

**UNIVERSITATEA „POLITEHNICA“ TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ ȘI
ELECTROENERGETICĂ**

ING. THOMAS KOBLARA

**CONTRIBUȚII LA CONDUCEREA
PERFORMANTĂ A MOTOARELOR SINCRONE
CU POLI PROEMINENȚI ȘI COMUTAȚIE
SECVENȚIALĂ**
TEZĂ DE DOCTORAT

COND. ȘTIINȚIFIC

PROF. DR.ING. GHEORGHE ATANASIU

TIMIȘOARA 2009

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Catedrei de Mașini, Acționări și Utilizări Electrice a Facultății de Electrotehnică și Electroenergetică din Timișoara.

Lucrarea este structurată pe 6 capitole și abordează sistemele de reglaj cu și fără senzori de mișcare cu mașina cu poli proeminenți și comutație secvențială.

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

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

Mulțumiri îi adresez și domnului conf.dr.ing. Sorin Mușuroi pentru sfaturile utile acordate în domeniul acționărilor electrice.

De asemenea doresc să mulțumesc domnului ș.l.dr.ing. Ciprian Șorândaru, domnului asis.dr.ing. Octavian Cornea și domnului asis.ing. Marcus Svoboda pentru colaborarea și ajutorul acordat în diverse etape ale cercetării mele.

În încheiere doresc să mulțumesc părinți pentru sprijinul și suportul acordat pe toată perioada studiilor mele.

Timișoara, 2009

Thomaq Koblara

Cuprins

Introducere.....	3
1. Sinteza analitică a lucrărilor care se referă la modul de control al motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială.....	5
1.1. Introducere.....	5
1.2. Structura Sistemelor de Acționare Electrică Care Utilizează MSPP-CS.....	6
1.3. Partea de Forță al Acționărilor cu MSPP-CS.....	7
1.3.1. Motorul Sincron cu Poli Proeminenți și Comutație Secvențială.....	7
1.3.2. Convertorul Static Utilizat la Acționările Electrice cu MSPP-CS.....	9
1.4. Partea de Comandă al Acționărilor cu MSPP-CS.....	11
1.4.1. Controlul Cuplului la MSPP-CS.....	11
1.4.2. Controlul Curentului la MSPP-CS.....	14
1.4.3. Controlul Vitezei la MSPP-CS.....	16
1.4.4. Controlul Poziției la MSPP-CS.....	20
1.4.4.1. Controlul poziției polilor MSPP-CS cu senzori.....	20
1.4.4.2. Controlul poziției polilor MSPP-CS fără senzori	21
1.5. Concluzii.....	27
1.6. Bibliografie.....	28
2. Determinarea parametrilor MSPP-CS.....	32
2.1. Introducere.....	32
2.2. Determinarea Parametrilor MSPP-CS	32
2.3. Determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare.....	33
2.3.1. Determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda Stingeri curentului.....	34
2.3.2. Determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda de conectare a fazei.....	36
2.4. Determinarea experimentală a rezistenței de fază.....	39
2.5. Concluzii.....	41
2.6. Bibliografie.....	42
3. Simularea și modelul matematic al MSPP-CS.....	44
3.1. Introducere.....	44
3.2. Modelul Matematic al MSPP-CS.....	44
3.3. Modelul Simulink al MSPP-CS.....	46
3.3.1. Modelul Simulink pentru o fază a MSPP-CS.....	46
3.3.2. Modelul Simulink a MSPP-CS.....	49
3.3.3. Modelul Simulink a convertorului.....	51
3.3.4. Modelul în Simulink a sistemului de acționare.....	54
3.4. Strategii de control a poziției polilor rotorici față de cei statorici.....	54
3.4.1. Cu ajutorul senzorilor Hall.....	55
3.4.2. Metoda sensorless.....	56
3.4. Concluzii.....	58
3.5. Bibliografie.....	59
4. Strategii de control.....	60
4.1. Introducere.....	60
4.2. Sistem de reglare a vitezei cu regulator Fuzzy.....	60
4.3. Sistem de reglare cu regulator PI.....	64
4.3.1. Controlul MSPP-CS cu o singură buclă de reglare.....	65
4.3.2. Controlul MSPP-CS cu două bucle de reglare.....	68

4.4.	Studiul regimurilor de funcționare ale MSPP-CS.....	73
4.4.1.	Algoritmul procesului de pornire și de recunoașterea poziției polilor.....	73
4.4.2.	Algoritmul de inițializare a regimului stabil de funcționare.....	75
4.5.	Concluzi.....	79
4.6.	Bibliografie.....	79
5.	Metoda de control sensorless a MSPP-CS.....	82
5.1.	Introducere.....	82
5.2.	Structura sistemului de acționare.....	82
5.3.	Considerente teoretice.....	83
5.4.	Dezvoltarea aplicației sensorless ajutorul DSP-ului Motorola 56F806.....	84
5.4.1.	Algoritmul procesului de pornire la funcționarea sensorless.....	84
5.4.2.	Algoritmul de inițializare a regimului stabil de funcționare sensorless.....	89
5.5.	Strategia de reglare a turației la funcționarea sensorless a MSPP-CS.....	93
5.6.	Concluzii.....	102
5.7.	Bibliografie.....	103
6.	Echipamentul electronic destinat Conduceri MSPP-CS.....	106
6.1.	Reprezentarea echipamentului electronic.....	106
6.2.	Modalitatea de dezvoltare a aplicațiilor.....	117
6.3.	Bibliografie.....	118
7.	Concluzi.....	119
	Anexe.....	
A1.....		121
A2.....		122
A3.....		125
A4.....		137
A5.....		138
A6.....		146
A7.....		147
	Bibliografie.....	148

Introducere

În această lucrare, autorul își propune să analizeze prin metodele cercetării științifice, modalitățile de utilizare în sistemele de acționare electrică a motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială (MSPP-CS), aflat în ultimul timp tot mai mult în atenția cercetătorilor, dar în aceeași timp cunoscut de mai bine de 150 de ani. Lucrarea se compune din următoarele capitole:

Capitolul I face o trecere în revistă, pe baza bibliografiei studiate, a stadiului actual al sistemelor de acționare electrică cu mașina cu poli proeminenți și comutație secvențială. Sunt menționate aici avantajele și dezavantajele pe care le are structura motorului, diferite topologii de convertoare statice, ele fiind împărțite în funcție de forma constructivă și de aplicațiile în care se pot folosi. Aici sunt trecute în revistă metodele de reglare a turației, controlului cuplului în scopul de a reduce ondulațiile lui, metodele de control de curent precum și metodele de estimare a poziției polilor rotorici față de cei statorici. Sunt menționate metodele convenționale, de cele mai simple până la cele mai complexe. O atenție mai mare am acordat metodelor sensorless de estimare a poziției. Ele sunt metode mai sofisticate, dar au ca avantaje reducerea de costuri și introducerea motorului în domeniul aplicațiilor inteligente. În finalul acestui capitol, se prezintă avantajele și dezavantajele acestor metode, tipul de aplicație pe care sunt folosite, precum și avantajele și dezavantajele acționărilor electrice care utilizează acest motor în raport cu celelalte tipuri de acționari.

Capitolul II prezintă studiul parametrilor MSPP-CS. În acest capitol sunt prezentate două metode de ridicare a parametrilor modelului experimental, una prin studiul pantei crescătoare a curentului și alta prin studiul pantei de scădere a curentului de alimentare. Studiul regimului termic are o importanță foarte mare pentru înțelegerea modificărilor dinamice ale mașinii. Un parametru de care trebuie să ținem cont în studiul acestui motor, este și rezistența fazei. Modificarea ei în funcție de temperatură, conduce la rezultate nedorite în controlul motorului, mai ales la funcționarea sensorless.

Capitolul III prezintă în prima parte studiul modelului matematic al motorului. Aici sunt ilustrate relațiile de bază care sunt utilizate la implementarea unui model matematic. Prin metode numerice, utilizând mediul de programare Matlab și LabView, sunt determinate în mod experimental inductanța și derivata inductanței.

În funcție de acești parametri, în partea doua este prezentat modelul matematic al motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială. Acest model este redat în Simulink. Aici se prezintă două modele matematice ale fazei motorului: una prin tabelele de valori și alta construită cu ajutorul funcțiilor polinomiale. Se continuă cu prezentarea convertorului static și a regimului de PWM utilizat la acționarea experimentală.

Capitolul IV abordează strategii de comandă ale ansamblului convertor mașină. Sunt trecute în revistă așa-numitele strategii de bază și apoi strategiile combinate din acestea. Metoda modernă de reglare analizată aici este reglarea fuzzy în cascadă cu un regulator de curent pentru reducerea ondulațiilor de cuplul și curent. Sunt prezentate totodată și două variante mai economice de reglare a turației. Prima variantă utilizează un singur regulator PI pentru reglarea și controlul

vitezei, unde curentul este menținut la valoarea stabilită prin intermediul reglajului de histerezis. A doua variantă utilizează două regulatoare PI în cascadă, unul pentru reglarea vitezei și celălalt pentru reglarea curentului. Rezultatele obținute din măsurări sunt comparate cu cele reale. Implementarea reglatoarelor a fost realizată prin estimarea poziției polilor rotorici față de cei statorici cu metoda senzorială, aceasta și în scopul de a studia variația mărimilor electromagnetice. În acest capitol s-a studiat procesul de pornire și intrarea în regim de funcționare stabil. Variația fluxului, curentului și inductanței au fost studiate în scopul de a realiza pornirea și funcționarea sensorless a aplicației.

Capitolul V prezintă funcționarea sensorless a aplicației. În acest capitol s-a studiat metoda de pornire și funcționarea în regim stabil fără senzori. Rezultatele obținute din simulare sunt comparate cu cele reale obținute din experiment. În sistem de acționare sunt utilizate două grupuri de regulatoare în funcție de viteza la care sistemul trebuie să funcționeze. S-a studiat regimul dinamic al motorului și s-a obținut variația mărimilor electromagnetice. La sfârșitul acestui capitol sunt prezentate avantajele și dezavantajele metodei.

Capitolul VI prezintă echipamentul electronic destinat conducerii ansamblului convertor – mașină. Aici este prezentat un sistem modern de conducere bazat pe DSP-ul 56F807 din familia de microprocesoare Motorola precum și modalitatea de dezvoltare a aplicațiilor pe această placă. Totodată se prezintă și echipamentul de achiziții și prelucrare de date care conține o placă de achiziții de date aflată în mediul de programare LabView.

1. Sinteza analitică a lucrărilor care se referă la modul de control al motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială

1.1. Introducere

Mașina sincronă cu poli proeminenți și comutație secvențială, cunoscută sub denumirea de **Switched Reluctance Motors**, face parte în grupul motoarelor sincrone, dar nu trebuie confundată cu motorul sincron reactiv care are înfășurarea statorică repartizată în creștături, [1,2].

Motorul fost construit pentru prima dată de către Davidson, în Scoția, în anul 1838, el fiind utilizat pentru propulsia unei locomotive între Glasgow și Edinburgh. Prima propunere pentru utilizarea motoarelor sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială la acționările electrice de viteză variabilă a fost făcută la anul 1969. Mașinii i se aduc îmbunătățiri în anii 1971-1972, de către Bedford și Itoft asociindu-i acesteia un comutator electronic și un traductor de poziție. Cercetările care au urmat în anii '80 au dus la realizarea unor astfel de mașini pentru puteri cuprinse între 4 kw și 10 kw în Marea Britanie și mașini pentru tensiuni joase în Franța. În S.U.A. prima aplicație industrială a mașinii cu reluctanță variabilă a fost făcută de către firma Hewlett-Packard în domeniul tehnicii de calcul, folosindu-se pentru comanda mașinii un circuit specializat (HCT L 1000).

Din economie de spațiu și pentru o mai rapidă receptare, în continuare vom numi această mașină MSPP-CS.

Cercetările mașinilor sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială au început de mai bine de 100 și ceva de ani. Mulțumită avantajelor pe care le reprezintă și scăderii costurilor echipamentelor de comandă și control, MSPP-CS a devenit din nouă în centrul atenției.

În prezent MSPP-CS se impune în multe aplicații industriale cu puteri cuprinse până la 750 kw, (pe poziție de volant și recuperator de energie la turbinele eoliene, la autovehiculele rutiere, ca motor la acționările electrice de mare viteză, etc.).

MSPP-CS se caracterizează prin simplitatea tehnologiei de fabricație, ceea ce implică și un preț mai mic de fabricare. Chiar dacă motorul este simplu de construit și are proprietăți foarte bune, problema rămâne deschisă la comanda și controlul lui, mai ales la acționările electrice de viteză variabilă. Controlul acestor motoare este dificil și complex comparativ cu alte tipuri de mașini precum motorul de curent continuu, motorul asincron, motorul sincron cu magneți permanenți, etc.

Astfel, motorul nu poate porni direct de la rețea, ci el trebuie asociat cu un convertor static. Majoritatea tehnicilor de comandă produc o tensiune sau un curent pentru a controla viteza, poziția și cuplul. O reprezentare schematică a avantajelor și dezavantajelor MSPP-CS o avem în fig.1.1, [1,2,4,7,10,].

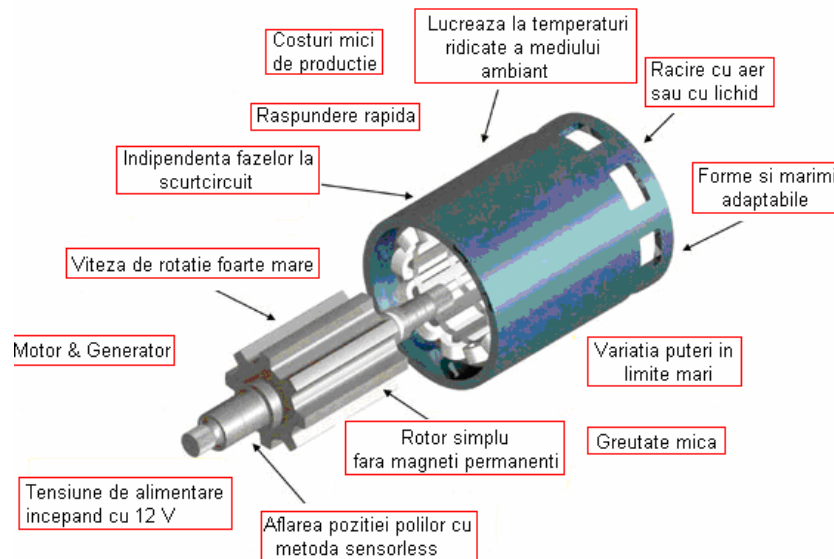


Fig. 1.1 Representarea schematică a avantajelor MSPP-CS

1.2. Structura sistemelor de acționare electrică care utilizează MSPP-CS

Structura unui sistem de acționare electrică cu MSPP-CS este reprezentată în fig.1.2, [1,2,3]. Ea se împarte la sistemul de comandă și de forță. Sistemul se alimentează de la rețea prin intermediul unui redresor din cele mai multe ori necomandat. Tensiunea de alimentare și viteza de modificare a câmpului magnetic sunt dependente de proprietățile convertorului și motorului, valoarea impedanței fiind dependentă de performanțele circuitului de comandă.

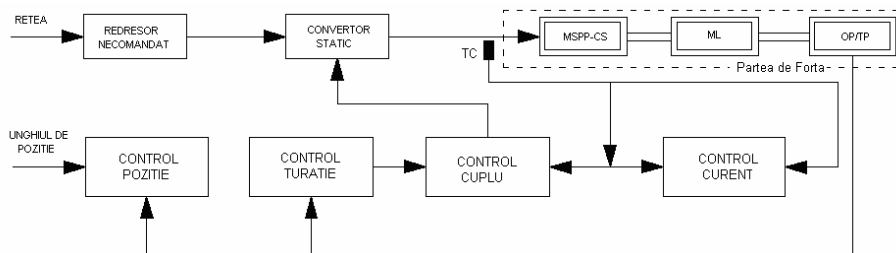


Fig. 1.2 Structura sistemului de comandă și control
ML - mașina de lucru OP/TP - traducătoare optice sau encodere
TC - traducătoare de curent

Structura sistemului de control poate să fie în cascadă sau compusă. Mărimile de intrare la sistemul de control sunt poziția polilor rotorici față de cei statorici, viteza, valoarea curenților fazelor și tensiunea de PWM. Poziția se detectează cu ajutorul encoderelor, senzorilor Hall sau sensorless.

1.3. Partea de forță a acționărilor cu MSPP-CS

1.3.1. Motorul sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială

MSPP-CS cu câmp radial are liniile câmpului electromagnetic perpendiculare cu axa de rotație, [1,2,3,4]. Statorul are o construcție tipică de N-faze și este prevăzut cu înfășurări de excitație concentrate, care au o construcție simplă asemănătoare cu cele ale motoarelor de curent continuu, [2]. Rotorul are o construcție simplă cu poli proeminenți, fără înfășurări sau magneți permanenți. Tolele statorice sunt fixate pe axă sub presiune. În fig.1.3. se reprezintă schematic un MSPP-CS.

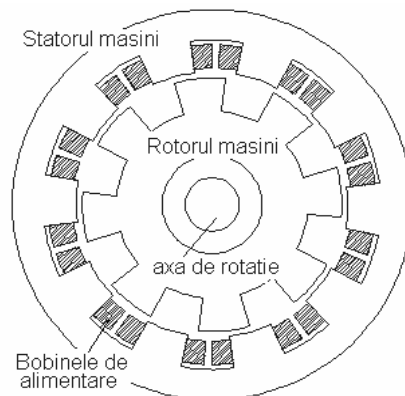


Fig. 1.3 Motorul sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială

Transformarea energiei electromagnetice în lucru mecanic se poate înțelege studiind graficul de variație a fluxului magnetic în funcție de curentul de alimentare și de unghiul de rotație. Aria EBCD (fig. 1.4) [1] reprezintă energia electrică absorbită de la rețea, care la rândul ei este integrala produsului între curentul și tensiunea de alimentare.

$$\Delta W_E = \int e \cdot idt = \int idt \frac{dN \cdot \Theta}{dt} = \int N \cdot id\Theta = \int Fd \cdot \Theta \quad (1.1)$$

unde: N – numărul de spire, θ – solenația, e – energia magnetică, F – forța magnetomotoare.

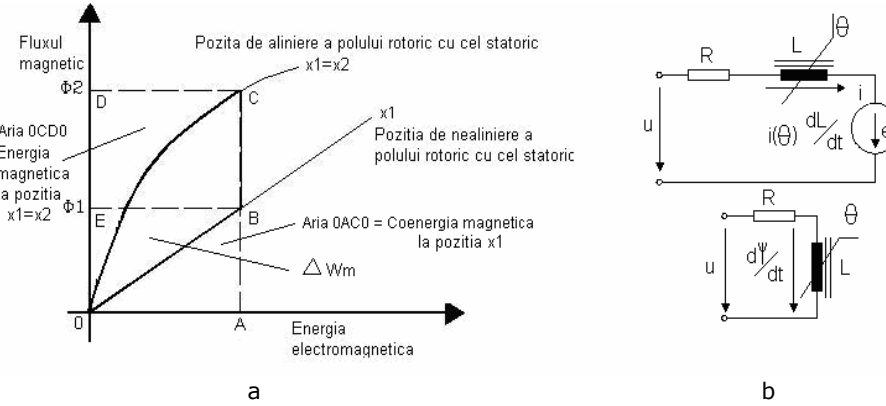


Fig. 1.4. a - Graficul de variația a fluxului electromagnetic în funcție de curentul la MPP-CS și b - Schema electrică echivalentă a motorului.

Mișcarea polului rotoric de la poziția (x_1) la (x_2) transformă energia electromagnetică în lucru mecanic, fiind diferența ariilor.

$$\Delta W_M = T \cdot \Delta\theta = \Delta W_E - \Delta W_{MAG} = 0BCD0 - 0CDD0 = 0BC0 \quad (1.2)$$

$$\Delta W' = \int \psi di = \int \Phi dF = \int \Phi d(N \cdot i) = \int (N \cdot \Phi) di = \int \lambda(\theta \cdot i) di = \int L(\Theta, i) di \quad (1.3)$$

Relația cuplului devine:

$$T_{EM} = \left[\frac{\delta W_M}{\delta \Theta} \right] = \frac{\delta W'}{\delta \Theta} = \frac{\delta W'_1(i, \Theta)}{\delta \Theta} \Big|_{I=CONS} = \frac{dL(\Theta, i)}{d\Theta} \cdot \frac{i^2}{2} \quad (1.4)$$

Variația cuplului electromagnetic este direct proporțională cu pătratul curentului de alimentare și cu variația inductanței magnetice. Curentul trebuie să fie unipolar pentru a produce un cuplu unidirecțional. Inductanța mutuală între faze are o valoare foarte mică și poate fi ușor neglijată. Datorită principiului de funcționare se construiește schema electrică echivalentă pentru o singură fază a mașinii fig.1.4 b. Din schema electrică echivalentă rezultă:

$$u = R \cdot i + L(\Theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\Theta, i)}{dt} = R \cdot i + L(\Theta, i) \cdot \omega \cdot \frac{di}{d\Theta} + i \cdot \omega \cdot \frac{L(\Theta, i)}{d\Theta} \quad (1.5)$$

Variația inductanței în funcție de curent și poziție este nelineară. Dezvoltarea sistemelor de comandă și control necesită o foarte bună aproximare matematică pentru variația inductanței. Multe lucrări au prezentat aproximarea polinomială sau linearizarea inductanței fără a ține cont de saturație, în acest caz sistemul de control menținând curentul la limite bine stabilite pentru a nu permite saturația mașinii. Forma de variație a inductanței este prezentată în fig.1.5.

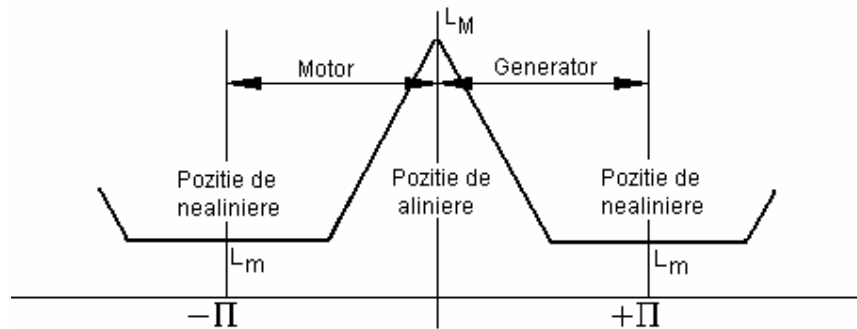


Fig. 1.5. Variația lineară a inductanței magnetice

1.3.2. Convertorul static utilizat la acționările electrice cu MSPP-CS

Până în prezent sunt dezvoltate o serie de convertoare statice care au avantajele și dezavantajele lor și tot timpul a existat o înțelegere la câștigarea anumitor avantaje și pierderea altora. Aceasta se aplică în proiectarea oricărui tip de convertor. Alegerea convertoarelor depinde în majoritatea cazurilor de tipul aplicației. [1,2,5]

Independența între faze, precum și necesitatea unui curent unipolar au dezvoltat o varietate de convertoare. Majoritatea tipologiilor au rezultat din reducerea numărului de ventile și creșterea rapidității de comutație. Fiecare fază a motorului trebuie să fie în stare să conducă în mod independent față de celălalt. Convertorul trebuie să fie în stare să demagnetizeze faza înainte ca ea să ajungă la zona de frânare și trebuie să fie în stare să excite faza înainte ca ea să intre la zona de producere a energiei, ca în cazul generatorului. Convertorul trebuie să fie în stare să utilizeze energia de demagnetizare a fazei în mod util, prin recuperarea ei și utilizarea la magnetizarea fazei următoare aflată la conducție. Este necesar ca fazele MSPP-CS să fie parcurse de curenți unipolari de o anumită formă pentru a reduce pulsațiile în cuplu. Astfel, în perioada de magnetizare curentul trebuie să crească brusc. Aceasta se poate obține prin așa-numita forțare a curentului, adică prin alimentarea fazei respective cu o tensiune mărită și limitarea curentului la valoarea dorită printr-un regulator de curent. Alimentarea se face prin trei metode principale: cu impuls de tensiune dreptunghiular, cu variator de tensiune PWM (PWM – *pulse width modulation*) și prin reglarea curentului fazorial. [6,7]

Ținând cont de toate cele menționate aici, de-a lungul timpului s-a dezvoltat o gamă întreagă de geometrii de convertoare care răspund mai mult sau mai puțin cerințelor de mai sus; unele dintre acestea au putut fi utilizate pentru orice tip de mașină, iar altele au fost dedicate unui anumit tip de acționare. Convertoarele statice de putere utilizate până în prezent la alimentarea acționărilor cu MSPP-CS sunt clasificate în două mari categorii; în funcție de modul operațional (fig. 1.6.a) și în funcție de construcția lor [1], (fig. 1.6.b).

Toate convertoarele au avantajele și dezavantajele lor. Printre dezavantaje vom enumera: numărul mare de ventile, raporturile VA, necesitatea înfășurărilor auxiliare, eficiența scăzută precum și schemele complicate ale controlului. La toate

tipurile de convertoare discutate mai sus există o legătură între performanțe și cost. Trecerea de la convertoarele clasice la convertoarele recuperatoare de energie capacitivă a condus la reducerea numărului de ventile și a rezolvat problema căderii tensiunii pe circuit (scăderea raportului VA) prin costul unui circuit de comandă mai complicat.

Convertoarele rezonante sunt capabile să comute la valoare zero a curentului, dar prețul circuitelor rezonante adăugate și a ventilelor suplimentare pot să nu justifice performanțele pe plan comercial. Selectarea convertoarelor depinde de tipul aplicației. Pentru aplicații neperformante, unde nu este necesar controlul cu precizie a cuplului, sunt introduse convertoare cu costuri mici și performanțe slabe. Pentru aplicații performante, unde controlul cuplului este foarte important, sunt realizate convertoare de înaltă performanță, care permit stingerea rapidă a curentului pe fază (demagnetizare rapidă). [8,9,10,11,43]

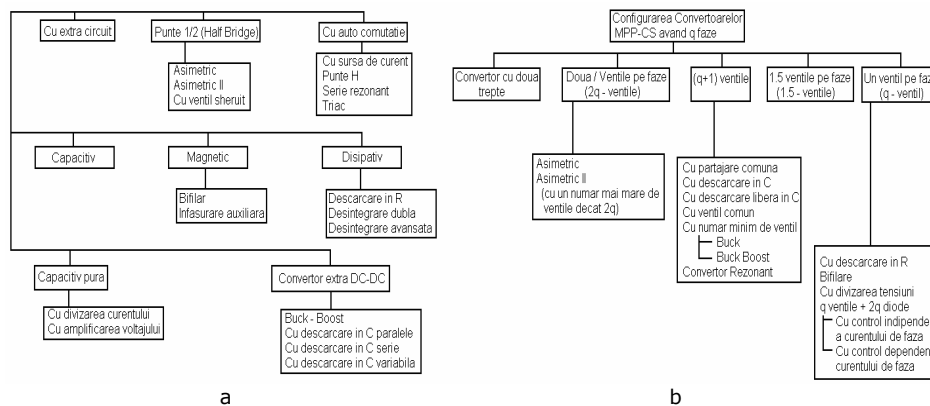


Fig. 1.6. Clasificarea convertoarelor
a - după modul funcțional. b - după modul constructiv

Convertoarele cu construcția un ventil pe fază sunt mai puțin tolerante la scurtcircuite, iar utilizându-se un număr mic de ventile pe fază și micșorând numărul de ventile secundare necesare pentru comanda alimentării, se reduce gabaritul convertorului. Prin aceasta se reduc costurile de transport, material, costurile de producție etc.

De comportarea convertorului la scurtcircuite depinde performanța acestuia. La aplicațiile de joasă tensiune sunt utilizate convertoarele care au un singur ventil pe fază. Printre altele, în alegerea convertorului trebuie să ținem cont de performanță, cost, de complexitatea circuitului de comandă și de numărul de elemente pasive. Asamblarea convertorului include costul cablajului imprimat și al radiatoarelor. Evident, costul radiatoarelor este influențat de numărul de dispozitive electronice semiconductoare de putere. Referindu-ne la cele mai sus menționate, semi-puntea asimetrică, circuitele bifilare și cele cu sursa divizată se află printre convertoarele cu aplicabilitate generală ce au cele mai scăzute valori ale mărimii VA și, în multe cazuri, reprezintă o soluție eficientă din punctul de vedere al costului. În totalitate, convertoarele pentru MSPP-CS au o mulțime de avantaje. Acționarea MPP-CS necesită un convertor unidirecțional pentru operarea sa în cele patru

cadrane. Majoritatea convertoarelor au două ventile pe fază, aceasta fiind o fiabilitate. (În momentul de față există o varietate de convertoare.) Datorită modului de amplasare a ventilelor în convertor (deci în serie cu fazele bobinei și în paralele cu sursa de energie), majoritatea tipurilor de convertoare devin foarte fiabile în timpul unui scurtcircuit (având în considerare convertorul de tip Punte - H). Arderea unui ventil de pe convertor (care alimentează fază) nu întrerupe alimentarea fazelor rămase, și nu oprește funcționarea unui MSPP-CS. (Nu se cunosc cazuri în care motoarelor asincrone să fi avut această problemă).

Înțelegerea principiului de funcționare al convertoarelor statice este foarte importantă și la alegerea schemelor de comandă și control.

1.4. Partea de comandă a acționărilor cu MSPP-CS

Foarte multe lucrări au scopul de a dezvolta sistemele de comandă și control. Unele sisteme de control sunt simple, iar altele sunt mult mai complicate și inteligente. În momentul actual, o parte din strategii sunt utilizate la aplicațiile reale. Ele sunt împărțite în patru grupuri: optimizarea și controlul cuplului, controlul curentului, controlul vitezei și controlul poziției. Scopul acelor sisteme de control este reducerea undulațiilor cuplului mașinii, funcționarea ei în patru cadrane, precum și reducerea zgomotului acustic. Schemele de control necesită un model precis al motorului (obținut din parametri mașini).

1.4.1. Controlul cuplului la MSPP-CS

Controlul cuplului în mod instantaneu urmărește în timp continuu comutația ventilelor, cu scopul de a reduce undulațiile și de a le menține la o valoare constantă, [12,13,14]. Astfel se urmărește reducerea undulațiilor curentului de comutație. Îmbunătățirea sistemului de comandă s-a realizat prin introducerea tabelor de valori (lookup table) derivate din curbele cuplului în raport cu poziția și curentul mașini (fig. 1.7).

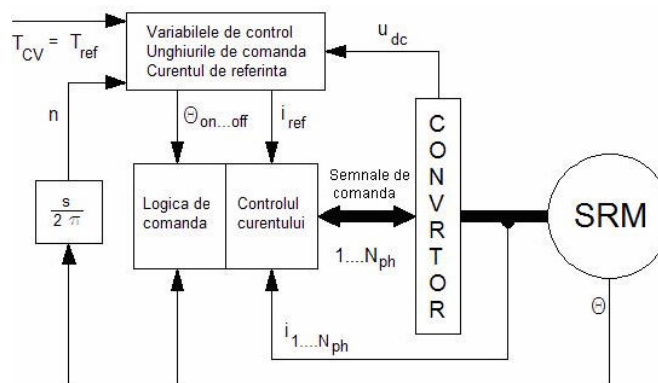
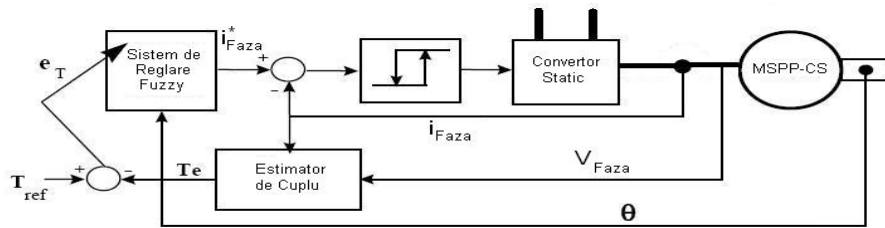


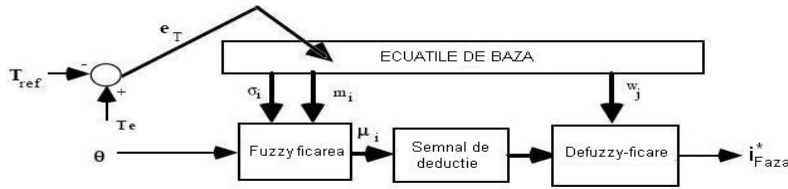
Fig. 1.7. Controlul cuplului instantaneu prin tabellele de valori.

Cuplul de referință este prestabilit în aceste tabele. Tensiunea, poziția inițială a rotorului, precum și valorile de referință ale cuplului sunt mărimile de intrare la bucla de control. Cu ajutorul algoritmului de calcul se obțin valorile unghiului de comutație și cele ale curentului de referință. Schema permite variații mici ale cuplului în jurul valorii de referință. [2,20]

Controlul instantaneu al cuplului dezvoltă soluții pragmatice, dar necesită calcule în element finit și nu furnizează o soluție generală. La viteze mari cresc ondulațiile cuplului datorită comutației ventilelor. Aceste dezavantaje au fost reduse prin utilizarea modelelor nelineare. Pentru a crește fiabilitatea sistemului de control s-a utilizat logica rețelelor neuronale, controlul fuzzy sau sliding-mode.



Sistem de Control Fuzzy pentru reglarea cuplului la MSPP-CS



Schema detaliata a controlerului fuzzy

Fig. 1.8. Controlul cuplului prin intermediul buclei de histerezis și a controlerului fuzzy

Modelul reprezintă un controler fuzzy capabil de a furniza cu un cuplu constant și ondulați minime. Controlerul fuzzy este bazat pe estimarea off-line a parametrilor mașinii. Datele luate nu diferă prea mult de datele luate din tabelele de valori, dar scade timpul de calcul și erorile apărute. La sistemele fuzzy performante, regulile de bază sunt create (sau obținute) prin metode de adaptare, care îl fac pe controler robust în legătură cu schimbarea caracteristicilor mașinii, dar și a condițiilor de operare. În fig.1.8 se prezintă un control hierarhic asupra MSPP-CS pentru ridicarea performanțelor la viteză mică și medie. Modificarea formei unde de control variază în funcție de condițiile de operare. Structura sistemului este capabilă să facă această schimbare bazându-se pe logica fuzzy. [17,25,26]

Controlul cuplului în mod instantaneu necesită un procesor de semnal puternic pentru a urmări și calcula on-line parametrii. Pentru reducerea timpului de calcul și minimalizarea costurilor sistemului de comandă, a fost introdusă tehnica de control al cuplului mediu. În fig.1.9 se reprezintă schematic structura sistemului de control.

Valoarea cuplului mediu este calculată din ecuațiile mașini unde:

13 Capitolul I - Sinteza analitică a lucrărilor care se referă la modul de control al motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială

$$T = \frac{N_{PH} \cdot N_R}{2 \cdot \pi} \cdot W_{MECH} \quad (1.6)$$

și valoarea energiei mecanice este dată de formula.

$$W_{MECH} = \oint \Psi \cdot di \quad (1.7)$$

Valoarea fluxului se va calcula din tensiunea $u(t)$ și curentul $i(t)$ din fazele mașinii; astfel va rezulta:

$$\frac{d\Psi(t)}{dt} = u(t) - R \cdot i(t) \quad (1.8)$$

unde: N_R, N_{PH} – fiind numărul de polilor rotorici și statorici, W_{MECH} energia mecanică care produce lucrul mecanic. Ψ – fluxul magnetic. T – cuplul mediu a mașini.

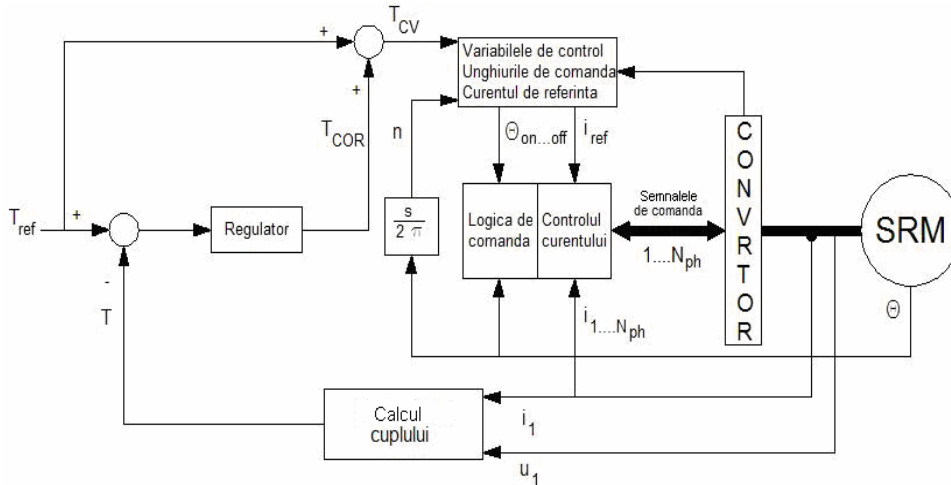


Fig. 1.9. Structura în buclă închisă pentru controlul direct al cuplului mediu (DATC)

Structura blocului de comandă utilizează funcții de transfer în timp discret, fig.1.10.

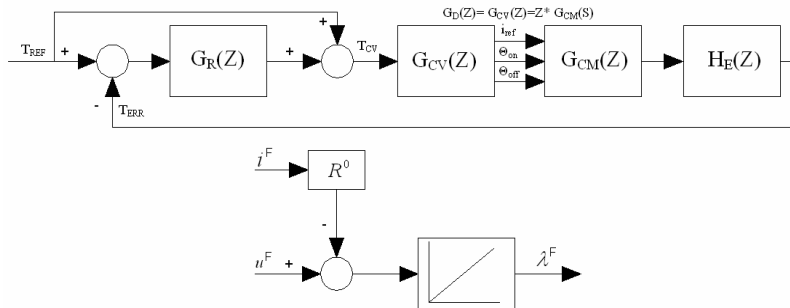


Fig. 1.10 Structura estimatorului de flux și a blocului de control a cuplului mediu

Funcția de transfer a blocului motor-convertor este:

$$G_{CM}(z) = \frac{T(z)}{CV(Z)} = f(\Theta_{ON}, \Theta_{OFF}, n, i_{REF}, T, u_{DC}) \quad (1.9)$$

Funcția de transfer a variabilelor de control

$$G_{CV}(z) = \frac{CV(z)}{T_{CV}(Z)} = f(\Theta_{ON}, \Theta_{OFF}, n, i_{REF}, T_{CV}) \quad (1.10)$$

$CV = f(\Theta_{ON}, \Theta_{OFF}, n, i_{REF}, T_{CV})$ reprezintă variabilele de control.

unde: θ_{ON} θ_{OFF} – fiind unghiurile de comutație a ventilelor, i – curentul de referință, n – numărul de faze, T_{CV} – valoarea de referință a cuplului mediu

Blocul de calcul al cuplului mediu poate să utilizeze un estimator de cuplu sau un estimator de flux, ambele având ca mărime de intrare curentul și tensiunea obținute din fazele mașinii. Structura estimatoarelor este prezentată în fig. 1.10.

Valorile cuplului de referință sunt păstrate într-o tabelă de valori. Ele pot fi estimate cu ajutorul elementului finit, sau prin utilizarea unor funcții de interpolare. Rezistența internă are un rol foarte important în estimarea corectă a parametrilor mașinii, făcându-se astfel o corecție. Unghiurile de comutație a ventilelor sunt optimizate pentru a avea o eficiență maximă la viteze mari și medii, dar nu la viteză mică. Banda curentului de histerezis este menținut la 5% din valoarea de referință, cu scopul de a limita complexitatea buclei de reacție. La viteză mică se utilizează profilizarea curentului. La anumite aplicații această profilizare produce oscilații ale vitezei.

1.4.2. Controlul curentului la MSPP-CS

Controlul în curent poate elimina bucla de control a cuplului. [1,2,5,43] La un astfel de sistem se utilizează un control în cascadă, cu două regulatoare: unul pentru controlul vitezei și altul pentru controlul curentului. Eliminarea buclei de control a cuplului reduce calculele, dar sistemul necesită o urmărire rapidă a valorii vitezei și curentului. Controlul curentului se poate face prin utilizarea unor scheme lineare, care nu iau în considerare nelinearitatea inductanței mașinii și inductanța mutuală. Aceste scheme au avut rezultate bune la aplicații simple și de viteze prestabilite, unde constantele regulatorului sunt menținute în memoria microcontrolerului și sunt alese în funcție de viteza sistemului. Au existat și lucrări care au considerat sistemul ca fiind profund nelinear, dar au linearizat bucla de control a curentului.

Cea mai simplă metodă utilizată pentru controlul curentului este metoda de histerezis, fig.1.11. Structura de control este dezvoltată pe baza schemelor lineare. Calculul erorii curentului de fază se sustrage din diferența între curentul de referință și cel măsurat la faza mașinii aflată la comutație. În cazul în care eroarea de curent este mai mică decât Δi , tensiunea aplicată la faza mașinii este zero. Dacă valoarea curentului crește peste limita pozitivă a buclei de histerezis, ventilele se deschid, în caz contrar ventilele se închid și se aplică tensiune negativă. Alimentarea MSPP-CS se bazează pe comanda semnalelor de comutație.

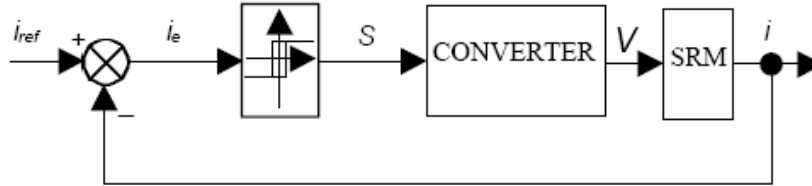


Fig. 1.11. Bucla de control a curentului prin histerezis.

I_e – eroarea obținută din comparația între valoarea de referință cu cea măsurată, S - semnalul de comutație, V – tensiunea MSPP-CS

Controlul delta are frecvența de comutație limitată la intervale stabilite. Dacă $i_E > 0$, atunci ventilul se deschide, în caz contrar ventilul se închide. Ieșirea din bloc este sincronizată cu frecvența de clock (clk), care limitează, la rândul ei, frecvența maximă de comutație.

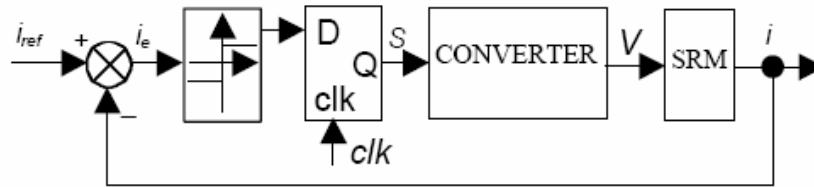


Fig. 1.12 Bucla de control a curentului prin modulație delta.
clk – fiind semnalul de comutație

Controlul delta este simplu de a fi implementat, pentru că necesită numai un singur comparator și n-are nevoie de parametrii mașinii. Frecvența de comutație schimbă valoarea funcție de tensiunea aplicată, frecvență de sincronizare și câmpul remanent. Dar undulațiile cuplului și frecvența de comutație variază în funcție de inductanța incrementală. Asta este cel mai mare dezavantaj. Variația tensiunii este de la $+V_{DC}$ la $-V_{DC}$. Structura de control poate fi implementată la un microcontroler. Majoritatea schemelor de control utilizează metoda PWM alcătuită din blocul de măsură și reținere, controlerul de curent PI, și generatorul de erori a curentului. La controlul curentului cu metoda PWM, ciclul de lucru (D) este generat din semnalul de ieșire al regulatorului PI. Bucla de control PI este similară cu cea de la controlul de viteză, fig.3.13

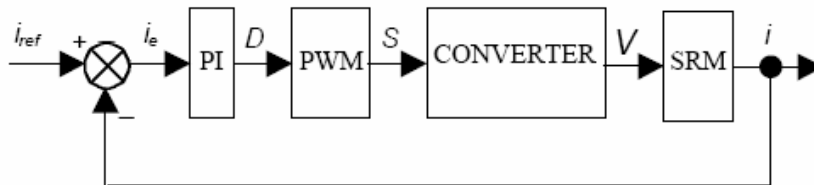


Fig. 1.13 Bucla de control a curentului utilizând metoda PWM.
D – ciclul de lucru generat din ieșirea regulatorului.

Primele două metode sunt ușor de implementat în hardware, iar cea mai complexă este metoda PWM, fiindcă ea [14,18] oferă undulațiile cele mai mici ale curentului și nivelul scăzut de armonici. Metoda PWM realizează soft-chopping și hard-chopping. La controlul prin PWM, frecvența de comutație rămâne constantă și ciclul de lucru variază în funcție de tensiunea aplicată, curentul și câmpul remanent. Frecvența de comutație este fixă. Limita superioară a frecvenței de comutație depinde numai de frecvența de lucru a ventilelor. Controlerul PI trebuie reglat pentru ciclul de funcționare, ceea ce nu permite însă utilizarea lui la operații dinamice. Pentru fiecare fază a motorului avem aceeași configurație. O reprezentare mai dezvoltată a structurii de control prin metoda PWM este dată în fig. 1.14.

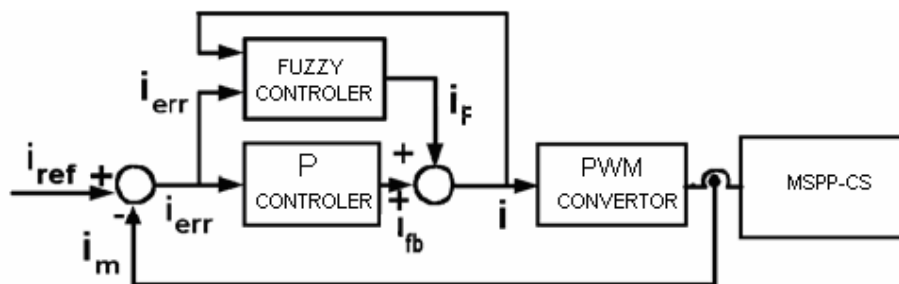


Fig. 1.14 Bucla de control a curentului utilizând metoda ILC.

i_{ERR} – eroarea curentului generată din comparația valori măsurate cu cea de referință i_f – fiind curentul de compensare primit din regulatorul fuzzy, i_{fb} – curentul din ieșirea regulatorului convențional PI.

Bucla de control poate să utilizeze un regulator standard PI sau un regulator fuzzy. Sistemele ce utilizează blocuri de control Fuzzy au o mobilitate mare la identificarea sistemului, [27,28]. La început, logica fuzzy a fost utilizată pentru minimizarea undulațiilor cuplului și controlerul pe post de compensator. Sistemele hibride au menținut regulatoarele PI, dar în paralel cu ele a fost introdus un regulator fuzzy. Mărimile de intrare la regulator au fost: curentul, unghiul θ , undulațiile cuplului, sau derivatele acestora. În schema prezentată în fig.1.14 regulatorul hibrid produce un curent de referință necesar la controlul ventilelor convertorului. Datorită nelinearității, formele de undă ale curentului sunt profilizate, în timp ce rotorul se învârtă pentru a produce un cuplu prestabilit cu undulații scăzute și performanțe dinamice ridicate. Regula de coordonare este definită ca funcție a vitezei și erorii de viteză.

1.4.3. Controlul vitezei la MSPP-CS

La MSPP-CS, controlul vitezei este legat cu controlul fluxului. Comportamentul dinamic al motorului se impune la schimbări foarte mari în timp ce viteza crește, [1,2,3,11]. Sistemele de comandă ale vitezei sunt dependente de performanțele sistemului de acționare. De regulă, sunt folosite regulatoarele PI, dar utilizarea MSPP-CS la aplicații servo necesită îmbunătățirea sistemului de control al vitezei.

În anumite studii a fost ales controlul vitezei prin controlul fluxului. Acest control este mult mai atractiv decât controlul curentului, datorită bandei largi de modificare. Aici se folosesc tabelele de valori pentru estimarea vitezei de rotație. Această metodă nu necesită senzori de poziție. (fig. 1.15). În acest caz variabila de control este curentul de ieșire. Prin modificarea valorii acesteia, observatorul calculează unghiul de poziție a polilor rotorici și viteza unghiulară. Bucla externă de control calculează valoarea cuplului de referință. Comanda ventilelor se face prin PWM. Pentru evitarea problemelor, la viteza zero (în lipsa curentului) motorul se alimentează cu o tensiune de foarte înaltă frecvență, care menține polii în poziție de aliniere. Aceasta permite obținerea informațiilor pentru poziție și viteză. Frecvența tensiunii în momentul de lucru se alege astfel încât să permită transferul excitației de la o fază la alta. Valoarea de referință curent - cuplu este generată din bucla externă de control, în care eroarea între valoarea de referință a vitezei și cea actuală, activează regulatorul PI.

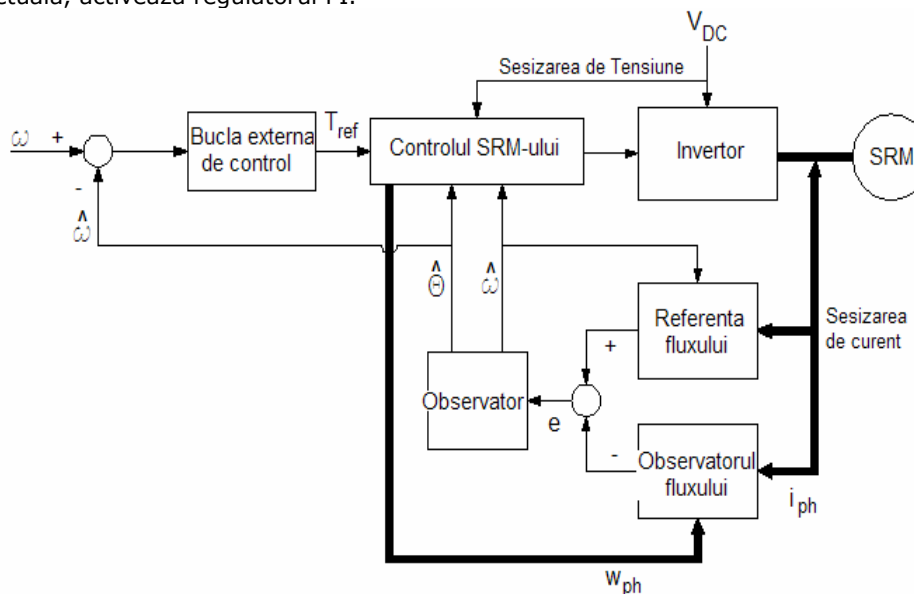


Fig. 1.15 Controlul vitezei prin controlul curentului de ieșire

Controlere PI sunt utilizate foarte mult în industrie, cu scopul menținerii unei viteze constante și la prezența semnalelor perturbatoare. Viteza rotorului este convertită la un semnal de tensiune prin intermediul unui tahogenerator care se filtrează pentru a da o valoare ω_R , capabilă să fie incorporată cu valoarea de referință ω_R^* , semnalele de eroare a vitezei fiind calculate cu regulatorul PI.

Alte sisteme de control utilizează un encoder de viteză pentru a obține informația, sau, în anumite cazuri, se pot utiliza și senzori Hall. Structura sistemului de control este reprezentată în fig.1.16. Menținerea cuplului și curentului la valorile predeterminate este posibilă prin limitarea valorii de ieșire din bucla de control a vitezei. Controlerul standard de viteză conține două bucle separate. Bucla internă este responsabilă pentru controlul curentului și încorporează un control cu PWM

(PWM histerzis); acesta se activează prin compararea valorii de intrare a curentului cu cea prestabilită.

Pentru simplificarea calculului, sistemul poate să fie decuplat în două moduri: cel rapid (sau electric) și cel lent (mecanic). Pornirea ușoară a MSPP-CS se face prin alegerea unei viteze de referință corespunzătoare aplicației.

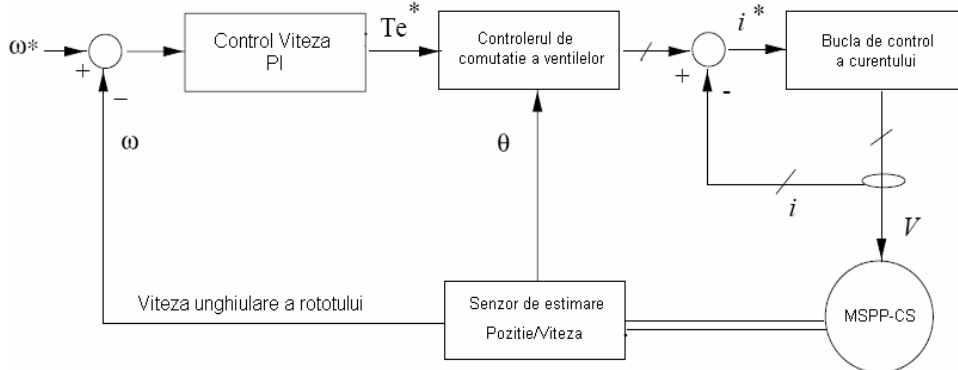


Fig. 1.16 Reprezentarea schematică a buclor de reglare a vitezei pentru MSPP-CS.

