

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

ING. GHEORGHE VANCI

**CONTRIBUȚII PRIVIND SISTEMELE DE
ACȚIONARE ELECTRICĂ CU MAȘINA CU
RELUCTANȚĂ VARIABILĂ**

TEZĂ DE DOCTORAT

UNIVERSITATEA „POLITEHNICA“
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ
Căminul nr. 1
Bulevardul Buzduganului nr. 55
400006 Timișoara

COND. ȘTIINȚIFIC

PROF. DR.ING. EUGEN SERACIN

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA „POLITEHNICA“
TIMIȘOARA

TIMIȘOARA 2002

CUPRINS

Introducere.....	3
1.Stadiul actual al acționărilor electrice cu mașini cu reluctanță variabilă	
1.1. Generalități.....	5
1.2. Mașina cu reluctanță variabilă.....	6
1.3. Convertoare statice pentru alimentarea mașinii.....	11
1.3.1. Tipuri de convertoare.....	12
1.3.2. Influența tipului convertorului asupra formeii curentului.....	16
1.4. Traductorul de poziție	
1.4.1. Tipuri de traductoare.....	18
1.4.2. Determinarea poziției stator-rotor prin măsurători asupra curenților și tensiunilor.....	19
1.5. Sisteme de reglare automată cu SRM. Structură și performanțe.....	22
1.6. Concluzii.....	26
2. Mașina cu reluctanță variabilă în sistemele de acționare electrică	
2.1. Generalități.....	28
2.2. Modelul matematic al mașinii.....	33
2.3. Determinarea parametrilor mașinii.....	34
2.3.1. Determinarea rezistenței fazei.....	35
2.3.2. Determinarea inductanței fazei.....	35
2.3.3 Determinarea momentului de inerție.....	40
2.4. Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină.....	40
2.5. Convertorul static.....	42
2.6. Traductorul de poziție.....	46
2.7. Concluzii.....	47
3. Strategii de comandă	
3.1. Generalități.....	49
3.2. Modelul Simulink al mașinii	
3.2.1. Modelul Simulink pentru o fază.....	50
3.2.2. Modelul Simulink pentru traductorul de poziție.....	50
3.2.3. Modelul Simulink al sistemului de acționare.....	52

3.3. Strategii de bază de reglare a turației	
3.3.1. Comanda în curent.....	53
3.3.2. Comanda în tensiune.....	55
3.3.3. Comanda în unghi.....	56
3.4. Strategii combinate de reglare a turației	
3.4.1. Reglarea fuzzy.....	58
3.4.2 Sistem de reglare cu regulator PI.....	68
3.5. Considerații asupra unghiurilor de avans în comanda mașinii	
3.5.1. Generalități.....	73
3.5.1. Unghiul de avans la deschidere.....	73
3.5.2. Unghiul de avans la închidere.....	77
3.6. Concluzii.....	80
4. Echipamentul electronic destinat conducerii SRM	
4.1. Sistemul de dezvoltare PD552.....	81
4.2. Sistemul de comandă și control (varianta cu microcontroler).....	89
4.3. Sistemul de comandă și control (varianta fără microcontroler).....	91
4.4. Concluzii.....	92
Concluzii finale și principalele contribuții aduse de autor.....	93
Bibliografie.....	95
Anexe.....	101

INTRODUCERE

Prin această lucrare autorul își propune să analizeze prin metodele cercetării științifice modalitățile de utilizare în sistemele de acționare electrică a unui element de execuție performant, aflat în ultimul timp tot mai mult în atenția cercetătorilor dar în același timp cunoscut de mai bine de 150 de ani, mașina cu reluctanță variabilă cu înfășurări statorice concentrate.

Structura pe capitole a lucrării este următoarea:

Capitolul 1 face o trecere în revistă, pe baza bibliografiei studiate, a stadiului actual al sistemelor de acționare electrică cu mașina cu reluctanță variabilă. Sunt menționate aici diferite tipuri constructive pentru această mașină, diferite topologii de convertoare statice, metode de determinare a poziției relative stator-rotor de la utilizarea pe arborele mașinii a unui traductor fizic (cu rezoluție mică sau mare), până la metode ‘sensorless’, sisteme de comandă de la cele mai simple până la cele mai complexe precum și diverse strategii de reglare a curentului pe fază, a turației rotorului și a poziției. O atenție deosebită este dată strategiilor de reducere a pulsațiilor în cuplu, principalul dezavantaj al acestui tip de mașină. În finalul capitolului se prezintă o trecere în revistă a principalelor avantaje și dezavantaje a acestui tip de acționare electrică în raport cu celelalte tipuri de acționări electrice.

Capitolul 2 prezintă mai întâi modelul matematic al mașinii cu prezentarea parametrilor acesteia. Apoi se arată metodele folosite pentru determinarea parametrilor modelului experimental utilizat în cercetare precum și a cuplului electromagnetic al acestuia. Se continuă cu prezentarea tipului de convertor static utilizat precum și a interfeței dintre sistemul de comandă și acesta, ambele proiectate și realizate de autor. În final sunt prezentate traductorul de poziție și de turație

Capitolul 3 abordează strategiile de comandă a ansamblului convertor-mașină. Sunt trecute în revistă strategiile așa-numite de bază (comanda în curent, în tensiune, în unghi) și mai apoi strategii combinate rezultate din acestea. Metode moderne de reglare sunt analizate aici cum ar fi reglarea fuzzy precum și utilizarea unei bucle de cuplu pentru micșorarea pulsațiilor acestuia. Este prezentată totodată și o variantă de reglare a turației mai economică pentru acționări fără condiționări speciale. În finalul capitolului se prezintă o variantă

originală de modificare a unghiurilor de avans la deschidere și la închidere în vederea optimizării randamentului mașinii.

Capitolul 4 prezintă echipamentul electronic destinat conducerii ansamblului convertor-mașină conceput și realizat de autor precum și a echipamentului de înregistrare de date. Sunt prezentate aici un sistem modern de conducere bazat pe microcontrolerul 80C552 și un sistem mai economic, bazat pe logică cablată, destinat acționărilor mai puțin pretențioase. Echipamentul de achiziții și prelucrare de date are în componență un osciloscop digital cu memorie conectat la un calculator și, după caz, o placă de achiziții de date aflată sub mediul de programare LabView.

Autorul dorește pe această cale să aducă mulțumiri domnului Prof.Dr.Ing. Eugen Seracin, conducătorul științific al lucrării, pentru sprijinul acordat pe tot parcursul stagiului precum și în faza de elaborare a tezei.

De asemenea autorul își exprimă recunoștința pentru domnul Prof.Dr.Ing. Gheorghe Atanasiu pentru inițierea și îndrumarea în vastul domeniu al mașinilor cu reluctanță variabilă.

Nu în ultimul rând autorul aduce mulțumiri colegilor din Catedră pentru sprijinul acordat în intervalul de timp necesar cercetării și elaborării acestei lucrări.

1. STADIUL ACTUAL AL ACȚIONĂRILOR ELECTRICE CU MAȘINI CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ

1.1. Generalități

Sistemele de acționare electrică cu turație variabilă precum și sistemele de poziționare utilizate în prezent au, ca element de execuție, diverse tipuri de convertoare electromecanice începând cu clasică mașină de curent continuu și terminând cu mașini electrice de curent alternativ asociate cu convertoare statice [1].

Mașinile de curent continuu au fost primele utilizate în sistemele de reglare automată datorită posibilităților relativ simple de modificare a turației prin modificarea tensiunii la borne, prin introducerea de rezistențe în serie și paralel cu indusul, prin slăbire de câmp. Primele sisteme de reglare automată cu mașini de curent continuu utilizau pentru realizarea diferitelor tipuri de reacții (curent, tensiune, turație, poziție) tot elemente electromecanice (deci fără a utiliza dispozitivele electronice), cum ar fi amplidina, amplificatorul magnetic, în asociație cu diferite tipuri de traductoare: tahogeneratoare, traductoare rezistive de curent și tensiune. Sistemele de reglare automată astfel realizate erau robuste și relativ fiabile dar sufereau la capitolul stabilitate și viteză de răspuns. În plus mașinile de curent continuu prezintă totodată și un mare dezavantaj prin prezența comutatorului mecanic. Acesta limitează tensiunea de alimentare a indusului (1000V), viteza de rotație (3-4000 rot/min), precum și puterea mașinii (până la ordinul megawaților) [2]. Dezvoltarea electronicii de putere precum și a electronicii de comandă a făcut ca unele din neajunsurile menționate mai sus să fie îmbunătățite și astfel vom regăsi și astăzi, în multe domenii, sistemele de reglare cu mașina de curent continuu, în special la puteri mici și mijlocii.

Mașinile de curent alternativ s-au impus treptat și relativ lent ca elemente de execuție în sistemele de acționare în special datorită posibilităților reduse de modificare a turației. O dată însă cu dezvoltarea electronicii, cu scăderea prețului acesteia, putem să spunem că aceste sisteme de acționare sunt cele mai răspândite la ora actuală. Sistemele de acționare cu mașini de curent alternativ se împart la rândul lor în două grupe și anume: cu mașini de inducție și cu mașini sincrone. Motoarele de inducție au un avantaj față de motoarele sincrone prin faptul că sunt mai robuste (rotorul în scurt-circuit), dar performanțele

electrice (randamentul, factor de putere inductiv) sunt mai scăzute. Motoarele sincrone și în special cele cu excitație cu magneți permanenți prezintă performanțe electrodinamice bune, dar devin mai costisitoare prin tehnologia de fabricație și prezența magneților permanenți.

Mașinile cu reluctanță variabilă, cunoscute de mai bine de 100 de ani, revin în centrul atenției în ultimul timp datorită accesului, cu un cost scăzut la dispozitive electronice de comutație (G.T.O., I.G.B.T., MOSFET), precum și datorită simplității constructive (fără înfășurări sau magneți permanenți în rotor). Mașinile cu reluctanță variabilă sunt și ele de două tipuri, și anume: mașini sincrone reactive cu înfășurare statorică repartizată în creștături (stator identic cu al mașinii de inducție) și mașini sincrone cu înfășurări statorice concentrate pe poli proeminenți. Mașinile sincrone reactive cu înfășurări repartizate prezintă dezavantajul unei tehnologii mai sofisticate în ceea ce privește realizarea rotorului ceea ce prezintă un dezavantaj din punct de vedere al costului de fabricație [3]. Mașina sincronă cu reluctanță variabilă și înfășurări statorice concentrate (mai cunoscută și sub inițialele SRM - *Switched Reluctance Motors*) este cea mai simplă mașină din punct de vedere al tehnologiei de fabricație precum și din punctul de vedere al utilizării materialelor active (în special cupru), ceea ce duce la un preț de fabricație scăzut. Realizarea rotorului mașinii fără înfășurări sau magneți permanenți o face comparabilă, din punct de vedere al robusteții cu mașina de inducție cu rotorul în scurt-circuit. Realizarea unor sisteme de comandă și control adecvate pentru a reduce în special pulsațiile în cuplu, zgomotul, precum și pentru mărirea randamentului face ca aceasta mașină să fie foarte atractivă în momentul de față cât și în viitor. Pentru motive de scurtare a denumirii acestei mașini, în continuare o voi numi fie mașină cu reluctanță variabilă fie și mai pe scurt SRM.

1.2. Mașina cu reluctanță variabilă

Mașina cu reluctanță variabilă și înfășurări concentrate este o mașină pas-cu-pas de tip reactiv, cu parametrii optimizați prin controlul cuplului și al curenților din înfășurări în funcție de poziția relativă stator-rotor. În statorul mașinii sunt prevăzute înfășurări de excitație concentrate, plasate pe poli

proeminenți, iar rotorul este prevăzut tot cu poli proeminenți, fără înfășurări sau magneți permanenți. Atât statorul cât și rotorul sunt din material feromagnetic

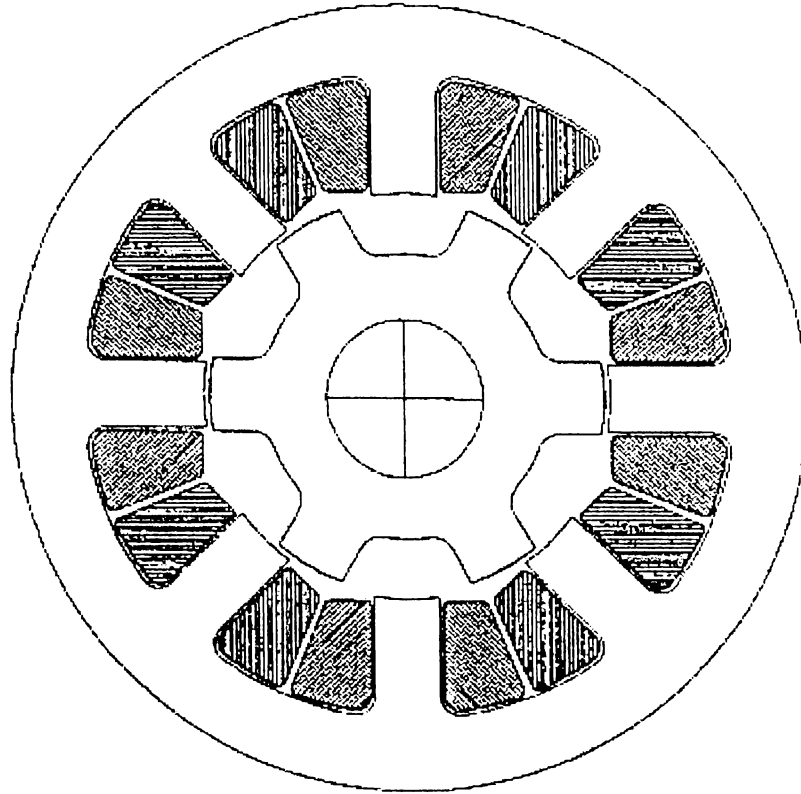


Fig.1.1. Secțiune transversală printr-o mașină cu 6 poli rotorici și 8 poli statorici.

Această mașină a fost construită pentru prima dată de Davidson, în Scoția, în anul 1838, ea fiind utilizată pentru propulsia unei locomotive între Glasgow și Edinburgh. Mașina revine în actualitate în anii 1971-1972, când Bedford și Itoft asociază mașina cu un comutator electronic și cu 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; mașini pentru tensiuni joase în Franța. În S.U.A. prima aplicație industrială a SRM a fost făcută de firma Hewlett-Packard în domeniul tehnicii de calcul, când pentru comanda mașinii s-a utilizat un circuit specializat (HCT L 1000).

O secțiune transversală printr-o mașină cu 6 poli rotorici și 8 poli statorici este prezentată în fig.1.1. Înfășurările de pe polii statorici opuși se conectează în serie constituind astfel o fază a mașinii. Prin alimentarea unei faze cu tensiune continuă, asupra rotorului va acționa un cuplu de tip reactiv care va tinde să orienteze rotorul după reluctanța magnetică minimă. În fig.1.2.a. se prezintă forma de variație a inductanței unei faze a mașinii. Se va produce cuplu motor dacă există curent în înfășurare în domeniul de creștere a inductanței fazei,

$dL/d\theta > 0$, fig.1.2.b și cuplu de frânare dacă curentul prin înfășurare există în domeniul de descreștere a inductanței $dL/d\theta < 0$, fig.1.2.c.

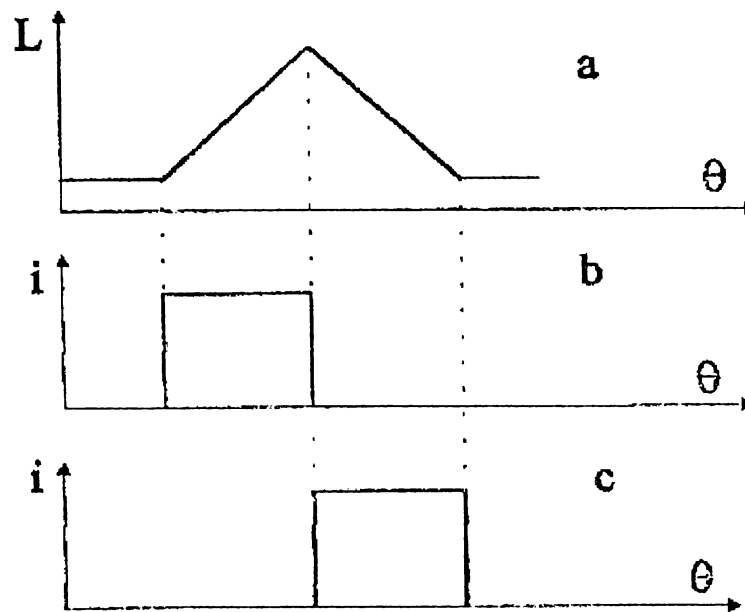


Fig.1.2. Explicativă la regimurile de funcționare ale mașinii.

În fig.1.1. este prezentată o mașină cu patru faze (6 poli rotorici și 8 poli statorici). De-a lungul timpului însă s-a propus, de către diverși autori [5-10], o gamă variată de geometrii de mașini cu reluctanță variabilă. Există o diversitate în ceea ce privește numărul de faze statorice, numărul de poli statorici, numărul de poli rotorici, lățimea polilor (statorici și rotorici), forma constructivă a polilor rotorici, mașini cu întrefier radial și cu întrefier axial. Trebuie menționat aici că pentru fiecare tip de acționare se poate vorbi de un anumit tip de mașină care raspunde într-un mod optimal la o anumită cerință. Astfel într-un fel va arăta o mașină pentru turație ridicată și într-un alt fel pentru turație scăzută, la fel cum, pentru o acționare unde randamentul este definitiv vom avea o anumită geometrie și cu totul alta pentru o acționare unde cuplul (sau pulsațiile cuplului momentan) este pe primul plan. Nu trebuie uitat apoi că creșterea numărului de faze duce la creșterea numărului de tranzistoare din convertor, la complicarea sistemului de comandă și chiar a traductorului de poziție. În fig.1.3-1.10 se prezintă câteva din cele mai utilizate geometrii de mașini cu reluctanță variabilă.

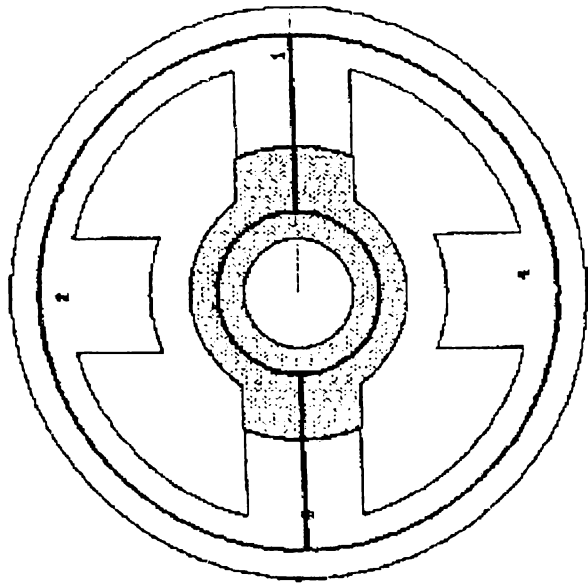


Fig.1.3. Mașină cu 2 faze statorice (4/2). Nu prezintă cuplu de pornire.

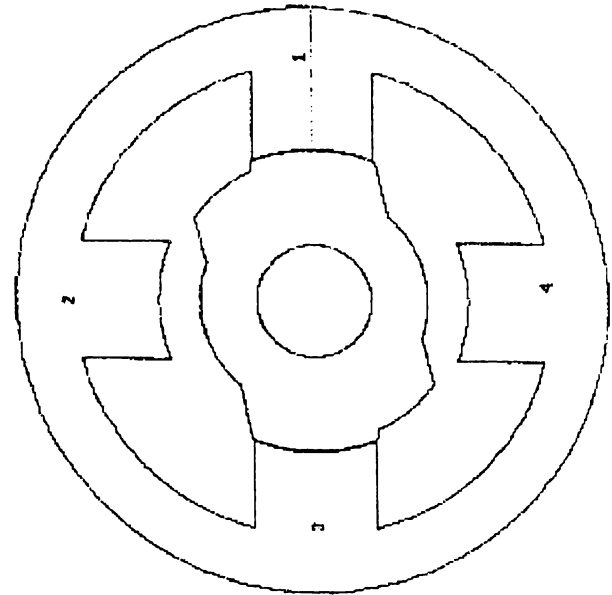


Fig.1.4. Mașină cu 2 faze statorice (4/2) și întrefier în trepte. Prezintă cuplu de pornire pentru un singur sens.

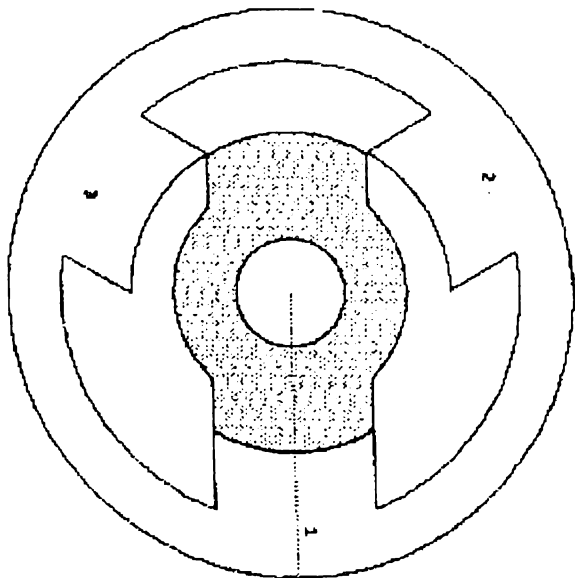


Fig.1.5. Mașină cu 3 faze statorice (3/2). Prezintă cuplu de pornire pentru ambele sensuri.

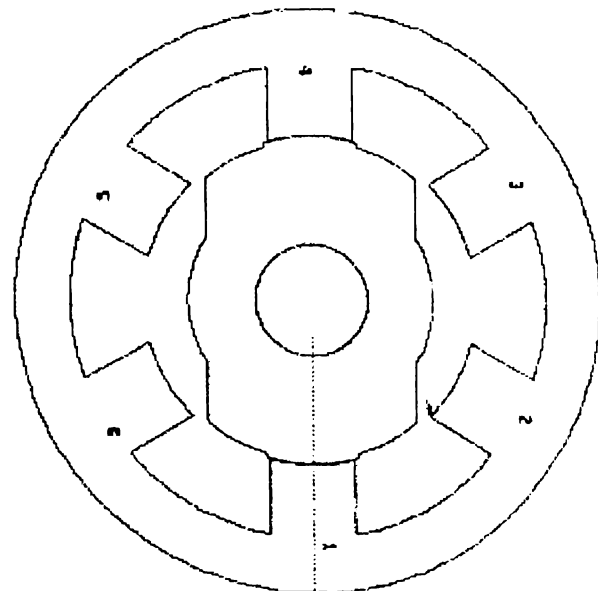


Fig.1.6. Mașină cu 3 faze statorice (6/2) și întrefier în trepte.

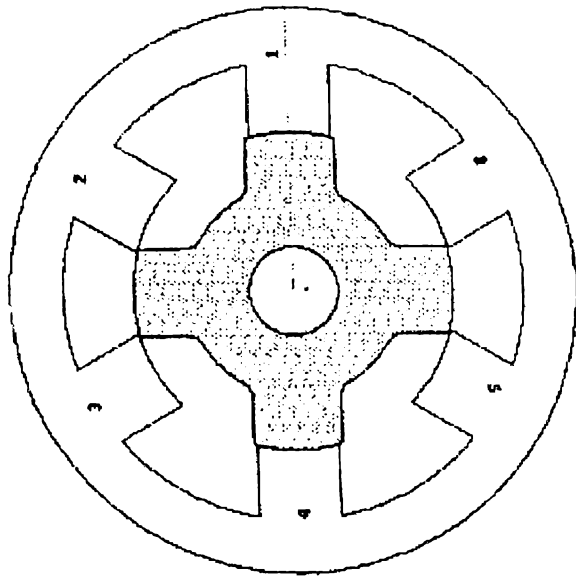


Fig.1.7. Mașină cu 3 faze statorice (6/4).
Lățimea polilor statorici egală cu
lățimea creștăturii statorice.

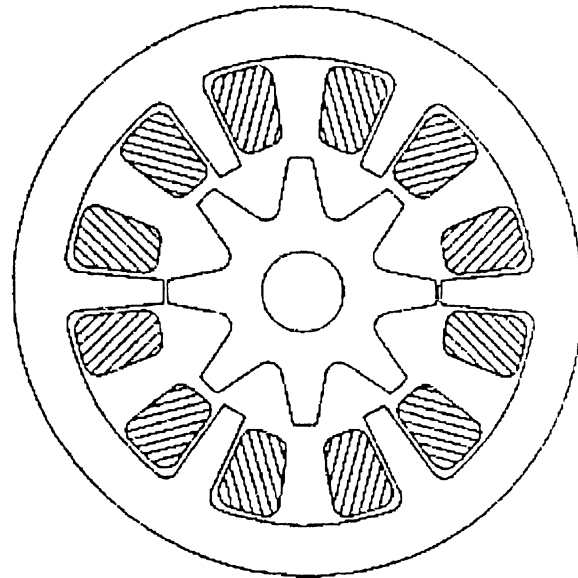


Fig.1.8. Mașină cu 3 faze statorice
(6/8). Lățimea polilor statorici mai mică
decât lățimea creștăturii statorice.

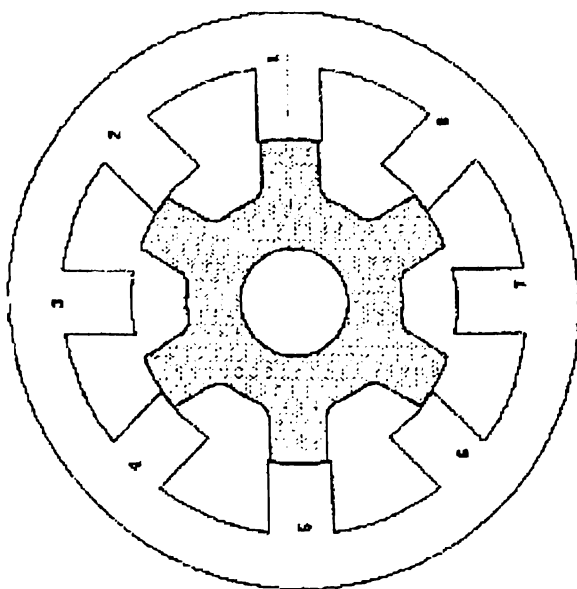


Fig.1.9. Mașină cu 4 faze statorice
(8/6).

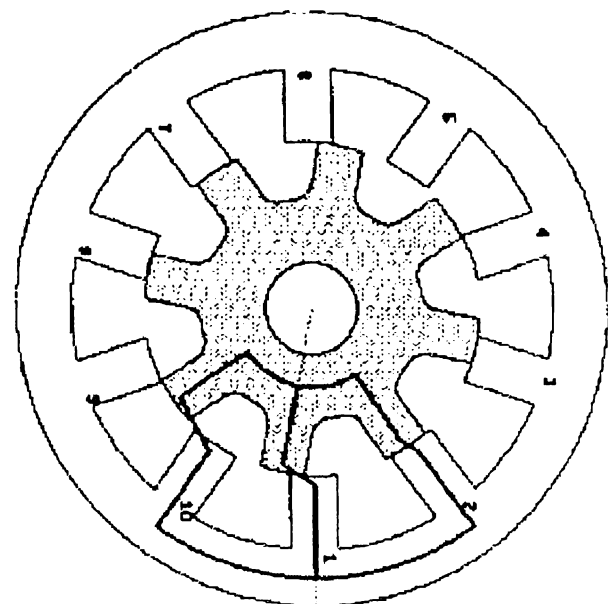


Fig.1.10. Mașină cu 5 faze statorice
(10/8)

1.3. Convertoare statice pentru alimentarea mașinii.

Fazele mașinii cu reluctanță variabilă sunt parcurse de curenți unipolari de o anumită formă pentru care întotdeauna este nevoie de un convertor static (mașina lui Davidson era alimentată prin intermediul unor comutatoare mecanice montate direct pe arbore) cu elemente de comutație complet comandabile (Tiristoare, GTO, IGBT, tranzistoare MOSFET). Acest fapt nu trebuie privit ca un dezavantaj deoarece orice sistem de acționare electrică modern are prevăzut un asemenea convertor mai simplu sau mai complex. Analizând principiul de funcționare al mașinii vom observa că acest convertor va trebui să satisfacă anumite cerințe din care va rezulta și geometria acestuia.

Mai întâi observăm că prin fazele mașinii avem nevoie de curenți unipolari. De aici rezultă faptul că acest convertor va fi alimentat de la o sursă de tensiune continuă. La intrarea în conducție a unei faze, frontul crescător al curentului trebuie să fie cât mai ‘abrupt’ pentru a evita prezența curentului în intervale în care inductanța fazei scade producându-se astfel un cuplu de frânare. Altfel spus, o dată cu creșterea vitezei de rotație va trebui să avem posibilitatea de a forța creșterea curentului, eventual prin mărirea tensiunii de alimentare a fazei.

În perioada de conducție a unei faze, așa cum se va arăta în capitolele ce urmează, pentru a reduce pulsațiile în cuplu va trebui să avem curenți de o anumită formă. Este în sarcina convertorului (și a circuitului de comandă) ca această cerință să devină realitate.

În intervalul de stingere a curentului prin faza mașinii trebuie îndeplinite două cerințe. Mai întâi panta de descreștere să fie cât mai mare pentru a se evita producerea de cuplu de frânare (din aceleași considerente prezentate mai sus) iar apoi energia magnetică acumulată în câmpul electromagnetic al fazei respective va trebui ‘salvată’: fie sub formă de energie electrică într-un condensator, fie utilizată pentru energizarea fazei următoare. Mai trebuie ținut cont și de avantajul acestei mașini de a putea funcționa în condiții bune și cu mai puține faze alimentate (în caz de avarie) și ca atare convertorul nu trebuie să limiteze acest avantaj. Altfel spus și convertorul trebuie să asigure o independență a circuitului fiecărei faze în parte. Nu în ultimul rând trebuie menționat aici și prețul acestor convertoare.

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 mai sus enumerate; unele dintre acestea putând fi utilizate pentru orice tip de mașină, iar altele fiind dedicate unui anumit tip de acționare.

1.3.1. Tipuri de convertoare

În fig.1.11 sunt prezentate diverse tipuri de convertoare pentru alimentarea unei mașini cu reluctanță variabilă [11-22]. Elementele de comutație sunt dispozitive electronice de putere complet comandate: tranzistoare bipolare, tranzistoare cu efect de câmp, tranzistoare bipolare cu bază izolată, tiristoare GTO, tiristoare (îndeosebi la puteri mari).

În fig.1.11.a. este prezentat cel mai simplu convertor static pentru alimentarea mașinii. Se utilizează un singur ventil comandat pentru fiecare fază ceea ce constituie desigur un avantaj din punct de vedere al prețului. Dezavantajul major pe care acesta îl reprezintă se referă la timpul mare de stingere al curentului prin faza mașinii. Prin introducerea în circuit a diodei Zener DZ tensiunea de stingere a curentului pe faza mașinii se poate mări, acest lucru duce însă la înrăutățirea randamentului (pierderi de putere în dioda DZ). Tensiunea maximă la care este supus elementul de comutație K este tensiunea de alimentare U iar în cazul în care se utilizează dioda DZ aceasta devine $U + U_{DZ}$. Acest tip de convertor se utilizează în sisteme de acționare de putere mică și unde randamentul nu este foarte important.

Convertorul din fig.1.11.b este cel mai întâlnit în aproape toate aplicațiile propuse de diverși autori. Utilizează două dispozitive de comutare comandate pe fiecare fază și două diode. Față de convertorul prezentat în figura 2.4.a, acest convertor are un randament mai ridicat prin faptul că energia magnetică acumulată în câmpul electromagnetic al fazei mașinii (datorită inductanței) se recuperează ca energie electrică în condensatorul C. În perioada de stingere a curentului prin faza mașinii tensiunea de stingere este $-U$ și ca urmare timpul de stingere se reduce simțitor față de stingerea cu tensiune nulă (cazul convertorului prezentat mai înainte fără dioda DZ). Tensiunea maximă la care sunt supuse dispozitivele de comutație este de $2U$. Printr-o comandă adecvată, cu acest convertor se pot obține curenți profilați prin fazele mașinii (cum se va arăta în continuare).

Varianta din fig.1.11.c se aplică mașinilor cu înfășurare bifilară pe fiecare fază și are avantajul că utilizează un singur element de comutație complet comandat pentru fiecare fază. Datorită faptului că cuplajul magnetic este imperfect, supratensiunile de comutație solicită elementul de comutație la tensiuni de peste $2U$. Pierderile în cupru sunt de asemenea inacceptabile pentru multe aplicații.

Convertorul din fig.1.11.d utilizează tot un singur element de comutație pe fază, dar sursa de tensiune trebuie să fie cu punct median. Numărul de faze al mașinii trebuie să fie par, altfel defecțiunea apărută pe una din faze face ca tensiunea pe unul dintre condensatoare să crească cu toate consecințele care decurg de aici. Ca dezavantaj se mai poate menționa faptul că se utilizează numai jumătate din tensiunea sursei de alimentare. Tensiunea maximă pe elementul de comutație este U , iar tensiunea de stingere este $-U/2$.

Varianta din fig.1.11.e este specifică pentru mașinile cu un număr par de faze, utilizând tot un singur element de comutație pe fiecare fază. Tensiunea maximă pe ventile este $2U$ iar tensiunea de stingere este $-U$. Convertorul nu asigură o independență totală între fazele mașinii.

Convertorul din fig.1.11.f utilizează câte un ventil pe fiecare fază a mașinii. Energia magnetică acumulată în inductanța fazei este transformată în energie electrică în condensatorul C_d . Tensiunea pe condensatorul C_d poate fi menținută la orice valoare prin elementul de comutație K_o care descarcă energia acumulată în condensatorul C_d peste condensatorul din sursa de alimentare. Tensiunea la care sunt supuse elementele de comutație este egală cu tensiunea pe condensatorul C_d , iar tensiunea de stingere aplicată fazei este $U-U_{Cd}$. Schema permite un control al tensiunii de stingere pe faze în funcție de turație. Un dezavantaj al acestui convertor este relativa complicare a schemei de comandă în vederea controlului tensiunii pe condensatorul C_d precum și prezența inductanței suplimentare L_r .

Schema din fig.1.11.g elimină inductanța L_r și energia electrică acumulată în condensatorul C_1 este utilizată pentru alimentarea fazei următoare în loc să fie returnată sursei de alimentare. Prin păstrarea tensiunii de pe condensatorul C_1 la valoarea aproximativ egală cu $2U$ se realizează o "forțare" a curentului la energizarea fazei (necesară la turații ridicate). În acest caz tensiunea de stingere este $-U$ iar tensiunea maximă pe ventile este $2U$.

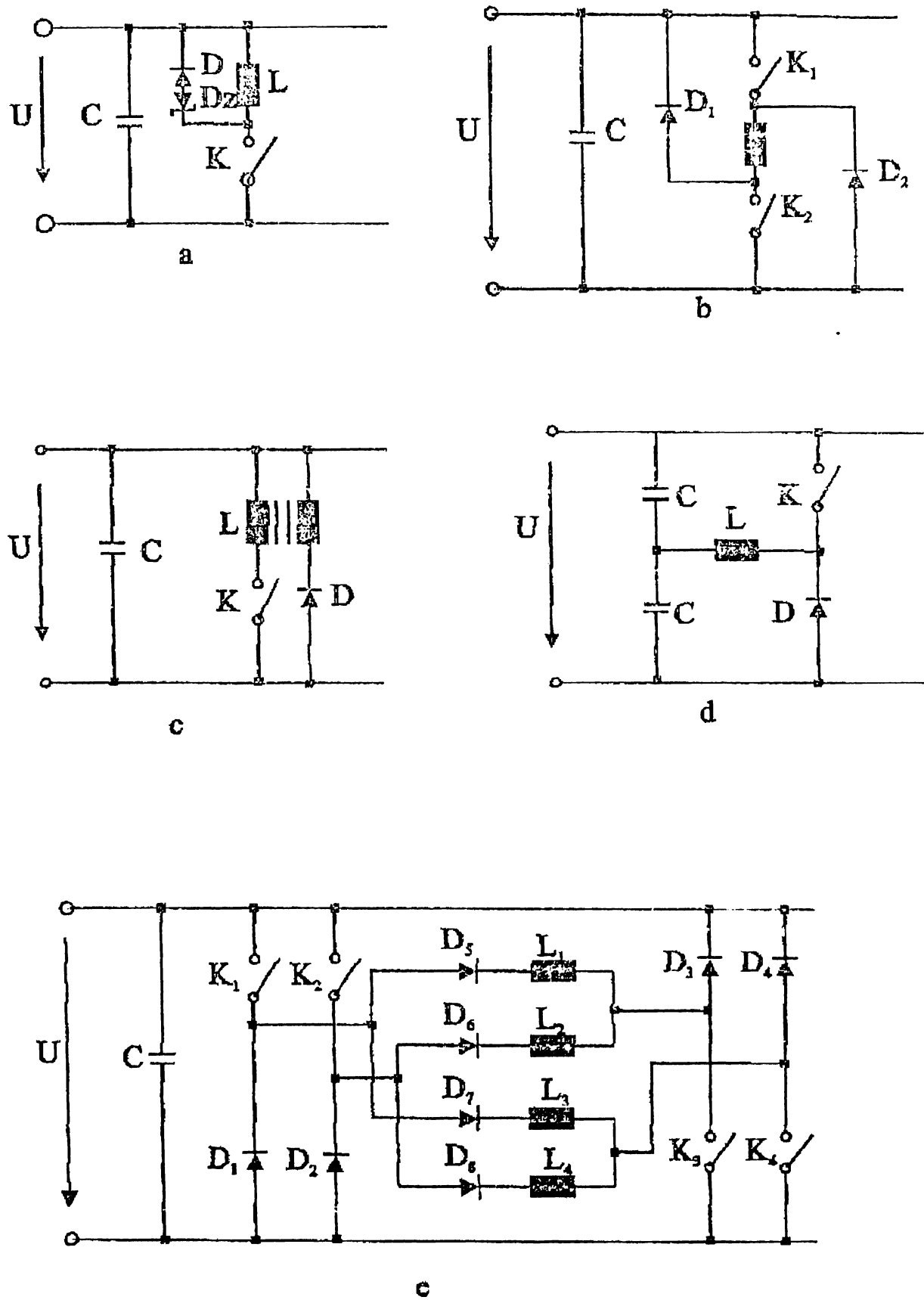


Fig.1.11. Tipuri de convertoare statice (a-e).

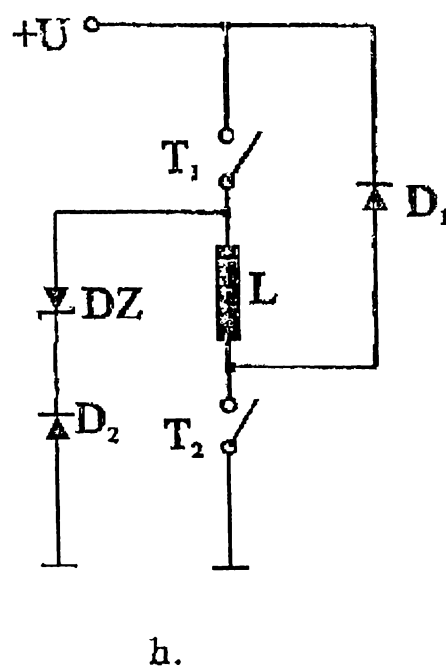
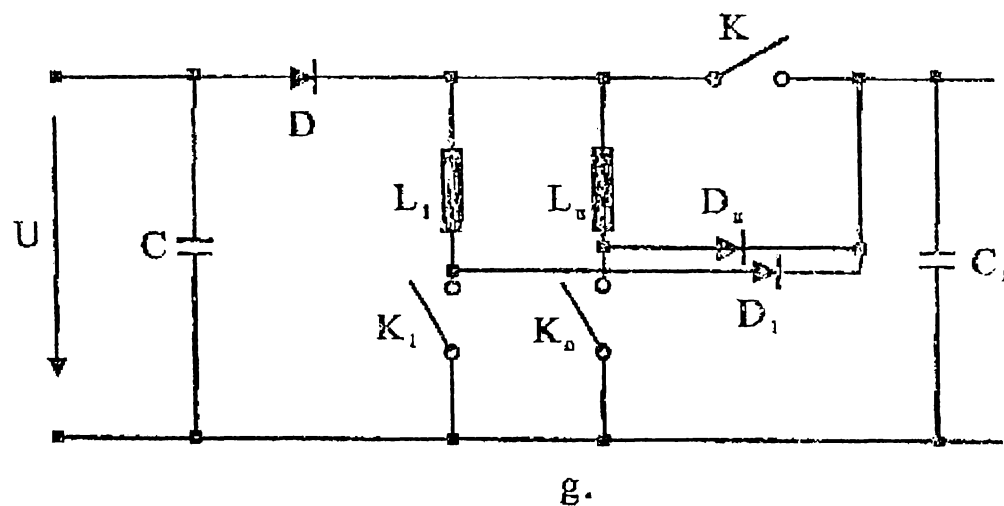
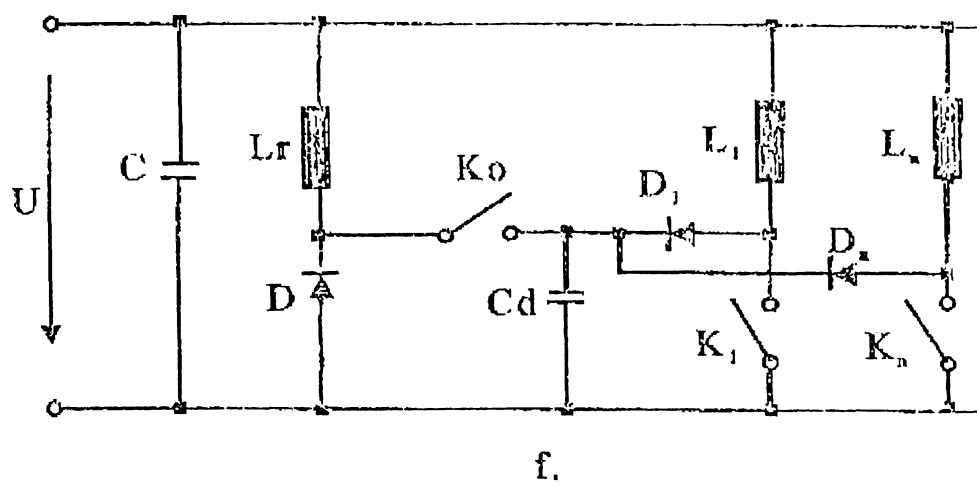


Fig.1.11. Tipuri de convertoare statice (f-h).

