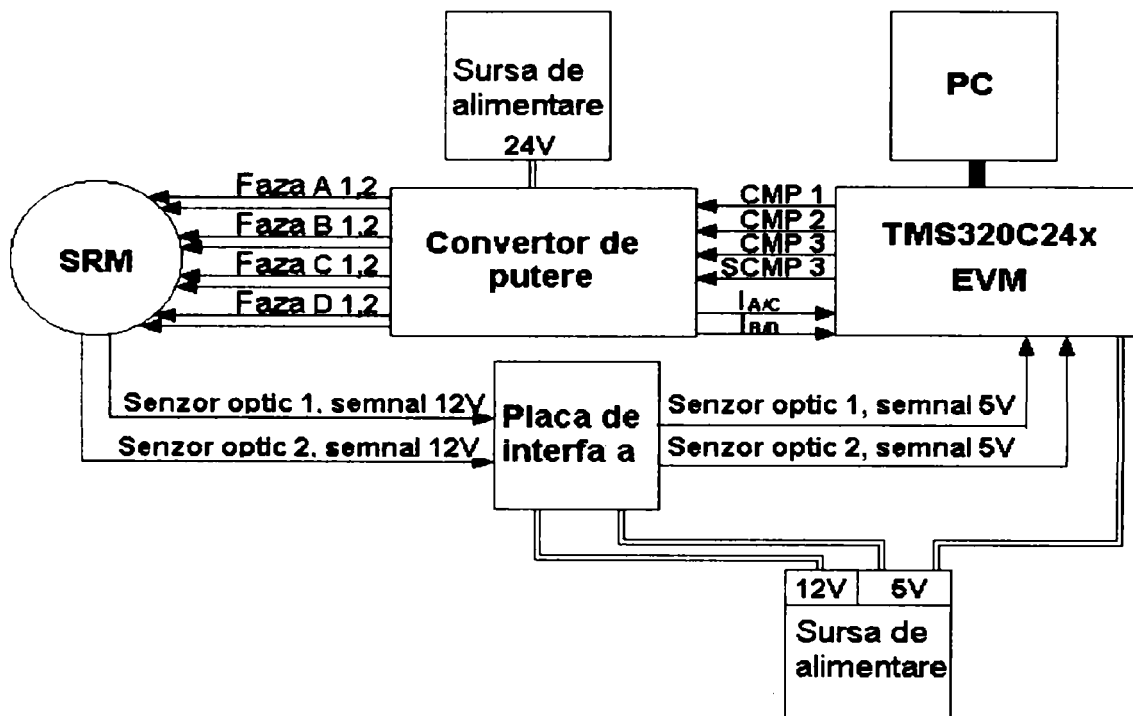


Fig. 6.14 Diagrama bloc simplificată a sistemului

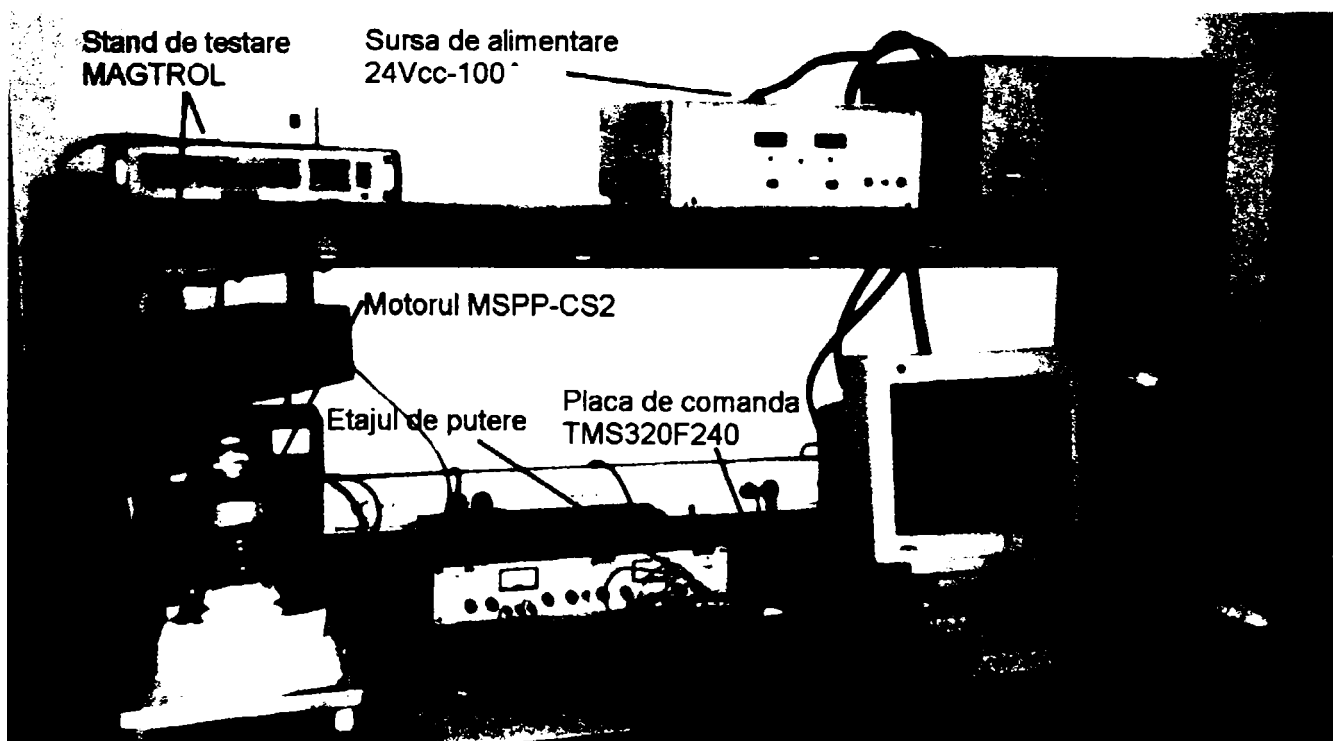


Fig. 6.15 Montajul experimental realizat cu MSPP-CS2

6.3. Descrierea programului

6.3.1. Privire de ansamblu asupra sistemului de control

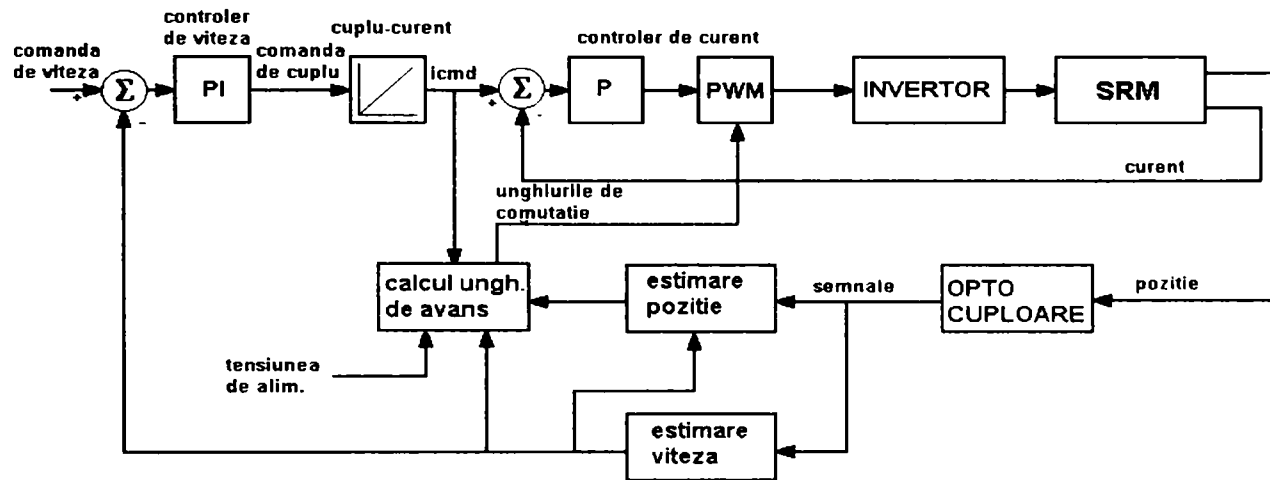


Fig. 6.16. Diagrama bloc a sistemului de control

Diagrama-bloc a schemei de control este prezentată în figura 6.16. Bucele de viteză și de curent sunt implementate numeric pe modulul de evaluare, fără a fi utilizate componente analogice.

6.3.2. Structura programului

Programul de control conține 9 fișiere, după cum urmează:

TYPEDEFS.H	-	Definirea tipurilor de variabile
C240.H	-	Definirea regiștrilor pentru procesorul C240
VECTORS.ASM	-	Declararea vectorilor de întreruperi
CONSTANT.H	-	Declararea constantelor utilizate
SRM.H	-	Declararea variabilelor utilizate
EVM_INIT.H	-	Modulele pentru inițializarea managerului de evenimente precum și operarea dispozitivelor periferice ale managerului de evenimente
TEST.C	-	Programul principal, conținând rutinele de deservire a întreruperilor date de timere și de capturi
SRM.C	-	Modulul care conține subrutinele pentru actualizarea poziției, actualizarea vitezei, algoritmul de comutații, reguletoarele de viteză și de curent.
LINK.CMD	-	fișierul de comandă pentru link-er.

Principalele fișiere vor fi detaliate în continuare.

6.3.3. Inițializarea modului de evaluare

Inițializarea modului de evaluare este realizată în fișierul EVM_INIT.C. Principalele frecvențe utilizate în program sunt inițializate după cum urmează:

Frecvențele de ceas și constantele relative de timp

PWM_FREQ=20kHz	Frecvența de modulare în lățime de puls.
SYSClk_FREQ = 20 MHz	Frecvența de ceas a procesorului de semnal
CPU_INT_FREQ = 5 kHz	Frecvența timerului 3

Cele trei timere de uz general precum și modulul de conversie analog-numerică sunt inițializate prin scrierea valorilor corespunzătoare în regiștrii de configurare. Acest fișier conține de asemenea procedura pentru citirea memoriei ADCFIFO unde este stocat curentul de reacție și CAPFIFO unde sunt memorate semnalele provenite de la senzorii de poziție.

6.3.4. Definirea constantelor

Constantele folosite în algoritmul buclei de curent

ILOOP_GAIN	21	amplificare pentru bucla de curent
ILIMIT	1023	limita de curent
MAXIMUM_DUTYRATIO	500	limita superioară a coeficientului de umplere a modulării în lățime de puls Max.=(SYSClk_FREQ/ PWM_FREQ)/2-1
MINIMUM_DUTYRATIO	10	limitat la 2%, pentru a permite măsurarea curentului

Constantele geometrice ale motorului

NR	6	Numărul polilor rotorici
NUMBER_OF_PHASES	4	Numărul de faze al motorului

Constantele folosite în algoritmul buclei de viteză

INTEGRAL_LIMIT	2793472
----------------	---------

6.3.5. Programul principal

Programul principal este conținut în fișierul TEST.C. Schema logică a programului principal este prezentată în figura 6.17. Programul se poate împărți în două mari părți: inițializarea programului și programul principal.

Inițializarea programului conține:

- dezactivarea întreruperilor;
- setarea procesorului de semnal;
- inițializarea managerului de evenimente;
- inițializarea parametrilor motorului;
- inițializarea numărătoarelor și fanioanelor;
- activarea întreruperilor.

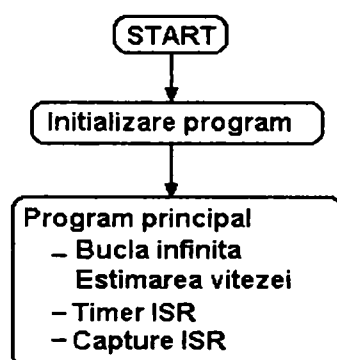


Fig. 6.17 Schema logică a programului principal

Procesorul de semnal este în așa fel configurat, încât watchdog timer-ul este dezactivat. Modulul de evaluare are un cristal de 10 MHz, care, utilizat în conjuncție cu modulul PLL al procesorului conduce la o frecvență de lucru de 20 MHz. Inițializarea managerului de evenimente se referă la configurarea timerelor, a unităților de captură, unităților de comparare și a convertoarelor analog-numerice. De asemenea, pini CAP1-CAP2 și IOPB0-IOPB1, a căror funcții sunt programabile soft, sunt configurați să lucreze ca și pini de captură, respectiv ca și pini de intrări numerice. Timerele #2 și #3 sunt programate pentru a număra în mod continuu, în sus (continuous-up count). Timerul #1 este programat pentru a număra în mod continuu sus-jos, pentru a permite măsurarea curentului în aceste condiții date, fapt care va fi dezvoltat în paragraful 6.3.12. Timerul #1 furnizează timpul de bază pentru modularea în lățime de puls cu frecvență fixă, folosită în reglarea curentului. Timerul #2 furnizează timpul de bază pentru capturi iar timerul #3 este folosit pentru a furniza tactul de întreruperi al unității centrale. Unitățile de comparare sunt configurate în mod PWM în felul următor: ieșirile PWM A, B și C corespund unităților “full-compare” 1,2 și 3 iar ieșirea PWM D corespunde unității “simple-compare” 3. Toate ieșirile PWM au fost configurate ca active pe 1. Algoritmul de inițializare al motorului definește parametrii referitori la estimarea poziției și

setează condițiile inițiale ale motorului, de exemplu setarea valorii estimate a vitezei de rotație a arborelui mașinii la zero. De asemenea, pe perioada execuției acestei rutine, sunt citite de la pinii de intrări numerice, stările logice ale senzorilor optici, utilizate pentru determinarea poziției rotorului. După inițializarea fanioanelor și numărătoarelor, care sunt utilizate pentru controlul execuției programului, este apelată bucla principală, infinită, care lucrează în background, și începe astfel modul de operare normal al reglajului mașinii.

6.3.6. Inițializarea parametrilor mașinii

Procedura de inițializare a mașinii conține:

- definirea canalelor de conversie analog-numerică pentru citirea curentului de reacție;
- definirea noilor stări ale poziției rotorului;
- definirea sensului de rotație al arborelui mașinii;
- definirea poziției arborelui mașinii;
- definirea matricei de determinare a poziției inițiale a arborelui;
- inițializarea variabilelor mașinii.

6.3.6.1. Definierea canalelor de conversie analog-numerică

Pentru citirea curentului de reacție au fost selectate canalele de conversie analog-numerică 10 și 12.

6.3.6.2. Inițializarea variabilelor mașinii

Toate variabilele referitoare la motorul sincron cu reluctanță variabilă sunt inițializate cu zero, excepție făcând doar matricea capture_delta ale cărei elemente sunt toate inițializate cu valoarea maxim-possibilă pe 16 biți, și anume 65535.

6.3.7. Rutina de deservire a întreruperii timerului (Timer ISR)

Această rutină este executată la fiecare activare a întreruperii mascabile INT3. Această întrerupere corespunde grupului B de întreruperi ale managerului de evenimente, care sunt activate la perioada întreruperii timerului 3, TPINT3. Frecvența F cu care este executată această rutină este specificată prin variabila CPU_INT_FREQ. Algoritmii de control ai mașinii care sunt implementați folosind rutina de deservire a întreruperii dată de timer sunt:

- controlul curentului (frecvența F);
- estimarea poziției rotorului (frecvența F);
- comutația (frecvența F);
- controlul vitezei (frecvența F/5);

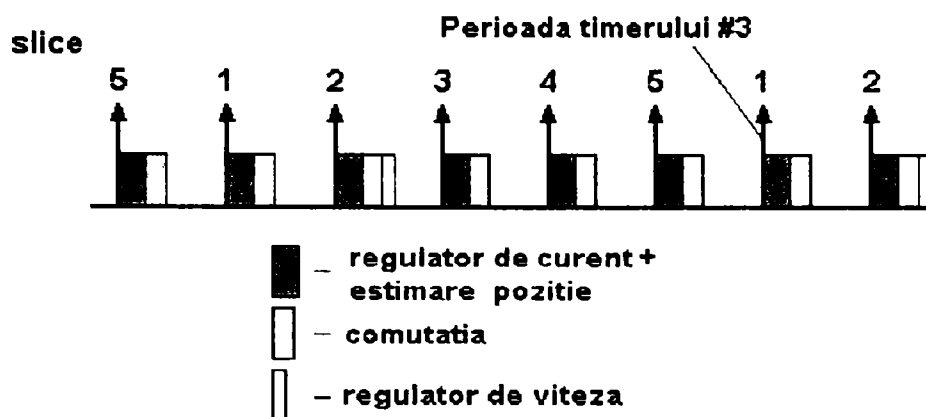


Fig. 6.18. Funcționarea timerului #3

Figura 6.18 sintetizează procesarea rutinelor de deservire a întreruperilor timerului #3.

