

cație: TD  
tă: ET/MUN 579.046

UNIVERSITATEA TEHNICA DIN TIMISOARA  
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

*Ing. NICOLAE MUNTEAN*

***CONTRIBUTII LA STUDIUL  
TEORETIC SI EXPERIMENTAL  
AL MASINII SINCRONE REACTIVE  
ALIMENTATA CU CONVERTOARE  
STATICE***

*- teza de doctorat -*

*Conducator stiintific*

*Prof.dr.Ing. EUGEN SERACIN*

*Timisoara*

*- 1993 -*



cație: TD  
tă: ET/MUN 579.046

**UNIVERSITATEA TEHNICA DIN TIMISOARA  
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA**

***Ing. NICOLAE MUNTEAN***

***CONTRIBUTII LA STUDIUL  
TEORETIC SI EXPERIMENTAL  
AL MASINII SINCRONE REACTIVE  
ALIMENTATA CU CONVERTOARE  
STATICE***

***- teza de doctorat -***

***Conducator stiintific***

***Prof.dr.Ing. EUGEN SERACIN***

***Timisoara***

***- 1993 -***

574.046  
303 F  
TD ET/MUN

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Introducere.....	3
1. Controlul mișcării prin sisteme electromecanice	
1.1.Generalități.....	7
1.2.Indici de performanță ai MI și MS-MP.....	13
2. Mașina sincronă reactivă (MSR) - element de execuție performant pentru acționări electrice	
2.1.Generalități.....	18
2.2.Ecuațiile mașinii sincrone reactive	
2.2.1.Ecuațiile mașinii sincrone reactive în coordonate rotorice ortogonale d-q....	20
2.2.2.Ecuațiile mașinii sincrone reactive în coordonatele fazelor.....	23
2.3.Indici de performanță pentru MSR.....	25
2.4.Concluzii.....	30
3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive	
3.1.Determinarea parametrilor	
3.1.1.Elemente teoretice.....	37
3.1.2.Determinări experimentale.....	42
3.2.Validarea parametrilor.....	50
3.3.Concluzii.....	54
4. Echipamentul electronic destinat conducerii MSR	
4.1.Schema bloc.....	56
4.2.Transformatorul de coordonate.....	58
4.3.Regulatele de curent.....	60

4.4.Strategia de reglare a mișcării.....	63
4.5.Interfața cu traductorul incremental de poziție.	70
4.6.Traductorul vectorial de unghi.....	72
4.7.Invertorul de tensiune.....	74
4.8.Microsistemul de comandă și control.....	78
4.9.Realizarea practică a echipamentului electronic.	79
4.10.Concluzii.....	82
<b>5. Actionări cu MSR cu traductor de poziție</b>	
5.1.MSR cu traductor incremental de rezoluție mare condus în coordonate rotorice $d - q$ .....	84
5.2.MSR cu traductor simplificat de poziție și curenți de fază cu variație treaptă.....	100
5.3.Concluzii.....	109
<b>6. Actionări cu MSR fără traductor de poziție sau turație</b>	
6.1.Descrierea acționării. Elemente teoretice și experimentale.....	111
6.2.Concluzii.....	124
<b>Concluzii generale.....</b>	<b>127</b>
<b>Bibliografie.....</b>	<b>131</b>
<b>Anexe.....</b>	<b>141</b>

---

---

## I N T R O D U C E R E

---

---

Mișcarea, ca fenomen fizic, stă la baza majorității proceselor tehnice. Din acest motiv reglajul (controlul) mișcării, performanțele acestuia au cunoscut o continuă evoluție corelată cu dezvoltarea elementelor de tehnologie și cu cerințele tot mai mari impuse de tehnologia însăși. Astfel, de la reglaje de tip "totul" sau "nimic" (demararea sau stoparea mișcării) suntem astăzi martorii unor performanțe deosebite legate de precizia, rezoluția și gama în care o mărime mecanică (viteză, turație, poziție) poate fi reglată. De la sisteme funcționând în buclă deschisă, mișcarea este în prezent asistată de elemente "inteligente", consacrandu-se din ce în ce mai mult în limbajul de specialitate noțiunea de "intelligent motion control".

Reglajul mișcării presupune un transfer controlat al energiei de la o sursă către un element de conversie al acesteia în energie mecanică (element de execuție). Acest transfer trebuie efectuat cu pierderi energetice cât mai mici atât în elementul de transfer cât și în cel de conversie propriuzisă, în condițiile în care sistemul poate să protejeze, în caz de avarie sau suprasolicitare, atât sursa de energie cât și elementul de execuție.

Având ca sursă energia electrică și ca element de execuție mașina electrică, sistemele electromecanice s-au impus, într-o dinamică continuă, în domeniul reglajului mișcării. Acest fapt se datorează în primul rând dezvoltării accelerate a electronicii, atât a celei de mică putere, cât mai ales, a celei

de mare putere. Această dinamică oferă, celor care abordează domeniul, avantajul unui câmp larg de manifestare. În general, orice contribuție apărută într-una din verigile unui sistem electromecanic generează direcții noi de abordare.

Lucrarea de față se dorește a fi o ramură a trunchiului numit "reglajul mișcării cu mașini electrice fără perii și electronică de putere", încercând să propună (și să justifice această propunere) utilizarea unui element de execuție simplu, ieftin și fiabil - mașina sincronă reactivă - care într-o anumită variantă constructivă și asociată cu convertor static realizează un sistem electromecanic performant.

Structura lucrării urmărește capitolele:

-**Capitolul 1**, având la bază bibliografia studiată de autor, prezintă câteva generalități, enumeră cerințe de bază pentru sisteme electromecanice, precum și indici de performanță care sunt apoi particularizați pentru două mașini electrice cu câmp magnetic învârtitor, curenți utilizați ca elemente de execuție: mașina de inducție (MI) și mașina sincronă cu magneți permanenți (MS-MP);

-**Capitolul 2** descrie mașina sincronă reactivă (MSR) cu rotor cu tole laminate axial (ALA) din punct de vedere constructiv, al ecuațiilor în modelul  $d - q$  și în coordonatele fazelor precum și prin intermediul indicilor de performanță; aceștia din urmă sunt prezentați în mod sintetic, în scopul justificării orientării prezentei lucrări, pentru MI, MS-MP și MSR;

-**Capitolul 3** are ca obiect determinarea și validarea parametrilor MSR. Sunt descrise elementele teoretice și echipamentele realizate practic de autor, destinate acestui scop. Se fac referiri asupra celor trei modele experimentale de MSR realizate, prezentându-se principalele rezultate care au stat la baza determinării și validării parametrilor;

-**Capitolul 4** se ocupă de echipamentul electronic de conducere al MSR, conceput și implementat de autor. Sunt

prezentate blocurile funcționale atât cele de comandă cât și cele de forță din punct de vedere al strategiilor utilizate cât și a schemelor electronice propriuzise, prezentate în anexe;

-**Capitolul 5** abordează două variante de sisteme electromecanice cu MSR dotate cu traductor de poziție: o variantă performantă, cu traductor incremental de rezoluție ridicată, prin intermediul căreia se pot efectua reglaje atât de turație cât și de poziție și o a doua variantă cu traductor simplificat, destinată aplicațiilor mai puțin performante, cu reglaj de turație. Sunt prezentate amănunte referitoare la strategiile de conducere și modul în care sunt implementate regulatoarele cu structură variabilă. Tratatrea problemei are la bază programe de simulare pe calculator, concepute de autor, ale căror rezultate sunt apoi confruntate cu cele experimentale;

-**Capitolul 6** prezintă o variantă de acționare cu MSR fără traductoare de mișcare, cu reglaj de turație. Este descris modul original în care este detectată starea de încărcare a mașinii electrice în vederea adaptării acesteia la variația sarcinii mecanice la arbore. Rezultatele teoretice obținute prin simulări pe calculator sunt confruntate cu cele experimentale.