Convertorul din fig.1.11.h , propus de autor [22], micșorează considerabil timpul de stingere al curentului prin faza mașinii. Acest tip de convertor se utilizează la mașini de turație ridicată când stingerea curentului prin faza mașinii cu tensiunea $-U$ nu mai dă rezultate satisfăcătoare. Reglarea (chopparea) curentului pe faza mașinii se face prin tranzistorul T_2 în regim de comutație, T_1 rămânând deschis. Stingerea curentului prin faza mașinii se face prin închiderea celor două tranzistoare. Se observă că tensiunea de stingere aplicată fazei este $(-U - U_{DZ})$. Dezavantajul schemei prezentate îl reprezintă pierderea de putere în dioda DZ cu implicații directe asupra randamentului ansamblului convertor-mașină. Schema se utilizează la puteri mici și turații ridicate.

Examinând toate aceste tipuri de convertoare se poate observa că ele se deosebesc prin numărul de elemente de comutație pe fază, dispunerea acestora precum și prin posibilitatea recuperării energiei prin diverse procedee de comutare a fazelor. Toate aceste convertoare sunt alimentate de la surse de tensiune constantă. Este posibilă însă și alimentarea convertorului de la o sursă de curent în special la turații joase când cuplul mașinii trebuie să aibă pulsații cât mai mici. În orice situație însă trebuie să existe un compromis între timpii de energizare-dezenergizare a fazei și solicitările la supratensiuni ale ventilelor. În concluzie, utilizarea uneia sau alteia dintre variantele prezentate se va face în funcție de aplicația dată, de puterea și turația mașinii și nu în ultimul rând de prețul convertorului ales.

1.3.2. Influența tipului convertorului asupra formei curentului

După cum am mai spus, pentru obținerea unor parametrii optimi în funcționare sunt necesari curenți de un anumit profil prin fazele mașinii. Astfel în perioada de energizare a fazei mașinii curentul prin faza mașinii trebuie să crească brusc. Acesta se poate obține prin așa numita forțare a curentului prin alimentarea fazei respective cu o tensiune mărită și limitarea curentului la valoarea dorită printr-un regulator de curent. O altă posibilitate este înscrierea cu fazele mașinii a unei rezistențe care duce în final la reducerea constantei de timp a fazei mașinii dar și la reducerea drastică a randamentului. Păstrarea constantă (sau după caz a unui profil anume) a curentului prin faza mașinii în timpul în care inductanța este în creștere (cuplu motor) se realizează cu ajutorul

regulatele de curent. În procesul de reglare al curentului există mai multe strategii și anume :

A. Reglajul bipozițional al curentului ceea ce duce la o frecvență de comutație variabilă care la viteze de rotație scăzute poate duce la depășirea frecvenței admisibile pentru elementul de comutație (fig.1.12.a).

B. Reglajul curentului prin fixarea unui prag superior și a unei pauze de curent care se menține constantă. Astfel frecvența de comutație este limitată superior la un nivel suportabil de către elementele de comutație dar variațiile curentului vor fi mari mai ales la turații scăzute (fig.1.12.b).

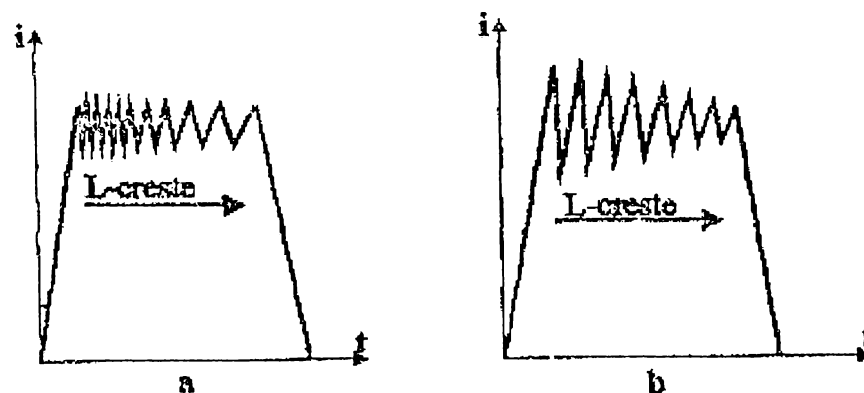


Fig.1.12. Explicativă la reglarea curentului prin faza mașinii.

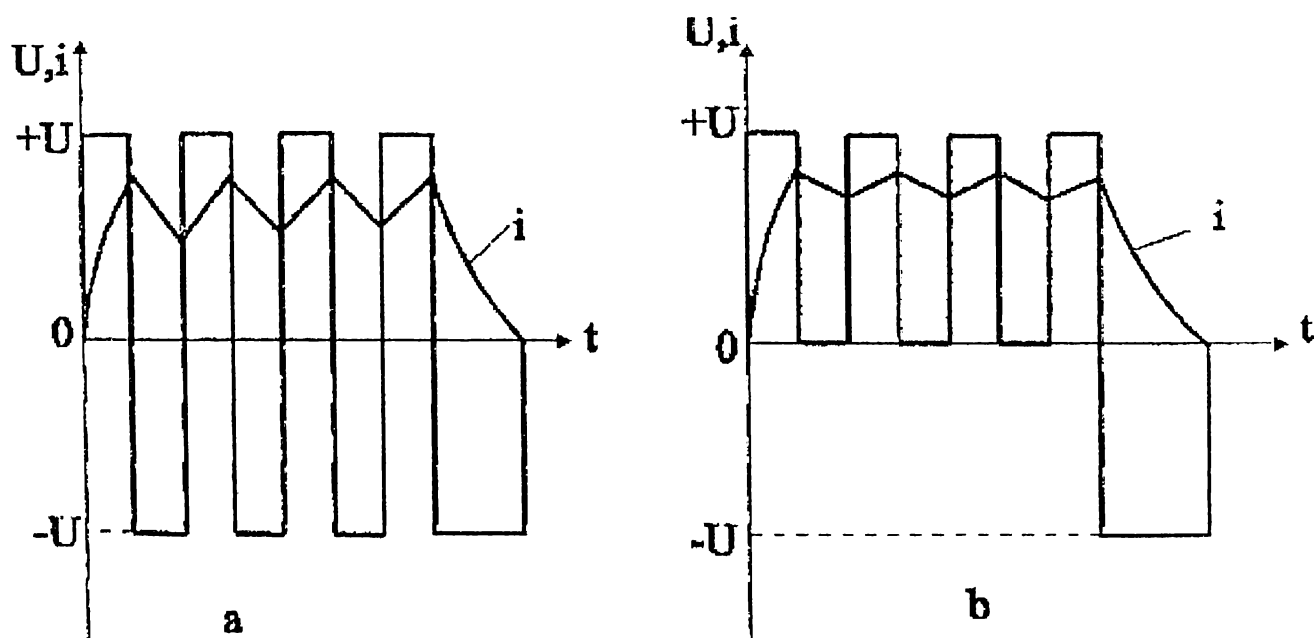


Fig.1.13. Reglarea curentului prin faza mașinii prin cele două procedee: a-cu tensiune de stingere $-U$ și b-cu tensiune de stingere egală cu zero.

Totodată în procesul de reglare al curentului se poate opta pentru stingerea curentului cu tensiunea $-U$ (supresare activă - fig.1.13.a) sau cu tensiune zero (supresare pasivă - fig.1.13.b). Se observă că strategia din fig.1.13.a, pentru aceleași limite de variație a curentului, duce la o frecvență de comutație dublă față de strategia din fig.1.13.b. Pentru obținerea unor curenți pe fazele mașinii de un anumit profil (necesari, după cum se va vedea în continuare, la minimizarea pulsațiilor în cuplu) se va utiliza metoda din fig.1.13.a. În perioada de dezenergizare a fazei viteza de scădere a curentului trebuie să fie de asemenea mare. Trebuie reamintit faptul că prelungirea curentului prin faza mașinii în perioada în care $dL/d\theta < 0$ duce la apariția unui cuplu de frânare cu toate consecințele ce decurg de aici. Timpul de descreștere al curentului prin fază este în strânsă legătură cu tensiunea inversă aplicată fazei în perioada de dezenergizare.

1.4. Traductorul de poziție

După cum s-a arătat în cele prezentate anterior, pentru buna funcționare a SRM este necesar a se cunoaște în permanență poziția relativă stator-rotor. Mai exact, este necesar a se cunoaște, pentru fiecare fază în parte, momentul în care inductanța acesteia începe să crească precum și momentul în care acesta începe să descrească. Utilizarea de traductori cu un număr redus de impulsuri pentru o rotație duce în final la o complexitate mărită a electronicii de comandă așa cum utilizarea de traductori cu un număr mărit de impulsuri pentru o rotație duce în final la un sistem electronic de comandă mai puțin complex. Determinarea poziției stator-motor se poate realiza cu traductori fizici montați, fie pe arborele mașinii, fie pe polii mașinii sau această poziție se determină indirect prin măsurători efectuate asupra curenților și tensiunilor de pe faza mașinii. În continuare se vor prezenta diferite soluții pentru realizarea traductorului de poziție.

1.4.1. Tipuri de traductoare

1.4.1.a. 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 (2 - zeci de impulsuri pentru o rotație). Este evident că prețul celor dintâi este mult mai ridicat. Se va utiliza traductorul cu rezoluție ridicată în acționări electrice performante când este necesară o reducere a pulsațiilor în cuplu (mecanisme de poziționare). 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 superioare pe partea de comandă.

1.4.1.b. 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. Prin dimensiunile pe care le au aceste sonde precum și magneții din rotor acest traductor nu influențează prin gabarit dimensiunile mașinii.

1.4.1.c. 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[23]. Complică însă sistemul de comandă prin necesitatea extracției semnalului util dintr-un semnal modulat (în frecvență sau în amplitudine).

1.4.2. Determinarea poziției stator rotor prin măsurători asupra curenților și tensiunilor

Utilizarea traductorilor plasați pe arborele mașinii sau întrefier complică construcția mașinii mărindu-i totodată și volumul. De aceea, cercetătorii au imaginat diverse metode de a determina poziția stator-rotor prin măsurări efectuate asupra curenților și a tensiunilor de pe fazele mașinii [24-31].

1.4.2.a. Determinarea poziției prin măsurarea variației inductivității

Această metodă are la bază existența unei dependențe între inductanța fazei și viteza de variație a curentului prin mașină.

Tensiunea aplicată fazei este:

$$U = Ri + L(i, \theta) \frac{di}{dt} + \Omega i \frac{dL(i, \theta)}{d\theta} \quad (1.1)$$

Valoarea inductivității se poate obține aplicând impulsuri de scurtă durată, de tensiune continuă, în urma cărora se poate aproxima :

$$U \sim L(\theta) \frac{\Delta I}{\Delta \theta} \quad (1.2)$$

Relația (1.2) arată că valoarea curentului este invers proporțională cu valoarea inductivității $L(\theta)$. Întrucât trebuie determinată doar poziția rotorului în momentul în care inductanța crește (sau descrește), aceste impulsuri se vor compara cu o valoare de prag I_p (vezi fig.1.14). Mărimea impulsurilor de curent depinde de turația mașinii deci valoarea de prag va trebui modificată cu modificarea vitezei. Existența acestor pulsuri de curent prin faza neenergizată duce la înrăutățirea randamentului și la apariția unui cuplu de frânare.

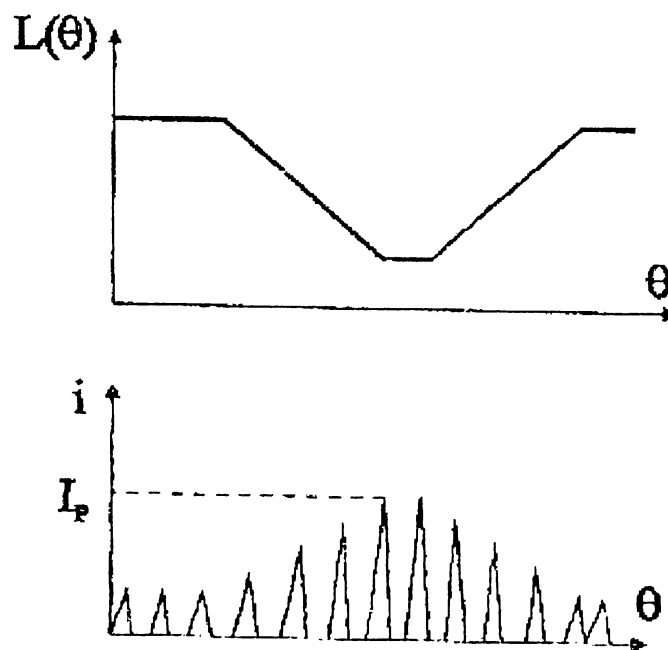


Fig.1.14. Obținerea poziției stator-rotor prin injectarea unor curenți în faza nealimentată.

1.4.2.b. *Calculul inductivității fazei prin monitorizarea variației în timp a curentului*

Această metodă s-a aplicat cu succes la motoarele pas cu pas. Calculul inductanței se face în timp real având la bază ecuația 1.1 , care rezolvată duce la:

$$L = \frac{(-B + AL_0)e^{-At} + B}{A} \quad (1.3)$$

unde

$$A = \frac{di}{dt} \cdot \frac{1}{i} \quad (1.4)$$

$$B = \frac{U}{i} - R \quad (1.5)$$

L_0 - valoarea inductivității pe durata intervalului de măsură. Timpul relativ ridicat de calcul al inductivității diminuează performanțele dinamice ale mașinii.

1.4.2.c. *Determinarea poziției prin utilizarea unui convertor de frecvență modulată*

Principiul are la bază generarea unei tensiuni cu frecvența dependentă de poziția stator-rotor. Pentru aceasta faza mașinii este introdusă într-un oscilator a cărui frecvență este o funcție de inductanța fazei.

$$f = \frac{1}{KL(\theta)} \quad (1.6)$$

unde K - coeficient ce depinde de parametrii oscilatorului. Semnalul modulat în frecvență se demodulează obținându-se în final:

$$L(\theta) = \frac{1}{K'V} \quad (1.7)$$

unde $K' = \text{constantă}$ iar V - tensiunea de ieșire dintr-un convertor frecvență-tensiune. Determinarea poziției nu este influențată în nici un fel de viteza mașinii dar se complică într-o măsură oarecare sistemul de comandă.

Utilizarea traductorilor de poziție fizici măresc volumul mașinii și într-o oarecare măsură complică construcția acesteia. Obținerea de performanțe ridicate în sistemele de poziționare și nu numai, reclamă utilizarea de traductori cu rezoluție ridicată. Obținerea poziției stator-rotor prin măsurări asupra mărimilor electrice (sensorless), înlătură dezavantajele legate de construcția și volumul mașinii dar complică partea de "hard" a sistemului de control și comandă.

1.5. Sisteme de reglare automată cu SRM. Structură și performanțe

Schema bloc a unui sistem de acționare electrică (mecanism de poziționare) este prezentată în fig.1.15.

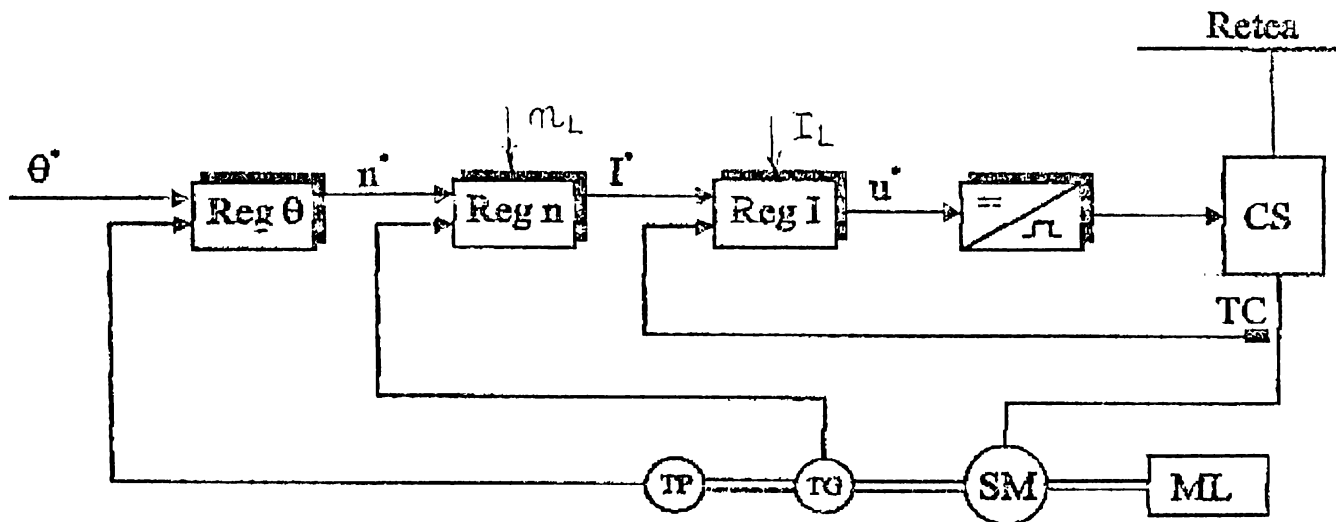


Fig.1.15. Schema bloc a unui sistem de reglare automată.

Schema prezintă un control al poziției precum și o reglare în cascadă a turației și curentului incluzând și limitarea turației (n_1) precum și a curentului (I_1). În schemă regăsim cele trei regulatoare (de poziție, de turație și de curent), convertorul static CS, servomotorul de acționare SM, mecanismul de lucru ML, traductorul de turație TG, traductorul de poziție TP. Un sistem de reglare automată astfel conceput trebuie să răspundă următoarelor condiții: performanțe

dinamice (capacitate ridicată de suprasarcină, timp de răspuns minim, constante de timp electrice și electromecanice reduse); cuplu constant la arbore independent de poziția stator-rotor; precizie ridicată la poziționare (cel puțin 1/1000 dintr-o rotație a arborelui mașinii electrice); domeniu cât mai larg de modificare a turației (cel puțin 1/10.000); funcționare în patru cadrane; randament ridicat; întreținere ușoară ; preț redus.

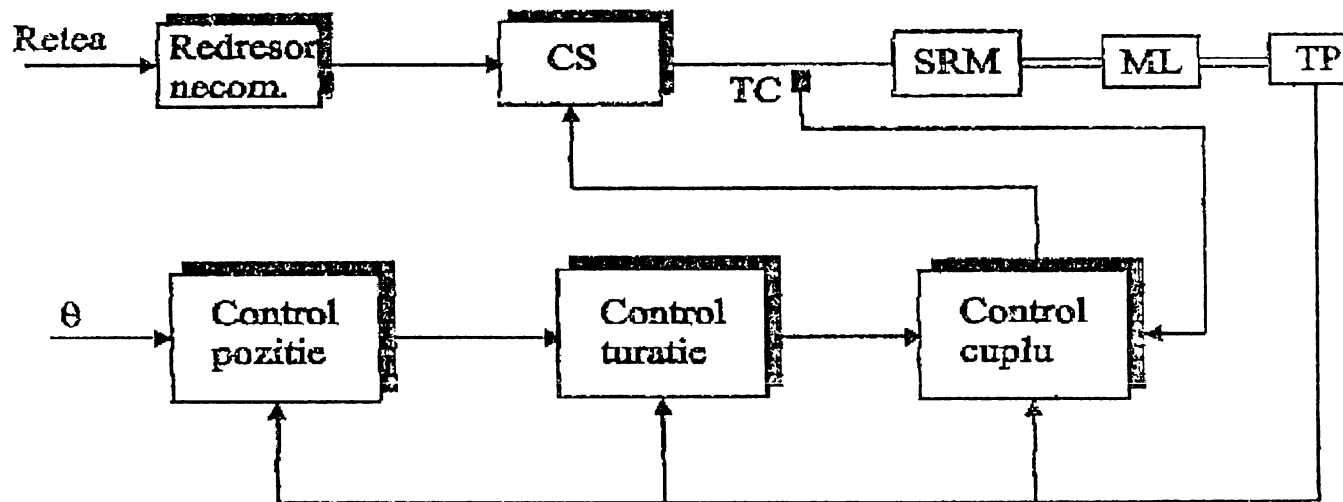


Fig.1.16. Schema bloc a unui sistem de reglare automată cu SRM.

Sistemele de reglare automată cu mașini cu reluctanță variabilă nu diferă mult de sistemul prezentat mai înainte. Schema unui astfel de sistem este dată în fig.1.16.

Redresorul, alimentat de la o rețea de tensiune alternativă, este de cele mai multe ori necomandat furnizând la ieșire o tensiune constantă. Condensatorul din circuitul intermediar de curent continuu are rolul de a filtra tensiunea furnizată de redresor dar, mai important, rolul de a stoca sub formă de energie electrică energia magnetică recuperată din faza mașinii. Trebuie menționat faptul că o parte din energia luată de la sursa de alimentare de tensiune continuă se transformă în lucru mecanic iar o parte se acumulează ca energie magnetică datorită inductanței fazei mașinii. Aceasta din urmă, la dezenergizarea fazei respective, se recuperează în condensator ca energie electrică. În anumite situații redresorul poate fi și comandat cu caracter de sursă

de tensiune sau sursă de curent. Este evident că sursa de tensiune poate să fie și de alt tip (baterii, acumulatori, generatoare de curent continuu, etc).

Dispozitivul de control și comandă este realizat de obicei pe structura unui sistem cu microcontroler sau DSP (procesor digital de semnal) pentru sistemele de reglare performante sau cu circuite combinaționale pentru sisteme mai puțin pretențioase. Un rol important în ridicarea performanțelor SRA cu SRM îl reprezintă traductorul de poziție. Rolul dispozitivului de control și comandă este acela de a prelua informația de la traductorul de poziție (poziția stator-rotor) iar pe baza acestei informații de a fixa o valoare a curentului prin fazele mașinii pentru a obține cuplu cât mai constant, o turație egală cu cea prescrisă precum și o poziționare cât mai exactă. Trebuie specificat faptul că în sistemele de poziționare se va utiliza un traductor cu rezoluție ridicată (fizic sau realizat prin 'soft'). Elementul de execuție însă are un rol hotărâtor în obținerea unor performanțe ridicate pentru un sistem de reglare automată.

Principalul dezavantaj al acestui element de execuție îl reprezintă, după cum am mai spus, pulsațiile cuplului electromagnetic cu repercursiuni asupra funcționării ansamblului în deosebi la turații joase. Numeroase cercetări abordează acest fenomen; multe din lucrările de specialitate axându-se pe reducerea pulsațiilor în cuplu pornind de la proiectarea mașinii, trecând pe la topologia convertorului static și insistând asupra sistemului de comandă care oferă posibilitățile cele mai mari în acest sens [32-43]. Trebuie menționat aici că reducerea pulsațiilor în cuplu este realizabilă în special prin introducerea în sistemul de reglare a unei bucle corespunzătoare pentru cuplu ceea ce implică, de la bun început, cunoașterea (măsurarea) cât mai exactă a cuplului electromagnetic (prin estimatoare) sau a celui la arbore (prin estimatoare sau traductoare de cuplu).

O altă problemă studiată de către cercetători este aceea legată de reducerea zgomotului produs de mașină [44-51]. Zgomotul se datorează în primul rând faptului că cuplul electromagnetic nu este constant (problemă ce a fost amintită mai înainte). Alte surse de zgomot sunt cele legate de forțele radiale, axiale și tangențiale de natură electromagnetică (mai pronunțate la această mașină din cauza polilor proeminenți atât în stator cât și în rotor), cele legate de frecările în lagăre și cele de ventilație.

Nu în ultimul rând atenția cercetătorilor se îndreaptă spre îmbunătățirea randamentului (incluzând aici mașina și convertorul static). Un criteriu de

optimizare după randament va avea în vedere controlul unghiurilor de avans atât la deschidere cât și la închidere [52]. Controlul acestor unghiuri se poate realiza ‘off line’ când acestea vor fi citite dintr-un tabel în funcție de turație și curent (cuplu), sau ‘on line’, când se realizează o ‘buclă de randament’. Nu este lipsită de importanță nici frecvența de comutație din convertor (ce influențează pierderile din convertor) putându-se opta, acolo unde este posibil, la o comandă în tensiune [53] (în trepte sau continuu) așa cum se va arăta în Cap.3.

Principalele caracteristici ale sistemelor de acționare electrică cu mașina cu reluctanță variabilă sunt:

a) Domeniul cuplu/viteză de rotație

S-au construit și există în exploatare mașini ce au o gamă largă de cupluri (de la micromașini până la mașini de sute de Nm) și turații (zeci de rot/min până la sute de mii de rot/min). Astfel domeniul de putere se extinde între 10 W (la 10.000 rot/min) până la 5 MW (la 50 rot/min). Trebuie menționat faptul că absența înfășurărilor și a magneților permanenți din rotor face ca turația rotorului să fie limitată doar de pierderile în fierul rotoric și de lagăre.

b) Randamentul

În figura 1.17 este prezentată plaja de variație a randamentului pentru o mașină de 10 kW/1500 rot/min.

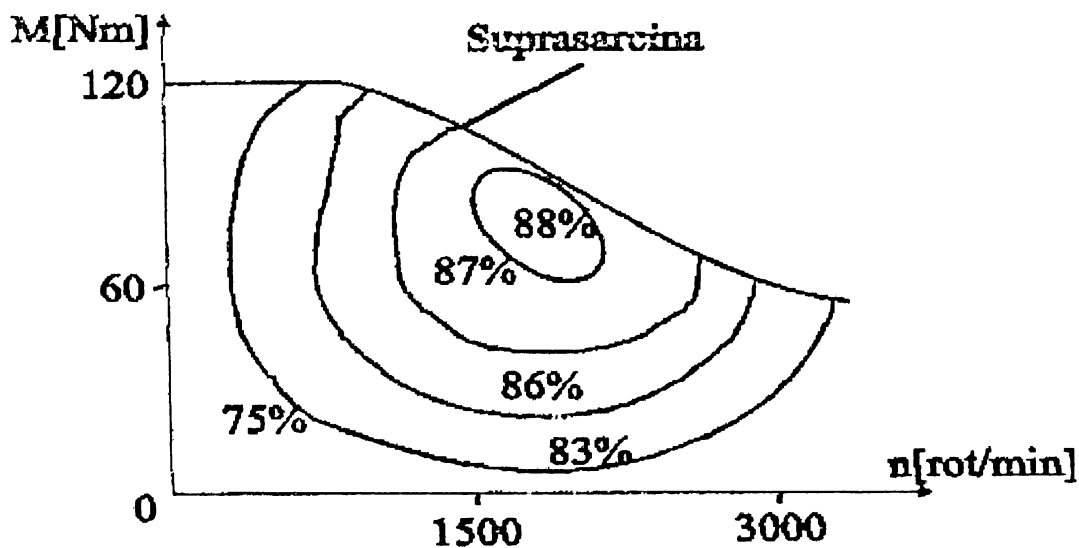


Fig. 1.17. Domenii de randament constant la un SRM de 10 kW/1500 rot/min.

Se poate observa că un randament de 75% se poate obține pe o plajă destul de mare a vitezei de rotație.

c) Comportarea dinamică

Datorită valorilor ridicate ale cuplului dezvoltat de către mașină precum și a momentului de inerție redus se pot obține valori ridicate ale accelerației unghiulare. Astfel raportul cuplu/moment de inerție poate atinge valori cuprinse între 5000 rad/s^2 și 12000 rad/s^2 iar la motoarele de mică putere chiar până la 120.000 rad/s^2 .

1.6. Concluzii

Un sistem de reglare automată cu SRM este alcătuit dintr-un convertor static pentru alimentarea secvențială a fazelor mașinii, un sistem de control și comandă și un servomotor sincron cu reluctanță variabilă și înfășurări concentrate ca element de execuție. Convertorul static are la bază elemente semiconductoare comandate (BJT, IGBT, MOSFET, GTO tiristoare). Sistemul de comandă și control este relativ simplu iar pentru sistemele performante acesta înglobează un microcontroler sau DSP. Elementul de execuție (SRM) prezintă performanțe electromecanice cel puțin egale cu a celorlalte tipuri de acționări electrice iar în unele privințe chiar superioare acestora. Domeniile de aplicabilitate ale SAE cu SRM pot fi : aplicații industriale (acționări generale, compresoare, pompe, instalații de ridicat și transportat, centrifuge, etc.); aplicații diverse (tracțiune electrică, motoare de foarte înaltă viteză de rotație). O analiză critică a sistemelor de acționare cu mașina cu reluctanță variabilă scoate în evidență următoarele:

a. În ceea ce privește elementul de execuție

Avantaje:

- preț de fabricație scăzut,
- cost scăzut al materialelor,
- influență minimă a temperaturii asupra funcționării mașinii,
- posibilitatea funcționării la turații ridicate,
- moment de inerție scăzut,
- ușor de reparat,

- pierderi reduse în rotor,
- posibilitatea de a funcționa și dacă nu toate fazele sunt alimentate.

Dezavantaje:

- întrefier redus,
- necesitatea unui traductor de poziție (sau determinarea poziției prin metode sensorless),
- zgomot relativ mare,
- cuplu electromagnetic pulsatoriu.

b. În ceea ce privește convertorul și sistemul de comandă:

Avantaje:

- număr de ventile egal sau mai mic decât în cazul altor tipuri de servomotoare,
- fazele sunt independente din punct de vedere electric,
- există o gamă mare de topologii de convertoare statice pentru SRM,
- prezintă o plajă mare de modificare a turației la putere constantă,
- în cazul scurtcircuitării unui ventil sursa de alimentare nu este scurtcircuitată.

Dezavantaje:

- nu se pot utiliza modulele de putere proiectate pentru mașinile de curent alternativ,
- ambele capete ale înfășurării unei faze se conectează în circuitul convertorului (nu există conexiunea 'stea' de la mașinile de c.a.),
- necesitatea unei capacități însemnate în circuitul de curent continuu,
- neliniaritate cuplu-curent,
- viteză mare de variație a curentului prin faze (di/dt),
- consum mare de energie reactivă de la rețea,
- frecvența de comutație este mai mare ca la o mașină de c.a.

2. MAȘINA CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ ÎN SISTEMELE DE ACȚIONARE ELECTRICĂ

2.1. Generalități

Datorită multiplelor avantaje pe care le prezintă, mașina cu reluctanță variabilă este tot mai des utilizată în sistemele de acționare electrică cu turație variabilă și chiar în sistemele de poziționare. Principalul dezavantaj al mașinii (acela că cuplul electromagnetic nu este constant în timp) poate fi eliminat prin utilizarea unor sisteme de comandă bazate pe microcontrolere și procesoare de semnal. Totodată aceste sisteme de comandă permit și un control adecvat al unghiurilor de avans la energizare și deenergizare în concordanță cu viteza unghiulară de rotație.

Din multitudinea de geometrii prezentate în cap.1 s-a utilizat o mașină cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici. Înfășurările de pe polii opuși se conectează în serie formând astfel o fază a mașinii. În fig.2.1.a se prezintă o secțiune transversală cu indicarea principalelor dimensiuni geometrice iar în fig.2.1.b, 2.1.c și 2.1.d sunt prezentate mașina în ansamblu precum și rotorul și statorul acesteia.

Principalele date ale mașinii sunt prezentate în tabelul 2.1.

Cuplul nominal	1 Nm
Curentul nominal pe fază	2,2 A
Turația nominală	3000 rot/min
Tensiunea nominală	300 V
Numărul de faze	3
Poli statorici/poli rotorici	6/4

Tab.2.1. Principalele date ale mașinii.

Pentru convertorul static am optat pentru o geometrie cu 6 tranzistoare (de tip MOSFET) care permite un bun control al curentului prin fazele mașinii, atât în regim de motor cât și în regim de frână.

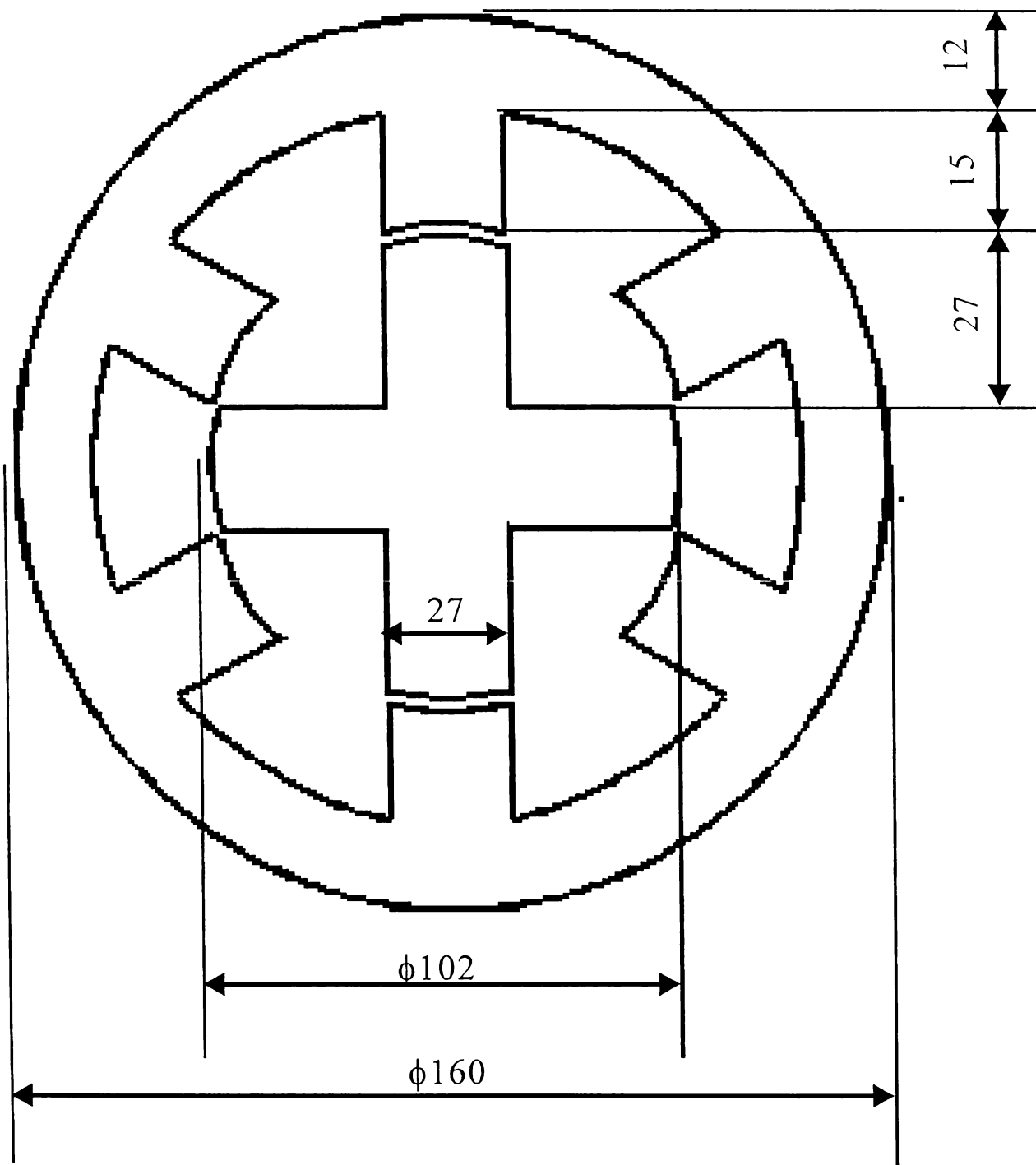


Fig.2.1.a. Secțiune transversală prin mașină.

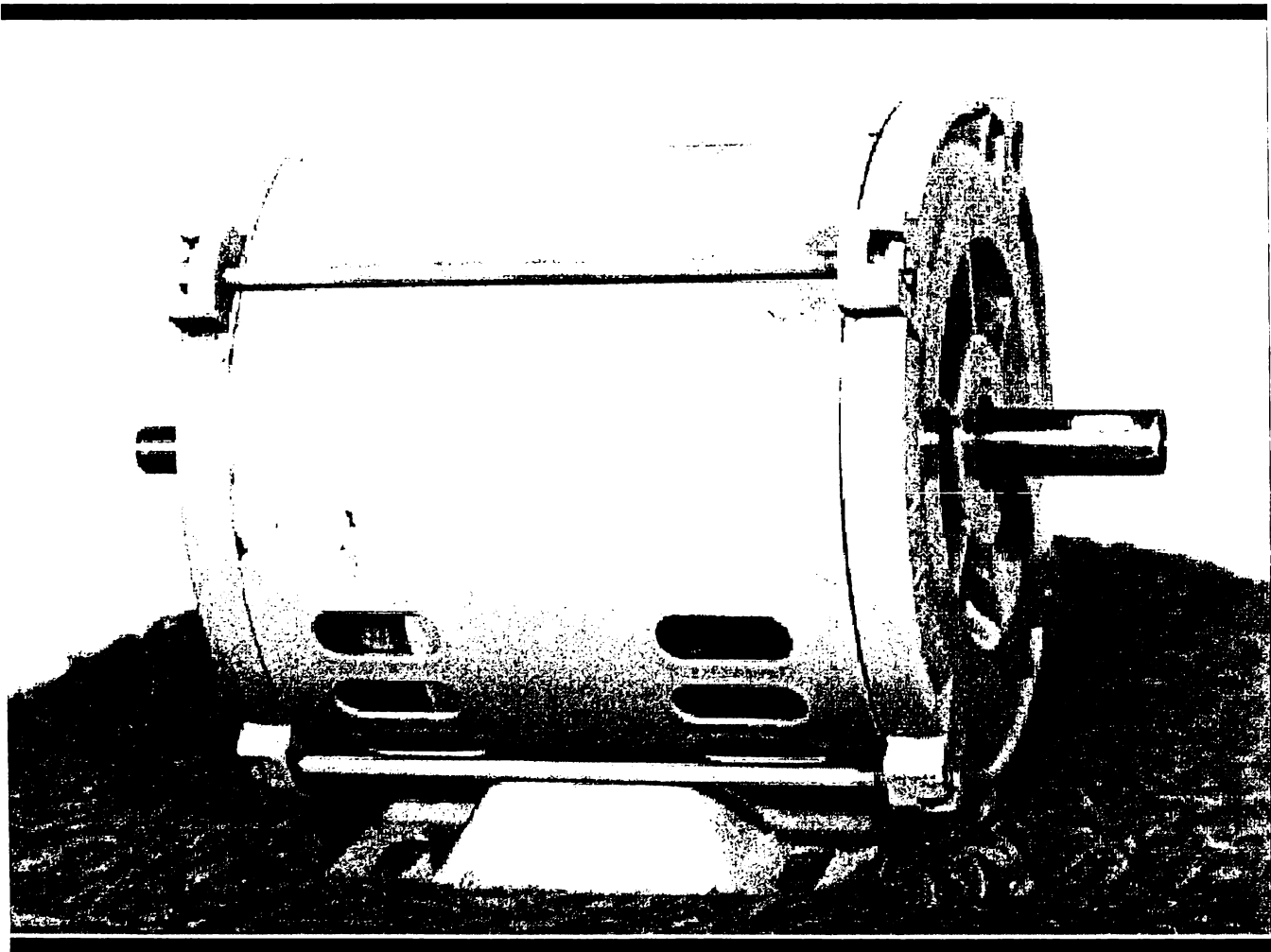


Fig.2.1.b. Vedere cu mașina cu reluctanță variabilă.

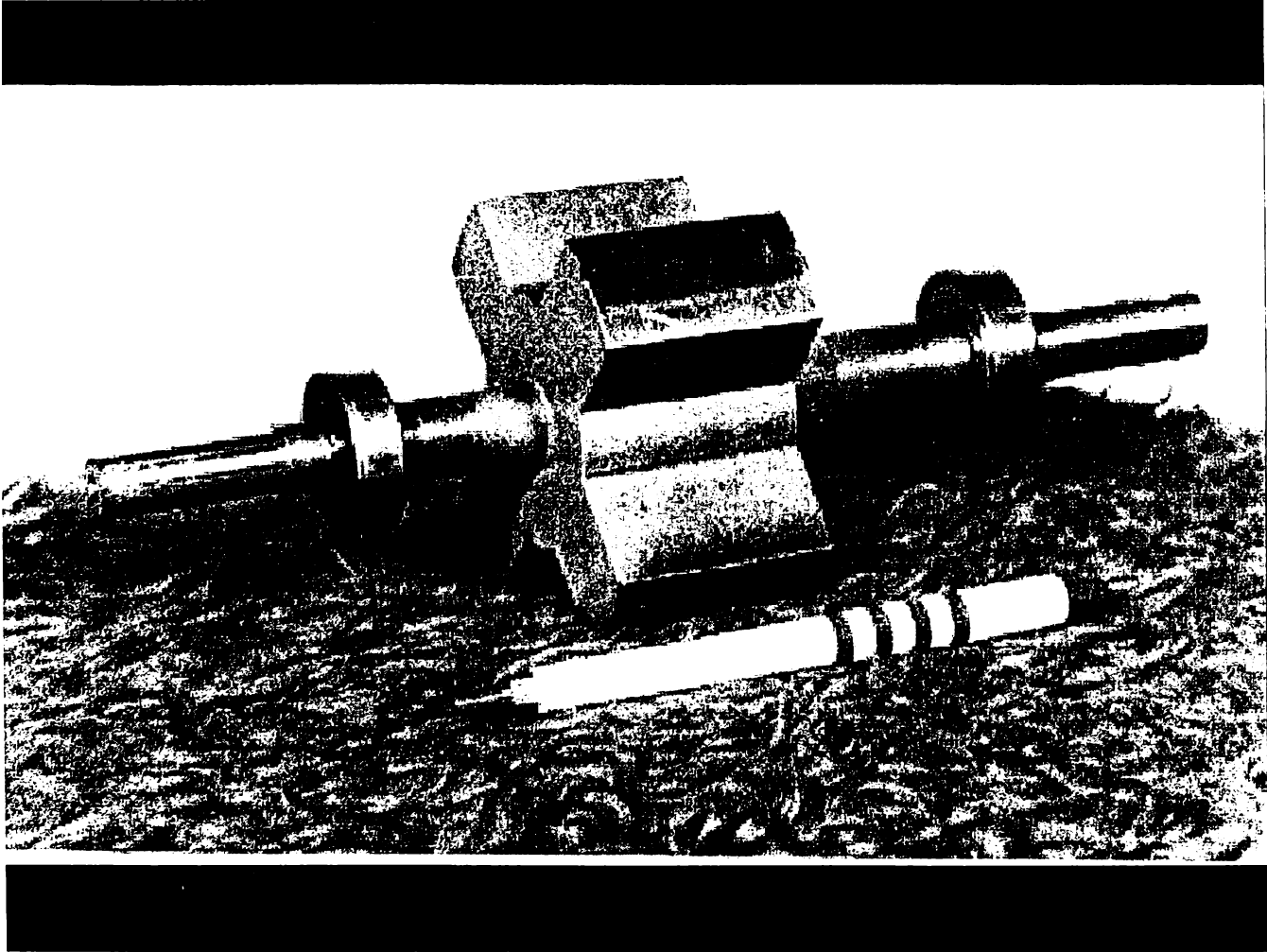


Fig.2.1.c. Vedere cu rotorul mașinii.