În plus, timpul poate fi măsurat prin numărarea execuțiilor acestei rutine, care rulează cu o rată fixă, cunoscută. Această măsurare a timpului poate fi folosită pentru diferite alte probleme, de exemplu pentru preîntâmpinarea supracurenților este efectuat un test simplu pentru a vedea dacă nu cumva rotorul a calat.

În figura 6.19 se prezintă schema logică pentru rutina de deservire a întreruperii timerului #3.

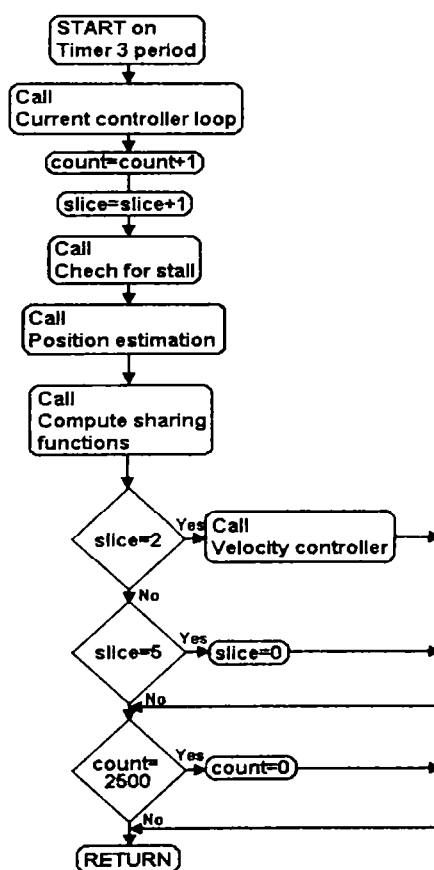


Fig. 6.19. Schema logică pentru rutina de deservire a întreruperii timerului #3

6.3.8. Rutina de deservire a întreruperii capturii

Această rutină de deservire a întreruperii este executată la fiecare activare a întreruperii mascabile INT4. Această întrerupere corespunde grupului C de întreruperi a managerului de evenimente, din care au fost activate două: CAPINT1-2. Această rutină de deservire a întreruperii este executată asincron și frecvența de execuție a acesteia depinde de viteza de rotație a arborelui mașinii.

Această rutină execută următoarele operații:

- șterge fanioanele de întrerupere;
- determină care captură a avut loc;
- citește registrul de captură FIFO corespunzător;
- memorează valoarea capturată;
- setează fanionul pentru actualizarea poziției;
- setează fanionul pentru estimarea vitezei în background;

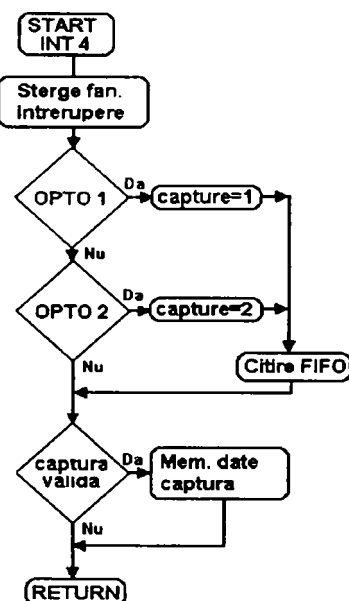


Fig. 6.20. Schema logică pentru rutina de deservire a întreruperii de captură

Procedura C pentru această rutină este prezentată în continuare.

```

void c_int4()
{
    int groupc_flags;
    int capture;
    int n;
    int temp;
    int delta_count;
    WORD edge_time;

    /*-----*/
    *IFR_REG = 0x0008;

```



```

/*-----*/
groupc_flags = *IFRC;

if (groupc_flags & 0x1){
    *IFRC = 0xf9;
    capture = 1;
    edge_time = read_fifo(capture);
}
else if (groupc_flags & 0x2) {
    *IFRC = 0xfa;
    capture = 2;
    edge_time = read_fifo(capture);
}
else {
    *IFRC = 0xff;
    capture = 0;
}

/*-----*/
if (capture > 0) {

    /*-----*/
    Msmt_Update = 1;
    SRM.last_capture = capture;

    /*-----*/
    n = capture-1;
    SRM.capture_delta[n][1] = SRM.capture_delta[n][0];
    SRM.capture_delta[n][0] = edge_time - SRM.capture_edge[n];
    SRM.capture_edge[n] = edge_time;

    /*-----*/
    delta_count = count - old_count;
    old_count = count;
    if (delta_count < 0) delta_count = delta_count + 2500;

    if (delta_count > 100) {
        SRM.delta_count = delta_count;
        Update_Velocity = 2;
    }
    else {
        SRM.delta_count = delta_count;
        Update_Velocity = 1;
    }
}
}

```

Constante:

2500 constantă pentru resetarea variabilei count la fiecare 0.5 sec. corespunzând la 5 rpm, considerată ca o viteză foarte scăzută. count este incrementată cu 1 la fiecare perioadă a timerului #3.

Variabile locale:

group_flags variabilă întregă, utilizată pentru memorarea conținutului registrului

	IFRC;
capture	variabilă întreagă, poate avea valorile 1 sau 2, depinzând de care dintre cei doi senzori de poziție a fost activat.
delta_count	variabilă întreagă egală cu: count-old_count;
edge_time	variabilă întreagă fără semn care a fost citită de la ADCFIFO1 sau ADCFIFO2.

Variabila întreagă group_flags este utilizată pentru memorarea valorii citite de la IFRC și poate lua valorile 1 sau 2.

Dacă a avut loc o captură validă, este citit ADCFIFO și valoarea este stocată în variabila pe 16 biți edge_time. De asemenea cele mai recente patru valori citite de la timerul #2 sunt memorate în variabila capture_delta.

Fanionul Msmt_Update este setat pe 1 pentru a permite actualizarea poziției în procedura Msmt_Update_Position, după cum se prezintă în paragraful 2.2.9.

Fanionul Update_Velocity este setat pe 1 sau pe 2, depinzând de viteza de rotație a arborelui mașinii. Dacă aceasta este mai mare decât 100 rpm, Update_Velocity=1, altfel (dacă delta_count <1) Update_Velocity=2. Acest fanion este utilizat în bucla executată în background.

6.3.9. Estimarea poziției

6.3.9.1. Definirea matricei de determinare a poziției inițiale

După citirea stării senzorilor de poziție (1 sau 2), poziția inițială este presupusă la mijlocul stării respective. Se poate defini un vector cu ajutorul căruia se definesc stările inițiale:

$$D[d(i)] = \begin{bmatrix} 7\pi/4 \\ \pi/4 \\ 5\pi/4 \\ 3\pi/4 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

unde i=starea inițială iar d(i) reprezintă poziția inițială presupusă.

În tabelul 2 sunt prezentate stările mașinii.

Tabelul 2

Opto 1	Opto 2	Starea
0	0	0
0	1	2
1	0	1
1	1	3

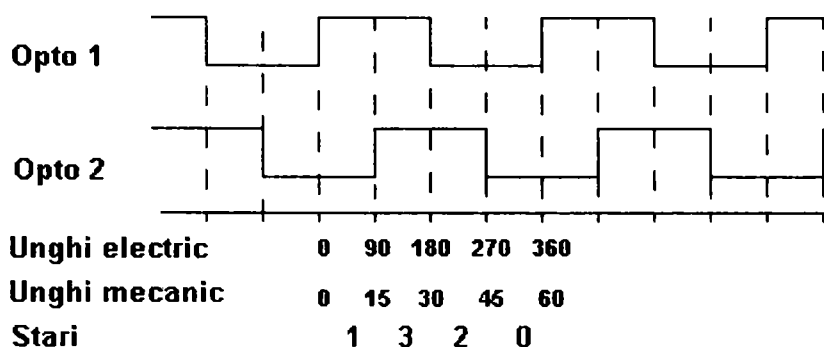


Fig. 6.21 Semnalele senzorilor de poziție și stările mașinii

Exemplu: dacă rotorul este în starea 2 (opto1=0 și opto2=1), poziția inițială este presupusă la $5\pi/4$ (mijlocul distanței între 180 și 270 grade electrice).

Resetarea poziției când are loc o captură

Această procedură este executată dacă fanionul de actualizare a poziției (MSMT_Update) este egal cu 1. Acest fanion este setat pe 1 în rutina de deservire a întreruperii de captură, dacă are loc o captură validă. Stările sunt definite de vectorul [yx] astfel:

y = ieșirea senzorului optic #2;

x = ieșirea senzorului optic #1;

Procedura C care implementează resetarea poziției dacă are loc o captură este prezentată mai jos.

```
void Msmt_Update_Position(anSRM_struct *anSRM)
{
    /* ----- */

    int old_state, next_state;
    int cap;

    /*-----*/
    cap = anSRM->last_capture;
    old_state = anSRM->position_state;
    next_state = anSRM->trans_lut[old_state][cap].state;
    /*-----*/
    if ((next_state >= 0) && (next_state <= 3)){
        anSRM->position = anSRM->trans_lut[old_state][cap].position;
        anSRM->shaft_direction =
            anSRM->trans_lut[old_state][cap].direction;
        anSRM->position_state = next_state;
    }
    else {
        anSRM->position_state = *PBDATDIR & 0x7;
    }
}
```

Variabilele utilizate în această procedură:**Variabile locale:**

old_state	variabilă întreagă, care memorează poziția precedentă a arborelui mașinii. În funcție de valoarea citită din PBDATDIR, old_state poate fi 0, 1, 2 sau 3.
next_state	variabilă întreagă care memorează noua stare, obținută prin citirea tabelii de stări a mașinii
cap	variabilă întreagă, care memorează valoarea variabilei globale last_capture și poate lua valorile 1 sau 2, în funcție de care captură are loc.

Variabile globale:

last_capture	variabilă întreagă
position_state	variabilă întreagă, care memorează starea poziției mașinii și care poate fi 0, 1, 2 sau 3 corespunzător stărilor definite mai sus.
position	variabilă întreagă fără semn, care poate fi între 0 și 65535, care definește poziția arborelui mașinii, în grade electrice, în funcție de diagrama prezentată în figura 6.22.

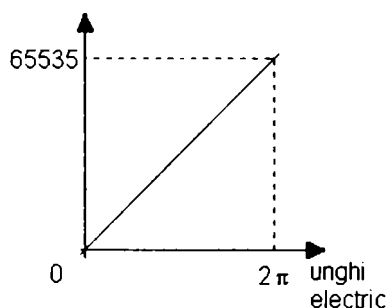


Fig. 6.22. Formatul numeric pentru unghiul electric

shaft_direction	variabilă întreagă care poate lua valorile -1 sau 1, în funcție de sensul de rotație al arborelui mașinii
trans_lut[old_state][cap].state	variabilă întreagă, definită în procedura de inițializare a MSPP-CS
trans_lut[old_state][cap].position	variabilă întreagă fără semn, definită în procedura de inițializare a MSPP-CS
trans_lut[old_state][cap].direction	variabilă întreagă, definită în procedura de inițializare a MSPP-CS

La momentul producerii unei capturi, rotorul se află într-una din cele 4 poziții. Când are loc o nouă captură, este căutată starea următoare, folosind tabela de date a stărilor. Dacă tranziția este validă, poziția și direcția sunt actualizate. Dacă tranziția nu a fost validă, este citită informația din registrul PBDATDIR pentru a se vedea care este starea optocuploarelor și

pentru a reinițializa poziția. Poziția este resetată la fiecare multiplu de 90 de grade electrice, în concordanță cu matricea.

6.3.9.2. Definirea noilor stări ale mașinii.

Figura 6.21 prezintă formele de undă idealizate pentru semnalele provenite de la senzorii de poziție. Pentru această aplicație, punctul de referință a fost stabilit la 180 de grade electrice, care corespunde semnalelor provenite de la senzorii de poziție.

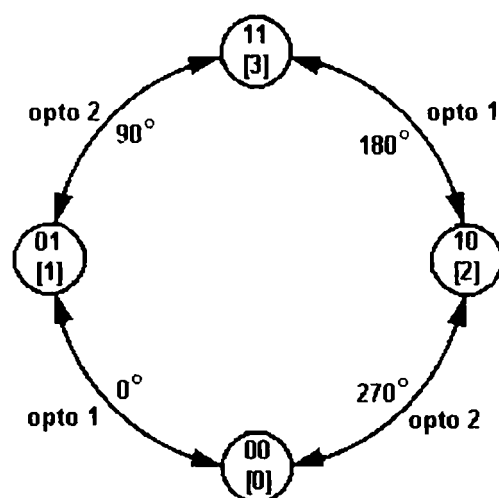


Fig. 6.23. Diagrama tranzițiilor stărilor mașinii

Stările mașinii sunt definite în funcție de semnalele provenite de la senzorii de poziție, astfel: Diagrama stărilor mașinii este prezentată în figura 6.23. Matricea cu patru linii și două coloane care corespunde noilor stări ale mașinii este următoarea:

$$A[a(i, j)] = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 3 \\ 3 & 0 \\ 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

unde pentru fiecare element $a(i, j)$ avem:

- i = starea precedentă a arborelui mașinii
- $j+1$ = numărul senzorului de poziție
- $b(i, j)$ = noua stare a mașinii (0, 1, 2 sau 3)

Exemplu: dacă rotorul este în starea 2 ($opto1=0$, $opto2=1$) și este citit un semnal de la senzorul 1, rezultă că starea următoare este 3. Dacă semnalul următor care este citit este de la senzorul 2, rezultă că starea următoare este 0 (linia 3 a matricei de mai sus).

6.3.9.3. Definirea sensului de rotație

Raportându-ne la aceleași definiții, matricea corespunzătoare sensului de rotație este următoarea:

$$B[b(i, j)] = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

unde pentru fiecare element $b(i,j)$ avem:

- i = starea precedentă a arborelui mașinii
- $j+1$ = numărul senzorului de poziție
- $b(i,j)$ = sensul de rotație (1 sau -1)

Exemplu: dacă rotorul este în starea 1 ($opto1=1$, $opto2=0$) și este citit un semnal de la senzorul 1, rezultă că sensul de rotație este -1. Dacă semnalul următor este de la senzorul 2, sensul va fi 1 (linia a doua a matricei de mai sus).

6.3.9.4. Definirea poziției arborelui

Matricea care definește poziția arborelui mașinii este următoarea:

$$C[c(i, j)] = \begin{bmatrix} 0 & 3\pi/2 \\ 0 & \pi/2 \\ \pi & 3\pi/2 \\ \pi & \pi/2 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

unde pentru fiecare element $c(i,j)$ avem:

- i = starea precedentă a arborelui mașinii (0, 1, 2 sau 3)
- $j+1$ = numărul senzorului de poziție (1 sau 2)
- $c(i,j)$ = poziția arborelui, în grade electrice

Exemplu: dacă rotorul este în starea 3 ($opto1=1$, $opto2=1$) și este citit un semnal de la senzorul 1, rezultă că poziția rotorului va fi π . Dacă semnalul următor este de la senzorul 2, poziția va fi $\pi/2$ (linia a patra a matricei de mai sus).