Eroarea de viteză este generată din compararea valorii de referință cu cea reală. Viteza de referință se impune la acționarea respectivă datorită buclei de reacție a vitezei și controlerului PI. Valoarea de ieșire din PI este un curent de referință.

$$i^* = k_p \cdot (\omega_{RM} - \omega_M) + k_I \cdot \int (\omega_{RM} - \omega_M) dt \quad (1.11)$$

unde ω_{RM} și ω_M sunt viteza de referință și viteza măsurată. Valoarea vitezei de referință se modifică în funcție de aplicație.

În funcție de performanțele sistemului de control, construcția reguletoarelor poate să fie analogică sau numerică prin conversia datelor la un convertor analog numeric.

În fig.1.17, controlerul PI este de construcție analogică. Coeficienții comparatorului se obțin cu formulele de mai jos.

$$k_p = \frac{R_2}{R_1} \text{ și } k_I = \frac{1}{C \cdot R_I} \quad (1.12)$$

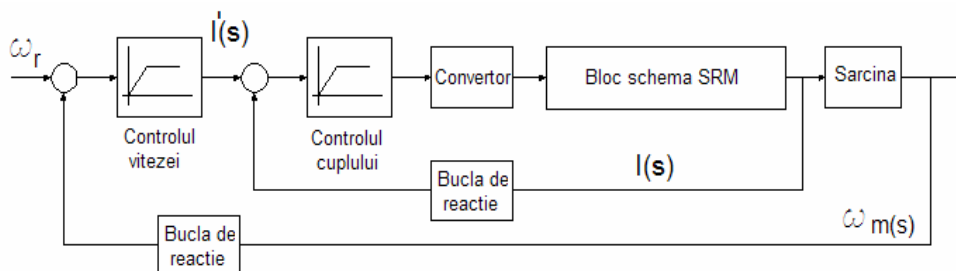


Fig. 1.17 MSPP-CS de pornire ușoară.

Ieșirile din comparator generează curentul de control pentru cele trei faze (i_A^* , i_B^* , i_C^*). Pentru a produce o pornire ușoară a motorului, rampa de control a vitezei trebuie să fie activată după ce controlerul primește viteza de comandă ω_M^* . Semnalele de control ale vitezei sunt primite printr-o procesare a datelor printr-un filtru de semnal. (fig. 1.17).

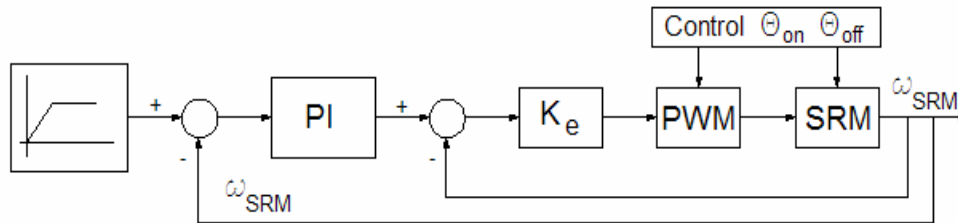


Fig. 1.18 MSPP-CS de pornire ușoară utilizând conversia frecvență tensiune.

În aplicațiile în care nu există tahogenerator, conversia frecvență-tensiune (fig. 1.18) va fi utilizată pentru obținerea vitezei de reacție. În cazul circuitelor digitale, aceasta va fi realizată prin bit-ul cel mai semnificativ.[19,23]

La proiectarea buclei de control a vitezei, trebuie să ținem cont de timpul de întârziere, atenuarea semnalului, proveniența erorilor de calcul și linearitatea sistemului. Timpul de întârziere și atenuarea sunt contactate pe toată gama de frecvențe. Eroarea și linearitatea sunt variabile; ele trebuie să fie măsurate. Modificarea rapidă a condițiilor de operare necesită un sistem flexibil capabil să producă reglarea vitezei la un interval de timp foarte scurt. Astfel, în structura regulatorului este utilizat blocul de comandă fuzzy. (Schema este prezentată în fig.1.19.) Există două structuri de control. Structura sistemului se schimbă în funcție de condițiile de operare și de eroarea de viteză. Regula de coordonare este definită ca funcție a vitezei și erorii de viteză. Pentru fiecare regulă este selectată o tabelă de valori adecvată ca funcție de viteza motorului. Datorită nelinearității, formele de undă ale curentului sunt profilizate, în timp ce rotorul se rotește pentru a produce un cuplu prestabilit cu undulați scăzute și performanțe dinamice ridicate.

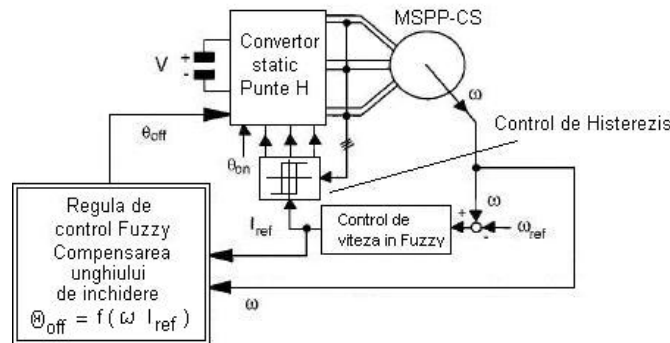


Fig. 1.19 Controlul vitezei cu regulator fuzzy

1.4.4. Controlul poziției la MSPP-CS

Un rol important pentru ridicarea performanțelor sistemelor de reglare automată (SRA) cu MSPP-CS, îl reprezintă estimarea poziției polilor rotorici față de cei statorici [29...42]. Prin prelucrarea datelor obținute se fixează valoarea curentului pentru a obține un cuplu neted. Valoarea de referință a curentului depinde de avansul unghiului de deschidere și închidere a ventilelor. La aplicațiile de viteză constantă, unghiurile de control sunt fixate pentru fiecare fază a statorului și prin aflarea poziției inițiale a polilor se determină comanda ventilelor. La aplicațiile de viteză variabilă este necesară stabilirea frecvenței de comutație a ventilelor prin utilizarea unei metode foarte corecte pentru detectarea poziției rotorului. Pentru obținerea unei rezoluții mici se folosesc senzori care definesc poziția rotorului prin impulsuri (de tensiune sau curent). Ele pot să fie utilizate în mod direct pentru comutația ventilelor. Obținerea informației la rezoluție mare înseamnă urmărirea exactă în timp a poziției rotorului pentru orice viteză și încărcare. Estimarea poziției se face prin două metode hardware și software. Metodele hardware sunt bazate pe senzori de poziție și cele software obțin această informație din valoarea măsurată a curentului.

1.4.4.1. Controlul poziției polilor MSPP-CS cu senzori

Metodele hardware necesită volum și montaj fin. Ele sunt dezavantajoase din punctul de vedere al temperaturii și utilizării în timp. O parte din acționările electrice cu metodele senzoriale sunt cele de ventilație, pompe de presiune, etc. Cele mai întâlnite metode hardware utilizează următorii senzori sau traducătoare la estimarea poziției: [1,15,16]

Traductoare optice. Traductorul optic de poziție este realizat cu elemente fotosensibile (celule LED-fototranzistor) și un disc cu fante. Există traductoare optice cu rezoluție ridicată (500-1000 impulsuri pentru o rotație) precum și traductoare cu rezoluție scăzută (20 de impulsuri pentru o rotație). Este evident că prețul celor dintâi este mult mai ridicat. Reducerea ondulațiilor cuplului necesită utilizarea unui traducător cu rezoluție mare. Sistemele de acționare dotate cu acest tip de traductor permit obținerea de curenți profilați prin fazele mașinii și prin aceasta la o reducere a pulsațiilor în cuplu. Sistemele de acționare echipate cu traductoare de rezoluție scăzută nu permit obținerea de performanțe superioare în ceea ce privește pulsațiile în cuplu. Trebuie precizat aici că se pot obține performanțe superioare și cu aceste traductoare dar cu costuri mărite pe partea de comandă.

Traductoare cu sonde Hall. Acest traductor constă în plasarea pe polii statorici ai mașinii a unor sonde Hall iar pe polii rotorici se fixează magneți permanenți. Aceste traductoare permit funcționarea în ambele sensuri de rotație, dar nu pot porni mașina în sensul dorit decât după o aliniere stator-rotor prealabilă. Sunt traductoare cu rezoluție scăzută cu toate consecințele ce decurg de aici.

Traductoare cu senzori de proximitate. Acest tip de traductor este asemănător cu cel cu sondă Hall cu diferența că nu mai e necesară utilizarea magneților permanenți în rotor. Complică însă sistemul de comandă datorită obținerii semnalului util dintr-un semnal modulat (în frecvență sau în amplitudine).

1.4.4.2. Controlul poziției polilor MSPP-CS fără senzori

Foarte multe lucrări sunt concentrate pe metodele software sau sensorless, ele fiind mult mai flexibile și rapide. Principiul fundamental al metodei sensorless este obținerea informației poziției polilor rotorici prin măsurarea parametrilor electrici ai mașinii. Cu alte cuvinte, informația este obținută din caracteristicile magnetice ale mașinii. O clasificare bună a metodelor de control este reprezentată în fig. 1.20. [30] În funcție de aceste metode s-a dezvoltat o serie de scheme care au avantajele și dezavantajele lor. Aplicabilitatea lor depinde de performanțele și costul sistemului de acționare.

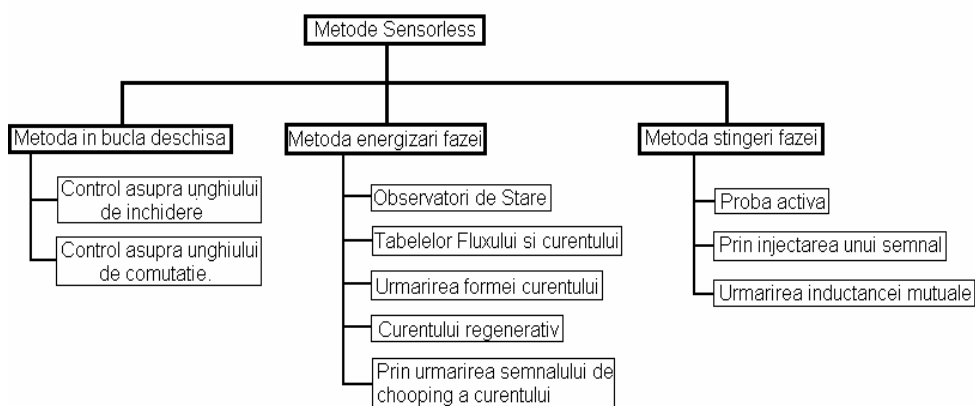


Fig. 1.20. Clasificarea metodelor sensorless la controlul poziției polilor rotorici la MSPP-CS

Metoda în buclă deschisă se bazează pe principiul controlului unghiului de închidere a ventilelor, sau pe cel al avansului unghiului de deschidere. Teoria aplicată în acest caz are în vedere controlul curentului. Cuplul de încărcare este proporțional cu unghiul de închidere a ventilelor, unde cuplul maxim se produce la valoarea maximă a unghiului de închidere, astfel unghiul este variabil pentru a avea o răspundere la valori diferite de încărcare a mașinii. Semnalul de reacție la bucla de control este curentul.

În anul 1990 s-a propus o metodă similară, dar bazată pe menținerea fixă a unghiului de închidere și variația unghiului de comutație. În acest caz semnalul de reacție este energia medie utilizată pentru alimentarea motorului. Avantajul acestor metode constă în costurile mici ale echipamentelor. Dezavantajul este reprezentat de performanța scăzută a sistemului, acesta neputând fi aplicat la acționări de viteză variabilă. Această metodă este foarte bună în cazul aplicațiilor de viteză și sarcină constantă. Fig.1.21 reprezintă structura sistemului în buclă deschisă. Sesizarea curentului se face cu ajutorul senzorilor Hall.

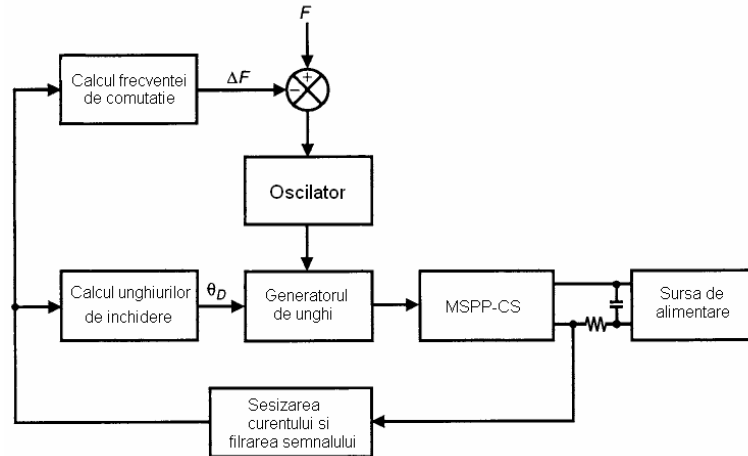


Fig. 1.21. Determinarea poziției în buclă deschisă

Rezultatele inițiale ale metodei au fost publicate de către Lumsdaine.[39] Avantajul metodei constă în inexistența unor impulsuri adiționale injectate la fazele motorului. Precizarea poziției rotorului în mod indirect se poate face utilizând relația de bază a MSPP-CS (flux-curent-poziție rotorică). Metoda e bazată pe variația inductanței fazelor.

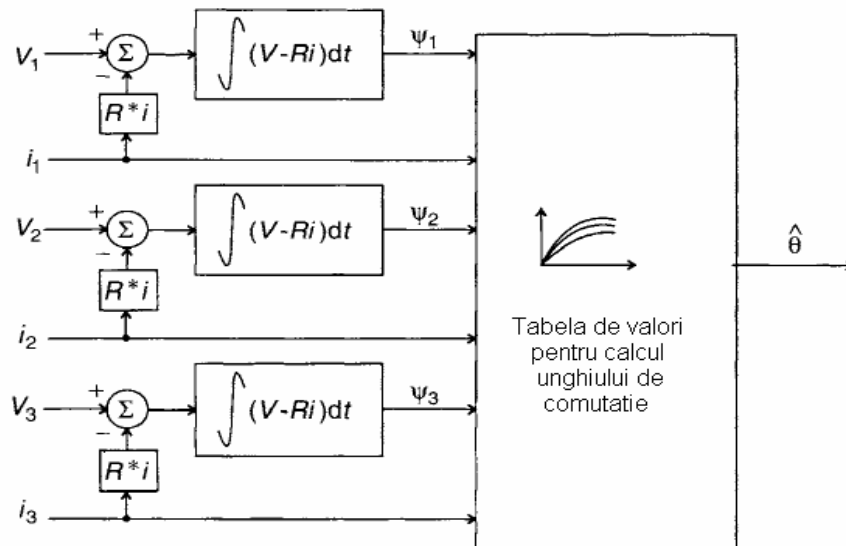


Fig. 1.22 Reprezentarea metodei flux-curent la comandă sensorless MSPP-CS
 $V_{1,2,3}$ – tensiunea măsurată la fazele mașini, $i_{1,2,3}$ – curentul măsurat la fazele mașini

Fig.1.22 reprezintă schema bloc a metodei de control. Cunoscând curentul de pe fază și fluxul, poziția rotorului poate fi estimată utilizând tabelele de valori ale caracteristicii λ -i- θ . Prin cunoașterea modului de lucru al MSPP-CS (motor sau generator) se pot rezolva problemele controlului sistemului. Valoarea fluxului poate fi obținută prin utilizarea senzorilor de curent la bobinele motorului și integrarea relației.

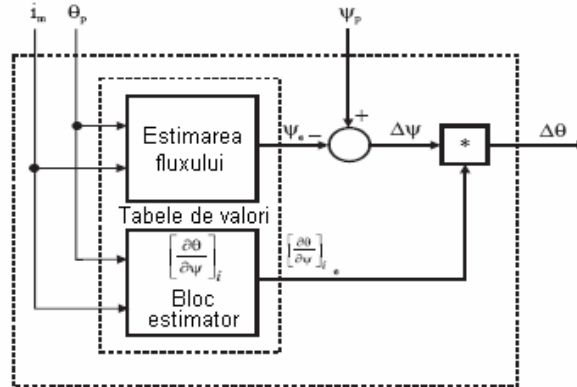


Fig. 1.23 Bloc de control bazat pe tabelele de valori.
 I_p – curentul, θ_p – unghiul de comutație, Ψ_p – fluxul de măsurat

Curentul la fiecare fază se duce la zero la sfârșitul perioadei de comutație. Condiția inițială la aceste operații este $\lambda=0$, aceasta pentru a elimina propagarea de erori în timpul integrării. Metoda de integrare nu este dificilă în cazul aplicațiilor cu un singur puls, dar în cazul aplicației tensiunii $+V_{DC}$, 0 , $-V_{DC}$ căderea tensiunii pe rezistența motorului devine semnificativă. Orice modificare a rezistenței datorită încălzirii conduce la un calcul greșit asupra valorii fluxului, precum și la estimarea incorectă a poziției rotorului. Prima lucrare a fost prezentată de către Lyons [38] Calcul tabelor de valori poate să fie implementat prin utilizarea microprocesorului sau a unui circuit hardware dedicat. Structura sistemului de reglare se prezintă în fig.1.22. structura blocului estimator fiind prezentată în fig.1.23. Principiul de funcționare este estimarea fluxului pentru fiecare fază în mod separat. Algoritmul este bazat pe nelinearitatea motorului. El are o exactitate foarte mare și lucrează pentru o limită mare de viteze. Principiul algoritmului este corecția valori fluxului.

Ray și Al-Bahadly (1995) au utilizat numai o singură curbă de magnetizare care reprezintă o poziție intermediară între poziția de aliniere și cea de nealiniere. Calculul fluxului și curentului pentru estimarea poziției rotorului se face numai o singură dată la un timp determinat după comutația fazei [30,31,37,40].

DiRenzo și Khan (1997) au propus utilizarea unei curbe de magnetizare intermediare pentru estimarea poziției, dar pentru a ajunge la valorile reale a fluxului s-a utilizat relația 1.13 [33,42]

$$\psi(\theta_{REF}, i) = \alpha(i) \cdot \psi(\theta_{Aliniat}, i) \quad 0 \leq \alpha(i) \leq 1 \quad (1.13)$$

Când valoarea fluxului estimat este mai mare decât valoarea fluxului calculat cu relația 1.13, obținem poziția de referință. Unghiul de închidere a ventilelor este fix și unghiul de comutație variază în funcție de variabila α . Fig.1.24 prezintă explicarea grafică a metodei.

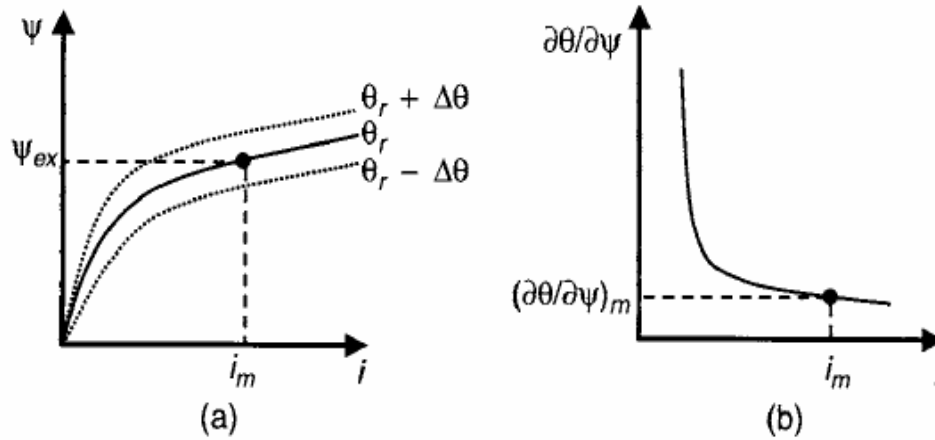


Fig. 1.24. Metoda de estimare a poziției polilor rotorici cu metoda prezentată de DiRenzo și Khan.

Metoda cuprinde o serie de calcule pentru obținerea fluxului, datorită variației rezistenței interne a mașinii. Efectul devine deranjant la vitezele mici, datorită erorilor produse de integrator. Un alt dezavantaj al metodei constă în utilizarea tabelor de valori, memorizarea lor necesitând o hardware. Cercetările pentru a reduce timpul de calcul au condus la reducerea rezoluției. Avantajele metodei constau în imunizarea sistemului față de efectele de saturație; metoda se poate aplica la acționări de viteză variabilă și în patru cadrane. Metoda este eficientă la aplicațiile de viteză medie și mare.

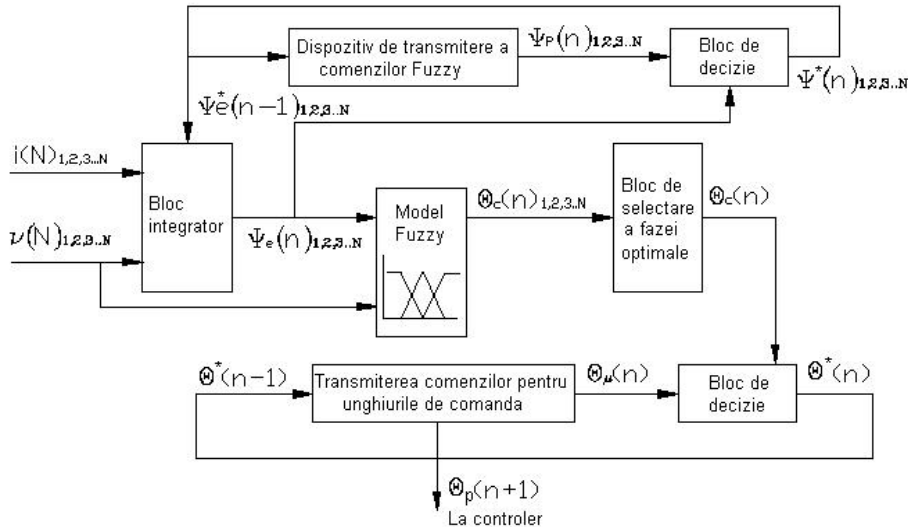


Fig. 1.25. Metoda de estimare a poziției polilor rotorici.

Introducerea metodelor fuzzy (fig.1.25) în tehnicile de control a condus la sisteme performante în cazul metodelor sensorless. Proiectarea acestui sistem de comandă a fost necesară pentru a micșora dezavantajele sistemelor de control fără senzori. Introducerea unui control fuzzy nu necesită ecuații matematice complexe sau tabele de valori foarte mari. Schema de comandă s-a implementat la un DSP. Obținerea regulilor de bază la comanda motorului se face din două surse (inductanță magnetică și curent).

Curbele fluxului sunt luate în timp real. Ele furnizează date suficiente asupra inductanței mutuale, cuplajului magnetic între faze, variației temperaturii, variației curenților turbionari și efectelor peliculare ale motorului. Datorită faptului că la un moment-dat poate să conducă mai mult decât o fază, pentru a avea o comutație cât mai bună se adăugă un selector pe principiul legii de învățare. După sesizarea poziției polilor rotorici se stabilizează zona optimă de conducție. În algoritmul de control sunt introduse și blocurile autonome de prevedere ale variației inductanței și ale unghiului rotorului. Scopul lor este prevederea valorilor fluxului și poziției rotorului în timpul operațiilor sensorless. O schemă de control este alcătuită dintr-un set de controale, cum ar fi controlul de cuplu, de viteză, controlul de curent etc. Structura sistemului conține și regulatoarele pentru reglarea vitezei și curentului.

Metoda este propusă de Lumsdine și Lang (1990), unde modelul matematic include tot sistemul și funcționează împreună cu modelul real (fig.1.26). Tensiunea este considerată mărimea de intrare și curentul valoarea de ieșire. Curentul estimat este comparat cu cel calculat și eroarea este utilizată ca mărime de intrare la bucla de reacție a modelului.

Metoda observativă prezintă o alternativă foarte bună unde măsurările făcute pentru valorile curentului de ieșire și tensiuni sunt utilizate pentru modelarea caracteristicilor de motor și calcularea poziției rotorului. [34,35,36,37]

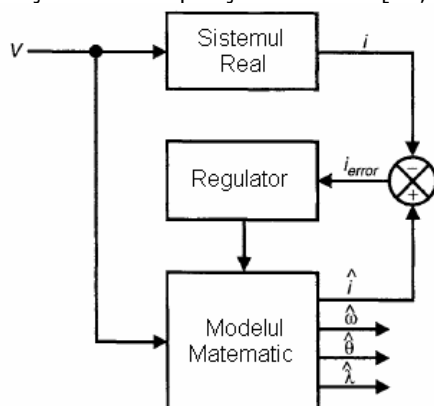


Fig. 1.26. Reprezentarea metodei observatorilor de stare la comandă sensorless MSPP-CS

Succesul metodei depinde de exactitatea modelului matematic și de puterea sistemului de calcul. Complexitatea algoritmului necesită un procesor puternic pentru a fi implementat. Metoda prezintă o rezoluție foarte ridicată la estimarea poziției rotorului inclusiv și la viteze mici. Ea poate fi aplicată la acționări de viteză și încărcare variabilă. Ea prezintă rezultate foarte bune la regimurile tranzitorii, dar metoda cere crearea unui model matematic pentru regimul dinamic a motorului, precum și un model matematic care să lucreze în paralel cu cel fizic (cel real).

Structura sistemului de reglare se prezintă în fig.1.26. Metoda sliding-mode reprezintă o evoluție a sistemelor de control sensorless. Mai jos sunt reprezentate două metode care au aceleași impulsuri de intrare, iar diferența e dată de valorile de ieșire. Terminalele de măsurare ale curentului și tensiunii sunt suficiente pentru a face observatorul. Structura observatorului se prezintă în fig. 1.27.

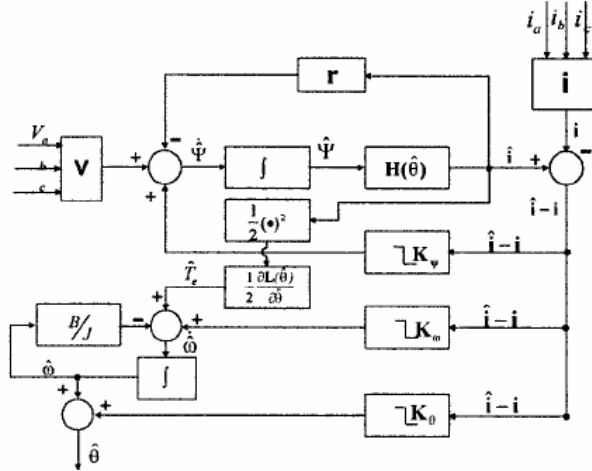


Fig. 1.27 Configurarea observatorului sliding-mode.

Mărimile de intrare sunt valorile măsurate ale curentului $i = [i_1 \dots i_N]^T$ și tensiunii $V = [V_1 \dots V_N]^T$ sub formă matricială.

$\psi = [\psi_1 \dots \psi_N]^T$ reprezintă vectorul fluxului.

Blocul $H(\theta)$ reprezintă matricea inductanței mutuale.

$$H(\theta) = \text{diag}[H_1(\theta) \dots H_N(\theta)].$$

Blocul r reprezintă matricea rezistențelor ohmice $r = \text{diag}[r_1 \dots r_N]$. Curentul din ieșirea sumatorului se înmulțește la blocurile $(K_\psi, K_\phi, K_\theta)$. Blocul B/J reprezintă calculul cuplului de încărcare. Majoritatea metodelor acestui grup măsoară valoarea inductanței la una dintre fazele neenergizate, care se utilizează pentru estimarea poziției rotorului. Metoda se bazează pe ideea de injectare a unui semnal de curent la o fază care nu se află în comutație. Avantajul metodei constă în eliminarea efectului de saturație magnetică. Alte metode sunt bazate pe principiul modulatorilor rezonante.

Metoda bazată pe observarea în același timp a curentului și fluxului prezintă o rezoluție foarte mare la estimarea poziției. Metoda utilizează observatori de curent și flux pentru a obține algoritmul de estimarea poziției. Structura regulatorului este prezentată în fig. 1.28.

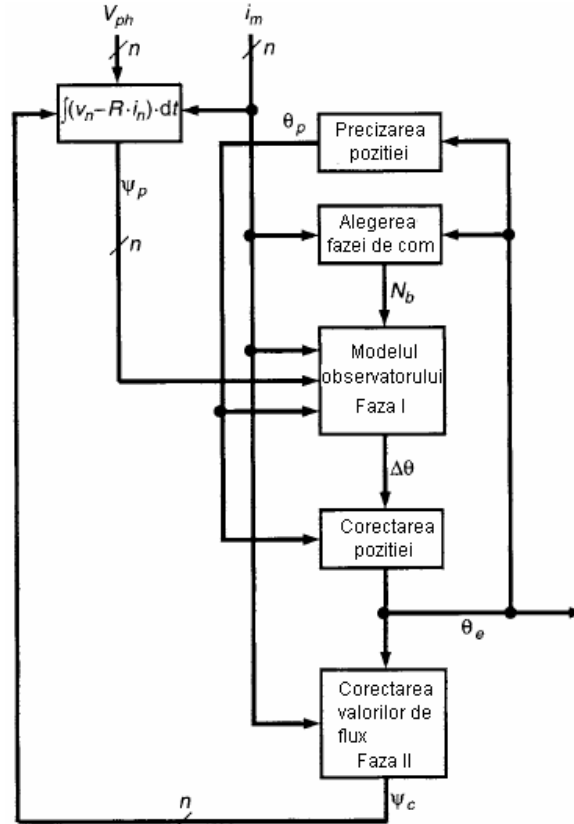


Fig. 1.28 Configurarea observatorilor de flux și curent.

În prima fază se obține variația lui $\Delta\theta$. Blocul de corecție a poziției compară valoarea unghiului prestabilit cu cel obținut pentru a estima poziția. În faza doi se va estima fluxul mașinii. Algoritmul este dezvoltat de Gallegros-Lopes (1999), metoda prezentând calculele în timp real. Principiul folosit este alegerea celei mai convenabile faze pentru estimarea poziției. Avantajul principal al metodei constă în controlul instantaneu al poziției rotorului cu un număr mai mic de calcule, metoda putând fi aplicată la acționări de viteză și încărcare variabilă. Cel mai mare dezavantaj al metodei constă în faptul că fluxul este calculat prin metoda de integrare. Algoritmul este foarte sensibil la erorile curbei de magnetizare și nu poate corecta aceste erori.

1.5. Concluzii

În prezent sunt dezvoltate un număr foarte mare de sisteme de comandă și control. Performanțele lor sunt în conformitate cu tipul aplicației și costurile întregului sistem. Prin trecerea în revistă a sistemelor de control s-au observat o serie de avantaje și dezavantaje. La aplicațiile performante este necesară

cunoașterea unui model matematic foarte bun, precum și o ridicare a caracteristicilor mașinii înaintea proiectării sistemului de comandă. Un model matematic adecvat produce rezultate optime. Proiectarea unui sistem de comandă universal este foarte greu. Dar sistemele de comandă pentru anumite regimuri de funcționare s-au dovedit foarte fiabile.

Deși metodele sensorless implică calcule mai mari și necesitatea unui procesor de viteză mare, ele conduc la aplicații performante. Cel mai important element la comandă MSPP-CS este blocul de estimarea poziției polilor rotorici. Detectarea în timp a poziției rotorului este un proces nu numai complicat, dar și expensiv în funcție de aplicație. Eficiența blocului crește performanța întregului sistem. Scopul cercetărilor este de a reduce costurile echipamentelor și de a crește eficiența.

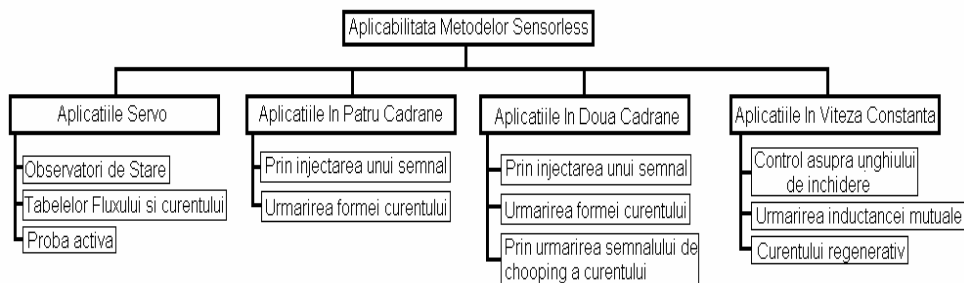


Figura 1.29 Clasificarea metodelor sensorless în funcție de aplicațiile în care poate fi utilizate.

MSPP-CS posedă o relație unică între flux, curent și poziție. Aceasta face posibilă estimarea indirectă a poziției polilor rotorici față de cei statorici, principiul fundamental fiind estimarea fluxului. În prezent nu există o metodă fiabilă pentru toată gama de viteze și de variație a fluxului. Este evident că introducerea metodelor sensorless necesită un timp mai mare de calcul. Alegerea metodelor sensorless depinde de tipul aplicației. Figura 1.29 clasifică metodele sensorless în funcție de aplicațiile în care pot fi utilizate.

Bibliografie Selectivă:

- [1] T.J.E. Miller – *Switched Reluctance Motors and Their Control* – Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993
- [2] R. Krishnan – *Switched Reluctance Motor Drives* – CRC Press 1996
- [3] Sobczyk T. J., Warzecha A. - *Study of Saturation Effects in One Phase Reluctance Electromechanical Converter* - Proceedings Zurich
- [4] Hoang Le-Huy, Karim Slimani, Phillippe Viarouge - *A Current-Controlled Quasi-Resonant Converter for Switched-Reluctance Motor* - IEEE Transactions on Industry Applications October 1991
- [5] M. Ehsani, I. Husain, K.R. Ramani, J.H. Galloway - *Dual-Decay Converter for Switched Reluctance Motor Drives in Low-Voltage Applications* - IEEE Transactions on Industry Applications April 1993

29 Capitolul I - Sinteza analitică a lucrărilor care se referă la modul de control al motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială

-
- [6] A.K. Jain, N. Mohan - *SRM Power Converter for Operation With High Demagnetization Voltage* - IEEE Transactions on Industry Applications Vol.41, No.5, September/October 2005
 - [7] J.-P. Louis, D. Flieller - *Precise Discrete Modeling of Electrical Systems Including Static Converters: Problematic, Concrete Illustr.: Application to Dynamic Modeling of a SRD* - IEEE Transactions on Industry Applications April 1997
 - [8] Mir, S.; Husain, I.; Elbuluk, M.E. - *Energy-efficient C-dump Converters for Switched Reluctance Motors* - IEEE Transactions on Industry Applications September 1997
 - [9] Mike Barnes, Charles Pollock - *Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives* - IEEE Transactions on Industry Applications November 1998
 - [10] Natalia S. Gameiro, A.J. Marques Cardoso - *Switched Reluctance Motor Dynamic Operation under Power Converter Fault Conditions* - ELECTROMOTION Oct-Dec 2003
 - [11] Philip Carne Kjaer - *High-performance Control of Switched Reluctance Motors* - July 1997, Glasgow
 - [12] Praveen Vijayraghavann - *Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller* - November 15, 2001 Virginia, U.S.A.
 - [13] Toliyat and Campbell - *DSP-Based Electromechanical Motion Control*
 - [14] S. Forrai, I.A. Viorel - *Current Waveform Optimization for Switched Reluctance Motors Based on Neural Networks* Proceedings - PCIM May, 1996
 - [15] L.A. Belfore, II and A.-R. A. Arkadan - *Modeling Faulted Switched Reluctance Motors Using Evolutionary Neural Networks*, April, 1997
 - [16] A.V. Rajarathnam, B. Fahimi, M. Ehsani - *Neural Network Based Self-Tuning Control of a Switched Reluctance Motor Drive to Maximize Torque per Ampere* - Proc. IAS Louisiana, October, 1997
 - [17] Mese, E.; Torrey, D.A.; - *An approach for sensorless position estimation for switched reluctance motors using artificial neural networks* January, 2002
 - [18] V. Trifa, O. Rabulea, C. Marginean - *Self-Commissioning Method for Switched Reluctance Motor Drives Based on Artificial Neural Networks* - ELECTROMOTION, Oct-Dec, 2003
 - [19] L. E. Dahdah, M. H. Nagrial, J. Rizk - *Performance and Control of the Switched Reluctance Motor* - Proceedings of AUPEC/EECON '99, the Australasian Universities Power Engineering Conference and IEAust Electric Energy Conference, Darwin, Australia, 26 - 29 September, 1999, pp 354 - 357.
 - [20] K. De Brabandere, J. Driesen, R. Belmans - *The control of switched reluctance drives and their use for flywheel energy storage* - Proceedings of the IEEE Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering - Distributed Generation, Leuven, Belgium, 7 - 8 February, 2002.
 - [21] Krishnan, R.; Sung-Yeul Park; Keunsoo Ha; - *Theory and operation of a four-quadrant switched reluctance motor drive with a single controllable switch-the lowest cost four-quadrant brushless motor drive* - Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 41, Issue: 4, July-Aug. 2005
 - [22] Pan, J.; Cheung, N.C.; Jinming Yang; - *High-precision position control of a novel planar switched reluctance motor* - Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 52, Issue: 6, Dec 2005

-
- [23] M. Ehsani, A.V. Rajarathnam, B. Fahimi, G. Suresh - *DSP Based Self-Tuning Control of Switched Reluctance Motors for Commercial Applications* - TI Publications, 1998
- [24] L.O.P. Henriques, P.J. Costa Branco and W. Suemitsu, L.G.B. Rolim, Neuro – *Fuzzy Compensation of Torque Ripple In a Switched Reluctance Drive.* – Electimax Conference 1999
- [25] M.G. Rodrigues, P.J. Costa Branco and W. Suemitsu, L.G.B. Rolim - *Neuro Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor* – Iasi Conference 1997
- [26] Nesimi Ertugrul Member IEEE and Adrian D. Cheok Member IEEE – *High Robustness and Reliability of Fuzzy Logic Based Position Estimation for Sensorless Switched Reluctance Motor Drivers* - IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 15, No 2, March 2000
- [27] Silvero Bolognani, Mauro Ziglietto – *Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor Drive* - IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 32, No 5, September/October 1996
- [28] Nesimi Ertugrul Member IEEE and Adrian D. Cheok Member IEEE – *High Robustness and Reliability of Fuzzy Logic Based Position Estimation for Sensorless Switched Reluctance Motor Drivers* - IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 15, No 2, March 2000
- [29] Gallrgos-Lopez, G., Kjaer, P.C. and Miller, T.J.E., *A new sensorless method for switched reluctance motor drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 4, pp. 832-840, July-August 1998.
- [30] Holling, G., Yeck, M.M. and Brewer, A.J., *Sensorless commutation position detection for brushless motors*, US Patent No. 5,600,218, 4 February 1997.
- [31] Husain, I. and Ehsani, M., *Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 3, pp. 665-672, 1994b.
- [32] Husain, I., Sodhi, S. and Ehsani, M., *A sliding mode observer based controller for switched reluctance motor drives*, Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 635-643, 1994.
- [33] Jones, S.R. and Drager, B.T., *Estimation initialization circuit and method for sensorless switched reluctance machine system*, US Patent No. 5689165, 18 November 1997.
- [34] Jones, S.R. and Drager, B.T., *Absolute angle estimation apparatus for a sensorless switched reluctance machine system*, US Patent No. 5844385, 1 December 1998.
- [35] Jones, S.R. and Drager, B.T., *Instantaneous position indicating apparatus for a sensorless switched reluctance machine system*, US Patent No. 5920175, 6 July 1999.
- [36] Kalpathi, R.R., *Active phase coil inductance sensing*, US Patent No. 5786681, 28 July, 1998.
- [37] Lim, J.Y., *Sensorless switched reluctance motor*, US Patent No. 5,589,751, 31 December 1996.
- [38] Lyons, J.P., MacMinn, S.R. and Preston, M.A., Flux/Current methods for SRM rotor position estimation, *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 482-487, 1991
- [39] Lumsdaine, A. and Lang, J.H., State observers for variable-reluctance motors, *IEEE Trans. IE-37*, No. 2, pp. 133-142, April 1990.
- [40] Roberto C´ardenas, Member, IEEE, Rube´n Pe´na, Member, IEEE, Marcelo Pe´rez, Jon Clare, Senior Member, IEEE, Greg Asher, Senior Member, IEEE,

- 31 Capitolul I - Sinteza analitică a lucrărilor care se referă la modul de control al motorului sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială
-

- and Patrick Wheeler, Member, IEEE - *Control of a Switched Reluctance Generator for Variable-Speed Wind Energy Applications*, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 20, NO. 4, DECEMBER 2005
- [41] Osamu Ichinokura, Member, IEEE, Tsukasa Kikuchi, Kenji Nakamura, Member, IEEE, Tadaaki Watanabe, Member, IEEE, and Hai-Jiao Guo, Member, IEEE - *Dynamic Simulation Model of Switched Reluctance Generator* IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 39, NO. 5, SEPTEMBER 2003
- [42] David A. Torrey - *Switched Reluctance Generators and Their Control* IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 1, FEBRUARY 2002
- [43] Ramu Krishnan and Peter N. Materu - *Analysis and Design of a Low Cost Converter for Switched Reluctance Motor Drives* - IEEE Transactions on Industry Applications Vol.41,. Nov./Dec. 1992

2. Determinarea parametrilor MSPP-CS

2.1. Introducere

Pentru implementarea unui model matematic al mașinii (cât mai apropiat de realitatea fizică) este deosebit de important faptul de a cunoaște cu precizie cât mai bună parametrii mașinii. Acești parametri sunt utilizați atât în procesul de simulare cât și în procesul de implementare a diferitelor tipuri de regulatoare utilizate în sistemele de acționare electrică. Pentru acest tip de mașină electrică, simularea dinamică este o etapă absolut necesară chiar în etapa de proiectare [1]. Caracteristicile de magnetizare pot fi determinate din dimensiunile geometrice și caracteristicile de material prin modele FEM analitice. Acestea permit estimarea inițială a performanțelor mașinii electrice. Din datele obținute, se calculează fluxul, inductivitatea și cuplul electromagnetic prin derivata coenergiei în funcție de poziție. O parte din lucrările publicate au simplificat problema prin utilizarea relațiilor matematice lineare. Dar, datorită nelinearității circuitului magnetic, precum și a temperaturii, motorul intră în saturație magnetică, ceea ce conduce la creșterea pierderilor și a ondulațiilor cuplului. În afară de saturația magnetică, și rezistența mașinii se modifică în funcție de temperatură, dar la aplicațiile de tensiune joasă sau de viteză joasă nestimarea acestor valori produce o inexactitate a modelului matematic ale mașinii și al sistemului de control. Problema devine foarte importantă în cazul aplicațiilor sensorless unde poate să se producă ezitarea de pornire a mașinii. Pentru evitarea problemei este necesară determinarea acestor parametri. [1..7].

Pentru determinării parametrilor MSPP-CS sau utilizat diferite metode, în acest capitol am încercat să utilizăm aceste metode nu numai la determinarea paramterilor dar și pentru a compara aceste metode între ele.

2.2. Determinarea parametrilor mașinii sincrone cu poli proeminenți și comutație secvențială

Din multitudinea de geometri proiectate pentru studiul nostru, am luat un MSPP-CS cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici. Înfășurările pe poli opuși se conectează în serie formând astfel o fază a mașini. În tabela.2.1 sunt prezentate datele principale ale motorului.[8]

Determinarea pe cale experimentală a parametrilor mașinii s-a realizat prin diverse măsurători efectuate asupra motorului. Schema de bază utilizată la aceste măsurători este reprezentată în Anexa 1. Pentru achiziționarea datelor experimentale măsurate a fost utilizat un program în LabView cu o interfață grafică care este proiectată în scopul obținerii rapide a variației curentului și tensiunii pentru o poziție a rotorului. Interfața grafică este prezentată în fig.2.1.

Curentul nominal pe fază	28.5 A
Turația nominală	1500 rpm
Tensiunea nominală	12 V
Numărul de faze	3
Poli statorici/poli rotorici	6/4
Rezistența fazorială	0.03 Ω

Tabela 2.1. Principalele date ale MSPP-CS.

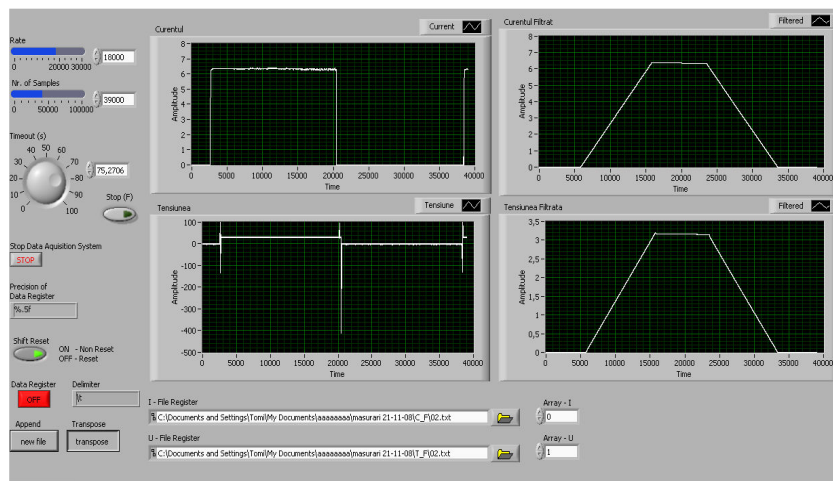


Fig. 2.1. Interfața grafică utilizată la achiziționarea datelor.

Interfața grafică permite reprezentarea grafică a valorilor curentului și tensiunii, achiziționate și filtrate. Cu ajutorul programului, curbele sunt împărțite în două: unde, o porțiune (cea de la început) aparține măsurărilor făcute în momentul de conectare a fazei și porțiunea de sfârșit, care îi corespunde momentului stingerii curentului. Programul elimină în mod automat valorile de început și de sfârșit ale fiecărei porțiuni a curbelor.

2.3. Determinarea experimentală a caracteristicilor de magnetizare

Caracteristicile de magnetizare ale MSPP-CS sunt determinate prin două metode: prin stingerea curentului și prin înregistrarea procesului tranzitoriu la conectare. Trebuie menționat faptul că inductanța unei faze este dependentă de poziția stator-rotor, precum și de curentul prin fază datorită fenomenului de saturație.

2.3.1 Determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda stingerii curentului.

Schema conține o sursă de tensiune continuă, care alimentează o fază a MSR-VCS conectată în serie cu o rezistență reglabilă. În circuit se mai găsește un traductor de curent de tip LEM și un traductor de tensiune, folosiți pentru achiziția curentului instantaneu și tensiunii, Ampermetrul A indicând valoarea curentului înainte de deconectarea comutatorului K1. În momentul inițial, comutatorul K1 este deschis. După închiderea lui, în faza mașinii se stabilește un curent continuu, care poate fi fixat la valoarea necesară cu ajutorul rezistenței reglabile R. Apoi, comutatorul K1 este deschis din nou. Închiderea comutatorului K2 și deschiderea comutatorului K1 declanșează un proces tranzitoriu de stingere a curentului de fază și a fluxului magnetic. Fig.2.2. prezintă schema de montaj.[1,8]

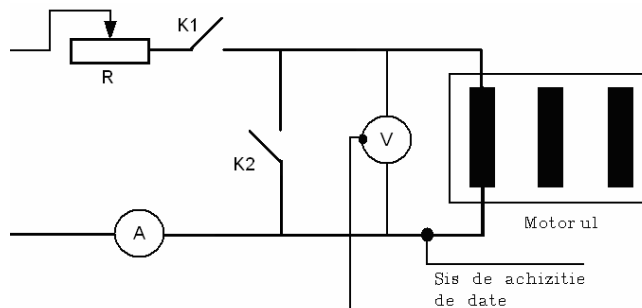


Fig. 2.2. Schema de montaj pentru măsurarea fluxului magnetic.

Pentru blocarea rotorului s-a utilizat un sistem mecanic cu cap divisor, iar măsurătorile s-au efectuat din 0.9 în 0.9 grade pe întregul pas polar, curentul maxim prin faza mașinii fiind de 28.5 amperi (maxim admis în regim tranzitoriu). Poziția de start a fost aleasă poziția aliniat a fazei A iar ultima poziție la care s-a făcut achiziția a fost poziția nealiniat a fazei A. Deoarece între poziția aliniat și nealiniat a unei faze sunt 45 de grade mecanice, au fost necesare 50 de măsurători. Datele achiziționate au fost salvate tabelar, ca fișiere text cu ajutorul sistemului de achiziție. Prelucrarea datelor s-a făcut în mediul LabView și Matlab, programele de calcul sunt reprezentate în Anexa 2 și 3. Curentul achiziționat în timpul procesului tranzitoriu cu ajutorul sistemului de achiziție de date este prezentat în fig. 2.3 și 2.4 Curentul de fază scade cu atât mai repede cu cât inductanța fazei este mai mică, deci cu cât rotorul este mai apropiat de poziția nealiniat.

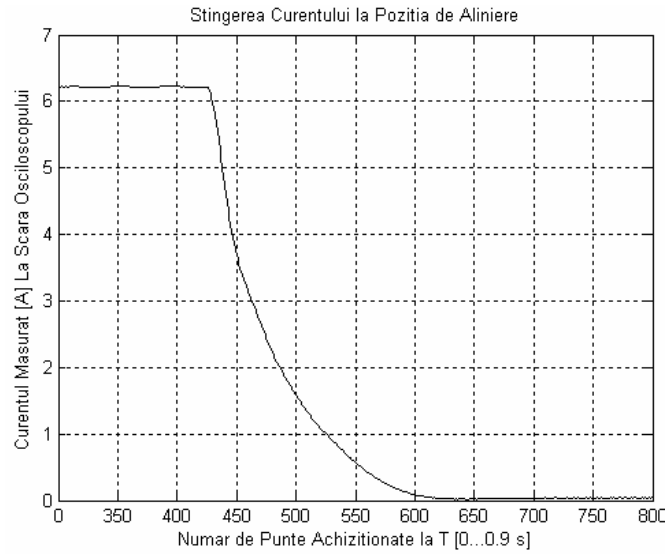


Fig. 2.3. Stingerea curentului prin fază la poziția de aliniere.

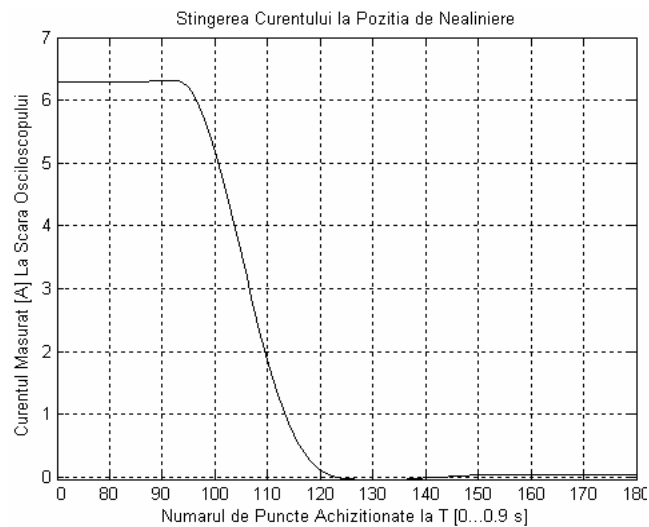


Fig. 2.4. Stingerea curentului prin fază la poziția de nealiniere.