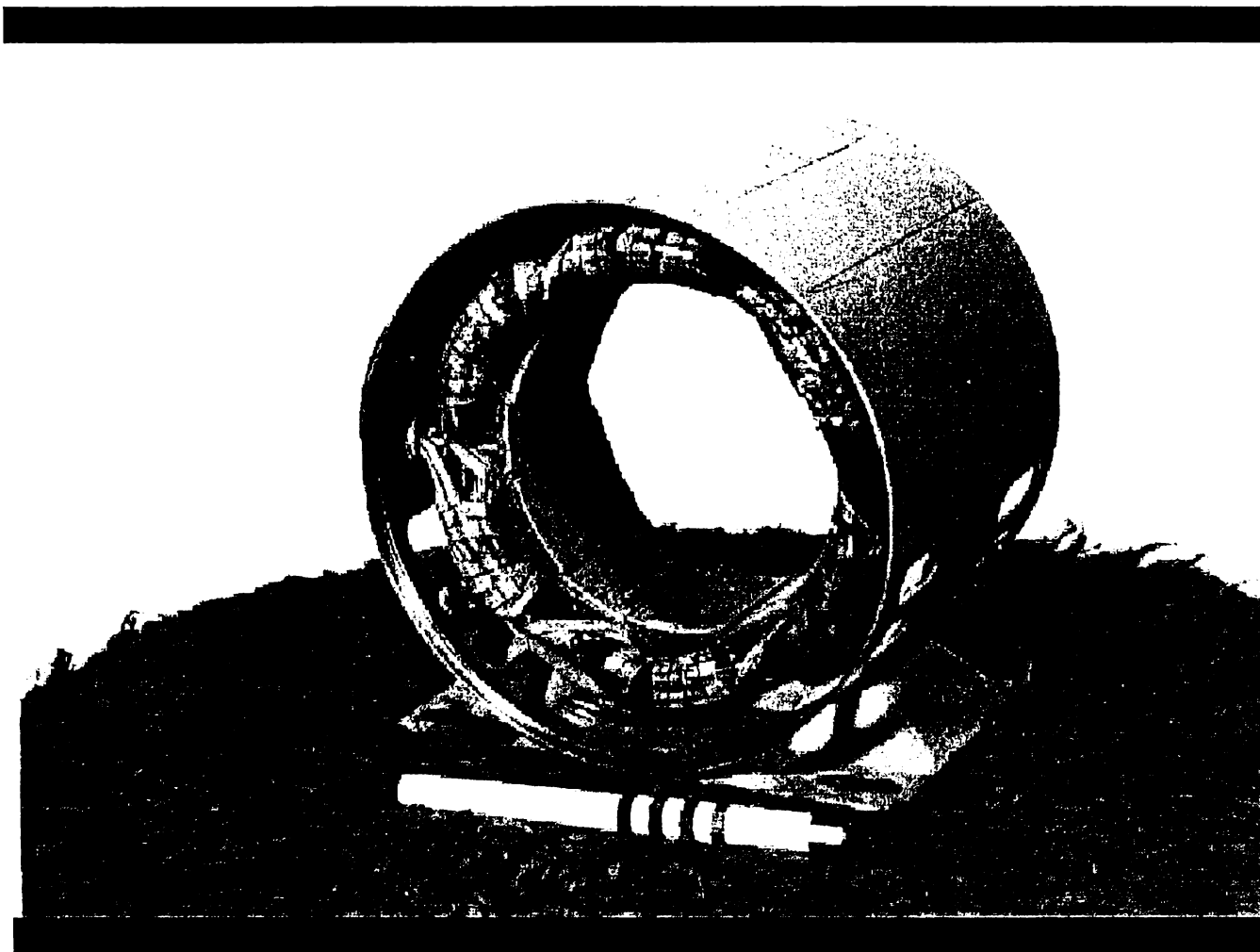


Fig.2.1.d. Vedere cu statorul mașinii.

Pentru traductorul de poziție am optat pentru o variantă cu optocuploare și disc cu fante montat pe arborele mașinii.

2.2. Modelul matematic al mașinii.

Modelul matematic se obține pornind de la ecuația în tensiuni scrisă pentru o fază :

$$U = RI + \frac{d\Psi(i, \theta)}{dt} \quad (2.1)$$

unde: R - rezistența fazei

Ψ - înlanțuirea magnetică

θ - unghiul intern

U - tensiunea de alimentare a fazei

i - curentul prin înfășurare

Variația fluxului magnetic se datorează atât variației curentului cât și variației inductanței fazei prin intermediul unghiului intern θ . Astfel ecuația (2.1) devine:

$$U = RI + L(i, \theta) \frac{di}{dt} + i\Omega \frac{dL(i, \theta)}{d\theta} \quad (2.2)$$

unde primul termen reprezintă căderea de tensiune ohmică pe înfășurări, cel de-al doilea -tensiunea electromotoare indusă de transformare iar cel de-al treilea reprezintă tensiunea indusă de rotație.

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

$$M = \left(\frac{dW'(i, \theta)}{d\theta} \right)_{i=ct} \quad (2.3)$$

unde coenergia magnetică W' are expresia:

$$W' = \int_0^i \Psi(i, \theta) di \quad (2.4)$$

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

$$M = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (2.5)$$

2.3 Determinarea parametrilor mașinii.

Pentru implementarea unui model matematic al mașinii (cât mai apropiat de realitatea fizică a acesteia) este deosebit de important faptul de a cunoaște cu o precizie cât mai bună parametrii mașinii din ecuația (2.2) precum și momentul de inerție al rotorului. Acești parametri sunt utilizați atât în procesul de simulare cât și în procesul de implementare a diferitelor tipuri de reglatoare utilizate în sistemele de acționare electrică. Determinarea pe cale experimentală a parametrilor mașinii s-a realizat prin diverse măsuratori efectuate asupra acesteia[54]. Astfel rezistența fazelor s-a determinat prin clasică metodă voltampermetrică, inductanța fazelor-prin stingerea unui curent continuu prin faza mașinii [55] iar momentul de inerție s-a determinat prin calcul, ținându-se seama de faptul că rotorul mașinii este omogen și cu o geometrie regulată.

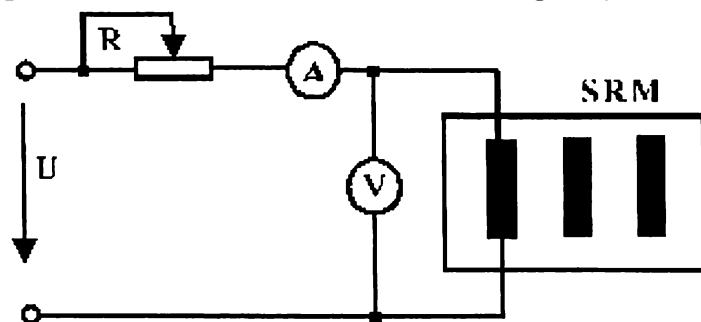


Fig.2.2. Schema de montaj pentru măsurarea rezistenței fazei.

2.3.1. Determinarea rezistenței fazei.

Așa cum am precizat mai înainte, pentru determinarea rezistenței fazei s-a utilizat metoda voltampermetrică. Schema de montaj este prezentată în fig.2.2. În urma efectuării măsurătorilor a rezultat valoarea rezistenței fazei ca fiind:

$$R=2,28 \Omega$$

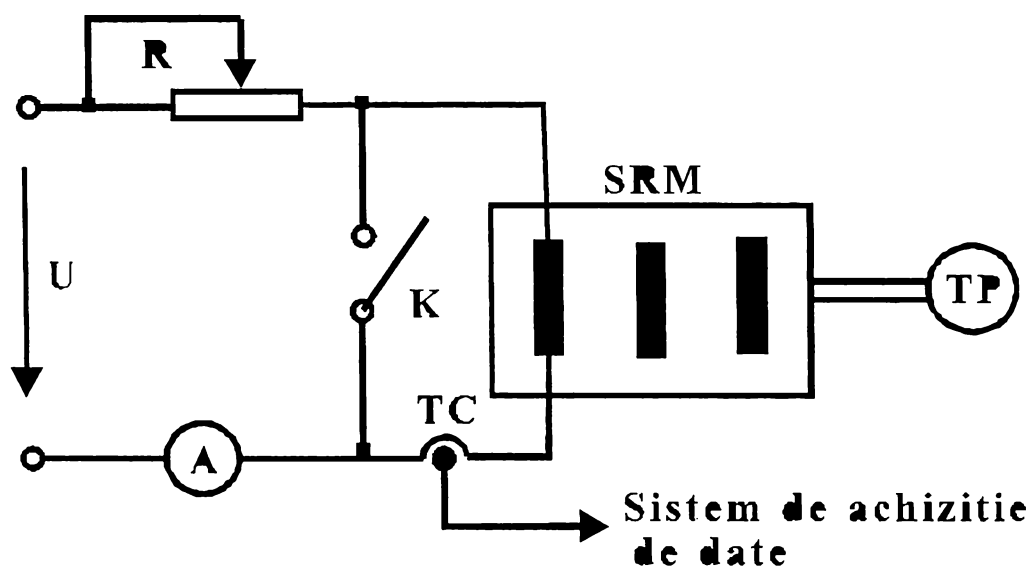


Fig.2.3. Schema de montaj pentru măsurarea inductanței fazei.

2.3.2. Determinarea inductanței fazei.

Pentru determinarea inductanței fazei s-a utilizat metoda stingerii unui curent continuu printr-o fază a mașinii la diverse poziții ale rotorului față de stator. Trebuie menționat faptul că inductanța unei faze este dependentă de poziția stator-rotor precum și de curentul prin fază datorită fenomenului de saturație. Schema de montaj este prezentată în fig.2.3.

Pentru blocarea rotorului s-a utilizat un sistem mecanic cu cap divizor, iar măsurătorile s-au efectuat din 3 în 3 grade pe întreg pasul polar. S-a considerat că, curentul maxim prin faza mașinii este de 5 amperi (maxim admis în regim

tranzitoriu). În fig.2.4 și 2.5 se prezintă forma de variație a curentului prin faza mașinii pentru două poziții extreme: nealiniat și aliniat.

În urma înregistrării curentului prin faza mașinii din momentul scurtcircuitării fazei se determină fluxul magnetic total al fazei respective. În timpul scurtcircuitării fazei este valabilă ecuația:

$$0 = Ri + \frac{d\Psi(i, \theta)}{dt} \quad (2.6)$$

de unde:

$$\Psi(i, \theta) = R \int_0^{\infty} i dt \quad (2.7)$$

În urma prelucrării înregistrărilor făcute au rezultat curbele $\Psi(i, \theta)$ prezentate în fig.2.6 și 2.7.

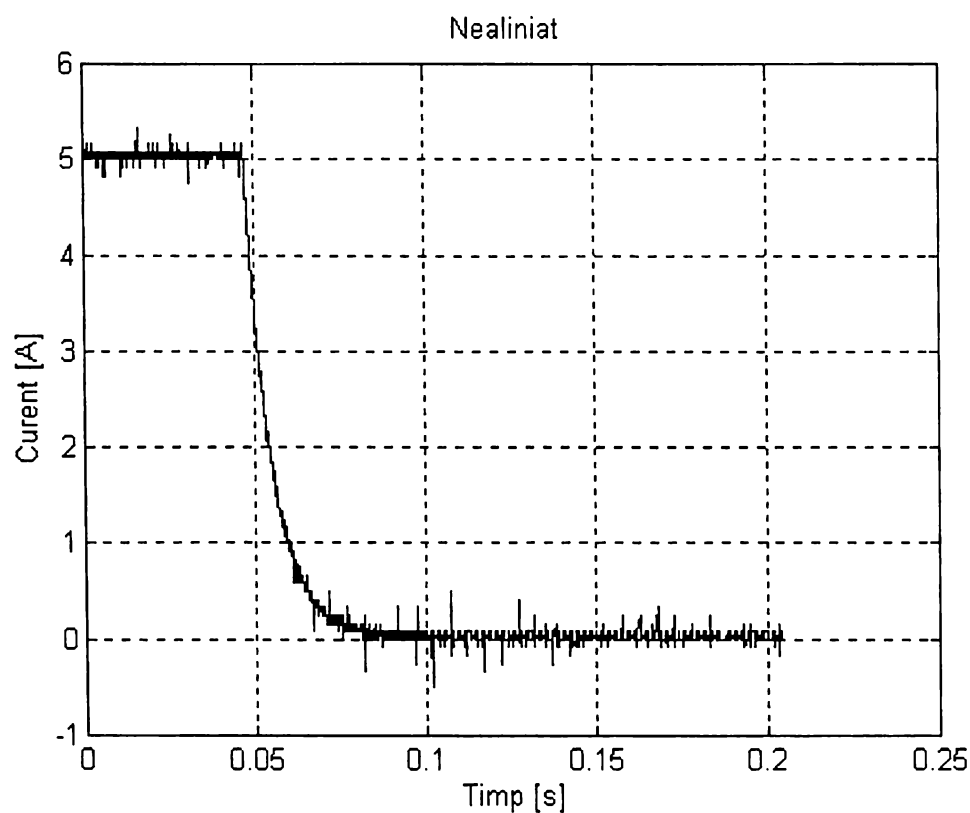


Fig.2.4. Stingerea curentului prin faza mașinii în poziția nealiniat.

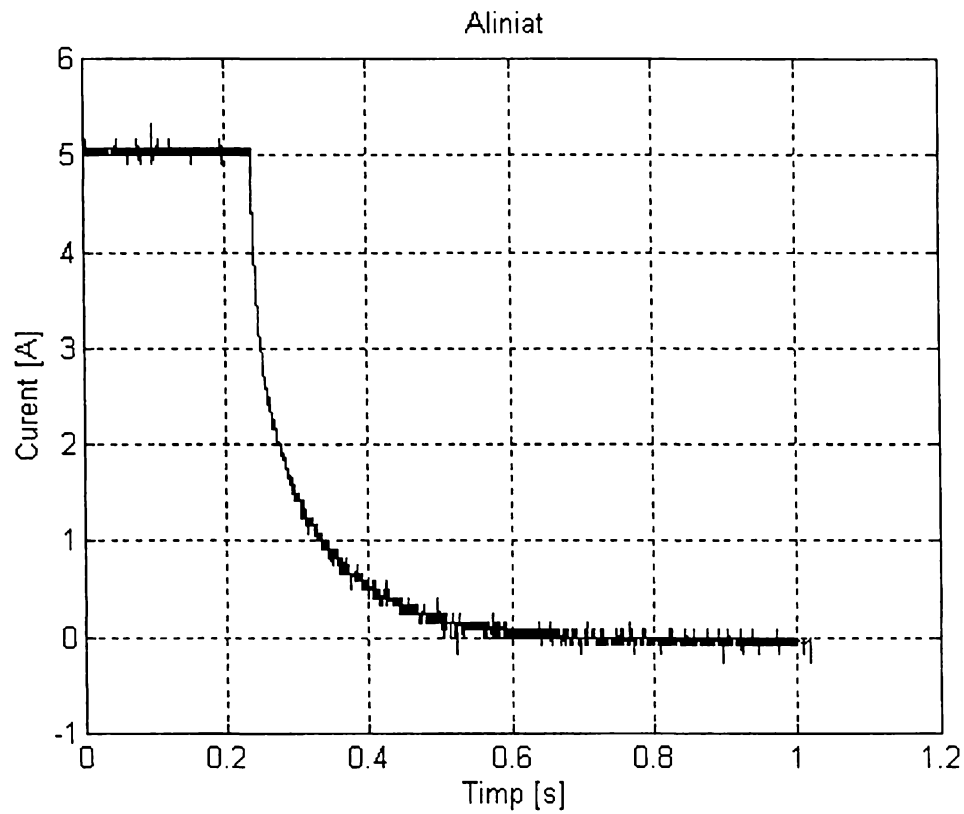


Fig.2.5. Stingerea curentului prin faza mașinii în poziția aliniat.

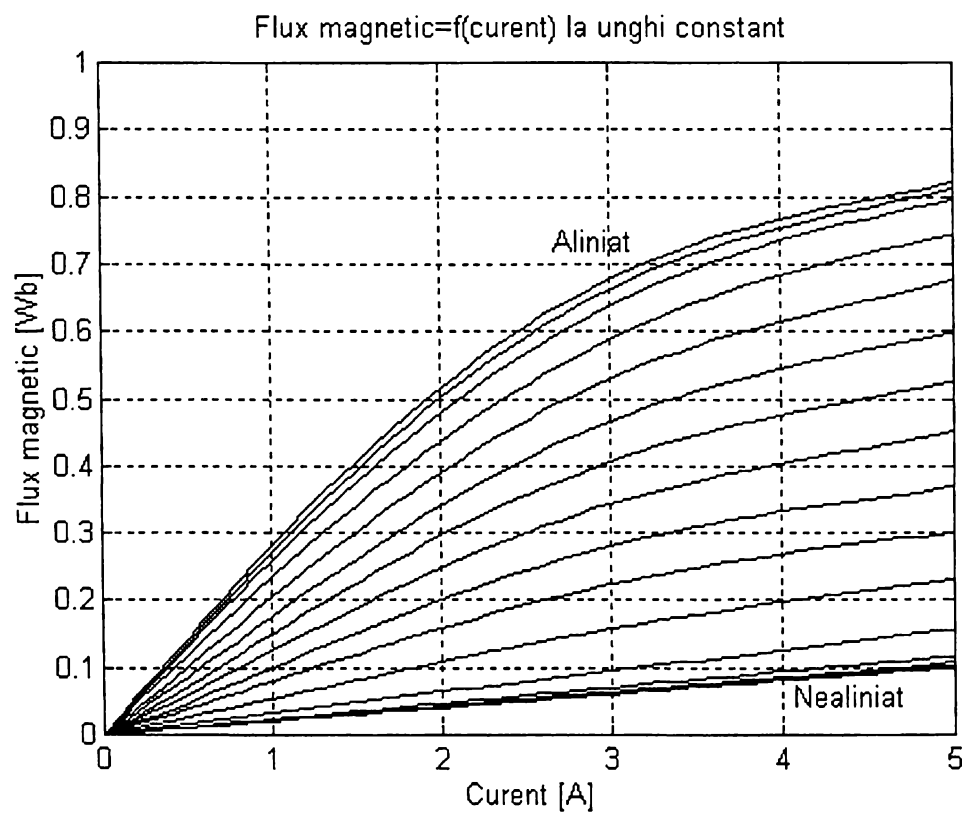


Fig.2.6. Variația fluxului magnetic în funcție de curent la unghi constant.

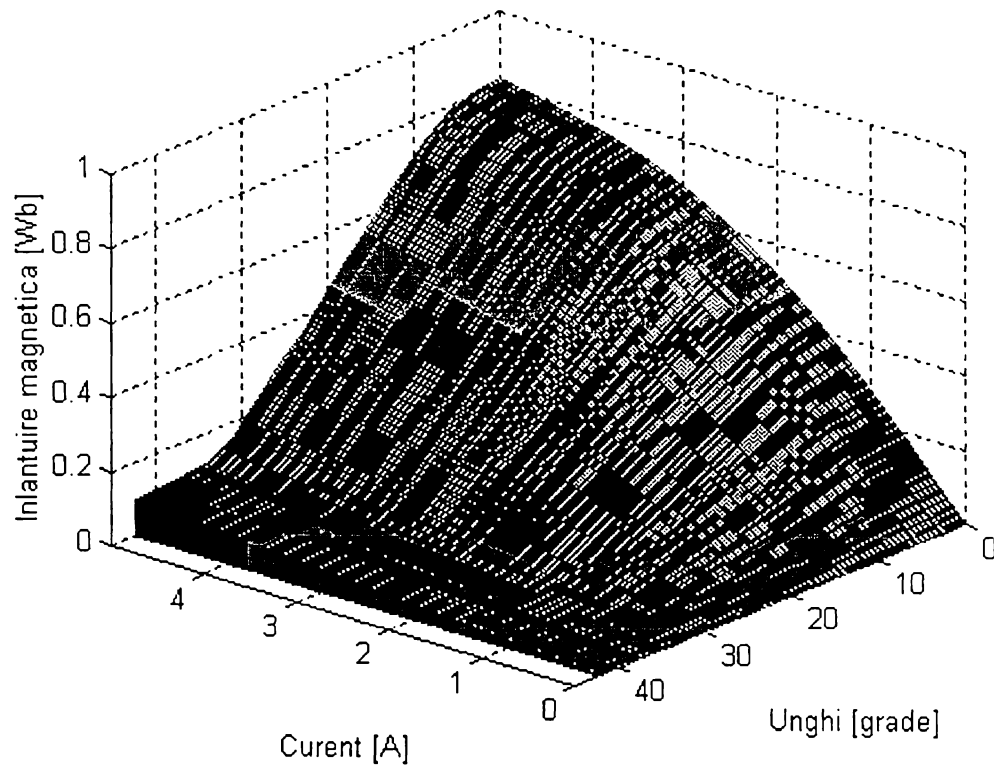


Fig.2.7. Variația fluxului magnetic al fazei mașinii în funcție de curent și unghi.

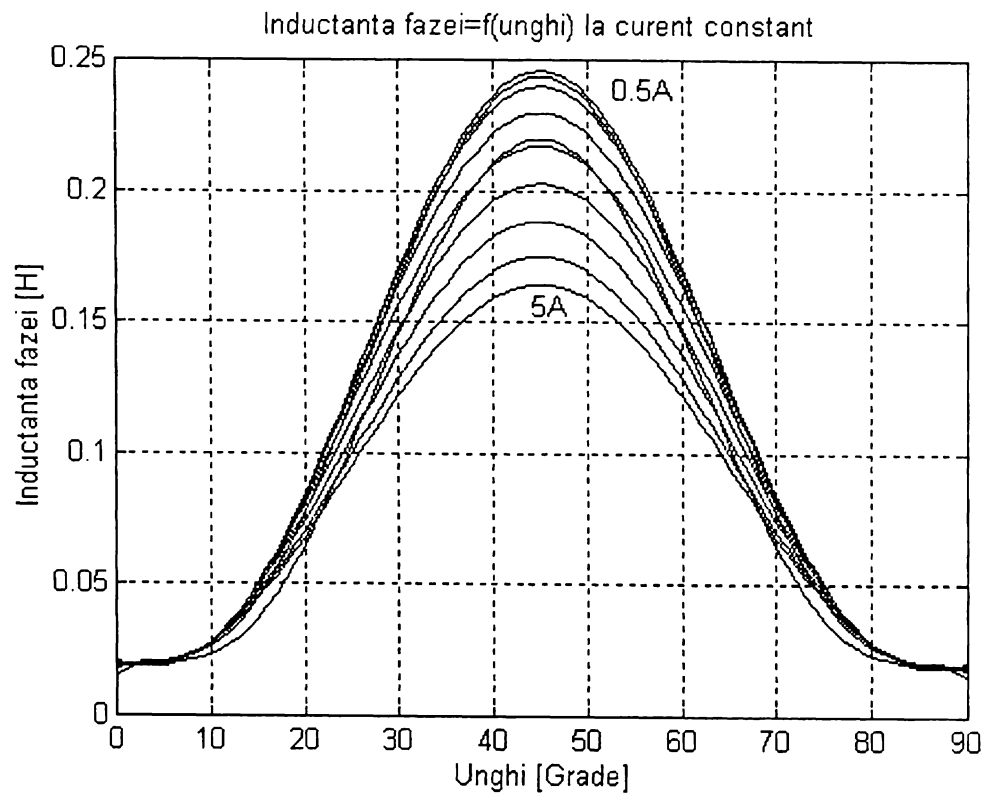


Fig.2.8. Variația inductanței fazei în funcție de unghi la curent constant.

Din caracteristicile $\Psi=f(i,\theta)$ se pot obține caracteristicile $L=g(i,\theta)$ prin împărțirea fluxului la curent. Aceste caracteristici sunt prezentate în fig.2.8.

Multe din cercetările actuale în domeniu [33,34] se axează pe aproximarea printr-o funcție analitică a dependenței $g(i,\theta)$. În cele ce urmează voi propune o variantă proprie prin aproximarea curbelor prin polinoame. În urma cercetărilor efectuate asupra rezultatelor măsurătorilor făcute, am ajuns la concluzia că, pentru geometria modelului experimental, o aproximare bună o dă un polinom de gradul 10 în funcție de unghi cu coeficienți polinoame de gradul 5 în funcție de curent [56]. Astfel, inductanța fazei în funcție de curent și unghi se poate exprima cu următoarea relație:

$$L(i,\theta)=a_1(i)\theta^{10}+a_2(i)\theta^9+\dots+a_9(i)\theta^2+a_{10}(i)\theta+a_{11}(i) \quad (2.8)$$

unde coeficienții $a_j(i)$ sunt de forma:

$$a_j(i)=a_{j1}i^5+a_{j2}i^4+a_{j3}i^3+a_{j4}i^2+a_{j5}i+a_{j6} \quad (2.9)$$

iar $j=1,2,\dots,10,11$.

Pentru determinarea coeficienților funcției $L(i,\theta)$ am conceput un program scris în Matlab [57], program ce furnizează atât coeficienții funcției căutate cât și formele de variație (sub formă grafică) pentru :

- flux magnetic în funcție de curent la unghi constant;
- inductanța fazei în funcție de unghi la curent constant;
- variația inductanței fazei în funcție de unghi la curent constant;
- cuplu electromagnetic în funcție de unghi la curent constant pentru două situații:

- cuplul este calculat fără să se țină seama de fenomenul de saturație
- cuplul este calculat luând în considerare și fenomenul saturației.

Acest program este prezentat în anexa A1

2.3.3. Determinarea momentului de inerție al rotorului.

Deoarece rotorul mașinii are o geometrie regulată și se poate considera

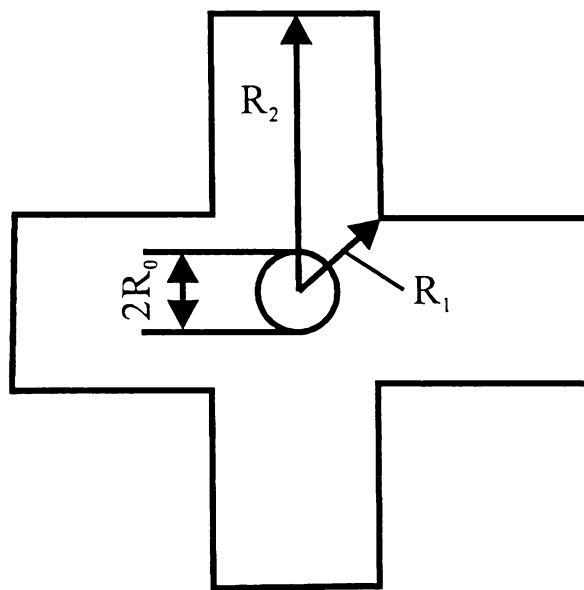


Fig.2.9. Explicativă la determinarea pe cale analitică a momentului de inerție.

omogen, se poate determina cu o bună precizie momentul de inerție pe cale analitică. Fără a intra în detalii, momentul de inerție al rotorului mașinii are expresia:

$$J = 2\pi\rho \frac{R_1^3 - R_0^3}{3} l_m + 4a\rho \frac{R_2^2 - R_1^2}{2} l_m + 2\pi\rho l_{ax} R_0^3 \quad (2.10)$$

unde: ρ - densitatea fierului, l_m - lungimea fierului mașinii, a - lățimea dintelui rotor, l_{ax} - lungimea axului rotorului, iar celelalte notații au semnificația prezentată în fig.2.9.

2.4. Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină

Cuplul electromagnetic se determină în conformitate cu relațiile (2.3) și (2.4). Aceste relații pentru determinarea cuplului țin seama și de fenomenul de saturație a circuitului magnetic al mașinii. În urma prelucrării rezultatelor (Matlab-Simulink) au rezultat curbele prezentate în fig.2.10 și 2.11.

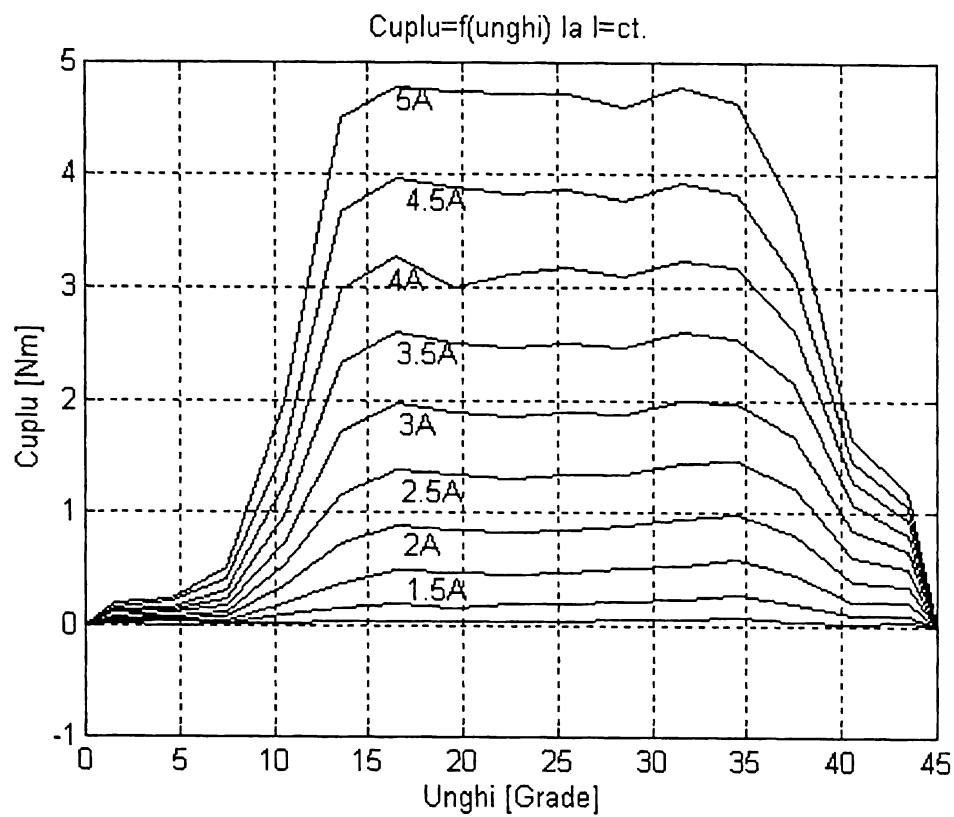


Fig.2.10. Cuplul electromagnetic în funcție de unghi la curent constant.

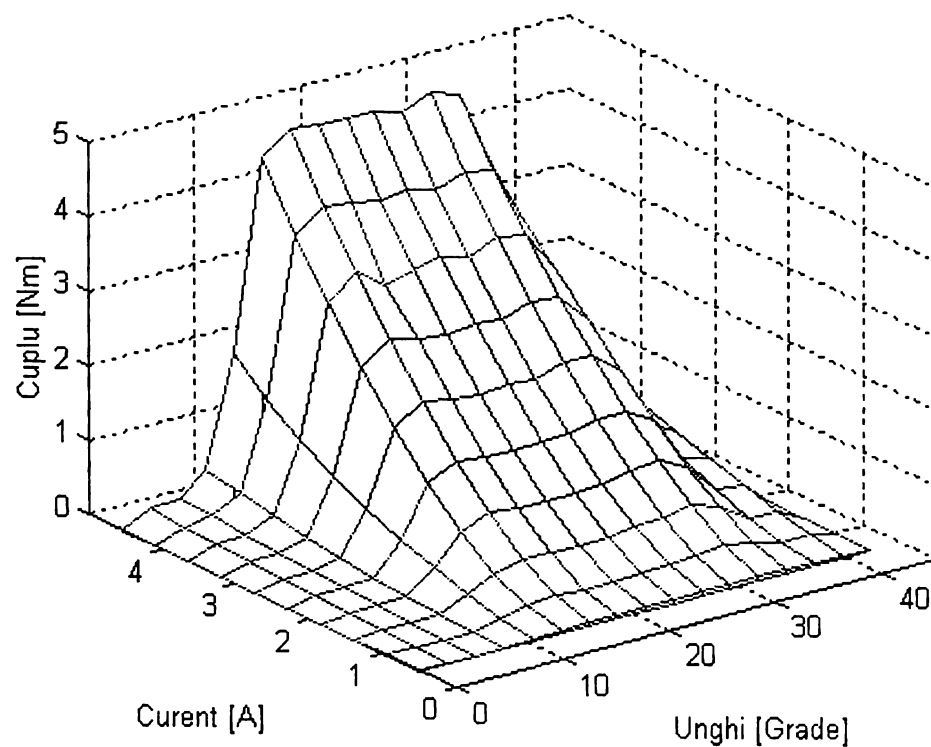


Fig.2.11. Variația cuplului electromagnetic în funcție de curent și unghi.

Din analiza rezultatelor obținute se pot trage următoarele concluzii:

-cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină este relativ scăzut la intrarea în conducție a fazei, în intervalul 0-6 grade;

-cuplul dezvoltat este relativ constant în intervalul 12,5-37,5 grade;

-prelungirea curentului peste regiunea în care inductanța scade (peste 45 grade) duce la apariția unui cuplu negativ.

Aceste concluzii vor fi utilizate în Cap.4 la stabilirea unghiurilor de avans la aprindere și la stingere în funcție de viteza de rotație.

2.5. Convertorul static.

Necesitatea alimentării secvențiale a fazelor mașinii cu pulsuri de curenți unipolari reclamă utilizarea întotdeauna a unui comutator electric (electronic) [58]. Prima mașină construită de Davidson a utilizat în acest scop un comutator mecanic cu toate consecințele negative pe care acesta le prezenta. Dezvoltarea electronicii de putere a făcut posibilă apariția comutatoarelor electronice comandate; mai întâi cele bazate pe tiristoare iar mai apoi cele bazate pe tranzistoare bipolare, tranzistoare bipolare cu bază izolată și tranzistoare cu efect de câmp. Toate aceste ventile comandate prezintă avantaje și dezavantaje specifice, utilizarea unuia sau a altuia făcându-se în funcție de aplicația dată. Dacă, în cazul ventilelor semiconductoare există o multitudine de posibilități, în ceea ce privește alegerea acestora, același lucru se poate spune și despre topologia convertoarelor aflate la îndemâna proiectanților. Există însă pentru fiecare dintre acestea avantaje și dezavantaje și, la fel ca în cazul ventilelor, alegerea se face în funcție de aplicația dată.

În urma analizei făcute asupra multitudinii de tipuri de convertoare propuse de diverși autori am optat pentru varianta prezentată în fig.2.12. Convertorul este prevăzut cu două tranzistoare cu efect de câmp pe fiecare fază și două diode ultrarapide [59]. Am optat pentru tranzistoare cu efect de câmp din considerații care țin de puterea redusă de comandă cât și de faptul că acestea funcționează la o frecvență de comutație limitată doar de puterea disipată. Tranzistoarele sunt de tipul IRFPC 60 iar diodele sunt de tipul HFA15TB60 [60-62].

Au fost prevăzute totodată trei traductoare de curent de tip rezistiv R_{s1} - R_{s3} necesare unei protecții de tip hard la supracurent.

În momentul energizării unei faze cele două tranzistoare intră în conducție simultan. Alimentarea convertorului cu o tensiune de valoare suficient de mare face ca timpul de creștere a curentului prin fază să fie relativ redus. În procesul de reglare a curentului prin faza mașinii se poate opta pentru varianta supresării active (tensiunea de stingere este $-U$), sau pentru varianta supresării pasive (tensiunea de stingere este zero). În momentul dezenergizării 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 condensatorul C. Tensiunea aplicată fazei în acest interval este egală cu tensiunea de alimentare cu semn schimbat. Se asigură astfel o viteză de descreștere a curentului prin fază suficient de rapidă pentru a evita prezența curentului în intervalul în care inductanța scade (când s-ar produce cuplu de frânare).

Schema de comandă a tranzistoarelor din convertor are la bază circuitul integrat IR 2112, produs de International Rectifier, care poate să comande în grilă două tranzistoare din punte. Sunt necesare astfel trei asemenea capsule pentru comanda celor șase tranzistoare. Au fost prevăzute și patru optocuploare pentru separarea galvanică a convertorului de sistemul de comandă și control. Pentru realizarea protecției hard la supracurent s-au utilizat circuite comparatoare (LM 339) asociate cu porți logice de tip SI (MMC 4081). Schema electronică este prezentată în fig.2.13. Atât circuitul din fig.2.12 cât și cel din fig.2.13 au fost concepute și realizate de autor.

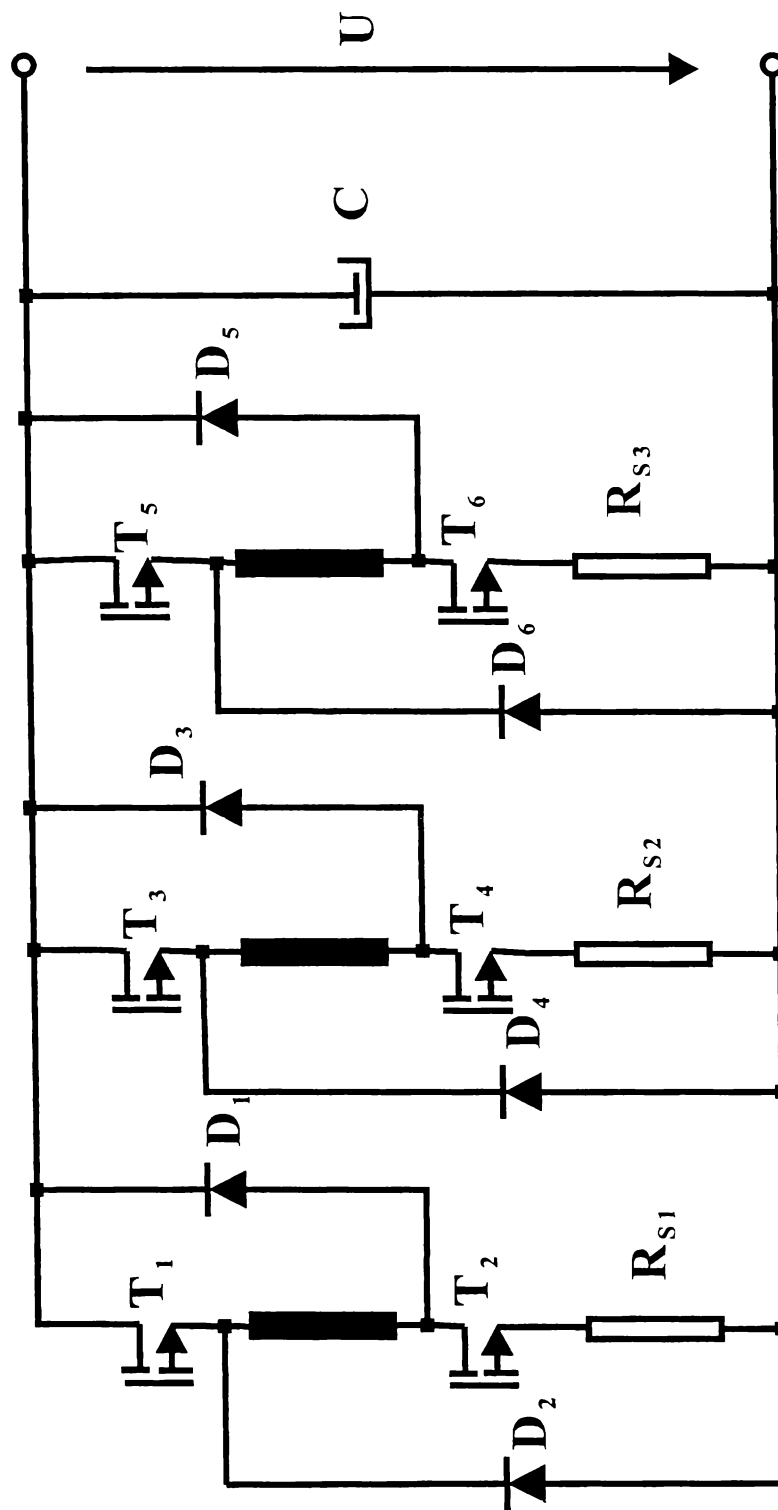


Fig. 2.12. Schema electrică a convertorului static.