Estimarea poziției între două capturi

Estimarea poziției rotorului mașinii este făcută la o frecvență de 5 kHz. Poziția este estimată folosind informația furnizată de către senzorii de poziție și de către bucla de estimare a vitezei. Pentru a obține maximum de performanțe, poziția trebuie cunoscută în mod continuu. Astfel, între două capturi, care furnizează informație măsurată despre poziția rotorului, poziția acestuia este estimată cu ajutorul ecuației:

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \omega \cdot \frac{1}{f} \quad (6.7)$$

unde ω este viteza de rotație curentă calculată de bucla de estimare a vitezei.
 f este frecvența de actualizare a estimării. (procedura Time_Update_Position)

Procedura C care implementează estimarea poziției între două capturi este prezentată în continuare:

```
void Time_Update_Position(anSRM_struct *anSRM)
{
    long dp;
    int speed;
    int temp;

    if (anSRM->wEst_10xrpm > 0) {
        speed = -anSRM->wEst_5xrpm;
        dp = speed * K_POSITION_EST + anSRM->dp_remainder;
        anSRM->dp_remainder = dp & 0xffff;
        temp = (int) (dp >> 16);
        anSRM->position = anSRM->position + (temp * NR);
    }
    else {
        speed = -anSRM->wEst_5xrpm;
        dp = speed * K_POSITION_EST + anSRM->dp_remainder;
        anSRM->dp_remainder = dp & 0xffff;
        temp = (int) (dp >> 16);
        anSRM->position = anSRM->position - (temp * NR);
    }
}
```

Constante și variabile utilizate în această procedură:

$K_POSITION_EST = 2864$. Această constantă include toate transformările de unități de măsură, precum și rata de actualizare a eșantionării. Constanta este calculată după cum urmează:

$$K_POSITION_EST = \frac{1}{5} (rpm \times 5) \times \frac{1(\text{sec})}{f} \times \frac{1(\text{min})}{60(\text{sec})} \times \frac{360^\circ}{1(\text{rot})} \times \frac{65535}{360^\circ} \times 2^{16} \quad (6.8)$$

Pentru o rată de actualizare a eșantionării de 5 kHz, rezultă o constantă $K_POSITION_EST = 2864$.

unde :

$$\frac{1}{5}$$

este utilizat pentru a obține viteza în rpm

$$\frac{1}{f} = \Delta t$$

este timpul în secunde, furnizat de timerul GP Timer 3

$$\frac{1(\text{min})}{60(\text{sec})} \cdot \frac{360^\circ}{1(\text{rot})} \cdot \frac{65535}{360^\circ}$$

este constanta de adaptare a vitezei din x5 rpm în bits/sec.

În final constanta este înmulțită cu 2^{16} deoarece calculele se fac pe 16 biți.

Variabile locale:

Dp	este o variabilă de tip long (32 biți) și reprezintă diferența de poziție
Speed	este o variabilă de tip întreg, utilizată pentru memorarea vitezei de rotație. Ținând cont de faptul că viteza este reprezentată în x5 rpm, este necesară o corespondență numerică atât pentru viteza estimată cât și pentru cea de referință. Diagrama de corespondență este prezentată în figura 6.24.
Temp	este o variabilă de tip întreg folosită pentru memorarea celor mai semnificativi 16 biți din eroarea de poziție, pentru a-i utiliza în procesul de estimare a vitezei

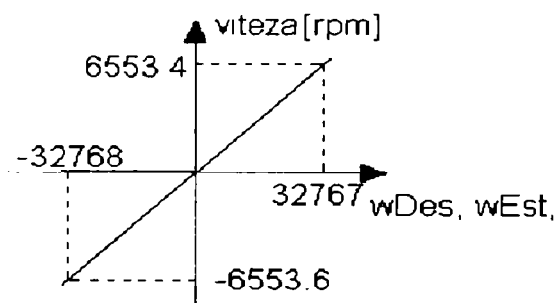


Fig. 6.24 Formatul numeric pentru viteză

Variabile globale

WEst_x5rpm	variabilă de tip întreg care reprezintă viteza de rotație estimată, în concordanță cu diagrama prezentată mai sus.
Dp_remainder	variabilă de tip long, pe 32 de biți, utilizată pentru memorarea a celor mai puțin semnificativi 16 biți din eroarea de poziție, pentru a executa un calcul precis al poziției rotorului.

Numrul polilor rotorici este utilizat deoarece estimarea vitezei de rotație este făcută considerând unghiul mecanic iar estimarea poziției rotorului este făcută în funcție de unghiul electric. Iar raportul dintre unghiul electric și cel mecanic este dat de numărul de poli rotorici NR (NR=6 pentru această aplicație).

6.3.10. Estimarea vitezei – procedura din background

Calculule pentru actualizarea vitezei estimate sunt efectuate în mod continuu.

Viteza se calculează cu ecuația:

$$\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} = \frac{60 \cdot \Delta\theta \cdot f}{N} \quad (6.9)$$

unde:

ω	reprezintă viteza estimată (în rpm)
$\Delta\theta$	reprezintă unghiul mecanic între două semnale de la senzorii de poziție
Δt	reprezintă timpul în secunde între două semnale de la senzorii de poziție
N	reprezintă numărul de tacturi de ceas între două semnale de la senzorii de poziție
f	reprezintă frecvența de ceas

Timpul între două semnale de la senzorii de poziție este determinat folosind unitățile de captură. Unitățile de captură sunt programate prin intermediul registrului CAPCON ca să utilizeze timerul #2 ca timp de bază și să fie sensibil atât la front crescător cât și la front descrescător. Timerul #2 este programat să lucreze la o frecvență de 1.25 MHz prin intermediul registrului T2CON. Frecvența a fost aleasă astfel încât, ținând cont de faptul că frecvența de ceas este de 20 MHz iar regiștrii utilizați sunt pe 16 biți, să nu se producă depășirea capacității acestora decât la viteze foarte scăzute, unde se utilizează o altă logică de comutare. Utilizând această frecvență, timerul va produce o depășire doar la viteze mai mici decât 95.36 rpm, care este considerată o viteză foarte joasă pentru aplicația noastră.

Viteza este estimată prin măsurarea timpului între două semnale de la senzorii de poziție, prin programarea corespunzătoare a timerului #2. Timerul #2 este programat să numere cu o frecvență de 1.25 MHz, cu un factor de prescalare de 1/16.

Toate transformările de unități, inclusiv frecvența de actualizare sunt incluse într-o constantă K1_VELOCITY_EST (respectiv K2_VELOCITY_EST pentru viteze de sub 100 rpm). Aceste constante se calculează după cum se prezintă în continuare.

Implementarea în C a acestei proceduri este prezentată în continuare:

```
void Msmt_Update_Velocity(anSRM_struct *anSRM, int mode)
{
    DWORD a1, a2, a3, a4;
    DWORD sum_cnt;
    int inst_velocity;
    long filt_velocity;

    if (mode == 1) {
        a1 = (DWORD) anSRM->capture_delta[0][0];
        a2 = (DWORD) anSRM->capture_delta[0][1];
```

```

a3 = (DWORD) anSRM->capture_delta[1][0];
a4 = (DWORD) anSRM->capture_delta[1][1];
sum_cnt = a1+a2+a3+a4;
sum_cnt = K1_VELOCITY_EST /sum_cnt;
inst_velocity = ((int) sum_cnt) * anSRM->shaft_direction;
}
else {
sum_cnt = K2_VELOCITY_EST /anSRM->delta_count;
inst_velocity = ((int) sum_cnt) * anSRM->shaft_direction;
}

filt_velocity = (7 * anSRM->wEst_5xrpm) + inst_velocity;
anSRM->wEst_5xrpm = (int) (filt_velocity >> 3);
}

```

Constante și variabile utilizate în această procedură:

Constante:

K1_VELOCITY_EST

$$K1_VELOCITY_EST = 4 \times 30(\text{deg}) \times \frac{1.25 \cdot 10^6(\text{cnts})}{1(\text{sec})} \times \frac{1(\text{rot})}{360^\circ} \times \frac{60(\text{sec})}{1(\text{min})} \times 5 \quad (6.10)$$

unde

- 4 este utilizat pentru calculul unei valori medii între a1, a2, a3 și a4
- 30 în grade mecanice este unghiul între două semnale succesive provenite de la senzorii de poziție
- $1.25 \cdot 10^6$ este frecvența de lucru a timerului #2 care este utilizat pentru măsurarea timpului între două semnale succesive provenite de la senzorii de poziție
- $\frac{1(\text{rot})}{360^\circ} \times \frac{60(\text{sec})}{1(\text{min})}$ este constanta de transformare a vitezei din rpm în rot/grad el.
- 5 este constanta numerică utilizată pentru reprezentarea vitezei

rezultă astfel o valoare K1_VELOCITY_EST=125000000

K2_VELOCITY_EST

$$K2_VELOCITY_EST = 1 \times 15(\text{deg}) \times \frac{5 \cdot 10^3(\text{cnts})}{1(\text{sec})} \times \frac{1(\text{rot})}{360^\circ} \times \frac{60(\text{sec})}{1(\text{min})} \times 5 \quad (6.11)$$

unde:

- 15 în grade mecanice este unghiul între două laturi succesive ale semnalelor provenite de la traductoarele de poziție
- $5 \cdot 10^3$ frecvența de lucru a timerului #3 care generează o întrerupere la fiecare captură
- $\frac{1(\text{rot})}{360^\circ} \times \frac{60(\text{sec})}{1(\text{min})}$ este constanta de transformare a vitezei din rpm în rot/grad el.

- 5 este constanta numerică utilizată pentru reprezentarea vitezei în concordanță cu figura 6.24.

Rezultă astfel o valoare $K2_VELOCITY_EST=62500$

Variabile locale:

- a1, a2, a3, a4 variabile întregi fără semn, pe 32 de biți, care memorează cele mai recente 4 intervale de timp dintre două laturi succesive ale semnalelor de la traductoarele de poziție, date furnizate de timerul #2.
- sum_cnt variabile întregi fără semn, pe 32 de biți, care memorează suma celei mai recente 4 intervale de timp dintre două laturi succesive ale semnalelor de la traductoarele de poziție, date furnizate de timerul #2.
- inst_velocity variabilă întreagă pe 16 biți pentru memorarea vitezei instantanee după filtrarea cu FIR
- filt_velocity variabilă întreagă pe 32 biți pentru memorarea vitezei estimate după filtrarea cu IIR

Variabile globale

- wEst_5xrpm variabilă de tip întreg, folosită la memorarea vitezei estimate de rotație. Unitatea de măsură pentru viteza estimată este de 5xrpm.

Correspondența dintre variabila software și viteza de rotație reală este dată de diagrama din figura 6.24. Procedura Msmt_Update_Velocity este apelată cu variabila mode=1 dacă viteza de rotație a mașinii este mai mare de 125 rpm. Acest test este efectuat în procedura de captură, în cazul în care are loc o captură validă. Apoi pot fi aplicate o serie de tipuri de filtre pentru a mări acuratețea. Experimental s-a constatat că, în acest caz, o combinație de filtre IIR și FIR dă rezultate satisfăcătoare. Ecuația filtrării este:

$$\hat{\omega}_f(\bar{k}) = \alpha \cdot \hat{\omega}_f(\bar{k}-1) + (1-\alpha) \cdot \sum_{j=(\bar{k}-3)}^{\bar{k}} \hat{\omega}(j) \quad (6.12)$$

Filtrul FIR folosește patru valori ale vitezei instantanee (de la k-3 la k). Aceasta deoarece există patru semnale provenite de la traductoarele de poziție într-un ciclu electric. Filtrarea FIR și determinarea vitezei instantanee este făcută folosind calcule în dublă precizie. Pentru filtrarea IIR, coeficientul α este egal cu 0.875 (ALPHA = 7 în format Q3).

6.3.11 Regulatorul de viteză

Pentru reglarea vitezei motorului a fost ales un regulator de tip PI. Bucla de reglare a vitezei are ca prim pas calculul erorii de viteză. Viteza estimată este calculată la fiecare întrerupere

dată de captură, în rutina de tratare a întreruperii. Eroarea de viteză este integrată iar rezultatul este limitat între două valori.

Cuplul dorit este calculat în funcție de eroarea de viteză. Implementarea buclei de control a vitezei este prezentată mai jos

```
void velocityController(anSRM_struct *anSRM)
{
    int speed_error;
    int integral_error;

    anSRM->wDes_5xrpm = 2000;          /*400 rpm*/

    /*-----*/
    speed_error = anSRM->wDes_5xrpm - anSRM->wEst_5xrpm;
    if (anSRM->integral_speed_error > INTEGRAL_LIMIT) {
        anSRM->integral_speed_error = INTEGRAL_LIMIT;
    }
    if (anSRM->integral_speed_error < -INTEGRAL_LIMIT) {
        anSRM->integral_speed_error = -INTEGRAL_LIMIT;
    }
}
```

Constante și variabile utilizate în această procedură:

Constante:

INTEGRAL_LIMIT constantă definită în fișierul CONSTANT.H ca o valoare pe 32 biți, 2793472

Variabile locale:

speed_error variabilă întreagă pe 16 biți care memorează diferența dintre valoarea impusă și cea estimată a vitezei de rotație

integral_error variabilă întreagă pe 16 biți care memorează partea integrală din constanta PI

Variabile globale:

integral_speed_error variabilă întreagă pe 32 biți folosită la integratorul regulatorului PI din bucla de viteză

wDes_5xrpm variabilă întreagă pe 16 biți reprezentând viteza de referință, în x5 rpm

wEst_5xrpm variabilă întreagă pe 16 biți reprezentând viteza estimată, în x5 rpm

desiredTorque variabilă întreagă pe 16 biți pentru valoarea cuplului de referință impus, valoarea fiind limitată între -1023 și 1023 pentru a se putea realiza transformarea din cuplu în curent (curentul fiind limitat între -1023 și 1023).

Constantele regulatorului PI au fost determinate experimental și sunt implementate după cum urmează:

$K_P = 0.125$

`(speed_error >> 3)`

$K_I = 0.12 \cdot 10^{-3}$

`integral_error = (1*anSRM->integral_speed_error>>13);`

6.3.12. Regulatorul de curent

Bucula de reglare a curentului este realizată folosind o modulare în lățime de puls (PWM) cu o frecvență fixă și cu un factor de umplere variabil. Pentru reglarea curentului pe fază a fost ales un regulator de tip proporțional. Bucula de reglare a curentului este executată cu o frecvență fixă de 5kHz.

Constante și variabile utilizate în această subrutină

Constante:

`ILOOP_GAIN = 21`

`MAXIMUM_DUTYRATIO = 500;`

`MINIMUM_DUTYRATIO = 10;`

Variabile locale:

`phase` variabilă întreagă, ce poate lua valorile 0, 1, 2 sau 3, corespunzător celor patru faze ale motorului A, B, C și D.

`ierr` variabilă întreagă, care reprezintă diferența dintre curentul impus și cel de reacție. Variabila este limitată între -1023 și 1023 din cauză că achiziția curentului se face pe 10 biți, ceea ce înseamnă o limitare la maxim 1023

Variabile globale:

`active[phase]` variabilă întreagă, aceasta este setată pe 0 dacă faza nu este activă și este setată pe 1 dacă faza este activă. Setarea variabilei `active[phase]` se face în procedura `Commutation algorithm`, executată cu o frecvență de 5 kHz, sincronizată cu timerul #3.

`iFB[phase]` variabilă întreagă fără semn, reprezentând curentul de reacție citit de la convertorul analog-numeric pe 10 biți, (canalul 10 pentru fazele A&C și canalul 12 pentru fazele B&D) și poate lua valori între 0 și 1023, unde valoarea 1023 corespunde maximumului de curent de 100 A.

`iDes[phase]` variabilă întreagă fără semn, reprezentând curentul impus. Această valoare este calculată din cuplul impus, în procedura `Commutation`

algorithm, executată cu o frecvență de 5 kHz, sincronizată cu timerul #3. Această valoare este de asemenea limitată între 0 și 1023 pentru a asigura un calcul corespunzător al mărimii i_{Err} . Diagrama de corespondență a formatului pentru curent este redată în figura 6.25.

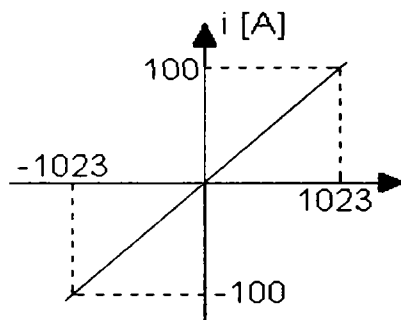


Fig. 6.25 Formatul numeric pentru curent

`dutyRatio[phase]` variabilă întreagă, reprezentând factorul de umplere pentru modularea în lățime de puls. Această valoare este limitată între `MAXIMUM_DUTYRATIO` și `MINIMUM_DUTYRATIO`. Valoarea superioară este impusă de către perioada timerului #1. Frecvența semnalului de modulare în lățime de puls este setată la 20 kHz.