În urma înregistrării curentului și tensiunii din momentul de deconectare până la stingerea completă, rezultă următoarea ecuație pentru determinarea fluxului magnetic.

$$U = R \cdot I + \frac{d\Psi(i, \Theta)}{dt} \Rightarrow U - R \cdot I = \frac{d\psi(i)}{dt} \Rightarrow \psi(i) = \int_0^{\infty} (U - R \cdot i) dt \quad (2.1)$$

Unde:

1. R – rezistența fazei
2. ψ - fluxul magnetic
3. θ - unghiul intern
4. U – tensiunea de alimentare a fazei
5. i – curentul prin înfășurare

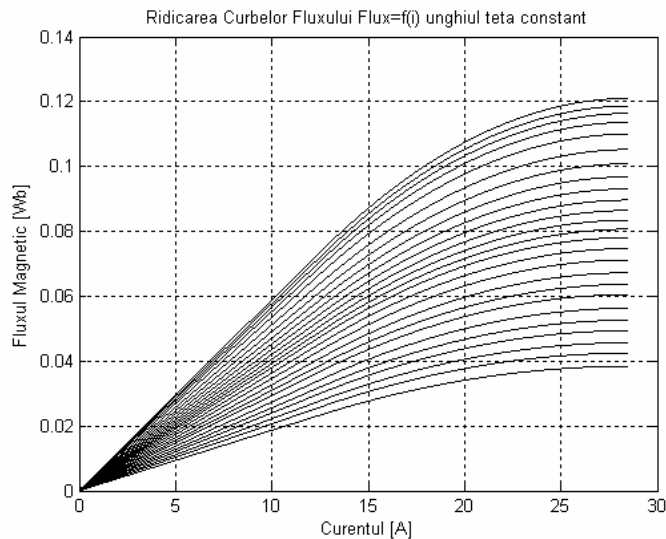


Fig. 2.5. Variația fluxului magnetic la în funcție de curent la unghi constant.
Datele sunt obținute prin metoda stingeri curentului.

Calculul formulei 2.1 se face online, cu ajutorul mediului de programare LabView, programul de calcul fiind prezentat în Anexa 2. Caracteristicile de magnetizare obținute sunt reprezentate în fig. 2.5. În figură nu sunt reprezentate toate curbele de magnetizare, datorită limitării funcției de plotare a programului Matlab. Reprezentarea s-a făcut pentru 27 de curbe, inclusiv variația fluxului la poziția de aliniere și cea de aliniere.

2.3.2 Determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda de conectare a fazei.

Determinarea caracteristicilor de magnetizare în momentul de conectare a fazei a utilizat aceeași schemă pentru comanda și achiziționarea datelor. Variația curentului în momentul de conectare pentru poziția de aliniere și nealiniere este reprezentată în fig. 2.6 și 2.7.[2,3,6]

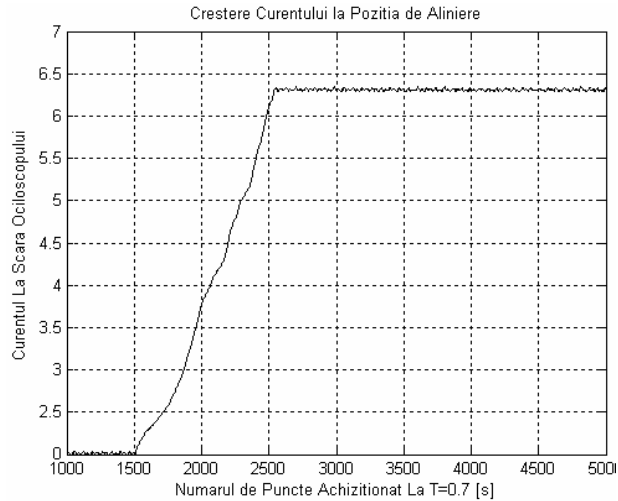


Fig. 2.6. Creștere curentului de conectare la poziția de aliniere.

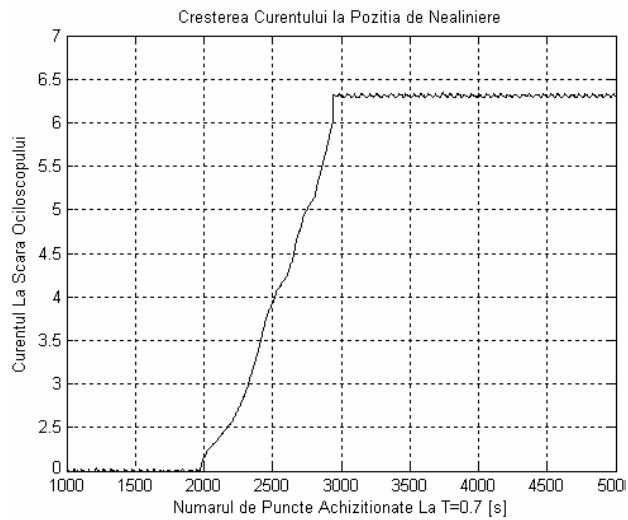


Fig. 2.7. Creștere curentului de conectare la poziția de nealiniere.

Determinarea curbelor fluxului se face cu ajutorul formulei 2.1., iar reprezentarea lor s-a făcut în fig. 2.8. Programul de calcul este identic cu cel prin care s-au calculat primele curbe, fig. 2.5.

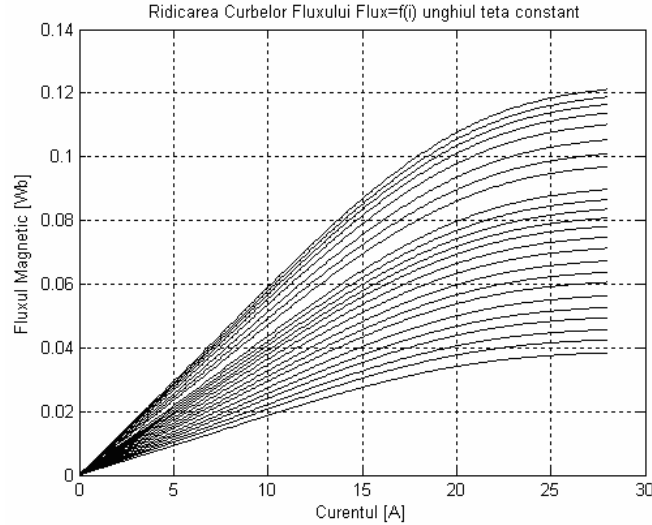


Fig. 2.8. Variația fluxului magnetic la în funcție de curent la unghi constant. Datele sunt obținute la momentul de conectare a fazei.

Figura 2.9 prezintă comparativ caracteristicile obținute cu cele două metode. Caracteristicile prezentate cu linie punctată sunt cele obținute din datele achiziționate la stingerea curentului și cele prezentate cu linie continuă la comutație. Între cele două nu se observă diferențe. Aceasta s-a întâmplat datorită principiului de măsurare utilizat, în ambele cazuri achiziționându-se nu numai valoarea curentului, dar și a tensiunii.

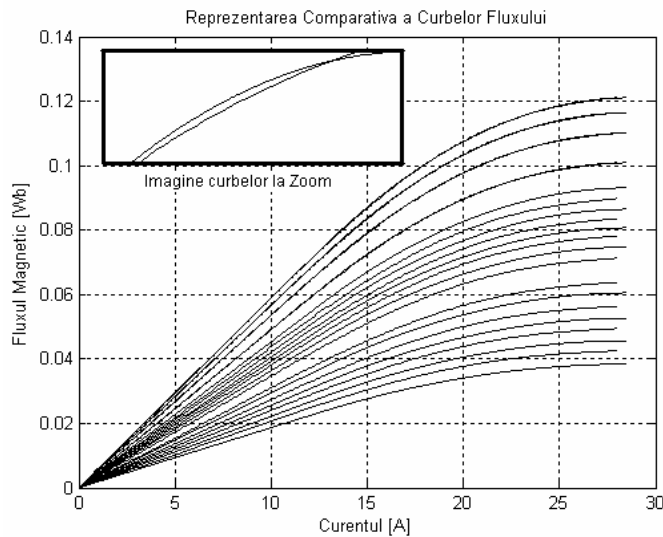


Fig. 2.9. Reprezentarea comparativă a curbelor fluxului.

O imagine mai clară a curbelor obținute prin cele două metode s-a obținut prin utilizarea comenzi „zoom”. Datorită imposibilității de a reprezenta toată gama de curbe în graficul din fig.2.10 se prezintă imaginea mărită numai pentru trei curbe.

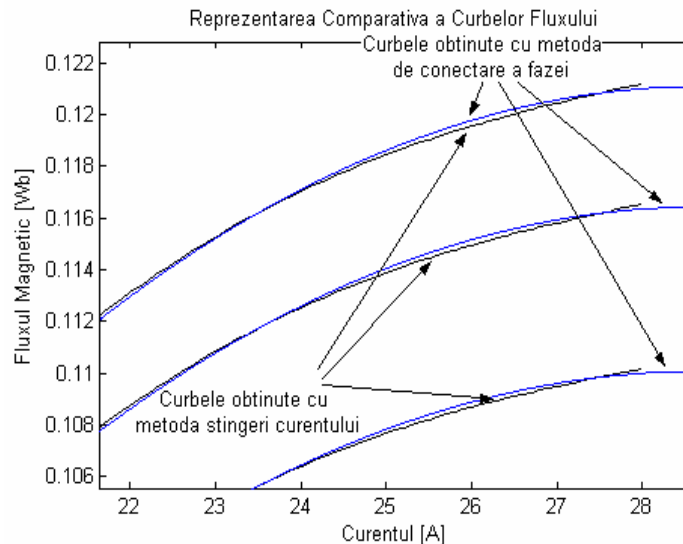


Fig. 2.10. Reprezentarea grafică a curbelor pentru trei măsurări cu fiecare metodă aparte.

Sistemul de achiziție utilizat a fost același. În concluzie, se poate spune aceste curbe de variație ale fluxului pot fi determinate cu aceeași precizie, dar la calcul trebuie să ținem cont și de variația tensiunii de conectare. Este de menționat că în grafice nu sunt reprezentate toate curbele.

Măsurarea fluxului mutual s-a făcut cu ajutorul schemei din figura 2.2. Inductanța mutuală este de o valoare mică, aproximativ 4.5% din valoarea inductanței la poziția de nealinier.

2.4. Determinarea experimentală a rezistenței de fază

Valoarea rezistenței este specificată prin datele motorului. Rezistența este foarte sensibilă la variația temperaturii și poate fi modificată aproximativ 20 – 30 %. Modificarea ei trebuie cunoscută în mare precizie, astfel încât să se poate determina cu exactitate și variația fluxului magnetic. La aplicațiile care utilizează sistemele de recunoașterea poziției, nu este necesară cunoașterea variației rezistenței, dar la aplicațiile fără senzori de poziție, variația rezistenței datorită regimului termic conduce la modificarea curbei de variație a inductanței, astfel încât se modifică estimarea poziției motorului și el pierde din sincronism sau ezită să pornească.

Valoarea rezistenței poate fi determinată prin diferite metode de calcul, cum ar fi: metoda volt – ampermetrică, sau metoda experimentală, cu ajutorul curbelor fluxului.

Prima metodă este foarte utilizată în cazul motoarelor mari, unde valoarea rezistenței este mare, iar eroarea de măsurare și cea de calculare sunt neglijabile.

În cazul motoarelor mici, unde rezistența este mică, această metodă este ineficientă. În acest caz, valoarea rezistenței poate fi determinată din datele de proiectare, sau cu ajutorul variației curbei fluxului.

Metoda a doua caută un studiu al regimului termic al mașinii, astfel încât se poate determina temperatura în regimul stabil. Datorită imposibilității de introducerea a sondei de temperatură în interiorul motorului, s-a luat în considerare variația temperaturii din exteriorul motorului. Curba de variație este prezentată în fig. 2.11.

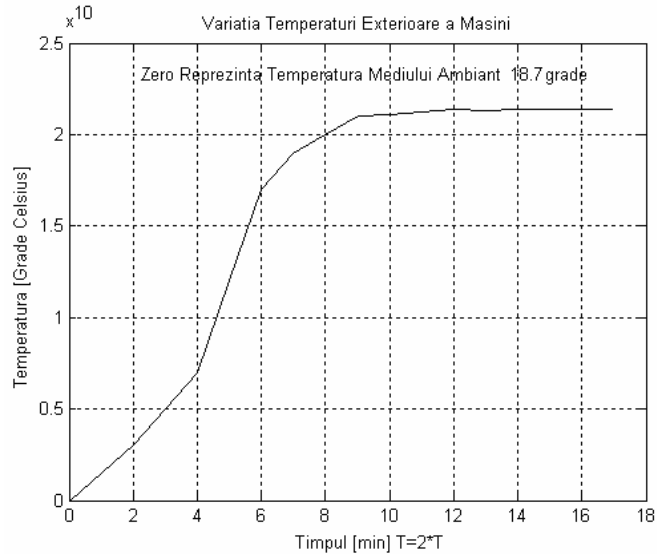


Fig. 2.11. Reprezentarea regimului termic a motorului.

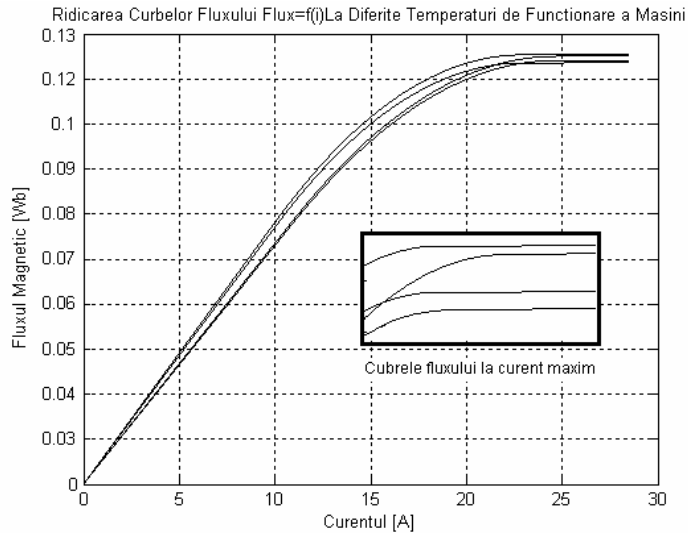


Fig. 2.12. Reprezentarea curbelor fluxului la diferite temperaturi de funcționare.

Pentru măsurarea temperaturii motorului, s-a utilizat un multimetru cu sondă de temperatură. În timpul măsurării temperaturii, motorul a funcționat la încărcare maximă și viteză nominală 1200 [rot/min]. S-a observat ca regimul termic sa stabilizat la temperatura 39.5 grade. Valoarea rezistenței din datele motorului este de 0.03 Ω ; cu ajutorul acestei valori s-a calculat curba de variație a fluxului în poziția de aliniere, pentru temperatura mediului ambiant. Această curbă s-a considerat etalon pentru calcule ce au urmat. Măsurarea curbei cuplului s-a făcut pentru patru valori diferite de temperatură la funcționarea motorului, până la valoarea de 39,7 de grade corespunzătoare regimului de funcționare stabil. Valorile sunt prezentate în fig. 2.12.

Prin creșterea temperaturii, se schimbă regimul dinamic al motorului (curba 3 și 4). Prelucrarea datelor s-a făcut în mediul LabView și Matlab. Formula de calcul a rezistenței magnetice este prezentată mai jos:

$$U = R \cdot I + \frac{d\Psi(i, \Theta)}{dt} \Rightarrow R = \frac{U - \frac{d\psi(i, \Theta)}{dt}}{i} \quad (2.2)$$

Diferența dintre curba etalon obținută la temperatura mediului ambiant, la valoarea rezistenței din datele de proiectare, și curba obținută la o temperatură diferită, la valoarea rezistenței din datele de proiectare (formula 2.3), reprezintă chiar valorile de $\Delta\psi$.

$$\Delta\psi(i, \Theta) = \psi_{T_2}(i, \Theta) - \psi_{T_1}(i, \Theta) \quad (2.3)$$

Aceste valori nu sunt alceva decât modificarea curbei fluxului în funcție de modificarea rezistenței motorului. Diferența între $\Delta\psi_1$ și $\Delta\psi_2$ (valoarea la temperatura mediului ambiant cu cea de regim termic stabil) este de aproximativ 23,35 %. Astfel formula 2.2 devine:

$$U = \Delta R \cdot I + \frac{d\Delta\Psi(i, \Theta)}{dt} \Rightarrow \Delta R = \frac{U - \frac{d\Delta\psi(i, \Theta)}{dt}}{i} \quad (2.4)$$

$$R' = R + \Delta R \quad (2.5)$$

Valorile obținute din calcule sunt prezentate în graficul din fig. 2.13

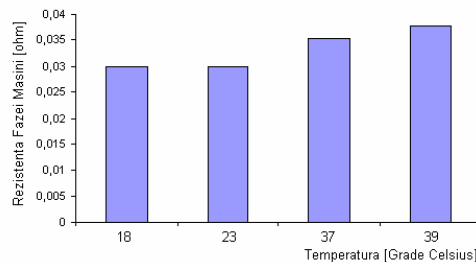


Fig. 2.13. Reprezentarea grafică a valorilor de rezistență pentru diferite valori de temperatură.

Astfel, pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare ale motorului, se va lua în considerare variația rezistenței. Ea va fi calculată la terminarea regimului tranzitoriu ca raport între tensiunea continuă și curentul de fază.

2.5. Concluzii

Pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare, trebuie achiziționate formele de undă ale curentului și ale tensiunii de fază la stingerea curentului, sau formele de undă ale tensiunii și ale curentului de fază la conectarea fazei. Formele de undă pot fi achiziționate cu ajutorul unui plăci de achiziție conectată la PC pentru transferul și prelucrarea datelor. Datele sunt prelucrate apoi cu ajutorul Matlab, LabView

Dispozitivul de fixare a poziției rotorului este necesar. Exactitatea datelor este foarte importantă, ea depinzând de rezistența tensiunii și de curentul achiziționat. Prin modificarea valorii de rezistență, se modifică și curba fluxului, astfel determinarea caracteristicilor, precum și modelarea sistemului necesită calcularea online a rezistenței mașinii. Valoarea ei va fi calculată cu legea lui Ohm, ca raportul între tensiune și curent. Valorile obținute sunt necesare la construirea modelului matematic al sistemului. Din datele obținute se pot calcula cu ușurință inductanța fazei și cuplul electromagnetic, ele fiind reprezentate în Capitolul III.

Datele pot fi afectate și de sursei de tensiune, fiecare sursă utilizată pentru alimentarea montajului având inductivitate proprie, produsă de elementele din circuit, astfel că se pot produce inexactități la ridicarea curbelor fluxului. Pentru rezolvarea problemei se poate utiliza un set de bateri.

2.6. Bibliografie

- [1] A. Ferrero, A. Raciti – *A Digital Method for the Determination of the Magnetic Characteristic of Variable Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.39, no.4, August 1990.
- [2] A. D. Cheok, N. Ertugrul – *Computer-Based Automated Test Measurement System for Determining Magnetization Characteristics of Switched Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.50, no.3, June 2001.
- [3] O. Cornea, C. Șorândaru - *Experimental determination of Flux-Current-Position and Torque-Current-Position Characteristics for a Switched Reluctance Motor*, Proceedings OPTIM 2004, Brașov.
- [4] C. Șorândaru, A. Argeșeanu, O. Cornea – *Quasi-Automated measurement system for determining the flux-current-position characteristics of switched reluctance motors*, CNAE, ACTA ELECTROTEHNICA, Volume 45, Number 3, 2004.
- [5] N. H. Fuendwarodsakul, R. B. Inderka, S. Schroeder, R.W. De Donker – *Determination of Flux-Linkage Characteristic in Large Switched Reluctance Machines: Experimental Approach*, Proceedings ICEM 2004.
- [6] C. S. Dragu, R. Belmans – *Measurement of Magnetic Characteristics of Switched Reluctance Motor*, Proceedings EPE 2003.

- [7] N. Radimov, N. Ben-Hail, R. Rabinovici – *Inductance Measurement in Switched Reluctance Machines, IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 4, April 2005.
- [8] Th. Koblara - *Obtaining Magnetic Circuit Characteristics of an 6/4 SRM From Different Experimental Tests*. The Conference for the contribution of Information Technology to Science, Economy, Society and Education, Piraeus Greece 2008
- [9] *** - *Creating Graphical User Interfaces*, MathWork Inc.
- [10] *** - *AD620 Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier datasheet*, Analog Devices Inc.
- [11] *** - *Using Matlab*, MathWork Inc.
- [12] *** - *Data Acquisition With LabView*, LabView Inc.

3. Simularea și modelul matematic al MSPP-CS

3.1. Introducere

Ridicarea parametrilor MSPP-CS este foarte importantă în studiul modelului matematic precum și al regimurilor de funcționare ale motorului. Cu ajutorul ecuațiilor matematice care reprezintă MSPP-CS, se poate construi modelul de simulare în mediul de programare Matlab-Simulink. Exactitatea modelului conduce la realizarea optimă a sistemelor de comandă și control. În acest capitol se va prezenta modelul în Simulink al motorului. Este de menționat că acest model este independent de blocurile de estimare ale poziției, precum și din blocurile de reglaj ale curentului și turației. Acestea sunt obiectivele capitolelor următoare. [1,2]

3.2. Modelul matematic al MSPP-CS

Modelul matematic se obține pornind de la ecuația tensiunii scrisă pentru o fază.

$$U = R \cdot I + \frac{d\Psi(i, \Theta)}{dt} \quad (3.1)$$

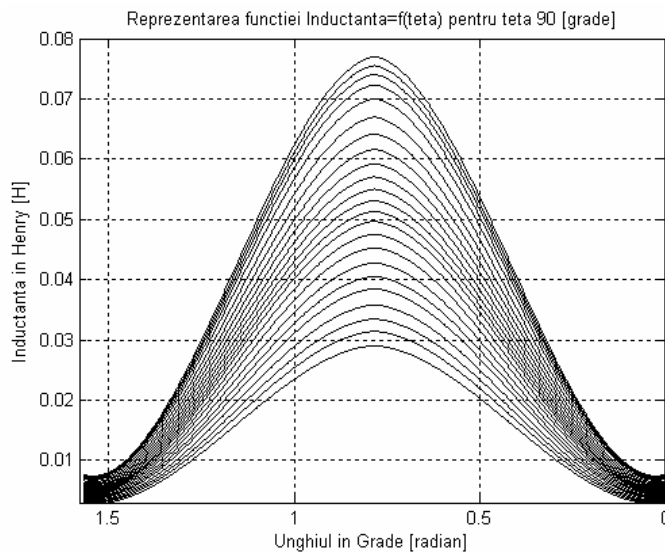


Fig. 3.1. Variația inductanței funcție de unghi la curent constant.

Variația fluxului magnetic se datorează atât variației curentului, cât și variației inductanței fazei prin intermediul unghiului intern teta (θ). Astfel ecuația 3.1 devine:

$$U = R \cdot I + L(i, \Theta) \cdot \frac{di}{dt} + \Omega \cdot \frac{dL(i, \Theta)}{d\Theta} \quad (3.2)$$

Primul termen reprezintă căderea de tensiune ohmică pe înfășurări, cel de-al doilea este tensiunea electromotoare indusă de variația curentului, iar cel de-al treilea reprezintă tensiunea indusă de rotație. Valoarea lui $L(i, \Theta)$ se obține din curbele fluxului reprezentate în fig. 2.5. Programul de calcul al inductanței este reprezentat în Anexa 3. Fig. 3.1. reprezintă variația inductanței în funcție de unghi, la curent constant. [4,8]

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

$$M = \left(\frac{dW'(i, \Theta)}{d\Theta} \right)_{i = ct} \quad (3.3)$$

Coenergia magnetică W'' are expresia.

$$W' = \int_0^i \Psi(i, \Theta) di \quad (3.4)$$

Dacă mașina este nesaturată, inductanța fazei nu mai depinde de curentul prin fază, astfel expresia cuplului electromagnetic are forma:

$$M = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} \quad (3.5)$$

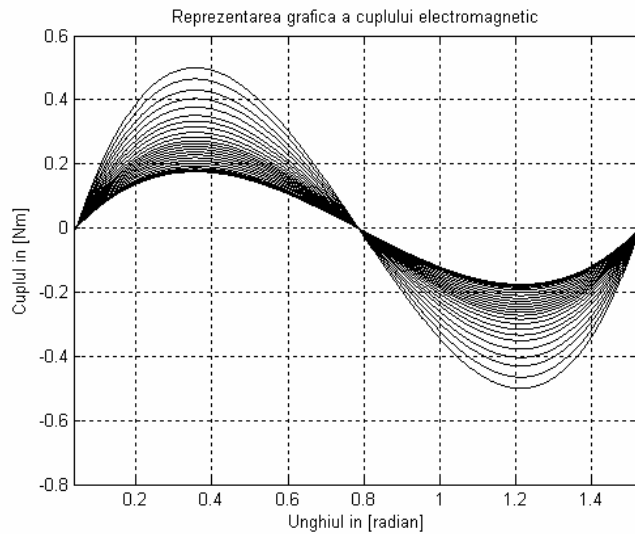


Fig. 3.2. Cuplul electromagnetic funcție de unghi la curent constant.

Din calculele prezentate în Anexa 3, variația cuplului electromagnetic pentru un unghi de 90 de grade este reprezentat în fig. 3.2. Variația cuplului electromagnetic în funcție de curent și unghi este prezentată în fig. 3.3.

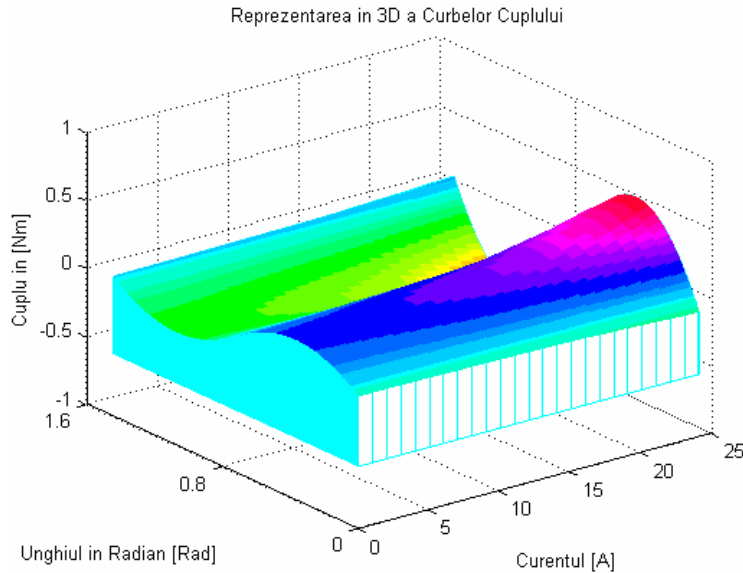


Fig. 3.3. Variația cuplului electromagnetic funcție și unghi.

3.3. Modelul Simulink al MSPP-CS

3.3.1. Modelul Simulink pentru o fază a MSPP-CS

Modelul în simulink al MSPP-CS are ca scop reprezentarea formelor de variație a mărimilor electrice și modul de comandă al lor. Pentru construcția schemei bloc la Simulink, se pornește de la ecuația tensiunii scrisă pentru o fază a mașinii (3.2). Cercetările din domeniul, anexează aproximarea analitică a inductanței cu ajutorul unor funcții polinomiale. Este de menționat că aceste ecuații sunt obținute dintr-un studiu făcut anterior și prelucrate pentru cazul motorului nostru. [1...7]

Expresiile $L(\Theta, i)$ și $\frac{dL(i, \Theta)}{d\Theta}$ vor fi citite din relațiile de mai jos:

$$L(\Theta, i) = .08544 + .07756 * \cos(4 * u - fi) - .0012 * \cos(8 * u - fi) - .0036 * \cos(12 * u - fi)$$

$$\frac{dL(i, \Theta)}{d\Theta} = -4 * .07756 * \sin(4 * u - fi) + 8 * .0012 * \sin(8 * u - fi) + 12 * .0036 * \sin(12 * u - fi)$$

În aceste condiții, schema bloc Simulink pentru o fază a mașinii este prezentată în fig.3.4.

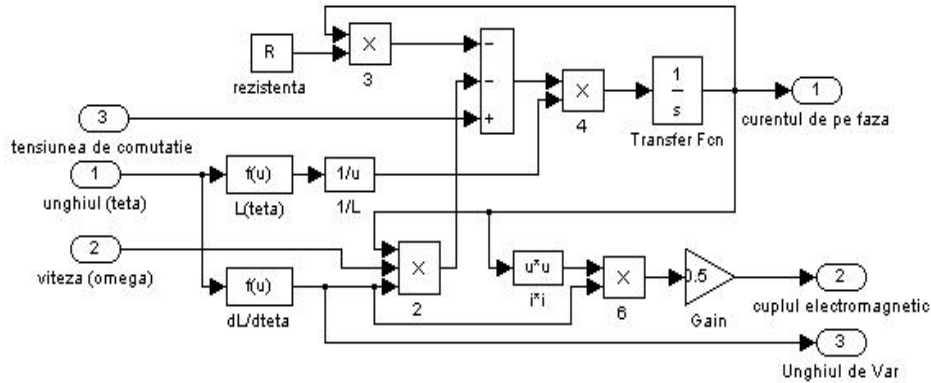


Fig.3.4. Schema bloc în Simulink pentru o fază a mașinii

Mărimile de intrare în bloc sunt: tensiunea de alimentare, viteza unghiulară (Ω) și unghiul intern (θ), iar mărimile de ieșire din bloc vor fi: variația derivatei inductanței, curentul pe fază (i) și cuplul electromagnetic (M). Schema prezentată s-a utilizat la simularea modelului matematic a MSPP-CS. Variația curentului pentru o singură fază este prezentată în fig.3.5.

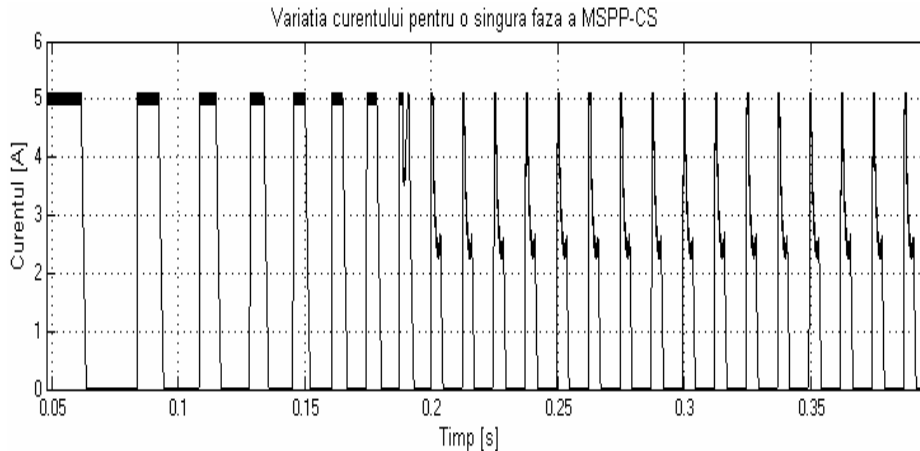


Fig.3.5. Variația curentului pentru o fază a mașinii.

Curentul este menținut la valoarea limită de 5A. În grafic se observă regimul dinamic. Timpul de stabilizare este mic aproximativ de 0.2s.

Din relațiile prezentate anterior s-a observat legătura între cuplul electromagnetic și curentul de alimentare. Astfel încât cuplul electromagnetic variază direct proporțional funcție de curent și derivata inductanței. Variația cuplului electromagnetic este prezentată grafic în fig.3.6. MSPP-CS pornește din viteza zero la viteza 1200rpm având cuplul maxim de încărcare.

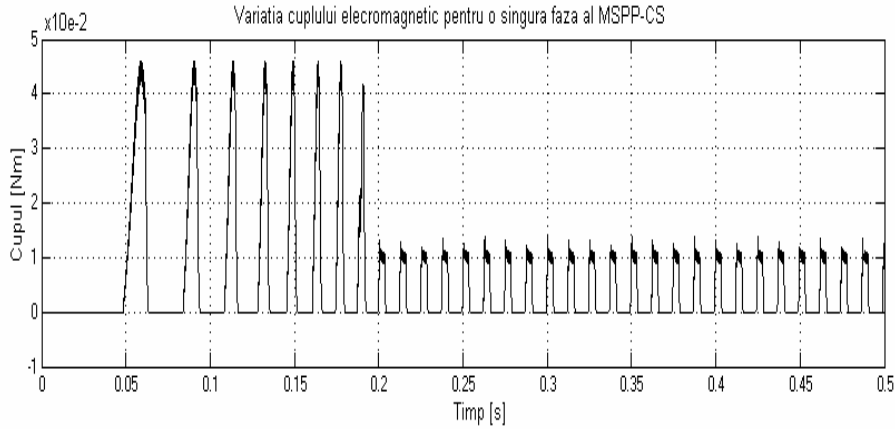


Fig.3.6. Variația cuplului electromagnetic pentru o fază a mașinii.

Majoritatea schemelor de simulare utilizează tabelele de valori pentru inductanța și derivata ei. Dezavantajul acestei metode este la tabelele de valori unde trebuie să existe un spațiu de stocare și numărul de puncte trebuie să fie limitat pentru a avea o viteză bună de calcul. Este de menționat că la această metodă regimul dinamic este foarte aproape de realitate. Schema bloc pentru o fază este prezentată în fig. 3.7. [8,9,12]

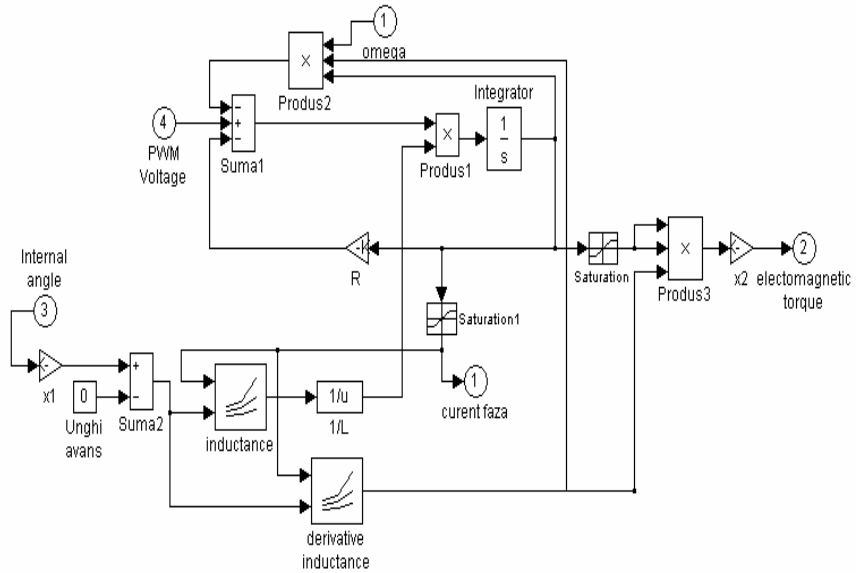


Fig.3.7. Schema bloc în Simulink pentru o fază a mașinii

Și în cazul 2 (fig.3.7), mărimile de intrare sunt: viteza unghiulară (Ω), unghiul intern (θ) și tensiunea de alimentare, iar mărimile de ieșire din bloc vor fi: variația derivatei inductanței, curentul pe fază (i) și cuplul electromagnetic (M).

Rezultatele obținute din simulare sunt mai aproape de modelul real a mașini. Variația curentului este prezentată în fig.3.8. Regimul de pornire este mai ușor și poate eliminat blocul de limitare a curentului.

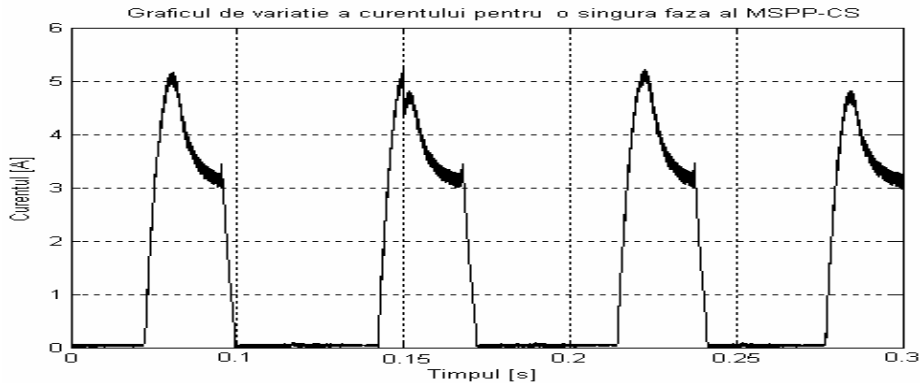


Fig.3.8. Variația curentului pentru o fază a mașinii.

3.3.2. Modelul Simulink al MSPP-CS

Considerând faptul că mașina are trei faze și luând în considerare ecuația de mișcare, va rezulta schema bloc în Simulink pentru MSPP-CS.

Ca mărimi de intrare se consideră: cuplul de sarcină și tensiunea de pe fazele mașinii, iar mărimile de ieșire sunt: viteza unghiulară, cuplul electromagnetic total, curenții pe cele trei faze, curentul total prin mașină. Fig. 3.9 reprezintă modelul Simulink al MSPP-CS.

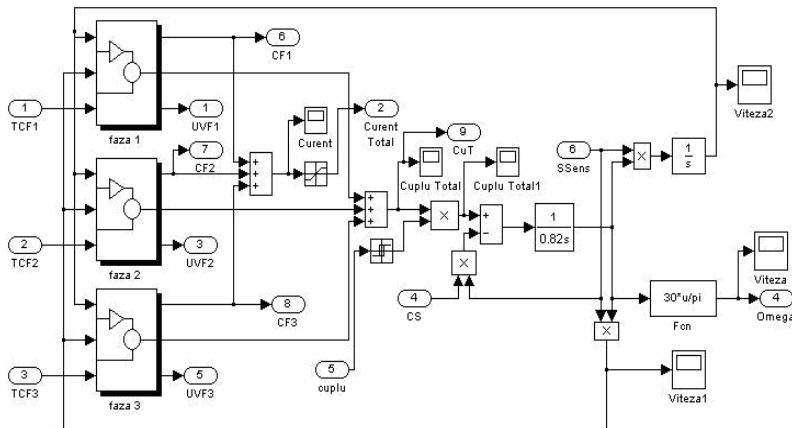


Fig.3.9. Schema bloc în Simulink pentru MSPP-CS

Variația curentului total în cazul în care este utilizată prima schemă de simulare este prezentată în fig.3.10. Semnalul de comandă este de tip treaptă crescătoare și revesare.

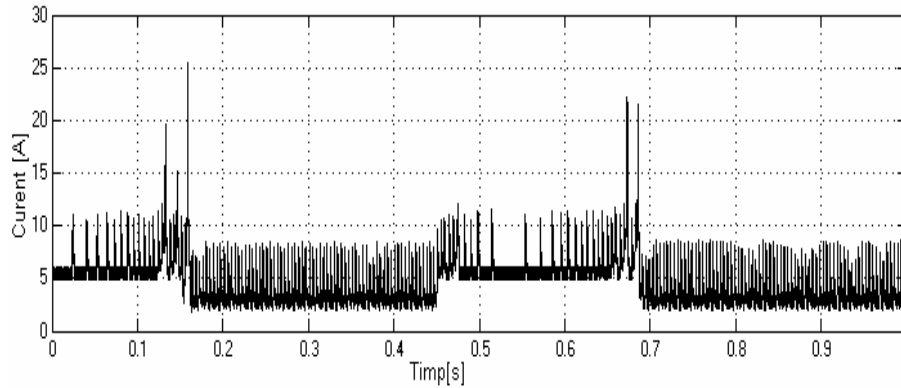


Fig.3.10. Variația curentului total la semnal treaptă de încărcare.

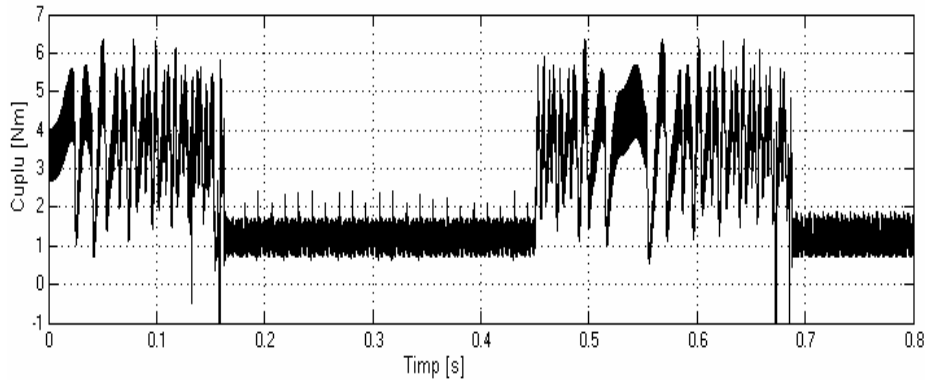


Fig.3.11. Variația cuplului electromagnetic total la semnal treaptă de încărcare.

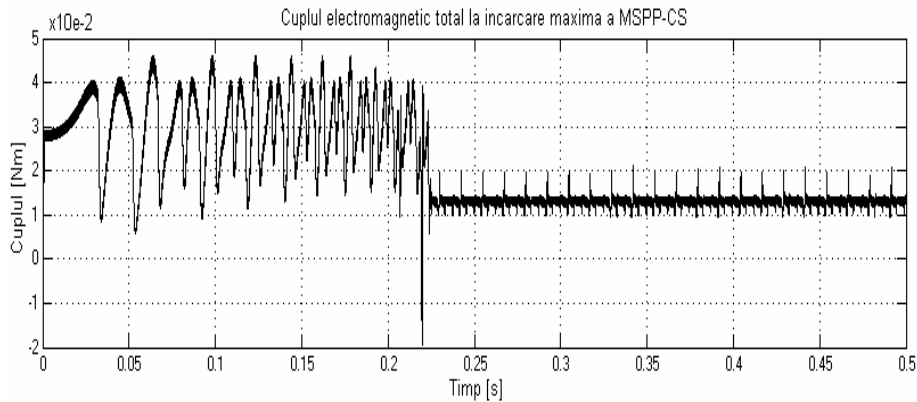


Fig.3.12. Variația cuplului electromagnetic total la semnal treaptă de încărcare.

Fig. 3.11 prezintă variația cuplului electromagnetic total în cazul în care s-a folosit primul model de simulare a fazei motorului. În fig.3.12 se prezintă variația cuplului electromagnetic când inductanța și derivata ei sunt reprezentate cu tabelele de valori. Semnalul de comandă fiind treaptă crescătoare.

3.3.3. Modelul Simulink al convertorului

Necesitatea alimentării secvențiale a fazelor mașinii cu pulsuri de tensiune unipolarie reclamă utilizarea întotdeauna a unui comutator electric (electronic) [1]. Prima mașină construită de Davison a utilizat în acest scop un comutator mecanic. Dezvoltare electronicii de putere a făcut posibilă apariția comutatoarelor electronice comandate. Toate aceste ventile prezintă avantajele și dezavantajele specifice, utilizarea unuia sau a altuia făcându-se în funcție de aplicația dată.

În urma analizelor făcute asupra multitudinii de tipuri de convertitoare s-a optat pentru varianta prezentată în figură 3.13. Convertorul este prevăzut cu două tranzistoare IGBT și două diode ultrarapide.

În momentul energizării unei faze, cele două tranzistoare intră simultan în conducție. Procesul de reglare a curentului prin mașină se realizează cu varianta tensiunii de stingere $-U$, sau așa-numita varianta supresării active. În momentul energizării fazei respective, prin blocarea celor două tranzistoare, curentul de fază comută pe cele două diode și astfel energia magnetică acumulată în fază este transformată în energie electrică în condensatoarele C1 și C2. Tensiunea aplicată fazei în acest interval este egală cu tensiunea de alimentare a fazei în sens contrar. Se asigură astfel o descreștere a curentului prin fază, suficient de rapidă pentru a evita prezența curentului în intervalul în care inductanța scade, în scopul de a evita producerea cuplului de frânare. Schema de comandă a convertorului este prezentată în Capitolul VI.

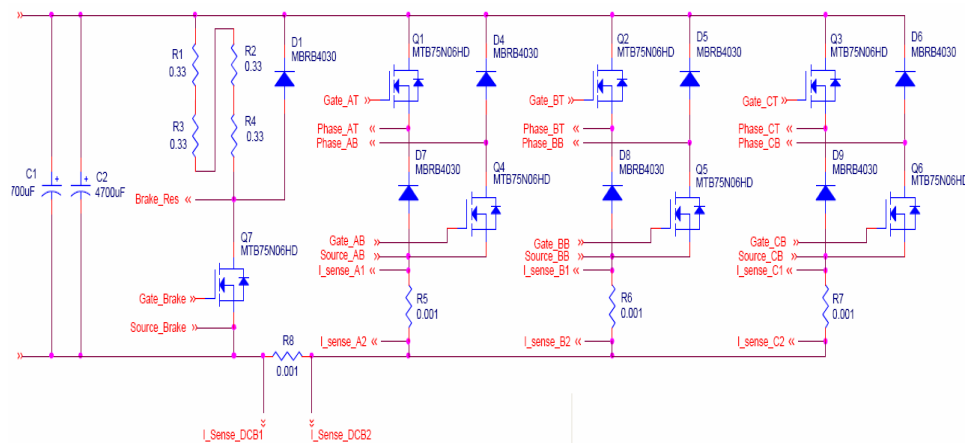


Fig.3.13. Schema bloc a convertorului

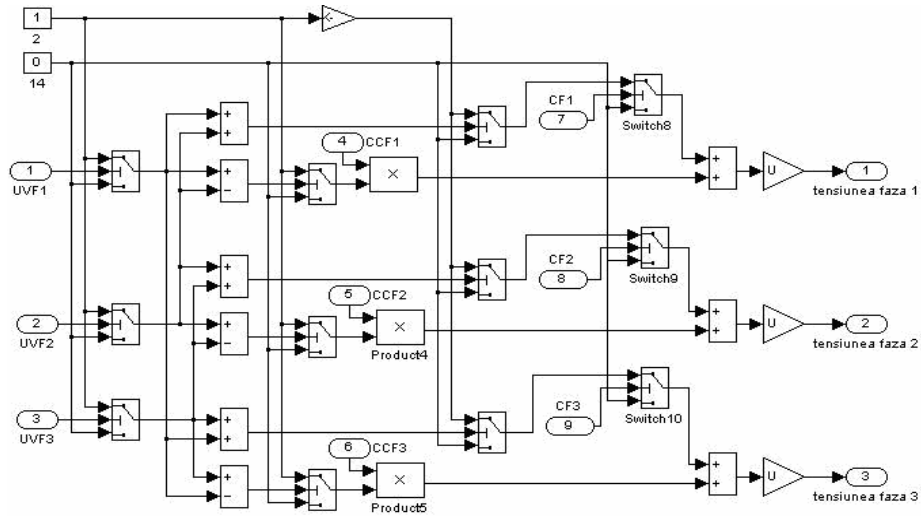


Fig.3.14. Schema bloc Simulink a convertorului static.

Pentru simularea convertorului prezentat mai sus, s-a luat în considerare și sistemul de comandă prin PWM. În figura de mai sus, s-a prezentat o schemă de simulare a convertorului cu producerea semnalului de PWM.

Semnalele obținute în urma simulării și din măsurările experimentale sunt prezentate în fig. 3.15. și 3.16

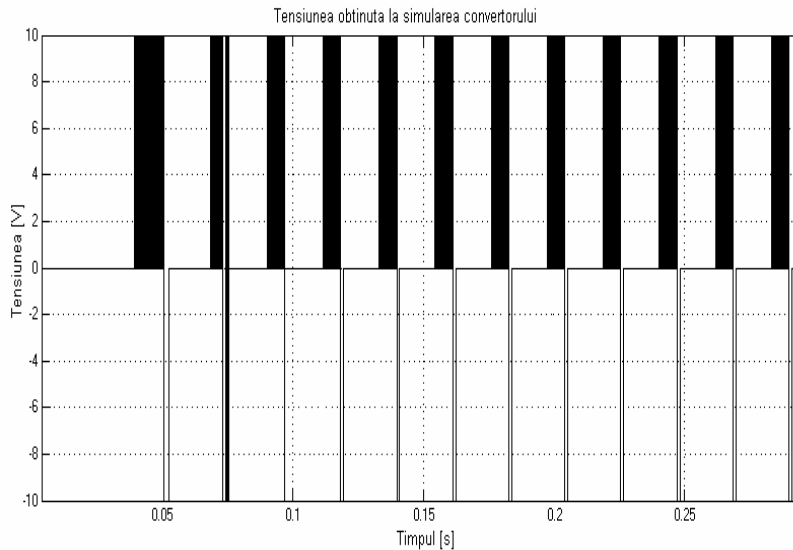


Fig.3.15. Tensiunea obținută la simularea convertorului (soft-chopping).

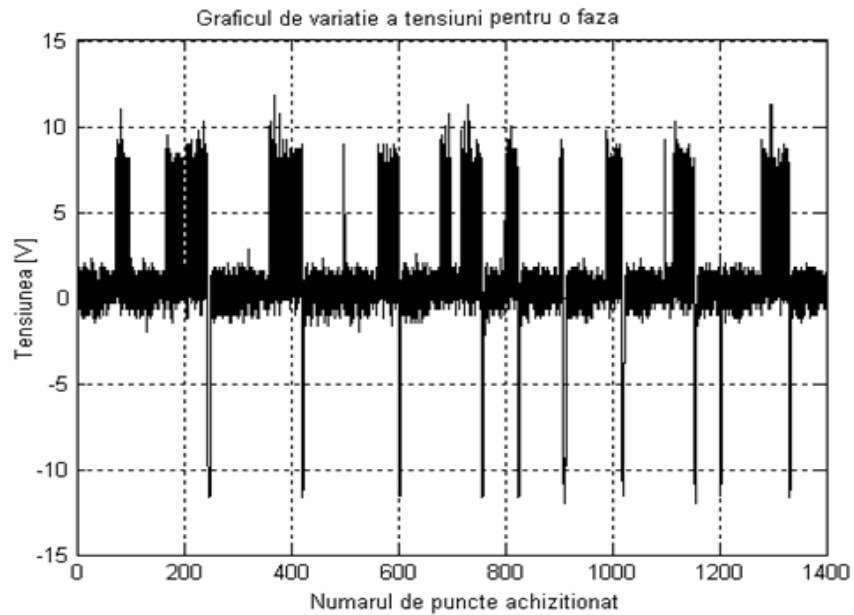


Fig.3.16. Tensiunea obținută experimental (soft-chopping).

Cu modelul prezentat se poate simula sistemul de alimentare al motorului prin comanda Hard-chopping sau Soft-chopping. Mărimile de intrare la convertor sunt tensiunea și semnalele de comutație. Ele sunt primite în funcție de estimatorul poziției polilor rotorici față de cei statorici. În cazul utilizării semnalelor primite de senzori Hall, vor fi trei mărimi de intrare, una pentru fiecare fază. În cazul metodei fără senzori, se vor utiliza semnalele primite de blocul de estimare a poziției. Studiul lor este obiectul Capitolului IV.

3.3.4. Modelul în Simulink al sistemului de acționare

Modelul în simulink al sistemului de acționare este prezentat în figura 3.17. Ca mărimi de intrare sunt viteza prestabilită și cuplul de încărcare.

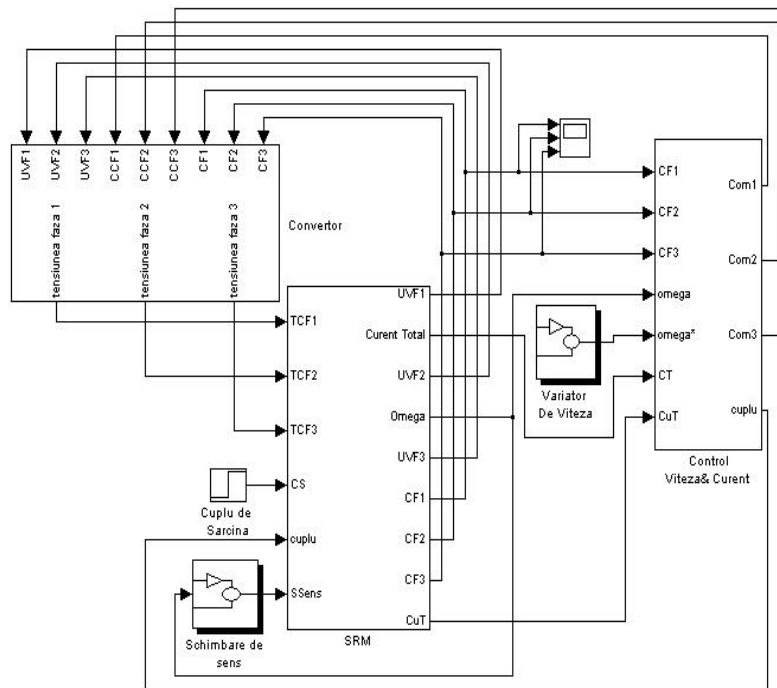


Fig.3.17. Schema bloc Simulink a Sistemului de Acționare

Această structură a sistemului de acționare s-a menținut la fel pentru cele două tipuri de funcționare: funcționarea sensorless și funcționarea cu senzori Hall. Structura blocului de reglare a vitezei și curentului este explicată în capitolele următoare. Ea este construită pentru a fi cât mai aproape de realitatea cu regulatoarele utilizate la partea experimentală. Structura lor este în cascadă.