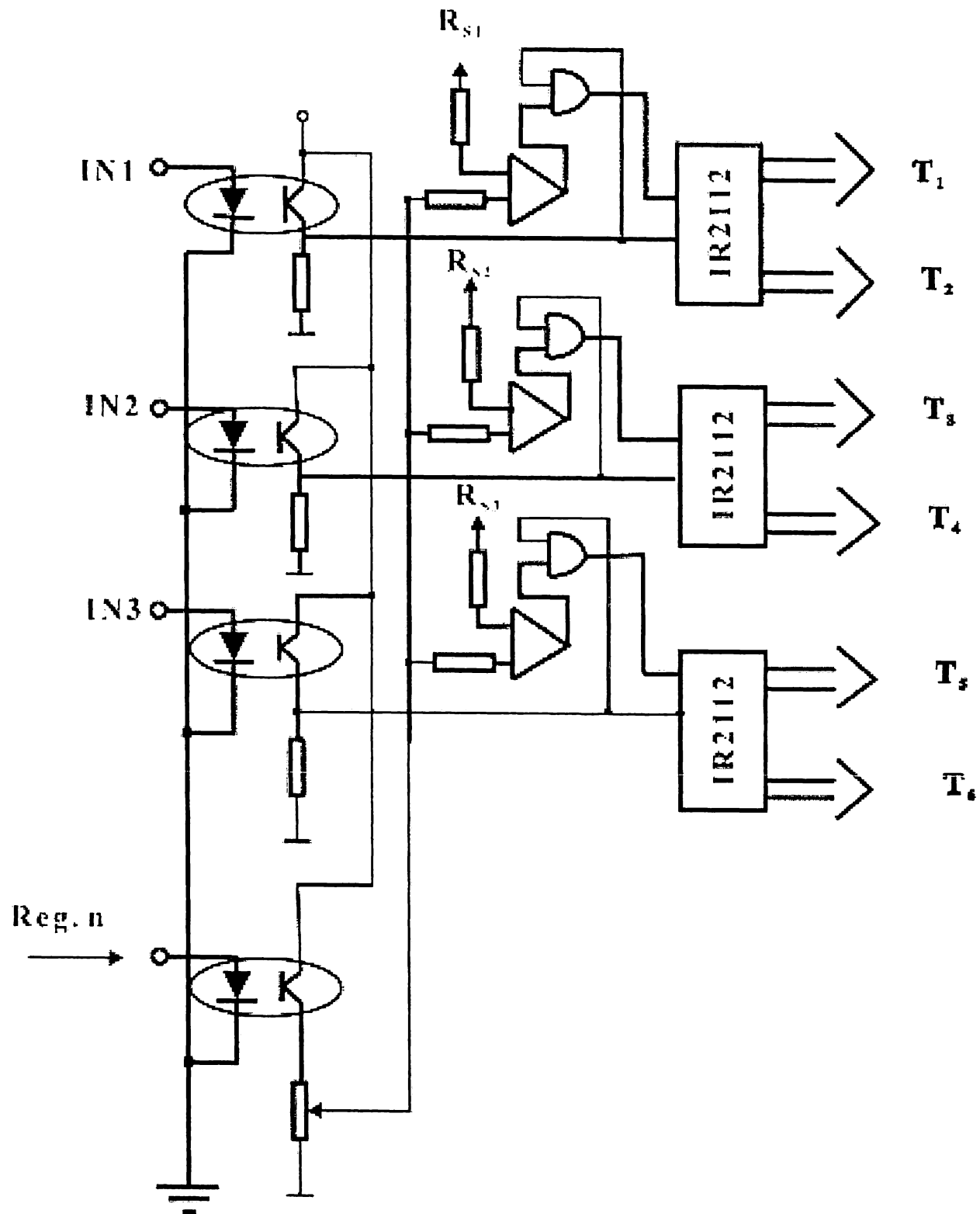


Fig.2.13. Schema electronică de comandă a convertorului static.

2.6. Traductorul de pozitie

Traductorul de poziție are rolul de a furniza informații sistemului de comandă asupra poziției relative a rotorului față de stator. Pentru această lucrare am optat pentru o variantă optică cu disc cu fante și celule fotosensibile de tipul diodă electroluminiscentă-fototranzistor [62]. Așa cum s-a mai arătat, acest tip de traductor degreveză sistemul de comandă de sarcina de a calcula în timp real poziția rotorului față de stator; lucru deosebit de important pentru anumite sisteme de comandă la care timpul de procesare a informației este limitat (și rezervat reglării curentului și a turației). S-au utilizat trei celule fotosensibile fixe față de stator și un disc cu patru fante solidar cu rotorul ca în fig.2.13. Celulele fotosensibile sunt dispuse la un interval de 30 grade geometrice una față de alta asigurându-se prin aceasta, printr-o prelucrare combinațională a semnalelor furnizate, trei situații posibile de alimentare a fazelor mașinii (pentru un sens de rotație) după cum urmează:

a) regim normal de funcționare care corespunde unui unghi de energizare a fazei întârziat cu $7,5^\circ$ față de momentul în care inductanța începe să crească, a unui unghi de conducție de 30° și a unui unghi de dezenergizare devansat cu $7,5^\circ$ față de momentul în care inductanța începe să scadă (regim specific turațiilor medii).

b) regim forțat caracterizat printr-un unghi de energizare egal cu unghiul la care inductanța începe să crească, unghi de conducție egal cu 30° și un unghi de dezenergizare devansat cu 15° față de momentul în care inductanța începe să scadă (regim specific turațiilor mari).

c) regim de alimentare prelungită, caz în care o fază este alimentată atâta timp cât aceasta este în stare să producă cuplu motor pentru un sens de rotație ales. În acest caz unghiul de conducție este de 45° (regim specific turațiilor reduse).

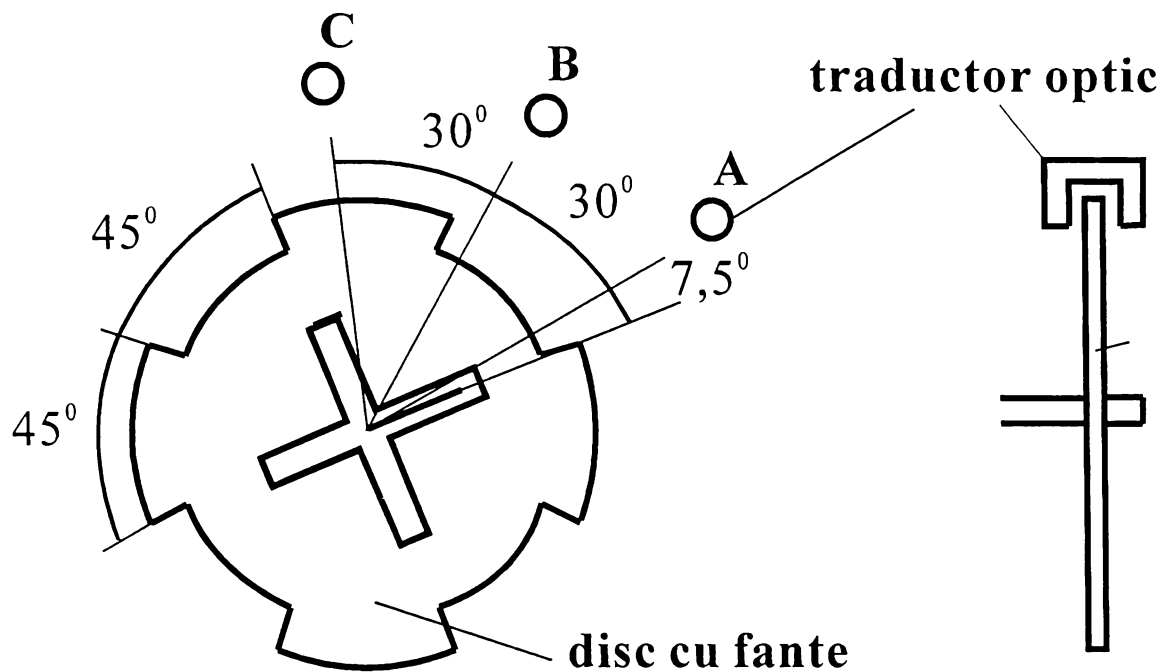


Fig.2.13.Traductorul optic cu disc cu fante. Amplasarea celulelor fotosensibile.

Trebuie menționat faptul că cele trei situații prezentate se utilizează în cazul unor sisteme de comandă minimale (și ieftine), iar în cazul utilizării unor sisteme de comandă bazate pe microprocesoare, unghiurile de avans vor fi reglate continuu în funcție de viteza de rotație (așa cum se va arăta în capitolele următoare).

2.7. Concluzii

În acest capitol s-a abordat ansamblul convertor-mașină-traductor de poziție utilizat în cercetările legate de prezenta teză de doctorat.

Mașina cu reluctanță variabilă cu comutație secvențială are șase poli statorici și patru poli rotorici, trei faze statorice.

Convertorul static utilizat este realizat cu tranzistoare cu efect de câmp, fapt ce face posibilă reglarea curentului prin fazele mașinii la frecvențe limitate numai de încălzire. Există posibilitatea reglării curentului prin supresare pasivă sau supresare activă. Totodată s-a prevăzut o protecție maximală la supracurent (de tip hard) prin utilizarea unor traductoare suplimentare de tip rezistiv.

Traductorul de poziție utilizat (de tip optic) are în componență un disc cu fante și trei optocuploare de tipul LED-fototranzistor. Traductorul furnizează 12

impulsuri/rotație și oferă posibilitatea de a regla unghiurile de avans în trei variante (hard) precum și o reglare continuă a acestora (prin soft).

Totodată s-a prezentat modelul matematic al mașinii precum și metodele de determinare a parametrilor. Măsurarea rezistenței fazei s-a făcut prin metoda clasică voltampermetrică. Inductanța fazei s-a determinat prin metoda stingerii unui curent continuu prin fazele mașinii; inductanța astfel măsurată ține seama și de fenomenul de saturație. Momentul de inerție al rotorului s-a determinat pe cale teoretică ținând seama de geometria regulată a acestuia și de omogenitatea sa. Verificarea s-a făcut prin metoda discului auxiliar.

3. STRATEGII DE COMANDĂ

3.1. Generalități

Acest capitol este dedicat inventarierii posibilităților de reglare a turației mașinii cu reluctanță variabilă. Vor fi analizate pentru început strategiile de bază de reglare a turației, urmând ca, în continuare, să fie prezentate strategii combinate, inclusiv o strategie pentru reducerea pulsațiilor în cuplu. Analiza comportării mașinii în diversele situații care vor fi prezentate va fi făcută prin simulare pe calculator și verificare experimentală. Toate schemele de reglare și simulare au fost concepute de autor.

Inventarierea posibilităților de reglare a turației mașinii cu reluctanță variabilă pornește de la ecuația de mișcare:

$$M - M_R = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.1)$$

unde: M -cuplu motor; M_R -cuplu rezistent; J -momentul de inerție redus la arborele motor; Ω -viteza unghiulară..

Conform ecuației (3.1) modificarea turației se poate face prin modificarea cuplului motor. Există trei posibilități de modificare a cuplului motor, numite în continuare “de bază”, care vor fi analizate în cele ce urmează:

a. Comanda în curent -caz în care cuplul motor va fi modificat prin modificarea curentului prin fazele mașinii.. Conform relației (2.5) cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină depinde de pătratul curentului. În acest caz tensiunea de alimentare se păstrează constantă; unghiul de conducție va fi maxim (în sensul în care o fază va conduce atâta timp cât va produce cuplu motor-respectiv 45 grade), iar pentru reglarea curentului se va utiliza un regulator de curent.

b. Comanda în tensiune -caz în care, pentru modificarea curentului prin fazele mașinii (și deci a cuplului), se va modifica tensiunea de alimentare. Nu va exista în acest caz un regulator de curent (va exista doar o protecție maximală de curent) iar unghiul de conducție va fi maxim.

c. 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).

Trebuie menționat faptul că aceste strategii sunt pur teoretice prezentând dezavantaje evidente; în practică fiind utilizate strategii combinate care vor fi tratate pe parcursul acestui capitol.

Pentru analiza teoretică a acestor strategii de reglare am apelat la mediul de programare Matlab-Simulink plecând de la modelul matematic al mașinii și de la parametrii determinați experimental în Cap2.

3.2. Modelul Simulink al mașinii

3.2.1. Modelul Simulink pentru o fază

Pentru construcția schemei bloc Simulink se pornește de la ecuația în tensiuni scrisă pentru o fază a mașinii:

$$U = Ri + L(i,\theta)\frac{di}{dt} + \Omega i \frac{dL(i,\theta)}{d\theta} \quad (3.2)$$

unde $L(i,\theta)$ și $dL(i,\theta)/d\theta$ se vor citi din tabele bidimensionale construite pornind de la determinările experimentale din Cap.2. Mărimile de intrare în bloc sunt viteza unghiulară (Ω) și unghiul intern (θ) iar mărimile de ieșire din bloc vor fi curentul pe fază (i) și cuplul electromagnetic (M) calculat după relația (2.5). Tensiunea de alimentare (U) se păstrează constantă, urmând ca, pentru analiza variantei **b** (comanda în tensiune) această schemă va fi modificată corespunzător. În aceste condiții schema bloc Simulink pentru o fază a mașinii este prezentată în fig.3.1.

3.2.2. Modelul Simulink pentru traductorul de poziție

Traductorul de poziție are rolul de a permite alimentarea fazelor mașinii pentru unghiul de conducție maxim (45 grade). Mărimea de intrare este unghiul intern obținut prin integrarea vitezei unghiulare iar mărimile de ieșire sunt reprezentate de validările de alimentare pentru fiecare fază. Schema bloc Simulink este prezentată în fig.3.2.

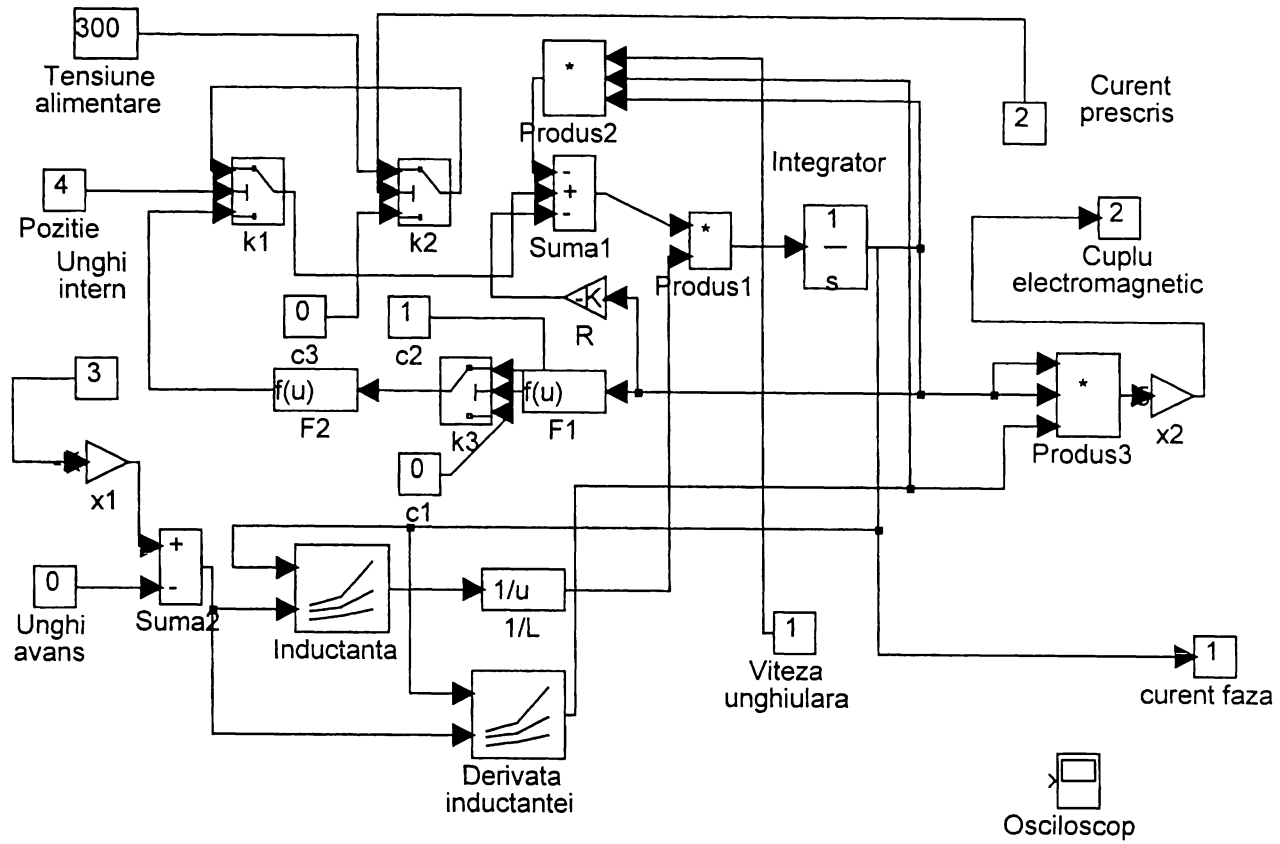


Fig.3.1. Schema bloc Simulink pentru o fază a mașinii.

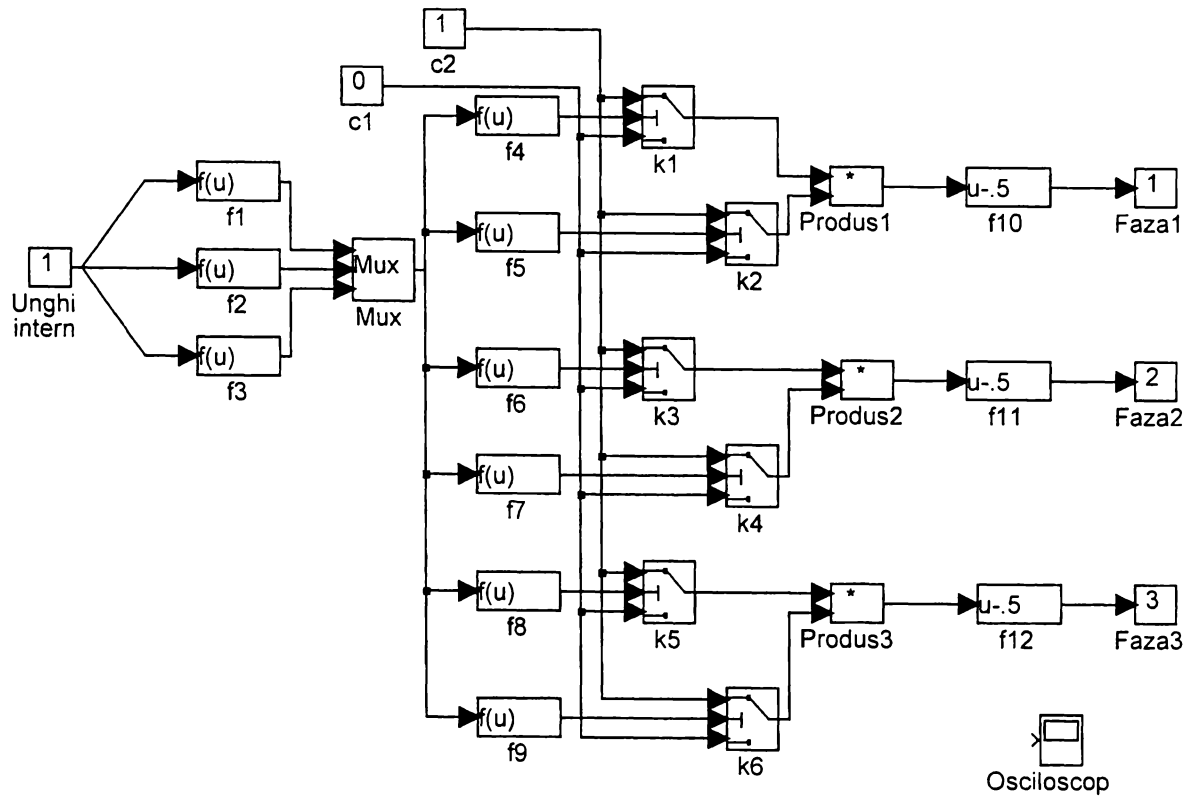


Fig.3.2. Schema bloc Simulink a traductorului de poziție.

În fig.3.1 implementarea ecuației (3.2) este realizată cu următoarele blocuri Simulink:

-**Tensiune alimentare** – constantă sau variabilă dată de un regulator de tensiune

-**Produs2** – produs între viteza unghiulară, curent și derivata inductanței (citită din tabelul bidimensional **Derivata inductanței**)

-**Suma1** – sumă algebrică între ieșirea din **Produs1**, tensiunea de alimentare și produsul dintre rezistența fazei **R** și curent.

-**Produs1** – realizează produsul între ieșirea din Suma1 și inversul inductanței fazei (inductanța fazei este citită din tabelul bidimensional **Inductanța**).

-**Integrator** – la ieșirea acestui bloc este curentul pe fază. Cuplul electromagnetic este obținut conform relației (2.5).

Cu ajutorul blocurilor **F1**, **K3**, **F2** și **K1** se realizează stingerea curentului pe fază cu tensiunea de stingere egală cu tensiunea de alimentare dar cu polaritate schimbată.

Reglarea curentului pe fază este realizată cu comutatorul **K2**, având ca marime de intrare curentul prescris.

Validarea intrării în conducție a unei faze este dată de semnalul de intrare **Poziție** obținut din traductorul de poziție din fig.3.2.

Citirea valorilor din tabelele bidimensionale (inductanța și variația acesteia în funcție de curent și poziție) este realizată cu ajutorul intrărilor de curent (obținut din blocul **Integrator**) și unghi intern, ca mărime de intrare în bloc (obținut prin integrarea vitezei unghiulare). Totodată este prevăzut un bloc (**Unghi avans**) pentru modificarea unghiului de avans cu o valoare constantă ca în figură sau ca o funcție de viteză și curent, fie precalculată și tabelată fie calculată „on line“.

Schema bloc pentru o fază a mașinii este integrată apoi împreună cu alte blocuri într-o schemă mai largă care cuprinde mașina de acționare și mașina de lucru prezentată în fig.3.4. Ca mărimi de intrare se regăsesc curentul prescris (comanda în curent) și cuplul rezistent iar ca mărime de ieșire, viteza unghiulară (fiind accesibile pentru vizualizare și curentul pe fază, curentul total, poziția, cuplul electromagnetic). Schema din fig.3.4 va fi integrată în final într-un sistem de reglare automată.

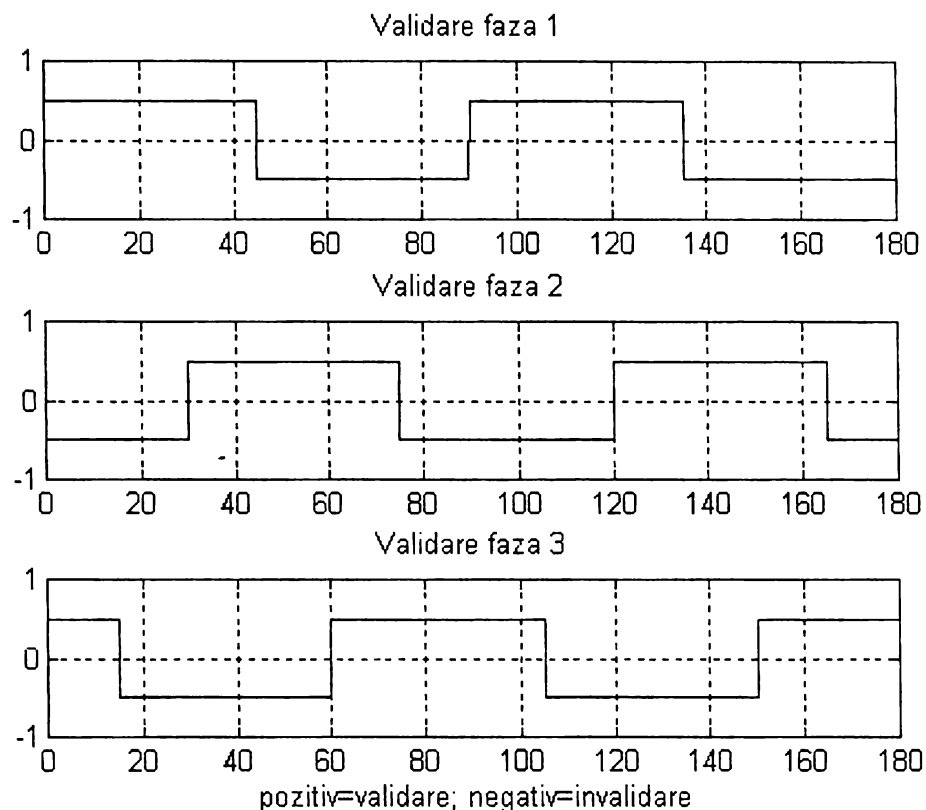


Fig.3.3. Semnalele furnizate de traductorul de poziție în funcție de unghiul intern.

În fig.3.3 sunt prezentate semnalele furnizate de traductorul de poziție în funcție de unghiul intern exprimat în grade. Se observă că fiecare fază conduce un interval de timp corespunzător unui unghi intern de 45 grade.

3.2.3. Modelul Simulink al sistemului de acționare

Cosiderând faptul că mașina are trei faze și luând în considerare și ecuația de mișcare va rezulta schema bloc Simulink pentru întregul sistem de acționare prezentată în fig.3.4. Ca mărime de intrare se consideră curentul prescris prin mașină (dat în general de regulatorul de turație) iar mărimile de ieșire vor fi viteza unghiulară, cuplul electromagnetic pe fază, cuplul electromagnetic total, curenții pe cele trei faze și curentul total prin mașină.

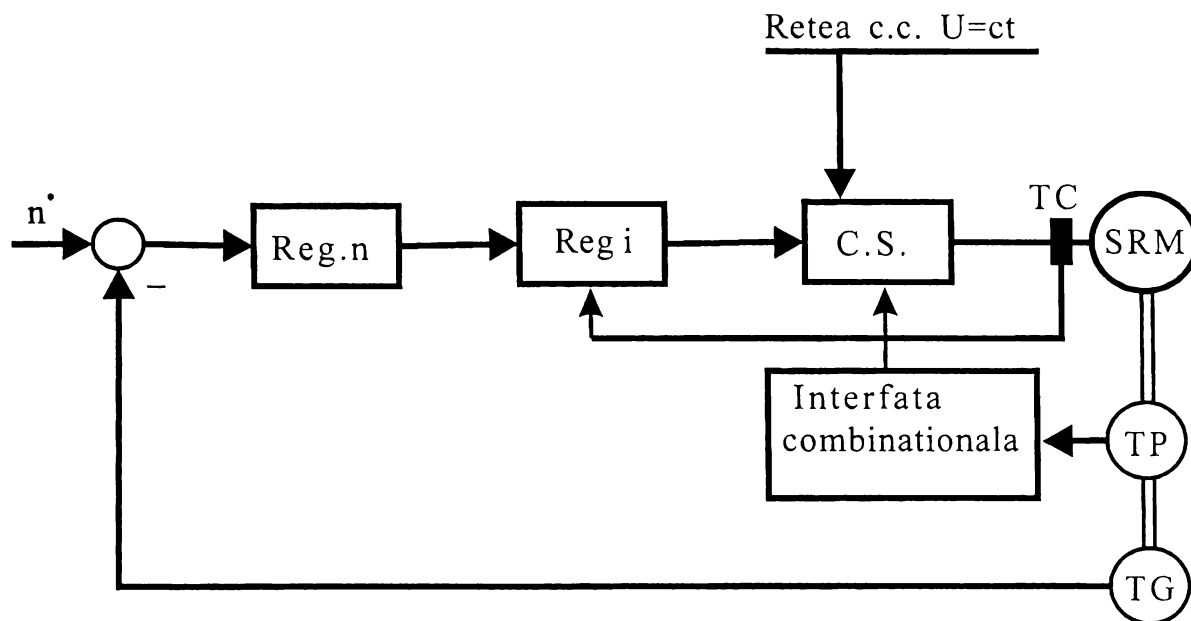


Fig.3.5. Schema bloc de reglare a turației pentru comanda în curent.

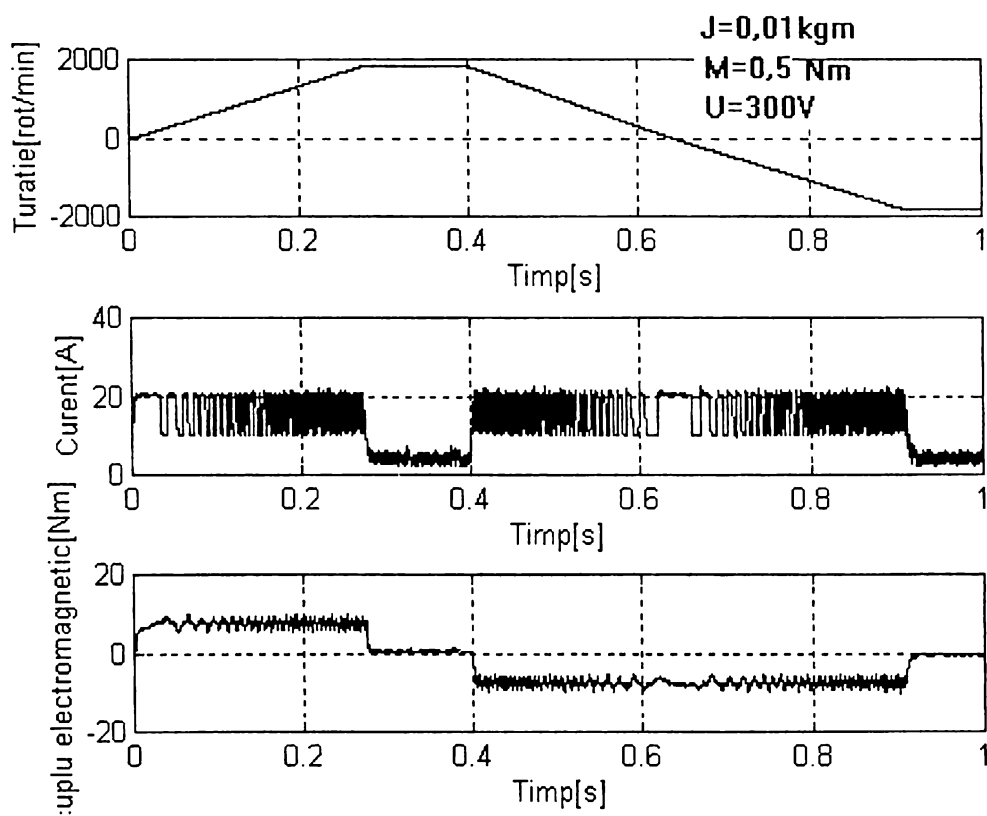


Fig.3.6. Rezultatele simulării răspunsului la semnal treaptă și reversare la comanda în curent.

3.3.2. Comanda în tensiune

Această strategie de reglare presupune o sursă de tensiune variabilă (redresor comandat, variator de tensiune continuă); reglarea curentului (a cuplului) realizându-se prin modificarea tensiunii. Necesitatea existenței în circuitul de curent continuu a unei capacități (pentru recuperarea energiei magnetice acumulate în faza mașinii) modificarea tensiunii se face cu o constantă de timp relativ mare, ceea ce constituie un dezavantaj din punct de vedere al timpului de răspuns. Avantajul metodei constă în faptul că se reduc pierderile în convertor prin eliminarea pierderilor prin comutație (curentul nemaifiind reglat prin regulatoare bipoziționale). Metoda se poate aplica acționărilor de mare putere și turații reduse. Schema bloc de reglare este prezentată în fig.3.7 iar rezultatele simulării sunt prezentate în fig.3.8.

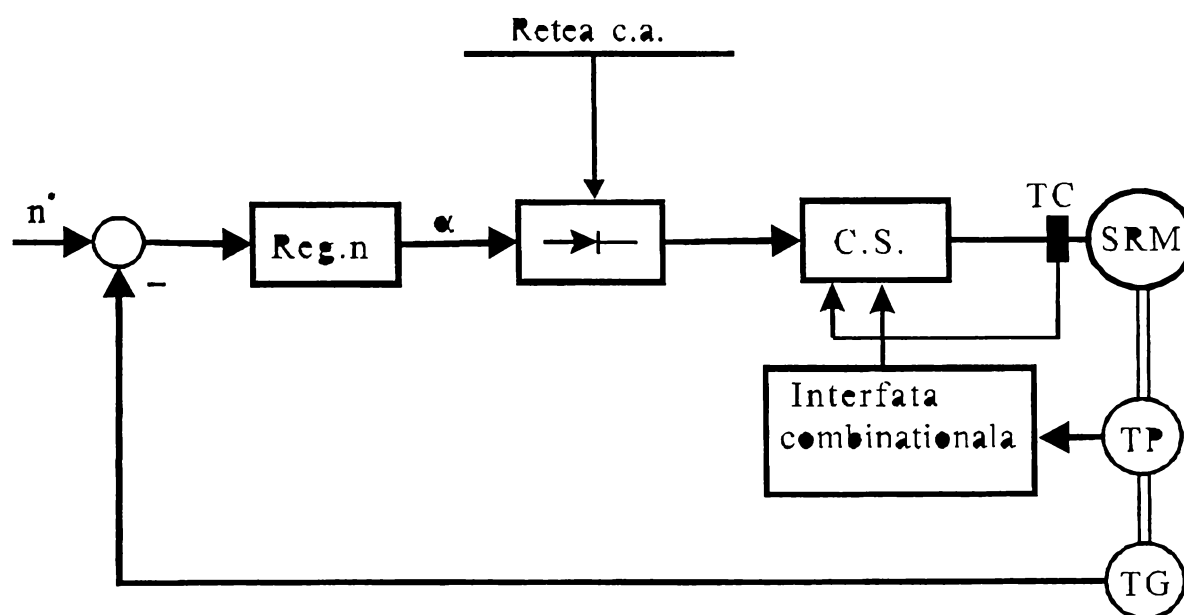


Fig.3.7. Schema bloc de reglare a turației pentru comanda în tensiune.

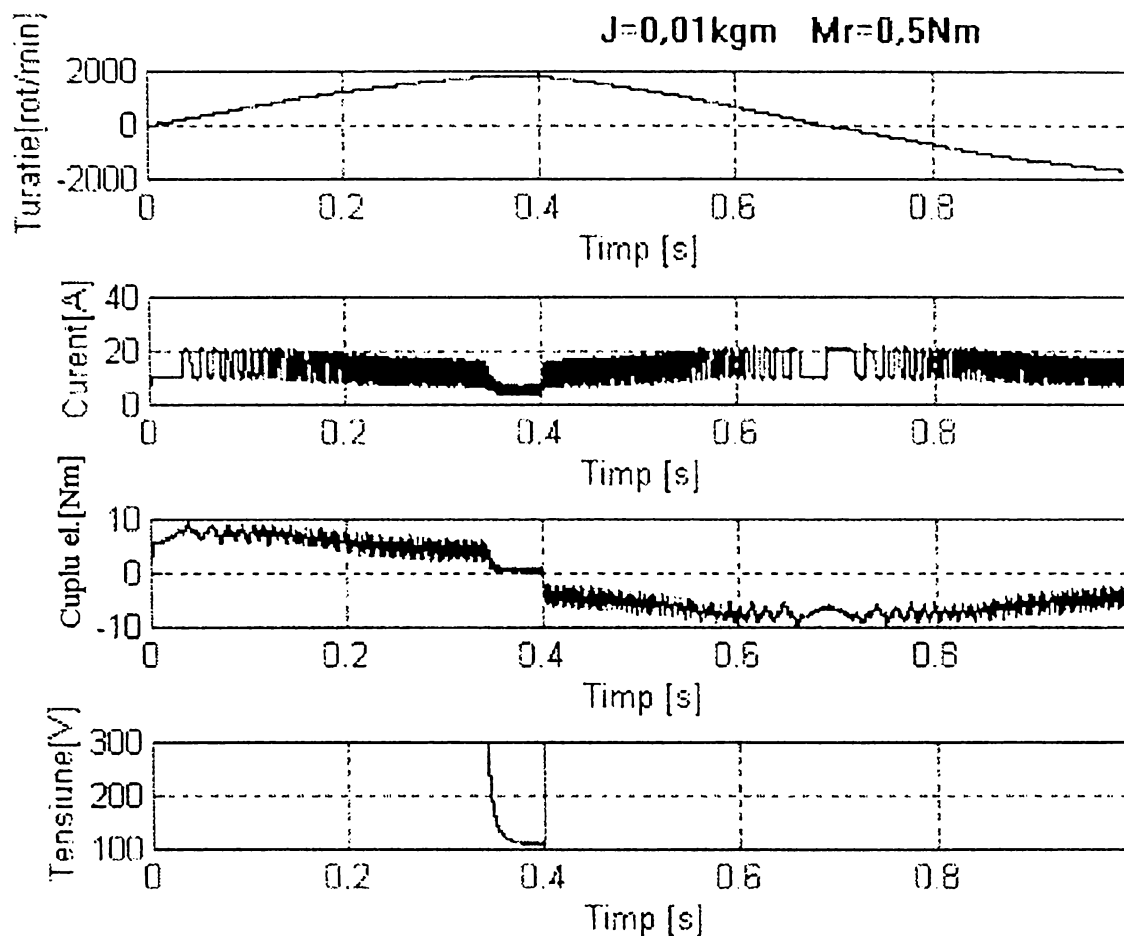


Fig.3.8. Rezultatele simulării răspunsului la semnal treaptă și reversare la comanda în tensiune.

3.3.3. Comanda în unghi

Comanda în unghi presupune păstrarea constantă a tensiunii de alimentare iar pentru curent se va impune o limită maximă. Modificând unghiul de conducție pentru fazele mașinii se va modifica valoarea medie a cuplului electromagnetic și prin aceasta se va modifica turația. Principalul dezavantaj al acestei metode este valoarea mare a factorului de formă a cuplului. Totuși reducerea unghiului de conducție pe fază va duce la creșterea randamentului. Metoda nu se utilizează ca atare ci în combinație cu cele prezentate mai înainte. Schema bloc de reglare este prezentată în fig.3.9 iar rezultatele simulării sunt prezentate în fig.3.10.

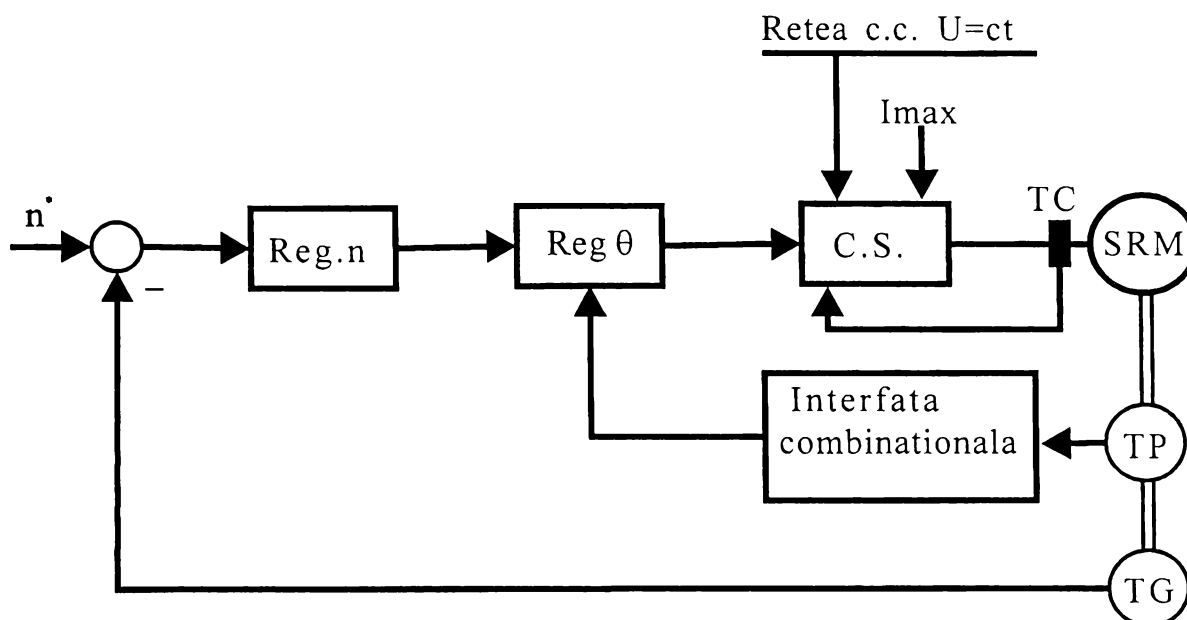


Fig.3.9. Schema bloc de reglare a turației pentru comanda în unghi.

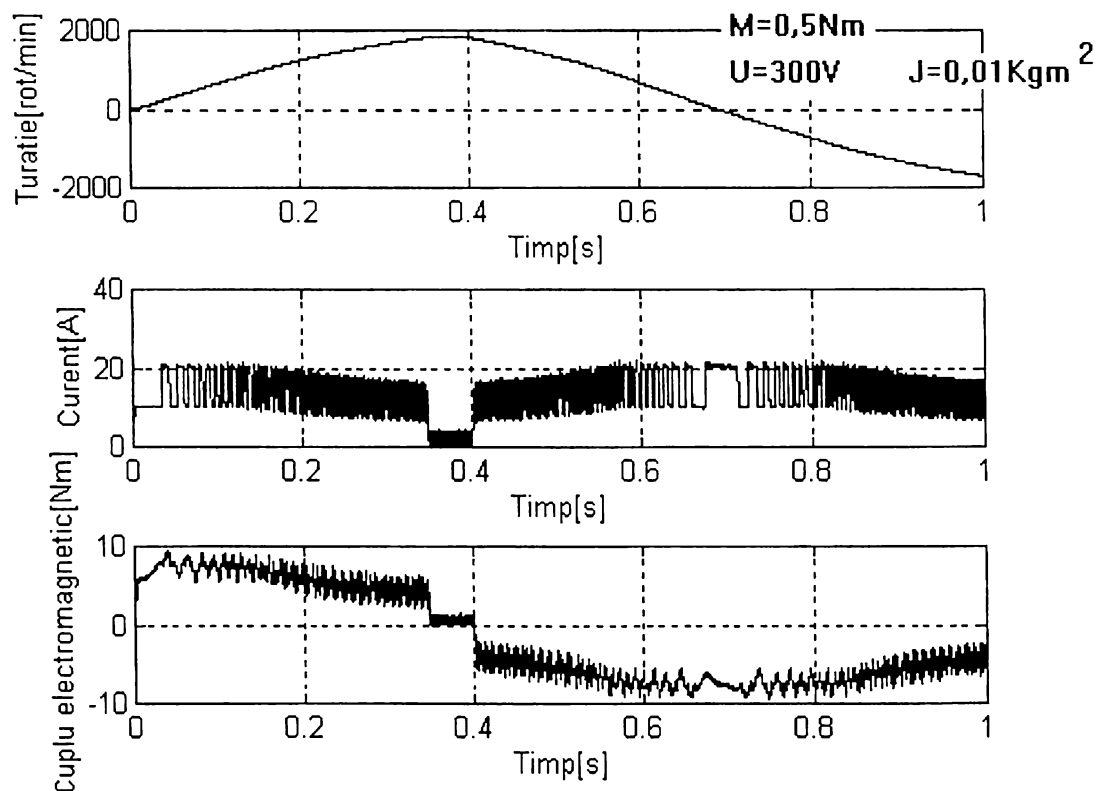


Fig.3.10. Rezultatele simulării răspunsului la semnal treaptă și reversare la comanda în unghi.