Bibliografia consultată de autor are la bază atât titluri de cărți consacrate în domeniu, cât și articole din reviste de specialitate (în special IEEE Transactions) care au constituit informația "la zi".

Autorul dorește să mulțumească pe această cale domnului Prof.dr.ing. Eugen Seracin, conducătorul științific al lucrării, pentru sprijinul acordat atât în perioada de pregătire premergătoare elaborării tezei, cât și la conturarea ei efectivă.

De asemenea autorul își exprimă recunoștința pentru domnul Prof.dr.ing. Ion Boldea, căruia îi datorează formația sa profesională precum și abordarea acestui spectaculos domeniu.

Nu în ultimul rând se cuvin aduse mulțumiri colegilor care au avut răbdarea să cunoască realizările prezentate în



## Introducere

---

lucrare și să contribuie într-un fel sau altul la concretizarea lor, precum și firmelor AXA SRL și DATABIT SRL care au oferit tehnica de calcul necesară simulărilor pe calculator și tehnoredactării tezei.

CONTROLUL MISCARII  
PRIN SISTEME ELECTROMECHANICE

1.1. Generalități

Sistemele electromecanice (acționările electrice) sunt utilizate cu precădere pentru controlul mișcării (impunerea unei variații dorite a turației sau poziției) într-o gamă largă de echipamente (de la mașini unelte la roboți industriali și tehnică de calcul) [1 - 4].

Din punct de vedere al componenței, un sistem electromecanic este alcătuit dintr-un echipament electronic conectat la o mașină electrică a cărei funcțiune este conversia, la parametri energetici cât mai ridicați, a energiei electrice în energie mecanică.

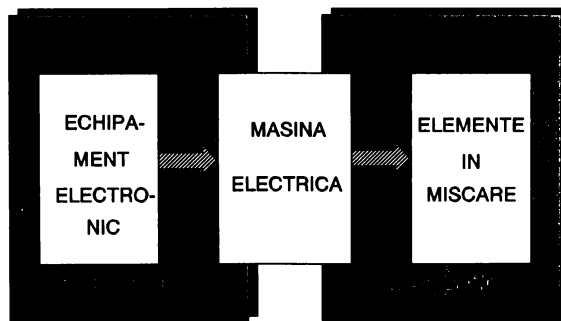


Fig.1 Componența funcțională a unui sistem electromecanic.

Funcțional, un sistem electromecanic are o parte electrică, reprezentată de echipamentul electronic și circuitele electrice și magnetice ale mașinii și una mecanică (de transmitere a energiei mecanice) reprezentată de rotorul mașinii, cuplaj și restul elementelor în mișcare, fig.1.1 [5].

Echipamentul electronic are în alcătuire următoarele blocuri funcționale: blocul de interfață, blocul de reglaj și convertorul static. Blocul de interfață asigură legătura cu operatorul fie direct, fie printr-un nivel ierarhic superior de interfațare. Structura blocului de reglaj depinde de tipul și complexitatea strategiei de reglaj ca și de tipul componentelor electronice utilizate. Convertorul static este dependent de tipul componentelor dar și de valorile semnalelor de ieșire (tensiuni și curenți de alimentare pentru mașina electrică).

Mașina electrică trebuie să fie corespunzătoare din punct de vedere al mărimilor de ieșire (cuplu, turație) cu cerințele impuse acționării (de mașina de lucru), pentru a se putea realiza în bune condițiuni controlul mișcării. Acești parametri trebuiesc, în mod evident, corelați și cu caracteristicile elementelor de cuplare la sarcină.

Având în vedere cele menționate mai sus, schema bloc în detaliu pentru un sistem electromecanic este prezentată în fig.1.2.

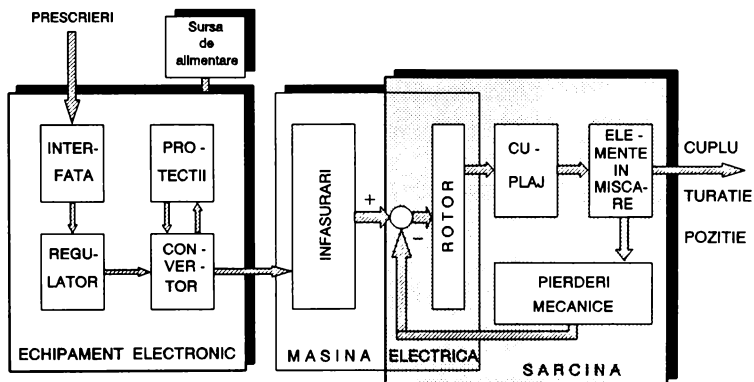


Fig.1.2. Schema bloc detaliată a unui sistem electromecanic.

Cerințele impuse unui sistem electromecanic pot fi sintetizate conform diagramei din fig.1.3.

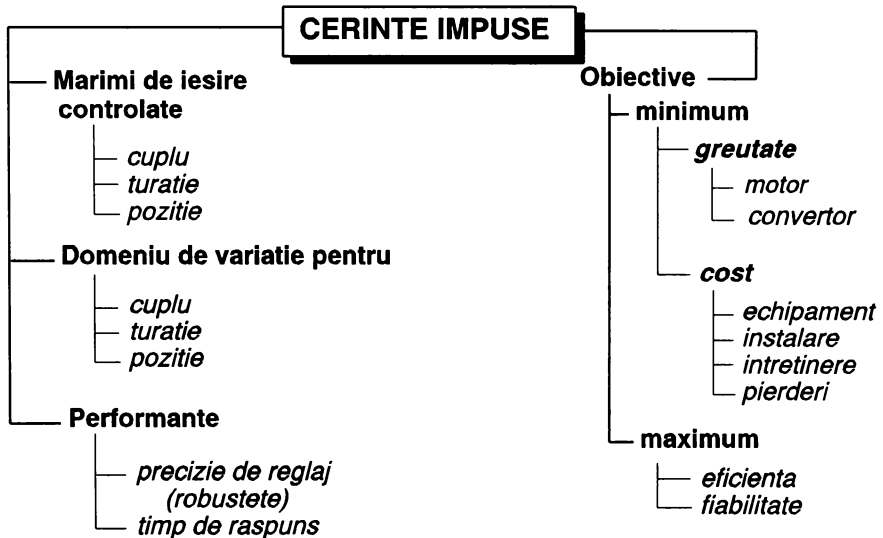


Fig.1.3. Cerințele impuse unui sistem electromecanic.