3.4. Strategii de control al poziției polilor rotorici față de cei statorici

În capitolele următoare sunt studiate două strategii de control al poziției polilor rotorici față de cei statorici. Una este strategia clasică cu senzori Hall și cealaltă metodă este cea pur sensorless. Schemele lor de simulare sunt prezentate

mai jos. La simulare, schemele bloc sunt incorporate în blocul SRM al modelului simulink. Schemele desfășurate sunt reprezentate în anexele tezei.

3.4.1. Cu ajutorul senzorilor Hall

În acest caz, viteza și poziția polilor sunt urmărite cu ajutorul senzorilor Hall. Unghiul de montaj al senzorilor depinde de datele de proiectare ale mașinii (numărul polilor rotorici și statorici). Platforma în care am experimentat a avut un motor de construcție standard, cu șase poli statorici și patru rotorici (6/4), astfel în funcție de această construcție, unghiul de montaj al senzorilor este de 30° . Modelul Simulink al senzorilor Hall este reprezentat în fig. 3.18, iar schema desfășurată este prezentată în Anexa 4.

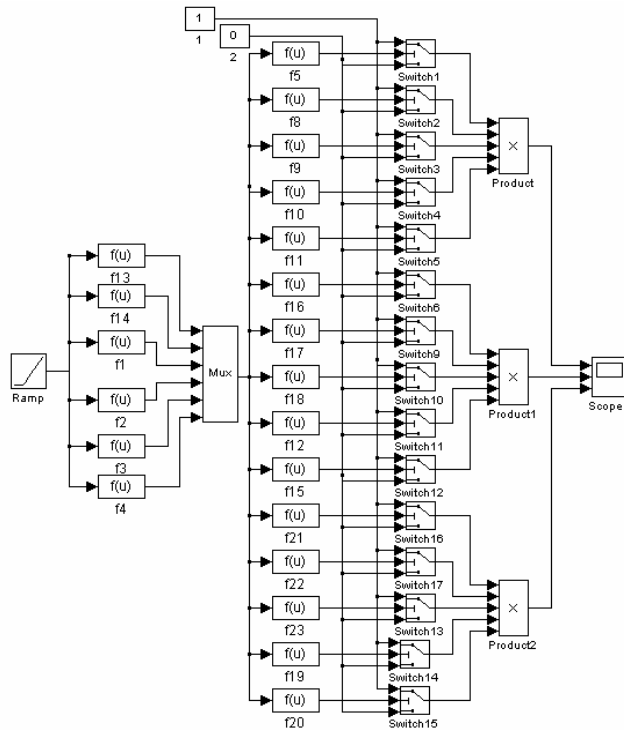


Fig.3.18. Schema bloc Simulink a sensor Hall

Semnalele de comutație primite din blocul de simularea senzorilor Hall este prezentat în fig. 3.19.

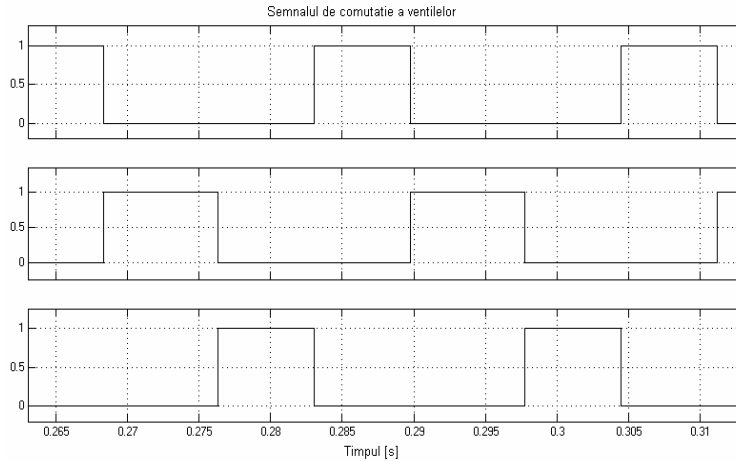


Fig.3.19. Simularea semnalului primit din senzori Hall.

3.4.2. Metoda sensorless.

Este prezentată prin schema bloc Simulink în fig. 3.20. În acest caz, controlul poziției se face prin urmărirea variației tensiunilor și curenților fazelor. Metoda se bazează pe urmărirea variației fluxului mașinii.

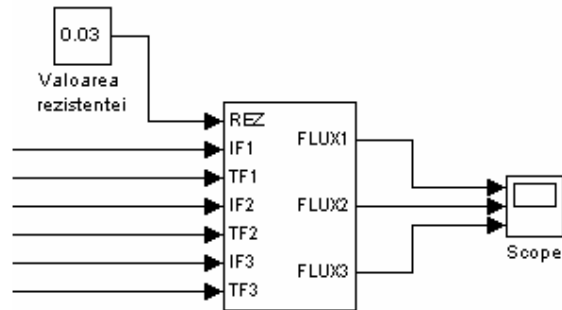


Fig.3.20. Schema bloc Simulink a estimatorului de flux.

În studiul nostru am utilizat metoda curbei de referință. Schema bloc din Simulink pentru estimarea fluxului pentru o singură fază este prezentată la fig. 3.21. Ea este memorizată într-o tabelă de valori. Prin comparația valorilor memorizate cu cele măsurate, se produce semnalul de comutație a ventilelor. Avantajele și dezavantajele metodei sunt studiate pe parcursul tezei.

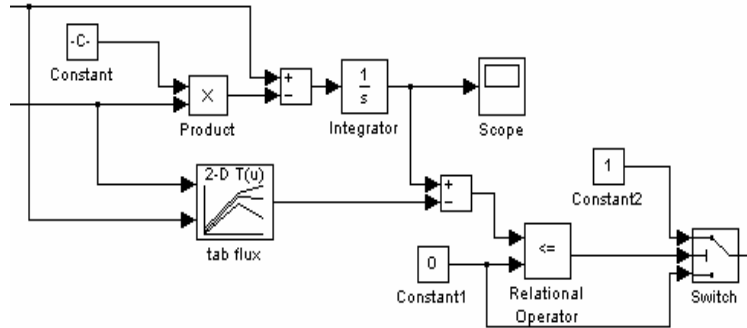
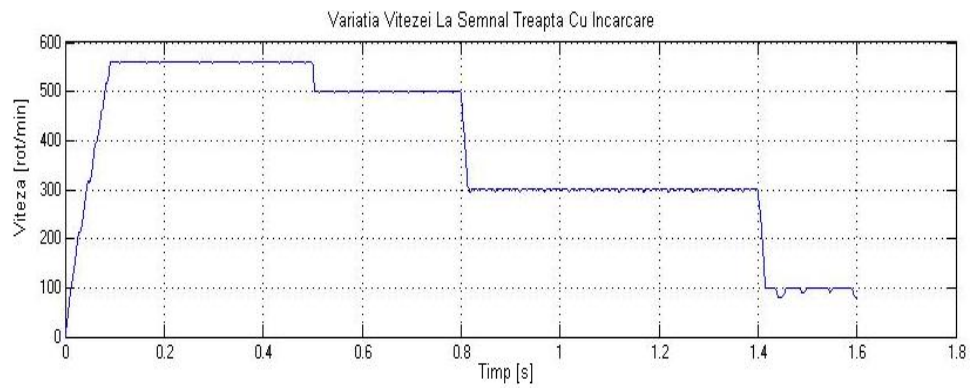
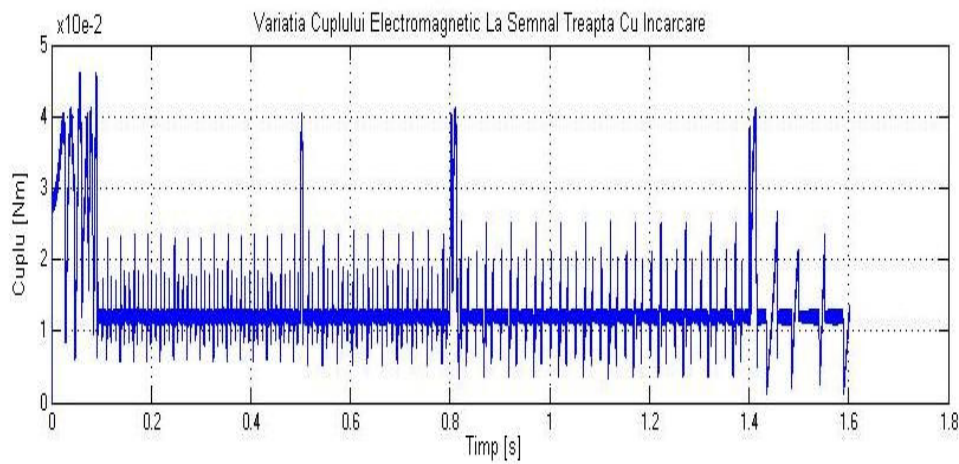


Fig.3.21. Schema bloc Simulink a estimatorului de flux pentru o singură fază.



a



b

Fig.3.22. Variația vitezei și cuplului la semnal treaptă coborâtore.
a – viteza, b – cuplul electromagnetic

Schemele bloc prezentate anterior stau la baza simulării sistemului de acționare ca va fi prezentat la capitolele următoare. Simularea sistemului de acționare prezentat în fig. 3.17 s-a făcut pentru diverse regimuri de funcționare a motorului. În figurile următoare sunt prezentate două regimuri de funcționare unul în care se verifică răspunderea sistemului la semnal treaptă descrescătoare fig.3.22 și cealalta prezintă răspunderea la pornire și revesare având cuplul maxim de încărcare fig.3.23.

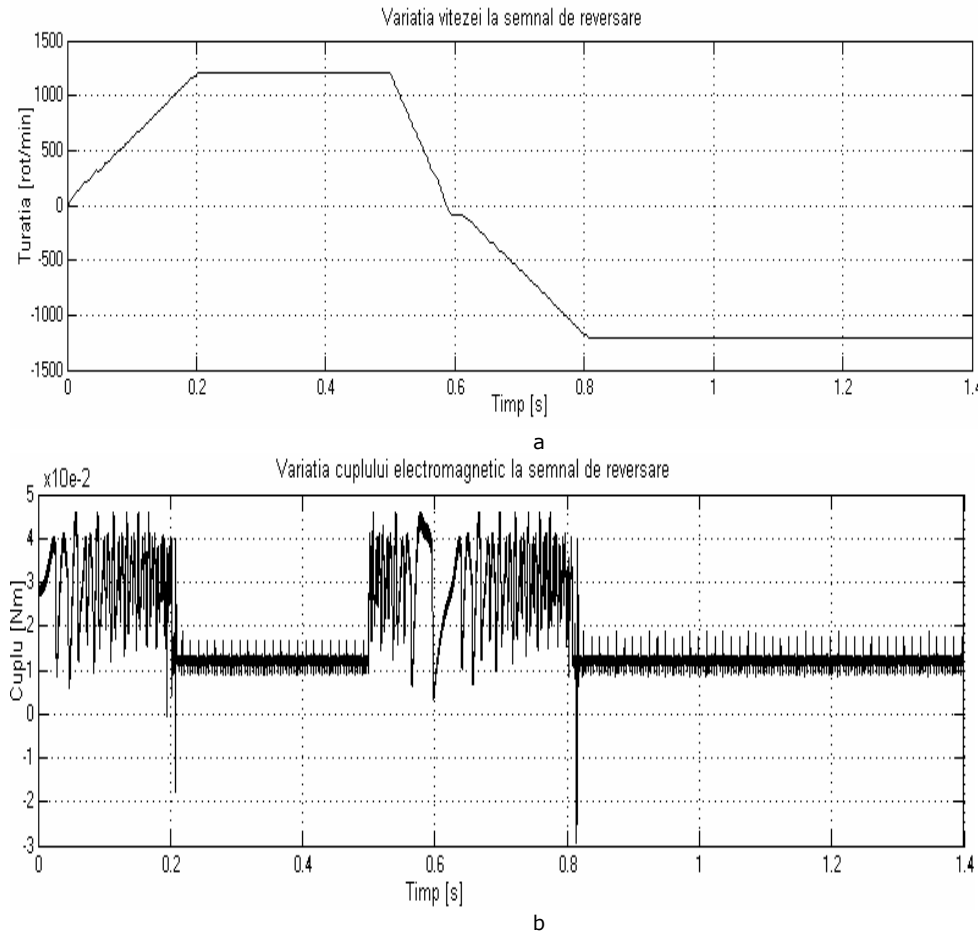


Fig.3.23. Variația vitezei și cuplului la reversare.
a – viteza, b – cuplul electromagnetic

3.4. Concluzi

În acest capitol s-a trecut în revistă modelul matematic al MSPP-CS. Se poate spune că acest tip de motor are cel mai simplu model matematic, alcătuit numai prin două ecuații: ecuația tensiunii și cea a cuplului. Modelul matematic

pentru o singură fază s-a simulat prin mediul de programare Matlab-Simulink. Comportamentul schemelor lineare este foarte bun în cazul în care se va studia motorul la aplicații neperformante. Avantajul acestei scheme este ridicarea timpului de calcul. Cele mai utilizate scheme bloc la simularea fazelor motorului sunt cele nelineare, care utilizează tabelele de valori. Prin aceste scheme se simulează foarte bine modelul dinamic al mașinii, iar faza simulată este foarte aproape de cea reală. Schema de simulare a convertorului este foarte aproape schemei reale pentru simularea regimului PWM al convertorului.

3.5. Bibliografie

- [1] Octavia Cornea, Dorin Popovici - *On Two Dynamic Models For A Switched Reluctance Motor Drive* – 14th National Conference On Electrical Drives, pag. 75. September 2008
- [2] Husain, I.; Hossain, S.A. – *Modeling, Simulation, and Control of Switched Reluctance Motor Drives* – Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 52 , Issue: 6 , Dec 2005
- [3] Srinivas, K.N. Arumugam, R. – *Dynamic Characterization of Switched Reluctance Motor by Computer-aided Design and Electromagnetic Transient Simulation* – Magnetics, IEEE Transactions on , Volume: 39 Issue: 3 , May 2003
- [4] Nisai H. Fuengwarodsakul, Robert B. Inderka, Rik W. De Doncker – *Simulation Model of a Switched Reluctance Drive in 42 V Application* – IECON 2003.
- [5] Ichinokura. O. Kikuchi, T. Nakamura, K. Watanabe, T. Hai-Jiao Guo – *Dynamic Simulation Model of Switched Reluctance Generator* – Magnetics, IEEE Transactions on , Volume: 39 Issue: 5 , Sept. 2003.
- [6] Chong-Chul Kim, Jin Hur, Dong-Seok Hyun – *Simulation of a Switched Reluctance Motors Using Matlab / M-file* – IECON 2002
- [7] M. Torrent, P. Andrada, J.I. Perat, B. Blanque – *Simulation of switched reluctance motor (SRM) using non-linear models.* – ICEM 2002
- [8] Soares, F. Costa Branco, P.J. – *Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment* – Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , Volume: 37 Issue: 3 , Jul 2001
- [9] Piskač L - *Simulation of the Switched Reluctance Motor Speed Control* – EPE – PEMC 2000
- [10] Sayeed Mir Member IEEE, Malik Elbuluk Senior Member IEEE, Iqbal Husain, Member IEEE – *Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using Adaptive Fuzzy Control* - IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 35, No 2, March/April 1999.
- [11] Heidrich P. Hanitsch R. – *Simulation of a Completely Controlled Switched Reluctance Drive With Eccentric Rotor Using a Time-stepping Technique Realised Outside Numerical Field Calculation Programs* – Magnetics, IEEE Transactions on Volume: 32 Issue: 3 , May 1996
- [12] Tang Y. Kline, J.A. Sr. – *Modeling and Design Optimization of Switched Reluctance Machine by Boundary Element Analysis and Simulation* – Energy Conversion, IEEE Transactions on , Volume: 11 Issue: 4 , Dec 1996

4. Strategii de control

4.1. Introducere

Recunoașterea caracteristicilor de funcționare ale MSPP-CS și dezvoltarea diferitelor aplicații cu acest tip de motor necesită un studiu amănunțit asupra metodelor de reglare ale turației. Scopul acestui capitol este dezvoltarea unor regulatoare de viteză și implementarea lor pe un model experimental realizat de compania Motorola. [1...10]

Implementarea reguletoarelor s-a făcut pe platforma cu senzori Hall, cu scopul de a analiza regimul dinamic, timpul de comutație, viteza de stingere a curentului, precum și timpul de răspundere la semnalul treaptă de încărcare. Prin analiza lor s-a făcut posibilă implementarea metodei sensorless bazată pe estimarea fluxului; (capitolul V)

În acest capitol vor fi analizate două metode de reglare ale turației MSPP-CS. Analiza comportării dinamice a mașinii în diverse situații este făcută prin simularea pe calculator și este verificată experimental.

Posibilitatea de reglare a turației mașinii pornește de la ecuația de mișcare. Conform ecuației, modificarea turației se poate face prin modificarea cuplului motor. Există trei posibilități de modificare a cuplului, numite "de bază".

Comanda în curent – caz în care cuplul motor va fi modificat prin modificarea curentului prin fazele mașinii. Conform relațiilor reprezentate în capitolul III, cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină depinde de pătratul curentului. În acest caz, tensiunea de alimentare se păstrează constantă, unghiul de conducție va fi maxim (sensul în care o fază va conduce atâta timp cât va produce cuplu motor – respectiv 45 grade), iar pentru reglarea curentului va fi utilizat un regulator de curent.

Comanda în tensiune – caz în care pentru modificarea curentului prin fazele mașinii se modifică tensiunea de alimentare. În acest caz nu există un regulator de curent doar o protecție maximală de curent. Unghiul de conducție va fi maxim.

Comanda în unghi – caz în care pentru modificarea cuplului motor va fi modificat unghiul de conducție pentru fiecare fază a mașinii. Tensiunea de alimentare va fi păstrată constantă și nu va fi utilizat un regulator de curent, doar o protecție maximală.

Aceste strategii sunt pur teoretice și prezintă dezavantaje evidente. În practică, sunt utilizate strategii combinate care vor fi tratate în parcursul acestui capitol. Pentru analiza teoretică a acestor strategii, am utilizat mediul de programare Matlab – Simulink, plecând de la parametrii și modelul matematic al mașinii.

4.2. Sistem de reglare a vitezei cu regulator Fuzzy

Fuzzy logic este utilizat pentru proiectarea sistemelor de control nelineare, care sunt justificate prin teoria aproximărilor universale [1..7,24]. Sistemul fuzzy în mod principal analizează și aproximează relațiile între variabile în funcție de dependența lor analitică. Cu alte cuvinte, acesta poate fi numit un model liber de estimare. Cu sistemul fuzzy, controlerul devine robust la schimbarea parametrilor

sistemului. Sistemul de control fuzzy este un sistem adecvat pentru controlul cuplului la MSPP-CS.

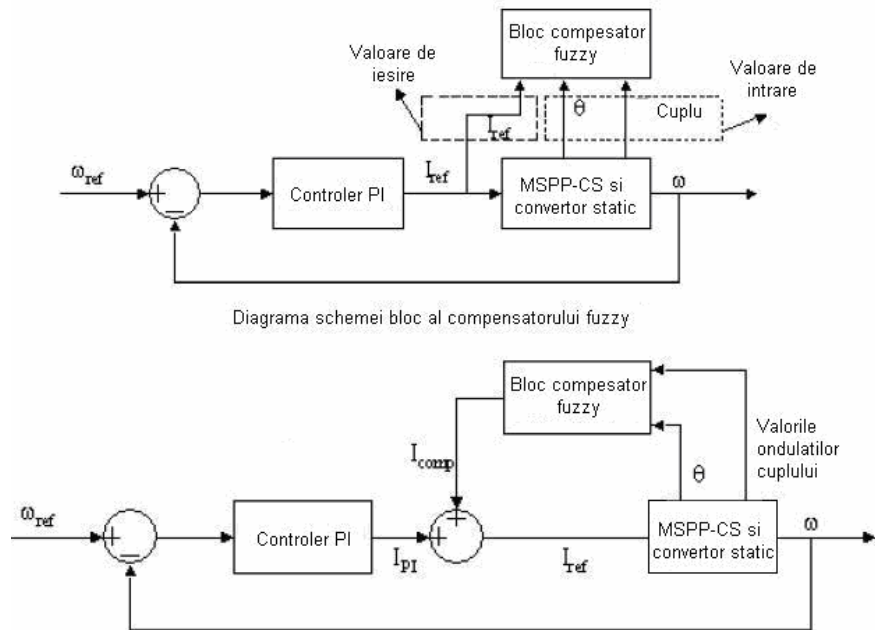


Diagrama schemei bloc al compensatorului fuzzy

Fig.4.1. Schema de comandă utilizând un regulator fuzzy compensator.

La aplicațiile servo, este cerut un cuplu neted pe toată gama de viteze. În cazul MSPP-CS eliminarea ondulațiilor devine o problemă majoră pentru un sistem de control. Controlul fuzzy devine insuficient pentru reducerea ondulațiilor cuplului la schimbarea vitezei și sarcinii de încărcare. În acest context, este necesară utilizarea unui mecanism de auto-învățare și adaptarea lui cu sistemul de comandă, sau prin introducerea unui sistem de reglare PI și a unui compensator fuzzy, care răspunde la reducerea ondulațiilor cuplu, și răspunsul la modificarea vitezei devine mai bun și rapid. Regulatorii fuzzy sunt construite cu un număr n de reguli dar randamentul optim este stabilit la $n < 25$ reguli. Schema de simulare care utilizează un regulator fuzzy în cascadă cu un regulator PI pentru curent este prezentată în fig.4.5. Mărimea de intrare la regulator este eroarea de viteză generată ca diferența între valoarea prestabilită și cea măsurată și derivata ei.

Regulatorul are 5 termeni lingvistici pentru mărimile de intrare. Ele fiind:

- negativ mare (NM)
- negativ mic (Nm)
- zero (Z)
- pozitiv mic (Pm)
- pozitiv mare (PM)

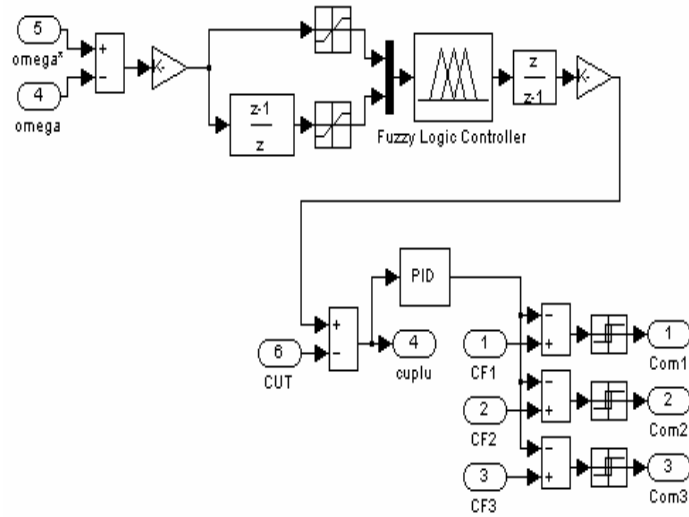


Fig.4.5. Schema bloc de reglare a turației utilizând regulator fuzzy PI.

Pentru fiecare termen lingvistic se definește câte o funcție de apartenență de tip triunghiular și trapezoidal. Ele sunt reprezentate grafic în fig. 4.2 și 4.3.

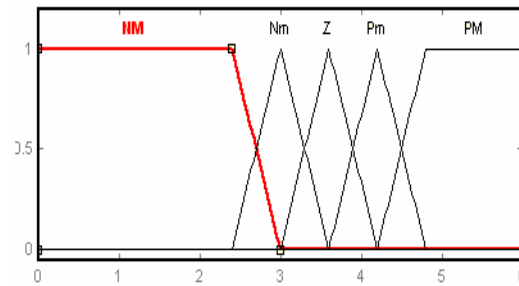


Fig.4.2. Funcțiile de apartenență pentru viteză de rotație.

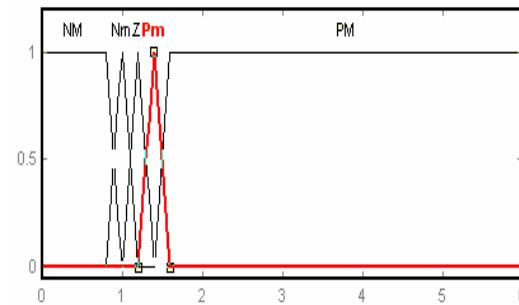


Fig.4.3. Funcțiile de apartenență pentru eroarea vitezei.

Baza de reguli este sintetizată într-un tabel Mac Vicar-Whelan, tab 4.1

EV/V	NM	Nm	Z	Pm	PM
NM	Z	Pm	PM	PM	PM
Nm	Nm	Z	Pm	PM	PM
Z	NM	Nm	Z	Pm	PM
Pm	NM	NM	Nm	Z	Pm
PM	NM	NM	NM	Nm	Z

Tab. 4.1. Tabelul Mac Vicar-Whelan corespunzător vitezei și eroare ei.

Funcțiile de apartenență corespunzătoare ieșirii sunt de tip triunghiular și trapezoidal, fig. 4.4.

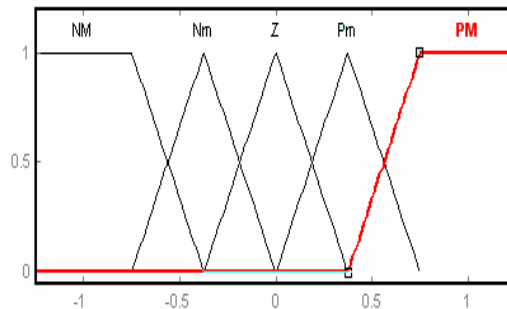


Fig.4.4. Funcțiile de apartenență corespunzătoare ieșiri regulatorului.

Este de menționat că rezultatele regulatorului fuzzy sunt obținute numai pe baza simulării. Din setul de simulări am prezentat variația vitezei și cuplului la răspunderea în semnal treaptă crescătoare, având ca motiv comparația datelor între cele trei regulatoare încercate la modelul matematic. MSPP-CS pornește în gol și cuplul rezistent face un salt de la 0.001[Nm] la valoarea sa maximă într-un timp de 0.6[s] și viteza de referință s-a stabilit la 1000 [rot/min], fig.4.6 și 4.7.

În realitate s-a făcut un set de simulări diferite având în vedere regimurile de funcționare a motorului. Anexa 4 reprezintă programul de implementare în Matlab-Simulink a regulatorului PI-fuzzy.

Avantajul metodei constă la scăderea semnificativă a undulațiilor în cuplu și curent. Răspunderea la semnalul treaptă crescătoare este mai lentă comparativ cu regulatoarele convenționale PI.

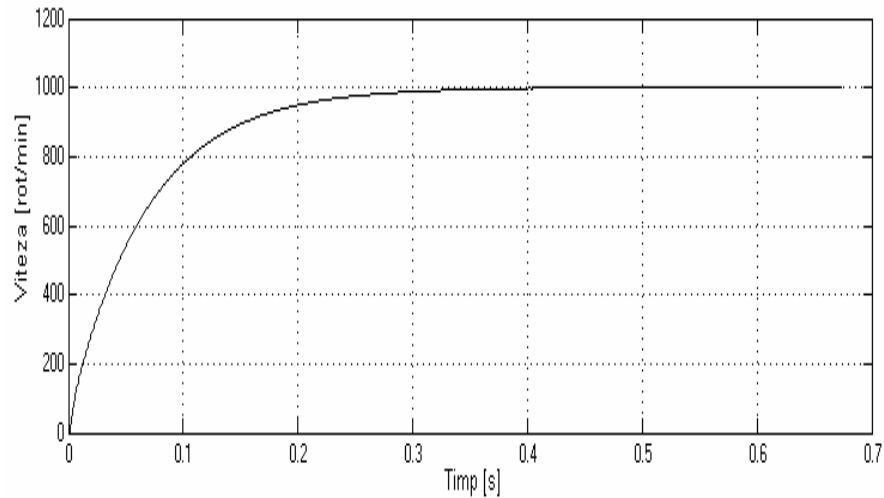


Fig.4.6. Rezultatul simulării răspunsului la pornire în gol și încărcare maximă la $T=0,6s$ cu viteza de 1000 rot/min

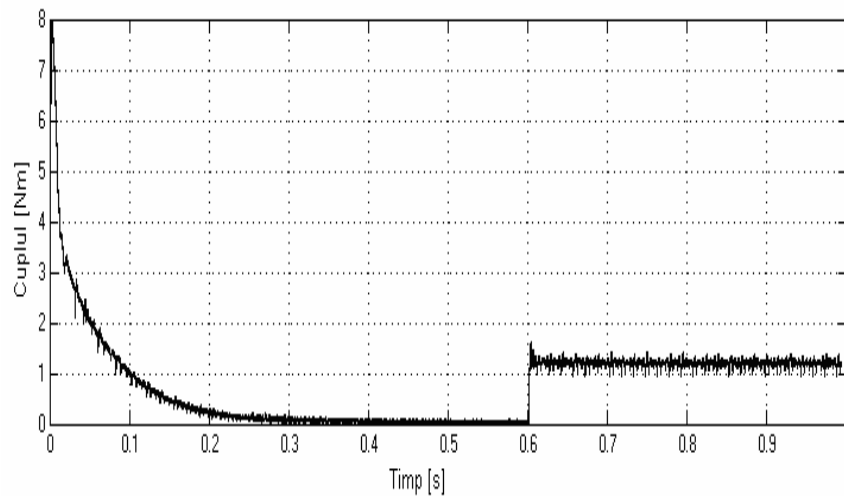


Fig.4.7. Rezultatul simulării răspunsului la pornire în gol și încărcare maximă la $T=0,6s$ cu viteza de 1000 rot/min.

4.3. Sistemul de reglare cu regulator PI

În subcapitolul precedent s-a prezentat reglarea fuzzy și una dintre concluzii a fost că, pentru acel tip de reglare, sistemul de comandă trebuie să fie suficient de rapid pentru realizarea algoritmului de calcul. Sistemul de comandă trebuie să gestioneze și alte evenimente, cum ar fi achiziția curenților, obținerea informației

asupra turației, reglarea curentului prin fazele mașinii și, în ultimul rând, energizarea corespunzătoare fazelor. [9...20]

Pentru sistemele de comandă mai puțin rapide, se pot utiliza și alte tipuri de reglări. Controlere PI sunt utilizate foarte mult în industrie, cu scopul menținerii unei viteze constante în cazul prezenței semnalelor disturbatoare. Așa cum am menționat în capitolul I în reglarea vitezei MSPP-CS se poate folosi un regulator de viteză în cascadă cu un regulator de curent. În acest subcapitol se prezintă reglarea vitezei MSPP-CS prin două metode:

Una utilizează un singur regulator PI pentru viteză și curentul se menține la valoarea prestabilită cu metoda de histerzis și PWM.

Cealaltă metodă utilizează două regulatoare PI în cascadă, unul pentru reglarea vitezei și celălalt pentru reglarea curentului. Și în acest caz semnalul de comutație a ventilelor este controlat prin metoda PWM.

4.3.1. Controlul MSPP-CS cu o singură buclă de reglare

Structura sistemului de acționare care utilizează o singură buclă de reglare este prezentată în fig.4.8. Pentru simularea sistemului de acționare s-a utilizat mediul Simulink. [25,26,30]

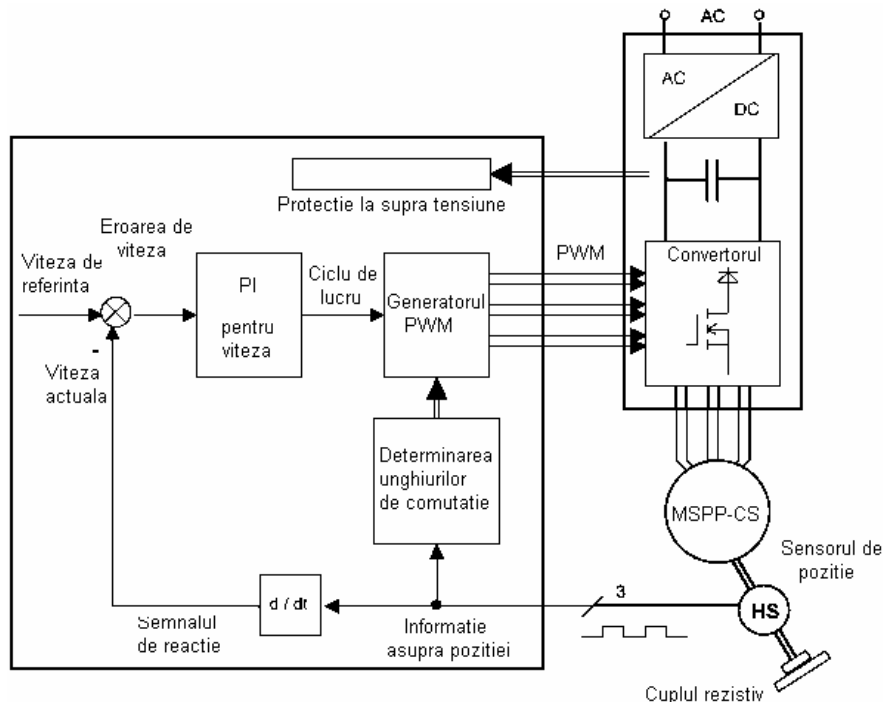


Figura 4.8. Structura sistemului de acționare al MSPP-CS cu senzori de poziție cu un singur regulator

Schema de simulare a fazelor motorului este reprezentată în fig.3.5, și convertorul în fig.3.8. Bucla control conține un regulator de viteză PI, mărimea de intrare fiind viteza prestabilită. Eroarea de viteză este generată de diferență între valoarea de referință cu cea obținută din măsurare. Măsurarea vitezei se face cu ajutorul senzorilor Hall, și buclei de derivare. Comanda ventilorilor se face prin intermediul senzorilor. Unghiul de deschidere este prestabilit funcție de numărul de poli rotorici și statorici, (în cazul nostru fiind de 60^0) în timp ce comanda unghiului de închidere se face funcție de viteză și de valoarea curentului. Schema regulatorului este prezentată la fig.4.9. Reglarea se face prin intermediul regulatorului PI curentul este menținut la valoarea prestabilită prin intermediul controlului de histerzis.

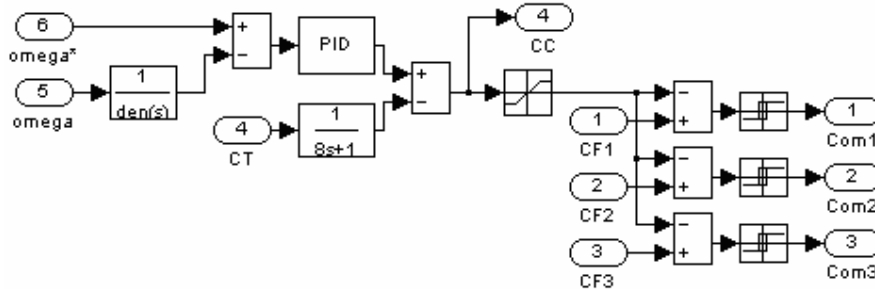


Fig.4.9. Modelul Simulink a blocului de reglare.

Semnalele de intrare la regulator trec la blocurile de filtrare. Ele sunt compuse de două filtre trece jos, una pentru curent și una pentru tensiune. Din cauza nelinearității modelului matematic al mașinii, constantele regulatorului PI sunt stabilite prin simulare.

Structura regulatorului de viteză și programul de implementare la DSP fiind reprezentate în Anexa 5. Valorile constantelor regulatorului de viteză stabilite prin simulare sunt prezentate în fig. 4.10.

```
#define SPEED_CONTROLLER_P_SCALE      13      /* proportional scale */
#define SPEED_CONTROLLER_P_GAIN       900     /*proportional gain */
#define SPEED_CONTROLLER_I_SCALE_12V  20      /* integration scale */
#define SPEED_CONTROLLER_I_GAIN       10      /*integration gain */
#define I_PHASE_MAX                   28.5    /*high limit of ph. current */
#define I_PHASE_MIN                   5.5
```

Fig.4.10. Constantele regulatorului de viteză.

Rezultatele obținute prin simulare fiind comparate cu cele reale obținute pe kit-ul de control al firmei Motorola. Variația vitezei și cuplului electromagnetic sunt prezentate în figurile ce urmează (4.11 și 4.12). MSPP-CS are o pornire în gol la viteza de 1000 rot/min și la timpul de 0.2 s s-a aplicat cuplul maxim. Această încercare s-a făcut pentru toată gama de viteze dar am decis să reprezint grafic o variația în cazul vitezei mediu.

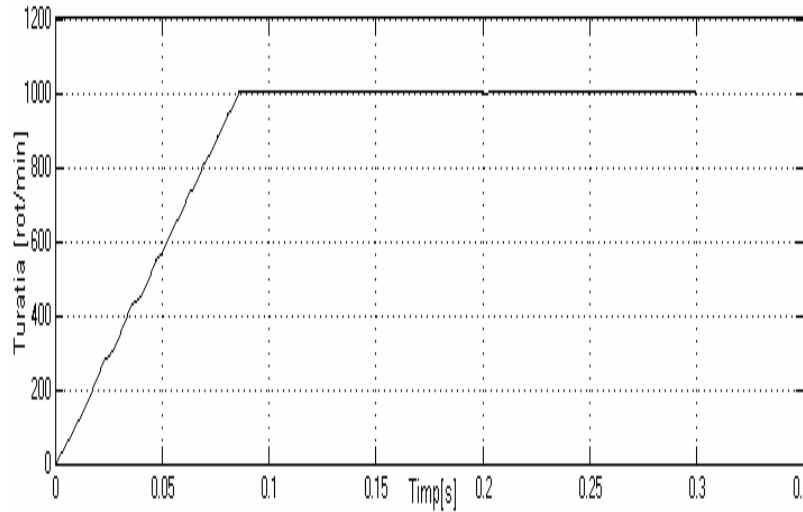


Fig.4.11. Rezultatul simulării răspunsului la pornire în gol și încărcare maximă la $T=0,2s$ cu viteza de 1000 rot/min

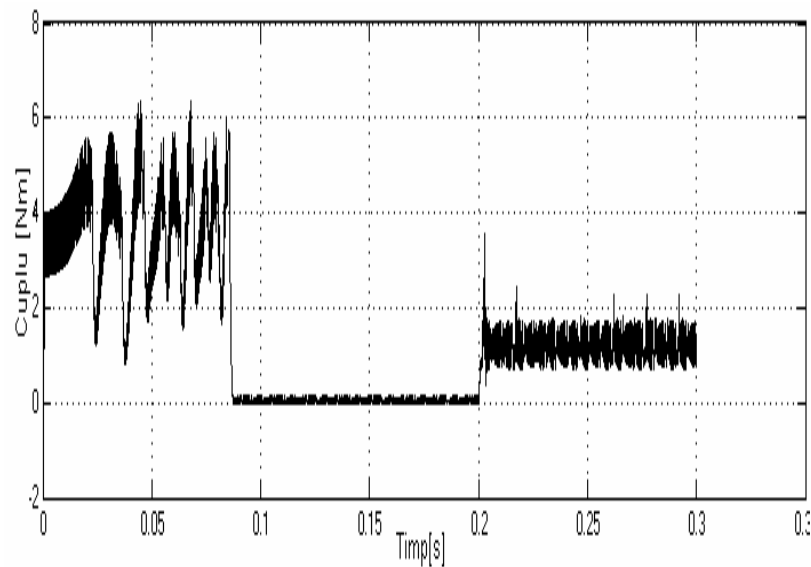


Fig.4.12. Rezultatul simulării răspunsului la pornire în gol și încărcare maximă la $T=0,2s$ cu viteza de 1000 rot/min.

Rezultatul experimental este prezentat în fig.4.13. Având în vedere că semnalul curentului este filtrat variația lui fiind lineară. MSPP-CS a pornit în gol și cuplul maxim s-a aplicat în 1.5 s după pornire. În momentul în care s-a aplicat

cuplul maxim viteza a avut tendința să coboare, zona 1 în fig.4.12. Timpul de stabilire a vitezei a fost foarte mic. Și după aplicarea cuplul maxim regulatorul a fost în stare să mențină ondulațiile curentului la valori scăzute. Această afirmare se poate vedea și în graficul de viteză.

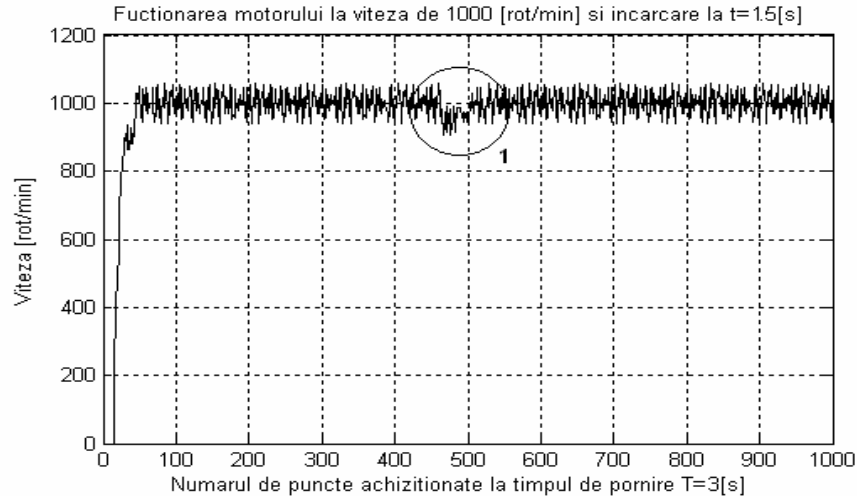


Fig.4.13. Rezultatul experimental la răspunderea în semnal treaptă și pornire în gol încărcarea maximă la se aplică la $T=1.5$ s, viteza de funcționare 1000 rot/min

4.3.2. Controlul MSPP-CS cu două bucle de reglare

La controlul MSPP-CS cu două bucle de reglare s-a utilizat o structură asemănătoare cu cea anterioară dar în cascadă cu regulatorul de viteză s-a introdus un regulator de curent. Și în acest caz valoarea de referință este viteza prestabilită. Eroarea de viteză este valoarea de referință a curentului. Eroarea de curent fiind valoarea obținută din diferența între curentul referință și cel măsurat. Regulatorul este simulat în mediul Simulink fig. 4.14. și structura sistemului de acționare la fig.4.16. [15.....20, 25,27]

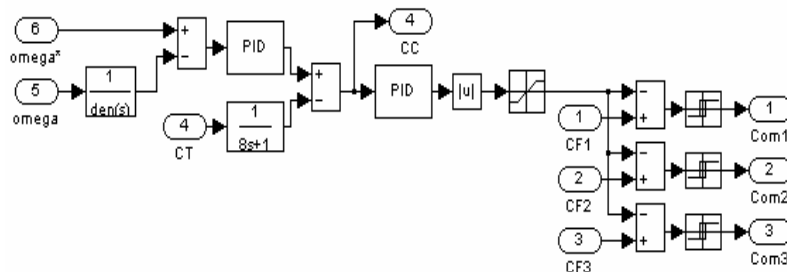


Fig.4.14. Modelul Simulink a blocului de reglare.

Pentru obținerea unui semnal bun sunt utilizate filtrele de semnal. Ele au aceeași structură ca și în cazul anterior. Din datele de proiectare a MSPP-CS valoarea curentului este de 28.5 A dar pentru motive de siguranță a sistemului de comandă s-a utilizat bucla de histererezis. Ca și în cazul anterior constantele regulatorului sunt obținute prin simulare, valorile lor sunt prezentate la fig.4.15. Programul de implementare a reguletoarelor la DSP reprezentat este reprezentat în Anexa 5.

La kit-ul experimental măsurarea curentului se face prin intermediul rezistențelor R_5 , R_6 , R_7 , aflate în interiorul convertorului fig.3.7.

```
#define SPEED_CONTROLLER_P_SCALE      7      /* proportional scale */
#define SPEED_CONTROLLER_P_GAIN      900    /* proportional gain */
#define SPEED_CONTROLLER_I_SCALE_12V 16     /* integration scale */
#define SPEED_CONTROLLER_I_GAIN      100    /* integration gain */
#define I_PHASE_MAX                  28.5   /* high limit of ph. current */
#define I_PHASE_MIN                  5.5

#define CURRENT_CONTROLLER_P_SCALE   12     /* proportional scale */
#define CURRENT_CONTROLLER_P_GAIN    100    /* proportional gain */
#define CURRENT_CONTROLLER_I_SCALE_12V 4    /* integration scale */
#define CURRENT_CONTROLLER_I_GAIN    120    /* integration gain */
#define DUTY_CYCLE_MAX               100.0  /* 100 high limit of */
#define DUTY_CYCLE_MIN               8.0   /* 8 low limit of duty cycle*/
```

Fig.4.15. Constantele regulatorului de viteză.

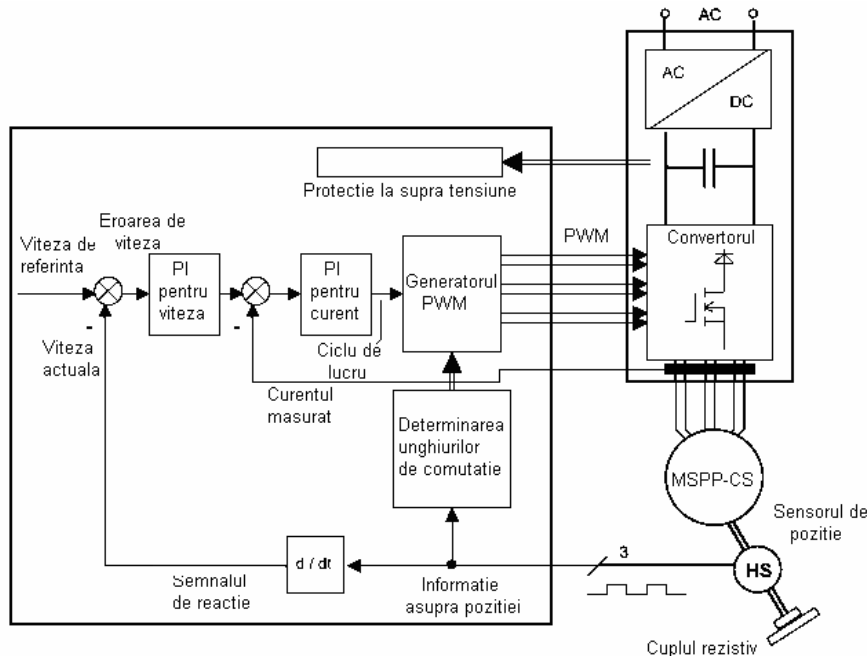


Figura 4.16. Structura sistemului de acționare al MSPP-CS cu senzori de poziție cu două reguletoare în cascadă

Rezultatele obținute din simulare sunt comparate cu cele experimentale. Și în acest caz MSPP-CS are o pornire în gol la viteza de 1000 rot/min și la timpul de 0.2 s s-a aplicat cuplul maxim. Această încercare s-a făcut pentru toată gama de viteze dar am decis să reprezint grafic o variația în cazul vitezei mediu.

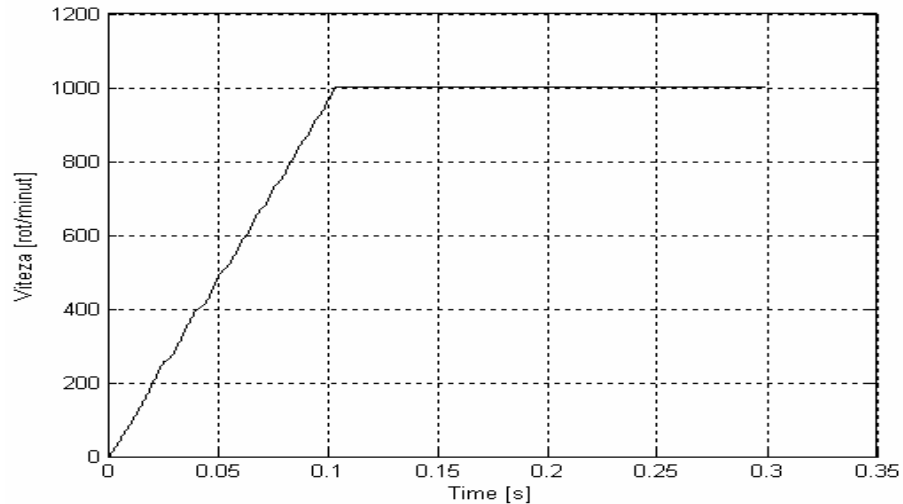


Fig.4.17. Rezultatul simulării răspunsului la pornire în gol și încărcare maximă la $T=0,2s$ cu viteza de 1000 rot/min

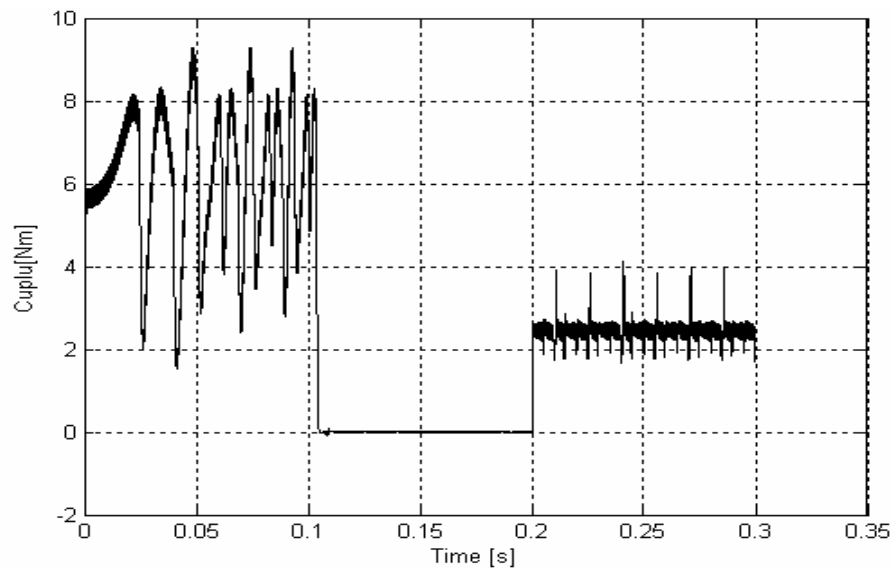


Fig.4.18. Rezultatul simulării răspunsului la pornire în gol și încărcare maximă la $T=0,2s$ cu viteza de 1000 rot/min.

Rezultatele de simulare sunt prezentate în fig.4.17 și fig.4.18 și rezultatul experimental în fig.4.19. Ca și în cazul anterior s-a prezentat graficul de variație a vitezei. Aplicarea cuplului maxim s-a făcut la 1.6 s după pornire zona 1.

Prin introducerea regulatorului de curent sunt minimizezate undulațiile curentului și vitezei. Acest rezultat s-a obținut și experimental.

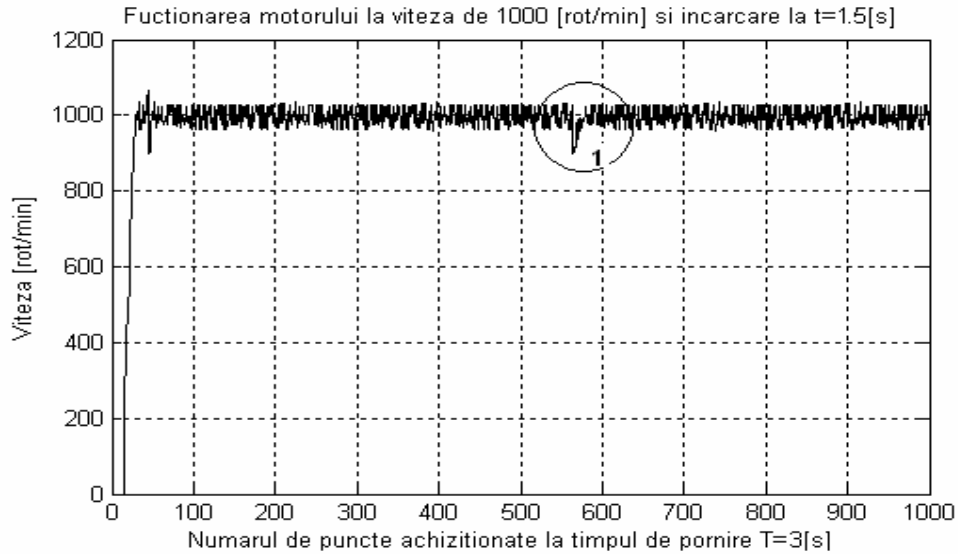


Fig.4.19. Rezultatul experimental la răspunderea în semnal treaptă și pornire în gol încărcarea maximă la se aplică la T=1.5 s, viteza de funcționare 1000 rot/min. În acest caz se utilizează un regulator de curent în cascadă cu regulatorul de viteză.