3.4. Strategii combinate de reglare a turației.

3.4.1. Reglarea fuzzy

Sistemele de conducere bazate pe teoria mulțimilor vagi, reglarea fuzzy, a luat o amploare deosebită mai ales în ultimul deceniu în special datorită dezvoltării electronicii integrate cât și a softului aferent. Reglarea fuzzy este deosebit de utilă în cazurile în care nu se cunoaște cu exactitate modelul matematic al procesului condus cât și în cazul proceselor neliniare (cum este cazul mașinii cu reluctanță variabilă) [63].

Reglatoarele fuzzy pot avea una sau mai multe intrări (ferme) și una sau mai multe ieșiri (de asemenea ferme). În interiorul regulatorului fuzzy informația este prelucrată în trei etaje, după cum urmează:

- a. Fuzzificarea informației de pe intrările ferme
- b. Schema de inferență
- c. Defuzzificarea (obținerea comenzii ferme).

În cazul regulatorului prezentat în continuare am optat pentru două intrări-eroarea de reglare a turației și variația acesteia. Regulatorul are o ieșire care corespunde curentului prescris prin fazele mașinii.

Prima etapă în construcția regulatorului o constituie definirea variabilelor lingvistice, a termenilor lingvistici și a funcțiilor de apartenență corespunzătoare celor două intrări. Variabilele lingvistice sunt eroarea de reglare a turației (definită ca diferența între turația prescrisă și turația realizată) precum și variația acesteia. Corespunzător celor două variabile lingvistice am definit cinci termeni lingvistici, aceiași pentru cele două intrări:

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

Pentru fiecare termen lingvistic se definește câte o funcție de apartenență de tip dreptunghiular, triunghiular sau trapezoidal. Aceste funcții de apartenență sunt în general diferite pentru cele două variabile lingvistice. Astfel, pentru eroarea de reglare (ϵ) aceste funcții sunt prezentate sub formă grafică în fig.3.11, iar pentru derivata erorii de reglare ($d\epsilon$) acestea sunt prezentate în fig.3.12.

Fig.3.11 Funcțiile de apartenență în cazul erorii de reglare a turației.

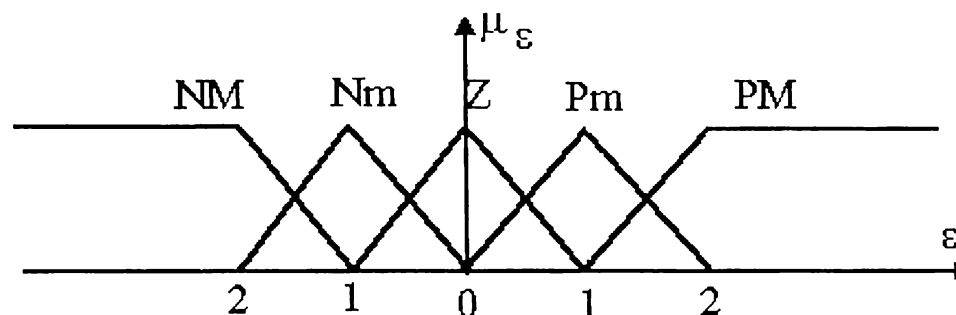
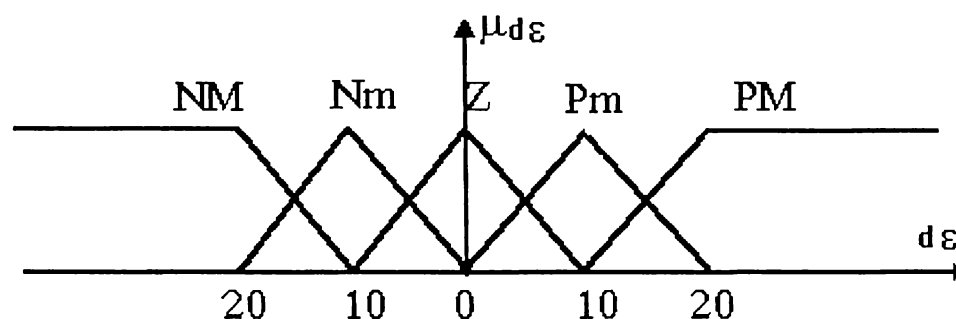


Fig.3.12. Funcțiile de apartenență în cazul variației erorii de reglare a turației.



Aceste funcții de apartenență au fost transpuse într-o schemă bloc Simulink în vederea simulării întregului regulator. Schema bloc Simulink pentru fuzzificare este prezentată în fig.3.13.

Informația astfel fuzzificată va fi supusă regulilor de inferență în urma cărora va rezulta concluzia vagă (care va fi defuzzificată). Regulile de inferență sunt de forma:

DACĂ eroarea de reglare este... ȘI DACĂ variația erorii este... ATUNCI concluzia vagă este...

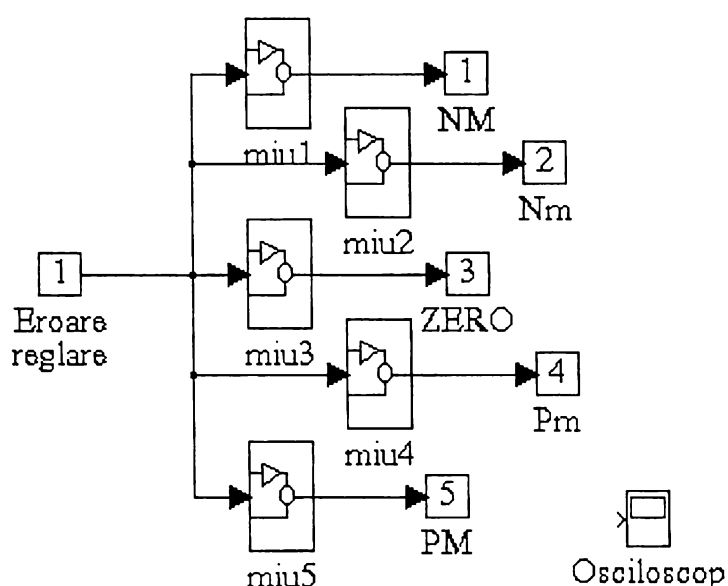


Fig.3.13. Schema bloc Simulink corespunzătoare procesului de fuzificare.

Baza de reguli mai poate fi sintetizată într-un tabel Mac Vicar-Whelan [64] de forma de mai jos:

$\varepsilon / d\varepsilon$	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.3.1. Tabelul Mac Vicar-Whelan corespunzător regulatorului fuzzy pentru reglarea turației.

În tabelul de mai sus se regăesc, pe linie, eroarea de reglare cu cei cinci termeni lingvistici amintiți iar pe coloană, variația erorii de reglare cu aceiași termeni lingvistici. Avem astfel 25 de reguli de inferență care pot fi activate. Se observă că pentru diverse valori ferme de intrare (eroarea și variația erorii) pot fi activate mai multe reguli de inferență iar în cadrul unei reguli pot fi activate

una sau două funcții de apartenență. În aceste condiții, pentru determinarea concluziei vagi (μ_i) se va utiliza compoziția MAX-MIN [4.1] după cum urmează:

$$\mu_i = \text{MAX}(\text{MIN}(\mu_{\epsilon_i}, \mu_{d\epsilon_i}), \text{MIN}(\mu_{\epsilon_j}, \mu_{d\epsilon_j})) \quad (3.3)$$

unde $\mu_{\epsilon_i, j}$, $\mu_{d\epsilon_i, j}$ reprezintă valorile funcțiilor de apartenență activate.

Schema bloc Simulink a blocului de inferență este prezentată în fig.3.14.

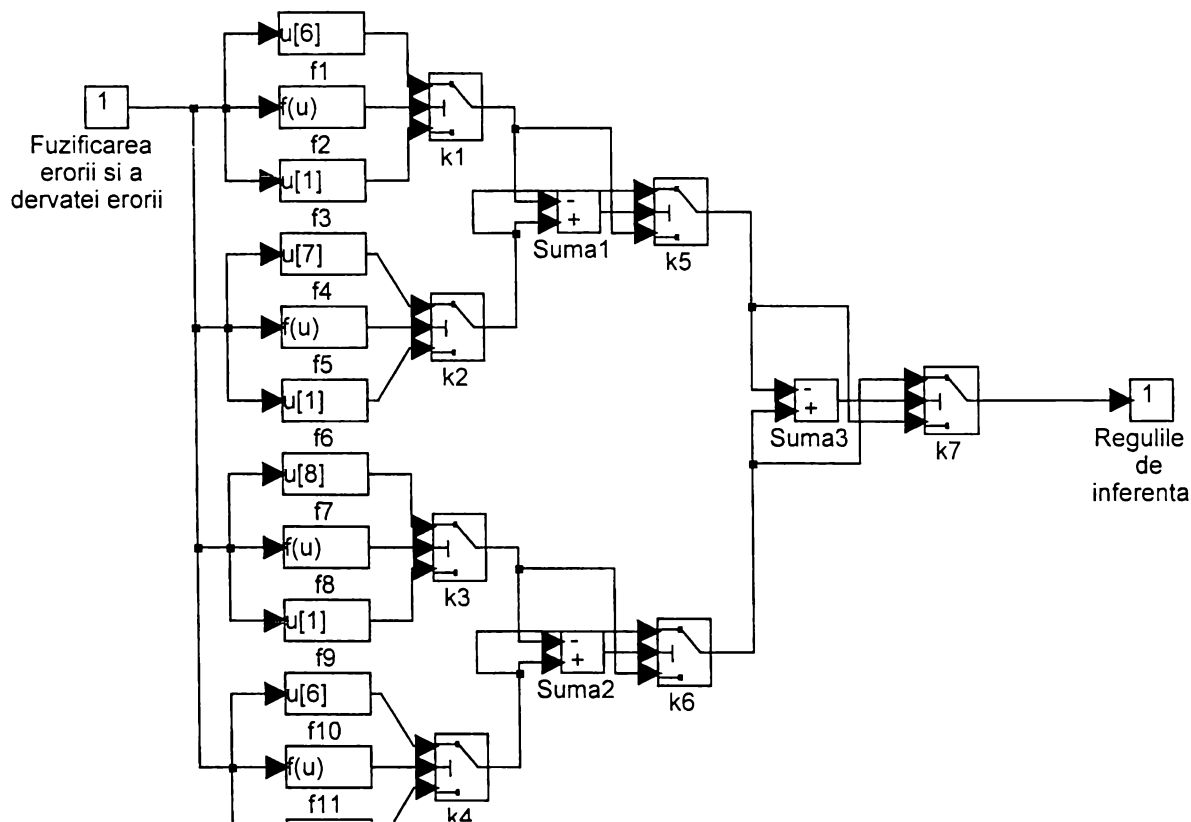


Fig.3.14. Schema bloc Simulink a blocului de inferență.

Concluzia vagă astfel obținută va fi transformată în comandă fermă prin operația de defuzzificare. Funcțiile de apartenență corespunzătoare ieșirii sunt de tip singleton și sunt prezentate în fig.3.15. Metoda de defuzzificare este cea a centrului de greutate iar ieșirea fermă, în aceste condiții este de forma:

$$\mathbf{i} = \frac{\sum \mu_i \mathbf{u}_i}{\sum \mu_i} \quad (3.4)$$

unde μ_i reprezintă gradele de realizare a concluziei regulei i iar u_i reprezintă abscisele singletonurilor utilizate în caracterizarea termenilor lingvistici ai variabilelor lingvistice corespunzătoare ieșirii.

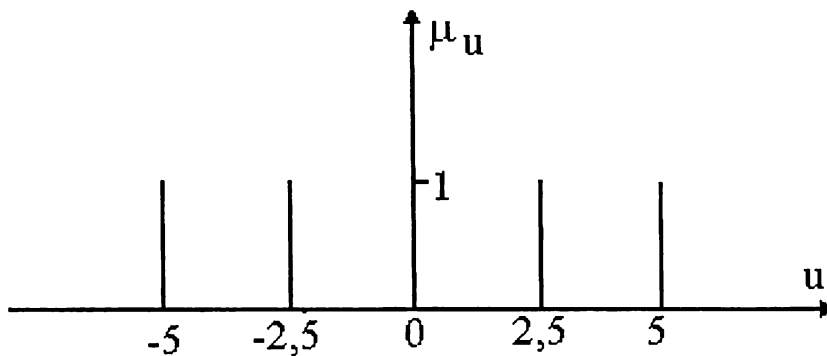


Fig.3.15. Funcțiile de apartenență corespunzătoare ieșirii.

Schema bloc Simulink aferentă procesului de defuzzificare este prezentată în fig.3.16.iar schema bloc pentru întregul regulator este prezentată în fig.3.17.

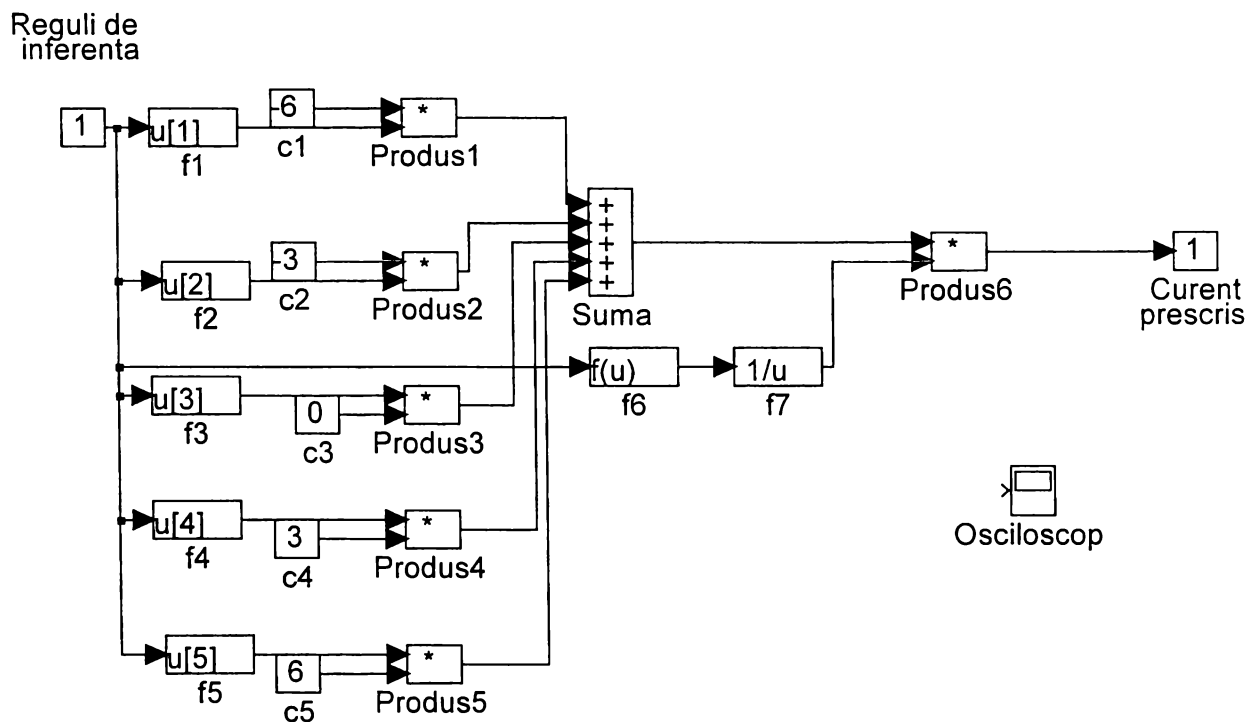


Fig.3.16. Schema bloc Simulink aferentă procesului de defuzzificare.

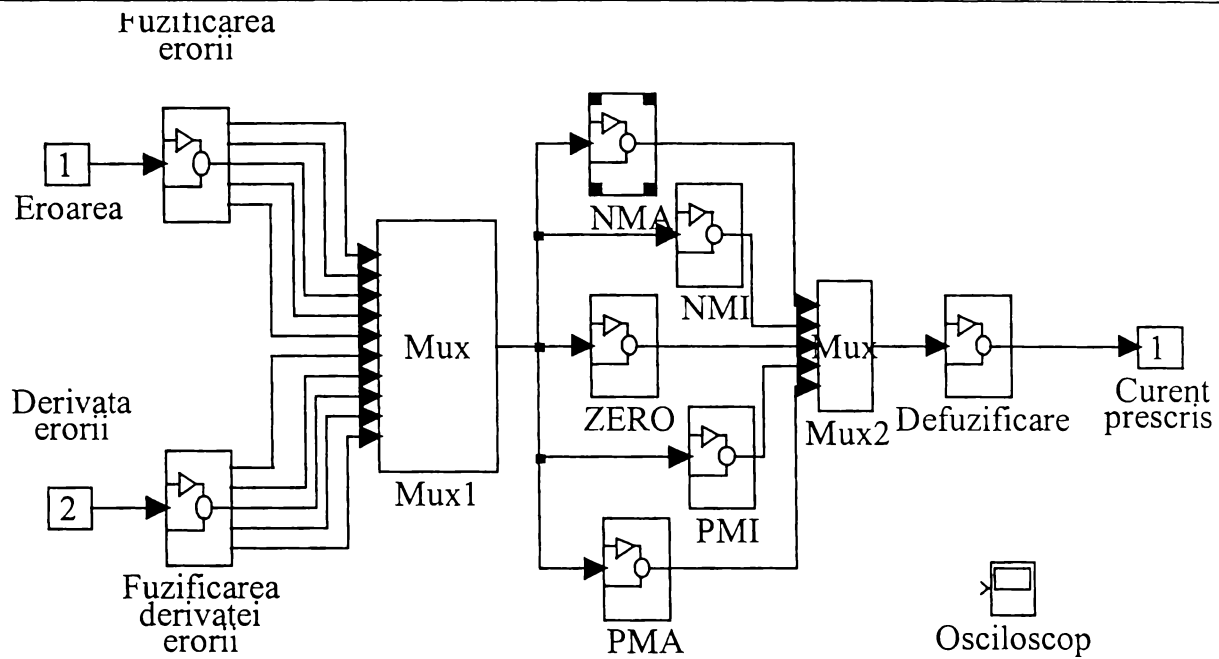


Fig.3.17. Regulatorul fuzzy. Schema bloc Simulink .

Schema bloc de reglare a turației ce utilizează regulatorul fuzzy mai sus descris este prezentată în fig.3.18. Regulatorul de curent este de tip bipozițional cu histereză.

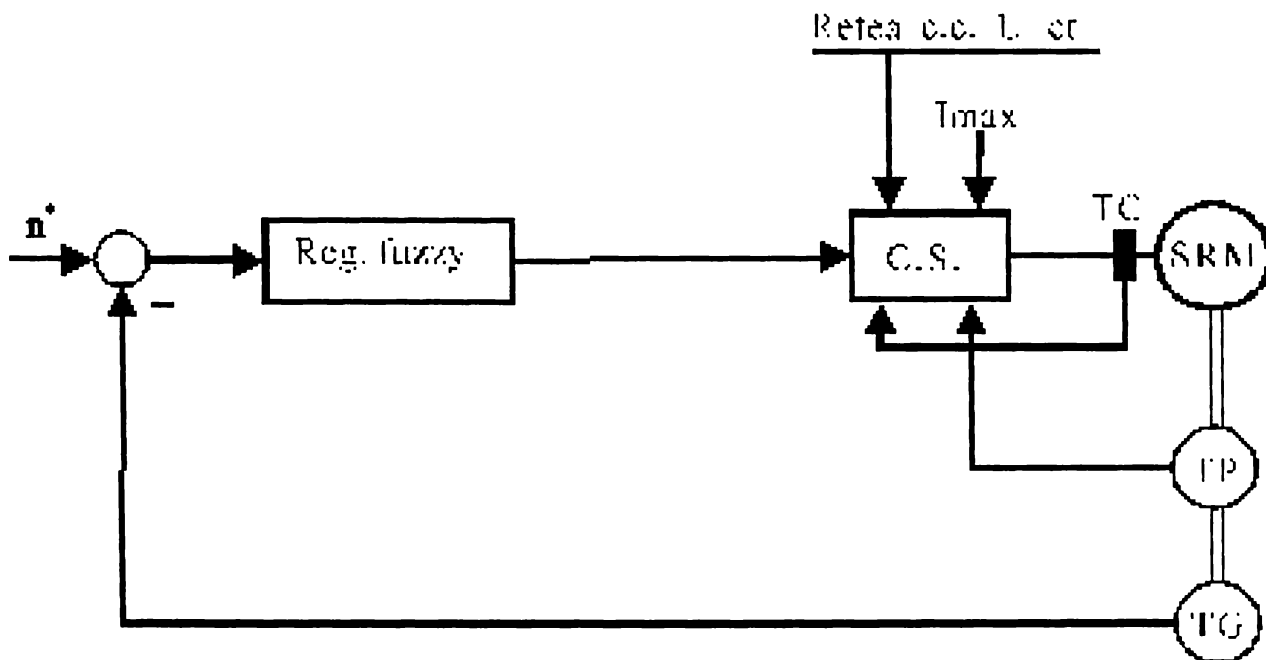


Fig.3.18. Schema bloc de reglare a turației cu regulator fuzzy.

În fig.3.18, n - este turația prescrisă; I_{max} - protecția maximală de curent; CS - convertorul static care înglobează și regulatorul de curent; TC - traductoarele de curent; TP - traductorul de poziție; TG - tahogenerator.

În urma analizării funcționării mașinii prin simulare s-au obținut rezultatele prezentate în continuare. Astfel s-a analizat răspunsul la semnal treaptă și încărcare iar rezultatele simulărilor sunt prezentate în fig.3.19.a și b. Cuplul rezistent face un salt de la 0,1 Nm la 0,5 Nm la $t=0,1$ s. Momentul de inerție este de $3 \cdot 10^{-3}$ Nm. Curentul este limitat la 5A prin protecția maximală de curent. Obținerea unor performanțe ridicate în ceea ce privește pulsațiile în cuplu se poate realiza prin utilizarea, în schema de reglaj, a unei bucle suplimentare pentru cuplu. Problema principală în acest caz o reprezintă realizarea fizică a unui traductor de cuplu. Există numeroase studii în acest sens care implementează, fie hard (traductoare) fie soft (estimatoare), operația de măsurare a cuplului electromagnetic cu o precizie mai mare sau mai mică.

Din rezultatele simulării prezentate în fig.3.20.a și b se poate observa că prin utilizarea unui regulator de cuplu pulsațiile cuplului electromagnetic se reduc considerabil. De aici rezultă și faptul că turația variază liniar în timpul procesului tranzitoriu. Foarte important este faptul că pentru a obține cuplu constant este necesar ca forma curenților pe faze să fie profilați ca în fig.3.21.b. Obținerea unor astfel de curenți este posibilă numai prin utilizarea unui traductor de poziție cu rezoluție ridicată sau prin implementarea unui astfel de traductor prin 'soft' (estimator de poziție). Atât implementarea unei bucle de cuplu cât și a unui estimator de poziție presupune utilizarea în comanda mașinii a procesoarelor digitale de semnal [65].

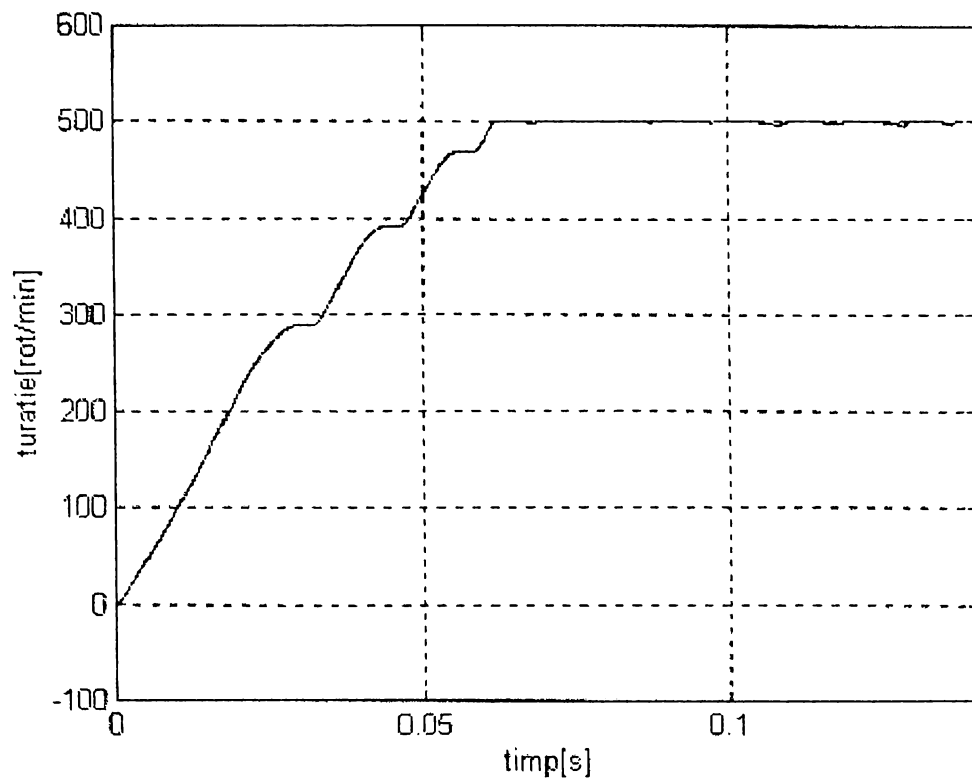


Fig.3.19.a. Răspunsul la semnal treaptă și încărcare (Turația).

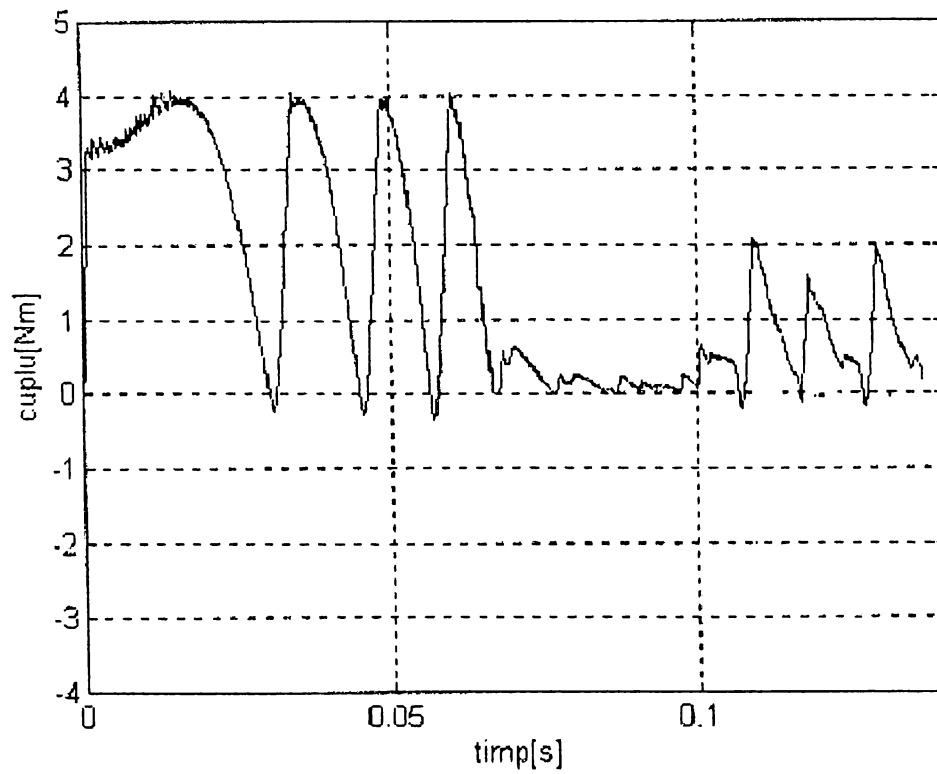


Fig.3.19.b. Răspunsul la semnal treaptă și încărcare (Cuplu electromagnetic)

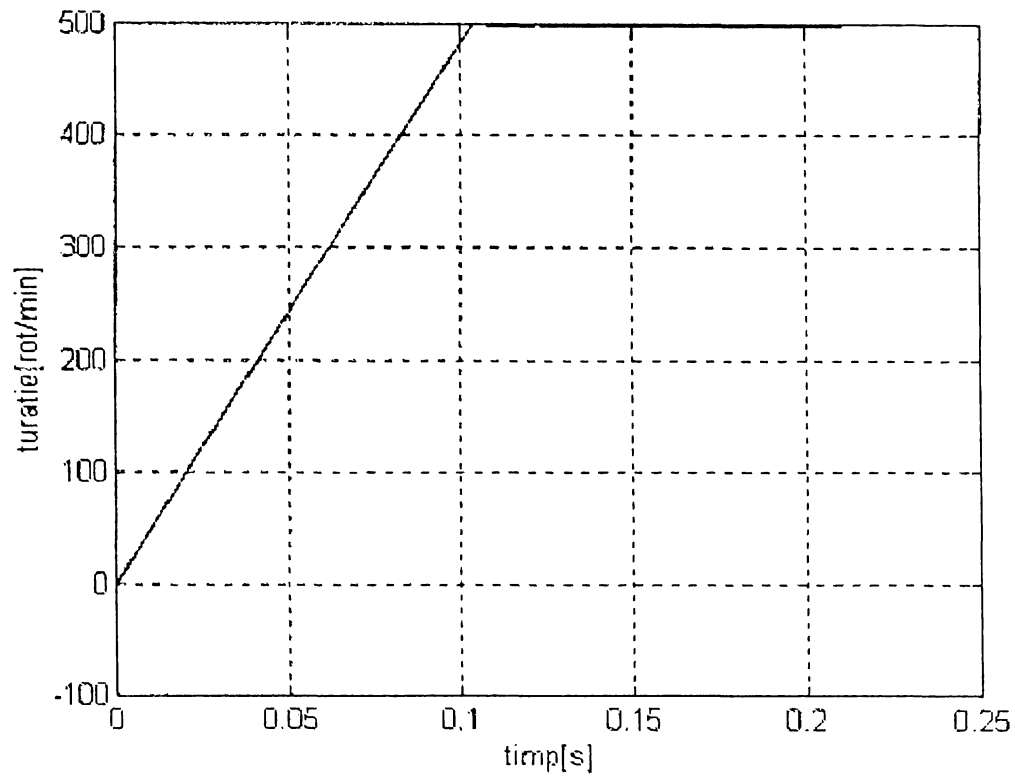


Fig. 3.20.a. Răspunsul la semnal treaptă și încărcare în cazul utilizării unui regulator de cuplu (Turația).

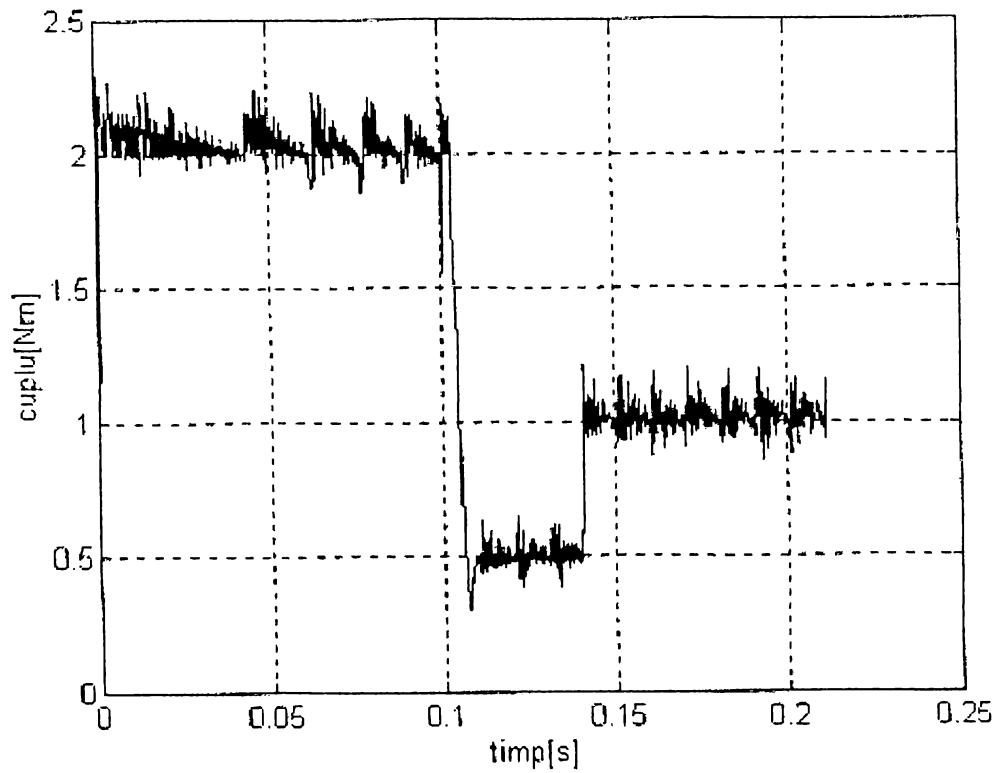


Fig.3.20.b. Răspunsul la semnal treaptă și încărcare în cazul utilizării unui regulator de cuplu (Cuplul electromagnetic).

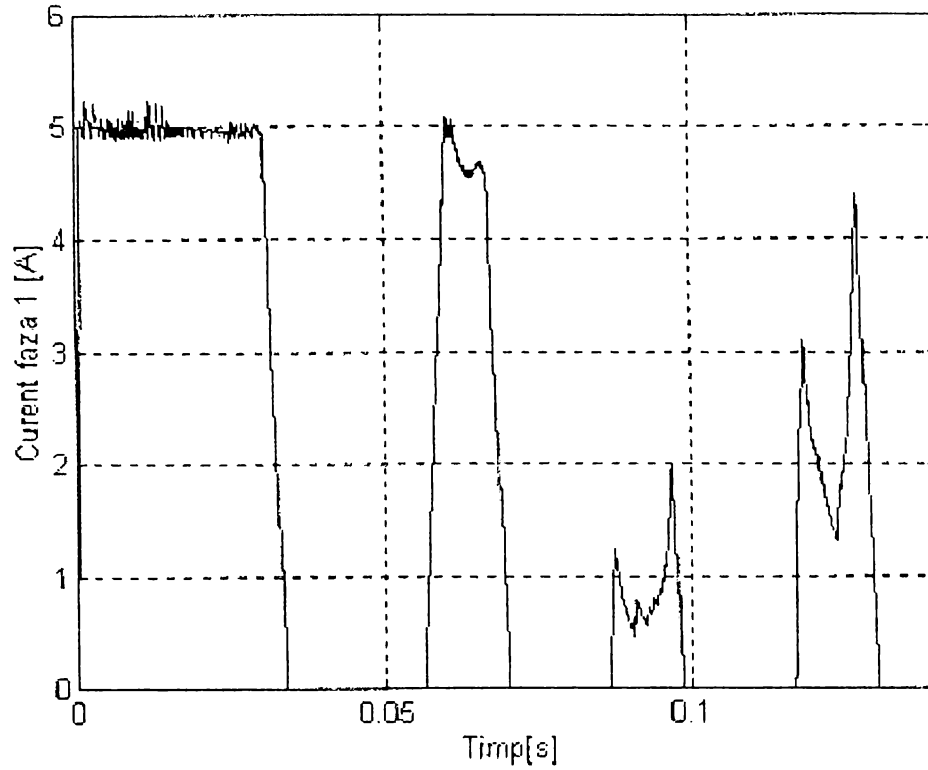


Fig.3.21.a. Răspunsul la semnal treaptă și încărcare (Curentul)

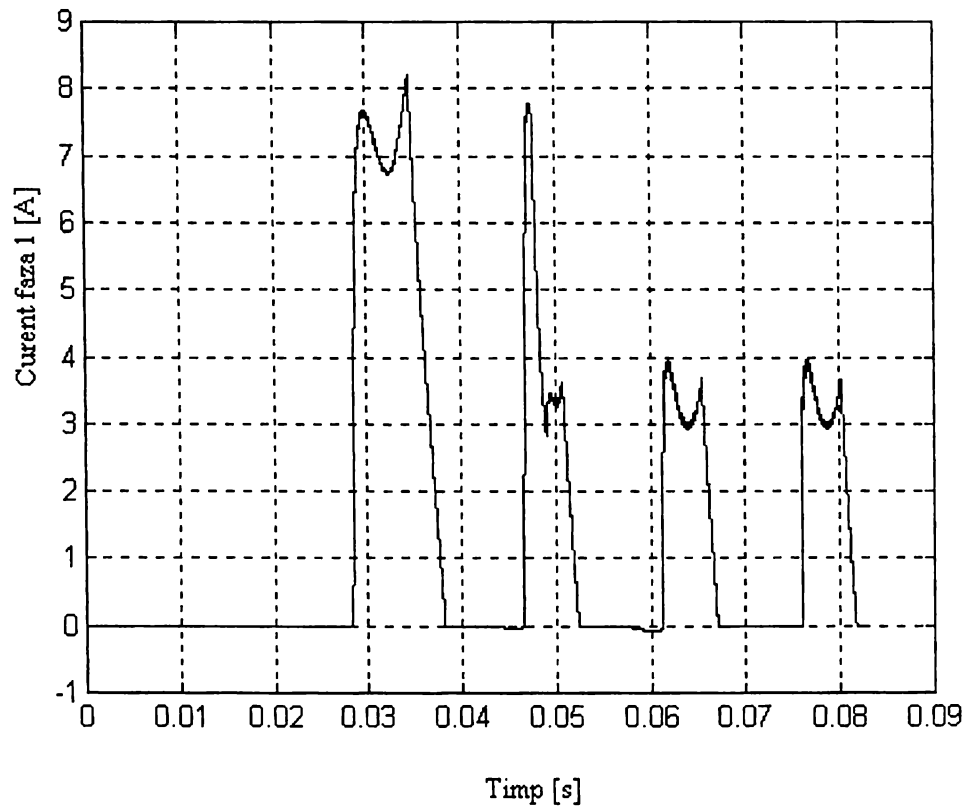


Fig.3.21.b. Răspunsul la semnal treaptă și încărcare în cazul utilizării unui regulator de cuplu (Curentul).

3.4.2. Sistem 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 a calcula 'on line', atât procesul de fuzzificare cât și pentru a selecționa regulile de inferență, precum și procesul de defuzzificare. Trebuie reținut faptul că sistemul de comandă mai trebuie să gestioneze și alte evenimente cum ar fi: achiziția curenților de pe fazele mașinii, achiziția informației de turație (sau calculul acesteia din alte surse), reglarea curentului prin fazele mașinii și, nu în ultimul rând energizarea corespunzătoare a fazelor (calcularea sau citirea dintr-un tabel a unghiurilor de avans) cu informația primită de la traductorul de poziție.

Pentru sisteme de comandă mai puțin rapide se pot utiliza și alte tipuri de reglări care dau satisfacție bună și care nu necesită neapărat un sistem bazat pe microcontroler. Sistemul de reglare a turației de tip proporțional-integrator este unul dintre acestea și a fost utilizat într-o primă variantă de comandă a mașinii [66]. Aceasta primă variantă a fost realizată cu elemente analogice (cu reglaj PI de tip continuu) unde sistemul de comandă avea rolul de a energiza fazele mașinii în concordanță cu semnalele furnizate de traductorul de poziție utilizând în acest scop o memorie EPROM [67]. S-a utilizat de asemenea o reglare bipozițională a curentului utilizând în acest scop traductoare de curent de tip rezistiv. Schema de comandă mai permitea reglarea turației precum și schimbarea sensului de rotație. Schema bloc a acestui sistem de conducere a mașinii este prezentată în fig.3.22. Din cauza neliniarității evidente a modelului matematic al mașinii prezentat în Cap.2 constantele regulatorului de tip PI (K_p și K_i) au fost stabilite prin simulare [68].