Constanta `MAXIMUM_DUTYRATIO` se calculează cu formula:

$$Dutyratio_{max} = \left(\frac{CPU \text{ clock frequency}}{PWM \text{ frequency}} \right) / 2 = \left(\frac{20 \cdot 10^6}{20 \cdot 10^3} \right) / 2 = 500 \quad (6.13)$$

Pentru a aloca timpul necesar citirii curentului de reacție prin intermediul convertorului analog-numeric, este necesară, considerând că timpul de „sample & hold” necesar este $t_{sh}=1\mu s$ rezultă o valoare pentru constanta `MINIMUM_DUTYRATIO` după formula:

$$Dutyratio_{min} = \frac{CPU \text{ clock frequency}}{t_{sh}} = \frac{20 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^6} = 20 \quad (6.14)$$

Procedura de reglare a curentului conține următoarele etape, care sunt executate doar dacă faza respectivă e activă:

- citirea convertorului analog-numeric;
- calculul erorii de curent (curentul impus – curentul de reacție);
- compensarea buclei de curent;
- limitarea factorului de umplere al PWM între cele două valori impuse;

- înscrierea valorilor factorilor de umplere în cei patru regiștri de comparare, în scopul generării semnalelor modulate în lățime de puls. Dacă faza respectivă nu este activă, regiștrii corespunzători sunt încărcăți cu valoarea zero.

Calculul valorilor pentru variabila `duty_ratio` este efectuat cu o frecvență de 5 kHz numai dacă faza respectivă este activă, (`active[phase]=1`). Cele trei registre „full-compare” și regiștrul „simple-compare” sunt încărcate cu valorile corespunzătoare calculate pentru factorii de umplere PWM.

Măsurarea curentului

Convertorul electronic de putere este echipat cu două rezistoare de precizie, utilizate la măsurarea curentului, câte unul pentru fiecare pereche de faze, A&C, respectiv B&D. În mod normal de operare al motorului, curentul curge prin aceste rezistoare în două sensuri, după cum se prezintă în figura 6.26. Curentul circulă în sens pozitiv când ambele tranzistoare sunt în conducție și circulă în sens negativ atunci când închiderea circuitului are loc prin diodele de putere, ambele tranzistoare de pe fază fiind blocate. Varianta aleasă pentru controlul curentului a fost cea „hard-chopping”, adică ambele tranzistoare sunt comandate simultan.

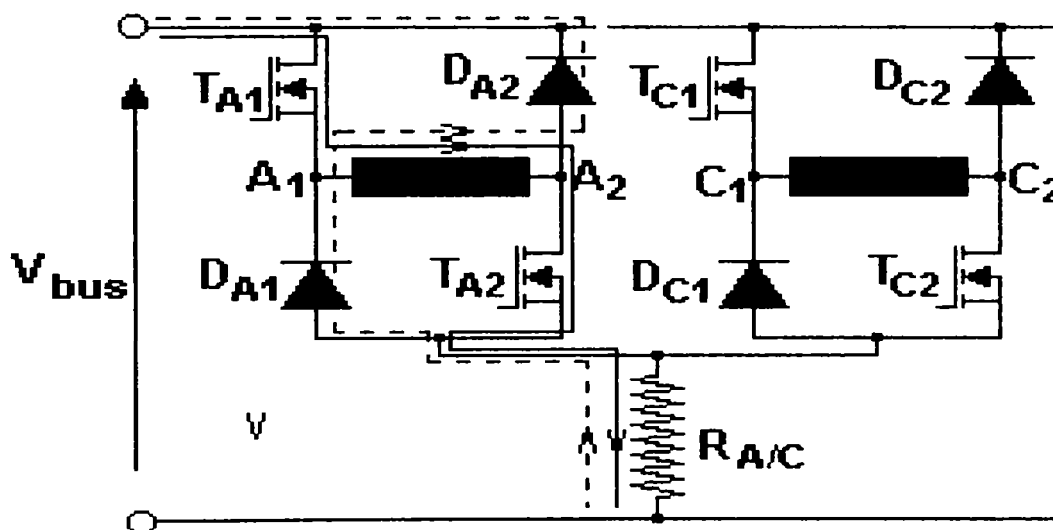


Fig. 6.26. Măsurarea curentului cu un rezistor comun

Notă: Sensul „pozitiv” respectiv „negativ” al curentului a fost ales arbitrar.

Având în vedere una din caracteristicile convertorului analog-numeric al procesorului, și anume aceea că citirea mărimilor pe canal se face în intervalul 0 – 5 V, rezultă că citirea curentului este posibilă doar în momentele în care ambele tranzistoare de pe fază respectivă sunt în conducție, adică sensul curentului prin circuit este cel definit aici ca fiind cel pozitiv.

Astfel apare și se justifică necesitatea impunerii acelei mărimi `MINIMUM_DUTYRATIO` care va trebui să aibe o valoare pozitivă. Conversia analog-numerică a fost sincronizată cu perioada timerului #1 și aceasta poate avea loc doar dacă ambele tranzistoare sunt în conducție.

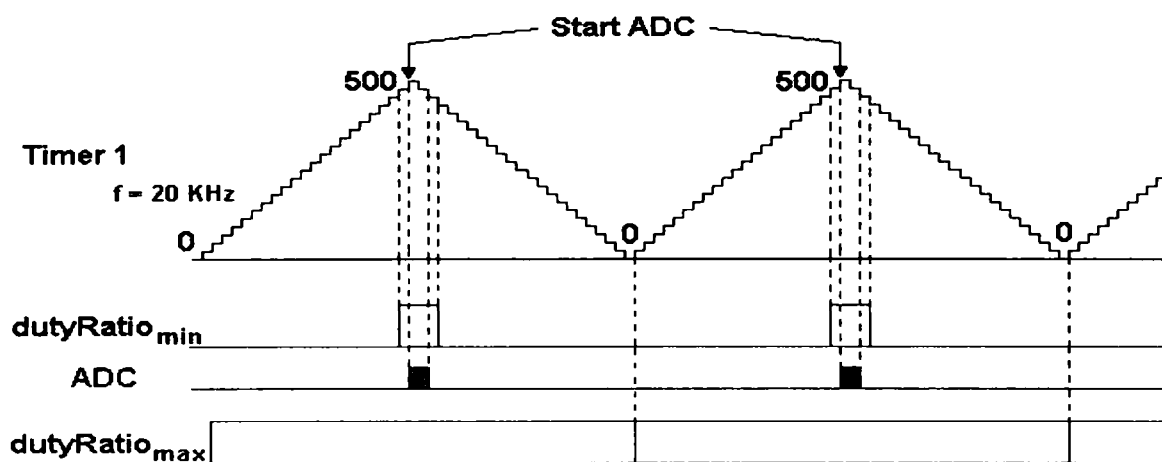


Fig. 6.27 Principiul măsurării curentului

Timpul total necesar pentru conversia analog-numerică este de $6.6 \mu\text{s}$. Valoarea minimă a factorului de umplere a fost aleasă la 2% din valoarea maximă pe care o poate lua acesta. Valoarea a fost aleasă astfel încât să nu aibă nici o influență negativă în comportamentul mașinii. Figura 6.27 explică acest procedeu de măsurare a curentului.

Generarea PWM

Semnalele modulate în lățime de puls sunt utilizate pentru controlul ventilelor de pe fazele mașinii. Un registru de comparare este utilizat pentru memorarea valorilor factorilor de modulare. Valoarea registrului comparatorului este comparată continuu cu valoarea din registrul timerului. Când valorile devin egale este efectuată o tranziție din 0 în 1 a ieșirii corespunzătoare. Când o a doua egalitate are loc, este efectuată o tranziție din 1 în 0 a aceleiași ieșiri. În acest mod este generat la ieșire un semnal pulsator a cărui durată este proporțională cu valoarea aflată în registrul de comparare. Acest procedeu se repetă cu o frecvență dată de frecvența timerului #1, pentru diferite valori ale constantei din registrul de comparare. Rezultatul este obținerea unui semnal modulată în lățime de puls. Timerul #1 este programat să lucreze în mod continuu „up-down”.

Procedura de generare PWM este prezentată în continuare:

```
void currentController(anSRM_struct *anSRM) {
    int phase;
    int ierr;
    /*-----*/
    for (phase=0; phase < NUMBER_OF_PHASES; phase++) {
        if (anSRM->sharingFunction[phase] > 0) {

            /* read A/D converter */
            /*-----*/
            anSRM->iFB[phase] = read_a2d(2);
            /*-----*/
            ierr = anSRM->iDes[phase] - anSRM->iFB[phase];
            /*-----*/
            if (ierr < 0) {
```



```

        ierr = 0;
    }
    anSRM->dutyRatio[phase] = ILOOP_GAIN * ierr;

    if (anSRM->dutyRatio[phase] > MAXIMUM_DUTYRATIO) {
        anSRM->dutyRatio[phase] = MAXIMUM_DUTYRATIO;
    }

    if (anSRM->dutyRatio[phase] < MINIMUM_DUTYRATIO) {
        anSRM->dutyRatio[phase] = MINIMUM_DUTYRATIO;
    }
}
else {
    anSRM->iFB[phase] = 0;
    anSRM->dutyRatio[phase] = 0;
}
}

/*-----*/
*CMR1 = anSRM-> MAXIMUM_DUTYRATIO - dutyRatio[0];
*CMR2 = anSRM-> MAXIMUM_DUTYRATIO - dutyRatio[1];
*CMR3 = anSRM-> MAXIMUM_DUTYRATIO - dutyRatio[2];
*SCMR3 = anSRM-> MAXIMUM_DUTYRATIO - dutyRatio[3];

} /* end */

```

6.3.13 Algoritm de comutare

Strategia de efectuare a comutării fazelor mașinii determină în ultimă instanță performanțele acesteia. Gama de cuplu și viteză, randamentul, pulsațiile de cuplu și zgomotul, toate depind în mai mare sau în mai mică măsură de algoritmul de comutație. Proiectarea algoritmului de comutație trebuie să țină seama de toate aceste cerințe. Pentru un sistem la care mașina este controlată în curent, comutația poate fi descrisă ca transformarea cuplului de referință al motoului într-un set de curenți de referință. Aceasta se poate descrie matematic cu ecuația:

$$i_{cmd}^j = \beta_j \cdot x T_{cmd} \quad (6.15)$$

Și $j=1\dots m$ unde m este numărul total al fazelor mașinii. În general β este o funcție neliniară care depinde de poziția arborelui mașinii $g(\theta)$, viteza acestuia, ω , cuplul de referință impus, T_{cmd} , tensiunea de alimentare V_{bus} și de inductivitatea instantanee a motorului L . Pentru operarea în cele patru cadrane, funcția $g(\theta)$ se poate exprima prin ecuația:

$$g(\theta, i_{cmd}) = \begin{cases} 1, [\theta_{ON} \leq \theta \leq (\theta_{ON} + \delta\theta)] \& T_{cmd} > 0 \\ 1, [(\theta_{ON} + \pi) \leq \theta \leq (\theta_{ON} + \pi + \delta\theta)] \& T_{cmd} < 0 \\ 0, \text{incelelaltecazuri} \end{cases} \quad (6.16)$$

Unde unghiul de conducție $\delta\theta$ trebuie să fie cel puțin egal cu $360^\circ/m$ (în grade electrice), pentru a se evita zonele care nu produc cuplu. Pentru acest algoritm este utilizat un unghi de conducție variabil.

6.3.13.1. Calculul unghiului de avans

Unghiul de avans este calculat cu ecuația:

$$\theta_{adv} = \frac{L_{unaligned} \cdot I_{cmd}}{V_{bus}} \cdot \omega \quad (6.17)$$

Expresia care a fost implementată în program este următoarea:

$$\theta_{adv}(bits) = \frac{i_{cmd}(bits) \times \hat{\omega}(rpm \times 5)}{K} \quad (6.18)$$

unde K este o constantă care ține seama de inductivitate, tensiune de alimentare și transformările de unități de măsură:

$$\frac{1}{K} = L_{min}(H) \times \frac{1}{V_{dc}(V)} \times \frac{(rpm \times 5)}{5} \times \frac{1(A)}{10.23(bits)} \times \frac{1(min)}{60(sec)} \times \frac{360^\circ(m)}{1(rev)} \times \frac{6^\circ(e)}{1^\circ(m)} \times \frac{65535(bits)}{360^\circ(e)} \quad (6.19)$$

unde:

L_{min} este inductivitatea fazei în poziția nealiniat ($0.48 \cdot 10^{-3}$ H)

V_{dc} este tensiunea de alimentare (24 Vcc)

$\frac{(rpm \times 5)}{5}$ Constanta de viteză în cocordanță cu diagrama de transformare

Formatul numeric pentru viteza de rotație este prezentată în figura 6.24.

$\frac{1(A)}{10.23(bits)}$ Constanta de curent, în funcție de diagrama din figura 6.25

$\frac{1(min)}{60(sec)} \times \frac{360^\circ(m)}{1(rev)}$ Constanta pentru adaptarea unităților de măsură a vitezei din rpm în rot/deg.

$\frac{6^\circ(e)}{1^\circ(m)}$ Constanta de transformare din grade electrice în grade mecanice

$\frac{65535(bits)}{360^\circ(e)}$ Constanta de transformare a unghiului electric în mărime pe 16 biți.

$K=390$

Din considerente de programare a fost aleasă valoarea $256 = 2^8$ deoarece se poate exprima ca o putere a lui 2 și simplifică foarte mult implementarea în program, necesitând doar o operație de deplasare. S-a stabilit că valoarea dă rezultate satisfăcătoare.

Codul de program C care implementează calculul unghiului de avans este prezentat în continuare:

```

/*-----*/
  l_advance = (anSRM->wEst_5xrpm * anSRM->desiredTorque);
  l_advance = l_advance >> 8;
  anSRM->advance = (int) l_advance;

/*-----*/
if (anSRM->desiredTorque > 0) {
    electricalAngle = anSRM->position + anSRM->advance;
    desiredCurrent = 2*anSRM->desiredTorque;
}
else {
    electricalAngle = anSRM->position + PI_16 - anSRM->advance;
    desiredCurrent = (-2) * anSRM-> desiredTorque;
}

```

Variabile locale:

L_advance variabilă întreagă pe 32 de biți, reprezentând unghiul de avans, calculat din cuplul de referință impus și viteza de rotație estimată a rotorului.

ElectricalAngle variabilă întreagă fără semn, pe 16 bii, care conține poziția rotorului pentru a activa faza corespunzătoare

DesiredCurrent variabilă întreagă, rezultatul transformării cuplului în curent

Variabile globale:

WEst_5xrpm variabilă întreagă, viteza estimată a rotorului.

DesireTorque variabilă întreagă, cuplul de referință calculat din eroarea de viteză în bucla de control a vitezei

Advance variabilă întreagă, conține unghiul de avans.

Această procedură calculează unghiul de avans pornind de la viteza estimată și cuplul impus. Rezultatul care se obține este pe 32 de biți și este deplasat cu 8 biți la dreapta (conform constantei K calculată anterior) iar rezultatul este adunat cu poziția rotorului pentru a se obține momentul activării fazei corespunzătoare.

Setarea unghiului de conducție

Procedura a apărut din considerentul că, la solicitări ridicate în cuplu ale mașinii, calculul unghiului de avans nu este suficient pentru a răspunde prompt la acestea. Această procedură translatează perioada în care faza este activă în funcție de viteza de rotație. Astfel, pentru viteze de până la 1000 rpm, faza este activă între $\pi/8$ și $7\pi/8$ (rezultând un unghi de conducție de $3\pi/4$) iar pentru viteze ce depășesc 1000 rpm, faza este activă între $-\pi/8$ și $7\pi/8$.