Rezultate optime sunt obținute și în cazul răspunderi la semnal treaptă crescător de la viteza de 700 rot/min la 1500 rot/min. Schema de Simulink utilizată pentru obținerea vitezei de referință este prezentată la fig.4.20.

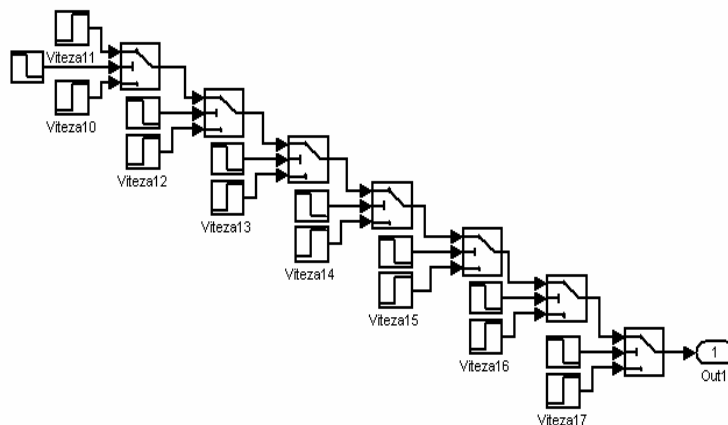


Fig.4.20. Schema de Simulink utilizată pentru obținerea semnalului treaptă.

Rezultatul obținut din simulare este comparat cu cel experimental, fig4.21 și fig4.22. Răspunderea sistemului la acest timp de semnal și încărcare a fost foarte rapidă.

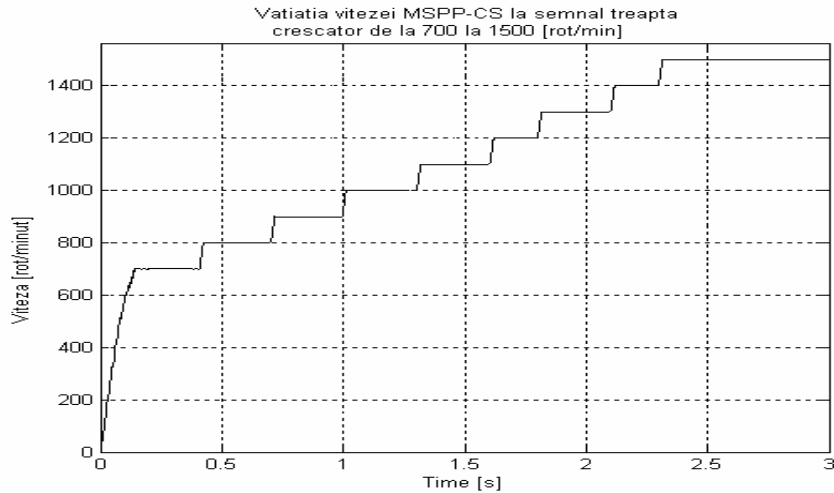


Fig.4.21. Răspunderea la semnal treaptă și încărcare maximă rezultate obținute din simulare.

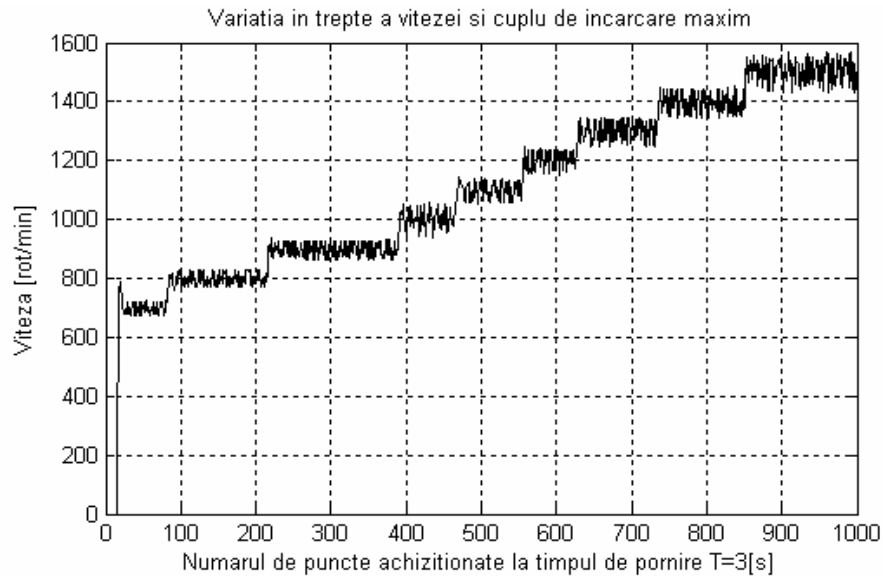


Fig.4.22. Răspunderea la semnal treaptă și încărcare maximă, rezultatul experimental

În sistemul de reglare sunt utilizate două bucle de reglaj una pentru viteze mai mari decât 400 rot/min, cu rezultatele prezentate la mai sus și una pentru viteze mai mici. Structura regulatorului utilizat în cazul 2 este asemănătoare cu cea

utilizată în cazul 1. Alegerea reguletoarelor se face automat funcție de viteza prestabilită.

4.4. Studiul regimurilor de funcționare a MSPP-CS

Studiul regimului de funcționare a MSPP-CS are o importanță aparte. În funcție de acest regim, se poate stabili algoritmul de funcționare sensorless. În acest subcapitol este studiată variația mărimilor electrice și magnetice, precum și implementarea reguletoarelor menționate mai sus.

Aplicația s-a implementat într-un procesor de semnal Motorola din familia de DSP56F8XX. Această placă de control s-a utilizat și în cazul aplicației sensorless, obiect al capitolului următor. [20,25....30]

4.4.1. Algoritmul procesului de pornire și de recunoaștere a poziției polilor.

Structura algoritmului este prezentată în fig.4.23. Prin programul pe care l-am dezvoltat la începutul procesului se trimite un semnal de recunoaștere. La momentul de pornire, senzorii sunt alimentați simultan, astfel fiecare din ei transmite semnale pentru poziția rotorului. Prin intermediul unei rutine de compararea semnalelor, se alege modul de comutație a fazelor. (rutina este prezentată în Anexa 5). Semnalul generat de senzorul A arată poziția de aliniere a fazei A, ș.a.m.d.

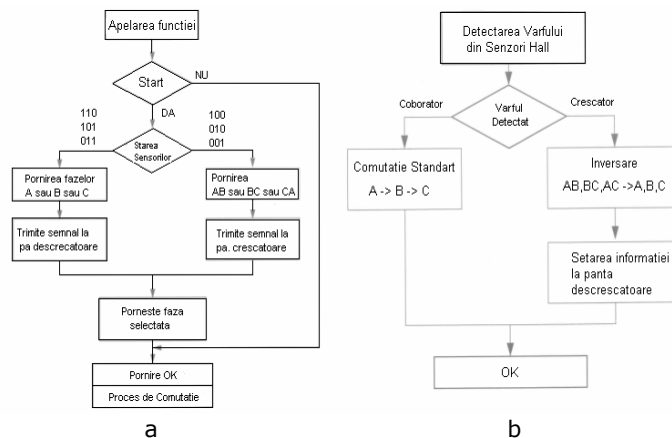


Figura 4.23. Structura algoritmului de pornire a MSPP-CS cu ajutorul senzorilor Hall, Inițializare (a) și pornire (b).

Comutația fazelor poate să fie simplă sau compusă, iar în acest caz sunt alimentate două faze. Aceasta ar însemna că unghiul electric de comutație este de 100° . Cuplul pozitiv produs din acest proces este capabil să producă pornirea motorului. Diagrama de control a modului de comutație a fazelor este prezentată în

figura 4.23,b. În urma procesului de pornire am achiziționat variația curentului și fluxului magnetic, fig.4.24, 4.25.

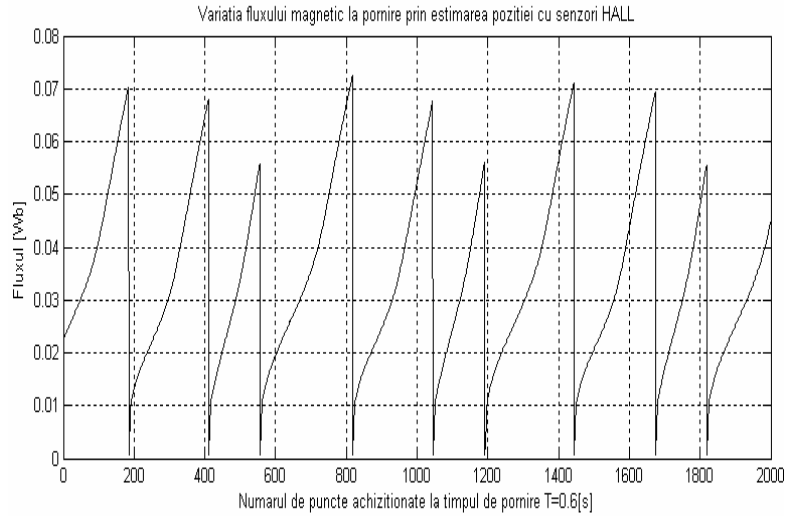


Fig.4.24. Variația fluxului magnetic la pornire.

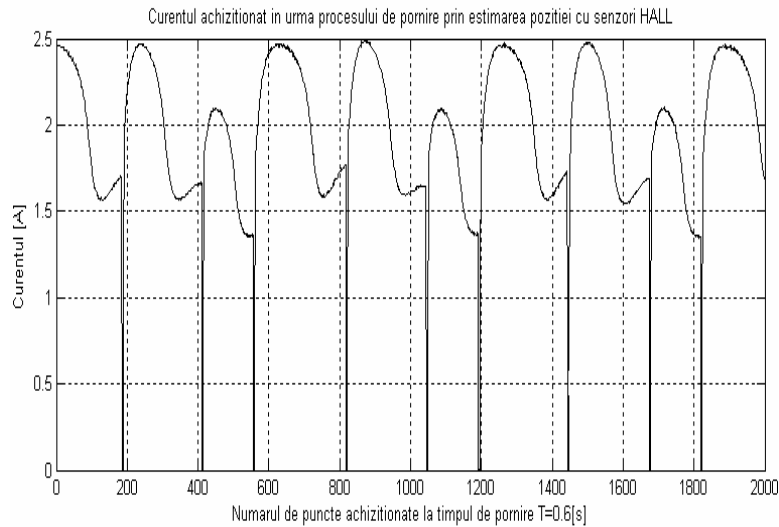


Fig.4.25. Variația curentului la pornire.

Figura 4.26 reprezintă impulsurile de comutație pentru fazele motorului. Semnalul este pe frontul descrescător și în cazul în care se necesită comutația a două faze. Semnalul de pornire este obținut cu ajutorul acestor impulsuri.

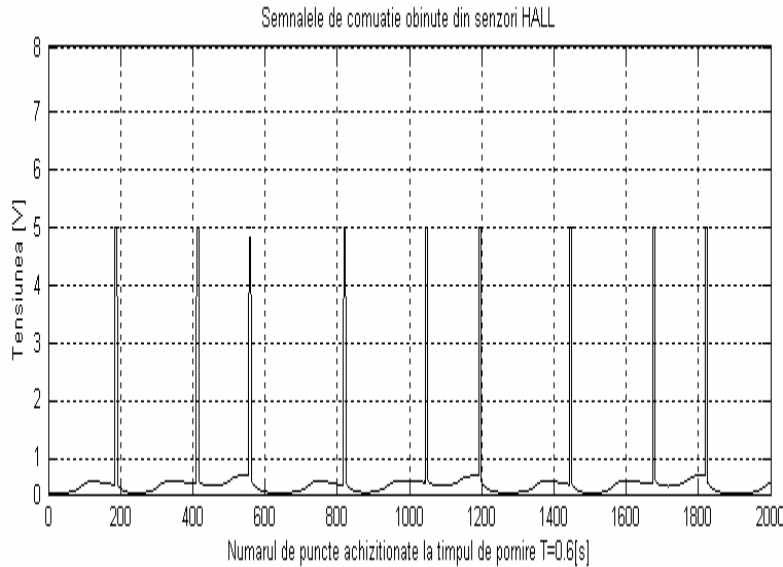


Fig.4.26. Impulsurile de comutație primite de senzori Hall.

4.4.2. Algoritm de inițializare a regimului stabil de funcționare

Algoritm de funcționare în regim stabil se inițializează după terminarea regimului de pornire. Programul pe care l-am dezvoltat este redat în fig.4.27. Mărimea de intrare la sistemul de comandă este viteza prescrisă. Ea poate fi determinată prin intermediul interfeței de comunicare sau din software-ul de funcționare.

Algoritm de calcul al vitezei actuale este bazat pe semnalele primite de la senzori. În funcție de timpul lor de comutație, se determină viteza actuală. Eroarea generată între comparația vitezei dorite cu cea actuală este mărimea de intrare la regulatorul de viteză.

În regimul stabil de funcționare, sunt implementate regulatoarele de viteză și curent. În figura de mai sus este prezentat algoritmul de funcționare conform schemei de simulare din fig.4.9.

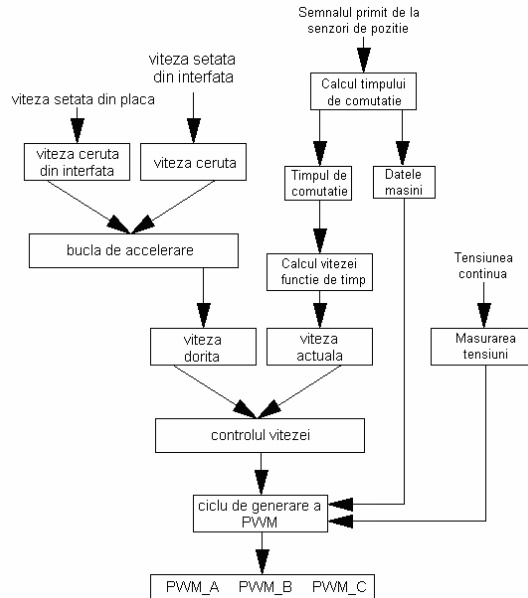


Figura 4.27. Structura algoritmului de funcționare în regim stabil a MSPP-CS cu ajutorul senzorilor Hall

Reglarea este realizată prin intermediul unui singur regulator (regulator de viteză), unde viteza dorită este stabilită ca fiind

$$\omega_{Dorit} = \frac{\omega_{Pornire}}{\omega_{MAX}} \quad (4.2)$$

Unde:

ω_{Dorit} - viteza dorită de proces

$\omega_{Pornire}$ - viteza de pornire a sistemului.

ω_{MAX} - viteza maximală măsurată de sistem.

Viteza actuală este calculată prin intermediul timpului capturat între două pante coborâtoare ale semnalului furnizat de senzori Hall. Ecuația de calcul este ca mai jos.

$$\omega_{Actual} = \frac{Constan\ ta_de_Viteza}{Timpul_de_Captura} \quad (4.3)$$

Curentul este menținut la limita stabilită prin intermediul controlului de histeresis. Structura programului de implementare a regulatorului este bazată pe măsurarea vitezei. În urma acestui proces sunt achiziționate semnalele de flux și curent.

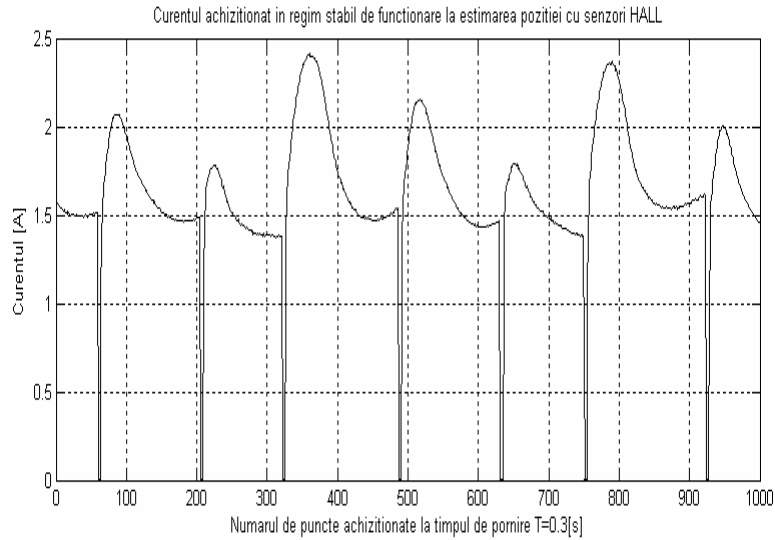


Fig.4.28. Curentul achiziționat în regim stabil de funcționare.

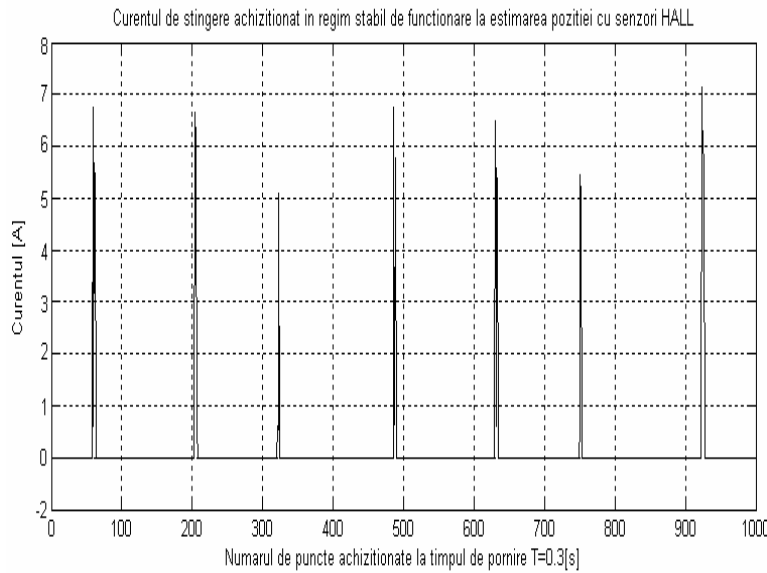


Fig.4.29. Curentul de stingere achiziționat în regim stabil de funcționare.

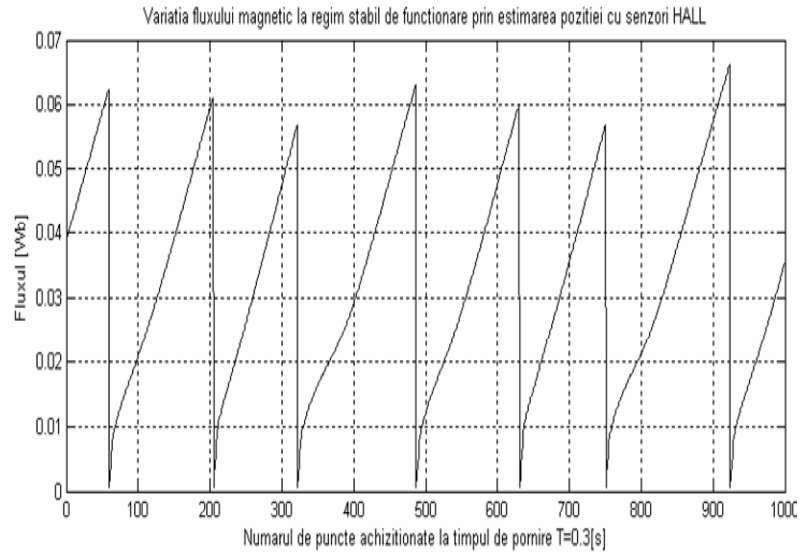


Fig.4.30. Variația fluxului în regim stabil de funcționare.

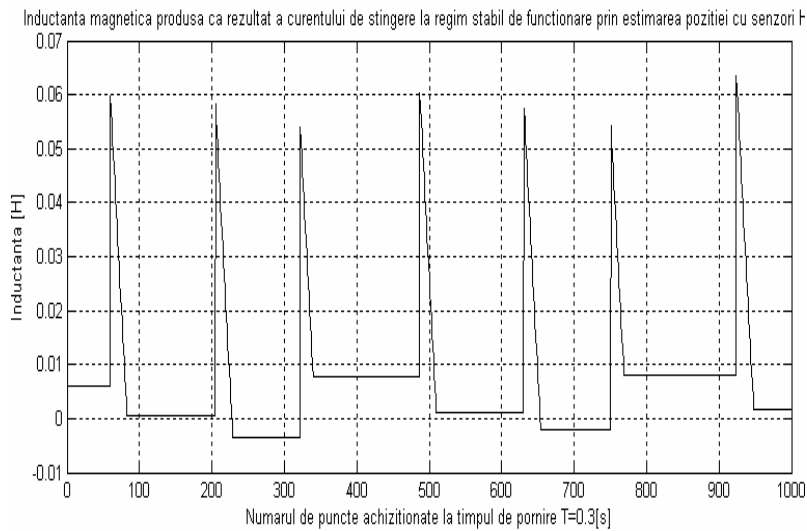


Fig.4.31. Inductanța magnetică produsă ca rezultat a curentului de stingere în regim stabil de funcționare.

4.5. Concluzi

În acest capitol am trecut în revistă câteva posibilități de reglare a turației MSPP-CS. Pentru obținerea unor rezultatelor bune, este necesară introducerea unor sisteme combinate de reglare.

Cele mai bune rezultate obținute prin simulare aparțin reguletoarelor fuzzy. Totuși, timpul de calcul este mai mare și obținerea vitezei stabilite este mai lentă. Dar au scăzut semnificativ ondulațiile în cuplul. Regulatorul fuzzy a avut o răspundere foarte bună și fără a fi nevoie de limitarea curentului prin histerezis.

Schemele care au utilizat reguletoarele clasice PI au o răspundere aproape asemănătoare, dar prin introducerea regulatorului de curent este posibilă scăderea ondulațiilor de cuplu. Răspunsul în timp este aproape egal. Schema care utilizează un singur regulator are nevoie de controlul prin histerezis a curentului. La simulare și în timpul experimentelor s-a menținut o valoare limită de 2.5 și de 10-12A.

În ambele cazuri, motorul s-a încărcat la valoarea cuplului maxim, dar trebuie să admitem că am avut de pierdut la viteza maximă, având în vedere că valoarea curentului maxim este de 30A. Bloc-schema de reglaj care utilizează un singur regulator (numai pe regulatorul de viteză) poate fi utilizată în cazurile în care nu se ține cont de variația cuplului electromagnetic.

Implementarea reguletoarelor s-a făcut cu un kit de dezvoltarea programelor pe microprocesorul Motorola din familia DSP56Fxxx.

Scopul încercării reguletoarelor a fost nu numai comparația între ele, dar și obținerea informațiilor necesare pentru dezvoltarea aplicației sensorless bazată pe teoria de estimare a fluxului. Prin studiul regimului de pornire și a celui de funcționare stabilă, se obțin informațiile necesare pentru variația mărimilor electrice. Aceste informații au fost reprezentate mai sus. Pentru a obține rezultate bune cu metoda sensorless trebuie ca semnalul de comutație a fazelor să corespundă cu valoarea unghiului electric. În cazul nostru acest unghi este de 60° .

4.6. Bibliografie

- [1] S. Forrai – *Hierarchical Control Concept For Switched Reluctance Motors Based on Fuzzy Logic* – Variable Structure Approach. Tehnical University of Cluj Romania
- [2] Bhim Singh, Virendra Kumar Sharma, S.S. Murthy - *Performance Analysis of Adaptive Fuzzy Logic Controller for Switched Reluctance Motor Drive System*. – Indian Institute of Technology, Delhi, Hauz Khas, New Dehli Department of Electrical Engineering.
- [3] Sayeed Mir Member IEEE, Malik Elbuluk Senior Member IEEE, Iqbal Husain, Member IEEE – *Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using Adaptive Fuzzy Control* - IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 35, No 2, March/April 1999.
- [4] Luis O.A.P. Henriques Student Member IEEE, Luis G.B. Rolim, Walter I. Suemitsu Member IEEE, Paulo J.C. Branco Member IEEE and Joaquim A. Dente – *Torque Ripple Minimization In a SRM by Neuro – Fuzzy Compesator* – IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 36, No 5, September 2000.

- [5] Adrian David Cheok Member IEEE and Zhongfang Wang Member IEEE - *Fuzzy Logic Rotor Position Estimation Based Switched Reluctance Motor DSP Drive With Accuracy Enhancement* - IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 20, No 4, July 2005.
- [6] Zongfang Wang, Adrian David Cheok, Lim khiang Wee - *Sensorless Rotor Position Estimation Algorithm for Switched Reluctance Motors Using Fuzzy Logic* - Department of Electrical and Computer Engineering, National University of Singapore.
- [7] Ștefan Preitel, Radu Emil Precup - *Introducerea în Conducerea Fuzzy a Proceselor*. - Editura Tehnică București 1997.
- [8] *Digital Signal Processing Solutions for the Switched Reluctance Motor* Literature Number: BPRA058 Texas Instruments Europe July 1997
- [9] Pavol Rafajdus, Ivan Zrak, Valeria Hrabovcova - *ANALYSIS OF THE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR (SRM) PARAMETERS*, Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 55, NO. 7-8, 2004, 195-200
- [10] Lisiat Takau and Simon Round - *Design Of a Switched Reluctance Motor For An Electric Vehicle*, Department of Electrical and Computer Engineering University of Canterbury.
- [11] L. E. Dahdah M. H. Nagrial J. Rizk, - *Performance and Control of the Switched Reluctance Motor*, Power Conversion and Intelligent Motion Control Group School of Mechatronic, Computer and Electrical Engineering University of Western Sydney, Nepean P.O. Box 10, Kingswood, NSW 2747 AUSTRALIA
- [12] Mohamed Zribi And Muthana T. Alrifai - *Robust Controllers For Variable Reluctance Motors* Received 12 June 2004 and in revised form 29 September 2004.
- [13] 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.
- [14] Tzu-Shien Chuang; Pollock, C.; *Robust speed control of a switched reluctance vector drive using variable structure approach* - Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 44 Issue: 6 , Dec 1997
- [15] Hwu, K.I.; Liaw, C.M.; - *Quantitative speed control for SRM drive using fuzzy adapted inverse model* - Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , Volume: 38 Issue: 3 , Jul 2002.
- [16] Husain, I.; Ehsani, M.; - *Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control* - Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 11 Issue: 1 , Jan 1996
- [17] Blaabjerg, F.; Kjaer, P.C.; Rasmussen, P.O.; Cossar, C.; - *Improved digital current control methods in switched reluctance motor drives* - Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 14 Issue: 3 , May 1999
- [18] Sahoo, S.K.; Panda, S.K.; Xu, J.X.; - *Iterative learning-based high-performance current controller for switched reluctance motors* - Energy Conversion, IEEE Transactions on , Volume: 19 , Issue: 3 , Sept. 2004
- [19] Rahman, K.M.; Gopalakrishnan, S.; Fahimi, B.; Velayutham Rajarath nam, A.; Ehsani, M.; - *Optimized torque control of switched reluctance motor at all operational regimes using neural network* - Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 37 Issue: 3 , May/June 2001 Page(s): 904 -913
- [20] Changhwan Choi; Seungho Kim; Yongdae Kim; Kyihwan Park; - *A new torque control method of a switched reluctance motor using a torque-*

- sharing function* - Magnetics, IEEE Transactions on , Volume: 38 Issue: 5 , Sep 2002
- [21] Inderka, R.B.; De Doncker, R.W.A.A.; - *High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives* - Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 39 Issue: 4 , July-Aug. 2003
- [22] Inderka, R.B.; De Doncker, R.W.A.A.; - *DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives* - Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 39 Issue: 4 , July-Aug. 2003
- [23] Sahoo, S.K.; Panda, S.K.; Jian-Xin Xu; - *Indirect torque control of switched reluctance motors using iterative learning control* - Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 20 , Issue: 1, Jan. 2005
- [24] Koblara Th., *Implementation Of Speed Controller For Switched Reluctance Motor Drive Using Fuzzy Logic*. Optim 2008 Braşov România
- [25] *** - 3-Phase SR Motor Control with Hall Sensors Using DSP56F80X
- [26] *** - Mapping ADC Control Registers to the SDK API
- [27] *** - DSP56F80x Rev. 3.0 Addendum.
- [28] *** - General DSP56F80x Interface Exmples Using The Embedded SDK
- [29] *** - 3-Phase SR Sensorless Motor Control Using DSP56F80X
- [30] *** - Emdedded SDK (Softwre Development Kit)

5. Metoda de control sensorless a MSPP-CS

5.1. Introducere

Principiul fundamental al metodei sensorless este obținerea informației despre poziția polilor rotorici prin măsurarea parametrilor electrici ai mașinii. Cu alte cuvinte, informația este obținută din caracteristicile magnetice ale mașinii. Clasificarea metodelor sensorless este prezentată în capitolul I, fig.1.29. În funcție de aceste metode, s-a dezvoltat o serie de scheme care au avantajele și dezavantajele lor. Aplicabilitatea lor depinde de performanțele și de costul sistemului de acționare.

Metoda prezentată în acest capitol a fost studiată pentru prima dată de către Heldlund și Lundberg în anul 1991 [30,31,32,33]. Semnalul care identifică poziția polilor rotorici față de cei statorici este creat de curent și tensiune.

Metoda aplicată în acest capitol se bazează pe comparația fluxului estimat cu cel de referință pentru determinarea unghiului de închidere a ventilelor. Când valoarea fluxului estimat devine egală cu valoarea fluxului de referință, se produce semnalul de închidere a ventilelor unei faze și comutația fazei următoare.

5.2. Structura sistemului de acționare

Sistemul de acționare este alcătuit de MSPP-CS blocul convertor cu structura prezentată la capitolul III și blocul de redresare. Sistemul de comandă și control reprezintă cea mai importantă parte a întregului sistem. [42...49]

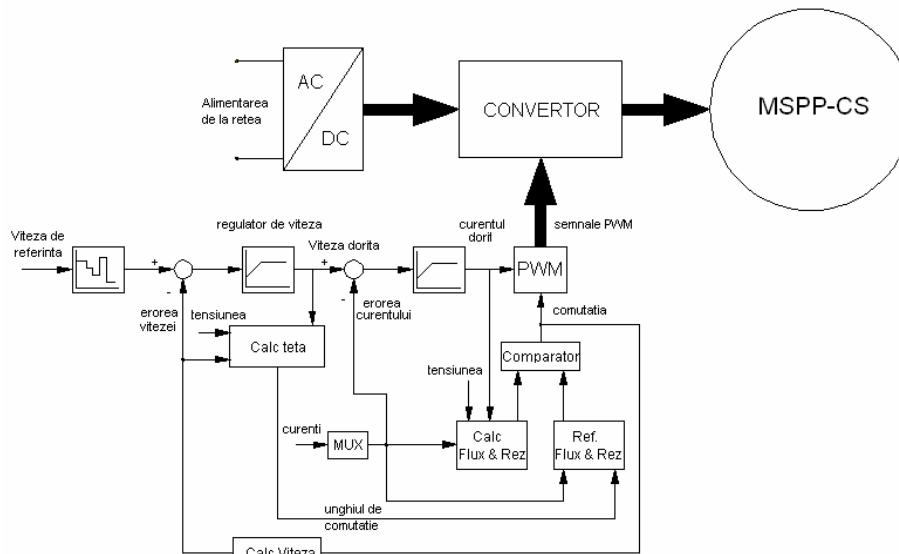


Figura 5.1. Structura sistemului de acționare la controlul sensorless a MSPP-CS

Această structură de comandă reprezintă blocurile de calcul și de comparare ale fluxului activ cu cel de referință. Din aceste blocuri se obține informația necesară pentru determinarea unghiurilor de comutație a ventilelor. Semnalele obținute calculează ciclul de PWM pentru fiecare fază. Structura reguletoarelor este în cascadă, unde sistemul este reprezentat de un regulator de viteză și unul de curent. Mărimea principală de intrare este valoarea de referință a vitezei. Eroarea ei este calculată din timpul de comutație a ventilelor. Curenții sunt sesizați cu ajutorul unor rezistențe amplasate pe convertor. Ele sunt reprezentate în mod detaliat în Capitolul VI.

5.3. Considerente teoretice

Mărimile de intrare la estimatorul fluxului sunt curentul și tensiunea pe fază. Fig. 5.2 reprezintă schematic această structură. Componentele de bază sunt blocul de calcul a fluxului, cel de reținere a curbei de referință și blocul de estimare a rezistenței fazei. Pentru a îmbunătăți timpul de calcul și a micșora setul de valori eronate, s-a utilizat o singură curbă de referință corespunzătoare poziției de aliniere a polilor rotorici cu cei statorici. [1.....15]

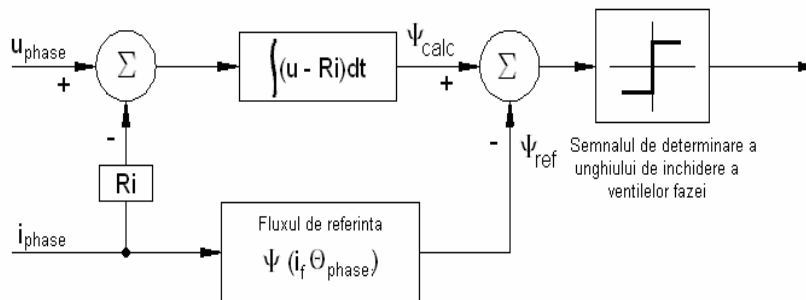


Fig. 5.2. Schema bloc a estimatorului de flux.

Rezistența fazei mașinii este un element important la calcul inductanței. Ea variază aproximativ 30% din valoarea sa nominală, în funcție de temperatura motorului. Efectul ei este foarte important la estimarea corectă a fluxului. Astfel, erorile produse de estimare rezistenței produc o inexactitate la estimarea fluxului magnetic, ceea ce produce rezultate nesatisfăcătoare pentru metoda sensorless. Determinarea grafică a erorii rezistenței este prezentată în fig.5.3. Din ecuația tensiunii reprezentată la capitolul II, rezultă următoarea relație:
 R^* fiind valoarea rezistenței estimate astfel.

$$R^* = R + \Delta R \quad (5.1)$$

Prin această metodă, curentul de fază și forma inductanței sunt calculate pe întreaga perioadă. Această metodă este bazată pe faptul că: dacă curentul este zero și fluxul magnetic devine zero. Eroarea de rezistență produce un flux estimat eronat. Astfel se calculează eroarea de estimare a fluxului, când valoarea curentului scade la zero.

$$\Psi_{Faza} = \int_{t_{on}}^t (u_{Faza} - R \cdot i_{Faza} - R \cdot i_{Faza}) dt = \Psi_{Faza} + \Psi_{Error} \Rightarrow \Psi_{Faza} = \Psi_{Error} = - \int_{t_1}^{t_2} \Delta R \cdot i_F dt \quad (5.2)$$

Considerăm că rata de modificare a rezistenței fazei este foarte mică pentru o perioadă de comutație. Astfel rezultă din ecuația 4

$$\frac{\Delta R}{t_2 - t_1} \cong 0 \Rightarrow \Psi_{Error} = -\Delta R \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{Faza} dt \Rightarrow \Delta R = \frac{\Psi_{Error}}{\int_{t_1}^{t_2} i_{Faza}} \quad (5.3)$$

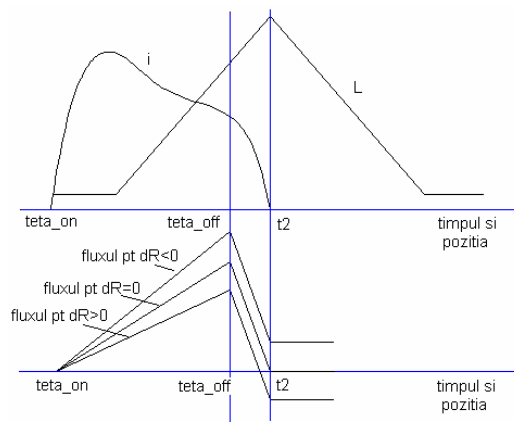


Figura 5.3. Determinarea grafică a calcului erori de rezistență.

5.4. Dezvoltarea aplicației sensorless ajutorul DSP-ului Motorola 56F806

În funcție de datele teoretice, s-a dezvoltat un program pe platforma DSP-ului. Datele și caracteristicile lui sunt prezentate în Capitolul VI. Programul conține două etape principale. Una aparține momentului de pornire, iar alta regimului stabil de funcționare. Structura programului de pornire sensorless a MSPP-CS este reprezentată în fig. 5.4. [42,43]

5.4.1. Algoritmul procesului de pornire la funcționarea sensorless

Inițial, vor fi alimentate două faze succesive, astfel încât polii rotorului mașinii să se afle într-o poziție intermediară față de cele două faze. Există un timp de așteptare de o valoare 50 [ms] pentru impulsul de inițializare. Imediat după aceasta, se deconectează o fază și rămâne la conducție una singură. În program am

stabilizat un timp de așteptare $T_A < 500[ms]$, pentru a face posibilă alinierea totală între polii rotorici și statorici ai unei faze.

În acest moment au loc următoarele procese:

Stabilizarea rotorului și frânarea lui la faza respectivă, precum și măsurarea valorii rezistenței. Datele obținute din măsurare determină procesul de pornire. Imediat are loc alimentarea fazelor. [6]

Timpul de stabilizare și măsurare este aproximativ de o secundă. $T_{M_A} < 1[s]$. În totalitate, procesul de pornire și intrarea în regimul stabil de funcționare durează aproximativ $T_p < 2[s]$. Direcția de rotație este stabilită în funcție de aplicație și de butoanele aflate pe platforma DSP-ului. Ea este stabilită înainte de a începe procesul de inițializare.

Este de menționat că alegerea fazelor care fac procesul de pornire se face în mod aleator, doar în funcție de dorința programatorului. [18,38,42]

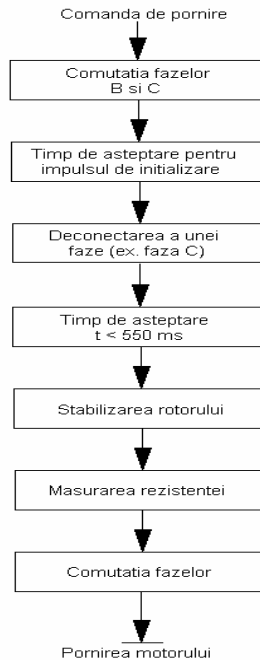


Fig.5.4. Determinarea grafică a calcului erori de rezistență

Algoritmul de estimare a fluxului este prezentat în fig. 5.5. Rezistența fazei este măsurată din valoarea curentului și tensiunii. La acest proces este luat în considerare faptul că valoarea lui este egală pentru toate fazele mașinii. Din măsurarea valorilor curentului și tensiunii, se calculează valoarea fluxului magnetic. Această valoare este comparată cu valoarea de referință. În cazul în care valoarea nu corespunde cu valoarea de referință, se reia calculul, iar faza rămâne sub tensiune. Dacă valoarea corespunde, atunci se trece la calcul unghiului de comutație pentru faza următoare și trimiterea semnalului de stingere pentru faza aflată în conducție.

Impulsul curentului de stingere pentru demagnetizarea totală a fazei este de durată foarte mică. Când valoarea sa ajunge la zero, are loc determinarea erorii de calcul a fluxului. În concordanță cu precizările teoretice, dacă valoarea este mai mare sau mai mică decât zero, are loc compensarea valorii rezistenței prin ridicarea sau scăderea lui. [24]

La programul conceput, inductanța de la poziția de aliniere este determinată ca fiind o funcție dată de ecuația de mai jos.

$$L_{\text{Poziție_de_Aliniere}} = \frac{L_{\text{Poziție_Aliniata}}}{\frac{u_{MAX}}{i_{\text{Faza_Max}}}} \quad (5.4)$$

$L_{\text{Poziție_Aliniata}}$ - se obține din datele de proiectare ale motorului și corespunde celei mai mari valori a inductanței. Valoarea calculată se compară în continuare cu valorile de referință memorizate. Viteza de calcul este mare și depinde de frecvența ciclului de PWM. Cu alte cuvinte, ciclul de eșantionare este de:

$$T = \frac{1}{16000} = 62.5 \cdot 10^{-6}$$

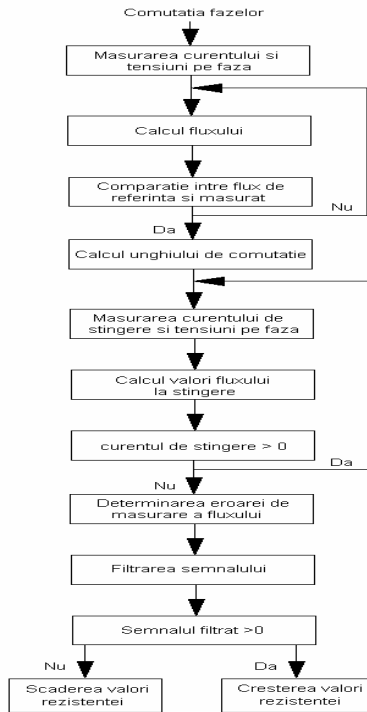


Fig. 5.5. Reprezentarea algoritmului de calcul al fluxului motorului.

Mărimile electrice sunt urmărite în timpul procesului de pornire. Ele sunt prezentate grafic, [28,36,43]. Programul de achiziționare a punctelor este prezentat în Capitolul VI. Fig. 5.6. reprezintă variația curentului în momentul de pornire. În momentul de pornire, variația curentului nu este identică pentru cele trei faze, la una dintre faze timpul de comutație fiind mai mare, ceea ce corespunde cu inițializarea și comutația succesivă a fazelor.

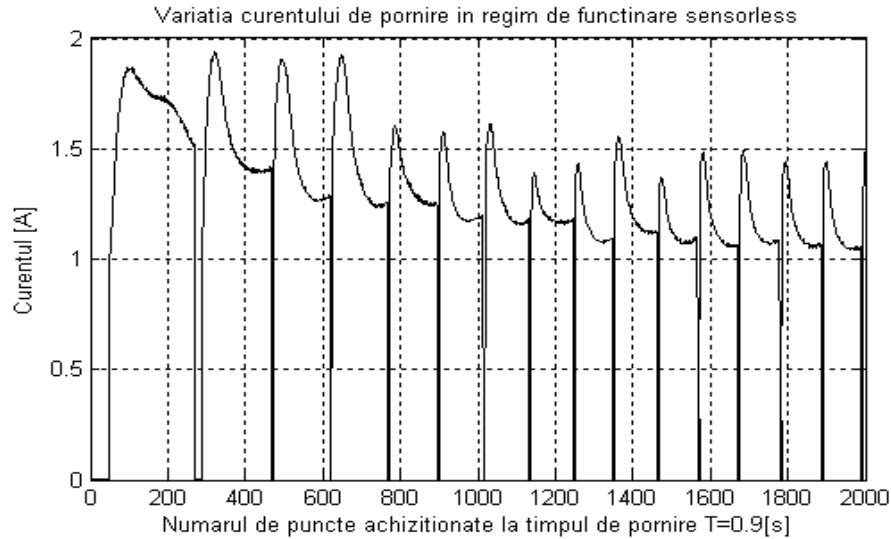


Fig.5.6. Curentul achiziționat în urma procesului de pornire
Semnalul de determinare a regimului de pornire la
functionarea sensorless a MSPP-CS

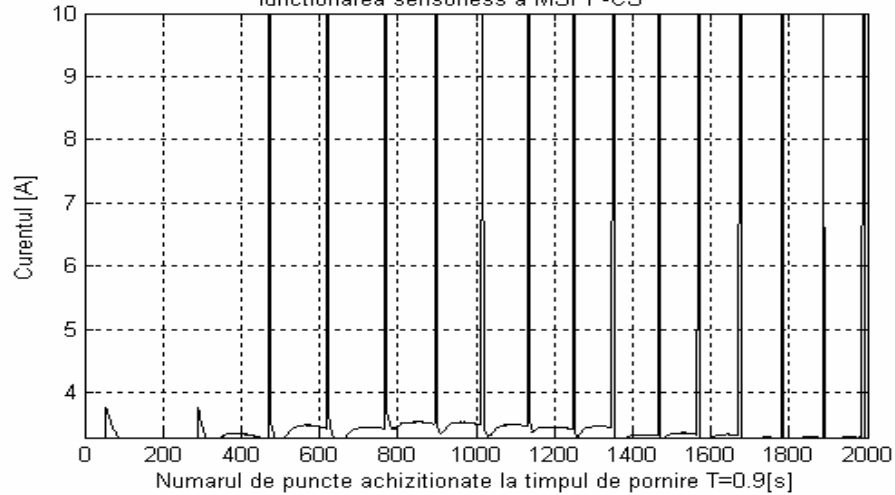


Fig.5.7. Semnalul de comutație a fazelor în urma procesului de pornire.

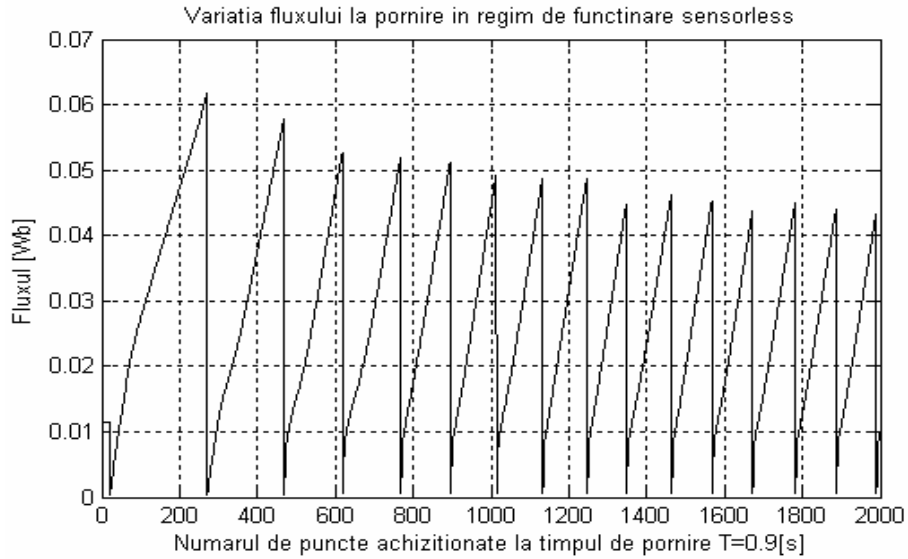


Fig.5.8. Variația fluxului magnetic în urma procesului de pornire.

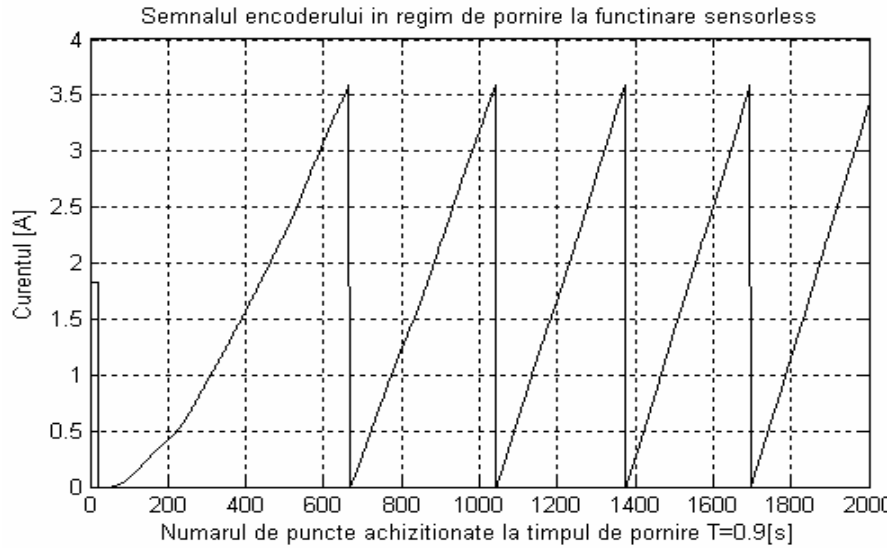


Fig.5.9. Semnalul encoderului la regimul de pornire a MSPP-CS.

În fig. 5.7. este reprezentat semnalul de lucru s-au altfel spus semnalul de comutație a fazelor. Variația inductanței este asemănătoare cu variația curentului. Este de menționat că datele obținute sunt salvate în fișiere text, iar ridicarea graficelor s-a făcut prin mediul de programare Matlab, M-file. Implementarea programului este prezentată în Anexa 6. Pentru explicarea ciclului de funcționare s-a

utilizat un ecoder de viteză rolul lui a fost numai urmărirea semnalelor pentru a se înțelege ciclul de funcționare, fig.5.9. [17,31,32]

5.4.2. Algoritm de inițializare a regimului stabil de funcționare sensorless

La sfârșitul algoritmului de pornire are loc inițializarea regimului de funcționare stabil. El este complex și compus de două blocuri principale: una de măsurare a parametrilor electrici de funcționare și alta pentru reglarea variabilelor de intrare. Algoritmul estimatoarelor pe care l-am dezvoltat este prezentat în fig. 5.10. Programul în sine fiind prezentat în Anexa 6.

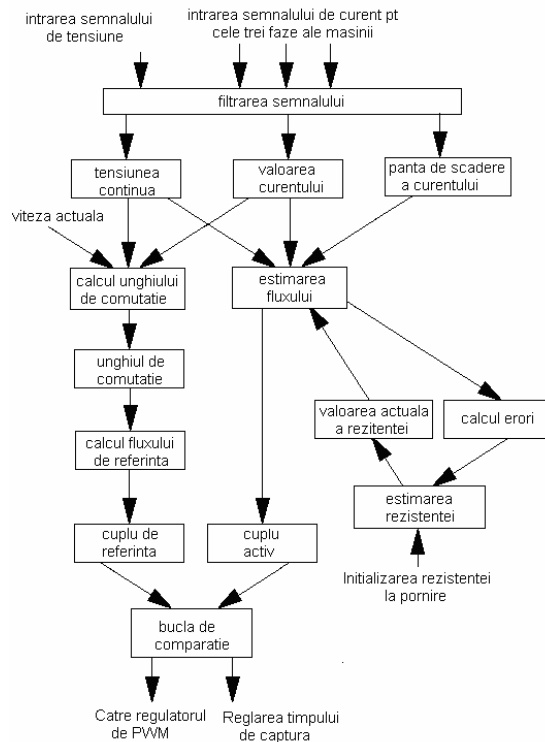


Fig.5.10. Algoritm de funcționare în regim stabil.

Semnalele de intrare sunt mărimile electrice, curentul și tensiunea. În urma măsurărilor, are loc estimarea fluxului în regim stabil. Ea este asemănătoare cu regimul de pornire, dar din valoarea sa se calculează cuplu activ, iar datele obținute sunt comparate cu valorile de referință primite din blocurile de regulator. În funcție de viteza actuală și curentul actual, algoritmul calculează unghiurile de comutație și cuplul de referință. Valorile comparate sunt trimise la blocurile reglatoarelor de proces.

Tensiunea continuă este calculată cu formula:

$$u_{dc} = \frac{V_{DC}}{V_{MAX}} \quad (5.5)$$

V_{DC} - reprezintă tensiunea continuă măsurată

V_{MAX} - tensiunea continuă maximală, ea pentru platforma de tensiune mică fiind 12.9V determinată din datele de proiectare.

Așa cum am menționat mai sus, această valoare este măsurată în funcție de timpul de eșantionare.

În urma procesului de funcționare stabil, am putut achiziționa valoarea curentului, valoarea fluxului și valoarea semnalelor de stingere. Achiziția datelor s-a făcut ca și în primul caz cu ajutorul programului de interfațare. Datele obținute sunt reprezentate grafic.