Pe baza acestor cerințe pot fi definiți următorii indici de performanță [6]:

**1. Indici de conversie a energiei:**

a) Randamentul global  $\eta_p$ , apreciat a fi un indice adecvat pentru exprimarea eficienței conversiei în regimuri staționare, definit prin relația:

$$\eta_p = \frac{P_a}{P_a + \sum P_{mot} + \sum P_{conv}} \quad (1.1)$$

în care  $P_a$  este puterea la arborele motorului,  $\sum P_{mot}$ ,  $\sum P_{conv}$  reprezentând pierderile în motor, respectiv în convertor. Evident:

$$\eta_p = \eta_{mot} \cdot \eta_{conv} \quad (1.2)$$

b) Randamentul energetic  $\eta_w$ , utilizat în regimuri tranzitorii, definit în mod asemănător:

$$\eta_w = \frac{W_a}{W_a + \sum W_{mot} + \sum W_{conv}} \quad (1.3)$$

c) Raportul kW / kVA pentru motorul electric. Pentru componentele fundamentale ale tensiunii și curentului acest raport reprezintă produsul dintre factorul de putere  $\cos\varphi_1$  și randamentul global:

$$(kW/kVA)_{mot} = \frac{P_a}{3 \cdot V_1 \cdot I_1} = \eta_p \cdot \cos(\varphi_1) \quad (1.4)$$

d) Raportul pierderi/cuplu (W/Nm) semnificativ la funcționarea la turații joase, regim în care această mărime devine limitativă și de asemenea o măsură a încălzirii motorului.

## 2. Indici de performanță dinamici:

a) Cuplul electromagnetic maxim ( $T_{ek}$ ) raportat la momentul de inerție ( $J$ ), definit în general până la o viteză de bază  $\Omega_b$  (de la care motorul electric intră în regim de slăbire de câmp); raportul reprezintă de fapt accelerația maximă ideală  $a_{max}$  obținabilă pentru  $\Omega < \Omega_b$  :

$$a_{max} = \frac{T_{ek}}{J} \quad (1.5)$$

Timpul  $t_a$  necesar atingerii vitezei de bază  $\Omega_b$  pentru o accelerație constantă ( $a_{max}$ ) rezultă:

$$t_a = \frac{\Omega_b}{a_{max}} = \frac{\Omega_b J}{T_{ek}} \quad (1.6)$$

Atât  $a_{max}$  cât și  $t_a$  sunt mărimi care caracterizează

întregul sistem (motor, convertor, regulator), constituindu-se în date de catalog reprezentative.

b) Domeniul regimului de slăbire de câmp exprimat prin raportul  $\Omega_{\max} / \Omega_b$ . Valoarea ideală  $\Omega_{i\max}$  corespunde unui cuplu nul dezvoltat la arborele mașinii electrice.

c) Timpul  $t_{ek}$  de instalare al cuplului maxim  $T_{ek}$  util în regimuri dinamice rapide. Această mărime este de asemenea caracteristică pentru întregul sistem, o importanță covârșitoare constituind-o în acest sens strategia de reglaj.

d) Pulsațiile relative în cuplu  $\Delta T_e / T_{e0b}$  definitorii pentru precizia răspunsului în cuplu. Mărimea  $T_{e0b}$  reprezintă cuplul mediu, în regim staționar, la viteza de bază.

e) Robustețea reglajului definită ca sensibilitatea sistemului la variația parametrilor (atât a celor proprii cât și a celor introduși de sarcină).

f) Domeniul de modificare al mărimilor mecanice; pentru turație acesta este definit sub forma raportului  $\Omega_{\max} / \Omega_{\min}$ . Valoarea sa impune în general structura reglajului (cu sau fără traductor de mișcare).

**3. Costul și masa specifică:** Costul total  $C_{tot}$  al unui sistem electromecanic reprezintă suma:

$$C_{tot} = C_{echip} + C_{inst} + C_{int} + C_{pierd} \quad (1.7)$$

în care  $C_{echip}$  reprezintă costul motorului, al convertorului, și al sistemului de reglaj,  $C_{inst}$  sunt cheltuielile de instalare,  $C_{int}$  corespunde costului întreținerii, iar  $C_{pierd}$  reprezintă cheltuielile pierderilor energetice introduse de sistem în cursul întregii perioade de funcționare.

Masa specifică este definită separat pentru motor și convertor sub forma:

$$M_m = \frac{T_{ek}}{\text{masa motor}} \quad [Nm/kg] \quad (1.8)$$

$$M_c = \frac{\text{putere aparenta convertor}}{\text{masa convertor}} \quad [\text{kVA/kg}] \quad (1.9)$$

Indicii definiți mai sus pot constitui criterii de comparare unitară a sistemelor electromecanice.

Din punct de vedere al convertorului trebuiesc mai întâi definite limitele de putere, pentru că acestea impun utilizarea unor anumite categorii de componente electronice și deci, din start, anumite performanțe. Deoarece sistemele electromecanice cele mai larg utilizate au mașina electrică cu putere în gama sute de Watt...zeci de kWatt, elementele de comutație statică de putere sunt reprezentate de tranzistoare bipolare, MOS sau IGBT, cu frecvențe de lucru cuprinse în gama 1...20kHz, cu pierderi relativ mici în conducție și în comutație. Aceste elemente sunt înglobate în circuite de tip punte (monofazată sau trifazată) ale cărui număr de elemente depinde de tipul motorului. Comanda acestor circuite se realizează pe principiul modulării în lățime de puls în diverse strategii [7 - 10].

Strategia de conducere a mașinii electrice este elementul definitoriu în performanțele dinamice ale sistemului și în utilizarea la capacitatea maximă a acestuia [11]. În cazul mașinilor de curent alternativ, facilitată, datorită dezvoltării componentelor electronice de mică putere, și de posibilitatea transpunerii în practică, conducerea "după câmp" [12 - 18] s-a dovedit a fi net superioară celorlalte strategii.

Reglajul mișcării a cunoscut în timp o continuă evoluție dictată de mereu sporitele cerințe de precizie și robustețe. Reglatoarele tradiționale, de tip continuu (PI, PID, IP), au fost și sunt încă utilizate în foarte multe aplicații. Principalul lor dezavantaj îl constituie sensibilitatea la variația parametrilor sistemului și perturbațiilor introduse de sarcină. Clasa superioară reprezentată de reglajele de tip adaptiv a reușit înlăturarea acestor neajunsuri, dar nu poate fi neglijată complexitatea lor.

Reglajele cu structură variabilă au fost recent introduse în domeniul sistemelor electromecanice; simplitatea

corelată cu performanțele deosebite pe care le impun sistemului prin precizie și imunitate la variația parametrilor și perturbații constituie avantaje ce deschid acestei clase de regulatoare un câmp larg de aplicare [19 - 29].

Nu în ultimul rând trebuie luată în discuție mașina electrică, care în cazul sistemelor identice din punct de vedere al mărimilor de ieșire, utilizând același convertor și tip de reglaj, este elementul prin intermediul căruia pot fi optimizate performanțele. Numeroasele abordări ale acestei probleme [15, 30 - 33] conduc spre superioritatea mașinilor de curent alternativ fără perii, cu câmp magnetic învârtitor: mașina de inducție (MI), mașina sincronă cu magneți permanenți (MS-MP), cu cele mai largi utilizări până în prezent și mașina sincronă reactivă (MSR) asupra căreia este orientată această lucrare.

Deși deține un loc important în preocupările actuale din domeniu, mașina pas cu pas de putere (MPPP), "switching reluctance", [34 - 40] nu este inclusă în sisteme electromecanice performante datorită unor dezavantaje pe care le prezintă (în special pulsațiile relativ mari în cuplu), fiind preferată utilizarea sa în acționări relativ simple în care principalul indice de performanță este costul.

### 1.2. Indici de performanță ai MI și MS-MP

Acest capitol își propune să prezinte indici de performanță ai MI și MS-MP legați de strategia conducerii "după câmp" a acestor mașini în vederea comparării ulterioare cu cei corespunzători MSR. Ca elemente comune, s-au avut în vedere același flux statoric și aceeași configurație fizică a statorului.