Procedura C este prezentată mai jos.

```

if (anSRM->wDes_5xrpm > 0) {
    if (anSRM->wDes_5xrpm <= 5000) {
        tetaon = 0 + 4095;
        tetaoff = 28671;
        if ((angle >= tetaon) && (angle < tetaoff)) {

```

```

        anSRM->sharingFunction[phase] = 1;
        temp = 0x1 << phase;
        channel = anSRM->a2d_chan[phase];
        switch_mux(channel-8,channel);
        anSRM->iDes[phase] = desiredCurrent;
        if (anSRM->iDes[phase] > ILIMIT) anSRM->iDes[phase] =
ILIMIT;
    }

    else {
        anSRM->sharingFunction[phase] = 0;
        temp = 0;
        anSRM->iDes[phase] = 0;
    }
}
else {
    tetaon = 58439;
    tetaoff = 28671;
    if ((angle >= tetaon) || (angle < tetaoff)) {
        anSRM->sharingFunction[phase] = 1;
        temp = 0x1 << phase;
        channel = anSRM->a2d_chan[phase];
        switch_mux(channel-8,channel);
        anSRM->iDes[phase] = desiredCurrent;
        if (anSRM->iDes[phase] > ILIMIT) anSRM->iDes[phase] =
ILIMIT;
    }

    else {
        anSRM->sharingFunction[phase] = 0;
        temp = 0;
        anSRM->iDes[phase] = 0;
    }
}
}
if (anSRM->wDes_5xrpm < 0) {
    if (anSRM->wDes_5xrpm >= -4000) {
        tetaon = 0;
        tetaoff = 28671;
        if ((angle >= tetaon) && (angle < tetaoff)) {
            anSRM->sharingFunction[phase] = 1;
            temp = 0x1 << phase;
            channel = anSRM->a2d_chan[phase];
            switch_mux(channel-8,channel);
            anSRM->iDes[phase] = desiredCurrent;
            if (anSRM->iDes[phase] > ILIMIT) anSRM->iDes[phase] =
ILIMIT;
        }

        else {
            anSRM->sharingFunction[phase] = 0;
            temp = 0;
            anSRM->iDes[phase] = 0;
        }
    }
}
else {
    tetaon = 4095;
    tetaoff = 39863;
    if ((angle >= tetaon) && (angle < tetaoff)) {
        anSRM->sharingFunction[phase] = 1;
        temp = 0x1 << phase;
        channel = anSRM->a2d_chan[phase];
        switch_mux(channel-8,channel);
    }
}
}

```

```

anSRM->iDes[phase] = desiredCurrent;
if (anSRM->iDes[phase] > ILIMIT) anSRM->iDes[phase] =
ILIMIT;
}

```

channel variabilă locală care selectează registrul ADCFIFO corespunzător pentru citirea curentului de reacție

switch_mux procedură în EVM_INIT.C care selectează canalele pentru citirea curentului de reacție

Testarea montajului s-a efectuat pe un stand de incercare la sarcină, realizat de firma MAGTROL.

Având în vedere aplicabilitatea practică a sistemului, s-a asigurat că montajul poate porni fără probleme în sarcină maximă și că poate fi oricând încărcat la sarcină maximă.

Rezultatele experimentale obținute cu acest montaj sunt prezentate în figurile 6.28-6.31.

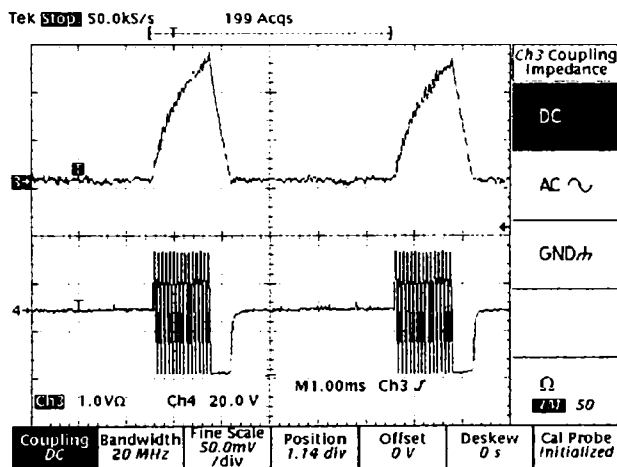


Fig. 6.28. Variația curentului pe fază și a tensiunii

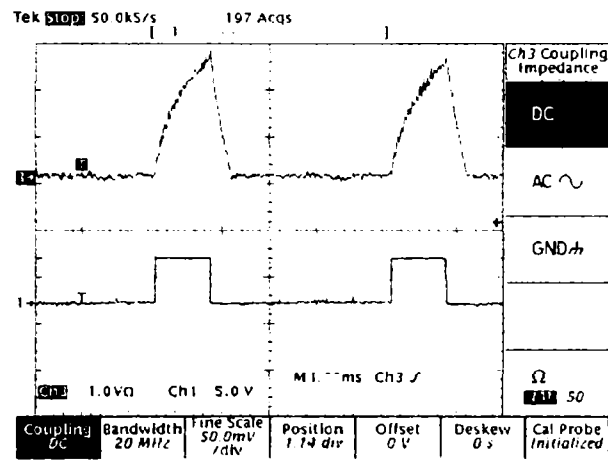


Fig. 6.29. Variația curentului pe fază și semnalele de la senzori

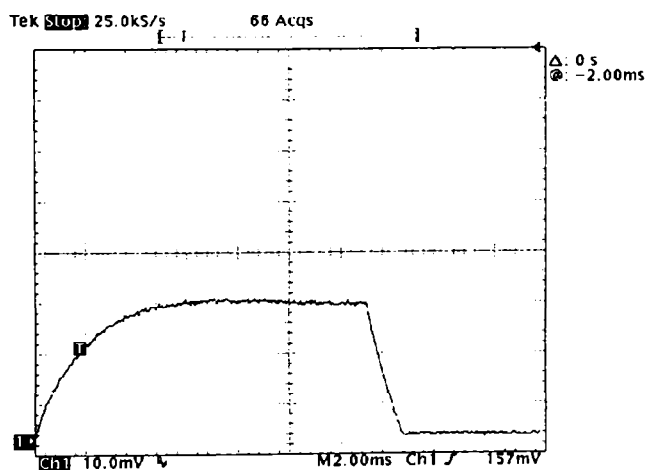


Fig. 6.30. Variația curentului pe fază la pornirea în sarcină a MSPP-CS2

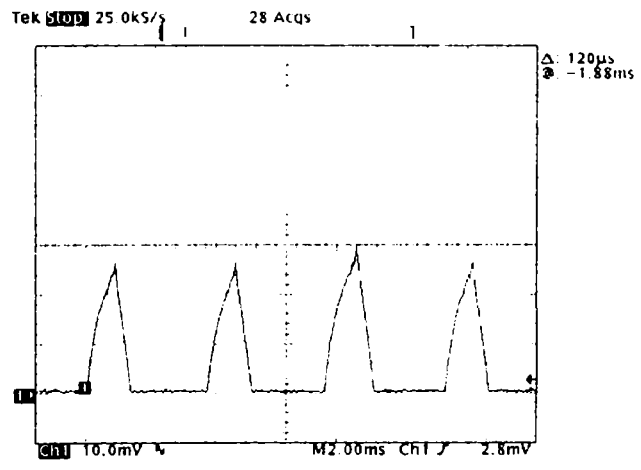


Fig. 6.31. Variația curentului pe fază la funcționarea în gol a MSPP-CS2

Întregul ansamblu descris în acest capitol a fost realizat pentru a fi utilizat pe un motostivitor.

6.4. Rezultate obținute cu sistemul cu MSPP-CS3

În continuare se va prezenta pe scurt, un sistem asemănător realizat pe o altă platformă.

Figura 6.32 prezintă o vedere generală asupra ansamblului iar figura 6.33 înfățișează schema-bloc a acestuia.



Fig. 6.32. Standul de laborator cu MSPP-CS3

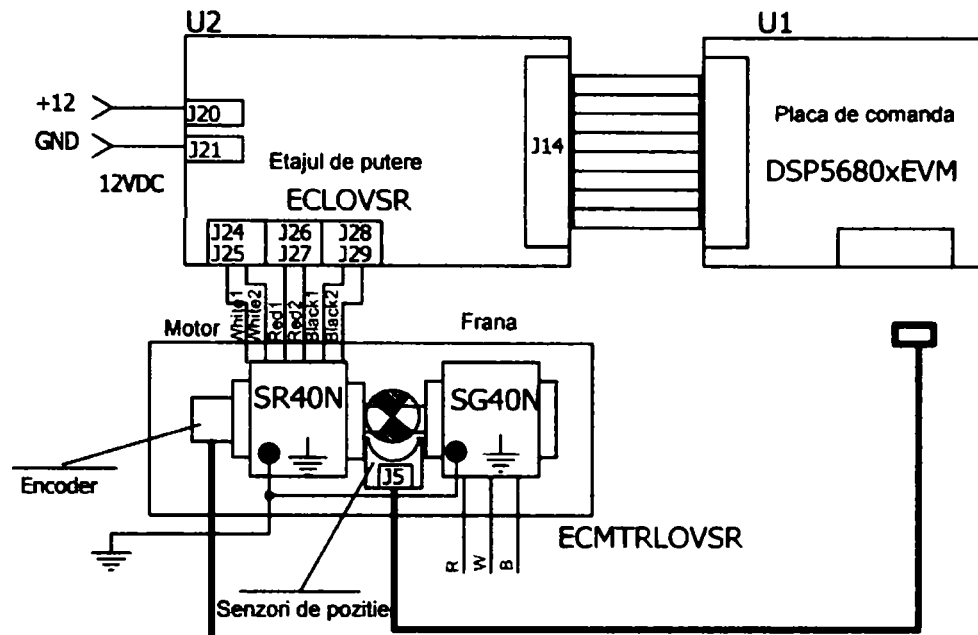


Fig. 6.33. Schema-bloc a standului de laborator cu MSPP-CS3

Date fiind similitudinile, nu se va intra în detalii, și se vor prezenta doar diferențele și rezultatele experimentale.

Aplicația este bazată pe procesorul numeric de semnal DSP56F807, special proiectat pentru comanda motoarelor electrice. Programul folosește facilitățile bibliotecii de programe SDK (Software Development Kit) dezvoltată de firma Motorola.

Sistemul de reglare utilizat este același, și anume comanda în curent.

Rezultatele experimentale referitoare la viteză, cuplu, curent și turație privind pornirea, încărcarea, oprirea, funcționarea la turații mari și mici sunt prezentate în cele ce urmează.

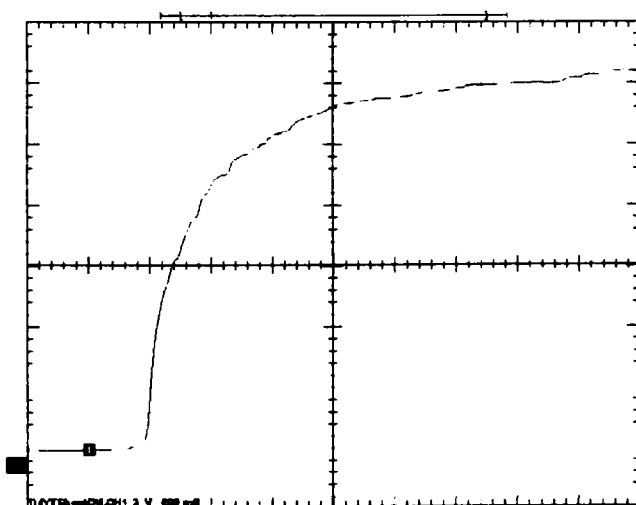


Fig. 6.34 Pornirea MSPP-CS3 - turația

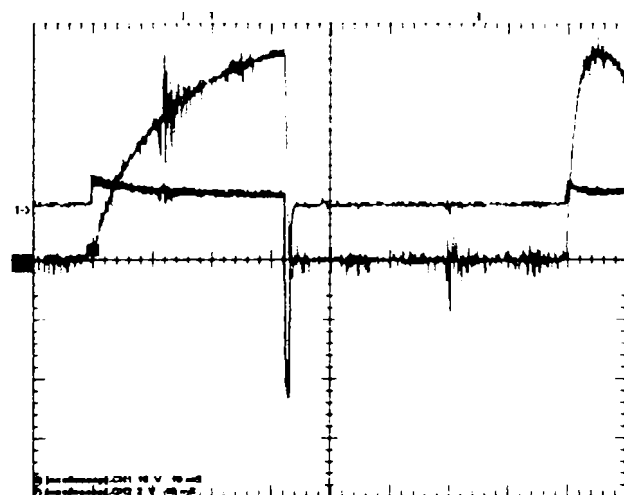


Fig. 6.35 Pornirea MSPP-CS3 - tensiunea și curentul

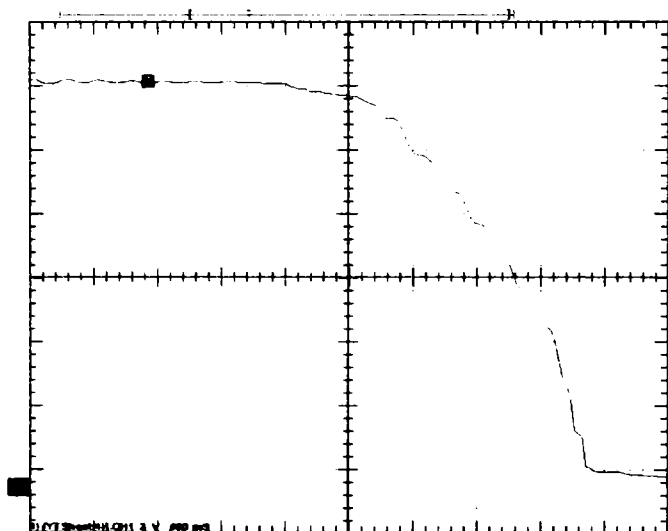


Fig. 6.36 Opreirea MSPP-CS3 - turația

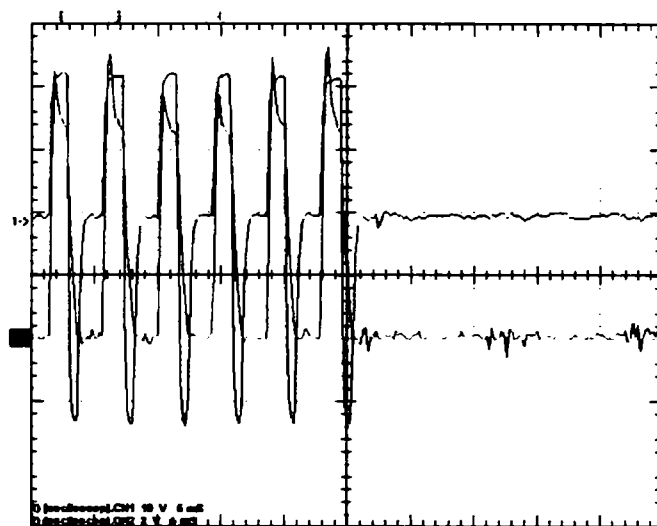


Fig. 6.37 Opreirea MSPP-CS3 - tensiunea și curentul

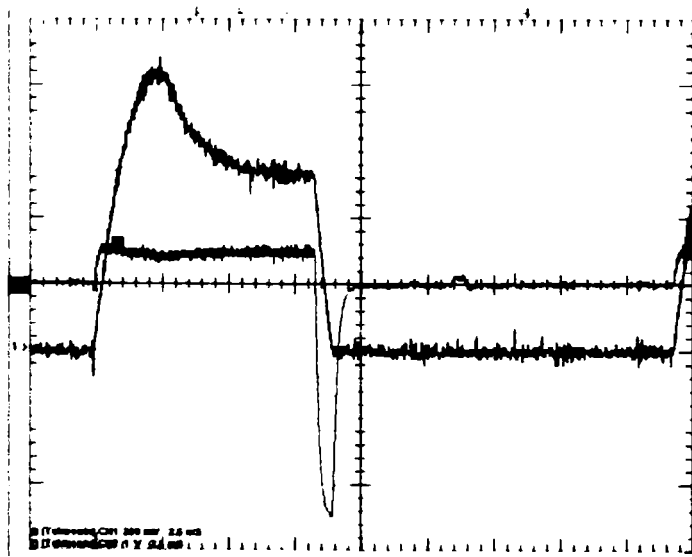


Fig. 6.42 Funcționarea MSPP-CS3 la turație scăzută – curentul și tensiunea pe o fază