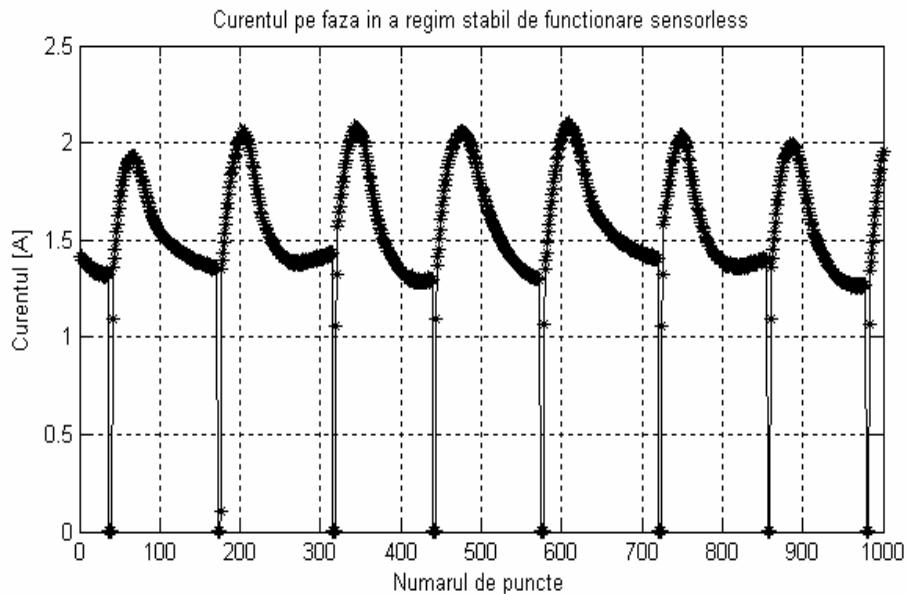


Fig.5.11. Curentul achiziționat la regim de funcționare stabil

Variația curentului devine stabilă după momentul de pornire, comutația fazelor intră în regim de sincronizare. Din grafic se poate observa timpul de comutație a fazelor. El este aproximativ egal. Achiziționarea datelor este făcută pentru un curent de 2.5 A și pentru un timp de 3 [s], timpul maxim de achiziționare a interfeței.

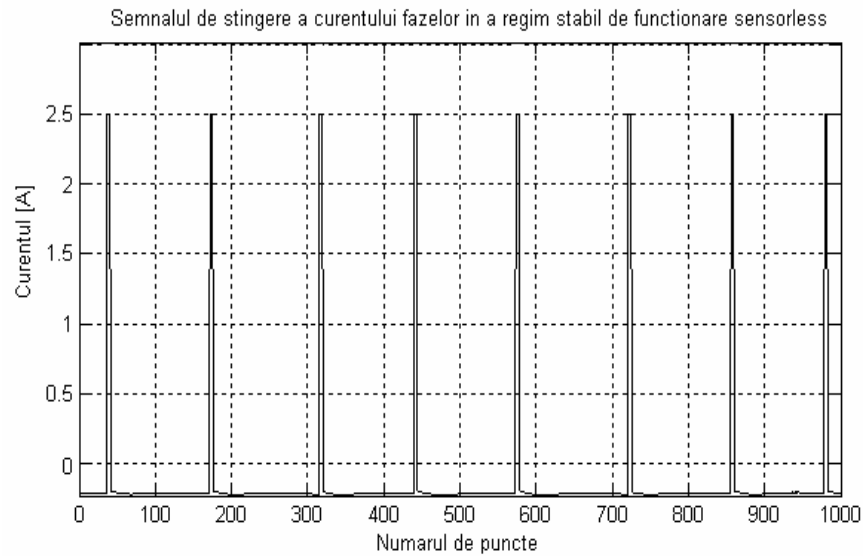


Fig.5.12. Curentul de stingere la regim de funcționare stabil

În regimul stabil, am achiziționat și variația inductanței fazei, precum și a valorii fluxului magnetic produs de curentul de stingere a fazei. Semnalele sunt echidistante, ceea ce arată un regim stabil de funcționare. În funcție de alegerea corectă a reguletoarelor, acest regim nu este disturbat de încărcarea sistemului.

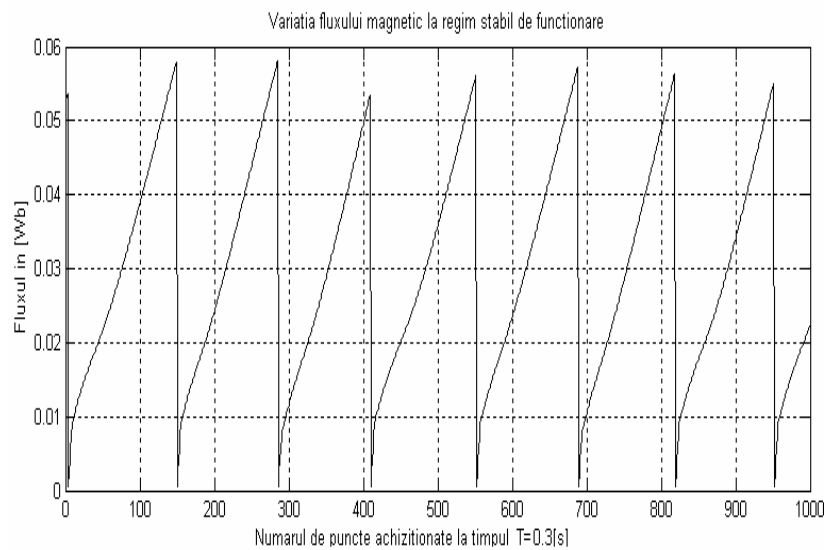


Fig.5.13. Variația fluxului magnetic la regim de funcționare stabil

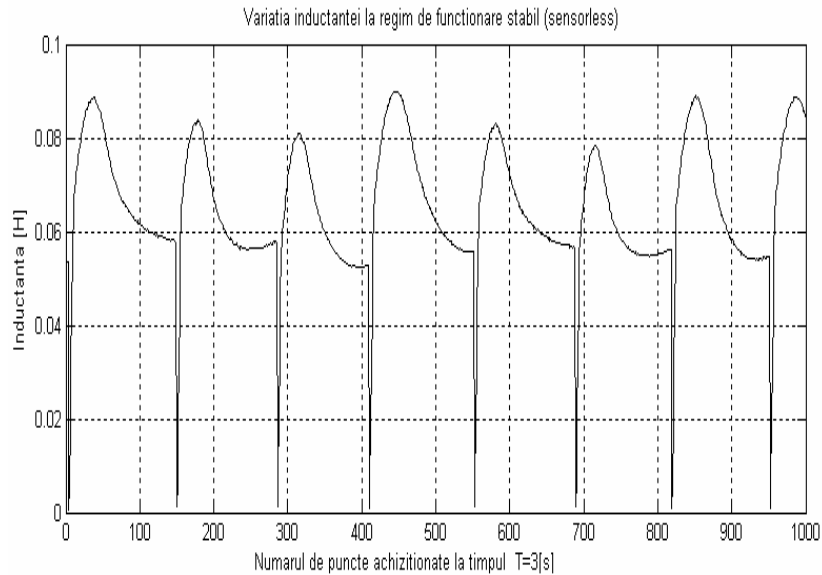


Fig.5.14. Variația inductanței magnetice la regim de funcționare stabil

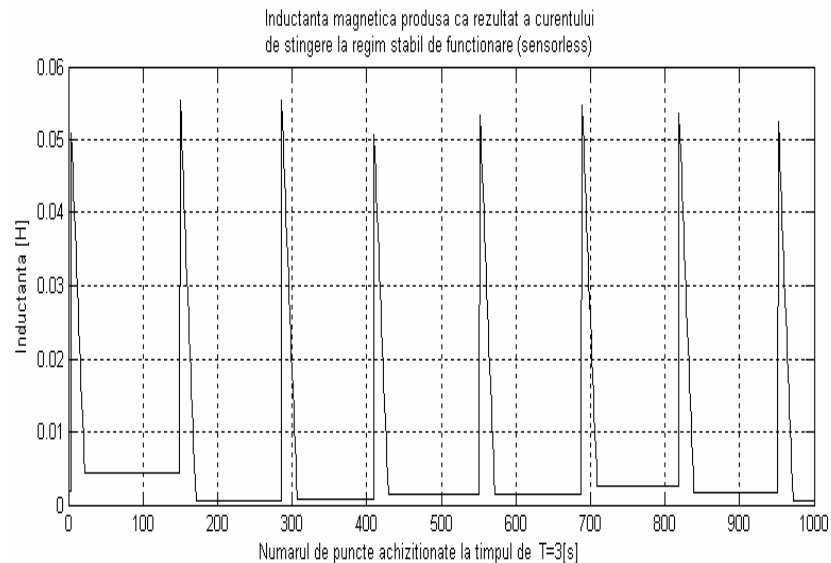


Fig.5.15. Inductanța magnetică produsă ca rezultat a curentului de stingere

În graficul din figura 5.14 și 5.15 se observă o modificare a curbelor inductanței pentru două faze a motorului. Momentul respectiv corespunde modificării sarcinii de încărcare a mașinii. Această modificare conduce la un regim dinamic, care tinde să modifice funcționarea stabilă a motorului, dacă sarcina este

mai mare decât cuplul activ putând să ducă la ieșirea din sincronizăm a motorului. În acest caz, este indicată oprirea și reluarea procesului de inițializare pentru a se intra în regimul stabil. [39]

Estimatorul de flux utilizat la regimul stabil de funcționare este același estimator ca și în cazul momentului de pornire. Diferența este numai în structurarea programului și trimiterea comenzilor de control. În primul caz, semnalele nu sunt dirijate de către regulatoarele de proces și nu se ține cont de viteza de rotație. Ea are ca scop doar alinierea polilor și calculul rezistenței de pornire.

Programul pe care l-am conceput menține constant unghiul de comutație a ventilelor, iar în funcție de valoarea curentului calculează unghiul de închidere a ventilelor. Calculul unghiului de comutație a ventilelor este dat de formula (5.6) Scara de împărțire a unghiului electric este.

$$\theta_{comutatie_elec} = \frac{v_{comutatie_electric}}{180^0} \quad (5.6)$$

v - valoarea unghiului de comutație dorit. Ea depinde de geometria motorului și de convertorul utilizat.

În acest moment, se aplică semnalul de demagnetizare a fazei aflate la conducție. Cu cât mai rapidă este această demagnetizare, cu atât mai bine funcționează motorul. Implementarea programului este prezentată în Anexa 6.

5.5. Strategia de reglare a turației la funcționarea sensorless a MSPP-CS

Strategia de reglare a turației la funcționarea sensorless a MSPP-CS este bazată pe două regulatoare de structură clasică PI. Mărimea de intrare este viteza de referință., ea fiind calculată la de bucla de accelerare, pentru a nu produce ieșirea din sincronism a comutației fazelor. Timpul de accelerare este determinat în program. Ele sunt reprezentate în Anexa 6. [16,18,49]

Schema de principiu a regulatorului este reprezentată în figura 5.16.

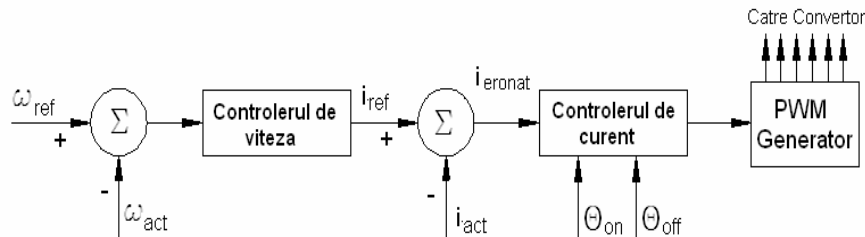


Figura 5.16. Structura regulatorilor la funcționarea sensorless a MSPP-CS.

Structura regulatorilor este în cascadă. Semnalul de intrare la regulatorul de viteză este obținut din diferența între viteza de referință și cea actuală. Viteza actuală în lipsa encoderelor sau senzori HALL este obținută în mod analitic, din estimatorul de flux, în funcție de variația fluxului magnetic. Blocul de control al vitezei produce valoarea curentului de referință. Algoritmul de calcul este prezentat în figura 5.17. [37,38,41]

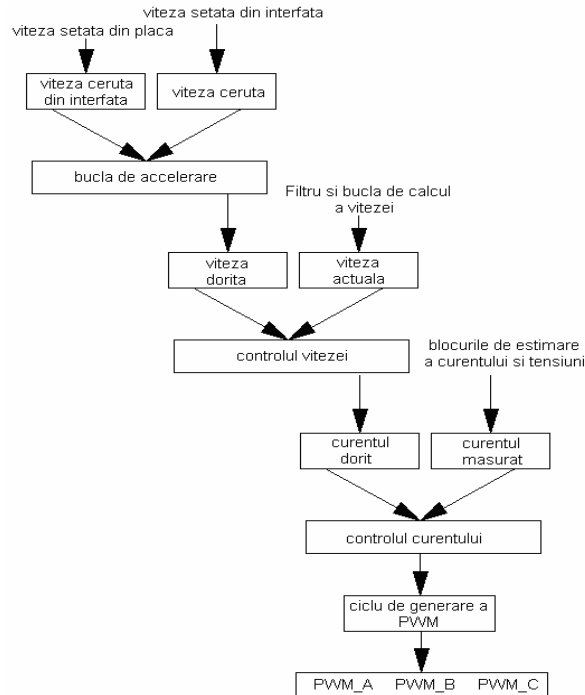


Figura 5.17. Programului dezvoltat pentru reglarea curentului și vitezei MSPP-CS.

Ea se compară cu valoarea curentului actual, formula de calcul a curentului activ este:

$$i_{Active} = \frac{i_{active}}{i_{Faza_Max}} \quad (5.4)$$

Unde:

i_{Activ} - curentul măsurat la faza aflată în comutație

$i_{Fază}$ - curentul maxim admisibil.

Valoarea maximă a curentului este determinată din datele de proiectare, curentul activ se măsoară cu ajutorul rezistențelor aflate în serie cu tranzistoarele.

În structura programului conceput, constantele regulatorului de viteză și curent sunt determinate experimental. La determinarea lor s-a ținut cont de dalele obținute prin simulare.

Datorită structurii foarte dinamice a sistemului de acționare, am construit două regulatoare, unde fiecare funcționează pentru o gamă determinată a valorii regulatorului de viteză și curent. Ele sunt alese în funcție de viteză prescrisă.

Structura programului conceput este reprezentată în fig. 5.18. Viteza de limită este de 400 [rpm].

Regulatorul de curent este compus dintr-un bloc de reglare PI, și un bloc de limitare a curentului maxim admisibil. Viteza prescrisă (dorită) se poate determina prin două metode: una este scrierea lui și o altă metodă este prin intermediul

programului de interfață. În funcție de această viteză, programul alege constantele regulatorului.

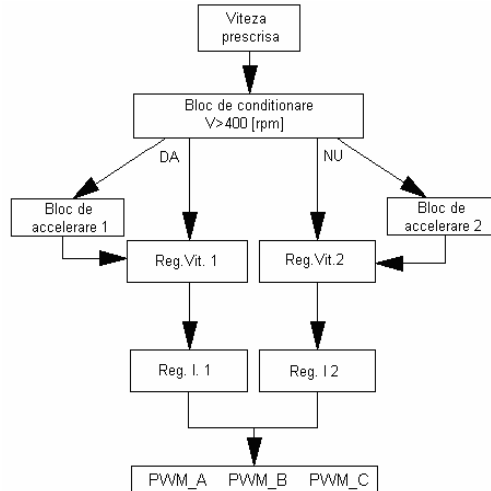


Figura 5.18. Structura programului în funcție de viteza de acționare.

Așa cum s-a menționat la capitolul anterior structura regulatorului la schema de simulare este reprezentată în fig. 5.19. Aici sa reprezentat numai schema bloc pentru regulatorul de viteze $V < 400[rpm]$.

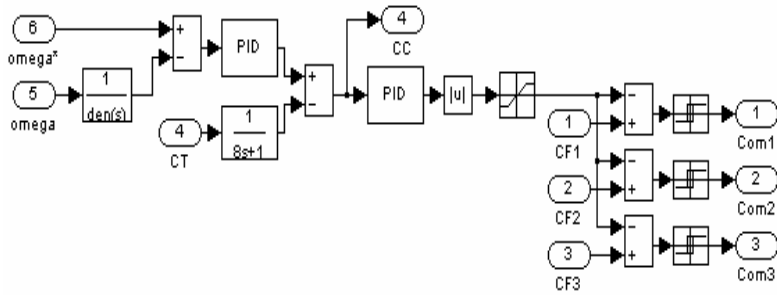


Fig.5.19. Modelul Simulic al blocului de reglare.

În urma încercărilor, s-au obținut rezultatele prezentate în continuare. Valoarea curentului s-a limitat la 12A. Prima încercare corespunde răspunsului la semnalul treaptă pentru limita superioară a primului regulator și pentru limita superioară a regulatorului doi.

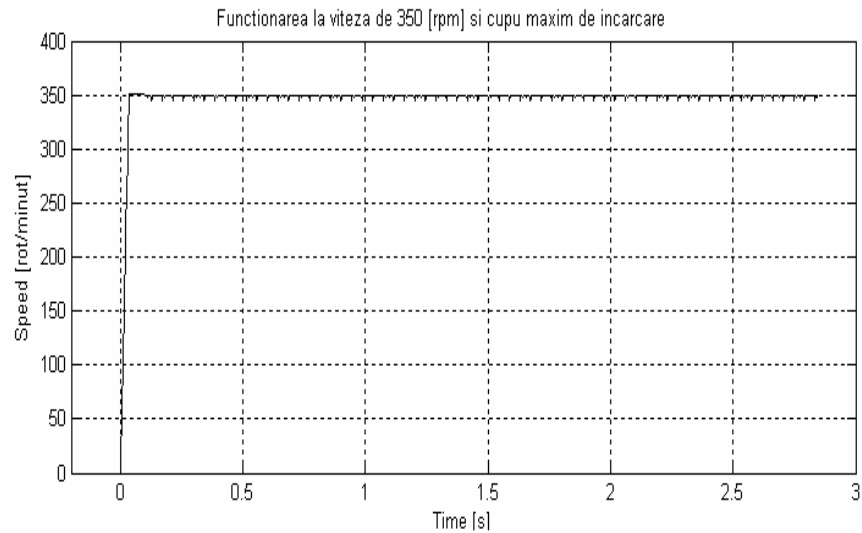


Figura 5.20. Stabilirea vitezei la limita de 350 [rpm] și cuplul maxim de încărcare (rezultatul de simulare)

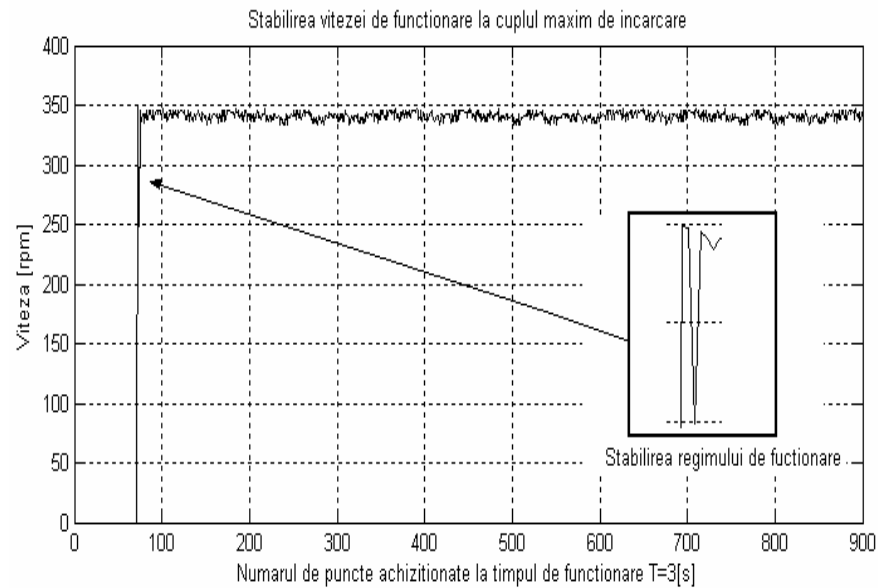


Figura 5.21. Stabilirea vitezei la limita de 350 [rpm] și cuplul maxim de încărcare (experimental)

Rezultatele obținute din simulări sunt comparate cu cele obținute în realitate. Este de menționat că în variația curentului nu sunt observate odulațiile datorită filtrării semnalului de intrare. Acest semnal este foarte important pentru

determinarea poziției. Figura 5.20 reprezintă rezultatul simulării la semnal treaptă pentru viteza de rotație 350 [rpm] și în figura 5.21 se prezintă rezultatul experimental.

La rezultatele experimentale este prezentată o oscilație care are loc în momentul de stabilizare a vitezei de funcționare. Variația vitezei în acest punct este de la viteza stabilită 350 [rpm] la 250 [rpm], dar timpul este foarte mic.

Figurile 5.22 și 5.23 reprezintă rezultatele obținute pentru viteza de funcționare 700 [rpm] la simulare și la funcționare reală.

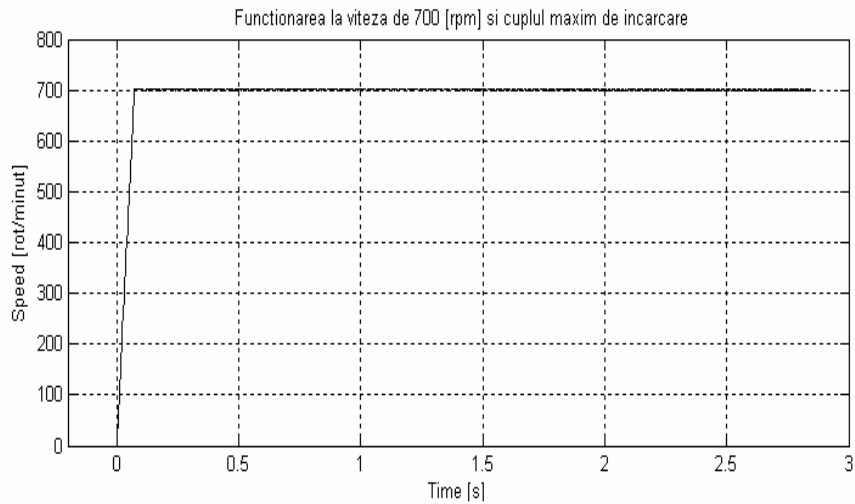


Figura 5.22. Stabilirea vitezei la limita de 700 [rpm] și cuplul maxim de încărcare (rezultatul de simulare)

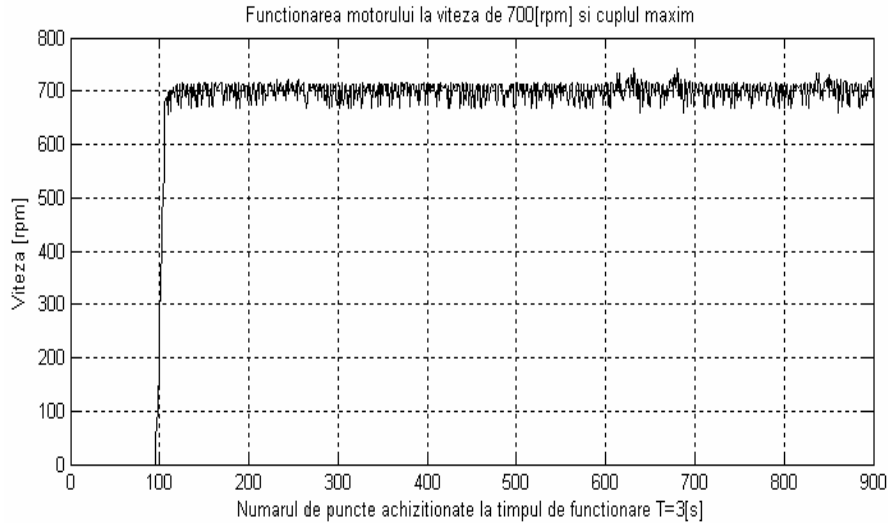


Figura 5.23. Stabilirea vitezei la limita de 700 [rpm] și cuplul maxim de încărcare (experimental)

În ambele cazuri, timpul de răspundere a regulatorului a fost foarte bun. Trecerea de la zero la viteza prestabilită este rapidă. În cazul turației de 350 [rpm], s-a obținut o mică oscilație în jurul vitezei prestabilite.

Așa cum s-a menționat anterior, variația curentului este aproximativ lineară datorită filtrării semnalului. Ea este prezentată grafic în figura 5.24.

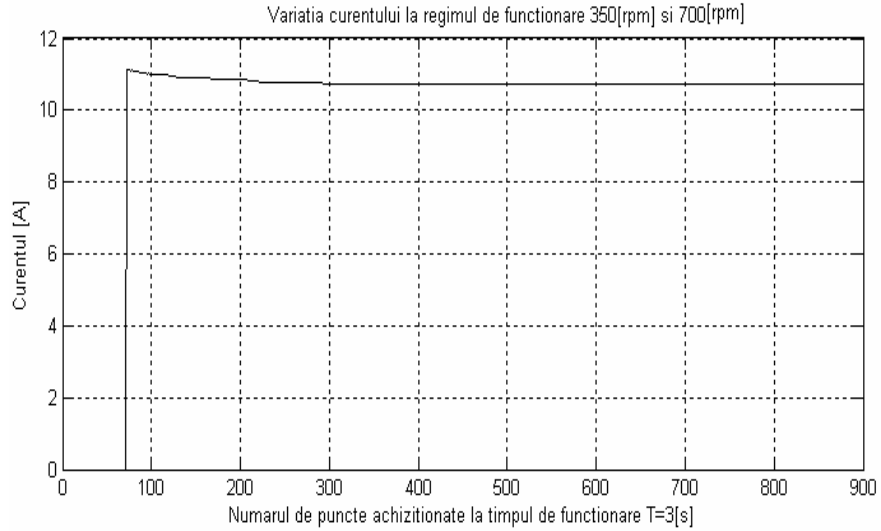


Figura 5.24. Variația curentului la viteza de funcționare 350 și 700 [rpm] la cuplul maxim de încărcare (experimental)

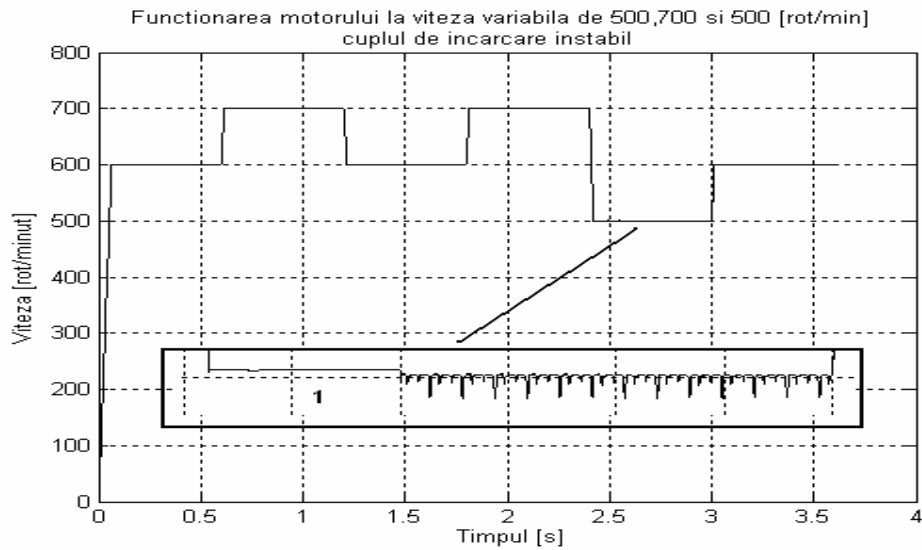


Figura 5.25. Funcționarea motorului la viteza de 500,600,700 [rpm] și cuplul maxim de instabil (rezultatul simulării)

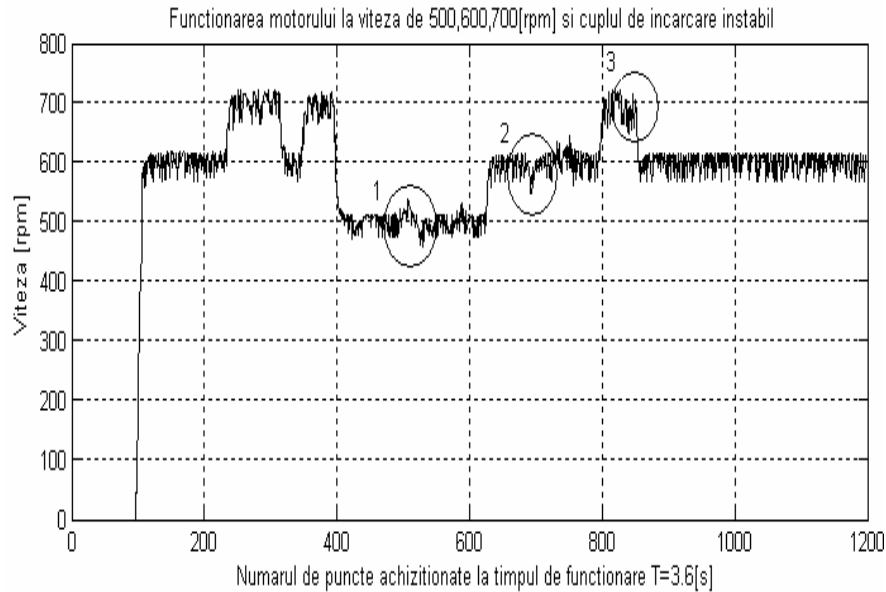


Figura 5.26. Funcționarea motorului la viteza de 500,600,700 [rpm] și cuplul maxim de instabil (experimental)

Regimul dinamic al motorului la funcționarea sensorless a fost studiat prin modificări rapide ale vitezei și cuplului de încărcare. Graficele reprezentate în fig.5.25 și 5.26 reprezintă acest regim de funcționare. Semnalul aplicat la comanda motorului a fost de tip treaptă. În cele două grafice se observă trei zone marcate unde:

Motorul pornește în gol la viteza de 600rot/min, după un timp $t=0.6s$ viteza se modifică la 700rot/min, pentru un timp foarte scurt $t=0.3s$, viteza coboară la 600rot/min și urcă din nou la 700rot/min. La $t=1s$ viteza motorului devine 500rot/min și la zona 1 marcată se aplică cuplul maxim de încărcare. Motorul continuă să funcționeze și la $t=1.3s$ urcă la viteza de 600rot/min. În zona 2 marcată cuplul de încărcare scade la valoarea 0, motorul continuă să funcționeze și urcă la viteza de 700rot/min unde se încarcă cu valoare maximă a cuplului, în timpul încărcării viteza lui trece la o nouă treaptă 600rot/min.

În fig.2.25 este reprezentat variația vitezei la simulare, încărcarea motorului s-a făcut la 2.5s după pornirea motorului. Asta este observată prin creșterea ondulațiilor vitezei. Ea fiind reprezentată explicativ la zona 1, fig5.25.

Semnalul treaptă aplicat pentru funcționarea motorului la regimul menționat anterior este prezentată în figura 5.27.

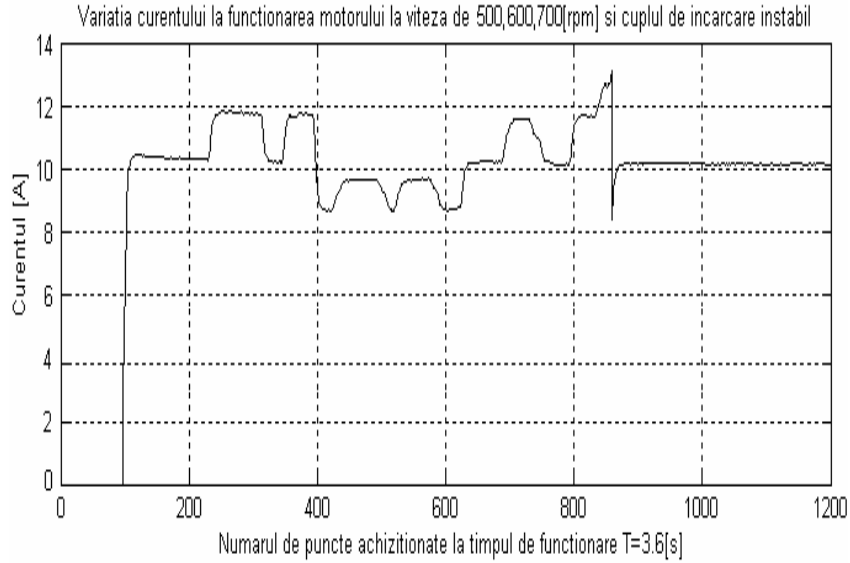


Figura 5.27. Semnalul treaptă aplicat pentru funcționarea motorului la viteza de 500,600,700 [rpm] și cuplul maxim de instabil (experimental)

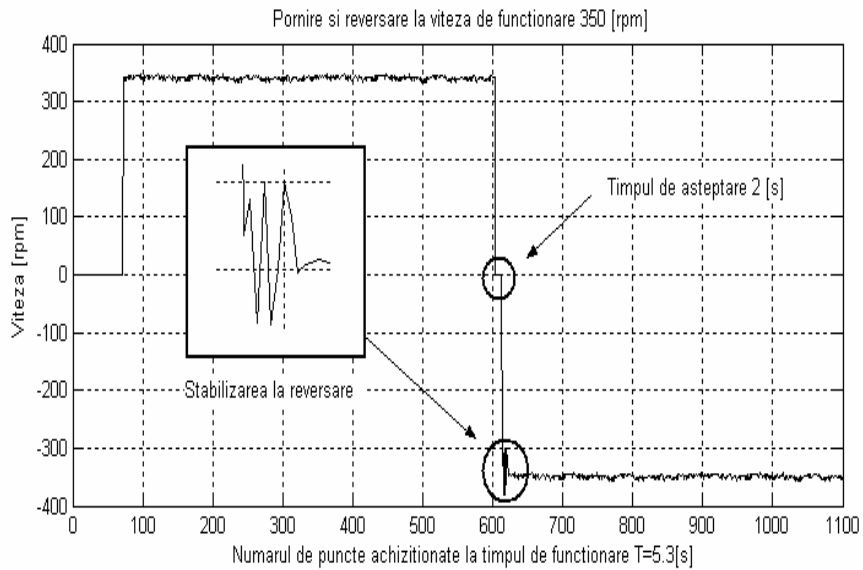


Figura 5.28. Pornire și reversare la viteza de funcționare 350 [rpm] rezultate experimentale

Figura 5.28 reprezintă regimul de reversare la viteza de funcționare. Așa cum am menționat la algoritmul de inițializare, la metoda sensorless trebuie să

există un timp pentru a fi recunoscută poziția polilor rotorici față de cei statorici. În acest moment care îi corespunde timpului de așteptare de 2s, encoderul de viteză nu înregistrează și a fost nevoie ca graficul să fie prescurtat. Timpul total de măsurare în acest caz este de 5.3 s.

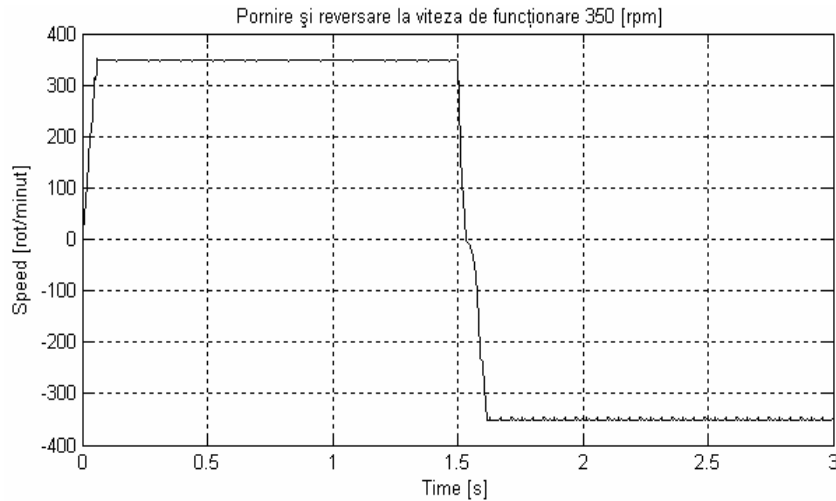


Figura 5.29. Pornire și reversare la viteza de funcționare 350 [rpm]
rezultate teoretice prin simulare

Timpul de așteptare iese în evidență și în cazul simulărilor numerice. Se poate admite că valoarea lui este mai mică decât cea reprezentată în realitate, fig.5.29.

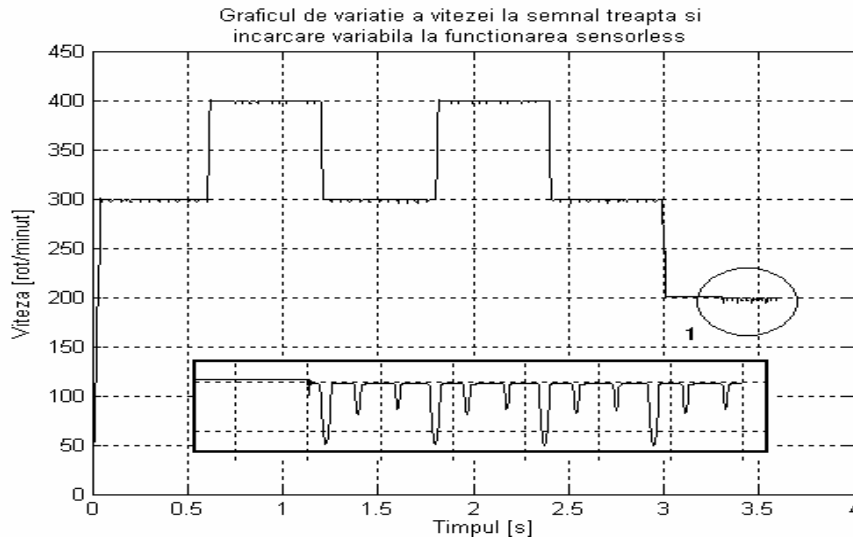


Figura 5.30. Funcționarea motorului la viteza de 300, 400, 300 și 200 [rot/min],
cuplul de încărcare fiind instabil (rezultatul de simulare)

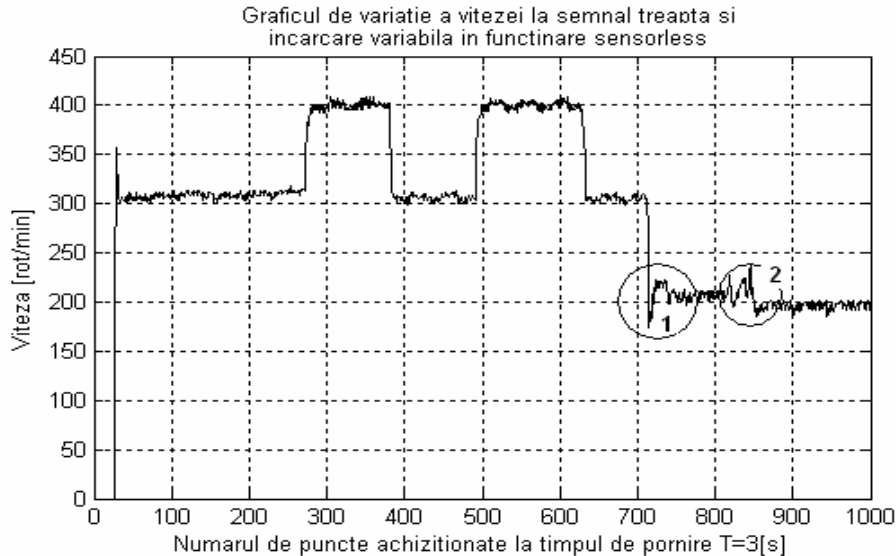


Figura 5.31. Funcționarea motorului la viteza de 300,400,300 și 200 [rot/min], cuplul de încărcare fiind instabil (experimental)

Regimul dinamic al MSPP-CS a fost studiat și în cazul funcționării cu regulatorul 1 (regulatorul pentru viteze mai mici decât 400rot/min). Răspunderea la semnal treaptă și încărcare maximă este prezentată în fig.5.30 și 5.31. Fig.5.30 reprezintă rezultatele obținute din simulare. În zona 1 marcată fig.5.30 cuplul de încărcare trece de la valoarea zero la valoarea maximă, această încărcare produce creșterea ondulațiilor vitezei.

La rezultatele experimentale această modificare a cuplului maxim este reprezentată în două zone, fig.5.31. În momentul treceri de la viteza de 300rot/min la 200rot/min cuplul de încărcare s-a modificat rapid de la valoarea sa maximă la zero, asta fiind reprezentată la punctul 1 din grafic, fig.5.31. În punctul 2, fig.5.31. s-a trecut la o nouă modificare a cuplului de la zero la valoarea sa maximă. În continuare motorul a funcționat la încărcarea maximă.

5.6. Concluzii

În acest capitol am realizat funcționarea sensorless a MSPP-CS, cu metoda estimării fluxului magnetic. Estimatorul de flux este de tip integrator, fiind utilizat pentru prima dată de Heldlund și Lundberg și modificată de către Min Mac.

Avantajul principal al acestei metode constă în utilizarea unei singure curbe de magnetizare care corespunde cu cea din poziția de aliniere a polilor. În acest fel se poate reduce timpul de calcul.

În aplicația realizată s-au utilizat două blocuri de reglatoare: un bloc pentru viteze mai mici și egale cu viteza de 350 [rpm] și blocul celălalt pentru viteze mai mari decât prima.

Dezavantajul metodei constă în aplicarea unui soft complicat și necesitatea măsurătorilor foarte corecte pentru curba fluxului. Datorită regimului dinamic al motorului, această curbă se modifică în funcție de temperatură. Pentru această s-a ales un algoritm de calcul online al rezistenței. Totuși, la temperaturi mai mari decât cea a regimului stabil, curba de magnetizare se modifică în funcție de parametrii magnetici a mașinii. În aceste condiții, apare efectul de ezitare la pornirea motorului. S-a încercat să se evite aceste probleme prin limitarea curentului la o valoare medie cu valoarea suportată de către mașină.

O altă problemă care apare în cazul funcționării sensorless este și durata timpului de pornire. Pentru funcționarea la viteze mari este necesară compensarea căderii de tensiune pe ventile. Datorită limitărilor pe care le reprezintă sursa de alimentare nu s-a putut realiza această compensare, ceea ce a condus la scăderea planșei de turații în care metoda s-a putut aplica.

Ca o concluzie finală pentru acest capitol, putem spune că metoda este utilizabilă și conduce la rezultate bune în cazul aplicațiilor de un singur cadran. Modificarea cuplului de sarcină nu produce modificarea vitezei, sau oșcilații suplimentare. Rezultatul a fost exprimat în graficul din fig.4.24.

Având în vedere proprietățile MSPP-CS, metoda poate fi utilizată cu ușurință în cazul aplicațiilor petroliere și a pompelor unde se necesită funcționarea la un singur cadran și viteză variabilă.

5.7. Bibliografie

- [1] Van Sistine, T.G., *Switched reluctance motor providing rotor position detection at low speeds without a separate rotor shaft position sensor*, US Patent No. 5525887, 11 June 1996b.
- [2] Van Sistine, T.G., Bartos, R.P., Melhom, W.L. and Houle, T.H., *Switched reluctance motor providing rotor position detection at high speeds without a separate rotor shaft position sensor*, US Patent No. 5537019, 16 July 1996.
- [3] Vitunic, M., *Switched reluctance motor controller with sensorless rotor position detection*, US Patent No. 5859518, 12 January 1999.
- [4] Vukosavic, S., Peric, L., Levi, E. and Vuckovic, V. *Sensorless operation of the SR motor with constant dwell*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists' Conference, pp. 451-554, 1990.
- [5] Wallace, R.S. and Taylor, D.G., *Low torque ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics*, IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol. 7, No. 6, pp. 733-742, 1991.
- [6] Wallace, R.S. and Taylor, D.G., *A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 4, pp. 617-626, 1992.
- [7] Watkins, S.J., *Sensorless rotor position monitoring in reluctance machines*, US Patent No. 5793179, 11 August 1998.
- [8] Welbum, R., *Ultra-high torque motor system for direct drive robotics*, Motor-Con Proceedings, Atlantic City, pp. 17-24, April 1984.
- [9] Weller, A., DE 40 36 565 C1, 16 November 1990. Wu, C.Y. and Pollock, C., *Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive*, IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 91-98, January/February 1995.
- [10] Wu, C.Y. and Pollock, C., *Electric motor drive*, US Patent 5,767,638, 16 June 1998. Xu, L. and Bu, J., *Position transducerless control of a switched*

- reluctance motor using minimum magnetizing input*, Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1997.
- [11] Acarnley, P.P., French, C.D. and A1-Bahadly, I.H., *Position estimation in switched-reluctance drives*, Proceedings of European Power Electronics Conference, pp. 3.765-3.770, 1995.
- [12] Blaabjerg, F., Christensen, L., Hansen, S., Kristofferson, J.P. and Rasmussen, P.O., *Sensorless control of a switched reluctance motor with variable-structure observer*, Electromotion, pp. 141-152, 1996.
- [13] Bose, B.K., *Control system for switched reluctance motor*, US Patent No. 4,707,650, 17 November 1987.
- [14] Egan, M.G., Harrington, M.B. and Murphy, J.M.D., *PWM-based position sensorless control of variable reluctance motor drives*, Proceedings of European Power Electronics Conference, Firenze, pp. 4-024-4-029, 1991.
- [15] Ehsani, M., Husain, I. and Kulkarni, A.B., *Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-28, No. 1, pp. 128-135, January-February 1992.
- [16] Ehsani, M., *Method and apparatus for sensing the rotor position of a switched reluctance motor without a shaft position sensor*, US Patent No. 5291115, 1 March 1994.
- [17] Elmas, C. and Zelaya-De la Parra, H., *Position sensorless operation of a switched reluctance drive based on observer*, Proceedings of European Power Electronics Conference, pp. 82-87, 1993.
- [18] Gallegos-Lopez, G., *Sensorless control for switched reluctance motor drives*, PhD thesis, University of Glasgow, Glasgow, UK, 1998.
- [19] Gallrgos-Lopez, G., Kjaer, P.C. and Miller, T.J.E., *A new sensorless method for switched reluctance motor drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 4, pp. 832-840, July-August 1998
- [20] Gallegos-Lopez, G., Kjaer, P.C. and Miller, T.J.E., *High-grade position estimation for SRM drives using flux-linkage/current correction model*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 4, pp. 859-869, July/August 1999.
- [21] Holling, G., Yeck, M.M. and Brewer, A.J., *Sensorless commutation position detection for brushless motors*, US Patent No. 5,600,218, 4 February 1997.
- [22] Horst, G.E., *Rotor position sensing in a dynamoelectric machine using coupling between machine coils*, US Patent No. 5701064, 23 December 1997.
- [23] Husain I. and Ehsani, M., *Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 3, pp. 665-672, 1994b.
- [24] Hutton, A.J. and Miller, T.J.E., *Use of flux screens in switched reluctance motors*, IEE 4th Intl. Conf. On Electrical Machines and Drives, London, pp. 312- 316, September 1989.
- [25] Jones, S.R. and Drager, B.T., *Instantaneous position indicating apparatus for a sensorless switched reluctance machine system*, US Patent No. 5920175, 6 July 1999.
- [26] Kalpathi, R.R., *Active phase coil inductance sensing*, US Patent No. 5786681, 28 July, 1998.
- [27] Kjaer, P.C., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Nielsen, P. and Andersen, P., *A new indirect rotor position detection method for switched reluctance drives*,

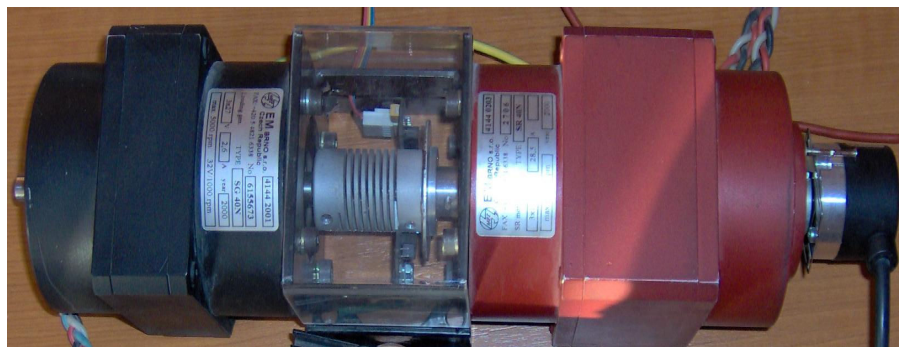
- Proceedings International Conference on Electrical Machines, Paris, pp. 555-560, 1994b.
- [28] Laurent, P., Gabsi, M. and Multon, B., *Sensorless rotor position analysis using resonant method for switched reluctance motor*, Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, pp. 687-694, 2-8 October 1993a.
- [29] Laurent, P., Multon, B., Hoang, E. and Gabsi, M., *Sensorless rotor position measurement based on PWM eddy current variation for switched reluctance motor*, Proceedings of European Power Electronics Conference, pp. 3.787-3.792, 1995.
- [30] Lyons, J.P. and MacMinn, S.R., *Rotor position estimator for a switched reluctance machine*, US Patent No. 5,097,190, 17 March 1992.
- [31] Lyons, J.P., MacMinn, S.R. and Preston, M.A., *Rotor position estimator for a switched reluctance machine using a lumped parameter flux/current model*, US Patent No. 5,107,195, 21 April 1992a.
- [32] Lyons, J.P. and MacMinn, S.R., *Lock detector for switched reluctance machine rotor position estimator*, US Patent No. 5140244, 18 August 1992b.
- [33] Lyons, J.P., MacMinn, S.R. and Preston, M.A., *Discrete position estimator for a switched reluctance machine using a flux-current map comparator*, US Patent No. 5140243, 18 August 1992.
- [34] Lyons, J.P. and Preston, M.A., *Low speed position estimator for switched reluctance machine using flux~current model*, US Patent No. 5525886, 11 June 1996.
- [35] MacMinn, S.R. and Roemer, P.B., *Rotor position estimator for switched reluctance motor*, US Patent No. 4772839, 20 September 1988.
- [36] Marcinkiewicz, J.G., Thorn, J.S. and Skinner, J.L., *Improved sensorless commutation controller for a poly-phase dynamoelectric machine*, European Patent Application, 95630049.5, 29 November 1995.
- [37] McCann, R.A., *Switched reluctance motor with indirect position sensing and magnetic brake*, US Patent No. 5691591, 25 November 1997b.
- [38] McCann, R.A., *Switched reluctance motor with indirect position sensing and magnetic brake*, US Patent No. 5949211, 7 September 1999.
- [39] Mvungi, N.H., Lahoud, M.A. and Stephenson, J.M., *A new sensorless position detector for SR drives*, Proc. 4th Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 249-252, 1990.
- [40] Mvungi, N.H. and Stephenson, J.M., *Accurate sensorless rotor position detection in an SR motor*, Proceedings of European Power Electronics Conference, Firenze, pp. 390-393, 1991.
- [41] Oldenkamp, J.L., *Reversible switched reluctance motor operating without a shaft position sensor*, US Patent No. 5440218, 8 August 1995.
- [42] Koblara Th., *Sensorless Switched Reluctance Motor Drive Using Flux-Linkage Estimation Method*. EPE 2008 Iași, Romania.
- [43] Koblara Th., *Developig a Sensorless Position Control For SRM Drive Using an Analitical Model* CNAE 2008, Timișoara, Romania
- [44] *** - 3-Phase SR Motor Sensorless Control Using DSP56F80X
- [45] *** - Mapping ADC Control Registers to the SDK API
- [46] *** - DSP56F80x Rev. 3.0 Addendum.
- [47] *** - General DSP56F80x Interface Exmples Using The Embedded SDK
- [48] *** - 3-Phase SR Sensorless Motor Control Using DSP56F80X
- [49] *** - Emdedded SDK (Softwre Development Kit)

6. Echipamentul electronic destinat conducerii MSPP-CS

6.1. Reprezentarea echipamentului electronic

În acest capitol este prezentat echipamentul electronic destinat conducerii numerice a MSPP-CS. El este bazat pe un procesor digital de semnal din familia de DSP-uri Motorola (56F807EVM). Echipamentul are ca scop testarea acționărilor cu MSPP-CS. Caracteristicile și performanțele sunt explicate mai jos. [1....19]

Structura sistemului de testare constă printr-un DSP56F807EVM Motorola și un bloc motor-generator, (sau frână).



a

b

Fig. 6.1 Reprezentarea blocului motor-frână
a – motorul de curent continuu în rol de frână b – MSPP-CS

Blocul a fost construit de către firma EM BRNO din Cehia. Parametrii sunt descriși în tabela de mai jos:

Nr.	MSPP-CS	Tip SR40N	Nr.	MCC	Tip SG40N
1	Puterea	100 W	1	Puterea	120 W
2	Tensiunea	3 x 10 V	2	Tensiunea	3 x 26 V
3	Curentul	28,5 A	3	Curentul	2.6 A
4	Viteza	1500 rmp	4	Viteza	1500 rmp
5	Numărul de poli	6/4	5	Numărul de poli	6
6	Rezistența fazei	0.03 Ω	6	Rezistența fazei	6.8 Ω
7	Inerția	0.82 kgcm^2	7	Inerția	1.25 kgcm^2
7	Ciclul de funcționare	de 15 %	7	Ciclul de funcționare	de 60 %

Tabela. 6.1 Reprezentarea parametrilor blocului motor-frână

Convertorul este un echipament de testare și construit de firma Motorola. El este bazat pe o structură deschisă și are parametrii descriși în tabela 6.2.