#### 1.2.1. Mașina de inducție (MI)

Controlul "după câmp" al MI este una din strategiile performante de conducere preluate de industrie. Sistemul TRANSVECTOR, cu cea mai largă utilizare [41], precum și soluțiile mai



recent introduse (orientarea după fluxul statoric și controlul direct al cuplului) [42 - 47] oferă un câmp larg de posibilități de implementare a unui sistem electromecanic bazat pe acest tip de mașină.

În oricare din cazurile luate în considerare cuplul electromagnetic maxim dezvoltat  $(T_{ek})_{MI}$ , la flux statoric dat  $\Psi_s^*$  este definit de relația [42]:

$$(T_{ek})_{MI} = \frac{p_1(L_s - L_{sc})(\Psi_s^*)^2}{2 \cdot L_s \cdot L_{sc}} \quad (1.10)$$

în care  $L_s = L_m + L_{s\sigma}$  este inductanța statorică, cu  $L_m$  - inductanța de magnetizare și  $L_{s\sigma}$  - inductanța de dispersie statorică,  $L_{sc}$  - inductanța de scurtcircuit și  $p_1$  - numărul de perechi de poli.

Cuplul electromagnetic poate fi scris sub forma:

$$(T_{\theta})_{MI} = p_1(L_s - L_{sc})i_d' \cdot i_q \quad (1.11)$$

în care  $i_d$  și  $i_q$  sunt curenți ai modelului ortogonal.

Factorul de putere  $(\cos\phi_1)_{MI}$ , neglijând pierderile în înfășurări ( $p_{cu} = 0$ ) și în fier ( $p_{fe} = 0$ ):

$$(kW/kVA)_{MI} = (\cos\phi_1)_{MI} = \frac{(L_s - L_{sc})i_d' i_q}{\sqrt{(i_d'^2 L_{sc}^2 + L_s^2 i_d'^2)(i_d'^2 + i_q^2)}} \quad (1.12)$$

cu valoarea sa maximă:

$$(\cos\phi_{1max})_{MI} = \frac{(L_s - L_{sc})}{(L_s + L_{sc})} \quad (1.13)$$

pentru:

$$\left(\frac{i_d}{i_q}\right)_{\cos\varphi_{1\max}} = \sqrt{\frac{L_{sc}}{L_s}} \quad (1.14)$$

Cuplul electromagnetic corespunzător factorului de putere maxim este:

$$(T_\theta)_{\cos\varphi_{1\max}} = (L_s - L_{sc}) \cdot i_d \cdot \sqrt{\frac{L_s}{L_{sc}}} = T_{\theta k} \sqrt{\frac{L_s}{L_{sc}}} \quad (1.15)$$

Raportul (W /Nm), exprimând pierderile prin intermediul rezistențelor corespunzătoare  $R_s$ ,  $R_r$  și  $R_m$ , rezultă sub forma:

$$\left(\frac{W}{Nm}\right)_{MT} = \frac{(R_s + R_m) i_d^2 + \left[ R_s + R_r \cdot \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \right] i_q^2}{P_1 (L_s - L_{sc}) i_d i_q} \quad (1.16)$$

Din punct de vedere dinamic, la flux rotoric constant și turație zero, constanta de timp corespunzătoare curentului statoric  $T_{is}$  este dată de relația:

$$(T_{is})_{MT} = \frac{L_{sc}}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (1.17)$$

### 1.2.2. Mașina sincronă cu magneți permanenți (MS-MP)

Studii recente au demonstrat că la stator dat MS-MP cu magneți polari produce cel mai mare cuplu raportat la masa magneților permanenți [48]. De asemenea aceasta are cele mai mici inductanțe ( $L_{dm} = L_{qm}$ ) de magnetizare după cele două axe.

Cuplul electromagnetic al acestei mașini se poate scrie:

$$(T_{\theta})_{MS-MP} = P_1 \cdot L_{dm} \cdot i_{eo} \cdot i_q \quad (1.18)$$

în care  $i_{eo}$  este un curent de excitație fictiv, într-o înfășurare fictivă, care produce același câmp în întrefier ca și magnetul permanent.

Cuplul electromagnetic maxim la flux statoric dat este:

$$(T_{\theta})_{MS-MP} = \frac{P_1 (\Psi_s^*)^2}{2 \cdot L_{dm} (1 + K_{\sigma})} \quad (1.19)$$

unde  $K_{\sigma} = L_{s\sigma} / L_{dm}$  este nul dacă se neglijează efectul de demagnetizare al magnetului permanent.

Factorul de putere, în lipsa pierderilor și la  $i_d = 0$  are forma:

$$\left( \frac{kW}{kVA} \right)_{MS-MP} = (\cos \varphi_1)_{MS-MP} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{L_q i_q}{L_{dm} i_{eo}} \right)^2}} \quad (1.20)$$

Raportul (W /Nm), exprimând pierderile în înfășurări prin rezistența  $R_s$  și pierderile în fier prin rezistența  $R_m$ , rezultă:

$$\left( \frac{W}{Nm} \right)_{MS-MP} = \frac{R_s \cdot i_q^2 + R_m \cdot (i_q^2 + i_{eo}^2)}{P_1 \cdot L_{dm} \cdot i_{eo} \cdot i_q} \quad (1.21)$$

Pentru regimurile tranzitorii, cu  $i_d = 0$ , constanta de timp corespunzătoare curentului statoric ( $i_s = i_q$ ) este:

$$(T_{is})_{MS-MP} = \frac{L_q}{R_s} \quad (1.22)$$

### 1.3. Concluzii

S-au prezentat în acest capitol, în principal, indicii de performanță după care poate fi clasificat un sistem electromecanic.

S-a precizat faptul că elementele de execuție (mașinile electrice) performante sunt cele de curent alternativ, fără perii, cu câmp magnetic învârtitor.

O parte a indicilor de performanță specificați (considerați suficienți pentru justificarea ulterioară a orientării acestei lucrări), cu referire la MI și MS-MP, în condiții de echivalență date, au fost exprimați analitic.

S-au considerat similare echipamentul electronic, strategia de reglaj și tipul reglatoarelor de mișcare.

Din punct de vedere al costului acționării (element în cele din urmă hotărâtor - ca valoare raportată la performanțe - pentru acceptarea pe piață) se vor face referiri în concluziile exprimate după analizarea în detaliu a mașinii sincrone reactive (MSR).

**MASINA SINCRONA REACTIVA-  
ELEMENT DE EXECUTIE PERFORMANT  
PENTRU ACTIONARI ELECTRICE**

**2.1. Generalități**

MSR cu rotor cu tole laminate axial (ALA) a fost propusă în 1966 de Cruickshank și Menzies [49] în efortul de a obține performanțe superioare MSR cu rotor segmentat [50] sau cu bariere de flux [51, 52] din punct de vedere al creșterii raportului inductanțelor după axele  $d$  respectiv  $q$ .

Pentru realizarea unei MSR cu rotor tip ALA se folosesc tole de transformator montate în alternanță cu elemente izolatoare electric și magnetic, pachetul astfel realizat fiind rigidizat mecanic, funcție de numărul de perechi de poli ai mașinii. Un exemplu constructiv de rotor tip ALA, pentru o mașină cu doi poli, este prezentat în fig.2.1a, iar pentru patru poli în fig.2.1b [53].