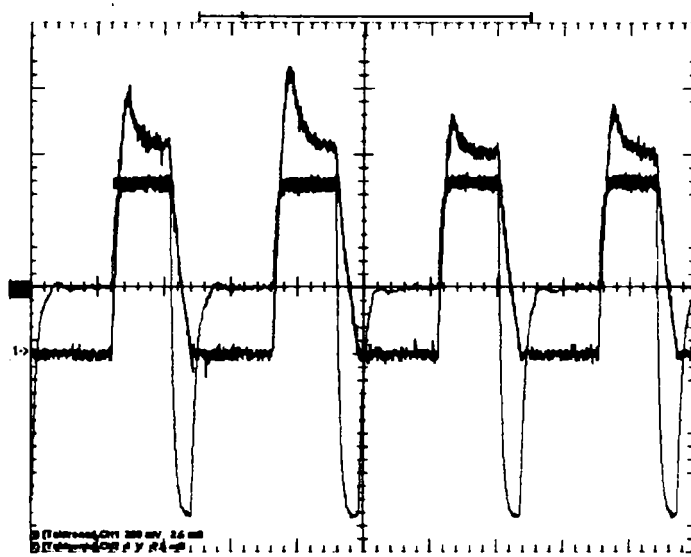


Fig. 6.43 Funcționarea MSPP-CS3 la turație ridicată – curentul și tensiunea pe o fază

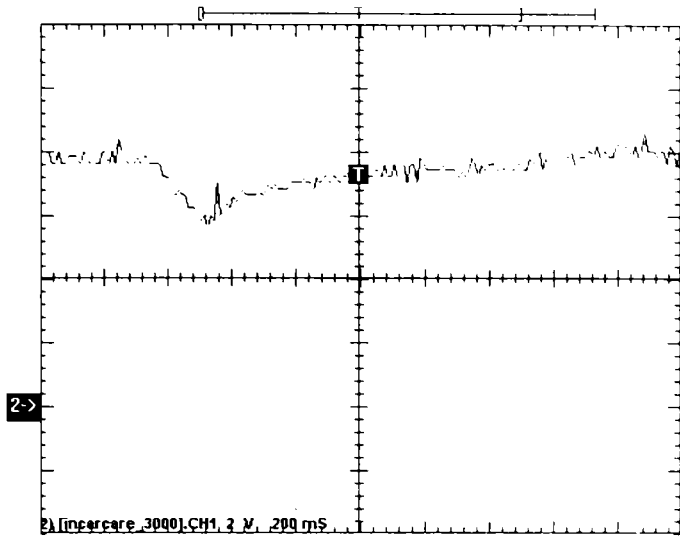


Fig. 6.38 Încărcarea MSPP-CS3 - turația

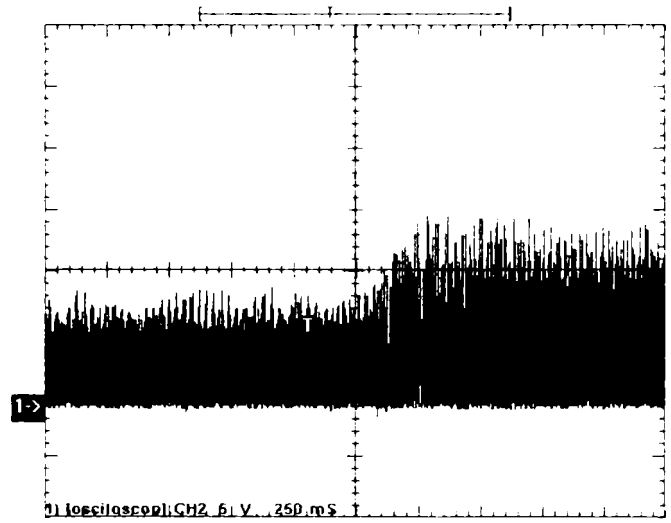


Fig. 6.39 Încărcarea MSPP-CS3 - curentul

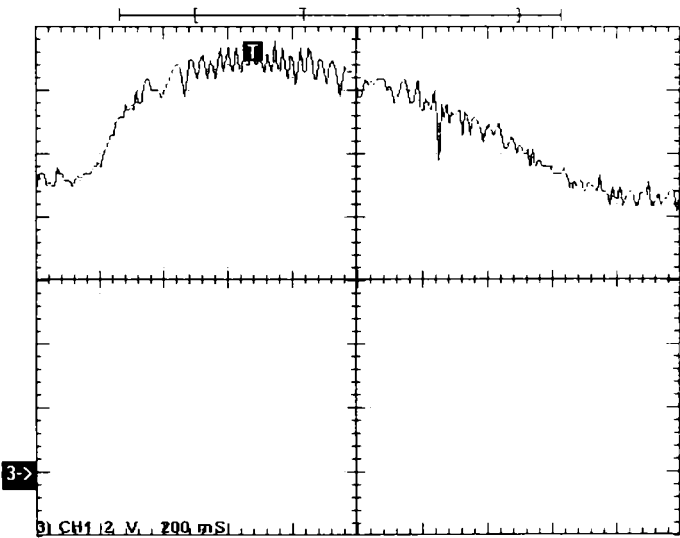


Fig. 6.40 Descărcarea MSPP-CS3 - turația

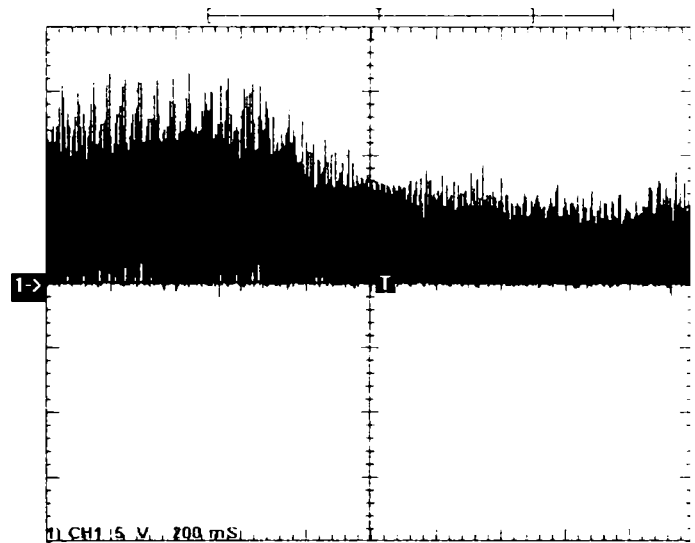


Fig. 6.41 Descărcarea MSPP-CS3 - curentul

7. Concluzii finale. Contribuții.

În lucrarea de față autorul și-a propus să abordeze într-un mod cât mai complet sistemele de acționare electrică cu mașini sincrone cu reluctanță variabilă și înfășurări statorice concentrate. Această mașină, prin avantajele pe care le prezintă și în asociere cu sisteme adecvate de reglare, se dovedește a fi un element de execuție performant. În urma cercetărilor teoretice și experimentale întreprinse, privind construcția și funcționarea motorului, se pot desprinde următoarele concluzii finale:

- Motorul propus este destinat atât acționarilor electrice de mică putere pentru aplicații în domeniul electrocasnic (mașini de spălat automate), de medie putere (în industria automobilelor) precum și de mare putere (industria aviatică), în general în locurile unde este necesară funcționarea la viteză reglabilă
- Lipsa înfășurărilor în rotor permite funcționarea motorului la viteze ridicate, rotorul putând astfel atinge, la mersul în gol, 10000 rad/s.
- Înfășurările statorice de tip concentrat sunt ușor de realizat, alimentarea motorului putând fi asigurată de un inverter trifazat cu tranzistoare de putere
- Starea tranzistoarelor de putere depinde de poziția rotorică, ceea ce presupune existența unui traductor de poziție montat la arborele motorului (în general la aplicațiile de mare putere) sau prezența unui circuit de comandă sensorless a motorului.
- Tehnologia de realizare a motorului este obișnuită, o parte din elementele sale constructive fiind realizate prin prelucrări mecanice la rece (carcasa, arborele) iar cealaltă parte - tolele statorice și cele rotorice - a fost realizată prin operații de electroeroziune.
- Un program de calcul al câmpului magnetic 2D completează modelul matematic al motorului și permite determinarea parametrilor acestuia din caracteristicile flux/curent statoric, respectiv flux/poziție rotorică.
- Inerția mică a rotorului determină un timp de pornire redus.

În opinia mea, prezenta teză de doctorat aduce următoarele contribuții personale:

- Prezintă un program de proiectare și optimizare a MSPP-CS, realizat în mediul pe programare Matlab
- Realizează modelarea și simularea MSPP-CS utilizând o bibliotecă de componente creată de autor și implementată în mediul Matlab-Simulink.

- Prezintă un stand de testare și determinare a parametrilor MSPP-CS într-un timp redus, cu posibilitate de automatizare completă și aplicare în industrie
- Analiza câmpului electromagnetic în MSPP-CS utilizând metoda elementelor finite, care a permis:
 - Determinarea caracteristicilor flux de înlănțuire a fazelor statorice/curent statoric și flux de înlănțuire a fazelor statorice/poziție rotorică;
 - Vizualizarea distribuției inducției magnetice în intrefierul mașinii, pentru diferite unghiuri de poziție rotorică.
 - Vizualizarea distribuției fluxului magnetic în secțiunea transversală a motorului, pentru diferite unghiuri de poziție.
 - Determinarea cuplului în funcție de unghiul de poziție.
 - Determinarea parametrilor motorului prin prelucrarea caracteristicilor flux de înlănțuire a fazelor statorice/curent statoric și flux de înlănțuire a fazelor/poziție a rotorului.
- Realizarea unui program de comandă și reglare a MSPP-CS cu aplicabilitate concretă la un motostivuator. În cadrul acestei aplicații sunt de menționat următoarele:
 - Realizarea unei interfețe de adaptare a semnalelor citite de la senzorii de poziție
 - Realizarea unui modul de citire a curentului utilizând doar două rețistențe de sunt la patru faze ale mașinii
- Publicarea a 13 articole științifice referitoare la această temă, la diferite Conferințe de specialitate, din țară și străinătate.
- Nu în ultimul rând, realizarea unei baze de date cu lucrări științifice în domeniu, care conține peste 1000 de titluri.

Bibliografie

- [1] * * * - *Using TMS320 Family DSPs in Motion Control Systems* - Texas Instruments Literature, September 1996
- [2] *** - *DSP Solutions for the Switched Reluctance Motor* - Texas Instruments Application Report - BPRA058
- [3] Acarnley P.P., Hill R.J., Hooper C.W. - *Detection of rotor position in stepping and switched reluctance motors by monitoring of current waveforms.* - IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 32, pp. 215–222, June 1985.
- [4] Acarnley, P.P., French C.D., Al-Bahadly I.H. - *Position estimation in switched-reluctance drives.* - Proc. EPE'95, 1995, vol. 3, pp.3.765–3.770.
- [5] Amor B.L., Dessaint L.A., Akhrif O., Olivier G. - *Adaptive feedback linearization for position control of a switched reluctance motor: Analysis and simulation.* - Int. J. Adapt. Control Signal Process., vol. 7, no. 2, pp. 117–136, Mar./Apr. 1993.
- [6] Arefeen, M.S. - *Implementation of a Current Controlled Switched Reluctance Motor Drive Using TMS320F240* - Texas Instruments Application Report - SPRA282
- [7] Argeseanu, A., **Sorandaru, C.** - *Qualitative and Quantitative Estimation of Vibration in SRM Drives* - BEYOND 2000 Sibiu, vol. XLI, 1999, pp. 33-36
- [8] Argeseanu, A., **Sorandaru, C.** - *Torque Maximization Strategy for a Switched Reluctance Machine* - Bul. St. I.P. Iasi, vol. XLV, nr.5, 1999
- [9] Argeseanu, A., **Sorandaru, C.** - *Sub-optimal control of a Switched Reluctance Drive* - Proc. EMES Oradea, 1999
- [10] Atanasiu, Gh. (coordonator) - *Soluții tehnice noi privind sistemele de acționare electrică cu motoare sincrone cu reluctanță variabilă și înfășurări statorice concentrate* - Contract de cercetare cu Ministerul Industriilor, Faza II, Iunie 1993.
- [11] Atanasiu, Gh. (coordonator) A34 - *Soluții tehnice noi privind sistemele de acționare electrică cu motoare sincrone cu reluctanță variabilă și înfășurări statorice concentrate* - Contract de cercetare cu Ministerul Industriilor, Faza I, Martie 1993
- [12] Atanasiu, Gh., Soran I.F., **Sorandaru, C.** - *Simulation of converter-switched reluctance motor for the permanent and dynamic regimes* - Proc. ELECTROMOTION, 1997, pp.245- 248
- [13] Atanasiu, Gh., Soran I.F., **Sorandaru, C.** - *The Optimizing Control Strategy for Switched Reluctance Motors* - Proceedings OPTIM 1996, vol.VI, pp. 1601-1608

- [14] Atanasiu, Gh., Sorandaru, C. - *The Optimal Design of the Switched Reluctance Motors* - Proceedings OPTIM 1994, vol.III, pp. 295- 300
- [15] Barnes M., Pollock C. - *Power electronic converters for switched reluctance drive* - IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, Nr.6, November 1998, pp.1100-1111.
- [16] Bass J.T. - *Simplified electronics for torque control of sensorless switched-reluctance motor*. - IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 34, pp.234–239, Apr. 1985.
- [17] Blaabjerg F., Pedersen J.K., Nielsen P., Andersen L., Kjaer P.C. - *Investigation and reduction of acoustical noise from switched reluctance drives in current and voltage control*. - Proc. Int. Conf. Electrical Machines, 1994, pp. 589–594.
- [18] Boldea I. - *Parametrii Mașinilor Electrice*. - Ed. Academiei Române, București, 1991.
- [19] Bolognani S., Ognibeni E., Zigliotto M. - *Sliding Mode Control of the Energy Recovery Chopper in a C-Dump Switched Reluctance Motor Drive* - IEEE Trans. on I.A., Jan./Feb. 1993, pp.181-186;
- [20] Bolognani S., Zigliotto M. - *Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor Drive* - IEEE Trans. on I.A., Sept./Oct. 1996, pp.1063-1068;
- [21] Bose B.K. - *Power electronics a technological review*. - Proc. IEEE, vol. 80, no. 8, pp. 1303–1334, 1992.
- [22] Bose B.K., Miller T.J.E., Szczesny P.N. - *Microcomputer Control of SRM* - IEEE Trans. on I.A. July -Aug. 1986;
- [23] Bouras L., Goyet R., Guillet R., Nasr C. - *Low and high speed operation of an original 150 kW reluctance motor with current source inverter supply*. - European Power Electronics and Applications Conf. Rec., 1987, pp. 929–933.
- [24] Cameron D.E., Lang J.H., Umans S.D. - *The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable—Reluctance motors*. - IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 1250–1255, Nov./Dec. 1992.
- [25] Chai J., Yao R., Chen P. - *Principles for Switched Reluctance Motors Design* - Proceedings, Part 2, International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines; 27 - 29 August 1991, Zürich, Switzerland, pp.445 - 448;
- [26] Chan C.C. - *Single phase switched reluctance motor* - Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 134, pt. B, no. 1, pp. 53–56, 1987.
- [27] Chan, S, Bolton H.R. - *Development of sub KW single phase switched - reluctance motor drives*; -
- [28] Cheok, A.D.; Ertugrul, N.; - *Computer-based automated test measurement system for determining magnetization characteristics of switched reluctance motors* - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 50 nr. 3, Jun 2001, pp. 690 - 696
- [29] Chun Y.D., Lee K.J., Kim S., Lee J. - *Analysis of radial force characteristics in switched reluctance motor*. - Electromotion '01, Juni 19-20, Bologna 2001.