O altă variantă pentru sistemul de comandă propus de autor este cea prezentată în Cap.4. Sistemul de comandă este bazat pe microcontrolerul 80C552 realizat de firma Philips. În acest caz microcontrolerul are următoarele sarcini:

- energizarea fazelor în concordanță cu semnalele achiziționate de la traductorul de poziție (prin portul de intrare prevăzut în acest scop);
- achiziția curenților de pe fazele mașinii utilizând în acest scop traductoare de curent de tip Hall (prin convertorul analog-digital);
- achiziția informației de turație de la traductorul tahometric (prin convertorul analog-digital);
- implementarea prin soft a regulatorului de curent (bipozițional);

- implementarea prin soft a regulatorului de turație (proporțional-integrator);
- schimbarea sensului de rotație (prin portul de intrare);

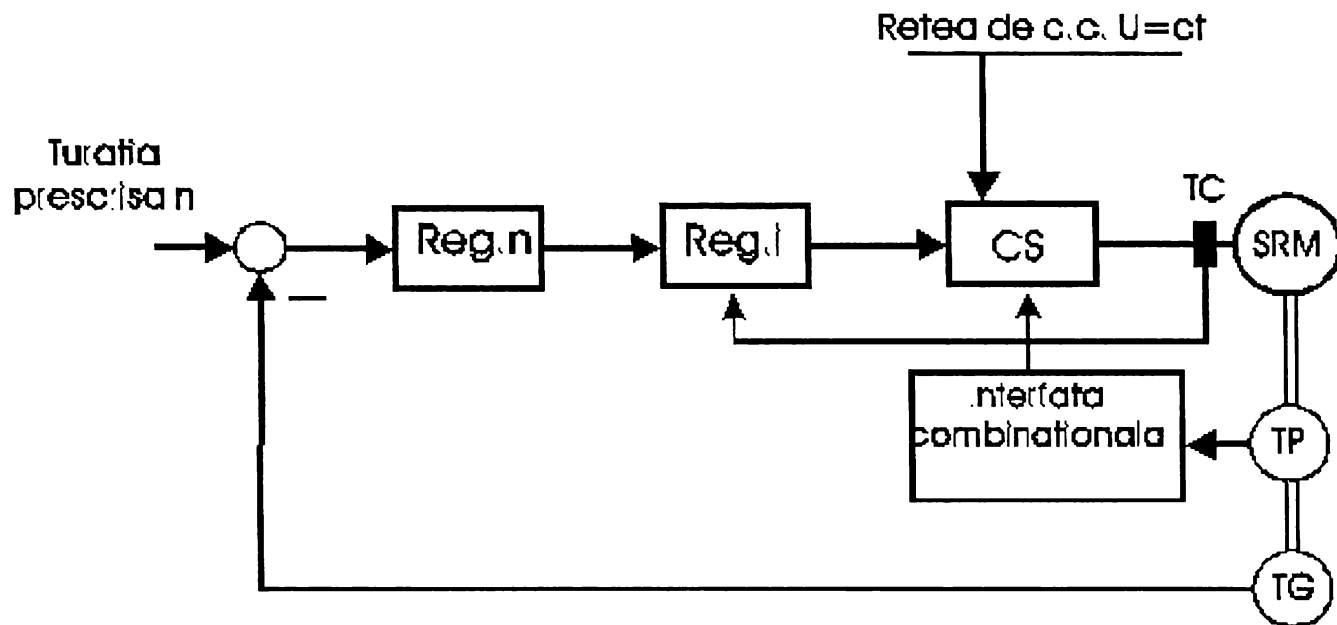


Fig.3.22. Schema bloc de reglare a turației cu regulator PI continuu.

-furnizarea impulsurilor de comandă pentru convertorul static (prin portul de ieșire);

-implementarea prin soft a unui grafic de funcționare (pornire treaptă-modificare de turație-schimbare de sens);

Conversia analog-digitală (pentru achiziția curentului și a turației) durează 50 μ s și se va achiziționa pe rând un curent de pe fază energizată și o turație, astfel perioada de eșantionare atât pentru curent cât și pentru turație este de 100 μ s. În acest fel frecvența maximă de chopare a curentului pe fază este de 10 kHz. În perioada dintre două achiziții sistemul va gestiona problemele prezentate mai sus (cu excepția reguletoarelor de curent și turație) iar după fiecare achiziție de curent sau turație, prin întreruperi de tip hard, va calcula fie ieșirea regulatorului de curent fie ieșirea regulatorului de turație. Schema bloc de reglare a turației cu regulator de tip proporțional-integrator cu un sistem de comandă bazat pe microcontrolerul 80C552 este prezentată în fig.3.23.

Comportarea ansamblului sistem de comandă-convertor-mașină a fost analizat prin simulare pe calculator (Matlab-Simulink) și prin verificare experimentală. Schema bloc Simulink este asemănătoare celor prezentate anterior iar rezultatele simulării precum și rezultatele experimentale vor fi prezentate în continuare.

S-a analizat pentru început răspunsul la semnal treaptă. În fig.3.24 se prezintă rezultatele simulării iar în fig.3.25 rezultatele experimentale. Se observă o bună corelare între rezultatele simulării și rezultatele experimentale.

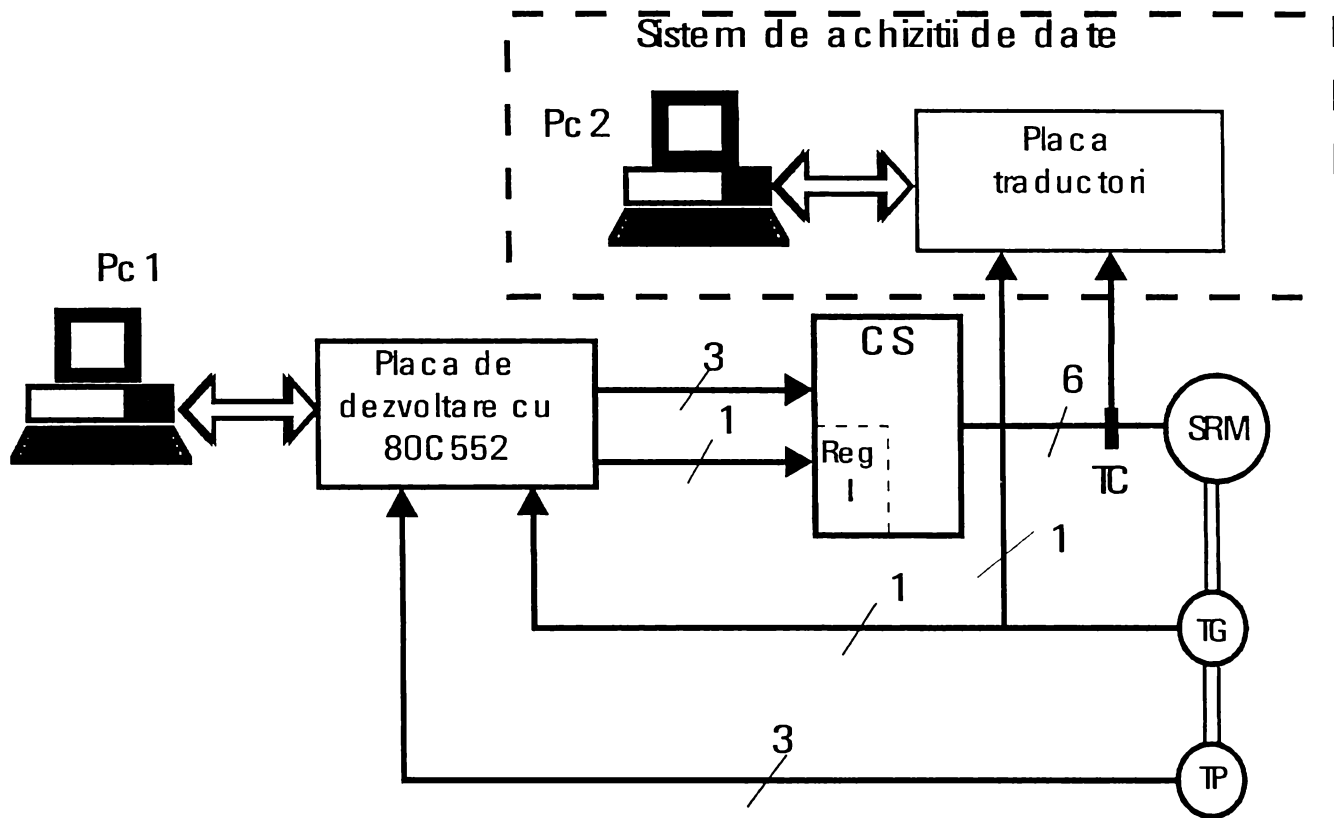


Fig.3.23. Schema bloc de reglare a turatiei cu un sistem bazat pe microcontrolerul 80C552.

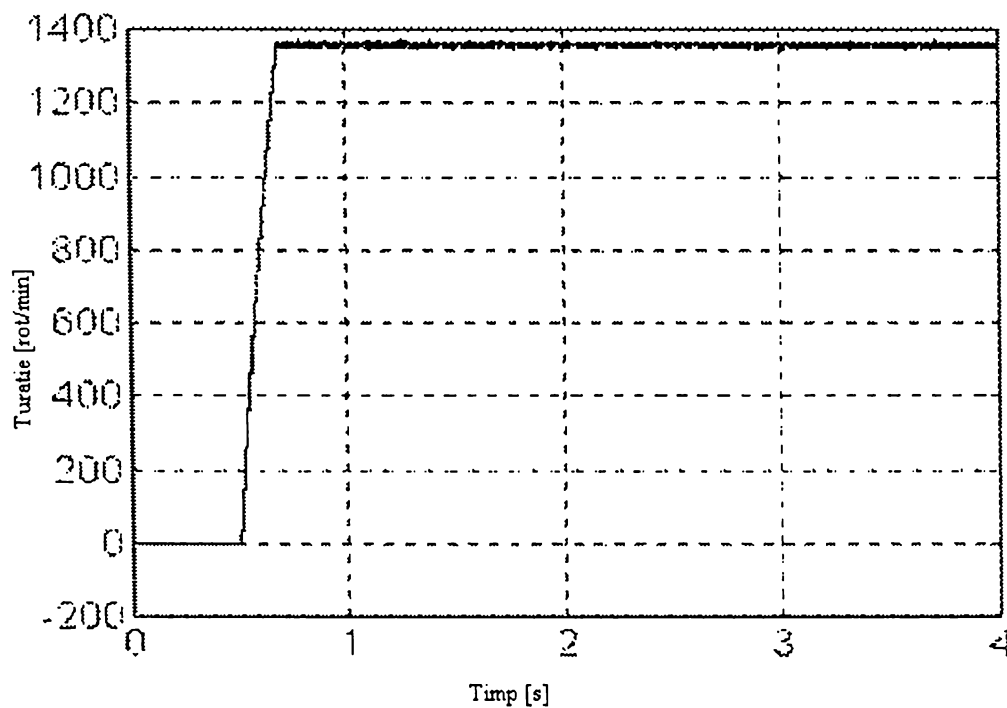


Fig.3.24. Rezultatul simulării răspunsului la semnal treaptă.

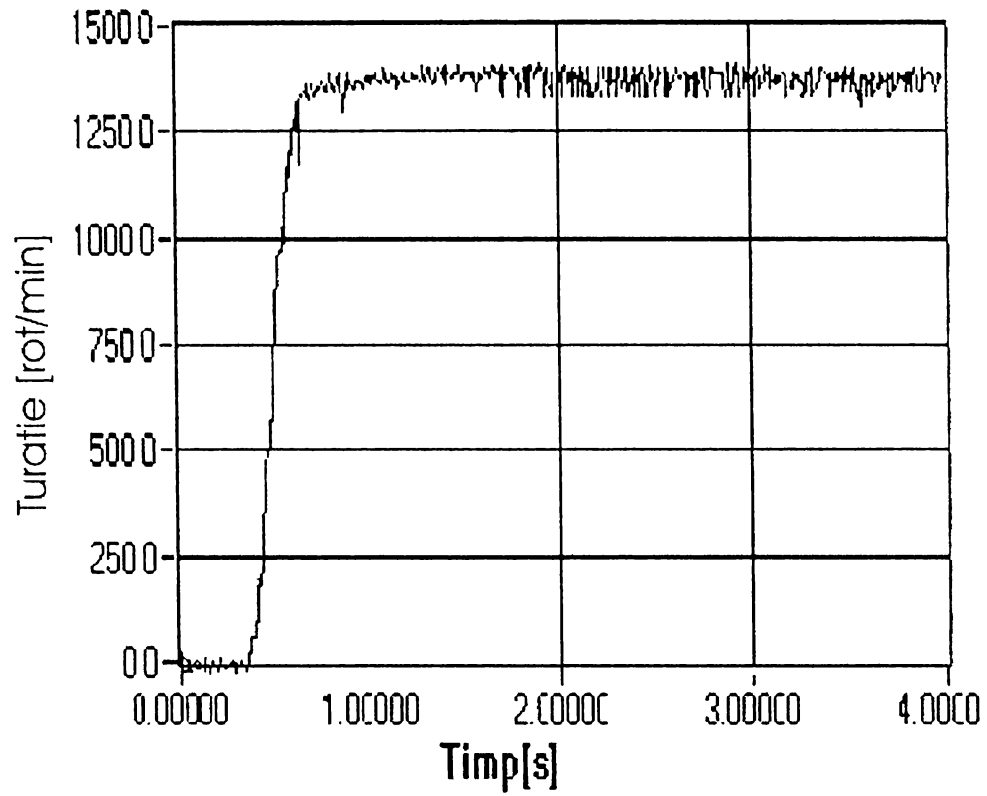


Fig.3.25.Răspunsul la semnal treaptă (experimental).

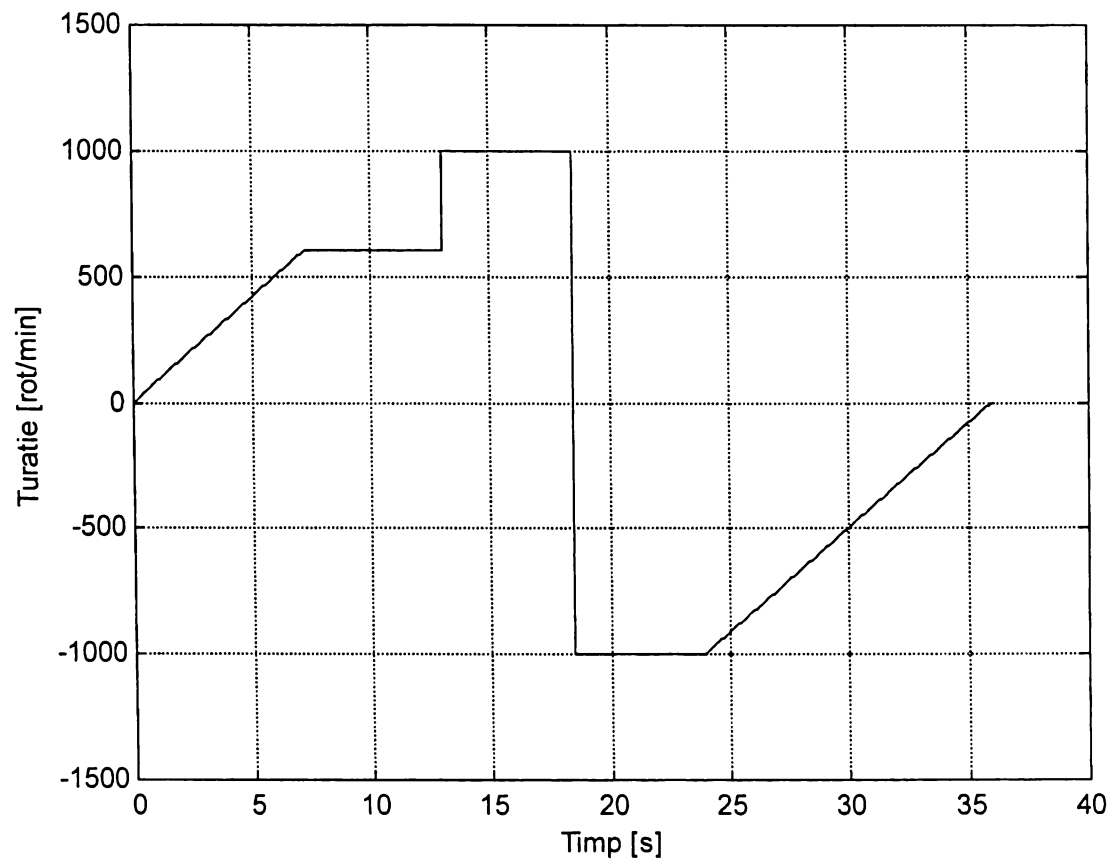


Fig.3.26. Graficul de mișcare impus.

S-a analizat apoi, prin simulare pe calculator și verificare experimentală, comportarea mașinii în cazul urmării unui grafic de mișcare impus prin program. Am impus o pornire rampă urmată de funcționare la turație constantă, schimbare de turație, schimbare de sens, funcționare la turație constantă, oprire rampă. Acest grafic este prezentat în fig.3.26.

Rezultatele experimentale sunt prezentate în fig.3.27. Programul pentru microcontroler scris în limbaj de asamblare este prezentat în anexa A2. Se observă o bună corelare între rezultatele obținute prin simulare și cele experimentale.

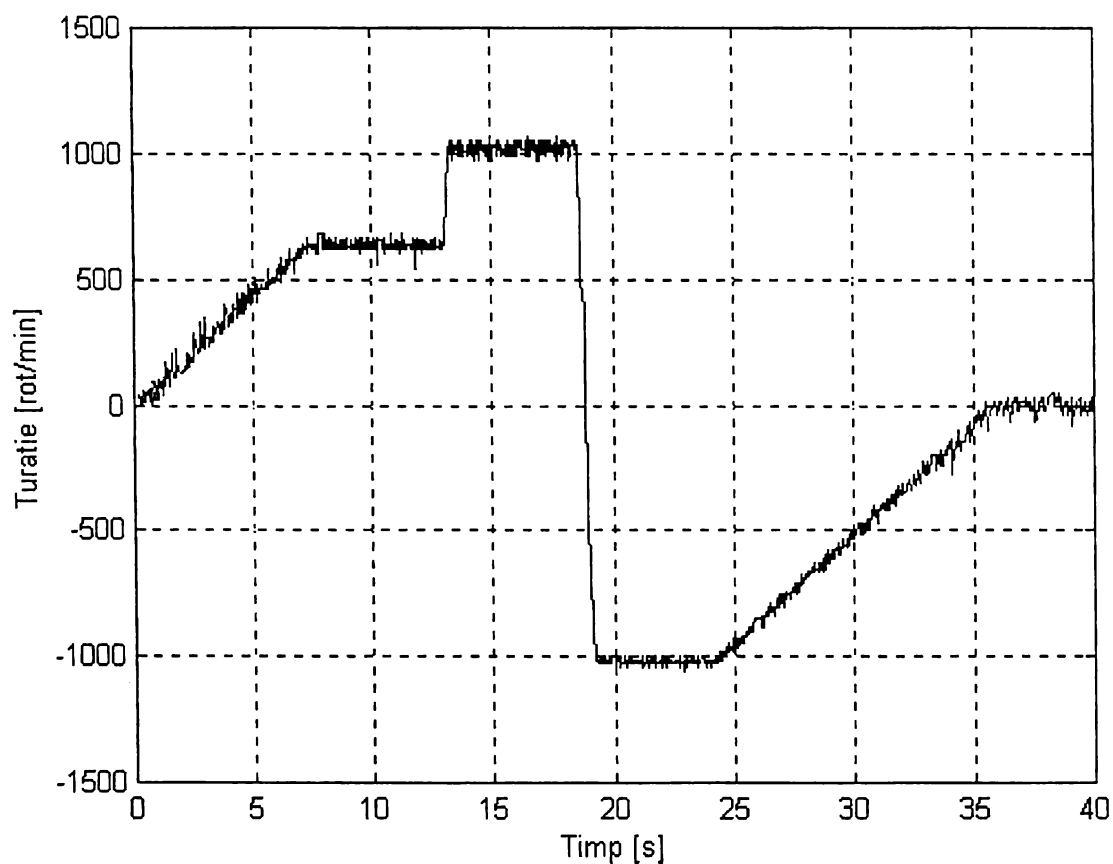


Fig.3.27. Rezultatele experimentale la răspunsul la secvența din fig.3.26.

3.5 Considerații asupra unghiurilor de avans în comanda mașinii.

3.5.1. Generalități

Obținerea unor performanțe ridicate pentru sistemele de acționare electrică cu mașina cu reluctanță variabilă impune un control riguros asupra unghiurilor de avans atât la momentul energizării cât și la momentul dezenergizării fazelor. Necesitatea controlului unghiurilor de avans rezidă din ecuația în tensiuni (2.1) scrisă pentru o fază a mașinii. Se observă astfel că atât tensiunea indusă de transformare cât mai ales tensiunea indusă de rotație influențează decisiv forma de variație a curentului prin fazele mașinii și deci și a cuplului electromagnetic. Determinarea unghiurilor de avans trebuie să țină seama pe de o parte de geometria mașinii iar pe de altă parte de influența fenomenului de saturație. Pentru modelul experimental de mașină cu reluctanță variabilă prezentat în Cap.2 s-au determinat curbele de variație a inductanței fazelor prezentate în fig.3.28. Trebuie specificat faptul că aceste curbe au fost determinate prin metoda stingerii unui curent continuu prin fazele mașinii și prin urmare este luat în calcul și fenomenul de saturație. Se observă din fig.3.28 că în jurul poziției de zero grade, respectiv 90 grade, există un interval (de aproximativ 12 grade) în care inductanța fazei este constantă și prin urmare prezența curentului prin fază în acest interval nu va produce cuplu. Trebuie mai precizat faptul că prezența curentului prin faza mașinii în intervalul în care inductanța scade va produce cuplu de frânare. De aceste precizări trebuie să se țină seama atunci când se determină unghiurile de avans, atât la energizare cât și la dezenergizare.

3.5.2. Unghiul de avans la deschidere

Pentru determinarea unghiurilor de avans la energizare (aprindere) trebuie rezolvată ecuația (2.2) scrisă sub forma:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - Ri - \Omega i \frac{dL(i, \theta)}{d\theta}}{L(i, \theta)} \quad (3.5)$$

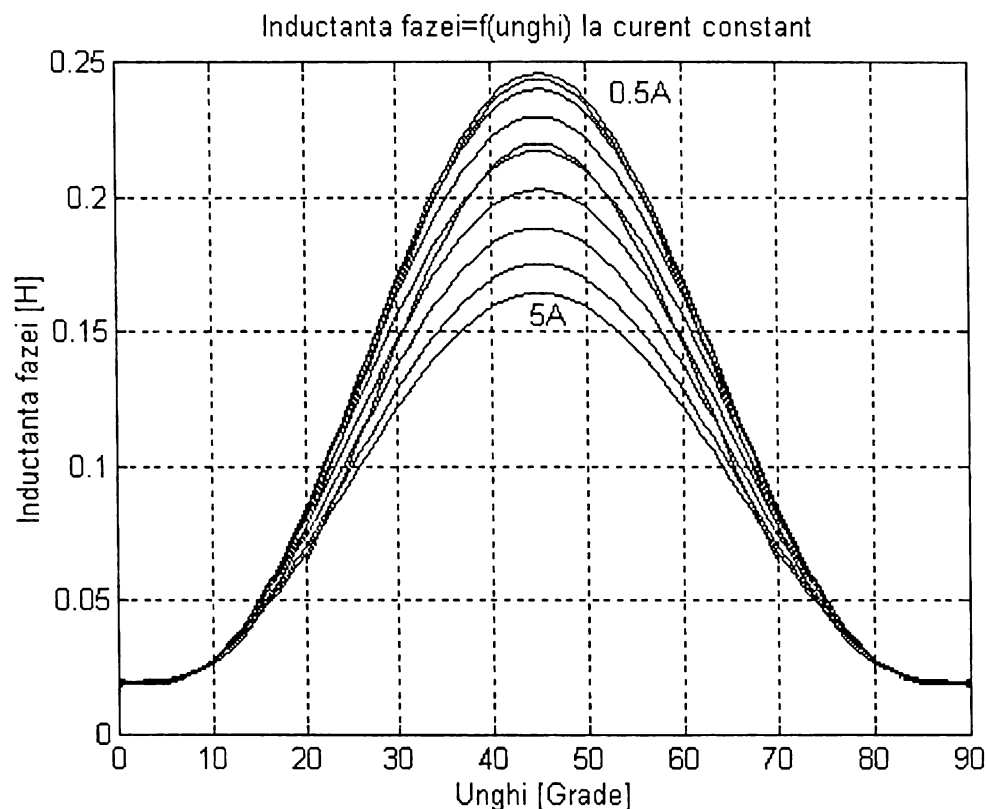


Fig.3.28. Inductanța fazei în funcție de unghi la curent constant

Ecuția (3.5) trebuie rezolvată pentru condițiile inițiale de curent zero prin faza mașinii și astfel ca la unghiul intern pentru care inductanța începe să crească (considerat aici egal cu 6 grade, vezi fig.3.28) curentul prin fază să atingă valoarea dorită (dată de obicei de regulatorul de turație). Rezolvarea ecuației s-a făcut numeric, în mediul de programare Matlab, prin conceperea unor programe în acest sens. Pentru tensiunea de alimentare egală cu 100 V au rezultat caracteristicile prezentate în fig.3.29 iar pentru tensiunea de alimentare de 300 V caracteristicile sunt prezentate în fig.3.30. Se observă, cum era și de așteptat, o scădere semnificativă a valorii unghiurilor de avans o dată cu creșterea tensiunii de alimentare la viteză unghiulară constantă. Se mai observă faptul că o dată cu creșterea vitezei unghiulare valoarea unghiurilor de avans crește. Caracteristicile unghi-curent-viteză unghiulară la tensiune de alimentare constantă în varianta 3D sunt prezentate în fig.3.31 și 3.32.

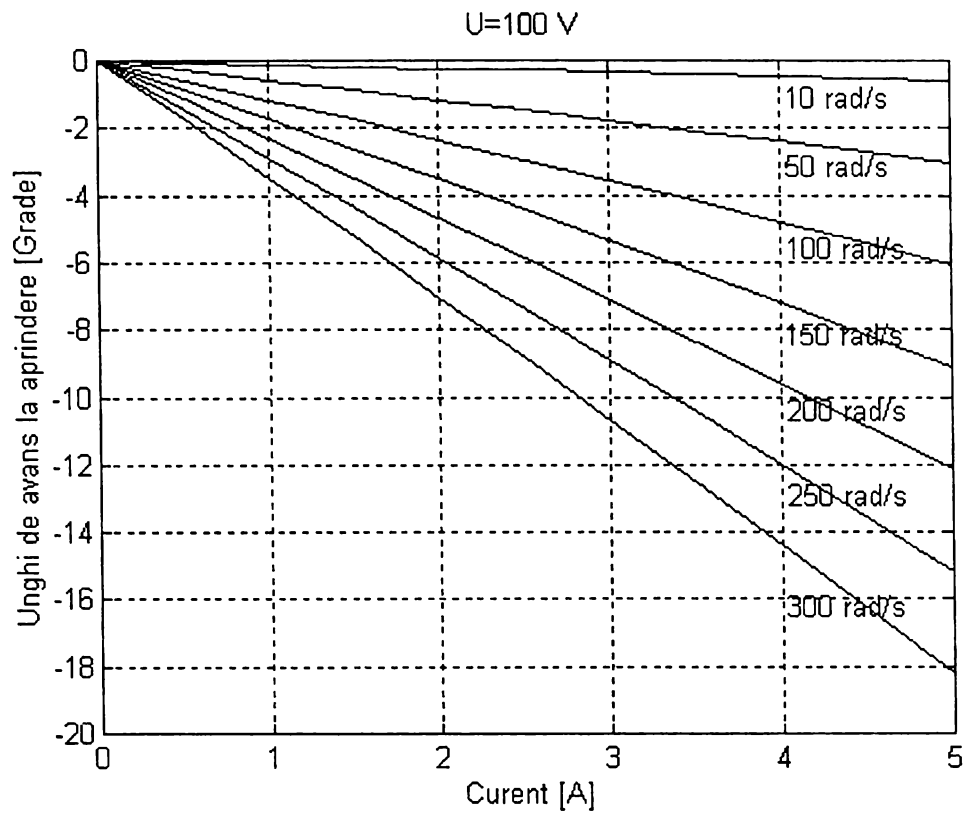


Fig.3.29. Variația unghiurilor de avans la aprindere în funcție de curent la tensiune și viteză constantă.

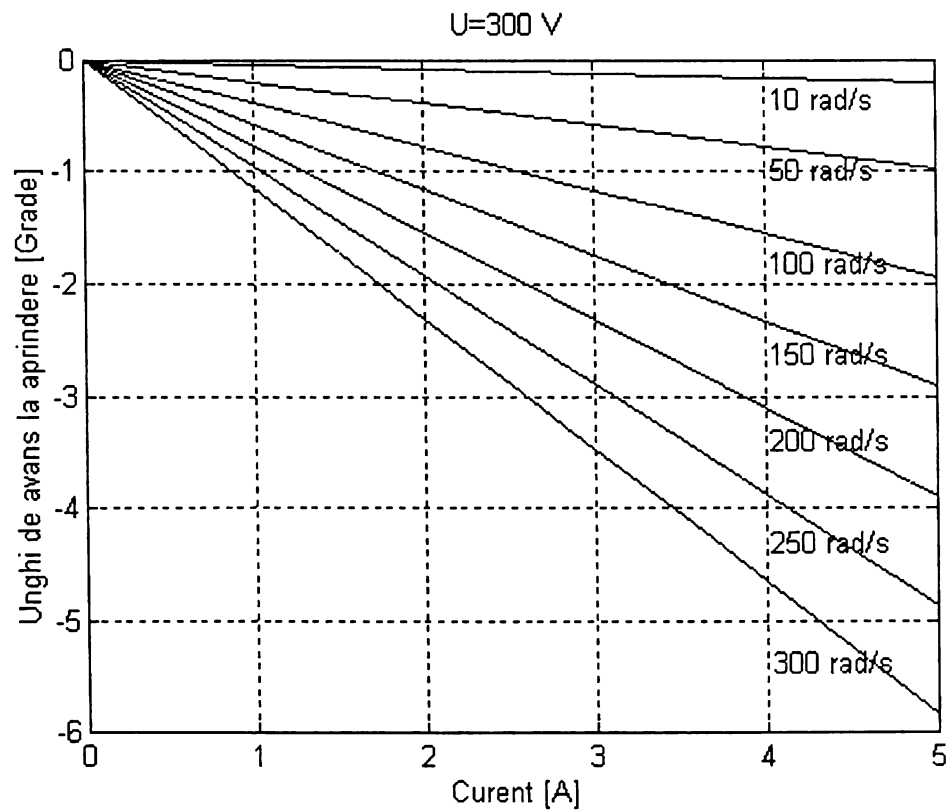


Fig.3.30. Variația unghiurilor de avans la aprindere în funcție de curent la tensiune și viteză constantă.

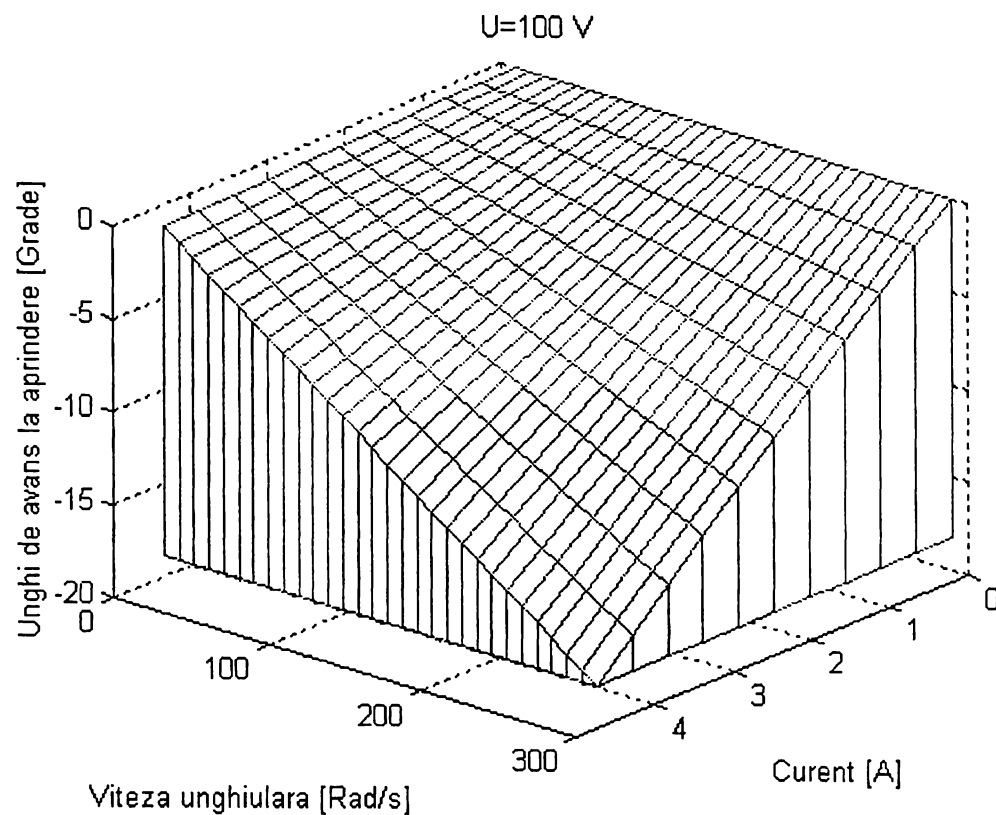


Fig.3.31. Variația unghiurilor de avans la aprindere în funcție de curent și viteză unghiulară la tensiune constantă (100 V).

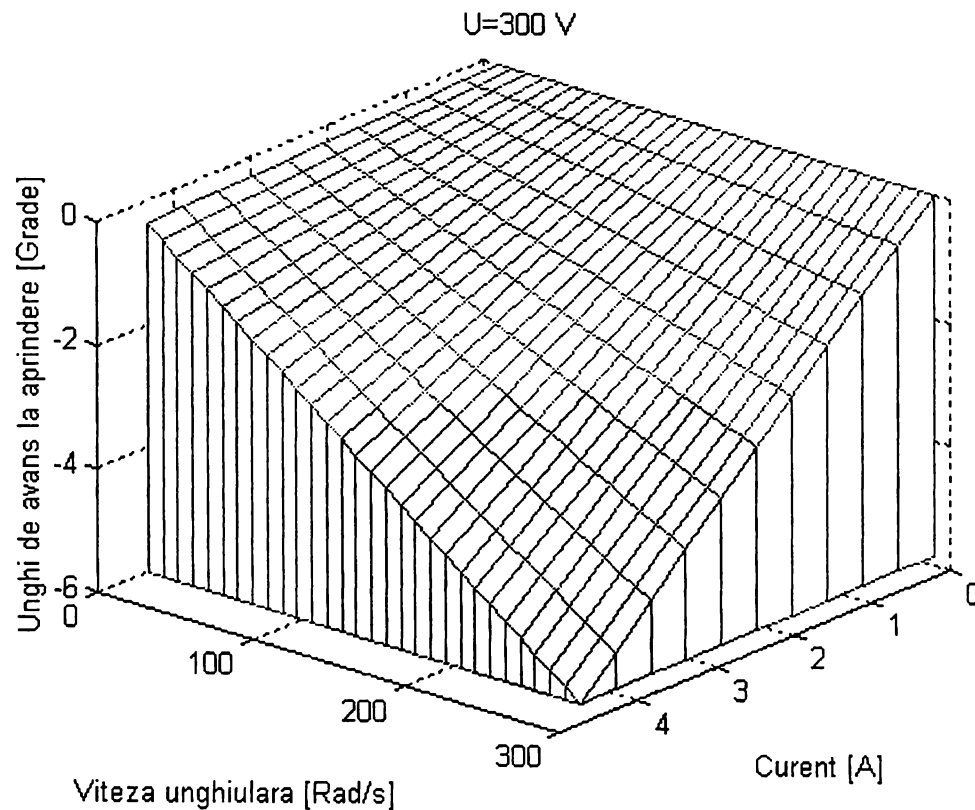


Fig.3.32. Variația unghiurilor de avans la aprindere în funcție de curent și viteză unghiulară la tensiune constantă (300 V).

3.5.3. Unghiul de avans la închidere.

Pentru calcularea unghiurilor de avans la dezenergizare (stingere) trebuie rezolvată ecuația diferențială (2.2) scrisă pentru perioada de stingere a curentului prin faza mașinii. Tensiunea de alimentare aplicată fazei în acest moment depinde de geometria convertorului folosit pentru alimentarea mașinii. În cele ce urmează calculele se vor face pentru convertorul prezentat în Cap.2. Pentru acest tip de convertor tensiunea aplicată fazei în momentul stingerii curentului prin fază este egală și de semn contrar cu tensiunea de alimentare U . În aceste condiții ecuația diferențială (2.2) devine:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-U - Ri - \Omega i \frac{dL(i, \theta)}{d\theta}}{L(i, \theta)} \quad (3.6)$$

Din examinarea ecuației (3.6) se observă imediat că tensiunea electromotoare indusă de rotație “ajută” la scăderea curentului prin fază dacă inductanța este în creștere ($dL/d\theta > 0$) și se opune scăderii curentului dacă inductanța este în scădere ($dL/d\theta < 0$). În acest din urmă caz, așa cum s-a mai arătat, cuplul electromagnetic produs de mașină este negativ. Acestea sunt motivele pentru care curentul trebuie să atingă valoarea zero în momentul în care inductanța fazei a ajuns la valoarea maximă (la unghi intern egal cu 45 grade). În aceste condiții s-au calculat unghirile de avans la stingere iar rezultatele sunt prezentate în fig.3.33, 3.34, 3.35, 3.36.

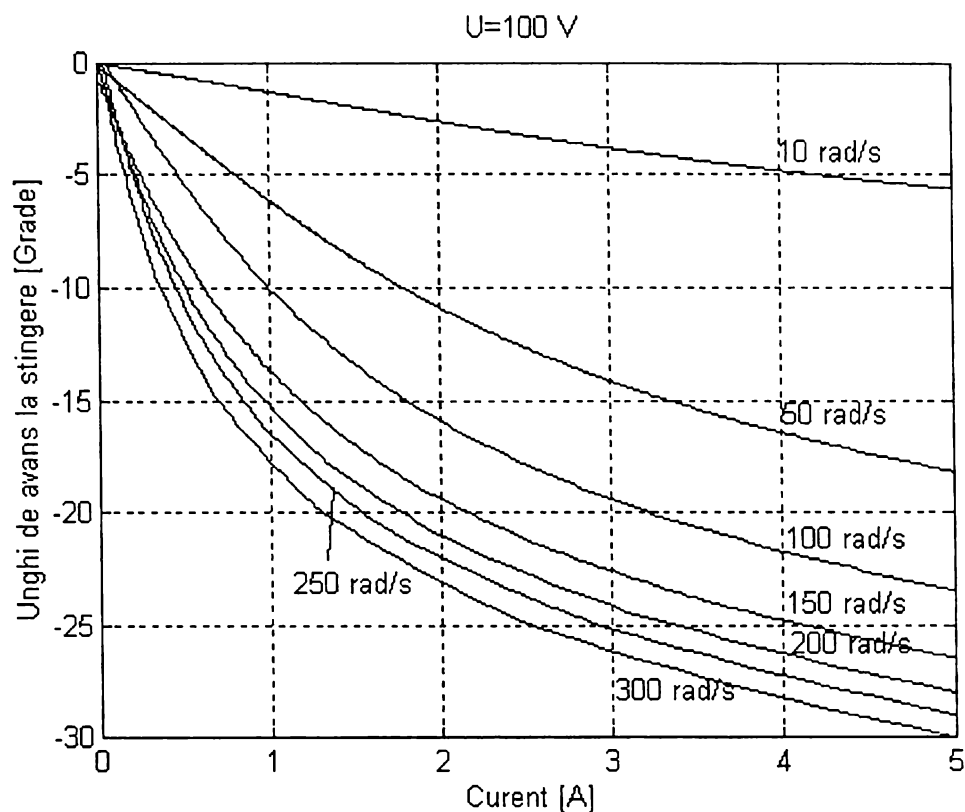


Fig.3.33. Variația unghiurilor de avans la stingere în funcție de curent la tensiune și viteză unghiulară constantă.

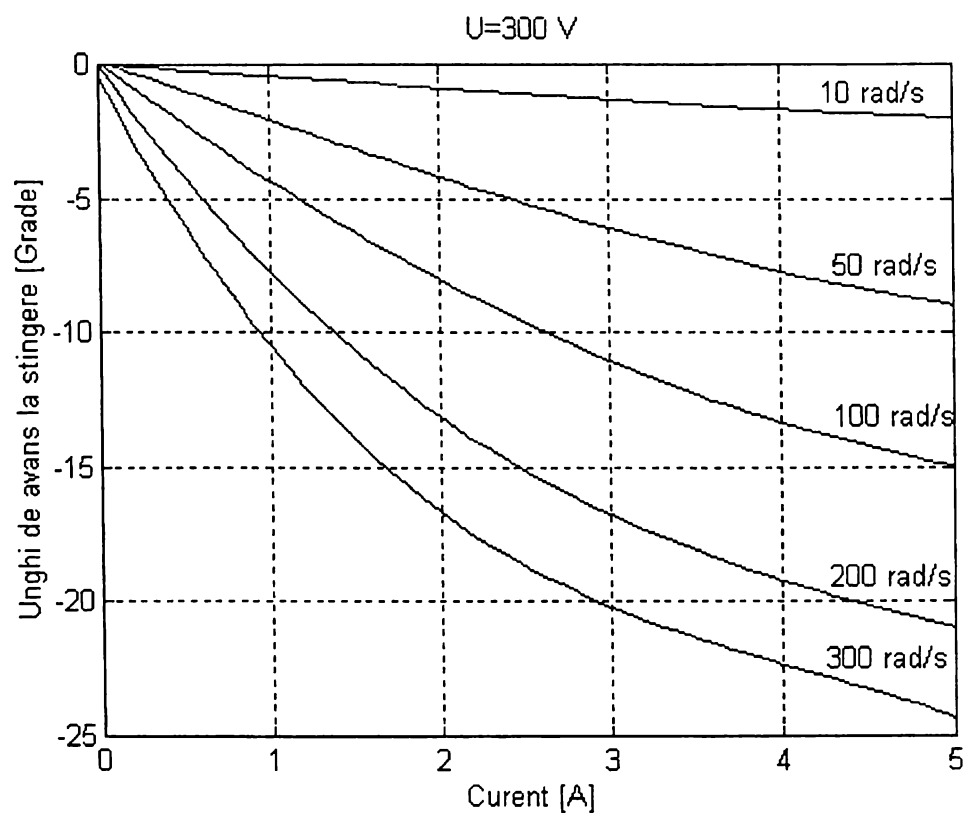


Fig.3.34. Variația unghiurilor de avans la stingere în funcție de curent la tensiune și viteză unghiulară constantă.