În general, dacă MSR lucrează la rețea, această construcție a rotorului trebuie completată cu o colivie destinată stabilității în funcționare și sincronizării mașinii [54 - 56], care contribuie la o scădere a raportului celor două inductanțe și deci a performanțelor legate de cuplul electromagnetic generat. În cazul în care MSR este alimentată prin intermediul convertoarelor statice și este dotată cu traductor de poziție colivia rotorică poate să lipsească și deci se pot obține

performanțele cele mai bune.

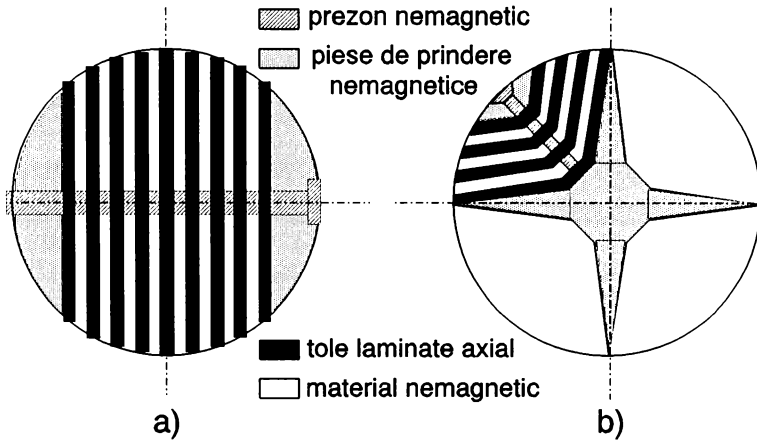


Fig.2.1.Exemplu constructiv de rotor tip ALA  
a) cu doi poli; b) cu patru poli.

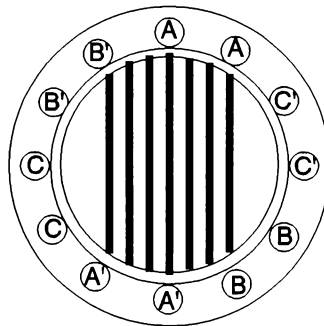


Fig.2.2 MSR cu doi poli și  $q=2$ .

Configurația statorului este similară cu cea a MI (din care, de altfel, se și poate realiza MSR prin înlocuirea rotorului). Este preferată, pentru a se obține o densitate de cuplu mai mare, tola statorică cu creștături semiînchise [53], cu un număr de creștături pe pol și fază  $q > 2$ , fig.2.2.

Trebuie de asemenea menționat faptul că bobinajul mașinii este utilizat în întregime, în fiecare moment.

## 2.2. Ecuțiile mașinii sincrone reactive

### 2.2.1. Ecuțiile mașinii sincrone reactive în coordonate rotorice ortogonale d-q

Modelul ortogonal particularizat pentru MSR este prezentat în fig.2.3 [57 - 63]; au fost neglijate colivia, saturația și pierderile în fier.

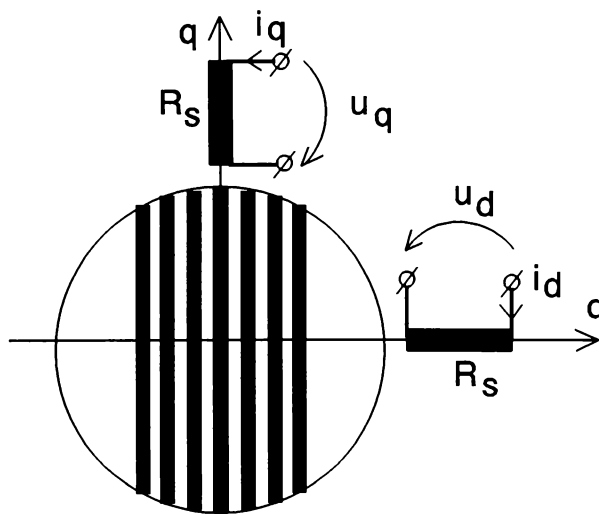


Fig.2.3. Modelul ortogonal general particularizat pentru mașina sincronă reactivă.

Pe baza modelului se pot scrie următoarele ecuații în sistemul de referință d-q (coordonate rotorice - sistem solidar

cu rotorul):

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = u_q - R_s \cdot i_q - \Psi_d \cdot \omega_r \quad (2.1)$$

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = u_d - R_s \cdot i_d + \Psi_q \cdot \omega_r \quad (2.2)$$

Cuplul electromagnetic rezultă din relația:

$$T_e = P_1(\Psi_q \cdot i_d - \Psi_d \cdot i_q) \quad (2.3)$$

Ecuția de mișcare este exprimată prin:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_1}{J}(T_e - T_L) \quad (2.4)$$

Relațiile dintre fluxuri și curenți, neglijând fenomenul de saturație sunt:

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{\Psi_q}{L_{s\sigma} + L_{qm}} \\ i_d &= \frac{\Psi_d}{L_{s\sigma} + L_{dm}} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Correspondența dintre modelul ortogonal și mașina reală (trifazată) este asigurată de transformarea de coordonate definită de matricea lui Park (în condițiile de echivalare pe baza



acelorași valori ale puterii active, pierderilor, câmpului în întrefier și energiei magnetice):

$$|P(\theta)| = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Ortogonalitatea transformării de coordonate determină relația:

$$|P(\theta)|^{-1} = |P(\theta)|^T \quad (2.7)$$

deci:

$$|d \ q \ 0|^T = |P(\theta)| |a \ b \ c|^T \quad (2.8)$$

și evident:

$$|a \ b \ c|^T = |P(\theta)|^T |d \ q \ 0|^T \quad (2.9)$$

Pentru conexiune stea și sistem simetric de alimentare componenta homopolară "0" este nulă.

Prin intermediul relațiilor:

$$\overline{I}_s = i_d + j \cdot i_q ; \quad \overline{u}_s = u_d + j \cdot u_q ; \quad \overline{\Psi}_s = \Psi_d + j \cdot \Psi_q \quad (2.10)$$

se poate construi diagrama fazorială, în regim de motor, pentru MSR (fig.2.4).

În cazul în care repartiția înfășurărilor pe periferia

statorică nu este sinusoidală, studiul funcționării mașinii nu se mai poate face pe baza ecuațiilor în coordonate d-q.

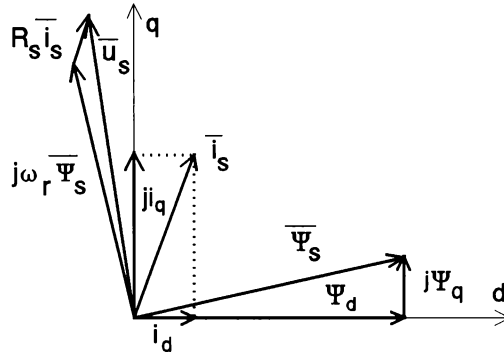


Fig.2.4. Diagrama fazorială a MSR în regim de motor.

### 2.2.2. Ecuațiile mașinii sincrone reactive în coordonatele fazelor

Pentru o mașină sincronă reactivă, în absența coliviei, (fig.2.5) se pot scrie următoarele ecuații în coordonatele fazelor:

$$\frac{d\Psi_a}{dt} = u_a - i_a \cdot R_s \quad (2.11)$$

$$\frac{d\Psi_b}{dt} = u_b - i_b \cdot R_s \quad (2.12)$$

în care:

$$\frac{d\Psi_c}{dt} = u_c - i_c \cdot R_s \quad (2.13)$$

$$\begin{vmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{vmatrix} = |L_{abc}(\theta)| \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (2.14)$$

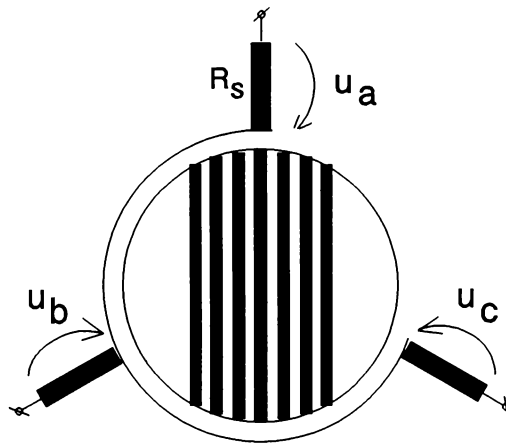


Fig.2.5. Mașina sincronă reactivă în coordonatele fazelor.