- [30] Corda J., Skopljak E - *Four phase reluctance drive using pulse-width modulation control with four switches* - Electrical Machines and Drives Conf. Rec., 1991, pp. 77–80.
- [31] Cornea, O., Atanasiu, Gh., **Sorandaru, C.** - *Torque Analysis for Switched Reluctance Motor by means of Flux Linkage Curves Evaluation* - Proceedings OPTIM 2000,
- [32] Cornea, O., Boldor, C., **Sorandaru, C.**, Atanasiu, Gh. - *Low Power Switched Reluctance Motor with Axial Gap* - Proceedings OPTIM 2002, pp.357-363
- [33] Cornea, O., **Sorandaru, C.** - *Experimental determination of Flux-Current-Position and Torque-Current-Position Characteristics for a Switched Reluctance Motor* - Proceedings OPTIM 2004, vol.III,pp. 117-122
- [34] Cornea, O., Vanci, G., Atanasiu, Gh. - *Torque and speed analysis for a switched reluctance motor drive.* - Electomotion '01, Juni 19-20, Bologna 2001.
- [35] DiRenzo, M.T. - *Developing an SRM Drive System Using the TMS320F240* - Texas Instruments Application Report - SPRA420A
- [36] Drăgănescu O. - *Încercările mașinilor electrice rotative.* - Ed. Tehnică, București 1991.
- [37] Dragomir T., Preitl Ș. - *Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat.* - Litografia IPT, Timișoara, 1979.
- [38] Dunlop G. - *A switched reluctance motor drive with zero torque ripple and a constant inverter bus current.* - Proc. Inst. Mech. Eng., vol. 208, pt. 1, pp. 61-68, 1994.
- [39] Ehsani M., Bass J.T., Miller T.J.E. - *Development of a unipolar converter for SRM drives* - IEEE Trans. on I.A. May-June 1987;
- [40] Ehsani M., Husain I., Kulkarni A.B. - *Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives.* - IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 128–135, Jan./Feb. 1992.
- [41] Ehsani M., Husain I., Ramani K.R., Galloway J.H. - *Dual-decay converter for switched reluctance motor drives in low voltage applications.* - IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 2, pp. 224–230, 1993.
- [42] Ertugrul N., Acarnley P.P. - *A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors.* - IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 126–133, Jan./Feb. 1994.
- [43] Faiz J. - *Prediction of Static Magnetisation Characteristics of Switched Reluctance Motors for General Rotor Positions* - EPE - Firenze, vol.1, 1991, pp.355 - 359;
- [44] Ferreira C.A., Richter E. - *Detailed Design of a 250 kW Switched Reluctance Starter/Generator for an Aircraft Engine* - 1993 SAE Aerospace Atlantic Conference & Exposition, Dayton, Ohio, April 20 - 23, 1993;
- [45] Francoeur B., Le-Huy H., Viarouge P. - *Unipolar converters for switched reluctance motors.* - IEEE-IAS Conf. Rec., 1989, pp.551–560.
- [46] Fulton N.N., Stephenson J.M. - *A Review of Switched Reluctance Machine Design* - Proceedings ICEM '88, Sept. 12-14, Pisa, Italy, pp.423 - 428;

- [47] Gallegos-Lopez G., Kjaer P.C., Miller T.J.E. - *A new sensor-less method for switched reluctance motor drives*. - IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, pp. 832–840, July/Aug. 1998.
- [48] Gârbea, D. - *Analiza cu elemente finite*. Editura tehnică, București, 1990.
- [49] Ghinea M., Fireșteanu V. - *Matlab calcul numeric ~ grafică ~ aplicații*. - Ed. Teora, Bucuresti, 1997.
- [50] Harria D., Lary J. - *A simple motion estimator for VRM* - IEEE IAS Conf. Oct. 1988;
- [51] Harris M.R., Finch J.W., Mallick J.A., Miller T.J.E. - *A Review of the Integral - Horsepower Switched Reluctance Drive* - IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA, 22, No.4, July - August 1986, pp. 716 - 721;
- [52] Hava A.M., Blasko V., Lipo T.A. - *A modified C-dump Converter for Variable - Reluctance Machines* - IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, nr. 5, sept./oct. 1992;
- [53] Husain I., Ehsani M. - *Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control*. - Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1994, pp. 72–77.
- [54] Boldea, I., Nasar, S.A. - *Electric Drives* - CRC Press, 1998
- [55] Jamsa K., Klander L. - *Totul despre C și C++*. - Ed. Teora, București 2000.
- [56] Jufer M., Crivii M., Hatefi K., Poffet P., Osseni R. - *Synchronous electronically comutated motors - design and comparison* - Proceedings ICEM '90;
- [57] Jufer M., Crivii M., Poffet P. - *Conception du moteur reluctant à comutation électronique* - Proceedings MOP - 1990;
- [58] Kavanagh R.C., Murphy J.M.D., Egan M.G. - *Torque ripple minimization in switched reluctance drives using self learning techniques*. - Conf. Rec. IEEE IECON'91, 1991, pp. 289–294.
- [59] Kim Y.H., Park J.W., Kim S., Choi J.H., Lee J. - *Torque estimation of switched reluctance motor*. - Electromotion '01, Juni 19-20, Bologna 2001.
- [60] Kjaer P.C., Blaabjerg F., Pedersen J.K., Nielsen P., Andersen L. - *A new indirect rotor position detection method for switched reluctance drives*. - Proc. ICEM'94, Paris, France, 1994, vol. 2, pp. 555–560.
- [61] Krishnan R., Materu P. - *Analysis and Design of a Low Cost Converter for Switched Reluctance Motor Drives* - IEEE on IA, vol.29, nr.2, March/April 1993, pp.320-327
- [62] Krishnan R., Vijayraghavan P. - *State of the art: Acoustic noise in switched reluctance motor drives*. - Proc. IECON'98, Aachen, Germany, 1998, pp. 929–934.
- [63] Krishnan, R. - *Switched Reluctance Motor Drives - Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications* - CRC Press, 2002
- [64] Kwon Y.A., Reichert K. - *Choppingless Operation of a Nonlinear Switched Reluctance Motor* - Proceedings, Part 2, International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines; 27 - 29 August 1991, Zürich, Switzerland, pp.465 - 468;
- [65] Lawrenson P.J. - *A brief status review of Switched Reluctance Drives* - EPE, vol.2,nr.3,october 1992;

- [66] Lawrenson P.J. - *Switched Reluctance Drives: A Perspective* - Proceedings ICEM'92, Manchester UK, pp.12-21
- [67] Lawrenson P.J., Stephenson J.M., Blenkinsop P.T., Corda J, Fulton N.N. - *Variable-speed switched reluctance motors* - Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 123, pt. B, no. 4, pp. 253–265, 1980. Electron., vol. 37, no. 6, pp. 469–476, 1990.
- [68] Le-Huy H., Slimani K., Viaronge P. - *A current - controlled Quasi - resonant converter for Switched - Reluctance Motor* - IEEE Trans. on I.E., vol.38, Nr.5, oct.1992;
- [69] Liang F., Liao Y., Lipo T.A. - *A new variable reluctance motor utilising an auxiliary commutation winding* - IEEE Transaction on Industrial Application, Vol.30, Nr.2, pg.423-432, 1994.
- [70] Lovatt H.C., Stephenson J.M - *Influence of number of poles per phase in Switched Reluctance Motors* - IEE Proceedings, Vol.139, No.4, pg.307-314, 1992.
- [71] Lyons J.P., MacMinn S.R., Preston M.A. - *Flux/current methods for SRM rotor position estimation.* - Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1991, pp. 482–487.
- [72] Materu P., Krishnan R. - *Estimation of Switched Reluctance Motor Loses* - IEEE-IAS Proceedings, Pittsburgh, PA, October 1988, pp.176-186.
- [73] Meeker, D. - *Finite Element Method Magnetics*, User's Manual.
- [74] Miller T.J.E. - *Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive.* - IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 21, no. 5, pp.1136–1144, 1985.
- [75] Miller T.J.E., Bower P.G., Becerra R.G. - *Four-quadrant brushless reluctance motor drive* - Proceedings IEEE, July 1988 pp. 273-276;
- [76] Miller, T.J.E. - *Switched Reluctance Motors and Their Control* - Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993
- [77] Minn R.M., Rzesos W.J., Szczesny P.N. - *Application of Sensor Integration Techniques to SRM drives* - IEEE Trans. on I.A. Nov. - Dec. 1992;
- [78] Moreira J.G. - *Torque ripple minimization in switched reluctance motors via bi-cubic spline interpolation.* - Conf. Rec. IEEE PESC'92, 1992, pp. 851–856.
- [79] O'Donovan J.G.J., Roche P.J., Kavanagh R.C., Egan M.G., Murphy J.M.D. - *Neural network based torque ripple minimization in a switched reluctance motor.* - Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1994, pp. 1226–1231.
- [80] Ometto A., Julian A., Lipo T.A. - *A novel low cost variable reluctance motor drive.* - Int. Conf. Electric Machines Rec., vol. 1, 1994, pp. 77–79.
- [81] Park S.S., Lipo T.A. - *New series resonant converter for variable reluctance motor drives.* - Power Electronics Specialist Conf. Rec., 1992, pp. 833–838.
- [82] Pillay P., Cai W. - *An investigation into vibration in switched reluctance motors.* - IEEE Transactions on IA, Vol.35, Nr.3, May/June 1999, pg.589-596.
- [83] Pollock C., Williams B.W. - *Power converter circuits for switched reluctance motors with the minimum number of switches* - IEE Proceedings-B, Vol.137, Nr.6, 1990.

- [84] Ray W.F., Lawrenson P.J., Davis R.M., Stephenson J.M., Fulton N.N., Blake R.J. - *High Performance Switched Reluctance Brushless Drives* - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-22, No.4, July - August 1986, pp.722 - 729;
- [85] Russa K., Husain I., Elbuluk M. - *Torque ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range.* - Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1997, pp. 668–675.
- [86] Sabonnadiere J.C., Konrad A. - *Computing EM Fields* - IEEE Spectrum, November 1992, pp. 52 -56;
- [87] Schramm D.S., Williams B.W., Green T.C.T. - *Optimum commutation-current profile on torque linearization of switched reluctance motors.* - Proc. Int. Conf. Electric Machines, Sept. 1992, pp. 484–488.
- [88] Sharma, V.K.; Murthy, S.S.; Singh, B.; - *An improved method for the determination of saturation characteristics of switched reluctance motors* - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 48 nr. 5, Oct 1999, pp.995-1000
- [89] **Sorandaru, C.**, Atanasiu, Gh. - *The Optimal Computation of Switched Reluctance Drives* - Proceedings RJSAEM, 1996, pp.56
- [90] **Sorandaru, C.**, Atanasiu, Gh. - *Metoda de simulare a masinii sincrone cu reluctanta variabila* - Volumul ICPE, pp.SM30-SM33
- [91] **Sorandaru, C.**, Messina, N., Atanasiu, Gh. - *DSP Control of a Three Phase Switched Reluctance Motor* - Bul. St. I.P. Iasi, vol. XLV, nr.5, 2000
- [92] **Sorandaru, C.**, Messina, N., Atanasiu, Gh. - *Optimum Current Control for a 8/6 Switched Reluctance Motor using a TMS320C24x* - Proc. ELECTROMOTION 1999, vol.1, pp.555-560
- [93] Staton, D.A., Deodhar R.P., Soong W.L., Miller T.J.E. - *Torque Prediction Using the Flux-MMF Diagram in AC, DC, and Reluctance Motors* - IEEE Transactions on IA, vol.32, no.1, January/February 1996, pp.180-188
- [94] Stefanovic, V.R., Vukosavic S. - *SRM inverter topologies: A comparative evaluation* - IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 27, no. 6, pp.1034–1047, 1991.
- [95] Toliyat, Campbell - *DSP-Based Electromechanical Motion Control* - CRC Press, 2003
- [96] Torrey, D.A. , Lang, J.H. - *Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive* - IEE Proceedings, vol.137, pt.B, no.5, pp.314-326, 1990
- [97] Trifa, V., Gaură E., Moldovan L., Baciuc C. - *Design and Simulation of a Neuro-Fuzzy Controller for Switched Reluctance Motor Drives* - Proceedings ELECTROMOTION 97 Symposium, Cluj-Napoca, Romania, pp.35-39.
- [98] Verma S.P. - *Design and Performance of Special Reluctance Motors with Regard to Torques, Vibration and Noise* - Proceedings, Part 2, International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines; 27 - 29 August 1991, Zürich, Switzerland, pp. 494 - 499;
- [99] Visinka, R. - *3-Phase SR Motor Control with Hall Sensors Using DSP56F80x* - Motorola Application Note - AN1912/D

-
- [100] Visinka, R. - *3-Phase SR Sensorless Motor Control using DSP56F80x* - Motorola Application Note - AN1932/D
- [101] Wallace, R.S., Taylor D.G. - *A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple*. - IEEE Trans. Power Electron., vol. 7, pp. 617–626, Oct. 1992.
- [102] Weller, A., Trawinski P. - *Design and Control of a Low Power Switched Reluctance Motors* - Proceedings EPE Firenze 1991, pp.4001 - 4006;
- [103] Wu, C.Y. Pollock C. - *Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive*. - Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1993, pp. 106–113.
- [104] Zaim M.E., Tahi S., Laporte B. - *Calculation and Performances of Smooth Stator Reluctance Machines* - Proceedings, Part 2, International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines; 27 - 29 August 1991, Zürich, Switzerland, pp. 500 - 505;

Anexa A1. Programul de proiectare MATLAB

```

%*****
% Incarcarea fisierului cu datele initiale
%*****
f_input=input('Input data file name: ','s');
eval(f_input);
format long;

%*****
% Incarcarea fisierului ce contine curba de magnetizare
%*****
load B2.txt -ascii;
load H2.txt -ascii;
load dnizmin.txt -ascii;
load dizmax.txt -ascii;
B=B2;
H=H2;
cniz=dnizmin;
ciz=dizmax;

%*****
% Proiectarea initiala
%*****
%for i=1:1:100
%In=1+(i/100);
%In=1.5;
%Ip=4*In;
%Mech=sqrt((Mp^2*tp+Mn^2*tn)/(tp+tn+t0));
%Iech=sqrt((Ip^2*tp+In^2*tn)/(betap*tp+betan*tn+t0));
Mech=0.636;
Iech=28.5;
Mechiv=Mech*(1+FA);

%*****
% Calculul MSPP-CS
%*****

%*****
% 1. Numarul de spire pe pol
%*****
%for i=1:1:80
%Bdelta=0.8+(i/100);
Bdelta=1.2;
miu0=4*pi*10^(-7);
Sol=(1/miu0)*Bdelta*delta;
Np=Sol/Iech;
Np=fix(Np+1);

%*****
% 2. Calculul diametrului rotorului
%*****
Mpmx=Mechiv/2;

```

```

Dr=sqrt((Mppmax*4*delta)/(Sol^2*miu0*lambda));
Dr=fix(Dr*1000+1)/1000;
a=pi*Dr/12;
b=a;
c=a;
lps=fix(a*1000+1)/1000;
hpr=lps;

%*****
% 3. Calculul lungimii masinii
%*****
lm=lambda*Dr;
lm=fix(lm*100)/100;

%*****
% 4. Calculul conductorului
%*****
sc=Iech/j;
dc=sqrt(4*sc/pi);
dcmm=dc*1000
inxcniz=max(find(cniz <=dcmm)) % index of standard diameter without
insulation
mincniz=cniz(inxcniz+1) % min diameter of the conductor
without insulation
dwmm=ciz(inxcniz+1) % max diameter of the conductor,
including the insulation
dw=dwmm/1000
scpr=pi*dw^2/4

%*****
% 5. Aria dintre doi poli statorici
%*****
scr=2*Np*scpr*ku;

%*****
% 6. Inaltimea polului statoric
%*****
hps=scr/c;
hps=fix(hps*1000+1)/1000;

%*****
% 7. Diametrul exterior al statorului
%*****
hjs=fix(0.5*a*1000+1)/1000;
Des=Dr+2*delta+2*hps+2*hjs;
Des=fix(Des*1000)/1000;
Diamext=Des

%*****
% 8. Calculul solenatiei totale
%*****
Vdelta=(1/miu0)*Bdelta*delta;
Fi=Bdelta*lps*lm;

%*****

```

```

% 8.1. Tensiunea magnetica pe polul statoric Vps
%*****
Bps=Fi/(lps*lm);
Hps=spline(B,H,Bps)*10^2;
Vps=Hps*hps;

%*****
% 8.2. Tensiunea magnetica pe jugul statoric Vjs
%*****
e=0.5*lps;           %latimea jugului statoric
Bjs=(0.5*Fi)/(e*lm);
Hjs=spline(B,H,Bjs)*10^2;
ljs=(pi/2)*(Dr+2*delta+2*hps+hjs);
Vjs=Hjs*ljs;

%*****
% 8.3. Tensiunea magnetica pe polul rotor ic Vpr
%*****
Bpr=Fi/(b*lm);
Hpr=spline(B,H,Bpr)*10^2;
Vpr=Hpr*hpr;

%*****
% 8.4. Tensiunea magnetica pe jugul rooric Vjr
%*****
hjr=0.5*(Dr-2*hpr-da)
Bjr=(0.5*Fi)/(hjr*lm);
Hjr=spline(B,H,Bjr)*10^2;
ljr=(pi/2)*(da+hjr);
Vjr=ljr*Hjr;
VS=2*(Vdelta+Vps+Vpr)+Vjs+Vjr;

%*****
% 9. Recalcularea curentului echivalent
%*****
Iechpr=VS/(2*Np);

%*****
% 10. Calculul pierderilor PS
%*****
%*****
% 10.1. Pierderile Joule PCufaza
%*****
lspira=2*(lps+lm)*K;
RCufaza=roCu*2*Np*lspira/sc
PCufaza=Iechpr^2*RCufaza;

%*****
% 10.2. Pierderile in fier
%*****
for i=1:1:500
    n1=500+10*i;
    turatia(i)=n1;
    ni=m*pr;