Nr.	Caracteristicile	Valorile
1	Tensiunea de alimentare	12 (-2,+4) V
2	Valoarea curentului de vârf	46 A
3	Valoarea curentului continuu	30 A
4	Valoarea curentului de pe senzori	33 mV/A
5	Valoarea tensiune de alimentare a senzorilor	60 mV/V

Tabela. 6.2 Reprezentarea parametrilor convertorului.

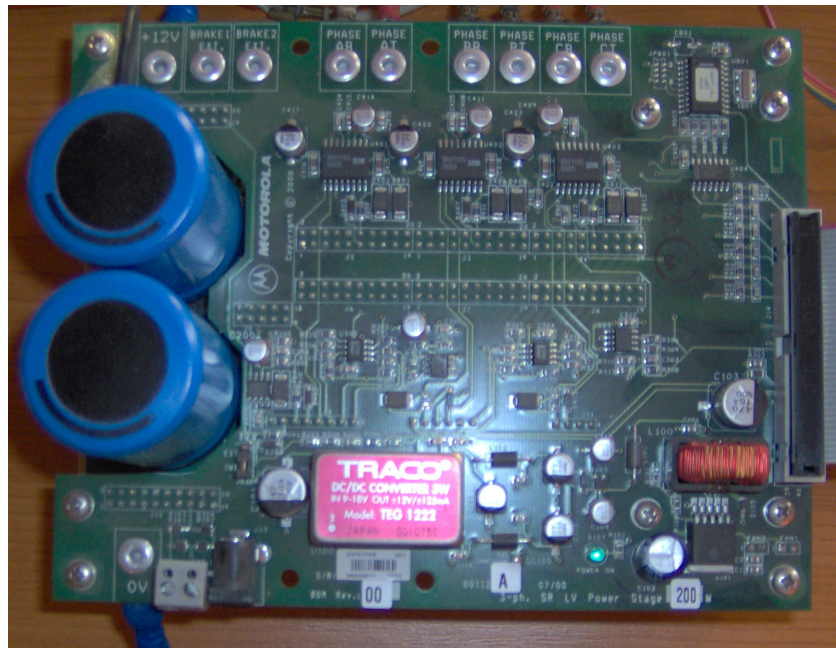


Fig. 6.2 Reprezentarea convertorului static.

Prin intermediul senzorilor încorporați, se transmit informații asupra temperaturii, tensiunii, curentului de suprasarcină etc. Datele sunt colectate și transmise prin intermediul unui cablu serial la intrările din procesorul de semnal, mai exact prin intermediul conectorului UNI 3. Structura convertorului este prezentată în fig. 6.3.

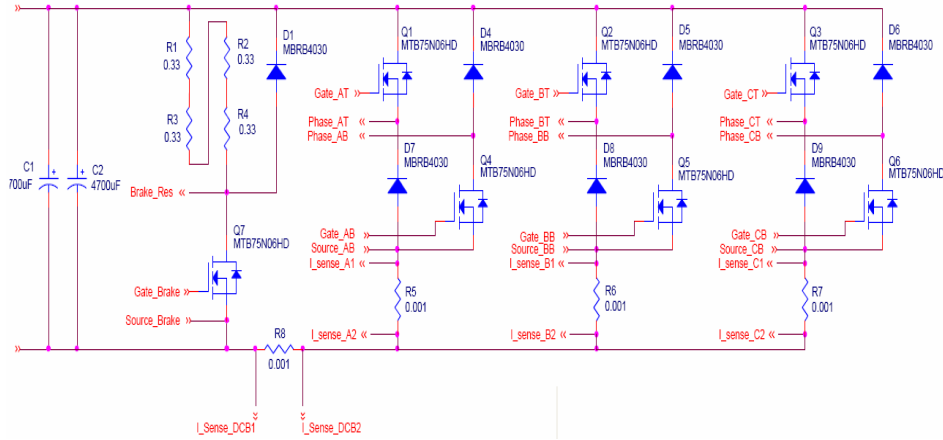


Fig. 6.3 Schema electronică a convertorului static.

În aplicațiile de tensiune mică, alimentarea procesorului de semnal se realizează prin intermediul convertorului static. Informațiile asupra curentului de pe fază se obțin prin intermediul rezistențelor R_5 , R_6 , R_7 , informația obținută se compară la blocul comparator cu valoarea de referință, fig. 6.4

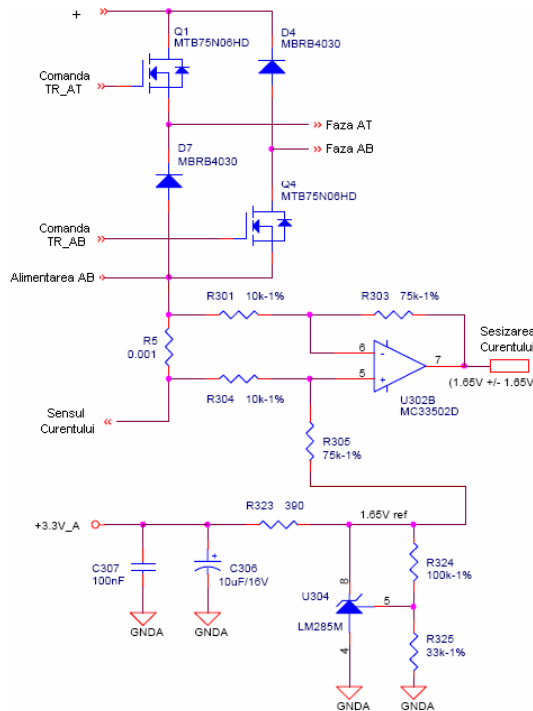


Fig. 6.4 Obținerea informațiilor privind curentul și compararea cu valoarea de referință.

Structura convertorului este etajată în partea de forță și cea de comandă. Partea de forță este încapsulată, iar răcirea se realizează prin intermediul unui radiator și a două ventilatoarelor conectate direct la rețeaua de alimentare. Partea de comandă este deschisă și ambele comunică prin intermediul conectorilor cu pini, care sunt în total 10. Convertorul are în structura lui un bloc de identificare, prin care se realizează recunoașterea bordului. Pentru această operație se utilizează un microcontroler de tip 68HC705JJ7. Prin intermediul programului de identificare scris la memoria DSP-ului se obține informația din microcontroler. Programul de identificare și structura blocului de identificare sunt prezentate în fig. 6.5. respectiv 7.6.

```

/*Identificarea Bordului */

i=5;      /* allow 5 attempts to read the board identification */
while(i)
{
    i--;

    boardId(BOARDID_PRIMARY_UNI3, &brd); /* call board identification */

    check identified board */
    if( (brd.stat2==BOARDID_STAT_OK) && \
        (brd.stat1==BOARDID_STAT_OK) && \
        (brd.brd1IDcode==BOARDID_SR_HV_LP_PS) && \
        (brd.brd1special==BOARDID_BRD_STANDARD) && \
        (brd.brd1power==BOARDID_POWER180W) && \
        (brd.brd2special==BOARDID_BRD_STANDARD))
    {
        i=0;          /* SR board identified */
        bitClear(WRONG_POWER_STAGE, appFaultStatus);
        if (brd.brd2IDcode==BOARDID_OPTO_BOARD)
        {
            /* High Voltage 180W power stage WITH opto identified */
            powerStage = SR_HV_180W_OPTO;
        }
        else
        {
            /* High Voltage 180W power stage WITHOUT opto identified */
            powerStage = SR_HV_180W;
        }
    }
}

/* ADC Installation START */
/* open QuadTimer C2 channel for ADC synchronization */
qtimerC2ADCSynchro = open(BSP_DEVICE_NAME_QUAD_TIMER_C_2, 0, &quadParamC2 );

/* Initialization and installation of ADC channels:
- 1st sample of ADC_A: I_phase_A
- 3rd sample of ADC_A: Temperature
- 2nd sample of ADC_A: DC-bus voltage
- 1st sample of ADC_B: I_phase_B
- 2nd sample of ADC_B: I_phase_C
- 3rd sample of ADC_C: void
*/
/* open adc channels */
adcFD0 = open(BSP_DEVICE_NAME_ADC_0, 0, &sadc0 ); /* open DC Bus Voltage */
adcFD1 = open(BSP_DEVICE_NAME_ADC_0, 0, &sadc1 ); /* open Temperature */
adcFD2 = open(BSP_DEVICE_NAME_ADC_0, 0, &sadc2 ); /* open I Phase A */
adcFD3 = open(BSP_DEVICE_NAME_ADC_0, 0, &sadc3 ); /* open I Phase B */
adcFD4 = open(BSP_DEVICE_NAME_ADC_0, 0, &sadc4 ); /* open I Phase C */

adcFD5 = open(BSP_DEVICE_NAME_ADC_0, 0, &sadc5 ); /* open VOID adc channel */

```

/* ADC Installation END */

Fig. 6.5 Programul de identificare a bordului.

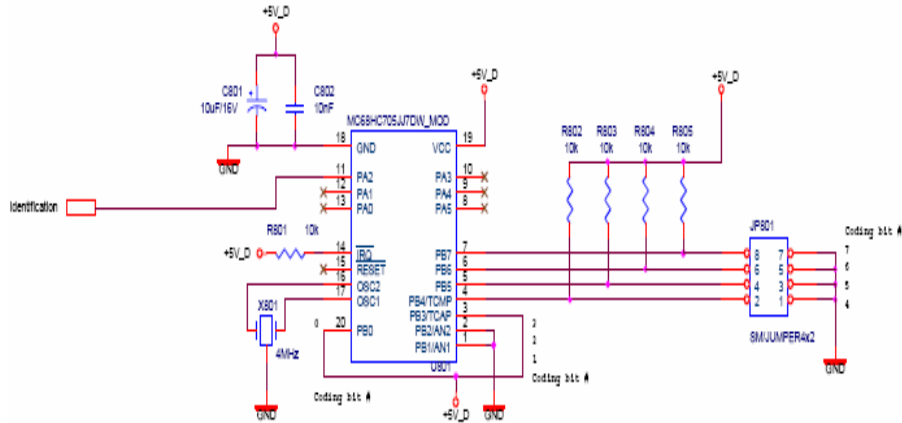


Fig. 6.6. Structura blocului de identificare a bordului.

Eroarea generată de identificatorul de bord întrerupe transmiterea datelor de către convertor pentru a proteja sistemul. Semnalele de întrerupere sunt achiziționate și controlate prin intermediul DSP-ului.

Procesorul de semnal face parte din familia DSP56800 (fig.6.7) și aparține clasei procesoarelor pe 16 biți, în virgulă fixă, fabricate de Motorola, fiind cel mai complex din familia sa. Acesta înglobează toate dispozitivele periferice necesare unui sistem control în timp real. Viteza de calcul este foarte mare, de ordinul zecilor de milioane de instrucțiuni pe secundă (MIPS), ceea ce permite implementarea unor algoritmi de calcul sofisticati. Puterea procesorului de semnal este sporită de existența unui pachet de dezvoltare software foarte puternic (SDK – system development kit), care permite scrierea algoritmilor în limbaj de nivel înalt, fără o creștere semnificativă a timpilor de calcul. Alături de mediul de dezvoltare software, procesorul este livrat cu o placă de dezvoltare hardware, ce ușurează cu mult efortul de implementare a schemei de comandă.

Firma Motorola oferă o gamă extinsă de instrumente pentru generarea și depanarea codului. Alături de acestea, există o aplicație dezvoltată de firma MetroWorks special pentru procesoarele de semnal produse de Motorola, CodeWarrior. Acest soft include un compilator de C++, un macro asamblor, un bibliotecar, și un editor de legături, toate acestea cu o interfață grafică ușor de utilizat.

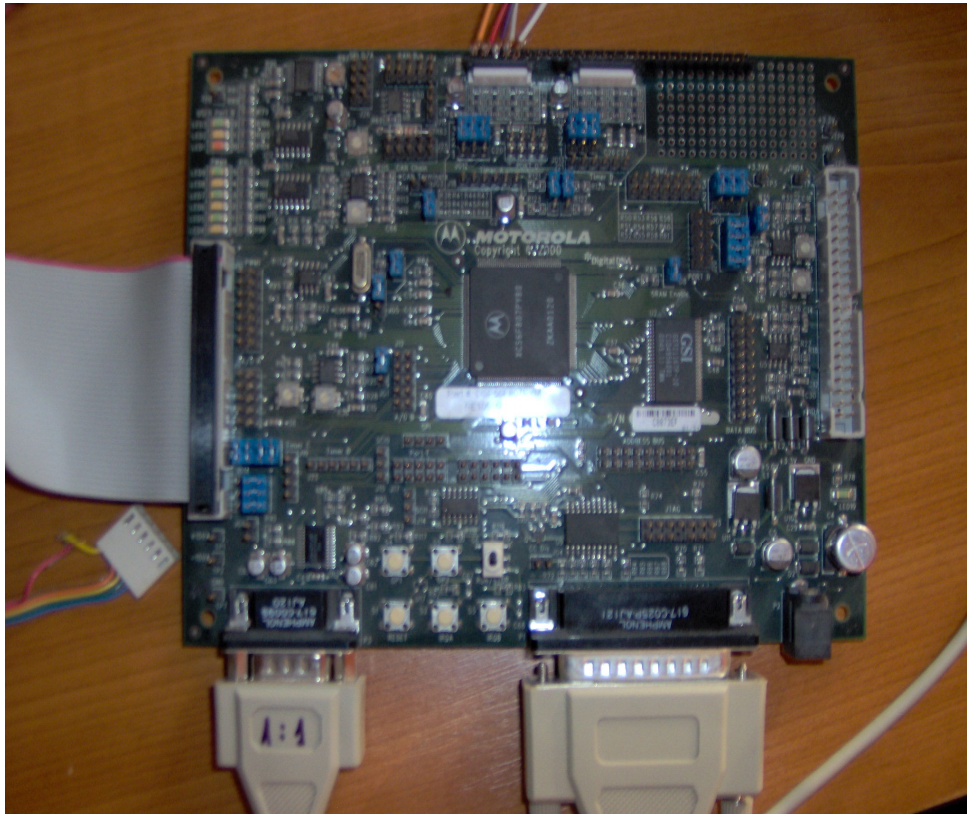


Fig. 6.7. Procesorul digital de semnal.

Instrumentele pentru depanare și integrare în sistem cuprind un simulator și un modul de evaluare. Pentru o dezvoltare facilă de soft pentru procesorul DSP56F807 există un pachet de rutine și funcții specializate (System Development Kit). Pachetul de dezvoltare software (SDK) conține funcții predefinite de control al perifericelor DSP (rutine PWM, ADC, ș.a.m.d.), funcții specifice acționărilor electrice (Clarke, Park, ș.a.). Compilatorul de C generează cod mașină într-un mod foarte eficient, acest lucru făcând posibilă dezvoltarea și implementarea rapidă a algoritmilor de control. Toate aceste aplicații folosesc pentru comunicația cu placa de dezvoltare interfața JTAG/OnCEM și interfața paralelă, existentă pe calculatorul gazdă.

Caracteristicile esențiale ale acestui procesor digital de semnal sunt enumerate în cele ce urmează. Procesorul este construit pe o arhitectură Harvard modificată, având trei unități de execuție, fiind capabil să execute până la 6 instrucțiuni pe ciclu, sau să acceseze trei locații de memorie de date sau program, simultan. Acesta poate executa 40 de milioane de instrucțiuni pe secundă (MIPS) la o frecvență internă de lucru de 80Mhz. Caracteristicile procesorului de semnal sunt prezentate în Anexa 7. Prin intermediul porți paralele utilizatorul comunică și scrie datele programului la memoria DSP-ului. El este prevăzut cu o serie de butoane

necesare la comanda diferitelor aplicații. Convertoarele analog numerice oferă optimul necesar unui algoritm de control. Există posibilitatea de a programa modul de citire, ordinea acestora. Intrarea analogică este în tensiune, cuprinsă între 0 și 3.3V. Se poate fixa ofsetul pentru fiecare canal în parte, precum și maximul sau minimul admisibil la ieșirea digitală. Unitățile ADC pot lucra sincronizat cu unitățile PWM. Ca și unitatea de generare PWM, aceasta unitate are determinată o întrerupere proprie. Timpul de conversie pentru cele 8 canale este de 5,5 μ s în modul de lucru simultan. Datele sunt transmise prin intermediul UNI-3 la convertor. Programul de inițializare și blocul de control PWM sunt reprezentate în fig. 6.8 și 6.9.

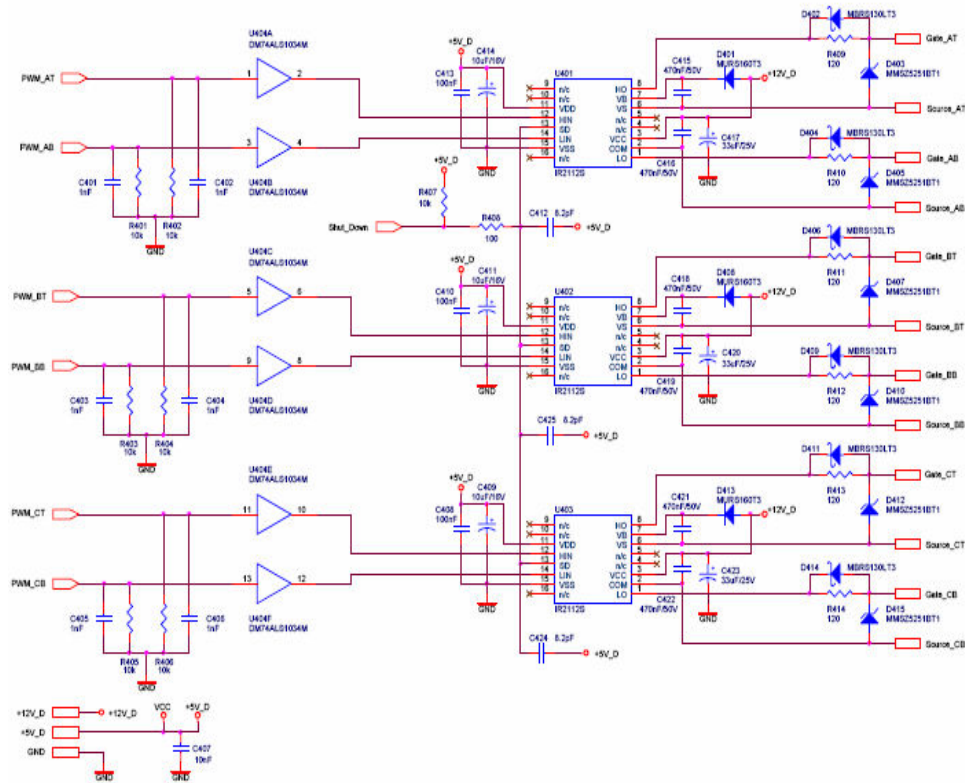


Fig. 6.8. Blocul de control și generare a semnalelor PWM pentru MSPP-CS.

```
#ifndef __PWM_H
#define __PWM_H
#ifndef SDK_LIBRARY
#include "configdefines.h"
#ifndef INCLUDE_PWM
#error INCLUDE_PWM must be defined in apconfig.h to initialize the PWM Driver
#endif
#endif
#include "port.h"
#include "arch.h"
#include "mc.h"
#if defined(SDK_LIBRARY) || defined(INCLUDE_IO_PWM)
#include "io.h"
#endif
```

```

#include "fctl.h"
#endif
#ifdef __cplusplus
extern "C" {
#endif
*****
#define PWM_IPOL_0          0x0400 /* Current Polarity Bit 0 */
#define PWM_IPOL_1          0x0200 /* Current Polarity Bit 1 */
#define PWM_IPOL_2          0x0100 /* Current Polarity Bit 2 */
*****
typedef void (*fn_tCallback)(void *);

typedef struct
{
    fn_tCallback pCallback;
    void *      pCallbackArg;
}pwm_sCallback;
typedef struct
{
    Word16 pwmChannel_0_Value;
    Word16 pwmChannel_2_Value;
    Word16 pwmChannel_4_Value;
}pwm_sComplementaryValues;
typedef struct
{
    Word16 pwmChannel_0_Value;
    Word16 pwmChannel_1_Value;
    Word16 pwmChannel_2_Value;
    Word16 pwmChannel_3_Value;
    Word16 pwmChannel_4_Value;
    Word16 pwmChannel_5_Value;
}pwm_sIndependentValues;
typedef struct
{
    mc_tPWMSignalMask SoftwareControlled;
    mc_tPWMSignalMask OutputControl;
}pwm_sOutputControl;
typedef struct
{
    Word16 DutyCycle;
    UWord16 VImode;
}pwm_sUpdateValueSetVImode;

```

Fig. 6.9. Structura programului de inițializare a semnalului PWM.

Prin intermediul softului de dezvoltare SKD (system development kit), este posibilă dezvoltarea unor serii mari de aplicații. În cadrul aplicației sensorless, există o serie de rutine care se încarcă la DSP pentru a controla și proteja sistemul de acționare; astfel rutina de protecție la tensiune mică, temperatură și supracurent este reprezentată în fig.6.10.

```

static void FaultDetection(void)
{
    static UWord16 Fault;
    faultResult = pwmIoctl(pwm0FD, PWM_READ_FAULT_STATUS_REG, NULL, \
        BSP_DEVICE_NAME_PWM_A);
    if (faultResult & OVERVOLTAGE_FAULT_PIN_STATUS)
    {
        bitSet(FAULT_OVERVOLTAGE,appFaultStatus); /* overvoltage */
        bitSet(FAULT_OVERVOLTAGE,appFaultPending); /* overvoltage */
    }
    else

```

```

{
    bitClear(FAULT_OVERVOLTAGE,appFaultPending);    /* no overvoltage */
}
    /* check if OVERCURRENT state on FAULT pin */
    if (faultResult & OVERCURRENT_FAULT_PIN_STATUS)
    {
        bitSet(FAULT_OVERCURRENT,appFaultStatus);    /* overcurrent */
        bitSet(FAULT_OVERCURRENT,appFaultPending);    /* overcurrent */
    }
    else
    {
        bitClear(FAULT_OVERCURRENT,appFaultPending);    /* no overcurrent */
    }
    /* check overheating */
    if (temperature < OVERHEATING_LIMIT)
    {
        bitSet(FAULT_OVERHEATING,appFaultStatus);    /* overheating */
        bitSet(FAULT_OVERHEATING,appFaultPending);    /* overheating */
    }
    else
    {
        bitClear(FAULT_OVERHEATING,appFaultPending);    /* no overheating */
    }
    /* Undervoltage protection */
    if (u_dc_bus < FRAC16(UNDERVOLTAGE_LIMIT/APP_U_DC_BUS_MAX))
    {
        bitSet(FAULT_UNDERVOLTAGE,appFaultStatus);    /* overheating */
        bitSet(FAULT_UNDERVOLTAGE,appFaultPending);    /* overheating */
    }
    else
    {
        bitClear(FAULT_UNDERVOLTAGE,appFaultPending);    /* no overheating */
    }
    if (appFaultStatus != NO_FAULT)    /* if any fault occurred */
    {
        appState = APP_FAULT;    /* Drive status = fault */
    }
}

```

Fig. 6.10. Protecția la supracurent, temperatură și tensiune mică.

Inițializarea variabilelor de pornire este controlată cu ajutorul softului de dezvoltare. Programul scris șterge valorile memorate din funcționarea anterioară și rescrie variabilele inițiale. Programul este prezentat în fig. 6.11.

```

static void StartUpVariablesInit(void)
{
    /* initialize sensorless position estimation */
    phasefluxestInit(0, &psi_T_active_sum);
    integratePsiTDischarge = 0;
    psi_T_error_sum_sample = 0;
    counterPsiTError = 0;
    currentControlEnable = 0;
    counterStartupCommut = 0;
    time_captured_old = 0;
    commutate = 0;
    counterTimeCaptured = 0;
    counterRCorrect = 0;
    r_phase_actual_sum = 0;
    /* initialize reference position measurement for PC Master */
    counterAlignment = 0;
}

```



```

    if ( appPcmCtrlStat.B.StartStopCtrl )
    {
        *switchState = Run;   /* Switch = Stop */
    }
    else
    {
        *switchState = Stop; /* Switch = Run */
    }
}
static void SwitchFilterProcessing(void)
{
    int    Temp;
    #ifndef INCLUDE_SWITCH          /* for 803 EVM */
    Frac16    SwitchADCResult; /* Result of ADC connected to switch */
    #endif
    /* Read Start/Stop switch */

    #ifdef INCLUDE_SWITCH /* for DSP56F805/7 EVM */
        /* get switch sample */
        Temp = ioctl(switchFD, SWITCH_GET_STATE, BSP_DEVICE_NAME_SWITCH_0);
    #else /* for DSP56F803 EVM */
        /* read ADC channel 7 */
        SwitchADCResult = (Word16)periphMemRead (&ArchIO.Adca.ResultReg[7]);
        /* if ADC result is below the treshold */
        if(SwitchADCResult < SWITCH_TRESHOLD)
        {
            Temp = Stop; /* get switch sample Stop */
        }
        else
        {
            Temp = Run; /* get switch sample Run */
        }
    #endif

    /* shift the buffer */
    switchFilterState = switchFilterState<<1;
    /* complement the buffer according the switch sample */
    if (Temp == Stop) /* if switch sample = stop */
    {
        bitClear(0x0001,switchFilterState); /* complement by 0 */
    }
    else /* if switch sample = run */
    {
        bitSet(0x0001,switchFilterState); /* complement by 1 */
    }
    /* mask the used bits of the buffer */
    switchFilterState = switchFilterState & SWITCH_FILTER_BUFFER;
}

```

Fig. 6.12. Programul de control a butoanelor.

Trimiterea semnalelor de comandă se realizează prin două metode, una cu butoanele aflate de pe placa de achiziție și alta prin intermediul softului de la PC software. Transmiterea datelor se face cu ajutorul unui port serial RS232. Fig.6.13 reprezintă interfața de achiziții de date. Cu ajutorul acestei interfețe s-au obținut rezultatele experimentale, formele de variație a fluxului, curentului, ciclul de funcționare și viteza motorului. Dezvoltarea programului de interfațare s-a făcut funcție de cerințele experimentelor.

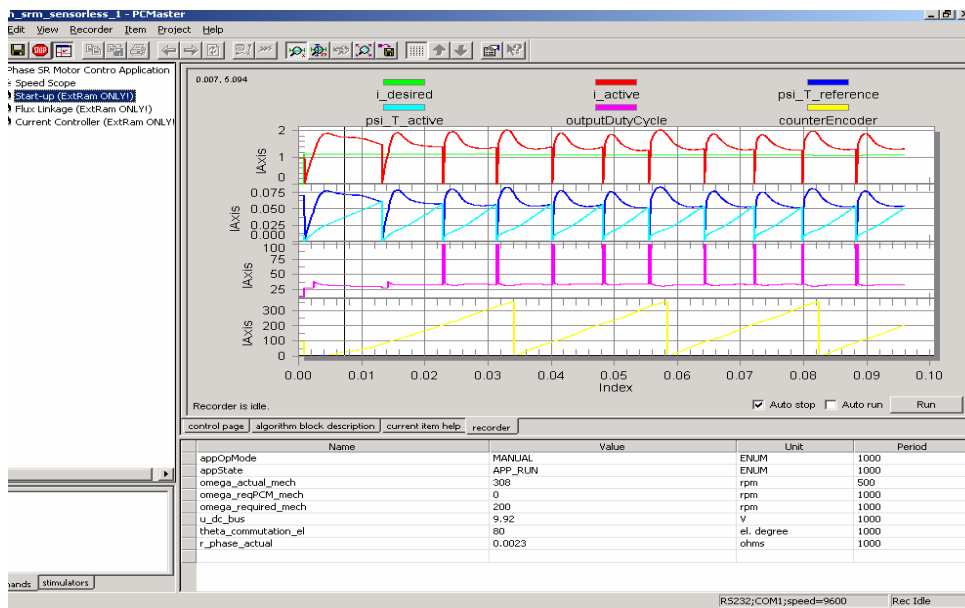


Fig. 6.13. Interfața de achiziții de date.

6.2. Modalitatea de dezvoltare a aplicațiilor

Complexitatea sistemului ce trebuie controlat impune necesitatea lucrului etapizat, cu mai multe stadii intermediare de dezvoltare. Existența simulatoarelor ușurează cu mult efortul de implementare a aplicațiilor și cel de estimare a răspunsurilor sistemului la algoritmi de control. După estimare urmează implementarea efectivă a programelor pe procesor, testându-se în același timp dacă valorile ce nu depind de stand au o dinamică corespunzătoare. Faza finală este pornirea standului cu algoritmul implementat, achiziția mărimilor de control și compararea acestora cu valorile obținute prin simulare.

Faza I – Simularea

Se simulează algoritmul de control în Simulink – Matlab, astfel încât modelul implementat să se apropie cât mai mult de realitate. Rezultatele sunt analizate, și sunt extrapolate către cazul real, eliminând pe cât posibil ipotezele simplificatoare făcute în vederea simulării. Dacă soluția este convenabilă se trece la faza următoare.

Faza II – Implementarea algoritmului pe DSP

Se scrie programul de control pentru DSP. Sunt folosite atât limbajul C, cât și limbajul de asamblare specific procesorului, compilatorul folosit fiind CodeWarrior împreună cu pachetul SDK. Pe parcurs, se creează pași intermediari de testare a algoritmului – rezultatele parțiale ale controlului se evidențiază cu ajutorul depanatorului înglobat (se vizualizează zone de memorie specifice, regiștrii procesorului), sau spre final, atunci când este cazul, se salvează valorile din memoria plăcii de dezvoltare pe hard-discul calculatorului gazdă cu ajutorul

programului de comunicație (TTY.exe). Dacă rezultatele sunt cele scontate se trece la faza următoare.

Faza III – Implementarea algoritmului pe stand

Programul dezvoltat la faza anterioară este testat pe stand. La sfârșitul testului sunt salvate datele achiziționate și cele de control, cu ajutorul programului de comunicație. Acestea sunt vizualizate în Matlab și comparate cu cele obținute prin simulare. Dacă rezultatele sunt similare, dezvoltarea aplicației se consideră încheiată.

6.3. Bibliografie

- [1] Chalupa, L., *Pohon se spinanym reluktancnim motore*, Master's Thesis, FEI-VUT BRNO, UPVE, 1994
- [2] Chalupa, L., Visinka, R., On-Fly Phase Resistance Estimation of Switched Reluctance Motor for Sensorless based Control Techniques, *Conference Power Conversion and Intelligent Motion*, Nurnberg, PCIM, 2000
- [3] Motorola, *Apparatus and Method for Estimating the Coil Resistance in an Electric Motor*, Chalupa, L., Visinka, R., *US Patent*, 6,366,865, 2002-04-02
- [4] Gallegos-Lopez, G., A New Sensorless Low-Cost Method for Switched Reluctance Motor Drives, *University of Glasgow - SPEED Laboratory*, 1997
- [5] Miller, T.J.E., *Switched Reluctance Motors and Their Control*, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, ISBN 0-19-859387-2, 1993
- [6] Lyons, J.P., MacMinn, S.R., Preston, Flux/Current Methods for SRM Rotor Position Estimation, *Proc. IEEE-IAS'91*, 1991
- [7] 3-Phase SR Motor Control with Hall Sensors using DSP56F80x, *AN1912/D*, Motorola, 2000
- [8] CodeWarrior for Motorola DSP56800 Embedded Systems, *CWDSP56800*, Metrowerks, 2001
- [9] DSP56F800 16-bit Digital Signal Processor, Family Manual, *DSP56F800FM/D*, Motorola, 2001
- [10] DSP56F80x 16-bit Digital Signal Processor, User's Manual, *DSP56F801-7UM /D*, Motorola, 2001
- [11] DSP56F803 Evaluation Module Hardware User's Manual, *DSP56F803 EVMUM /D*, Motorola, 2001
- [12] DSP56F805 Evaluation Module Hardware User's Manual, *DSP56F805 EVMUM /D*, Motorola, 2001
- [13] DSP56F807 Evaluation Module Hardware User's Manual, *DSP56F807 EVMUM /D*, Motorola, 2001
- [14] Embedded Software Development Kit for 56800/56800E, *MSW3SDK000AA*, available on Motorola SPS web page, Motorola, 2001
- [15] Motorola Embedded Motion Optoisolation Board User's Manual, *MEMCOBUM/D*, Motorola, 2000
- [16] Motorola Embedded Motion Control 3-Phase Switched Reluctance High-Voltage Power Stage User's Manual, *MEMC3PSRHVPSUM/D*, Motorola, 2000
- [17] Motorola Embedded Motion Control 3-Phase Switched Reluctance Low-Voltage Power Stage User's Manual, *MEMC3PSRLVPSUM/D*, Motorola, 2000
- [18] Motorola SPS web page: <http://www.motorola.com/>
- [19] User's Manual for PC master software, included in the SDK documentation, Motorola, 2001

7. Concluzi finale

În lucrarea de față autorul și-a propus să abordeze într-un mod cât mai complet sistemele de control ale acționărilor electrice care utilizează motorul sincron cu poli proeminenți și comutație secvențială. Această mașină, prin avantajele pe care le reprezintă și în asociere cu un sistem adecvat de reglare, se dovedește a fi un element de execuție performant. Simplitatea și avantajele acestei mașini care are înfășurări concentrate în stator, plasate pe poli proeminenți iar rotorul este lipsit de orice înfășurare sau magneți permanenți, o face să concureze cu succes mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit. Principalul dezavantaj al acestui motor este cuplul electromagnetic pulsator, care poate fi minimizat prin implementarea unor algoritmi corespunzători.

Lucrarea parcurge toate etapele necesare unei abordări științifice, începând cu o documentare, absolut necesară în momentul de față, a preocupărilor științifice în domeniu, pe plan mondial. Se trece prin faza de determinare a parametrilor mașinii și a elaborării unui model matematic cât mai apropiat de modelul fizic. Se realizează standul și programul de achiziții de date și, în cele din urmă, se verifică pe cale experimentală a modelului fizic.

Principalele contribuții pe care le aduce lucrarea, după părerea autorului sunt:

- Determinarea prin metode teoretice și experimentale a parametrilor mașinii, precum și determinarea pe cale experimentală a rezistenței motorului. Pentru determinările experimentale s-a construit în mediul de programare LabView un program de calcul online al fluxului electromagnetic și a rezistenței motorului. Sunt studiate două metode de ridicare a parametrilor mașinii: cele obținute prin metoda creșterii curentului și tensiunii în momentul de comutație și cele obținute prin stingerea curentului și tensiunii în momentul de deconectare a fazei motorului aflată sub conducție.
- Programul pentru determinarea variației inductanței motorului și a cuplului electromagnetic cu metoda aproximărilor polinomiale este construit în mediul de programare Matlab.
- Studiul modelelor matematice ale fazei motorului și precizarea avantajelor și dezavantajelor acestora în scopul de a elabora un model matematic cât mai aproape de cel real.
- Studiul și simularea traductorului de poziție s-a făcut în conformitate cu modelul real (senzori Hall plasați pe arbora mașinii).
- Elaborarea și simularea unui model matematic pentru estimarea poziției polilor rotorici față de cei statorici cu metoda curbei fluxului. Modelul matematic este foarte aproape de cel real și utilizează o singură curbă pentru determinarea poziției.
- Studiul convertorului static și al plăcii de dezvoltare a aplicației.
- Programarea programului de interfațare.
- Studiul reguletoarelor pentru controlul turației și curentului. Aici s-a propus un regulator fuzzy pentru reglarea turației, el fiind în cascadă cu un regulator PI pentru controlul curentului.
- Implementarea reguletoarelor PI de viteză și curent la placa de dezvoltare DSP56F807EVM construită de firma Motorola, precum și achiziționarea datelor experimentale.
- Studiul regimului tranzitoriu precum și al regimului stabil de funcționare în scopul obținerii elementelor de bază pentru controlul sensorless al poziției polilor rotorici față de cei statorici.

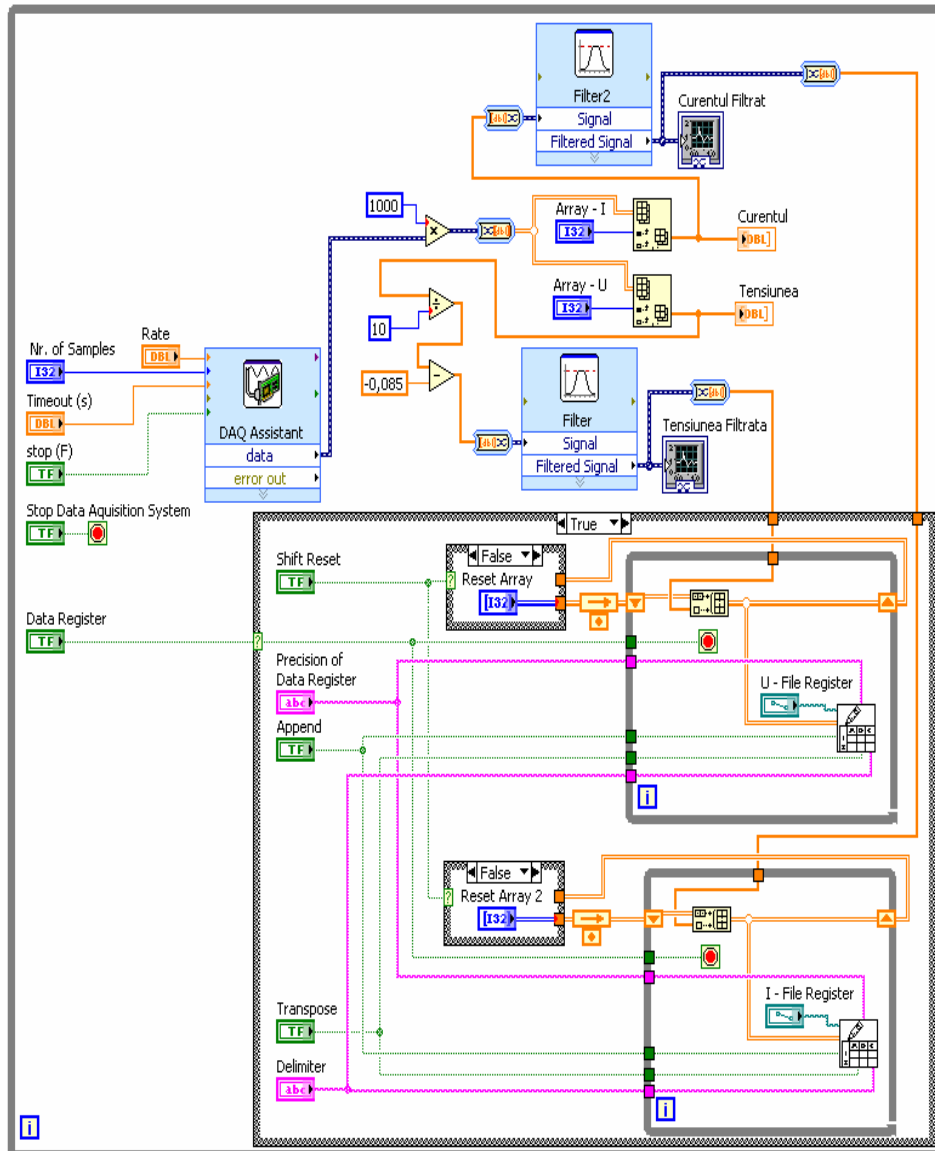
- Implementarea pe platforma DSP56F807EVM a programului de estimare online a poziției polilor rotorici față de cei statorici.
- Studiul regimului tranzitoriu precum și a regimului stabil de funcționare.
- Implementarea programului de achiziționarea, curbelor fluxului, curentului, a semnalelor de comandă și a curenților de stingere.
- Implementarea a unui bloc de reglatoare pentru controlul vitezei și curentului motorului. Alegerea timpului de funcționare pentru reglatoarele s-a făcut funcție de viteza de referință prestabilită prin intermediul programului de interfațare.

Bibliografie

- [1] Th. Koblara - *Obtaining Magnetic Circuit Characteristics of an 6/4 SRM From Different Experimental Tests*. The Conference for the contribution of Information Technology to Science, Economy, Society and Education, Piraeus Greece 2008
- [2] Koblara Th., *Implementation Of Speed Controller For Switched Reluctance Motor Drive Using Fuzzy Logic*. Optim 2008 Braşov România
- [3] Koblara Th., *Sensorless Switched Reluctance Motor Drive Using Flux-Linkage Estimation Method*. EPE 2008 Iaşi, Romania.
- [4] Koblara Th., *Developig a Sensorless Position Control For SRM Drive Using an Analitical Model* CNAE 2008, Timişoara, Romania
- [5] Koblara. Th. Şorândaru C. Muşuroi S. - *Low Voltage Sensorless Switched Reluctance Motor Using Flux Link-age Method* - 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, SACI 2009 - Timişoara România.

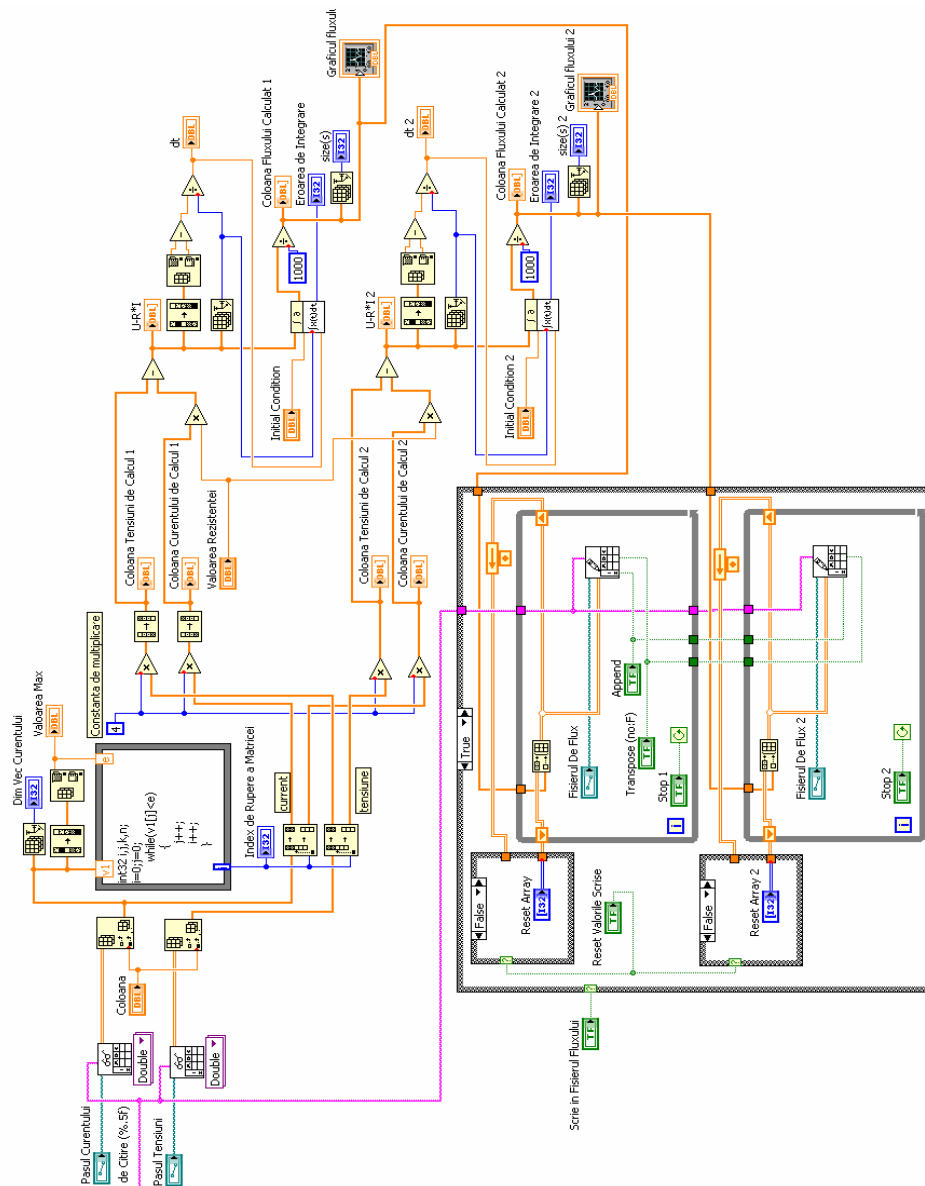
Anexa 1

Schema programului din LabView utilizat la măsurarea valorii curentului și tensiunii.

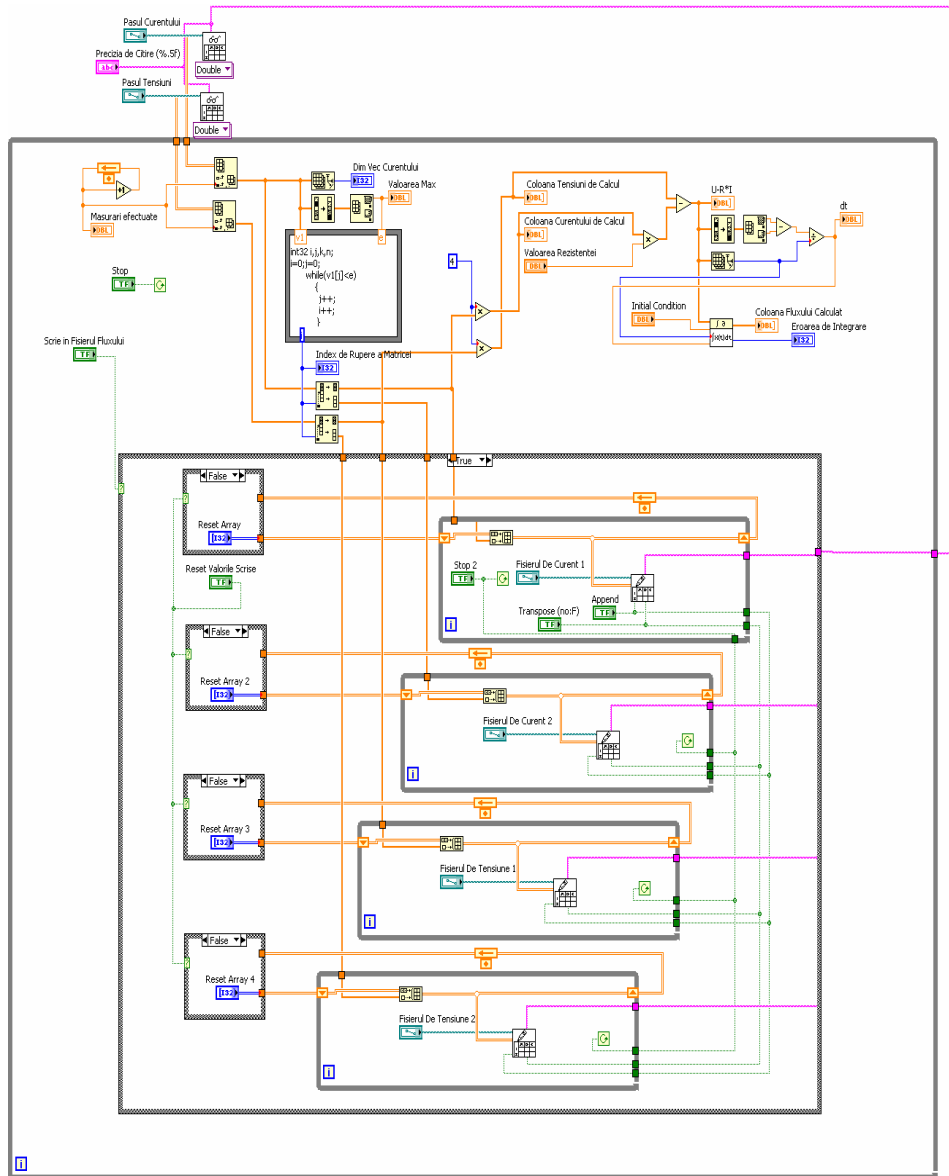


Anexa 2

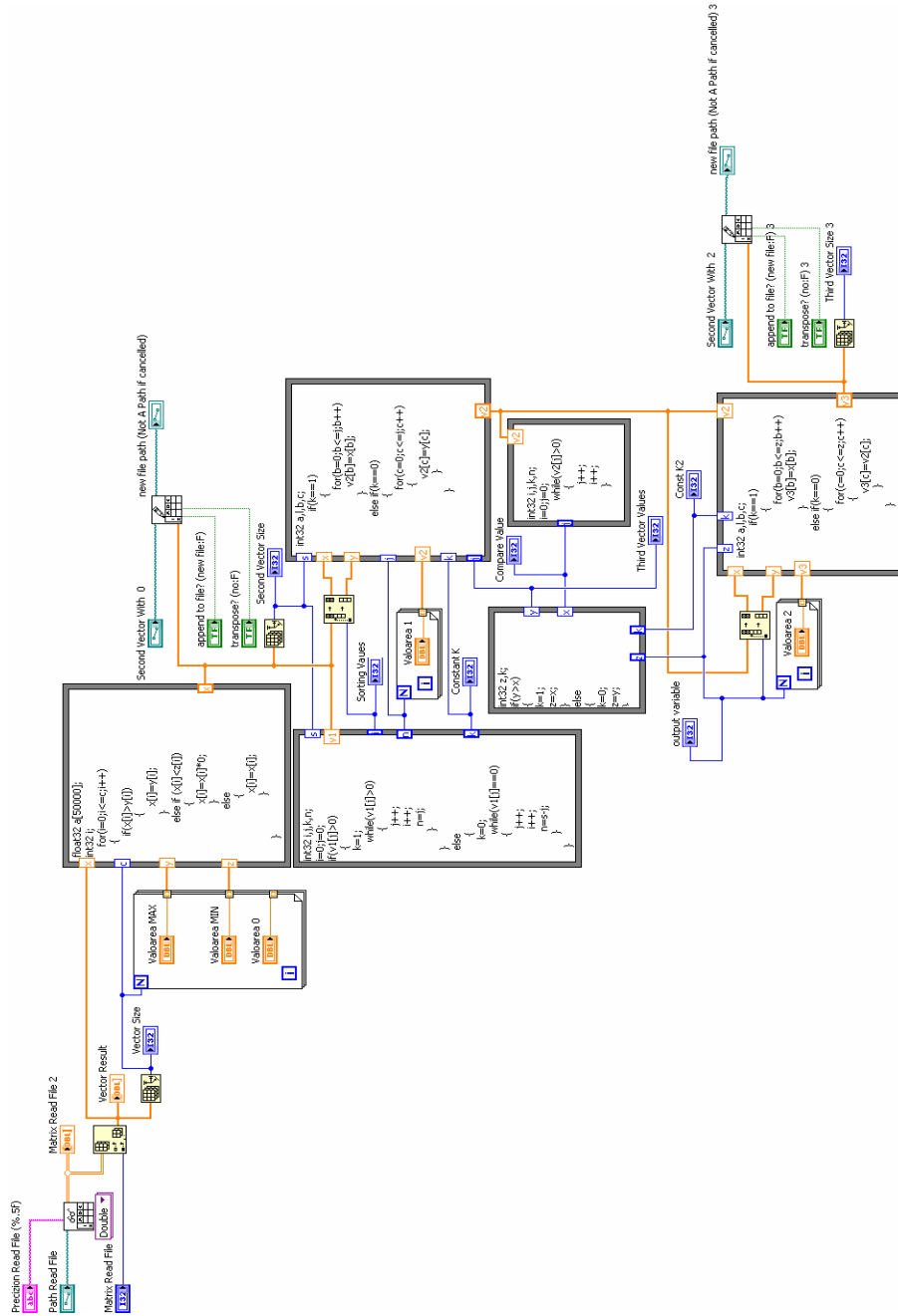
Programul de calcul utilizat pentru ridicarea curbelor fluxului, MSPP-CS.



Programul de calcul utilizat pentru obținerea curbelor curentului și tensiunii în momentul de comutație și de stingere.



Programul de calcul a rezistenței MSPP-CS.