Matricea inductanțelor  $|L_{abc}(\theta)|$  are termenii dependenți de unghiul electric  $\theta$ :

$$|L_{abc}(\theta)| = \begin{vmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{vmatrix} \quad (2.15)$$

Cuplul electromagnetic este dat de relația [60]:

$$T_e = \frac{P_1}{2} | i_a \ i_b \ i_c | \left| \frac{\partial L_{abc}(\theta)}{\partial \theta} \right| \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (2.16)$$

Ecuția de mișcare (2.4) își menține, evident, valabilitatea.

### 2.3. Indici de performanță pentru MSR

Ca și în cap.1.2 în care au fost prezențati indici de performanță pentru MI și MS-MP și în cazul de față aceștia se vor deduce din ecuațiile în coordonate rotorice  $d - q$  ale MSR.

Exprimând fluxul statoric funcție de componentele sale:

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} \quad (2.17)$$

și cuplul electromagnetic dat de relația (2.3) sub forma:

$$(T_e)_{MSR} = P_1 (L_d - L_q) i_d \cdot i_q \quad (2.18)$$

Cu  $i_q$  calculat din (2.17),  $T_e$  din (2.18), la flux statoric dat devine:

$$(T_e)_{MSR} = P_1 \frac{L_d - L_q}{L_q} i_d \sqrt{\Psi_s^2 - L_d^2 \cdot i_d^2} \quad (2.19)$$

Variația cuplului electromagnetic este prezentată

calitativ în fig.2.6.

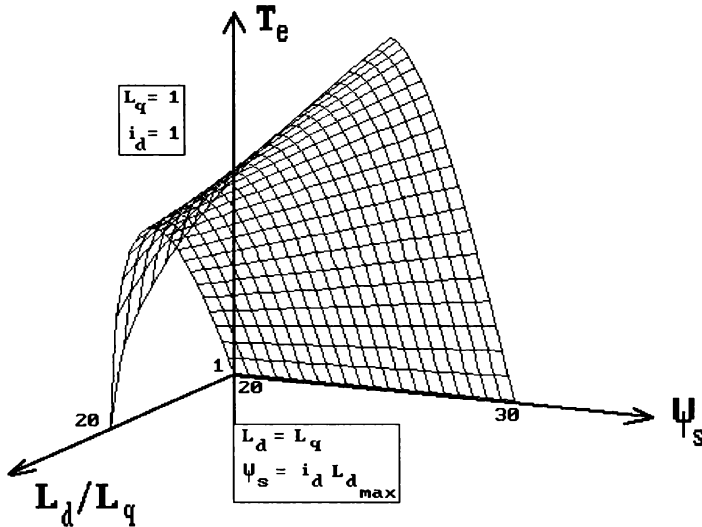


Fig.2.6. Variația cuplului electromagnetic funcție de flux și raportul  $L_d/L_q$ .

Cuplul electromagnetic maxim se obține din  $\partial T_e / \partial i_d = 0$ , rezultând valorile corespunzătoare:

$$i_{dk} = \frac{\Psi_s^*}{\sqrt{2}L_d} \quad (2.20)$$

$$i_{qk} = \frac{\Psi_s^*}{\sqrt{2}L_q} \quad (2.21)$$

$$(T_{ek})_{MSR} = \frac{P_1}{2} \left( \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \Psi_s^{*2} \quad (2.22)$$

Factorul de putere  $\cos\phi_1$ , în ipoteza neglijării pierderilor, se poate scrie:

$$\cos\phi_1 = \frac{T_e \cdot \frac{\omega_r}{P_1}}{V_s \cdot I_s} \quad (2.23)$$

în care:

$$V_s = \omega_r \sqrt{L_d^2 \cdot i_d^2 + L_q^2 \cdot i_q^2}; \quad I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2.24)$$

și deci:

$$(\cos\phi_1)_{MSR} = \frac{P_1 (L_d - L_q) i_d \cdot i_q \cdot \omega_r}{P_1 \cdot \omega_r \sqrt{(L_d \cdot i_d)^2 + (L_q \cdot i_q)^2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \quad (2.25)$$

Alura calitativă a factorului de putere este prezentată în fig.2.7.

Factorul de putere maxim se obține din:

$$\frac{\partial(\cos\phi_1)}{\partial(i_d/i_q)} = 0; \quad (i_d/i_q)_{\phi_{min}} = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad (2.26)$$

și este egal cu:

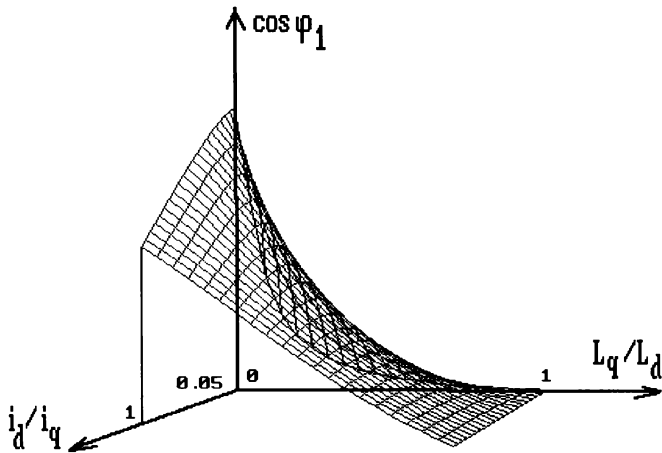


Fig.2.7. Variația factorului de putere funcție de  $L_q/L_d$  și  $i_d/i_q$ .

$$[(\cos \varphi_1)_{\max}]_{MSR} = \frac{L_d - L_q}{L_d + L_q} = \frac{1 - \frac{L_q}{L_d}}{1 + \frac{L_q}{L_d}} \quad (2.27)$$

Neglijarea pierderilor are un efect acoperitor în relația (2.27).

Cuplul electromagnetic corespunzător rezultă:

$$(T_\theta)_{(\cos \varphi_1)_{\max}} = P_1 (L_d - L_q) i_d^2 \sqrt{\frac{L_d}{L_q}} \quad (2.28)$$

cu valoarea limită pentru  $i_d$ ,  $i_{dk}$  (2.20); din relația (2.22), cuplul maxim la factor de putere maxim se poate scrie:

$$[(T_e)_{\max}]_{(\cos\varphi_1)_{\max}} = \frac{P_1(L_d - L_q)}{2 \cdot L_d \cdot L_q} \Psi_s^2 \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} = T_{ek} \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad (2.29)$$

Pierderile în înfășurări au loc numai în stator și sunt egale cu:

$$P_{cu1} = R_s \cdot i_s^2 = R_s(i_d^2 + i_q^2) \quad (2.30)$$

Pierderile în miezul statoric se datoresc curentului  $i_d$  și unei rezistențe echivalente  $R_{ms}$ , iar cele din miezul rotoric sunt produse de armonicile câmpului transversal creat de  $i_q$ , într-o rezistență echivalentă  $R_{mr}$ :

$$P_{Fe} = R_{ms} \cdot i_d^2 + R_{mr} \cdot i_q^2 \quad (2.31)$$

Raportul (W/Nm), cu referire la pierderi, rezultă deci:

$$(W/Nm)_{MSR} = \frac{(R_s + R_m) i_d^2 + (R_s + R_m) i_q^2}{P_1(L_d - L_q) i_d \cdot i_q} \quad (2.32)$$

Cu considerarea doar a pierderilor în înfășurări, se prezintă în fig.2.8 forma de variație calitativă a raportului (W/Nm) funcție de  $i_d/i_q$  și  $L_d/L_q$ .