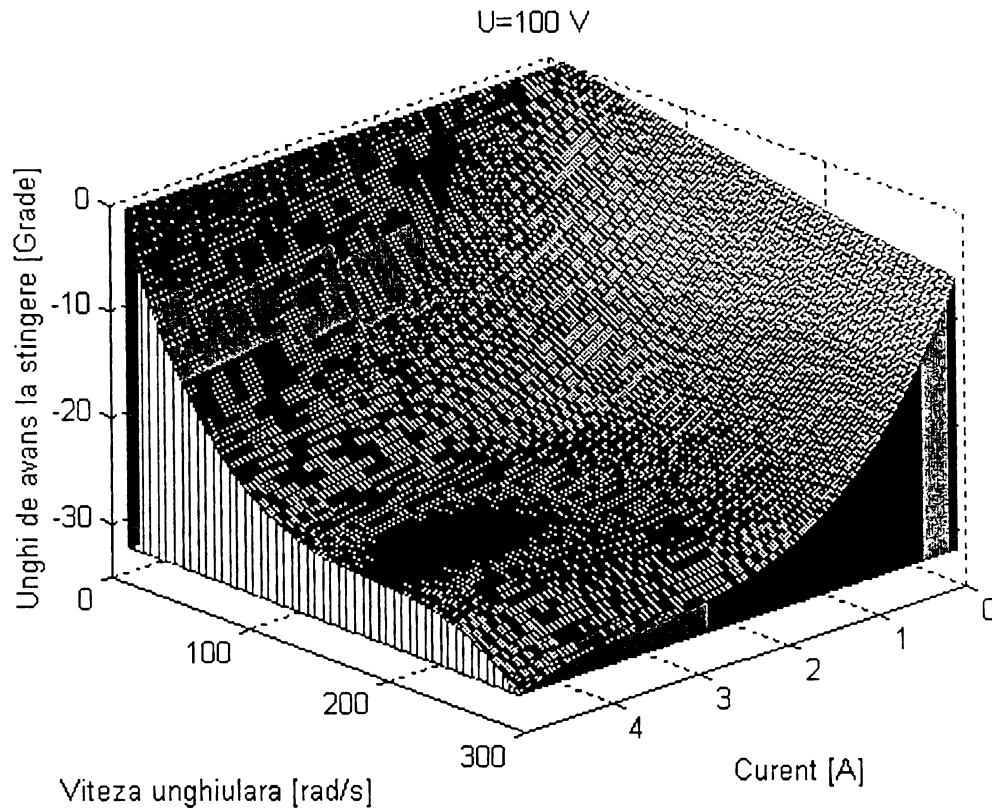


Fig.3.35. Variația unghiurilor de avans la stingere în funcție de curent și viteză unghiulară la tensiune constantă (-100 V).

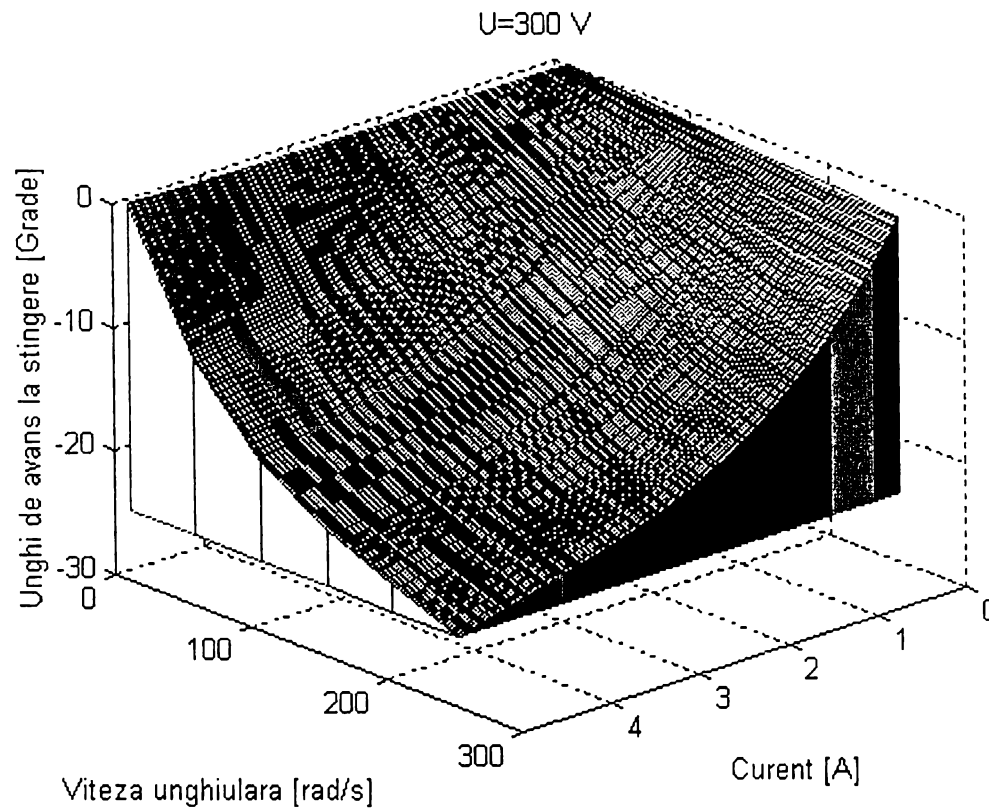


Fig.3.36. Variația unghiurilor de avans la stingere în funcție de curent și viteză unghiulară la tensiune constantă (-300 V).

3.6. Concluzii

În acest capitol au fost trecute în revistă posibilitățile de modificare a turației mașinii precum și strategiile folosite în comanda mașinii. Este de specificat de la bun început că performanțele mașinii sunt în strânsă legătură cu sistemul de comandă.

În sistemele de acționare ‘nepretențioase’ se pot utiliza cu bune rezultate componentele electronice discrete care sunt mai ieftine dar pentru obținerea de performanțe superioare sunt necesare microprocesoare de mare viteză pe 8, 16, 32 sau chiar 64 de biți sau procesoare de semnal.

Reducerea pulsațiilor în cuplu, necesară în anumite sisteme de poziționare (în special dar nu numai), reclamă utilizarea unei bucle de cuplu. O problemă deosebită o reprezintă aici măsurarea cuplului, ca mărime de intrare în regulator. Pentru obținerea mărimii de intrare se pot utiliza traductoare de cuplu montate pe arborele mașinii (traductor fizic – cuplul la arbore), care cresc astfel prețul, sau mărimea de intrare se obține prin măsurători asupra altor mărimi electrice sau mecanice din sistem (estimator de cuplu – electromagnetic sau la arbore). De asemenea, implementarea regulatorului de cuplu se poate realiza fie ‘on line’, prin calcularea ieșirii din mărimea impusă și cea măsurată, fie ‘off line’ prin citirea ieșirii dintr-un tabel din memorie dinainte completat. Acest tabel poate să conțină și cuplul electromagnetic calculat în funcție de poziție, curent, turație pe baza modelului matematic stabilit pentru mașina respectivă. În acest caz traductorul de cuplu nu mai este necesar; cele trei informații (poziție, curent, turație) fiind de ajuns pentru implementarea întregului sistem.

Sistemele moderne de reglare (fuzzy, sisteme neuronale) trebuie implementate pe procesoare rapide care să fie în stare să calculeze sistemele de ecuații matematice relativ complicate pe care aceste strategii le impun. Există și aici posibilitatea ca soluțiile sistemelor de ecuații să fie tabelate într-o memorie, iar ieșirea unui astfel de regulator să fie în funcție de cele trei mărimi mai sus pomenite (poziție, curent, turație).

Reglarea unghiurilor de avans la energizare și dezenergizare trebuie controlată de sistemul de comandă. Aceste unghiuri se pot citi de asemenea din tabele dinainte calculate pe baza modelului matematic stabilit pentru ansamblul convertor-mașină.

4. ECHIPAMENTUL ELECTRONIC DESTINAT CONDUCERII SRM

În acest capitol sunt prezentate echipamentele electronice destinate conducerii mașinii precum și a sistemelor de achiziții de date. Sunt prezentate două sisteme de comandă, concepute și realizate de autor; un sistem bazat pe microcontrolerul 80C52 și unul realizat cu componente electronice discrete. Totodată este prezentat pe scurt și sistemul de achiziții de date utilizat pentru vizualizarea principalelor variabile: turația, curentul, diferite semnale de comandă, tensiunea pe fază, ș.a.

4.1. Sistemul de dezvoltare PD552.

Placa de dezvoltare PD 552 este concepută ca un mediu hard-soft de elaborare a programelor scrise în limbajul de asamblare de microcontroler pe 8 biți, familia 80C51 [69,70]. Ansamblul cuprinde o placă de microsistem care asigură resursele hard curent necesare, cuplate prin interfața serială cu un PC, folosit ca interfață cu utilizatorul. Monitorul primește de la interfață comenzi/date și transmite interfeței date referitoare la starea în care se află microsistemul. În acest mod se pot pregăti, cu ajutorul interfeței, programe care se încarcă prin interfața serială în memoria microcontrolerului și se lansează în execuție. Trebuie să precizez de la început că acest mediu de dezvoltare este utilizat doar în faza de cercetare; un sistem de comandă propriu-zis se reduce doar la microcontroler și la câteva circuite integrate pentru interfațare. Caracteristicile tehnice ale sistemului de dezvoltare sunt următoarele:

- microprocesor 80C52 la 11.059 Mhz;
- memorie EPROM de cod la dispoziția monitorului 8-32 Kbyte, conform cu harta din fig.5.1;
- memorie SRAM de date la dispoziția monitorului 8 Kbyte, conform cu harta din fig.5.2;
- spațiu de cod la dispoziția utilizatorului 8-32 Kbyte, conform cu harta din fig.4.1;
- spațiu de date, în memoria nevolatilă, la dispoziția utilizatorului 8-32 Ko, conform cu harta din fig.4.2;

- interfață serială RS232, protocol XON/XOFF și interfață serială opțională pentru conectarea unui display sau a unui al doilea PC;
- 4 porturi de intrare numerice, implantat unul la adresa FF80H în memoria de date, fig.4.3;
- 4 porturi de ieșire numerice, implantat unul la adresa FF00H în memoria de date, fig.4.3;
- rata de strobare programabilă în latchurile porturilor de IN și OUT;
- posibilitate de resetare a sistemului prin interfața serială din PC;
- posibilitate de generare de întreruperi în PC de către sistemul de dezvoltare;

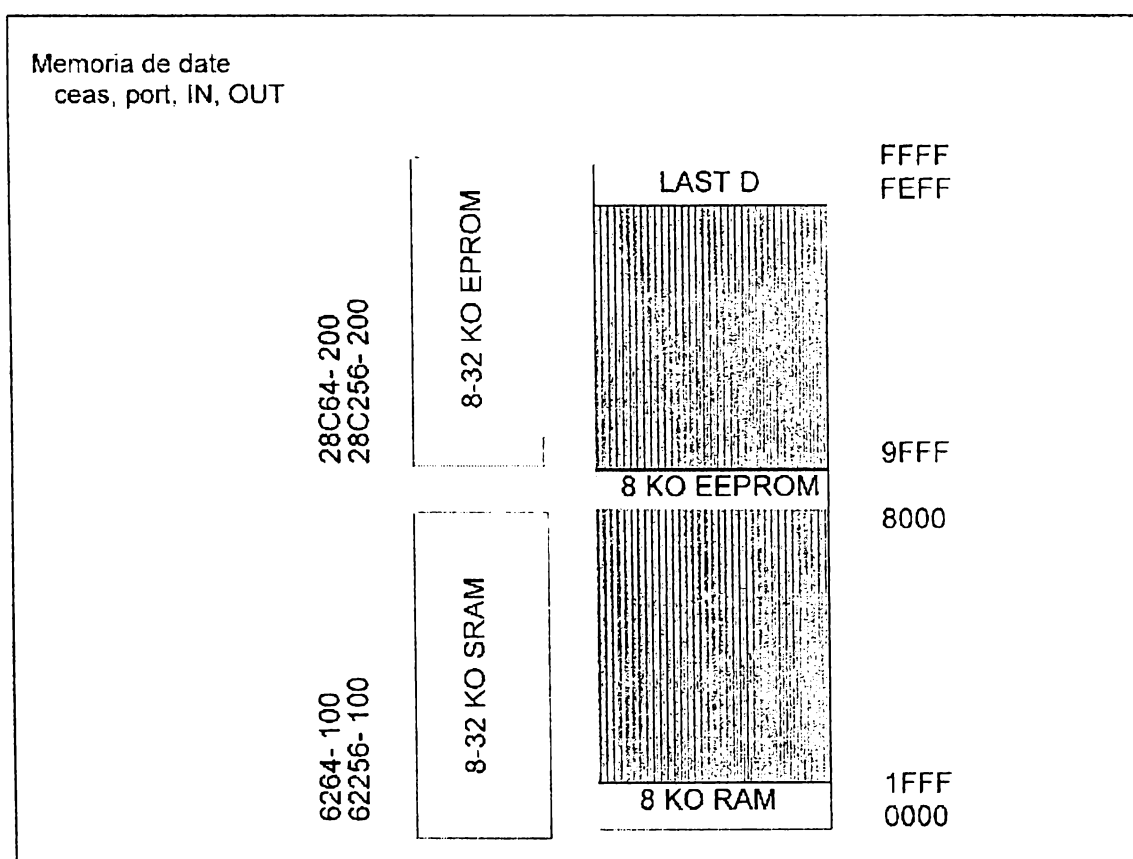


Fig.4.1. Harta memoriei de cod.

Alimentarea plăcii se face de la o sursă de laborator de 5, 7 Vcc, cu limitare de tensiune reglată la 6 V și cea de curent la 300 mA. Consumul plăcii este de circa 100 mA.

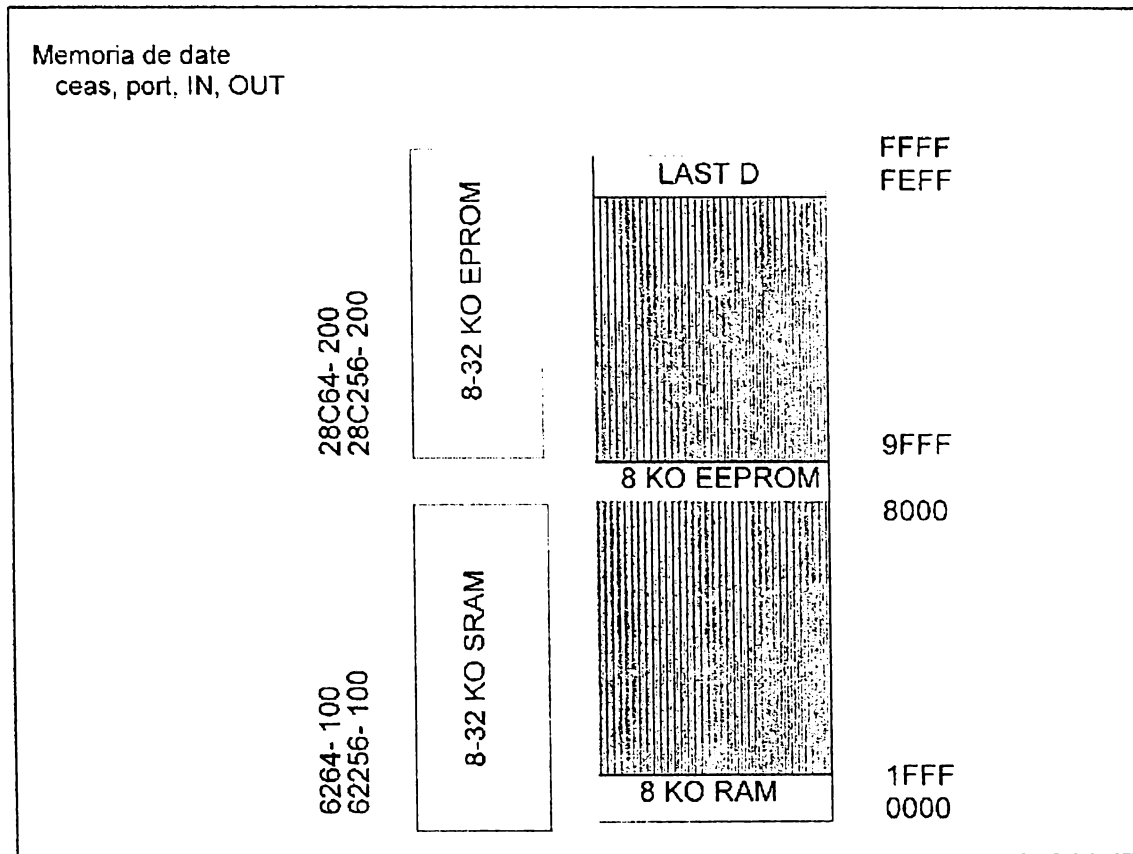


Fig.4.2. Harta memoriei de date.

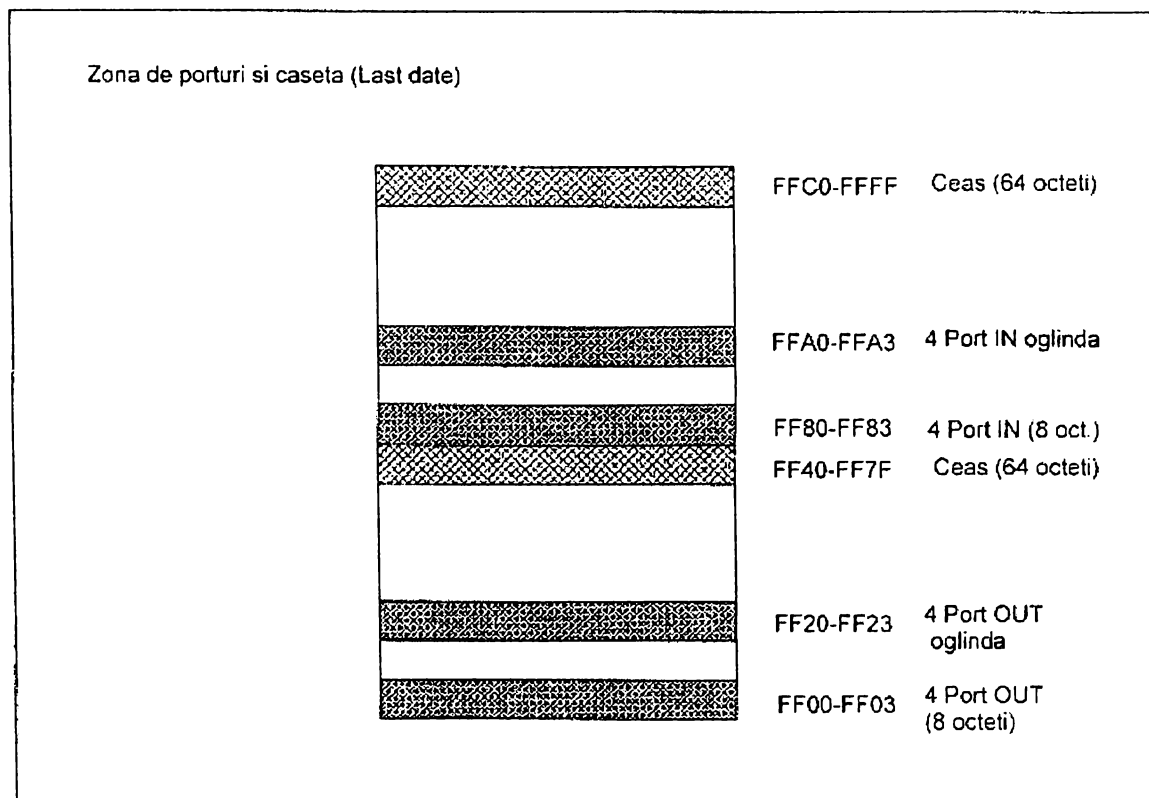


Fig.4.3. Zona de porturi în memoria de date.

Microcontrolerul 80C552

Caracteristici generale

Microcontrolerul 80C552 este un circuit integrat MOS care cuprinde în structura sa componentele de bază ale unui sistem de prelucrare numerică, și anume (fig.4.4) [71]:

- unitatea aritmetică și logică de 8 biți care poate executa operații de adunare, scădere, înmulțire, împărțire, incrementare, decrementare, ȘI, SAU, SAU-EXCLUSIV, complementare și rotire;
- memorie internă de date de tip RAM de 256 octeți;
- 56 registre cu funcțiuni speciale;
- 5 porturi paralele de intrare-ieșire PO-P4 pe câte 8 biți;
- un port de intrare pe 8 biți pentru convertorul A/D;
- un port serial pentru magistrala I²C;
- un port serial UART;
- un convertor A/D pe 10 biți, cu 8 intrări multiplexate;
- 3 numărătoare/temporizatoare T0, T1, T2 pe câte 16 biți;
- un contor cu funcție de watchdog;
- logică de control întreruperi cu 15 surse;
- două ieșiri independente, cu durate programabile, PWM0 și PWM1;
- generator de tact cu $f_{osc}=12\text{MHz}$, un ciclu mașină durează 1 μs .
- nu are memorie internă de program

Microcontrolerul are posibilitatea de adresare a unei memorii externe de program și a unei memorii externe de date, ambele având capacitatea maximă de 64 kocteți. Adresarea memoriilor externe se realizează prin amplificatoarele de magistrală ale porturilor P0 și P2, iar transferul datelor prin amplificatorul de magistrală a portului P0.

Memoria de date

Microcontrolerul 80C552 conține memorie de date internă de tip RAM, de 256 octeți, formată din două blocuri:

- un bloc de 128 octeți (00H-7FH) adresabil direct sau indirect;

- un bloc de 128 octeți (80H-FFH) adresabil indirect și care se suprapune -
- peste zona de adrese alocate registrelor cu funcțiuni speciale.

Organizarea memoriei RAM interne este următoarea:

-zona 00-1FH este alocată grupului de registre R0-R7.Registrelor R0 și R1 sunt utilizate pentru adresarea indirectă a memoriei de date interne, precum și pentru adresarea indirectă, pe 8 biți a memoriei de date externă;

-zona 20H-2FH este denumită Bit RAM, fiind adresabilă la nivel de bit. Fiecare octet din această zonă poate fi adresat și ca octet distinct;

-zona 30 H-7FH este denumită Data RAM și este o zonă de uz general. Este recomandabil ca stiva să fie plasată în această zonă. La inițializare, indicatorul de stivă SP este încărcat cu valoarea 07H;

-zona 80H-FFH este utilizată pentru adresarea registrelor cu funcții speciale (SFR) .

Contoarele/temporizatoarele T0 și T1

Sunt implementate cu două numărătoare independente, pe 16 biți, notate cu TIMER 0 și TIMER 1. Fiecare din ele este alcătuit din câte două numărătoare pe 8 biți, TH0(1) și TL0(1). Dacă funcția îndeplinită este cea de temporizator, atunci sursa tactului pentru cele două contoare/temporizatoare este tactul microcontrolerului divizat la 12. Cu alte cuvinte, numărătorul va fi incrementat în fiecare ciclu mașină. Dacă funcția îndeplinită este cea de contor, atunci sursa este un semnal extern aplicat la intrările T0, respectiv T1.

Funcționarea contoarelor este controlată de două registre: TMOD și TCON. Cele două contoare pot funcționa în patru moduri distincte stabilite din registrul TMOD. Pentru această aplicație se va folosi modul de lucru 2 în care TIMER 0 și TIMER 1 sunt configurate ca numărătoare pe 8 biți cu auto-încărcare. Acest mod de lucru este folosit pentru temporizări cu valori programabile. Durata temporizării este dată de perioada cu care apar depășiri ale capacității de numărare și implicit cereri de întrerupere. Un ciclu mașină se întinde pe durata a 12 impulsuri de tact. Prin urmare, durata temporizării T este dată de relația:

$$T = \frac{12}{f}[256 - (THi)], i=0,1 \quad (4.1)$$

unde: f – frecvența impulsurilor de tact, (THi) – constantă între 0 și 255.

TL0 și TL1 vor fi folosite ca numărătoare, iar TH0 și TH1 ca registre pentru păstrarea constantei ce se va încărca. Semnalul de depășire generat de registrul TL0 sau TL1 va provoca pre-încărcarea acestora și numărătoarea va continua de la această valoare.

Convertorul analog digital

Microcontrolerul 80C552 dispune de un bloc de conversie analog/digitală alcătuit dintr-un multiplexor pentru 8 intrări analogice (se pot achiziționa, pe rând, 8 semnale analogice distincte) care sunt și terminalele portului P5 și un convertor analog/digital pe 10 biți, care realizează conversia prin aproximări succesive. La terminalele specifice se vor aplica tensiunea de referință și intrările analogice.

Conversia durează 50 de cicluri mașină, adică $50 \mu s$ pentru $f_{osc}=12MHz$. Tensiunea care se va converti va fi în domeniu 0 la + 5 V. Funcționarea blocului de conversie este controlată de registrul ADCON.

Rezultatul conversiei este memorat în registrul ADCH (cele 8 ranguri mai semnificative) și în registrul ADCON (cele două ranguri mai puțin semnificative). Se poate astfel opta pentru o conversie pe 8 biți sau pentru una pe 10 biți. Durata conversiei este aceeași în cele două cazuri; achiziția pe 10 biți oferind o acuratețe mai mare a semnalului achiziționat dar și creștere a numărului de instrucțiuni pentru prelucrarea acestuia. Rezultatul conversiei este dat de relația:

$$R = 1024 \frac{V_{IN} - AV_{REF-}}{AV_{REF+} - AV_{REF-}} \quad (4.2)$$

în care : $AV_{REF+(-)}$ sunt tensiunile de referință, V_{IN} - tensiunea de intrare.

Blocul de intrare analog/digitală al microcontrolerului 80C552 va fi folosit pentru conversia semnalelor analogice provenite de la tahogenerator și de la traductoarele de curent, primul conținând informația despre viteza unghiulară, iar al doilea despre valoarea curentului prin faza energizată. Prin urmare, durata unui ciclu de conversie va fi de $100 \mu s$. Tot prin sistemul de conversie analog-digitală va fi introdusă în sistem și turația prescrisă. Modificarea turației

prescrise va fi cunoscută de către microcontroler prin întreruperea externă INT0. Altfel spus, se va achiziționa turația prescrisă numai atunci când aceasta va fi modificată; valoarea ei curentă păstrându-se în memoria de date internă.

Sistemul de întreruperi

Microcontrolerul 80C552 are 15 surse de întreruperi, dintre care utilizate în cadrul aplicației vor fi cele generate de indicatorii:

-TF0 și TF1 ai numărătoarelor TIMER0 și TIMER1 la depășirea capacității lor de numărare, provocată de incrementarea din starea FFFFH în starea 0000. Adresa vectorului de întrerupere este: ;

-ADCI al blocului de conversie analog/digitală care este setat la încheierea conversiei. Adresa vectorului de întrerupere este:.

-INT0 pentru întrerupere externă pentru schimbarea sensului de rotație.

Fiecare sursă de întrerupere este validată de un bit din registrele de validare a întreruperilor IEN0 și IEN1 și se poate alocă un nivel de prioritate scăzut sau ridicat prin intermediul registrelor de priorități IP0 și IP1.

Dacă apar simultan două sau mai multe cereri de întrerupere de priorități diferite va fi tratată cererea de prioritate mai mare, iar dacă acestea au aceeași prioritate, microcontrolerul le va lua în ordinea: blocul de conversie, depășirea numărătorului T0, depășirea numărătorului T1. Trebuie precizat că la apariția unei cereri de întrerupere validă microcontrolerul execută următoarele operațiuni:

-salvează în stivă conținutul registrului PC (numărătorul de instrucțiuni);

-încarcă în registrul PC adresa vectorului de întrerupere corespunzător tipului de întrerupere;

-execută instrucțiunile din subrutina de întrerupere care se găsește la adresa respectivă;

-la întâlnirea unei instrucțiuni RET sau RETI revine în programul principal cu executarea următoarei instrucțiuni din acesta.

Accesul la memoria externă

În timpul transferurilor cu memoria externă liniile portului P2 vor constitui jumătatea superioară a magistralei de adrese, iar liniile portului P0 vor constitui o magistrală multiplexată de adrese/date.

Accesul la memoria externă de date se face prin intermediul registrului DPTR sau prin intermediul registrelor R0 sau R1 cu o adresă pe 8 biți. În primul caz adresa ce apare pe liniile porturilor P0 și P2 este generată de registrul DPTR, iar în al doilea caz conținutul registrelor R0 sau R1 va fi adresa ce apare pe liniile portului P0.

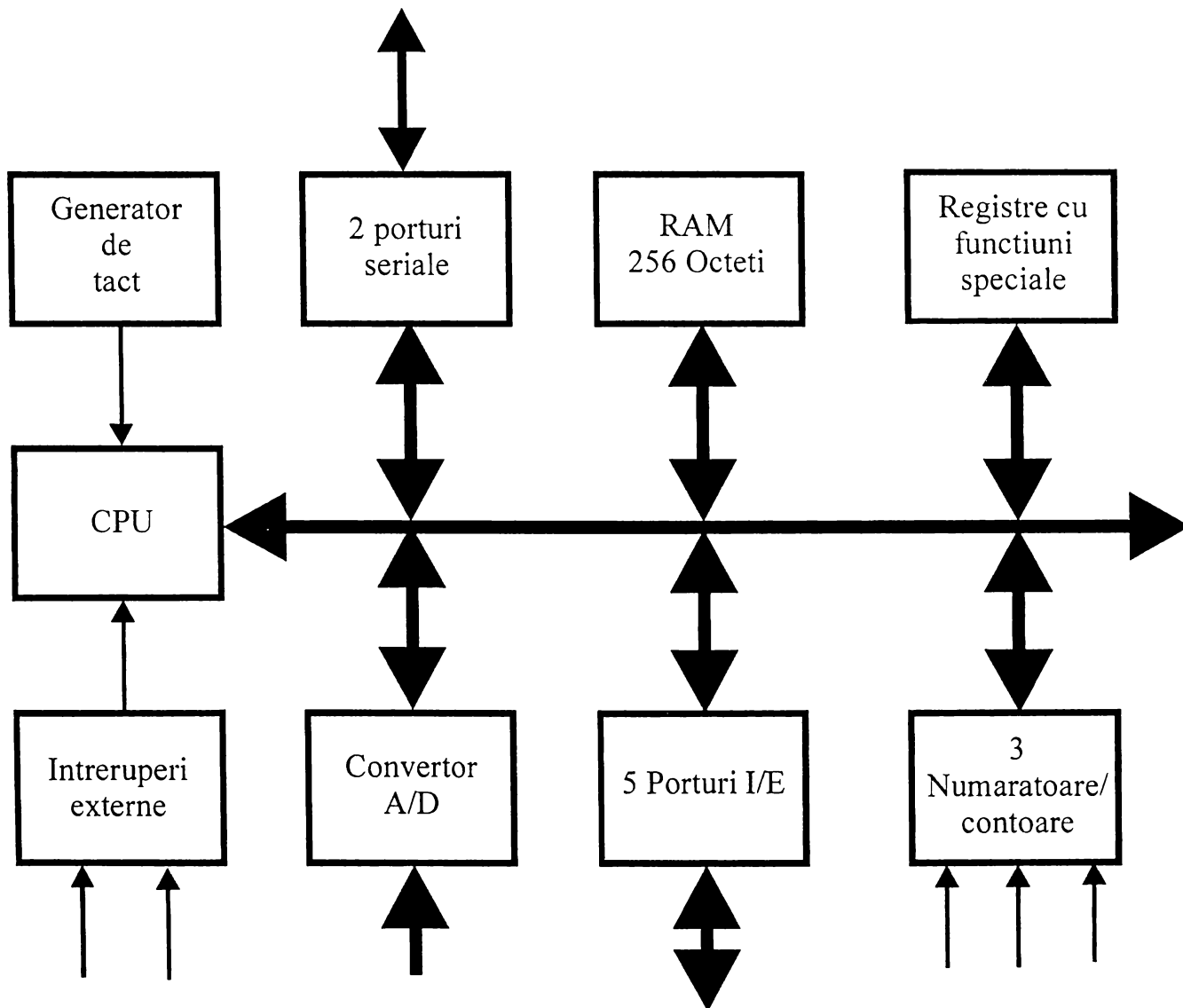


Fig.4.4. Arhitectura internă a microcontrolerului.

Funcționarea sistemului de dezvoltare este controlată de programul, în cod mașină, ce se scrie în memoria de cod a microcontrolerului. Programele se scriu de obicei în limbaj de asamblare [72] sau C [73] iar cu ajutorul unor programe

speciale (asamblare respectiv compilatoare) acestea se aduc în forma acceptată de microcontroler (cod mașină).

4.2. Sistemul de comandă și control (varianta cu microcontroler)

Schema bloc a sistemului de comandă și control în varianta cu microcontroler este prezentată în fig.4.5. În varianta propusă traductorul de poziție TP furnizează impulsuri logice prin portul de intrare numeric. Această informație va fi prelucrată de către microcontroler pentru a obține poziția relativă stator-rotor. Informația de turație este furnizată de către un traductor tahometric TG sub formă analogică. Acest semnal este achiziționat de microcontroler prin convertorul analog-numeric. Curenții de pe cele trei faze sunt furnizați de către trei traductoare de curent Hall și sunt transferați în sistemul de comandă tot prin convertorul analog-digital. Va fi achiziționat întotdeauna curentul de pe faza care este în conducție. Informația despre turația prescrisă va fi preluată tot prin convertorul analog-digital la semnalul întreruperii externe INT0. Sensul de rotație impus este furnizat prin portul numeric de intrare.

În funcție de informațiile primite, microcontrolerul, prin programul pe care-l rulează, va comanda tranzistoarele din convertorul static CS. Întregul sistem de comandă va fi supervizat de calculatorul PC1.

Pentru vizualizarea și prelucrarea variabilelor din sistem (turație, curent, etc) a fost utilizat un sistem de achiziții de date ce are la bază fie un osciloscop digital cu 2-4 canale conectat la calculatorul PC2, fie o placă de achiziții de date aflată sub mediul de programare LabView. Prelucrarea rezultatelor s-a făcut în Matlab sau, după caz, în LabView.

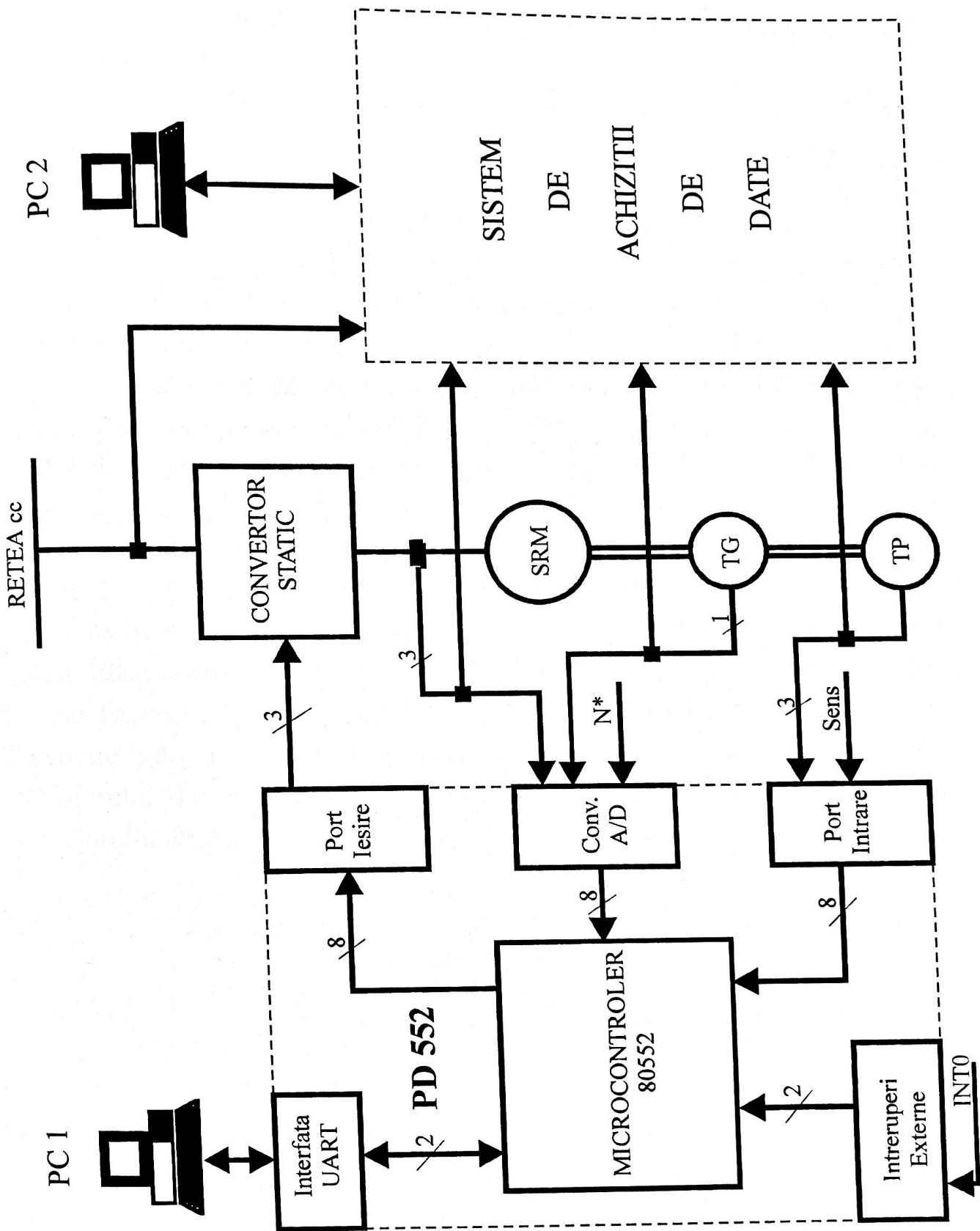


Fig.4.5. Schema bloc a sistemului de comandă și control (variantea cu microcontroler).

4.3. Sistem de comandă și control (varianta fără microcontroler)

Sistemul de comandă și control în varianta fără microcontroler este prezentat în anexa A3.

Semnalele furnizate de traductorul de poziție sunt prelucrate de trei circuite formatoare de impulsuri trigger Schmidt (U1A, U1B, U1C) după care sunt aplicate unei memorii EPROM (U6). În această memorie sunt înscrise date cu privire la fazele ce trebuie energizate în raport cu informațiile primite de la traductorul de poziție și de la un comutator al modurilor de lucru. Din acest comutator se pot selecta cele trei variante de modificare a unghiurilor de avans prezentate în subcapitolul 3.6. Ca intrare în tabelul din memorie mai regăsim și regimul de frână, necesar atunci când turația prescrisă este mai mică decât turația măsurată. Cu ajutorul circuitului astabil U5A se generează frecvența maximă de comutație pentru tranzistoarele din inverter. Regulatorul de turație (proporțional-integrator) este construit în jurul circuitului amplificator operațional U1D; turația prescrisă modificându-se din P33 iar constantele regulatorului din P31 și C31. Partea de comandă este separată de partea de forță prin circuitele optocuploare OPTO 010, 011, 030, 031, 032, 050. Preamplificatoarele pentru comanda tranzistoarelor din convertor sunt realizate cu tranzistoarele T30-35, T51-52. În schemă mai regăsim trei surse de alimentare independente necesare alimentării tranzistoarelor din partea de jos, a tranzistorului din partea de sus, precum și a părții de comandă. Geometria convertorului utilizat în acest caz este prezentat în fig.4.6.

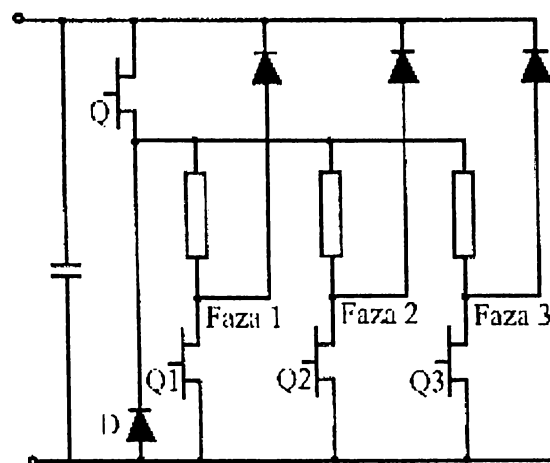


Fig.4.6. Convertorul static utilizat în varianta fără microcontroler.

4.4. Concluzii

S-au prezentat două sisteme de comandă diferite atât în ceea ce privește prețul de cost cât și în ceea ce privește posibilitatea acestora de a gestiona în timp real problemele de conducere a mașinii cu reluctanță variabilă. Un sistem modern, bazat pe logica programată, cu posibilități mari în ceea ce privește controlul mașinii, cu viteză de calcul relativ mare și cu posibilități de implementare a algoritmilor moderni de reglare și control realizat cu suportul microcontrolerului 80C552 și un sistem mai puțin performant, realizat în logică cablată, dar care poate să răspundă corespunzător unor anumite cerințe de calitate impuse, realizat însă cu un preț mai mic. Cel de-al doilea poate fi utilizat cu succes în sistemele de reglare de putere redusă unde prețul este elementul hotărâtor.

Dezvoltarea din ultimul timp a electronicii de comandă și în special reducerea prețului componentelor cu logică programată duce în cele din urmă la utilizarea acestora pe o scară tot mai mare chiar și în acționări fără condiționări speciale. Pentru comanda sistemelor de acționare moderne s-au dezvoltat în ultimul timp microcontrolere dedicate, procesoare de semnal, procesoare RISC, cu magistrale de date și adrese pe 16-32-64 și chiar 128 de biți, cu viteze de calcul din ce în ce mai mari.

CONCLUZII FINALE ȘI PRINCIPALELE CONTRIBUȚII ADUSE DE AUTOR

În lucrarea de față autorul și-a propus să abordeze într-un mod cât mai complet sistemele de acționare electrică cu mașini cu reluctanță variabilă și înfășurări statorice concentrate. Această mașină, prin avantajele pe care le prezintă și în asociere cu sisteme adecvate de reglare, se dovedește a fi un element de execuție performant. Faptul că această mașină are înfășurări concentrate în stator, plasate pe poli proeminenți, iar rotorul este lipsit de orice înfășurare sau magneți permanenți, face ca ea să concureze cu succes cu mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit din punct de vedere al simplității cu toate avantajele ce decurg de aici (preț scăzut, fiabilitate). Principalul dezavantaj, acela de a avea cuplul electromagnetic pulsatoriu, poate fi minimizat prin utilizarea de algoritmi de reglare corespunzători implementați pe suporturi electronice performante de ultimă generație cum ar fi microprocesoarele și procesoarele digitale de semnal.

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; trecând prin faza de determinare a parametrilor mașinii și a elaborării unui modelul matematic cât mai apropiat de modelul fizic; simularea comportării sistemului convertor-mașină pe calculatorul numeric; realizarea sistemului electronic de comandă și achiziții de date și în cele din urmă verificarea experimentală realizată pe modelul fizic.