Anexa 3

Programul de calcul utilizat pentru reprezentarea grafică a curbelor fluxului, determinarea experimentală a inductanței, derivatei inductanței și cuplului electromagnetic

```
load P00.txt;  
load P01.txt;  
load P02.txt;  
load P03.txt;  
load P04.txt;  
load P05.txt;  
load P06.txt;  
load P07.txt;  
load P08.txt;  
load P09.txt;  
load P10.txt;  
load P11.txt;  
load P12.txt;  
load P13.txt;  
load P14.txt;  
load P15.txt;  
load P16.txt;  
load P17.txt;  
load P18.txt;  
load P19.txt;  
load P20.txt;  
load P21.txt;  
load P22.txt;  
load P23.txt;  
load P24.txt;  
load P25.txt;  
load P26.txt;  
load P27.txt;  
load P28.txt;  
load P29.txt;  
load P30.txt;  
load P31.txt;  
load P32.txt;  
load P33.txt;  
load P34.txt;  
load P35.txt;  
load P36.txt;  
load P37.txt;  
load P38.txt;  
load P39.txt;  
load P40.txt;  
load P41.txt;  
load P42.txt;  
load P43.txt;  
load P44.txt;  
load P45.txt;  
load P46.txt;  
load P47.txt;  
load P48.txt;  
load P49.txt;
```



```
load P50.txt;
```

```
% CALCUL DE LA 0 LA 10
P001=[P00(:,1)+0.000001*P00(:,2)];
P002=[P00(:,3)+0.00001*P00(:,4)];
P011=[P01(:,1)+0.000001*P01(:,2)];
P012=[P01(:,3)+0.00001*P01(:,4)];
P021=[P02(:,1)+0.000001*P02(:,2)];
P022=[P02(:,3)+0.00001*P02(:,4)];
P031=[P03(:,1)+0.000001*P03(:,2)];
P032=[P03(:,3)+0.00001*P03(:,4)];
P041=[P04(:,1)+0.000001*P04(:,2)];
P042=[P04(:,3)+0.00001*P04(:,4)];
P051=[P05(:,1)+0.000001*P05(:,2)];
P052=[P05(:,3)+0.00001*P05(:,4)];
P061=[P06(:,1)+0.000001*P06(:,2)];
P062=[P06(:,3)+0.00001*P06(:,4)];
P071=[P07(:,1)+0.000001*P07(:,2)];
P072=[P07(:,3)+0.00001*P07(:,4)];
P081=[P08(:,1)+0.000001*P08(:,2)];
P082=[P08(:,3)+0.00001*P08(:,4)];
P091=[P09(:,1)+0.000001*P09(:,2)];
P092=[P09(:,3)+0.00001*P09(:,4)];
% CALCUL DE LA 10 LA 20
P101=[P10(:,1)+0.000001*P10(:,2)];
P102=[P10(:,3)+0.00001*P10(:,4)];
P111=[P11(:,1)+0.000001*P11(:,2)];
P112=[P11(:,3)+0.00001*P11(:,4)];
P121=[P12(:,1)+0.000001*P12(:,2)];
P122=[P12(:,3)+0.00001*P12(:,4)];
P131=[P13(:,1)+0.000001*P13(:,2)];
P132=[P13(:,3)+0.00001*P13(:,4)];
P141=[P14(:,1)+0.000001*P14(:,2)];
P142=[P14(:,3)+0.00001*P14(:,4)];
P151=[P15(:,1)+0.000001*P15(:,2)];
P152=[P15(:,3)+0.00001*P15(:,4)];
P161=[P16(:,1)+0.000001*P16(:,2)];
P162=[P16(:,3)+0.00001*P16(:,4)];
P171=[P17(:,1)+0.000001*P17(:,2)];
P172=[P17(:,3)+0.00001*P17(:,4)];
P181=[P18(:,1)+0.000001*P18(:,2)];
P182=[P18(:,3)+0.00001*P18(:,4)];
P191=[P19(:,1)+0.000001*P19(:,2)];
P192=[P19(:,3)+0.00001*P19(:,4)];
% CALCUL DE LA 20 LA 30
P201=[P20(:,1)+0.000001*P20(:,2)];
P202=[P20(:,3)+0.00001*P20(:,4)];
P211=[P21(:,1)+0.000001*P21(:,2)];
P212=[P21(:,3)+0.00001*P21(:,4)];
P221=[P22(:,1)+0.000001*P22(:,2)];
P222=[P22(:,3)+0.00001*P22(:,4)];
P231=[P23(:,1)+0.000001*P23(:,2)];
P232=[P23(:,3)+0.00001*P23(:,4)];
P241=[P24(:,1)+0.000001*P24(:,2)];
P242=[P24(:,3)+0.00001*P24(:,4)];
P251=[P25(:,1)+0.000001*P25(:,2)];
```

```
P252=[P25(:,3)+0.00001*P25(:,4)];
P261=[P26(:,1)+0.000001*P26(:,2)];
P262=[P26(:,3)+0.00001*P26(:,4)];
P271=[P27(:,1)+0.000001*P27(:,2)];
P272=[P27(:,3)+0.00001*P27(:,4)];
P281=[P28(:,1)+0.000001*P28(:,2)];
P282=[P28(:,3)+0.00001*P28(:,4)];
P291=[P29(:,1)+0.000001*P29(:,2)];
P292=[P29(:,3)+0.00001*P29(:,4)];
% CALCUL DE LA 30 LA 40
P301=[P30(:,1)+0.000001*P30(:,2)];
P302=[P30(:,3)+0.00001*P30(:,4)];
P311=[P31(:,1)+0.000001*P31(:,2)];
P312=[P31(:,3)+0.00001*P31(:,4)];
P321=[P32(:,1)+0.000001*P32(:,2)];
P322=[P32(:,3)+0.00001*P32(:,4)];
P331=[P33(:,1)+0.000001*P33(:,2)];
P332=[P33(:,3)+0.00001*P33(:,4)];
P341=[P34(:,1)+0.000001*P34(:,2)];
P342=[P34(:,3)+0.00001*P34(:,4)];
P351=[P35(:,1)+0.000001*P35(:,2)];
P352=[P35(:,3)+0.00001*P35(:,4)];
P361=[P36(:,1)+0.000001*P36(:,2)];
P362=[P36(:,3)+0.00001*P36(:,4)];
P371=[P37(:,1)+0.000001*P37(:,2)];
P372=[P37(:,3)+0.00001*P37(:,4)];
P381=[P38(:,1)+0.000001*P38(:,2)];
P382=[P38(:,3)+0.00001*P38(:,4)];
P391=[P39(:,1)+0.000001*P39(:,2)];
P392=[P39(:,3)+0.00001*P39(:,4)];
% CALCUL DE LA 40 LA 50
P401=[P40(:,1)+0.000001*P40(:,2)];
P402=[P40(:,3)+0.00001*P40(:,4)];
P411=[P41(:,1)+0.000001*P41(:,2)];
P412=[P41(:,3)+0.00001*P41(:,4)];
P421=[P42(:,1)+0.000001*P42(:,2)];
P422=[P42(:,3)+0.00001*P42(:,4)];
P431=[P43(:,1)+0.000001*P43(:,2)];
P432=[P43(:,3)+0.00001*P43(:,4)];
P441=[P44(:,1)+0.000001*P44(:,2)];
P442=[P44(:,3)+0.00001*P44(:,4)];
P451=[P45(:,1)+0.000001*P45(:,2)];
P452=[P45(:,3)+0.00001*P45(:,4)];
P461=[P46(:,1)+0.000001*P46(:,2)];
P462=[P46(:,3)+0.00001*P46(:,4)];
P471=[P47(:,1)+0.000001*P47(:,2)];
P472=[P47(:,3)+0.00001*P47(:,4)];
P481=[P48(:,1)+0.000001*P48(:,2)];
P482=[P48(:,3)+0.00001*P48(:,4)];
P491=[P49(:,1)+0.000001*P49(:,2)];
P492=[P49(:,3)+0.00001*P49(:,4)];
```

figure (1);

```
plot(P001,P002,P031,P032,P051,P052,P071,P072,P091,P092,P101,P102,P131,P132,P151,P152,
P171,P172,P191,P192,P201,P202,P231,P232,P251,P252,...
P271,P272,P291,P292,P301,P302,P331,P332,P351,P352,P371,P372,P391,P392,P401,P402,P431,
P432,P451,P452,P571,P572,P591,P592);
```

```
grid on
title('Ridicarea Curbelor Fluxului Flux=f(i) unghiul teta constant')
xlabel('Curentul [A]')
ylabel('Fluxul Magnetic [Wb]')
```

```
%Calcul fluxului magnetic cu metoda polinomiala.
```

```
cf001=polyfit(P001,P002,6);
cf003=polyfit(P031,P032,6);
cf005=polyfit(P051,P052,6);
cf007=polyfit(P071,P072,6);
cf009=polyfit(P091,P092,6);
cf101=polyfit(P101,P102,6);
cf103=polyfit(P131,P132,6);
cf105=polyfit(P151,P152,6);
cf107=polyfit(P171,P172,6);
cf109=polyfit(P191,P192,6);
cf201=polyfit(P201,P202,6);
cf203=polyfit(P231,P232,6);
cf205=polyfit(P251,P252,6);
cf207=polyfit(P271,P272,6);
cf209=polyfit(P291,P292,6);
cf301=polyfit(P301,P302,6);
cf303=polyfit(P331,P332,6);
cf305=polyfit(P351,P352,6);
cf307=polyfit(P371,P372,6);
cf309=polyfit(P391,P392,6);
cf401=polyfit(P401,P402,6);
cf403=polyfit(P431,P432,6);
cf405=polyfit(P451,P452,6);
cf407=polyfit(P471,P472,6);
cf409=polyfit(P491,P492,6);
cf501=polyfit(P501,P502,6);
cf503=polyfit(P531,P532,6);
cf505=polyfit(P551,P552,6);
cf507=polyfit(P571,P572,6);
cf509=polyfit(P591,P592,6);
```

```
i=0:1:29;
```

```
f001=polyval(cf001,i);
f003=polyval(cf003,i);
f005=polyval(cf005,i);
f007=polyval(cf007,i);
f009=polyval(cf009,i);
f101=polyval(cf101,i);
f103=polyval(cf103,i);
f105=polyval(cf105,i);
f107=polyval(cf107,i);
f109=polyval(cf109,i);
f201=polyval(cf201,i);
f203=polyval(cf203,i);
f205=polyval(cf205,i);
f207=polyval(cf207,i);
f209=polyval(cf209,i);
f301=polyval(cf301,i);
f303=polyval(cf303,i);
```

```
f305=polyval(cf305,i);
f307=polyval(cf307,i);
f309=polyval(cf309,i);
f401=polyval(cf401,i);
f403=polyval(cf403,i);
f405=polyval(cf405,i);
f407=polyval(cf407,i);
f409=polyval(cf409,i);
f501=polyval(cf501,i);
f503=polyval(cf503,i);
f505=polyval(cf505,i);
f507=polyval(cf507,i);
f509=polyval(cf509,i);
```

```
figure (2);
plot(i,f001,i,f003,i,f005,i,f007,i,f009,i,f101,i,f103,i,f105,i,f107,i,f109,i,f201,i,f203,i,f205,i,f207,
i,f209,i,f301,i,f303,i,f305,i,f307,i,f309,i,f401,i,f403,i,f405,i,f507,i,f509);
grid on
title('Ridicarea Curbelor Fluxului Flux=f(i) unghiul teta constant prin metoda polinomiala')
xlabel('Curentul [A]')
ylabel('Fluxul Magnetic [Wb]')
```

%Calcul inductantei magnetice.

```
L001=f001(2:length(f001))./i(2:length(i));
L003=f003(2:length(f003))./i(2:length(i));
L005=f005(2:length(f005))./i(2:length(i));
L007=f007(2:length(f007))./i(2:length(i));
L009=f009(2:length(f009))./i(2:length(i));
L100=f101(2:length(f101))./i(2:length(i));
L103=f103(2:length(f103))./i(2:length(i));
L105=f105(2:length(f105))./i(2:length(i));
L107=f107(2:length(f107))./i(2:length(i));
L109=f109(2:length(f109))./i(2:length(i));
L200=f201(2:length(f201))./i(2:length(i));
L203=f203(2:length(f203))./i(2:length(i));
L205=f205(2:length(f205))./i(2:length(i));
L207=f207(2:length(f207))./i(2:length(i));
L209=f209(2:length(f209))./i(2:length(i));
L300=f301(2:length(f301))./i(2:length(i));
L303=f303(2:length(f303))./i(2:length(i));
L305=f305(2:length(f305))./i(2:length(i));
L307=f307(2:length(f307))./i(2:length(i));
L309=f309(2:length(f309))./i(2:length(i));
L400=f401(2:length(f401))./i(2:length(i));
L403=f403(2:length(f403))./i(2:length(i));
L405=f405(2:length(f405))./i(2:length(i));
L407=f407(2:length(f407))./i(2:length(i));
L409=f409(2:length(f409))./i(2:length(i));
L500=f501(2:length(f501))./i(2:length(i));
L503=f503(2:length(f503))./i(2:length(i));
L505=f505(2:length(f505))./i(2:length(i));
L507=f507(2:length(f507))./i(2:length(i));
L509=f509(2:length(f509))./i(2:length(i));
```

% Valorile inductantei in functie de valorile de datele primite din
% masurari. Introducerea la tabel functie de unghiul luat la masurare

```
LTabel1=[L001  
L003  
L005  
L007  
L009  
L101  
L103  
L105  
L107  
L109  
L200  
L203  
L205  
L207  
L209  
L301  
L303  
L305  
L307  
L309  
L401  
L403  
L405  
L407  
L409  
L501  
L503  
L505  
L507  
L509];
```

% Valorile inductantei functie unghi si curent constant

```
in00=LTabel1(:,1);  
in01=LTabel1(:,2);  
in02=LTabel1(:,3);  
in03=LTabel1(:,4);  
in04=LTabel1(:,5);  
in05=LTabel1(:,6);  
in06=LTabel1(:,7);  
in07=LTabel1(:,8);  
in08=LTabel1(:,9);  
in09=LTabel1(:,10);  
in10=LTabel1(:,11);  
in11=LTabel1(:,12);  
in12=LTabel1(:,13);  
in13=LTabel1(:,14);  
in14=LTabel1(:,15);  
in15=LTabel1(:,16);  
in16=LTabel1(:,17);  
in17=LTabel1(:,18);  
in18=LTabel1(:,19);  
in19=LTabel1(:,20);  
in20=LTabel1(:,21);  
in21=LTabel1(:,22);  
in22=LTabel1(:,23);
```

```
in23=LTable1(:,24);
in24=LTable1(:,25);
in25=LTable1(:,26);
in26=LTable1(:,27);
in27=LTable1(:,28);
in28=LTable1(:,29);
in29=LTable1(:,30);
```

% Valorile inductantei functie de un unghi de 45 grade

```
LTable2=[in00,in01,in02,in03,in04,in05,in06,in07,in08,in09,in10,in11,in12,in13,in14,in15,in16
,in17,in18,in19,in20,in21,in22,in23,in24,...
in25,in26,in27,in28,in29];
```

```
teta=0:1:45;
teta=rot90(teta)*pi/180;
```

```
cind00=polyfit(teta,in00,3);
cind01=polyfit(teta,in01,3);
cind02=polyfit(teta,in02,3);
cind03=polyfit(teta,in03,3);
cind04=polyfit(teta,in04,3);
cind05=polyfit(teta,in05,3);
cind06=polyfit(teta,in06,3);
cind07=polyfit(teta,in07,3);
cind08=polyfit(teta,in08,3);
cind09=polyfit(teta,in09,3);
cind10=polyfit(teta,in10,3);
cind11=polyfit(teta,in11,3);
cind12=polyfit(teta,in12,3);
cind13=polyfit(teta,in13,3);
cind14=polyfit(teta,in14,3);
cind15=polyfit(teta,in15,3);
cind16=polyfit(teta,in16,3);
cind17=polyfit(teta,in17,3);
cind18=polyfit(teta,in18,3);
cind19=polyfit(teta,in19,3);
cind20=polyfit(teta,in20,3);
cind21=polyfit(teta,in21,3);
cind22=polyfit(teta,in22,3);
cind23=polyfit(teta,in23,3);
cind24=polyfit(teta,in24,3);
cind25=polyfit(teta,in25,3);
cind26=polyfit(teta,in26,3);
cind27=polyfit(teta,in27,3);
cind28=polyfit(teta,in28,3);
cind29=polyfit(teta,in29,3);
```

```
t1=0:.1:45;
t1=t1*pi/180; %transformarea grade-radian
ind00=polyval(cind00,t1);
ind01=polyval(cind01,t1);
ind02=polyval(cind02,t1);
ind03=polyval(cind03,t1);
ind04=polyval(cind04,t1);
ind05=polyval(cind05,t1);
ind06=polyval(cind06,t1);
```

```
ind07=polyval(cind07,t1);
ind08=polyval(cind08,t1);
ind09=polyval(cind09,t1);
ind10=polyval(cind10,t1);
ind11=polyval(cind11,t1);
ind12=polyval(cind12,t1);
ind13=polyval(cind13,t1);
ind14=polyval(cind14,t1);
ind15=polyval(cind15,t1);
ind16=polyval(cind16,t1);
ind17=polyval(cind17,t1);
ind18=polyval(cind18,t1);
ind19=polyval(cind19,t1);
ind20=polyval(cind20,t1);
ind21=polyval(cind21,t1);
ind22=polyval(cind22,t1);
ind23=polyval(cind23,t1);
ind24=polyval(cind24,t1);
ind25=polyval(cind25,t1);
ind26=polyval(cind26,t1);
ind27=polyval(cind27,t1);
ind28=polyval(cind28,t1);
ind29=polyval(cind29,t1);
```

```
figure (3);
plot(t1,ind00,t1,ind02,t1,ind04,t1,ind06,t1,ind08,t1,ind10,t1,ind12,t1,ind14,t1,ind16,t1,ind18,
t1,ind20,t1,ind22,t1,ind24,...
t1,ind26,t1,ind28,t1,ind29,t1,ind01,t1,ind07,t1,ind17,t1,ind19);
grid on
title('Reprezentarea functiei Inductanta=f(teta)')
xlabel('Unghiul in Grade [radian]')
ylabel('Inductanta in Henry [H]')
```

```
% Calcul inductantei pentru unghiul de 90 grade
```

```
vind00=[ind00 rot90(rot90(ind00))];
vind01=[ind01 rot90(rot90(ind01))];
vind02=[ind02 rot90(rot90(ind02))];
vind03=[ind03 rot90(rot90(ind03))];
vind04=[ind04 rot90(rot90(ind04))];
vind05=[ind05 rot90(rot90(ind05))];
vind06=[ind06 rot90(rot90(ind06))];
vind07=[ind07 rot90(rot90(ind07))];
vind08=[ind08 rot90(rot90(ind08))];
vind09=[ind09 rot90(rot90(ind09))];
vind10=[ind10 rot90(rot90(ind10))];
vind11=[ind11 rot90(rot90(ind11))];
vind12=[ind12 rot90(rot90(ind12))];
vind13=[ind13 rot90(rot90(ind13))];
vind14=[ind14 rot90(rot90(ind14))];
vind15=[ind15 rot90(rot90(ind15))];
vind16=[ind16 rot90(rot90(ind16))];
vind17=[ind17 rot90(rot90(ind17))];
vind18=[ind18 rot90(rot90(ind18))];
vind19=[ind19 rot90(rot90(ind19))];
vind20=[ind20 rot90(rot90(ind20))];
vind21=[ind21 rot90(rot90(ind21))];
```

```
vind22=[ind22 rot90(rot90(ind22))];  
vind23=[ind23 rot90(rot90(ind23))];  
vind24=[ind24 rot90(rot90(ind24))];  
vind25=[ind25 rot90(rot90(ind25))];  
vind26=[ind26 rot90(rot90(ind26))];  
vind27=[ind27 rot90(rot90(ind27))];  
vind28=[ind28 rot90(rot90(ind28))];  
vind29=[ind29 rot90(rot90(ind29))];
```

```
LLabel3=[vind00  
vind01  
vind02  
vind03  
vind04  
vind05  
vind06  
vind07  
vind08  
vind09  
vind10  
vind11  
vind12  
vind13  
vind14  
vind15  
vind16  
vind17  
vind18  
vind19  
vind20  
vind21  
vind22  
vind23  
vind24  
vind25  
vind26  
vind27  
vind28  
vind29];
```

```
teta=0:.1:90.1;  
teta=teta*pi/180;
```

```
%v=polyval(teta,vind25);
```

```
figure (4);  
plot(teta,vind00,teta,vind02,teta,vind04,teta,vind06,teta,vind08,teta,vind10,teta,vind12,teta,v  
ind14,teta,vind16,...
```

```
teta,vind18,teta,vind20,teta,vind22,teta,vind24,teta,vind26,teta,vind28,teta,vind29,teta,vind0  
1,teta,vind07,teta,vind17,teta,vind19);  
grid on  
title('Reprezentarea functiei Inductanta=f(teta) pentru teta 90 [grade]')  
xlabel('Unghiul in Grade [radian]');  
ylabel('Inductanta in Henry [H]')
```



```
% ////////////////////////////////////////////////////////////////////
% Calcul punctelor de interpolare pentru functia L(teta,curent)
% Calcul este cu pasul de 0.1[A] si 0.1[grade] dar in radian

v00=[vind00];
v29=[vind29];
deltai=5; % amper
i=1;
for j=1:1:902;
    dlanda(i)=v00(:,j)-v29(:,j);
    i=i+1;
end
LLabel4=[dlanda];
a=1;
for b=1:1:902;
    y(a)=LLabel4(:,b)/deltai;
    a=a+1;
end
h=1;
for m=.1:1:5;
    u(h)=m;
    h=h+1;
end
LLabel5=[y];
LLabel6=[u];

for n=1:902;
    for k=1:50;
        g(n,k)=LLabel5(:,n)*LLabel6(:,k);
        %m=m+1;
    end
end
viv=rot90(v50);
for r=1:902
    for e=1:50
        s(r,e)=viv(r,:);
    end
end

matrica=s+g; %matrica cu valorile inductantei

tcc=0:.1:90.1;
tcc=tcc*pi/180;
tcc=rot90(rot90(rot90(tcc)));

ccc01=diff(matrica(:,1))./diff(tcc);
ccc02=diff(matrica(:,2))./diff(tcc);
ccc03=diff(matrica(:,3))./diff(tcc);
ccc04=diff(matrica(:,4))./diff(tcc);
ccc05=diff(matrica(:,5))./diff(tcc);
ccc06=diff(matrica(:,6))./diff(tcc);
ccc07=diff(matrica(:,7))./diff(tcc);
ccc08=diff(matrica(:,8))./diff(tcc);
ccc09=diff(matrica(:,9))./diff(tcc);
ccc10=diff(matrica(:,10))./diff(tcc);
ccc11=diff(matrica(:,11))./diff(tcc);
ccc12=diff(matrica(:,12))./diff(tcc);
```

```
ccc13=diff(matrica(:,13))./diff(tcc);
ccc14=diff(matrica(:,14))./diff(tcc);
ccc15=diff(matrica(:,15))./diff(tcc);
ccc16=diff(matrica(:,16))./diff(tcc);
ccc17=diff(matrica(:,17))./diff(tcc);
ccc18=diff(matrica(:,18))./diff(tcc);
ccc19=diff(matrica(:,19))./diff(tcc);
ccc20=diff(matrica(:,20))./diff(tcc);
ccc21=diff(matrica(:,21))./diff(tcc);
ccc22=diff(matrica(:,22))./diff(tcc);
ccc23=diff(matrica(:,23))./diff(tcc);
ccc24=diff(matrica(:,24))./diff(tcc);
ccc25=diff(matrica(:,25))./diff(tcc);
ccc26=diff(matrica(:,26))./diff(tcc);
ccc27=diff(matrica(:,27))./diff(tcc);
ccc28=diff(matrica(:,28))./diff(tcc);
ccc29=diff(matrica(:,29))./diff(tcc);
```

```
mdi=[ccc01,ccc02,ccc03,ccc04,ccc05,ccc06,ccc07,ccc08,ccc09,ccc10,ccc11,ccc12,ccc13,ccc14,
...
```

```
ccc15,ccc16,ccc17,ccc18,ccc19,ccc20,ccc21,ccc22,ccc23,ccc24,ccc25,ccc26,ccc27,ccc28,ccc29]
;
```

```
mc01=0.5*0.1^2*ccc01;
mc02=0.5*0.2^2*ccc02;
mc03=0.5*0.3^2*ccc03;
mc04=0.5*0.4^2*ccc04;
mc05=0.5*0.5^2*ccc05;
mc06=0.5*0.6^2*ccc06;
mc07=0.5*0.7^2*ccc07;
mc08=0.5*0.8^2*ccc08;
mc09=0.5*0.9^2*ccc09;
mc10=0.5*1.0^2*ccc10;
mc11=0.5*1.1^2*ccc11;
mc12=0.5*1.2^2*ccc12;
mc13=0.5*1.3^2*ccc13;
mc14=0.5*1.4^2*ccc14;
mc15=0.5*1.5^2*ccc15;
mc16=0.5*1.6^2*ccc16;
mc17=0.5*1.7^2*ccc17;
mc18=0.5*1.8^2*ccc18;
mc19=0.5*1.9^2*ccc19;
mc20=0.5*2.0^2*ccc20;
mc21=0.5*2.1^2*ccc21;
mc22=0.5*2.2^2*ccc22;
mc23=0.5*2.3^2*ccc23;
mc24=0.5*2.4^2*ccc24;
mc25=0.5*2.5^2*ccc25;
mc26=0.5*2.6^2*ccc26;
mc27=0.5*2.7^2*ccc27;
mc28=0.5*2.8^2*ccc28;
mc29=0.5*2.9^2*ccc29;
```

```
tcc=0:.1:90;
```

```
tcc1=tcc*pi/180;
figure (5);
plot(tcc1,mc01,tcc1,mc03,tcc1,mc06,tcc1,mc09,tcc1,mc11,tcc1,mc13,tcc1,mc16,tcc1,mc19,tc
c1,mc21,tcc1,mc23,tcc1,mc26,tcc1,mc29);
grid on
title('Reprezentarea grafica a cuplului electromagnetic')
xlabel('Unghiul in [radian]');
ylabel('Cuplul in [Nm]')
```

```
figure (6)
meshz(cuplultabel)
shading flat
colormap(hsv)
title('Reprezentarea in 3D a Curbelor Cuplului')
xlabel('Curentul [A]')
ylabel('Unghiul in Radian [Rad]')
zlabel('Cuplu in [Nm]')
grid on;
```

Anexa 4

Prezentarea programului de calcul al regulatorului PI-Fuzzy

```
e=0.00155
Ti=0.070; kR=22.58; alfa=2*Te/(2*Ti-Te); Be=0.5; Bde=alfa * Be;
Bdu=Be*kR*Te/Ti
a=newfis('a');
a=addvar(a,'input','ek',[-3*Be 3*Be]);
a=addmf(a,'input',1,'NM','trapmf',[-3*Be -3*Be -2*Be -Be]);
a=addmf(a,'input',1,'Nm','trimf',[-2*Be -Be 0]);
a=addmf(a,'input',1,'Ze','trimf',[-Be 0 Be]);
a=addmf(a,'input',1,'Pm','trimf',[0 Be 2*Be]);
a=addmf(a,'input',1,'PM','trapmf',[Be 2*Be 3*Be 3*Be]);
a=addvar(a,'input','dek',[-3*Be 3*Be]);
a=addmf(a,'input',2,'NM','trapmf',[-3*Be -3*Be -2*Bde -Bde]);
a=addmf(a,'input',2,'Nm','trimf',[-2*Bde -Bde 0]);
a=addmf(a,'input',2,'Ze','trimf',[-Bde 0 Bde]);
a=addmf(a,'input',2,'Pm','trimf',[0 Bde 2*Bde]);
a=addmf(a,'input',2,'PM','trapmf',[Bde 2*Bde 3*Be 3*Be]);
a=addvar(a,'output','duk',[-3*Be 3*Bdu]);
a=addmf(a,'output',1,'NM','trimf',[-3*Be -3*Bdu -2*Bdu]);
a=addmf(a,'output',1,'Nmd','trimf',[-3*Bdu -2*Bdu -1*Bdu]);
a=addmf(a,'output',1,'Nm','trimf',[-2*Bdu -Bdu 0]);
a=addmf(a,'output',1,'Ze','trimf',[-Bdu 0 Bdu]);
a=addmf(a,'output',1,'Pm','trimf',[0 Bdu 2*Bdu]);
a=addmf(a,'output',1,'Pmd','trimf',[Bdu 2*Bdu 3*Bdu]);
a=addmf(a,'output',1,'PM','trimf',[2*Bdu 3*Bdu 3*Be]);
ListaReguli=[1 5 4 1 1
              1 4 3 1 1
              1 3 2 1 1
              1 2 1 1 1
              1 1 1 1 1
              2 5 5 1 1
              2 4 4 1 1
              2 3 3 1 1
              2 2 2 1 1
              2 1 1 1 1
              3 5 6 1 1
              3 4 5 1 1
              3 3 4 1 1
              3 2 3 1 1
              3 1 2 1 1
              4 5 7 1 1
              4 4 6 1 1
              4 3 5 1 1
              4 2 4 1 1
              4 1 3 1 1
              5 5 7 1 1
              5 4 7 1 1
              5 3 6 1 1
              5 2 5 1 1
              5 1 4 1 1 ];
a=addrule(a,ListaReguli);
writefis(a,'a');
```

Anexa 5

Implementarea regulatorului de viteză pe platforma experimentală DSP56F807EVM

```
/* Speed controller parameters */
#define SPEED_CONTROLLER_P_SCALE      13      /* proportional scale */
#define SPEED_CONTROLLER_P_GAIN      900     /*proportional gain */
#define SPEED_CONTROLLER_I_SCALE_12V  20     /* integration scale */
#define SPEED_CONTROLLER_I_GAIN      10     /*integration gain */
#define I_PHASE_MAX                   28.5   /*high limit of ph. current */
#define I_PHASE_MIN                   5.5

static void SpeedCalculation(void)
{
    /* calculation of time between following IC edges according
    sign of the difference */

    if (time_captured < time_captured_old)
    {
        time_captured_delta[counterTimeCaptured] = \
            0xffff - time_captured_old + time_captured;
    }
    else
    {
        time_captured_delta[counterTimeCaptured] = \
            time_captured - time_captured_old;
    }

    time_captured_old = time_captured; /* store last time capture */

    switch (startUpControl)
    {
    case START_UP_COMMAND: /* if start-up in process (START_UP_COMMAND) */
    {
        counterStartupCommut++;          /* increase commutation counter */
        if (counterStartupCommut == 3) /* if 3rd. commutation */
        {
            /* fill the field with the last captured value */
            time_captured_delta[3] = time_captured_delta[0];
            time_captured_delta[2] = time_captured_delta[0];
            time_captured_delta[1] = time_captured_delta[0];
            counterTimeCaptured++;
            /* initialize speed controller */
            speedCtrlPIprm.IntegralPortionK_1 = i_desired;
            /* set Start-up => START_UP_FINISHED */
            startUpControl = START_UP_FINISHED;
        }
        break;
    }
    /* if start-up finished and motor is running */
    case START_UP_FINISHED:
    {
        counterTimeCaptured++;          /* increment pointer */
    }
    }
}
```

```

if (counterTimeCaptured == 4)    /* limit to four */
{
    counterTimeCaptured = 0;
}

/* sum the four samples */
time_captured_delta_sum = time_captured_delta[0] + time_captured_delta[1]\
+ time_captured_delta[2] + time_captured_delta[3];
/* calculate motor speed */
omega_actual_mech = div_s(const_omega_calc, \
    extract_l(time_captured_delta_sum>>2));
break;
}
}
}

```

Implementarea regulatorului de curent în cascadă cu regulatorul de viteză pe platforma experimentală DSP56F807EVM

```

/* Current controller parameters */
#define SPEED_CONTROLLER_P_SCALE      7    /* proportional scale */
#define SPEED_CONTROLLER_P_GAIN      900  /*proportional gain */
#define SPEED_CONTROLLER_I_SCALE_12V 16   /* integration scale */
#define SPEED_CONTROLLER_I_GAIN      100  /*integration gain */
#define I_PHASE_MAX                  28.5 /*high limit of ph. current */
#define I_PHASE_MIN                   5.5

#define CURRENT_CONTROLLER_P_SCALE    12   /* proportional scale */
#define CURRENT_CONTROLLER_P_GAIN     100  /* proportional gain */
#define CURRENT_CONTROLLER_I_SCALE_12V 4   /*integration scale*/
#define CURRENT_CONTROLLER_I_GAIN     120  /*integration gain*/
#define DUTY_CYCLE_MAX                100.0 /* 100 high limit of
#define DUTY_CYCLE_MIN                 8.0  /* 8 low limit of duty cycle*/
#define CURRENT_CONTROLLER_I_POR_K_1   0   /* 0 internal integration component */

static void CurrentController(void)
{
    /* if current control enabled */
    if (currentControlEnable)
    {
        /* calculate output duty cycle using current PI controller */
        outputDutyCycle = controllerPItype1(i_desired, i_active,\
            &currentCtrlPIprm);
    }
    /* if current control disabled (at the beginning of the PWM pulse) */
    else
    {
        /* check if actual current exceeded current command */
        if (i_active > i_desired)
        {
            currentControlEnable = 1; /* enable current control */
            /* set initial IntegralPortion of the controller
            according voltage level */
            if(appPcmCtrlStat.B.Mains12VDC) /* if 230V */
            {
                /* integral portion = 1.5 * i_desired */
                currentCtrlPIprm.IntegralPortionK_1 = \
                    (mult(i_desired, FRAC16(0.75)))<<1;
            }
        }
    }
}

```

```
    }
    outputDutyCycle = controllerPItype1(i_desired, i_active,\
    &currentCtrlPIprm);
    }

    else /* actual phase current does not exceeded current command yet */
    {
        switch (startUpControl)
        {
            case START_UP_COMMAND:
            {
                /* during motor start-up apply lower duty cycle
                at the beginning of commutation */
                outputDutyCycle = outputDutyCycleStartup;
                break;
            }
            case START_UP_FINISHED:
            {
                /* during motor operation running apply 100% duty cycle
                at the beginning of commutation */
                outputDutyCycle = (int)FRAC16\
                (APP_DUTY_CYCLE_MAX/APP_DUTY_CYCLE_MAX);
                break;
            }
            default:
                break;
        }
    }
}
}
```

Anexa 6

Implementarea programului de calcul on-line a rezistenței MSPP-CS.

```
switch (startUpControl)
{
    /* wait for rotor stabilization, measure phase resistance,
    turn-off phases B and initialize start-up variables */
    case ALIGNMENT_STAGE_TWO:
    {
        counterAlignment++;          /* increment alignment counter */

        /* when rotor stabilized, calculate phase resistance as an average
        of 32 measurement */
        if ((counterAlignment > 60)&&(counterAlignment < 93))
        {
            /* calculate sample phase resistance */
            r_phase_sample = div_s(mult(u_dc_bus, outputDutyCycle), i_active);

            r_phase_actual_sum += r_phase_sample; /* accumulate */
        }

        if (counterAlignment == 100) /* if resistance measurement finalized */
        {
            r_phase_actual = extract_l(r_phase_actual_sum >> 5); /* divide by 32 */

            /* sa scos din program corectarea rezistentei daca este utilizat optoboard
            /* correct measured resistance if opto board is used */

            if(powerStage==appPcmCtrlStat.B.Mains12VDC)
            {
                /* r_phase_actual = r_phase_actual * R_CORRECT_CONST_12V */
                r_phase_actual = mult(r_phase_actual, \
                    (int)FRAC16(R_CORRECT_CONST_12V));
            }

            /* for 115V line voltage */

            /* else if((powerStage==SR_HV_180W_OPTO)&&(appPcmCtrlStat.B.Mains115VAC))
            {
                /* r_phase_actual = r_phase_actual * R_CORRECT_CONST_115V */
                /* r_phase_actual = mult(r_phase_actual, \
                (int)FRAC16(R_CORRECT_CONST_115V/2));
                r_phase_actual = r_phase_actual << 1;
            } */

            /* prepare application variables for motor start-up */
            archDisableInt();          /* disable masked interrupts */
            commutate = 1;          /* commutate phases => start the motor */

            /* initialize variables before startup */
            omega_required_mech = omega_reqMIN_mech;
            omega_desired_mech = omega_required_mech;
            omega_actual_mech = omega_required_mech;
            i_desired = FRAC16(I_PHASE_STARTUP/APP_I_PHASE_MAX);
            /* encoder init (for PC Master position reference) */
            ioctl(qtimerA1Encoder, QT_WRITE_COUNTER_REG, 0);
        }
    }
}
```



```

        /* ALIGNMENT_STAGE_TWO => START_UP_COMMAND */
        startUpControl = START_UP_COMMAND;
        archEnableInt(); /* enable masked interrupts */

    }
    break;
}

case ALIGNMENT_STAGE_ONE: /* wait 50msec and turn-off phase C */
{
    counterAlignment++; /* increment alignment counter */
    if (counterAlignment == 5) /* after 5*10msec */
    {
        archDisableInt(); /* disable masked interrupts */
        /* turn off phase C */
        srmcmt3ph2sppPhOff(direction, &srmCmtData);
        archEnableInt(); /* enable masked interrupts */
        ALIGNMENT_STAGE_ONE =>
ALIGNMENT_STAGE_TWO */
        startUpControl=ALIGNMENT_STAGE_TWO;
    }
    break;
}
}

```

Implementarea programului de calcul on-line a fluxului MSPP-CS.

```

static void FluxLinkageCalc (void)
{
    /* ***** FLUX LINKAGE CALCULATION ***** */
    /*
    /* psi_T_active_sum = ((u_dc_bus_active * outputDutyCycle) -
    /* - (r_phase_actual * i_active)) + psi_T_active_sum */
    u_phase_active = mult (u_dc_bus_active, outputDutyCycle);
    phasefluxestCalc(u_phase_active, i_active, r_phase_actual, &psi_T_active_sum);

    /* if psi_T_discharge integration required */
    if(integratePsiTDischarge)
    {
        /* psi_T_discharge_sum = ((-u_dc_bus - (r_phase_actual * i_discharge))+
        /* + psi_T_discharge_sum */
        phasefluxestCalc(u_phase_discharge, i_discharge, r_phase_actual,\
        &psi_T_discharge_sum);
    }

    /* if discharge current close to zero, save flux linkage error */
    if(i_discharge < (int)FRAC16(I_PHASE_PSI_T_ERROR_CAPTURE/APP_I_PHASE_MAX))
    {
        /* scale psi_T error to 16 bit variable */
        psi_T_error = extract_l(L_shr(psi_T_discharge_sum,8));
        /* stop psi_T_discharge_sum calculation */
        integratePsiTDischarge = 0;
    }

    /* scale psi_T_active_sum to 16 bit variable */
    psi_T_active = extract_l(L_shr(psi_T_active_sum,8));
    */
}

```

```

/* ***** REFERENCE FLUX LINKAGE CALCULATION ***** */
*/

psi_T_reference = mult(const_psiT_i_theta_commut, i_active);

/* ***** COMMUTATION DETERMINATION ***** */
***** */

/* protection for false commutation when phase is turned-on */
if(i_active > FRAC16(I_PHASE_COMMUTATION_ENABLE/APP_I_PHASE_MAX))
{
/* if actual flux linkage exceeds the reference one, commutate! */
if(psi_T_active > psi_T_reference)
{
commutate = 1; /* commutate! */
}
}
}
}

```

Implementarea programului de calcul a reguletoarelor de viteză și curent MSPP-CS.

```

/* ***** */
/* CONSTANTS */
/* ***** */

/* Fault status word "appFaultStatus" and "appFaultPending" */
/* |_|_|_|_|_|_|_|_| |_|_|FPS|WPS|OH|UV|OC|OV| */
#define NO_FAULT 0x0000 /* no fault */
#define FAULT_OVERVOLTAGE 0x0001 /* BIT0 Overvoltage fault */
#define FAULT_OVERCURRENT 0x0002 /* BIT1 Overcurrent fault */
#define FAULT_UNDERVOLTAGE 0x0004 /* BIT2 Undervoltage fault */
#define FAULT_OVERHEATING 0x0008 /* BIT3 Overheating fault */
#define WRONG_POWER_STAGE 0x0010 /* BIT4 wrong power stage */
#define MAINS_FAULT 0x0020 /* BIT5 fault on line voltage */

/* Hardware identification word "powerStage" */
/* |_|_|_|_|_|_|_|_| |_|_|_|_|_|_|SR_HV_180W_OPTO|SR_HV_180W| */
#define SR_AV_180W 0x0001

/* Application maximum constants used for scaling */
#define APP_OMEGA_MAX 1500.0 /* application max speed [RPM] */
#define APP_DUTY_CYCLE_MAX 100.0 /* application max. duty cycle [%] */
#define APP_U_DC_BUS_MAX 15.9 /* 407 V = 100% ADC sensed DC-Bus
voltage (MODIFICATA PENTRU SRM12V) */
#define APP_I_PHASE_MAX 28.5 /* 2.93 A = 100% ADC sensed phase
current (MODIFICATA PENTRU SRM12V)*/

/* Application fault limits and fault pin assignment */

/* Undervoltage limit 80 V */

```

```

// #define UNDERVOLTAGE_LIMIT 80.0
#define UNDERVOLTAGE_LIMIT 3.0 /*a fost 9.0*/

/* power line limits */

#define U_DC_BUS_MIN_12V 7.0 /* PENTRU TENSIUNEA CONTINUA */
#define U_DC_BUS_MAX_12V 13.0 /* PENTRU TENSIUNEA CONTIUNA */

#define U_DCB_115V_230V_TRESHOLD 17.0 /* treshold for descision if
230V or 115V is present */

/* Temperature sensing */
/* ADC = TEMP_CONST_A * Temp[degC] + TEMP_CONST_B */
/* ADC = -73.206 * Temp[degC] + 24418 */
#define OVERHEATING_LIMIT 15633 /* 120.0 degC = overheating */

/* FPINO of PWM Fault Status Register */
#define OVERVOLTAGE_FAULT_PIN_STATUS 0x0200
/* position of overvoltage fault in Fault Status Register */
#define OVERVOLTAGE_FAULT_STATUS_REG 0x0100
/* FPIN1 of PWM Fault Status Register */
#define OVERCURRENT_FAULT_PIN_STATUS 0x0800
/* position of overcurrent fault in Fault Status Register */
#define OVERCURRENT_FAULT_STATUS_REG 0x0400

/* Start-up */
// #define U_PHASE_STARTUP 50.0 /* 50.0V for HV SR Motor */
#define U_PHASE_STARTUP 2.0 /* 50.0V for HV SR Motor (MODIFICAT
PENTRU SRM12V)*/
#define I_PHASE_STARTUP 3.22 /* 3.5 0.7 A start-up phase current
(MODIFICAT PENTRU SRM12V)*/

/* Motor/Drive parameters */
#define THETA_ALIGNED_EL 180.0 /* 180 aligned position = 180 el. degrees
*/
/* unaligned position = 0 degree */
#define THETA_MIN_EL -40.0 /* -40 Minimal commutation angle 80 el.
degrees */
#define THETA_PHASE_SHIFT_EL 120.0 /* 120 phases shifted 120 el. degrees
each other */
#define THETA_START_TO_OVERLAP_EL 40.0 /* 40 stator and rotor poles start to
overlap at 40 el. degrees */

#define L_UNALIGNED 0.18 /* unaligned inductance = 0.15H */

#define CONST_PSIT_I_ALIGNED 0.4903 /* a fost 0.5399 constant for reference
flux */
/* const_psiT_i_theta_commut = CONST_PSIT_I_ALIGNED *
theta_commutation_el */
/* psi_T_reference = const_psiT_i_theta_commut * i_active */

#define U_IGBT_DROP 1.9 /* 1.9V voltage drop on IGBT */
#define U_DIODE_DROP 0.4 /* 0.4V voltage drop on Frewhelling Diodes */

#define I_PHASE_PSI_T_ERROR_CAPTURE 0.038 /* a fost 0.03 min discharge
current when flux

```

```

linkage error is captured */
#define PSI_T_ERROR_CORRECT      1600.0 /* 1500 psi_T_error correction caused
by
                                capturing psi_T_error in
                                I_PHASE_PSI_T_ERROR_CAPTURE <> 0 */

#define I_PHASE_COMMUTATION_ENABLE 0.14 /* 0.25 a fost 0.15 min actual
current where comparison
                                of actual and reference flux is allowed */

/* Software timers period settings */
#define TMR_1_PERIOD      160 /* 96 Timer1 set to: 10msec * 16kHz = 160 */
#define TMR_2_PERIOD      40 /* 16 Timer2 set to: 2.5msec * 16kHz = 40 */

/* Acceleration/Deceleration constants */
#define ACCEL_CONST      60 /* modificata 60 acceleration
constant */
#define DECEL_CONST      60 /* deceleration constant */

/* speed limits */
/* minimal desired speed set-up by push buttons [rpm] */
#define OMEGA_REQ_MIN      600.0
/* maximal desired speed set-up by push buttons [rpm] for 115V */
// #define OMEGA_REQ_MAX_115V 1600.0
/* maximal desired speed set-up by push buttons [rpm] for 230V (MODIFICATA
PENTRU SRM12V)*/
#define OMEGA_REQ_MAX_12V      2600.0 // 2600 original
/* increment of Omega_desired [rpm] when Push Button are pushed for 115V */
// #define OMEGA_INCREMENT_PB_115V      100.0
/* increment of Omega_desired [rpm] when Push Button are pushed for 230V
(MOFICATA PENTRU SRM12V)*/
#define OMEGA_INCREMENT_PB_12V      200.0
/* max speed [rpm] where resistance correction needs to be used */
#define OMEGA_LIMIT_RESISTANCE_CORRECTION 361.0 // 700.0

/* LED Constants */
#define CONST_LED_FAULT 6 /* LED flashing frequency = 8Hz (125msec
period)
                                Routine time const. = 10msec  CONST_LED_FAULT = 125/10/2 = 6 */
#define CONST_LED_STAND_BY 25 /* LED flashing frequency = 2Hz
(500msec period)
                                Routine time const. = 10msec  CONST_LED_STAND_BY = 500/10/2 =
25 */

/* Speed calculation constants */

#define CONST_OMEGA_CALC      0.130 /* 486 0.150 speed calculation
constant */
#define BUS_CLOCK_10000      PLL_MUL*2*1000000/10000 /* DSP Bus Clock /
10000 */

#define PWM_FREQ      16000 /* PWM frequency = 16000Hz */

/*
CONST_OMEGA_CALC = -----
NumberOfPhases*RotorPoles*QuadTimerPrescaller*OmegaMax */

```

```

/*          60*10000*32768
CONST_OMEGA_CALC = ----- = 0.130
          3*4*128*3000          */

/* Speed_calc_const = Bus_clock/10000 * CONST_OMEGA_CALC =
          = Bus_clock_scaled * CONST_OMEGA_CALC */
/* Omega_Actual = Speed_calc_const / Time_captured_filtered */

/* Speed controller parameters */
#define SPEED_CONTROLLER_P_SCALE    13 /* 17 proportional scale 17*/
#define SPEED_CONTROLLER_P_GAIN      4 /* 4820 25000
proportional gain 25000*/
// #define SPEED_CONTROLLER_I_SCALE_115V    22 /* integration scale for 115V
*/
#define SPEED_CONTROLLER_I_SCALE_12V  2 /* 22 integration scale for 230V
22(MODIFICATA PENTRU SRM12V)*/
#define SPEED_CONTROLLER_I_GAIN        0.1 /* 20000 integration gain
20000*/
#define I_PHASE_MAX                    28.5 /* 30 high limit of ph.
current 2.5A */
#define I_PHASE_MIN                    2.5 /* 0.5 low limit of ph.
current 0.05A */
#define SPEED_CONTROLLER_I_POR_K_1    1800 /* 1800 internal integration
component */

/* Current controller parameters */
#define CURRENT_CONTROLLER_P_SCALE    5 /* 17 proportional scale 17*/
#define CURRENT_CONTROLLER_P_GAIN     4 /* 30000 proportional gain 30000*/
// #define CURRENT_CONTROLLER_I_SCALE_115V 17 /* integration scale for 115V
*/
#define CURRENT_CONTROLLER_I_SCALE_12V  4 /* 28 integration scale for
230V 18(MODIFICATA PENTRU SRM12V)*/
#define CURRENT_CONTROLLER_I_GAIN     0.2 /* 20000 integration gain 20000*/
#define DUTY_CYCLE_MAX                100.0 /* 100 high
limit of duty cycle 100% */
#define DUTY_CYCLE_MIN                8.0 /* 8 low limit of duty
cycle 8% */
#define CURRENT_CONTROLLER_I_POR_K_1  0 /* 0 internal integration
component */

/* am introdus crectorul de rezistenta pentru sistemul nostru */

/* ADC correction parameters */

#define R_CORRECT_CONST_12V 0.457 /* initial resistance correction casued
// by opto board phase current
// measurement offset at 230V = 0.95 */
// #define R_CORRECT_CONST_115V 1.05 /* initial resistance correction casued
// by opto board phase current
// measurement offset at 115V = 1.05 */

#define ADC_GAIN_ERROR    1.018 /* 1.08 ADC Gain error set to 1.018 origianl
1.018*/
#define ADC_OFFSET_ERROR  0.008 /* 0.08 ADC Offset Error set to
3.3/0.059417529 = 0.018 original 0.018*/

```

Anexa 7

Caracteristicile procesorului de semnal dezvoltat de firma Motorola.

Procesorul de semnal face parte din familia DSP56800 și aparține clasei procesoarelor pe 16 biți, în virgulă fixă, fabricate de Motorola, fiind cel mai complex din familia sa. Acesta înglobează toate dispozitivele periferice necesare unui sistem control în timp real. În fig.7.1 este dată reprezentarea schematică a microprocesorului.

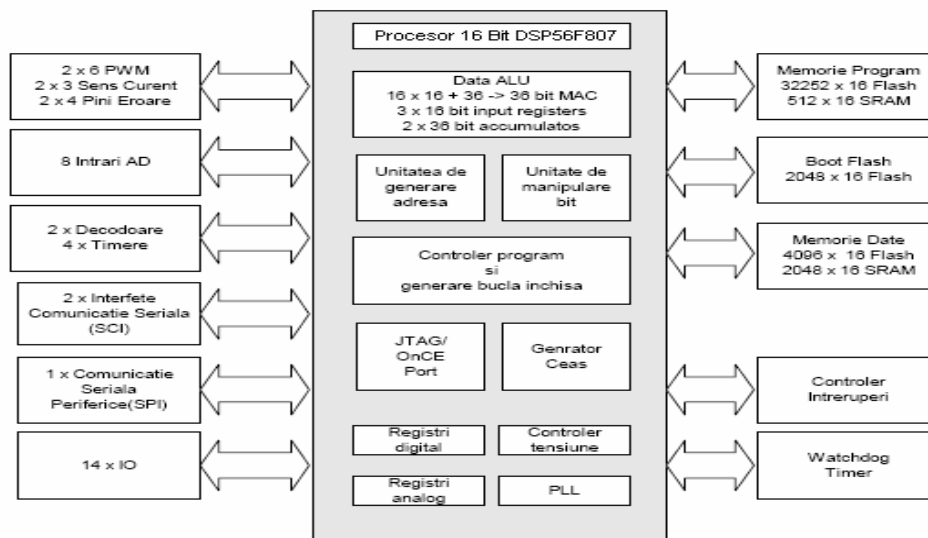


Fig.4.1. Schema de principiu a DSP56F807

Caracteristicile interne ale DSP (miezului) – ului se pot grupa în felul următor:

- 16x16 +36 biți – înmulțitor și acumulator paralel (MAC) într-un singur ciclu
- implementare hardware a buclelor DO și REP
- trei magistrale interne de adrese și una externă
- patru magistrale interne de date și una externă
- set de instrucțiuni paralele cu moduri de adresare unice
- setul de instrucțiuni compatibil cu cel al microcontrolerelor
- două acumulatoare pe 36 biți, incluzând și extensia de semn
- shifter bidirecțional pe 16 biți
- memorie internă
- 32252 cuvinte pe 16 biți memorie program (FLASH)
- 512 cuvinte pe 16 biți memorie program (RAM)
- 2k cuvinte pe 16 biți memorie date (RAM)
- 4k cuvinte pe 16 biți memorie date (FLASH)
- 2k cuvinte pe 16 biți memorie boot (FLASH)
- posibilitatea expansiunii memoriei până la 64k de date și 64k program
- interfață de depanare a programelor JTAG/OnCETM