Performanțele de regim tranzitoriu sunt dependente de strategia de control. Cel mai rapid răspuns în cuplu se obține pentru  $i_d$  constant și  $i_q$  variabil. În acest caz regimul tranzitoriu



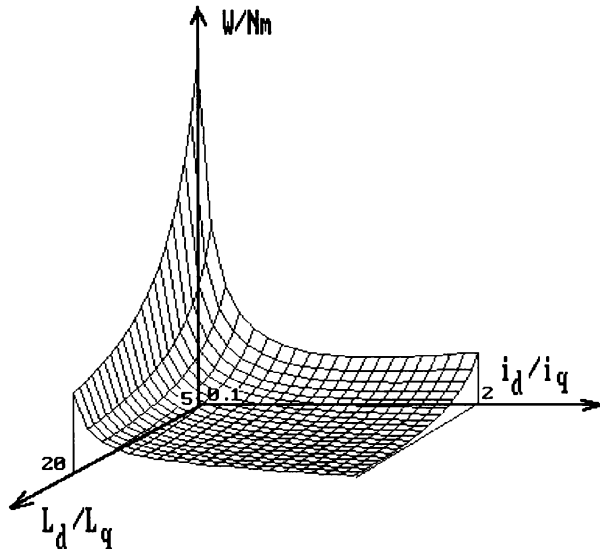


Fig.2.8. Variația pierderilor în înfășurări raportată la cuplu, funcție de  $L_d/L_q$  și  $i_d/i_q$ .

de cuplu este dependent de variația curentului  $i_q$  pentru  $\omega_r$  și  $i_d$  date:

$$(T_{i_s})_{MSR} = T_{i_q} = L_q/R_s \quad (2.33)$$

#### 2.4. Concluzii

Indicii de performanță prezentați în cap.1.2 și 2.3 sunt sintetizați în Tab.2.1 - 2.4.

Expresiile cuplului MI și MSR sunt similare. Pentru aceleași componente  $i_d$  și  $i_q$  ale curentului statoric, considerând egale inductanțele  $L_{dm}$  și  $L_m$  (pentru MSR, respectiv MI), condiție ce poate fi îndeplinită prin măsuri constructive (reducerea întrefierului MSR), mașina sincronă reactivă poate dezvolta cuplu superior MI dacă  $L_{qm} < L_{ro}$ .

Tab.2.1 Cuplu dezvoltat

Tipul de mașină	Expresia cuplului
Mașina de inducție	$(T_e)_{MI} = P_1 (L_s - L_{sc}) i_d \cdot i_q$ $L_s - L_{sc} = L_m - L_{r\sigma}$ $(T_{ek})_{MI} = \frac{P_1 (L_s - L_{sc}) \Psi_s^{*2}}{2 \cdot L_s \cdot L_{sc}}$
Mașina sincronă cu magneti permanenți	$(T_e)_{MS-MP} = P_1 \cdot L_{dm} \cdot i_{eo} \cdot i_q$ $(T_{ek})_{MS-MP} = \frac{P_1 \cdot \Psi_s^{*2}}{2 \cdot L_{dm} (1 + K_g)}$
Mașina sincronă reactivă	$(T_e)_{MSR} = P_1 (L_d - L_q) i_d \cdot i_q$ $(T_{ek})_{MSR} = \frac{P_1 (L_d - L_q) \Psi_s^{*2}}{2 \cdot L_d \cdot L_q}$

În cazul neglijării efectului de demagnetizare MS-MP are (la același flux statoric) aproximativ același cuplu maxim dacă  $L_q$  este la fel ca și  $L_q$  corespunzător MSR sau  $L_{sc}$  pentru MI.

Se poate deci concluziona, făcând referire la cuplul maxim (esențial în regimurile dinamice), în condiții de egalitate pentru fluxul statoric, că MSR și MI sunt superioare MS-MP în special dacă se ia în considerare fenomenul de demagnetizare al

2.MSR-element de execuție performant pentru acționări electrice

acestua din urmă. De asemenea se impune menționat faptul că MI nu este capabilă, spre deosebire de MSR și MS-MP, să funcționeze timp îndelungat la cuplu maxim.

Tab.2.2 Factorul de putere  $\cos\phi_1$  (kW/kVA)

Tipul de mașină	Expresia factorului de putere (kW/kVA)
Mașina de inducție	$(\cos\phi_1)_{MI} = \frac{(L_s - L_{sc}) i_d \cdot i_q}{\sqrt{(i_q^2 \cdot L_{sc}^2 + L_s^2 \cdot i_d^2)(i_d^2 + i_q^2)}}$ $[(\cos\phi_1)_{\max}]_{MI} = (L_s - L_{sc}) / (L_s + L_{sc})$
Mașina sincronă cu magneți permanenți	$(\cos\phi_1)_{MS-MP} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_q \cdot i_q}{L_{dm} \cdot i_{eo}}\right)^2}}$ <p>factorul de putere crește cu scăderea cuplului</p>
Mașina sincronă reactivă	$(\cos\phi_1)_{MSR} = \frac{(L_d - L_q) i_d \cdot i_q}{\omega_r \sqrt{(L_d \cdot i_d)^2 + (L_q \cdot i_q)^2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}}$ $[(\cos\phi_1)_{\max}]_{MSR} = \frac{L_d - L_q}{L_d + L_q} = \frac{1 - \frac{L_q}{L_d}}{1 + \frac{L_q}{L_d}}$

Raportul (kW/kVA) a fost calculat în ipoteza neglijării

## 2.MSR-element de execuție performant pentru acționări electrice

pierderilor, ipoteză acoperitoare din acest punct de vedere. Factorul de putere maxim poate fi supus discuției numai la MI și MSR. Cu condiția  $L_q/L_d < L_{sc}/L_s$  acesta este superior pentru MSR. Factorul de putere poate atinge valori ridicate: pentru  $L_d/L_q = 15$ ,  $(\cos\varphi_1)_{\max} = 0.875$ , iar pentru  $L_d/L_q = 20$ ,  $(\cos\varphi_1)_{\max} = 0.904$ . Aceste valori cresc dacă sunt luate în considerare pierderile în fier și în înfășurări.

Cuplul corespunzător factorului de putere maxim (relațiile (1.15) și (2.28)) este mai mic decât cuplul maxim, având aceleași valori pentru MI și MSR cu condiția  $L_q/L_d = L_{sc}/L_s$ .

MS-MP nu prezintă un factor de putere maxim la  $i_d = 0$ , acesta crescând cu scăderea cuplului.