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

- determinarea prin metode teoretice și experimentale a parametrilor mașinii(2.3.1, 2.3.2, 2.3.3);

- elaborarea unui model matematic original al mașinii pe baza parametrilor astfel determinați(2.3.2);

- conceperea unui program de calcul (în Matlab) a fluxului și a inductivității fazelor în funcție de curent și unghi pornind de la rezultatele obținute experimental în urma stingerii unor curenți prin fazele mașinii(A1);

- elaborarea pe baza modelului matematic a programelor de simulare folosind pentru aceasta mediul Matlab-Simulink(3.2);

-o analiză pertinentă a metodelor de modificare a turației prin simulări pe calculator și încercări experimentale(3.3, 3.4);

-o analiză a modificării unghiurilor de avans la deschidere și la închidere având ca și criteriu de performanță reducerea pierderilor în mașină(3.5);

-proiectarea și realizarea practică a convertorului static și a interfeței acestuia cu sistemul de comandă(2.5, A3);

-propunerea unui nou tip de convertor static, specific mașinilor de turație ridicată(1.3.1);

-elaborarea programelor în limbaj de asamblare pentru sistemul de comandă cu microcontrolerul 80C552(A2);

-punerea la punct a unui sistem de achiziții și prelucrare de date absolut necesar în faza de cercetare, bazat în special pe un osciloscop digital cu memorie și mediul LabView(4.2);

-analiza experimentală a două tipuri de sisteme de comandă: unul bazat pe microcontrolerul 80C552 și un altul realizat cu componente electronice discrete(4.2, 4.3, A3).

BIBLIOGRAFIE

- [1] Seracin E., Popovici D. – *Tehnica Acționărilor Electrice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1985.
- [2] Atanasiu G. – *Mașini electrice*. Ed. UTT, Vol. 1, Timișoara, 1994.
- [3] Atanasiu G. – *Mașini electrice speciale*. Ed. UTT, Timișoara, 1992.
- [4] Șora C. – *Bazele Electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [5] Miller T.J.E. – *Switched Reluctance Motor and their control*, Oxford University Press, 1993.
- [6] Lovatt H.C., Stephenson J.M. – *Influence of number of poles per phase in Switched Reluctance Motors*, IEE Proceedings, Vol.139, No.4, pg.307-314, 1992.
- [7] Lawrenson P.J., Stephenson J.M., Blenkinsop P.T., Corda J, Fulton N.N. - *Variable-speed switched reluctance motors*. Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 123, pt. B, no. 4, pp. 253–265, 1980. Electron., vol. 37, no. 6, pp. 469–476, 1990.
- [8] Ometto A., Julian A., Lipo T.A. - *A novel low cost variable reluctance motor drive*. Int. Conf. Electric Machines Rec., vol. 1, 1994, pp. 77–79.
- [9] Chan C.C. - *Single phase switched reluctance motor*. Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 134, pt. B, no. 1, pp. 53–56, 1987.
- [10] J. Corda J., Skopljak E. - *Four phase reluctance drive using pulse-width modulation control with four switches*. Electrical Machines and Drives Conf. Rec., 1991, pp. 77–80.
- [11] Brad P., Vanci G. – *Some aspects about a new type of Switched Reluctance Motor*. Proceeding Electromotion '97, 8-9 May 1997, Cluj Napoca, pg.276-278.
- [12] Barnes M., Pollock C. – *Power electronic converters for switched reluctance drive*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, Nr.6, November 1998, pg.1100-1111.
- [13] Pollock C., Williams B.W. – *Power converter circuits for switched reluctance motors with the minimum number of switches*. IEE Proceedings-B, Vol.137, Nr.6, 1990.
- [14] Miller T.J.E., McGilp M. – *High speed CAD for brushless motor drives*. European Power Electronics Conference, Florence, pg.3.435-439, 1991.

-
- [15] Liang F., Liao Y., Lipo T.A. – *A new variable reluctance motor utilising an auxiliary commutation winding*. IEEE Transaction on Industrial Application, Vol.30, Nr.2, pg.423-432, 1994.
- [16] Stefanovic V.R., Vukosavic S. - *SRM inverter topologies: A comparative evaluation*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 27, no. 6, pp.1034–1047, 1991.
- [17] Miller T.J.E. - *Converter volt–ampere requirements of the switched reluctance motor drive*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 21, no. 5, pp.1136–1144, 1985.
- [18] Francoeur B., Le-Huy H., Viarouge P. - *Unipolar converters for switched reluctance motors*. IEEE-IAS Conf. Rec., 1989, pp.551–560.
- [19] Ehsani M., Husain I., Ramani K.R., Galloway J.H. - *Dual-decay converter for switched reluctance motor drives in low voltage applications*. IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 2, pp. 224–230, 1993.
- [20] Bouras L., Goyet R., Guillet R., Nasr C. - *Low and high speed operation of an original 150 kW reluctance motor with current source inverter supply*. European Power Electronics and Applications Conf. Rec., 1987, pp. 929–933.
- [21] Bose B.K. - *Power electronics a technological review*. Proc. IEEE, vol. 80, no. 8, pp. 1303–1334, 1992.
- [22] S. S. Park S.S., Lipo T.A. - *New series resonant converter for variable reluctance motor drives*. Power Electronics Specialist Conf. Rec., 1992, pp. 833–838.
- [22] Brad P., Vanci G. – *Efficient Power Driver for the Switched Reluctance Motor*. PEMC'96, Sept. 1996, Budapest, Hungary, pp.2/416-419.
- [23] Vanei G., Băjan L., Ursulescu R – *“Fifth wheel”, test and experimental results*. Oct.2000, Hunedoara, Romania.
- [24] Bass J.T. - *Simplified electronics for torque control of sensorless switched-reluctance motor*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 34, pp.234–239, Apr. 1985.
- [25] Amor B.L., Dessaint L.A., Akhrif O., Olivier G. - *Adaptive feedback linearization for position control of a switched reluctance motor: Analysis and simulation*. Int. J. Adapt. Control Signal Process., vol. 7, no. 2, pp. 117–136, Mar./Apr. 1993.
- [26] 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.

-
- [27] Lyons J.P., MacMinn S.R., Preston M.A. - *Flux/current methods for SRM rotor position estimation*. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1991, pp. 482–487.
- [28] Ehsani M., Husain I., Kulkarni A.B. - *Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 128–135, Jan./Feb. 1992.
- [28] Kjaer P.C., Blaabjerg F., Pedersen J.K., Nielsen P., Andersen L. - *A new indirect rotor position detection method for switched reluctance drives*. Proc. ICEM'94, Paris, France, 1994, vol. 2, pp. 555–560.
- [29] Gallegos-Lopez G., Kjaer P.C., Miller T.J.E. - *A new sensor-less method for switched reluctance motor drives*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, pp. 832–840, July/Aug. 1998.
- [30] Acarnley P.P., French C.D., Al-Bahadly I.H. - *Position estimation in switched-reluctance drives*. Proc. EPE'95, 1995, vol. 3, pp.3.765–3.770.
- [31] Ertugrul N., Acarnley P.P. - *A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 126–133, Jan./Feb. 1994.
- [32] Kavanagh R.C., Murphy J.M.D., Egan M.G. - *Torque ripple minimization in switched reluctance drives using self learning techniques*. Conf. Rec. IEEE IECON'91, 1991, pp. 289–294.
- [33] Moreira J.G. - *Torque ripple minimization in switched reluctance motors via bi-cubic spline interpolation*. Conf. Rec. IEEE PESC'92, 1992, pp. 851–856.
- [34] Cornea O., Atanasiu G. Şorândaru C. - *Torque Analysis for Switched Reluctance Motor by Means of Flux Linkage Curves Evaluation*. Proceedings of the International Conference on Optimization of Electrical and electronic Equipment, Brasov/Romania May 11-12. 2000.
- [35] Husain I., Ehsani M. - *Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control*. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1994, pp. 72–77.
- [36] O'Donovan J.G.J., Roche P.J., Kavanagh R.C., Egan M.G., Murphy J.M.D. - *Neural network based torque ripple minimization in a switched reluctance motor*. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1994, pp. 1226–1231.

-
- [37] Wallace R.S., Taylor D.G. - *A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple*. IEEE Trans. Power Electron., vol. 7, pp. 617–626, Oct. 1992.
- [38] Băjan L., Vanci G. – *Measurement and investigation methods in electric drives with power converters*. Oct. 2000, Arad, Romania.
- [39] Dunlop G. - *A switched reluctance motor drive with zero torque ripple and a constant inverter bus current*. Proc. Inst. Mech. Eng., vol. 208, pt. I, pp. 61-68, 1994.
- [40] Schramm D.S., Williams B.W., Green T.C.T. - *Optimum commutation-current profile on torque linearization of switched reluctance motors*. Proc. Int. Conf. Electric Machines, Sept. 1992, pp. 484–488.
- [41] Șorândaru C, Atanasiu G. - *The Optimal Computation of Switched Reluctance Drives* - Proceedings of the First Romanian-Japanese Joint Seminar on Applied Electromagnetics and Mechanics, Black Sea Pearl Neptun 1996, Romania, pp. 56.
- [42] Kim Y.H., Park J.W., Kim S., Choi J.H., Lee J. – *Torque estimation of switched reluctance motor*. Electromotion '01, Juni 19-20, Bologna 2001.
- [43] Cornea O., Vanci G., Atanasiu G. – *Torque and speed analysis for a switched reluctance motor drive*. Electromotion '01, Juni 19-20, Bologna 2001.
- [44] Wu C.Y. Pollock C. - *Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive*. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1993, pp. 106–113.
- [45] Trzynadlowski A.M., Blaabjerg F., Pedersen J.K., Kirlin R.L., Legowski S. - *Random pulse width modulation techniques for converter fed drive systems—A review*. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1993, pp. 1136–1143.
- [46] Cameron D.E., Lang J.H., Umans S.D. - *The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable—Reluctance motors*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 1250–1255, Nov./Dec. 1992.
- [47] Blaabjerg F., Pedersen J.K., Nielsen P., Andersen L., Kjaer P.C. - *Investigation and reduction of acoustical noise from switched reluctance drives in current and voltage control*. Proc. Int. Conf. Electrical Machines, 1994, pp. 589–594.

-
- [48] Russa K., Husain I., Elbuluk M. - *Torque ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range*. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1997, pp. 668–675.
- [49] R. Krishnan R., Vijayraghavan P. - *State of the art: Acoustic noise in switched reluctance motor drives*. Proc. IECON'98, Aachen, Germany, 1998, pp. 929–934.
- [50] Chun Y.D., Lee K.J., Kim S., Lee J. - *Analysis of radial force characteristics in switched reluctance motor*. Electromotion '01, Juni 19-20, Bologna 2001.
- [51] Pillay P., Cai W. - *An investigation into vibration in switched reluctance motors*. IEEE Transactions on IA, Vol.35, Nr.3, May/June 1999, pg.589-596.
- [52] **Vanci G**, Băjan L. - *Considarations about advance angle on Switched Reluctance Motor*. Oct. 2000, Arad, Romania.
- [53] **Vanci G.**, Băjan L. - *Switched Reluctance Motor Analyse using Digital Simulation*. CNAE'98, Oct. 1998, Craiova, Romania.
- [54] Drăgănescu O. - *Încercările mașinilor electrice rotative*. Ed. Tehnică, București 19901.
- [55] Boldea I. - *Parametrii Mașinilor Electrice*. Ed. Academiei Române, București, 1991.
- [56] **Vanci G.**, Băjan L. - *About Switched Reluctance Motor parameters determination*. Oct. 2000, Arad, Romania.
- [57] Ghinea M., Fireșteanu V. - *Matlab calcul numeric ~ grafică ~ aplicații*. Ed. Teora, Bucuresti, 1997.
- [58] Popovici D., **Vanci G.**, Popescu N. - *Convertor de frecvență – Brevet OSIM Certificat No. 98789/23.06.1986*
- [59] Băjan L., Tutelea L., **Vanci G.** - *Power MOSFET dynamic behaviour study*. Oct. 2000, Arad, Romania.
- [60] International Rectifier – Power semiconductors, 1994.
- [61] International Rectifier – HEXFET Power MOSFET, Desiger's Manual, 1993.
- [62] Atanasiu G, Popovici D., Brad P., **Vanci G.**, Argesanu A. - *Drehzahlregelungssystem fur einem Reluktanzmotor*. 40th Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Ilmenau , Deutschland, Sept. 1995, pp.539-543.
- [63] **Vanci G.**, Cornea O. - *Fuzzy Logic Control with Torque Ripple Minimization for a SRM Drives*. "Politehnica" University Scientific Bulletin,

Timișoara, Tom 44(58), Fascicle 1, 1999.

[64] Preitl Ș., Precup R.E. - *Introducere in conducerea Fuzzy a proceselor* - Ed.Tehnica , Bucuresti 1997.

[65] Șorândaru C., Messina M., Atanasiu G. - *Optimum current control for a 8/6 Switched Reluctance Motor using a TMS320C24x*, Electromotion'99 , 8-9 July Patras- Greek, pp. 555.

[66] **Vanei G.** - *Theoretical and test results on a Switched Reluctance Motor Drives with PI-Speed controller*. Oct. 2000, Hunedoara, Romania.

[67] Circuite integrate CMOS – Manual de utilizare, Microelectronica 1986.

[68] Dragomir T., Preitl Ș. – *Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat*. Litografia IPT, Timișoara, 1979.

[69] Placa de dezvoltare PD 552 – Manual de utilizare. ITC Timișoara, 1995.

[70] **Vanci G.**, Ursulescu R., Băjan L. - *Microcontroller (80C552) Based Fifth Wheel System Design*. ICATE 2000, Craiova, Romania.

[71] Popa M. – *Microprocesoare Și Microcontrolere*. Ed. Politehnica, Timișoara, 1998.

[72] Muscă G. – *Programare în Limbaj de Asamblare*. Ed. Teora, București, 1999.

[73] Jamsa K., Klander L. – *Totul despre C și C++*. Ed. Teora, București 2000.

Anexa A1. Program de calcul a inductanței și cuplului în funcție de curent și unghi.

```
%incarca rezultatele masuratorilor( curent-flux) care se afla in directorul 'srm'  
% masuratorile au fost facute din 3 in 3 grade  
%  
load C:\srm\un00.dat;  
load C:\srm\un03.dat;  
load C:\srm\un06.dat;  
load C:\srm\un09.dat;  
load C:\srm\un12.dat;  
load C:\srm\un15.dat;  
load C:\srm\un18.dat;  
load C:\srm\un21.dat;  
load C:\srm\un24.dat;  
load C:\srm\un27.dat;  
load C:\srm\un30.dat;  
load C:\srm\un33.dat;  
load C:\srm\un36.dat;  
load C:\srm\un39.dat;  
load C:\srm\un42.dat;  
load C:\srm\un45.dat;  
%  
%calculeaza coeficientii polinoamelor psi=f(i)  
%  
cpsi00=polyfit(un00(:,1),un00(:,2),7);  
cpsi03=polyfit(un03(:,1),un03(:,2),7);  
cpsi06=polyfit(un06(:,1),un06(:,2),7);  
cpsi09=polyfit(un09(:,1),un09(:,2),7);  
cpsi12=polyfit(un12(:,1),un12(:,2),7);  
cpsi15=polyfit(un15(:,1),un15(:,2),7);  
cpsi18=polyfit(un18(:,1),un18(:,2),7);  
cpsi21=polyfit(un21(:,1),un21(:,2),7);  
cpsi24=polyfit(un24(:,1),un24(:,2),7);
```

```

cpsi27=polyfit(un27(:,1),un27(:,2),7);
cpsi30=polyfit(un30(:,1),un30(:,2),7);
cpsi33=polyfit(un33(:,1),un33(:,2),7);
cpsi36=polyfit(un36(:,1),un36(:,2),7);
cpsi39=polyfit(un39(:,1),un39(:,2),7);
cpsi42=polyfit(un42(:,1),un42(:,2),7);
cpsi45=polyfit(un45(:,1),un45(:,2),7);
i=0:.1:5;
%
%calculeaza valorile polinoamelor psi=f(i) cu pasul de 0.1 A
%
psi00=polyval(cpsi00,i);
psi03=polyval(cpsi03,i);
psi06=polyval(cpsi06,i);
psi09=polyval(cpsi09,i);
psi12=polyval(cpsi12,i);
psi15=polyval(cpsi15,i);
psi18=polyval(cpsi18,i);
psi21=polyval(cpsi21,i);
psi24=polyval(cpsi24,i);
psi27=polyval(cpsi27,i);
psi30=polyval(cpsi30,i);
psi33=polyval(cpsi33,i);
psi36=polyval(cpsi36,i);
psi39=polyval(cpsi39,i);
psi42=polyval(cpsi42,i);
psi45=polyval(cpsi45,i);
%
% se traseaza graficul psi=f(i)
%
figure(1);
plot(i,psi00,'w',i,psi03,'w',i,psi06,'w',i,psi09,'w',i,psi12,'w',i,psi15,'w',i,psi18,'w',i,psi21,'w',
i,psi24,'w',i,psi27,'w',i,psi30,'w',i,psi33,'w',i,psi36,'w',i,psi39,'w',i,psi42,'w',i,psi45,'w');
grid;
title('Flux=f(curent)');

```



```
xlabel('Curent [A]');
ylabel('Flux [Wb]');
%
%calculeaza inductantele in functie de curent la unghi constant
%
l00=psi00(2:length(psi00))./i(2:length(i));
l03=psi03(2:length(psi03))./i(2:length(i));
l06=psi06(2:length(psi06))./i(2:length(i));
l09=psi09(2:length(psi09))./i(2:length(i));
l12=psi12(2:length(psi12))./i(2:length(i));
l15=psi15(2:length(psi15))./i(2:length(i));
l18=psi18(2:length(psi18))./i(2:length(i));
l21=psi21(2:length(psi21))./i(2:length(i));
l24=psi24(2:length(psi24))./i(2:length(i));
l27=psi27(2:length(psi27))./i(2:length(i));
l30=psi30(2:length(psi30))./i(2:length(i));
l33=psi33(2:length(psi33))./i(2:length(i));
l36=psi36(2:length(psi36))./i(2:length(i));
l39=psi39(2:length(psi39))./i(2:length(i));
l42=psi42(2:length(psi42))./i(2:length(i));
l45=psi45(2:length(psi45))./i(2:length(i));
%
%pune rezultatele intr-un tabel
%
ltabel=[l00
l03
l06
l09
l12
l15
l18
l21
l24
l27
l30
```

```
l33
l36
l39
l42
l45];
%
%extrage din tabel valorile inductantei in functie de unghi la curent constant
%
ll00=ltabel(:,1);
ll05=ltabel(:,6);
ll10=ltabel(:,11);
ll15=ltabel(:,16);
ll20=ltabel(:,21);
ll25=ltabel(:,26);
ll30=ltabel(:,31);
ll35=ltabel(:,36);
ll40=ltabel(:,41);
ll45=ltabel(:,46);
ll50=ltabel(:,50);
teta=0:3:45;
teta=rot90(teta)*pi/180;
%
%calculeaza coeficientii polinoamelor inductanta=f(unghi) la curent constant
%
c1l00=polyfit(teta,ll00,3);
c1l05=polyfit(teta,ll05,3);
c1l10=polyfit(teta,ll10,3);
c1l15=polyfit(teta,ll15,3);
c1l20=polyfit(teta,ll20,3);
c1l25=polyfit(teta,ll25,3);
c1l30=polyfit(teta,ll30,3);
c1l35=polyfit(teta,ll35,3);
c1l40=polyfit(teta,ll40,3);
c1l45=polyfit(teta,ll45,3);
c1l50=polyfit(teta,ll50,3);
```

```
teta1=0:1:45;
teta1=teta1*pi/180;%grade->radiani
%
%calculeaza valorile inductanta=f(unghi) la curent constant
%
ind00=polyval(c1100,teta1);
ind05=polyval(c1105,teta1);
ind10=polyval(c1110,teta1);
ind15=polyval(c1115,teta1);
ind20=polyval(c1120,teta1);
ind25=polyval(c1125,teta1);
ind30=polyval(c1130,teta1);
ind35=polyval(c1135,teta1);
ind40=polyval(c1140,teta1);
ind45=polyval(c1145,teta1);
ind50=polyval(c1150,teta1);
%
%afiseaza inductantele in functie de unghi(pe 45 grade) la curent constant
%
figure(2);
plot(teta1,ind15,'w',teta1,ind20,'w',teta1,ind25,'w',teta1,ind30,'w',teta1,ind35,'w',teta1,ind40,'w',teta1,ind45,'w',teta1,ind50,'w');
grid;
title('Inductanta=f(unghi)');
xlabel('Unghi [rad]');
ylabel('Inductanta [H]');
%
%se calculeaza coeficientii unei functii ind=f(i,teta)
%
cl=[c1115
c1120
c1125
c1130
c1135
c1140
```

```

cll45
cll50];
ii=[1.5
2
2.5
3
3.5
4
4.5
5];
%
% L=a11(i)+a22(i)*teta+a33(i)*teta^2+a44(i)*teta^3)
% ai=a+b*i+c*i^2+d*i^3+e*i^4+f*i^5; coeficientii polinoamelor ai
%
a1=polyfit(ii,cl(:,1),5);%coeficientii a,b,c,d,e,f
a2=polyfit(ii,cl(:,2),5);
a3=polyfit(ii,cl(:,3),5);
a4=polyfit(ii,cl(:,4),5);
%calculeaza curbele L=f(i,unghi)
%L=(a1(1)+a1(2)*i+a1(3)*i.^2+a1(4)*i.^3+a1(5)*i.^4+a1(6)*i.^5)+(a2(1)+a2(2)*i+a2(3)
*i.^2+a2(4)*i.^3+a2(5)*i.^4+a2(6)*i.^5).*teta1+(a3(1)+a3(2)*i+a3(3)*i.^2+a3(4)*i.^3+a
3(5)*i.^4+a3(6)*i.^5).*teta1.^2+(a4(1)+a4(2)*i+a4(3)*i.^2+a4(4)*i.^3+a4(5)*i.^4+a4(6)
*i.^5).*teta1.^3;
%
tet=1;
j=1;
Lti=0;
for i=0:1:5;
%i=0
    a11=(a1(6)+a1(5)*i+a1(4)*i.^2+a1(3)*i.^3+a1(2)*i.^4+a1(1)*i.^5);
    a22=(a2(6)+a2(5)*i+a2(4)*i.^2+a2(3)*i.^3+a2(2)*i.^4+a2(1)*i.^5);
    a33=(a3(6)+a3(5)*i+a3(4)*i.^2+a3(3)*i.^3+a3(2)*i.^4+a3(1)*i.^5);
    a44=(a4(6)+a4(5)*i+a4(4)*i.^2+a4(3)*i.^3+a4(2)*i.^4+a4(1)*i.^5);
    tet=1;
    for tetal1=0:1:45;

```

```

        teta=teta1*pi/180;
        Lti(j,tet)=a44+a33*teta+a22*teta.^2+a11*teta.^3;
        tet=tet+1;
    end;
    j=j+1;
end;
figure(3);
lti=[Lti fliplr(Lti)];
%
%se vizualizeaza variatia inductantei cu unghiul pe 90 de grade
%
teta1=0:1:91;
plot(teta1,lti(45,:),'w',teta1,lti(15,:),'w',teta1,lti(20,:),'w',teta1,lti(25,:),'w',teta1,lti(30,:),'w',
teta1,lti(35,:),'w',teta1,lti(40,:),'w',teta1,lti(50,:),'w');
grid;
axis([0 90 0 .25]);
title('Inductanta=f(unghi)');
xlabel('Unghi [Grade]');
ylabel('Inductanta [H]');
%
% Calculul cuplului electromagnetic pe 45 de grade
% Se calculeaza mai intai derivata inductantei in functie de unghi la curent constant
%
teta1=0:1:91;
teta1=teta1*pi/180;
j=15;
for i=1.5:.5:5;
    dlit=diff(lti(j,:))./diff(teta1);
    dteta=0:1:90;
    figure(4)
    plot(dteta,dlit,'w')
    hold on;
    j=j+5;
end;
grid;

```

```

title('Variatia inductantei=f(unghi)');
xlabel('Unghi [Grade]');
ylabel('Variatia inductantei [H/rad]');
%
% Se calculeaza cuplul electromagnetic
%
teta1=0:1:91;
teta1=teta1*pi/180;
j=15;
for i=1.5:.5:5;
    dlit=diff(lti(j,:))./diff(teta1);
    dteta=0:1:90;
    M=.5*i^2*dlit;
    figure(5)
    plot(dteta,M,'w')
    hold on;
    j=j+5;
end;
grid;
title('Cuplul electromagnetic=f(unghi)');
xlabel('Unghi [Grade]');
ylabel('Cuplul electromagnetic [Nm]');
%
% Exprimarea inductantei printr-o functie polinomiala de gradul 10
%pe intervalul de 90 de grade
%
indu00=[ind00 rot90(rot90(ind00))];
teta=0:1:91;
teta=teta*pi/180;
indu05=[ind05 rot90(rot90(ind05))];
indu10=[ind10 rot90(rot90(ind10))];
indu15=[ind15 rot90(rot90(ind15))];
indu20=[ind20 rot90(rot90(ind20))];
indu25=[ind25 rot90(rot90(ind25))];
indu30=[ind30 rot90(rot90(ind30))];

```

```
indu35=[ind35 rot90(rot90(ind35))];
indu40=[ind40 rot90(rot90(ind40))];
indu45=[ind45 rot90(rot90(ind45))];
indu50=[ind50 rot90(rot90(ind50))];
%
% Coeficientii polinoamelor inductante in functie de curent
%
c_indu00=polyfit(teta,indu00,10);
c_indu05=polyfit(teta,indu05,10);
c_indu10=polyfit(teta,indu10,10);
c_indu15=polyfit(teta,indu15,10);
c_indu20=polyfit(teta,indu20,10);
c_indu25=polyfit(teta,indu25,10);
c_indu30=polyfit(teta,indu30,10);
c_indu35=polyfit(teta,indu35,10);
c_indu40=polyfit(teta,indu40,10);
c_indu45=polyfit(teta,indu45,10);
c_indu50=polyfit(teta,indu50,10);
c_indu=[c_indu00
c_indu05
c_indu10
c_indu15
c_indu20
c_indu25
c_indu30
c_indu35
c_indu40
c_indu45
c_indu50];
%
%L=a1(i)*teta^10+...+a11(i);
%
a1=c_indu(:,1);
a2=c_indu(:,2);
a3=c_indu(:,3);
```

```

a4=c_indu(:,4);
a5=c_indu(:,5);
a6=c_indu(:,6);
a7=c_indu(:,7);
a8=c_indu(:,8);
a9=c_indu(:,9);
a10=c_indu(:,10);
a11=c_indu(:,11);
i=0:.5:5;
i=rot90(i,-1);
%
% Coeficientii lui a1(i),a2(i),...
% a1(i)=c_a1(1)*i^5+...+c_a1(6)
%
c_a1=polyfit(i,a1,5);
c_a2=polyfit(i,a2,5);
c_a3=polyfit(i,a3,5);
c_a4=polyfit(i,a4,5);
c_a5=polyfit(i,a5,5);
c_a6=polyfit(i,a6,5);
c_a7=polyfit(i,a7,5);
c_a8=polyfit(i,a8,5);
c_a9=polyfit(i,a9,5);
c_a10=polyfit(i,a10,5);
c_a11=polyfit(i,a11,5);
%
% Calculul inductantei
%
j=1;
tet=1;
for i=0:.1:5;
    a11=c_a1(1)*i^5+c_a1(2)*i^4+c_a1(3)*i^3+c_a1(4)*i^2+c_a1(5)*i+c_a1(6);
    a21=c_a2(1)*i^5+c_a2(2)*i^4+c_a2(3)*i^3+c_a2(4)*i^2+c_a2(5)*i+c_a2(6);
    a31=c_a3(1)*i^5+c_a3(2)*i^4+c_a3(3)*i^3+c_a3(4)*i^2+c_a3(5)*i+c_a3(6);
    a41=c_a4(1)*i^5+c_a4(2)*i^4+c_a4(3)*i^3+c_a4(4)*i^2+c_a4(5)*i+c_a4(6);

```



```

a51=c_a5(1)*i^5+c_a5(2)*i^4+c_a5(3)*i^3+c_a5(4)*i^2+c_a5(5)*i+c_a5(6);
a61=c_a6(1)*i^5+c_a6(2)*i^4+c_a6(3)*i^3+c_a6(4)*i^2+c_a6(5)*i+c_a6(6);
a71=c_a7(1)*i^5+c_a7(2)*i^4+c_a7(3)*i^3+c_a7(4)*i^2+c_a7(5)*i+c_a7(6);
a81=c_a8(1)*i^5+c_a8(2)*i^4+c_a8(3)*i^3+c_a8(4)*i^2+c_a8(5)*i+c_a8(6);
a91=c_a9(1)*i^5+c_a9(2)*i^4+c_a9(3)*i^3+c_a9(4)*i^2+c_a9(5)*i+c_a9(6);
a101=c_a10(1)*i^5+c_a10(2)*i^4+c_a10(3)*i^3+c_a10(4)*i^2+c_a10(5)*i+c_a10
(6);
a111=c_a11(1)*i^5+c_a11(2)*i^4+c_a11(3)*i^3+c_a11(4)*i^2+c_a11(5)*i+c_a11
(6);
tet=1;
for teta11=0:1:91;
    teta=teta11*pi/180;

    Lti90(j,tet)=a11*teta.^10+a21*teta.^9+a31*teta.^8+a41*teta.^7+a51*teta.^6+a61*
teta.^5+a71*teta.^4+a81*teta.^3+a91*teta.^2+a101*teta+a111;
    tet=tet+1;
end;
j=j+1;
end;
figure(6);
lti=[Lti90];
%
% se vizualizeaza variatia inductantei cu unghiul pe 90 de grade
%
teta1=0:1:91;
plot(teta1,lti(45,:), 'w', teta1,lti(15,:), 'w', teta1,lti(20,:), 'w', teta1,lti(25,:), 'w', teta1,lti(30,:), 'w',
teta1,lti(35,:), 'w', teta1,lti(40,:), 'w', teta1,lti(50,:), 'w', teta1,lti(10,:), 'w');
grid;
axis([0 90 0 .25]);
title('Inductanta=f(unghi)');
xlabel('Unghi [Grade]');
ylabel('Inductanta [H]');
%
% Se calculeaza cuplul electromagnetic fara a lua in calcul fenomenul de saturatie
%
```

```

teta1=0:1:91;
teta1=teta1*pi/180;
j=1;
for i=0:.5:5;
    dlit=diff(lti(j,:))./diff(teta1);
    dteta=0:1:90;
    M=.5*i^2*dlit;
    figure(7)
    plot(dteta,M,'w')
    hold on;
    j=j+5;
end;
axis([1 89 -4 4]);
grid;
title('Cuplul electromagnetic=f(unghi)');
xlabel('Unghi [Grade]');
ylabel('Cuplul electromagnetic [Nm]');
%
% Calculul cuplului electromagnetic prin derivarea co-energiei magnetice (includerea in
% calcul a %fenomenului de saturatie)
%
j=1;
tet=1;
for i=0:.1:5;
    a11=c_a1(1)*i^7/7+c_a1(2)*i^6/6+c_a1(3)*i^5/5+c_a1(4)*i^4/4+c_a1(5)*i^3/3+c
_a1(6)*i^2/2;
    a21=c_a2(1)*i^7/7+c_a2(2)*i^6/6+c_a2(3)*i^5/5+c_a2(4)*i^4/4+c_a2(5)*i^3/3+c
_a2(6)*i^2/2;
    a31=c_a3(1)*i^7/7+c_a3(2)*i^6/6+c_a3(3)*i^5/5+c_a3(4)*i^4/4+c_a3(5)*i^3/3+c
_a3(6)*i^2/2;
    a41=c_a4(1)*i^7/7+c_a4(2)*i^6/6+c_a4(3)*i^5/5+c_a4(4)*i^4/4+c_a4(5)*i^3/3+c
_a4(6)*i^2/2;
    a51=c_a5(1)*i^7/7+c_a5(2)*i^6/6+c_a5(3)*i^5/5+c_a5(4)*i^4/4+c_a5(5)*i^3/3+c
_a5(6)*i^2/2;

```

```

a61=c_a6(1)*i^7/7+c_a6(2)*i^6/6+c_a6(3)*i^5/5+c_a6(4)*i^4/4+c_a6(5)*i^3/3+c
_a6(6)*i^2/2;
a71=c_a7(1)*i^7/7+c_a7(2)*i^6/6+c_a7(3)*i^5/5+c_a7(4)*i^4/4+c_a7(5)*i^3/3+c
_a7(6)*i^2/2;
a81=c_a8(1)*i^7/7+c_a8(2)*i^6/6+c_a8(3)*i^5/5+c_a8(4)*i^4/4+c_a8(5)*i^3/3+c
_a8(6)*i^2/2;
a91=c_a9(1)*i^7/7+c_a9(2)*i^6/6+c_a9(3)*i^5/5+c_a9(4)*i^4/4+c_a9(5)*i^3/3+c
_a9(6)*i^2/2;
a101=c_a10(1)*i^7/7+c_a10(2)*i^6/6+c_a10(3)*i^5/5+c_a10(4)*i^4/4+c_a10(5)*
i^3/3+c_a10(6)*i^2/2;
tet=1;
for tetal1=0:1:91;
    teta=tetal1*pi/180;

    Mti90(j,tet)=10*a11*teta.^9+9*a21*teta.^8+8*a31*teta.^7+7*a41*teta.^6+6*a51
*teta.^5+5*a61*teta.^4+4*a71*teta.^3+3*a81*teta.^2+2*a91*teta+a101;
    tet=tet+1;
end;
j=j+1;
end;
figure(8);
lti=[Mti90];
%
% se vizualizeaza variatia cuplului electromagnetic cu unghiul pe 90 de grade
%
tetal=0:1:91;
plot(tetal,lti(45,:),'w',tetal,lti(15,:),'w',tetal,lti(20,:),'w',tetal,lti(25,:),'w',tetal,lti(30,:),'w',
tetal,lti(35,:),'w',tetal,lti(40,:),'w',tetal,lti(50,:),'w',tetal,lti(10,:),'w');
grid;
axis([1.5 89.5 -4 4]);
title('Cuplu electromagnetic=f(unghi)');
xlabel('Unghi [Grade]');
ylabel('Cuplu electromagnetic [Nm]');
%
```

```
;  
;  
;  
;ANEXA A2  
;  
;Program in limbaj de asamblare pentru microcontrolerul 80C552  
pentru comanda maşinii dupa graficul de mişcare prezentat în fig. 3.26.  
;  
;reglarea curentului pe fiecare faza in parte și prin supresare activă  
;  
org 0000h;  
;  
ljmp start;  
;  
org 000bh; Subrutină de tratare a intreruperii externe INTO  
push 0e0h  
push 0d0h  
lcall secv;  
pop 0d0h  
pop 0e0h  
reti  
;  
;  
org 0053h; Subrutina de tratare a intreruperii cerută de convertorul analog-  
;digital. Vor fi achiziţionate, pe rând, curentul pe faza energizată și turaţia  
push 0e0h  
jb 01h,adre1;  
mov a,31h  
dec a  
dec a  
jz adr2  
dec a  
jz adr3
```

```
    mov 32h,0c6h;rezultatul conv. la adr.32h
    mov 0c5h,#00h;
;mov 31h,#03h
    mov 0c5h,#03h;sel. intr. 3(viteza)
    mov 0c0h,#83h;sel. intr. 3 la P4
    mov 0c5h,#0bh;porneste o noua conv.(pt viteza)
    setb 01h;
    mov a,32h
    clr c
    subb a,36h
    jnc adr4
    sjmp adr6
adr3: mov 33h,0c6h
    mov 0c5h,#00h;
    mov 0c5h,#03h;(viteza)
    mov 0c0h,#83h
    mov 0c5h,#0bh
    setb 01h;
    mov a,33h
    clr c
    subb a,36h
    jnc adr4
    sjmp adr6
adr2: mov 34h,0c6h
    mov 0c5h,#00h;
    mov 0c5h,#03h;(viteza)
    mov 0c0h,#83h
    mov 0c5h,#0bh
    setb 01h;
    mov a,34h
    clr c
    subb a,36h
```

```
        jnc adr4
adr6:   clr 02h
        sjmp adre4
adr4:   setb 02h;
        sjmp adre4
adre1:  mov 35h,0c6h
        mov 0c5h,#00h
        clr 01h;
        mov a,31h
        dec a
        dec a
        jz adre2
        dec a
        jz adre3
        mov 0c0h,#80h
        mov 0c5h,#08h;porneste conversia curentului pe faza 1
        sjmp adre4
adre3:  mov 0c5h,#01h
        mov 0c0h,#81h
        mov 0c5h,#09h
        sjmp adre4
adre2:  mov 0c5h,#02h
        mov 0c0h,#82h
        mov 0c5h,#0ah
adre4:  lcall viteza
adr5:   pop 0e0h
        reti
        ;
        org 0100h
start:  mov 90h,#00h; Setările inițiale
        mov 81h,#50h;SP->(50)
        clr a
```

```
mov dptr,#0ff00h
movx @dptr,a;
mov 37h,#00h;viteza prescrisa
mov 35h,#05h;viteza initiala
setb 05h;
clr 08h;
setb 07h;
setb 06h;
setb 09h
mov 89h,#01h
;mov 8ch,#0ffh;TH0<-FF
mov 88h,#10h
mov 41h,#50h;viteza maxima
mov 42h,#01h;panta rampei
mov 38h,#01h
mov 40h,#02h;
mov 31h,#04h
mov 2ch,#01h
mov 28h,#01h
mov 2ah,#04h
mov 22h,#04h
mov 26h,#02h
mov 24h,#02h
mov 2dh,#02h
mov 29h,#02h
mov 2bh,#01h
mov 23h,#01h
mov 27h,#04h
mov 25h,#04h
mov 36h,#10h;curentul initial prescris(max)
mov 0fch,#0ffh
mov 0c0h,#80h;selecteaza intr.O la portul P4
```

```

    mov 0c5h,#08h;porneste conv.selectand intr. O
    mov 0a8h,#0c2h;valideaza intr. data de blocul de conv. A/D.si contorul T0
    mov dptr,#0ff80h
    movx a,@dptr
    mov 39h,a;
a1:  jb 02h,a2;
    mov dptr,#0ff80h
    movx a,@dptr
    mov 39h,a
    jb 05h,a44
    cpl acc.0
a44: mov r0,a
    mov a,@r0;
    mov dptr,#0ff00h
    movx @dptr,a;
    sjmp a3
a2:  clr a
    mov dptr,#0ff00h
    movx @dptr,a;
    mov dptr,#0ff80h
    movx a,@dptr
    mov r0,a
    mov a,@r0;
a3:  lcall faza;
    ljmp a1;
    org 0200h;
faza: jb acc.1,a4; Subrutină pentru memorarea fazei alimentate.
    jb acc.2,a5
    jb acc.3,a6
a4:  mov 31h,#04h
    sjmp a7
a5:  mov 31h,#03h

```



```
    sjmp a7
a6:   mov 31h,#02h
a7:   ret;
      ;
      org 0220h
viteza:push 0e0h;salveaza acc in stiva; Subrutină pentru regulatorul de turație
      push 0d0h;salveaza PSW in stiva
      clr c
      mov a,37h;viteza prescrisa
      subb a,35h
      jc a8
      mov b,#10h
      clr ov
      mul ab
      jb ov,a10
      clr c
      subb a,#3fh;limitarea curentului la 3fh(5 A)
      jc a50;
      sjmp a10;
a50:  mov 36h,a;
      sjmp a9;
a10:  mov 36h,#03fh
      sjmp a9;
a8:   mov 36h,#00h
a9:   pop 0e0h
      pop 0d0h
      ret
      ;
      org 0250h
numar:djnz 38h,a33
      setb 06h
      clr 04h;activeaza treapta de viteza
```

```
    setb 08h
    mov 38h,42h
a33:  ret
    ;
    org 0260h
secv:  jb 06h,a01; Subrutină pentru stabilirea graficului de mişcare.
    lcall numar
a01:  jb 07h,a03
    lcall modt
a03:  jb 08h,a04
    lcall rampa
a04:  jb 09h,a0001
    leall zero
a0001:jb 04h,a0002
    lcall vit
a0002:jb 03h,a0004
    leall vtet
a0004:jb 0ah,a0006
    lcall sens
a0006:jb 0bh,a0008
    leall vtn;
a0008:ret
    ;
    org 02a0h
modt: djnz 38h,a02
    dec 37h
    mov 38h,42h
    mov a,37h
    jnz a02
    mov 38h,#9fh
    clr 09h
    setb 08h
```

```
    setb 07h
    setb 06h
a02:  ret
    ;
    org 0320h
rampa:djnz 38h,a05; Subrutină pentru activarea rampei
    mov 38h,42h
    inc 37h
    djnz 41h,a05;salt daca nu s-a ajuns la viteza stabilita
    mov 41h,#50h
    setb 08h
    setb 07h
    clr 06h;activeaza functionarea la turatie constanta
    mov 38h,#4fh
a05:  ret
    ;
    org 340h
zero:  djnz 38h,a001; Subrutină pentru prescrierea turației (la zero)
    setb 06h
    setb 07h
    clr 08h
    setb 09h
    mov 38h,42h
a001:  ret
    ;
    org 360h
vit:  mov a,37h; Subrutină pentru setarea funcționării la viteză constantă nenulă
    add a,37h
    mov 37h,a
    setb 04h
    clr 03h;activeaza viteza constanta
    mov 38h,#4fh
```

```
    ret
;
    org 380h
vtct: djnz 38h,a0005; Subrutină pentru activarea reversării
    setb 03h
    clr 0ah;activeaza reversare
a0005:ret
;
    org 3a0h
sens: cpl 05h; Subrutină pentru setarea sensului de rotație
    setb 0ah
    clr 0bh;activeaza viteza constanta
    mov 38h,#4fh
    ret;
;
    org 410h
vtn:  djnz 38h,a0007; Subrutină pentru activarea rampei căzătoare
    setb 0bh
    clr 07h;activeaza rampa cazatoare
    mov 38h,42h
a0007:ret
    end;
```

Anexa A3. Schema electronică a sistemului de comandă fără microcontroler