```

```

fcalcul_n1=0.5*ni*n1/60;
fcalcul_n2=0.5*ni*n2/60;
GFefaza=2*(lm*hps*lps+lm*hpr*b+lm*hjs*ljs+lm*hjr*ljr)*roFe;
PFe_n1=(eps*(fcalcul_n1/100)+sigma*(fcalcul_n1/100)^2)*Bdelta^2;
PFefaza_n1=PFe_n1*2*lm*(hps*lps*Bps^2+hpr*lps*Bpr^2+hjs*ljs*Bjs^2+hj
r*ljr*Bjr^2)*roFe;
PFe_n2=(eps*(fcalcul_n2/100)+sigma*(fcalcul_n2/100)^2)*Bdelta^2;
PFefaza_n2=PFe_n2*2*lm*(hps*lps*Bps^2+hpr*lps*Bpr^2+hjs*ljs*Bjs^2+hj
r*ljr*Bjr^2)*roFe;
Pmv_n1=(0.7/100)*2*pi*n1/60;
Pmv_n2=(0.7/100)*2*pi*n2/60;
PS_n1=PCufaza+PFefaza_n1+Pmv_n1;
PS_n2=PCufaza+PFefaza_n2+Pmv_n2;

%*****
% 11. Randamentul masinii
%*****
Parb_n1=Mech*2*pi*n1/60;
eta_n1=Parb_n1/(Parb_n1+PS_n1);
randament(i)=eta_n1;
Parb_n2=Mech*2*pi*n2/60;
eta_n2=Parb_n2/(Parb_n2+PS_n2);

%*****
% 12. Greutatea materialelor active
%*****
GFe=GFefaza*m;
GCu=roCul*lspira*2*m*Np*scpr;
end
[M,I]=max(randament)
plot(turatia,randament)

```

Anexa A2. Funcțiile utilizate la simularea matematică a MSPP-CS**Funcția S alim1.m**

```
function [sys,x0] = alim1(t,x,u,flag,imin,imax)

% u(1)=di/dt
% u(2)=i
% u(3)=ton
% u(4)=toff
% u(5)=u

if abs(flag)==3

    if t<u(4) & t>=u(3) & u(1)>=0 & u(2)<imax
        sys=u(5);
    end

    if t<u(4) & t>=u(3) & u(1)>=0 & u(2)>=imax
        sys=0;
    end

    if t<u(4) & t>=u(3) & u(1)<0 & u(2)>imin
        sys=0;
    end

    if t<u(4) & t>=u(3) & u(1)<0 & u(2)<=imin
        sys=u(5);
    end

    if t>=u(4) & u(2)>0
        sys=-u(5);
    end

    if t>=u(4) & u(2)<=0
        sys=0;
    end

elseif abs(flag)==0
    sys=[0 0 1 5 0 1];

else
    sys=[];
end
```

Funcția S alim2.m

```
function [sys,x0] = alim2(t,x,u,flag,imin,imax)

    u(1)=di/dt
    u(2)=i
    u(3)=ton
    u(4)=toff
```



```

% u(5)=u

if abs(flag)==3

    if ((t-pi/6)<u(4)) & ((t-pi/6)>u(3)) & u(1)>=0 & u(2)<imax
        sys=u(5);
    end

    if ((t-pi/6)<u(4)) & ((t-pi/6)>=u(3)) & u(1)>=0 & u(2)>=imax
        sys=0;
    end

    if ((t-pi/6)<u(4)) & ((t-pi/6)>=u(3)) & u(1)<0 & u(2)>imin
        sys=0;
    end

    if ((t-pi/6)<u(4)) & ((t-pi/6)>=u(3)) & u(1)<0 & u(2)<=imin
        sys=u(5);
    end

    if ((t-pi/6)>=u(4)) & u(2)>0
        sys=-u(5);
    end

    if ((t-pi/6)>=u(4)) & u(2)<=0
        sys=0;
    end

elseif abs(flag)==0
    sys=[0 0 1 5 0 1];

else
    sys=[];
end

```

Funcția S alim3.m

```

function [sys,x0] = alim3(t,x,u,flag,imin,imax)

% u(1)=di/dt
% u(2)=i
% u(3)=tcon
% u(4)=toff
% u(5)=u

if abs(flag)==3

    if ((t-pi/3)<u(4)) & ((t-pi/3)>=u(3)) & u(1)>=0 & u(2)<imax
        sys=u(5);
    end

    if ((t-pi/3)<u(4)) & ((t-pi/3)>=u(3)) & u(1)>=0 & u(2)>=imax
        sys=0;
    end

    if ((t-pi/3)<u(4)) & ((t-pi/3)>=u(3)) & u(1)<0 & u(2)>imin

```

```

    sys=0;
end

if ((t-pi/3)<u(4)) & ((t-pi/3)>=u(3)) & u(1)<0 & u(2)<=imin
    sys=u(5);
end

if ((t-pi/3)>=u(4)) & u(2)>0
    sys=-u(5);
end

if ((t-pi/3)>=u(4)) & u(2)<=0
    sys=0;
end

elseif abs(flag)==0
    sys=[0 0 1 5 0 1];

else
    sys=[];
end

```

Funcția SRM1:

$$(1/(u[4]*u[14]))*(u[10]-r*u[1]-u[14]*u[1]*u[5])$$
Funcția SRM2:

$$(1/(u[6]*u[14]))*(u[11]-r*u[2]-u[14]*u[2]*u[7])$$
Funcția SRM3:

$$(1/(u[8]*u[14]))*(u[12]-r*u[3]-u[14]*u[3]*u[9])$$
Funcția T1:

$$0.5*u[5]*u[1]^2$$
Funcția T2:

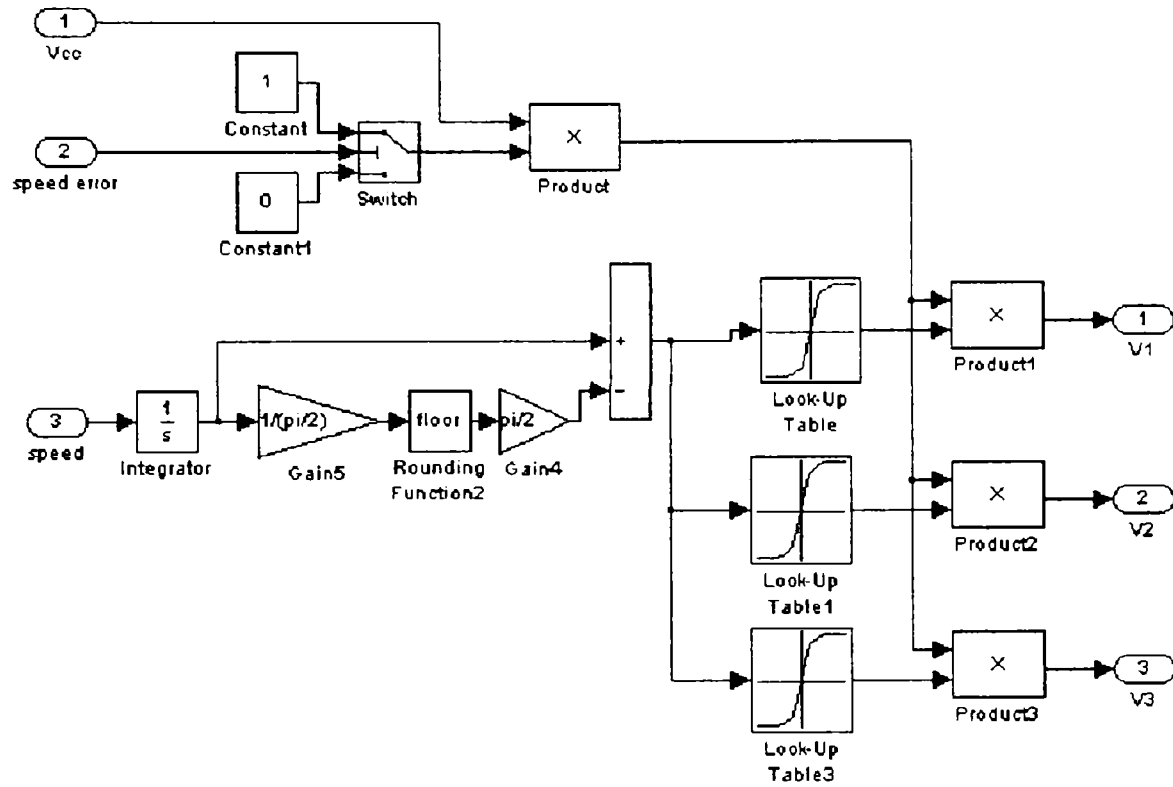
$$0.5*u[7]*u[2]^2$$
Funcția T3:

$$0.5*u[9]*u[3]^2$$
Funcția Dyn:

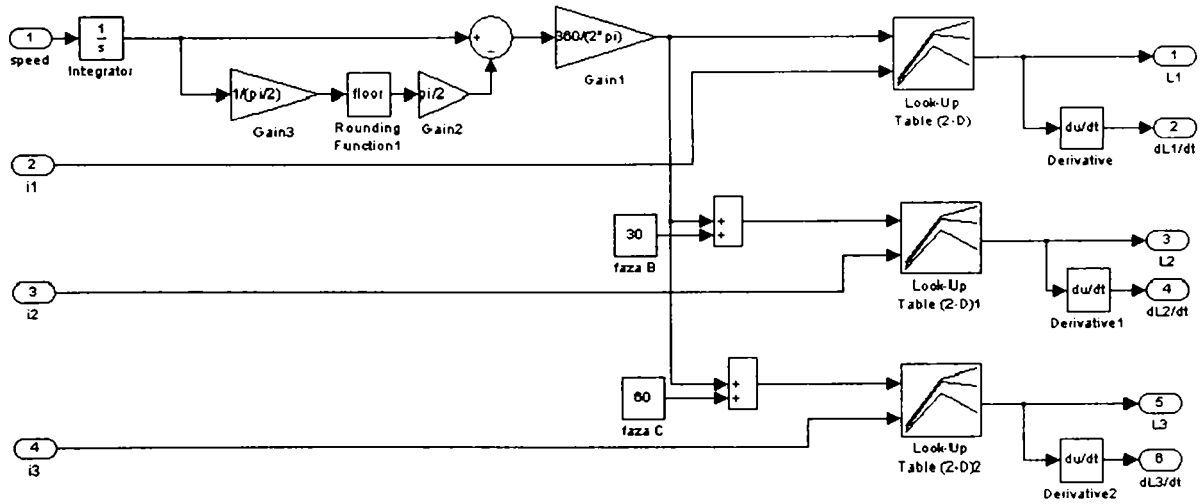
$$(1/(J*u[14]))*(u[13]-u[15])$$

Anexa A3. Blocurile din biblioteca de simulare

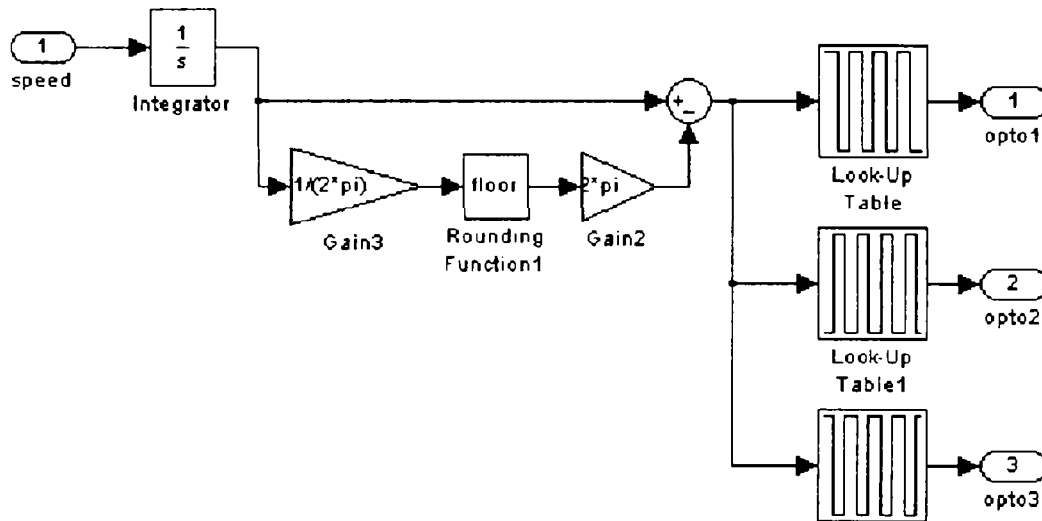
Generarea tensiunilor de alimentare



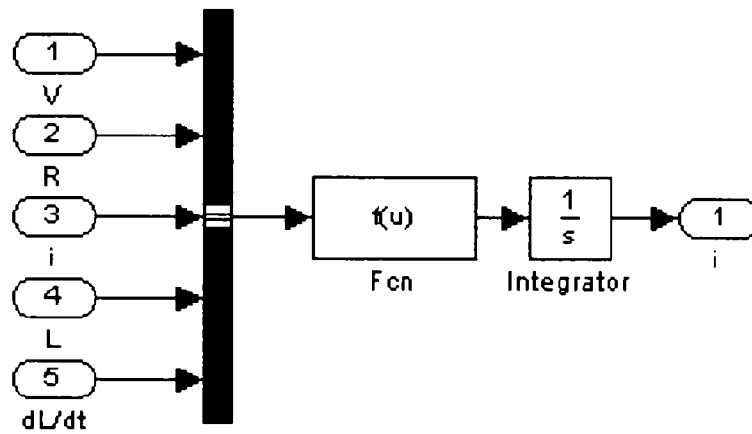
Generarea inductivităților și a derivatelor acestora



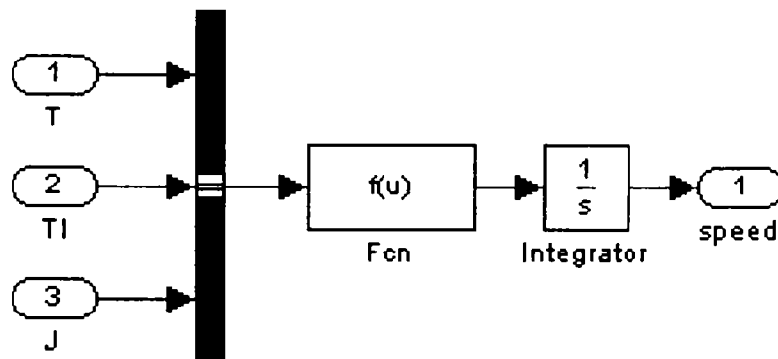
Simularea semnalelor provenind de la senzorii de poziție



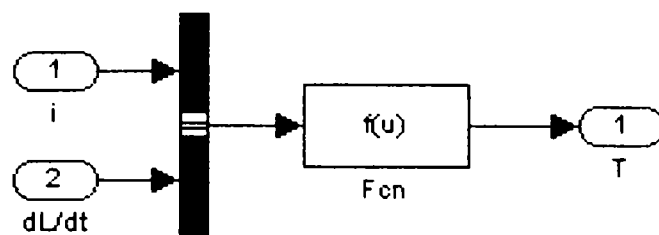
Ecuția unei faze



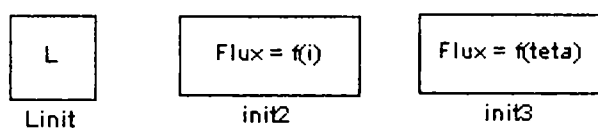
Ecuția de mișcare



Ecuția de producere a cuplului electromagnetic



Blocuri pentru inițializarea parametrilor



Blocul de determinare a poziției din Fig. 5.6