**Tab.2.3 Raportul W/Nm**

Tipul de mașină	Pierderi totale raportate la cuplu
Mașina de inducție	$(W/Nm)_{MI} = \frac{(R_s + R_m) i_d^2 + \left[ R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right] i_q^2}{P_1 (L_s - L_{sc}) i_d \cdot i_q}$
Mașina sincronă cu magneți permanenți	$(W/Nm)_{MS-MP} = \frac{R_s i_q^2 + R_m (i_q^2 + i_{eo}^2)}{P_1 \cdot L_{dm} \cdot i_{eo} \cdot i_q}$
Mașina sincronă reactivă	$(W/Nm)_{MSR} = \frac{(R_s + R_m) i_d^2 + (R_s + R_m) i_q^2}{P_1 (L_d - L_q) i_d \cdot i_q}$

In condițiile producerii aceluiași cuplu de către cele trei

mașini prin același  $i_q$  ( $i_d$ ), MS-MP prezintă pierderi în infășurări mai mici datorită absenței curentului  $i_d$ . În cazul în care întrefierul MSR este relativ mic, ponderea curentului de magnetizare în introducerea pierderilor în infășurări este mică și practic acestea sunt foarte apropiate de cele ale MS-MP.

Relativ la MI, pierderile în bobinajul rotoric sunt în general similare celor din stator, astfel încât MSR prezintă o netă superioritate prin faptul că nu are circuite electrice în rotor.

Din punct de vedere al pierderilor totale/cuplu se observă minimizarea acestora pentru un raport  $i_q/i_d$  mare. De asemenea, luând în considerare pierderile datorate armonicilor la MS-MP, mai mari decât cele din rotorul MSR, aceasta din urmă este superioară MI și MS-MP din punct de vedere al pierderilor totale raportate la cuplu.

Tab.2.4 Raspunsul in curent

Tipul de mașină	Răspunsul în curent la turație zero
Mașina de inducție	$(T_{i_s})_{MI} = \frac{L_{sc}}{\left[ R_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right]}$
Mașina sincronă cu magneți permanenți	$(T_{i_s})_{MS-MP} = \frac{L_q}{R_s} ; i_d = 0$
Mașina sincronă reactivă	$(T_{i_s})_{MSR} = T_{i_q} = \frac{L_q}{R_s} ; i_d = ct.$

În toate cele trei cazuri s-a presupus existența câmpului magnetic în mașină. Astfel, datorită prezenței coliviei (rezistența  $R_r$ ), la turație zero, MI prezintă răspunsul în curent, și deci și în cuplu, cel mai rapid. MSR cu  $L_q < L_{sc}$  reușește însă să compenseze acest avantaj al MI.

MS-MP cu  $(L_q)_{MS-MP} > (L_{sc})_{MI}$  și de asemenea  $(L_q)_{MS-MP} > (L_q)_{MSR}$  dovedește răspunsul cel mai lent în curent (cuplu).

Analizând cele prezentate se pot exprima următoarele concluzii finale:

-A fost prezentată o metodologie de comparare a mașinilor de curent alternativ cu câmp magnetic învârtitor (MI, MS-MP și MSR), pe baza unor indici de performanță, în vederea justificării alegerii MSR ca element de execuție în sisteme electromecanice performante. La baza comparației a stat aceeași configurație fizică a statorului și aceeași valoare a fluxului. În acest caz sunt suficienți, pentru scopul propus următorii indici: cuplu dezvoltat, factorul de putere, raportul pierderi/cuplu și răspunsul în curent (cuplu). Rezultatele obținute pot fi sintetizate astfel:

-Din punct de vedere al cuplului maxim dezvoltat MS-MP se dovedește ușor superioară teoretic, dar, luând în considerare efectul de demagnetizare cu influențe negative drastice (limitarea cuplului maxim la 2-3,5 ori cuplul nominal) acest avantaj practic nu poate fi luat în considerare;

-La același curent statoric și  $L_{qm} < L_{ro}$  MSR produce un cuplu maxim superior MI. De asemenea, prin lipsa înfășurărilor în rotor MSR are un raport  $W/Nm$  superior MI, un randament mai bun, sistemul de răcire fiind de asemenea simplificat;

-Pentru  $L_q < L_{sc}$  ( $L_{qm} < L_{ro}$ ) factorul de putere maxim pentru MSR este mai bun decât cel corespunzător MI. Păstrând prin reglaj  $i_d/i_q = \sqrt{(L_d/L_q)}$  MSR menține acest factor maxim de putere pentru o gamă largă de variație a cuplului. Acest mod

de funcționare este recomandabil regimurilor staționare, de lungă durată;

-Răspunsul în cuplu (considerând câmpul instalat în mașină) este mai rapid la MI față de MSR dar, pentru  $L_{qm} < L_{ro}$ , această diferență este relativ mică. În ce privește MS-MP, datorită faptului că  $L_q > L_{sc}$  constanta de timp luată în discuție este mai mare;

-Regimul de slăbire de câmp se poate efectua simplu la MSR atât la factor de putere maxim cât și la cuplu maxim ( $i_d / i_q = L_q / L_d$ ). Acest regim este dificil de realizat la MS-MP, necesitând un curent de demagnetizare corespunzător relativ mare, producând o creștere considerabilă a pierderilor în infășurări și afectând în timp performanțele magneților permanenți;

-Strategia de control și echipamentul corespunzător este similar pentru MSR, MS-MP și MI;

-Costul total al acționării este influențat în mod special de mașina electrică. Astfel, MS-MP este cea mai scumpă din cauza prezenței magneților permanenți în rotor. Din același motiv "viața" mașinii este limitată de fenomenul de demagnetizare a acestora.

Cele mai ieftine, cu durata de întrebuințare cea mai ridicată se dovedesc MI și MSR, care prezintă și tehnologia cea mai simplă de realizare. MSR are un rotor pasiv, fără circuite electrice și deci cu posibilități reduse de defectare.

Concluziile prezentate, ca și tot mai dese luări în discuție a MSR (al cărui rotor este astfel conceput și realizat încât să asigure un raport al inductanțelor după axele  $d$  și  $q$  mare) [64 - 68] justifică orientarea acestei lucrări către acest tip de mașină în acționări electrice performante, dovedindu-se, din multe puncte de vedere, superioritatea acestui element de execuție în raport cu celelalte mașini electrice de curent alternativ cu câmp magnetic invârtitor, consacrate.

**DETERMINAREA SI VALIDAREA  
PARAMETRILOR MASINII  
SINCRONE REACTIVE**

**3.1. Determinarea parametrilor**

**3.1.1. Elemente teoretice**

Abordarea teoretică (în vederea simulării pe calculator) cât și cea practică ce vizează implementarea unui tip de acționare electrică presupun o primă fază de efectuare de măsuratori asupra mașinii electrice, pentru determinarea parametrilor [69 - 71]. În cazul de față se impune determinarea următoarelor mărimi aferente MSR:

- inductanțele în sistemul de coordonate d - q,  $L_{dm}$  și  $L_{qm}$ ;
- inductanțele proprii  $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$ ,  $L_{cc}$  și mutuale  $L_{ab}$ ,  $L_{ac}$ ,  $L_{bc}$ , în sistemul de coordonate al fazelor;
- rezistența ohmică a înfășurării de fază,  $R_s$ ;
- momentul de inerție al rotorului, J.

Dintre aceste mărimi, inductanțele sunt cele care solicită determinări mai complexe,  $R_s$  și J fiind obținute prin metode clasice [69].

Pentru măsurarea inductanțelor în sistemul de coordonate d - q a fost aleasă metoda stingerii unui curent continuu prin fazele mașinii, conectate corespunzător în vederea determinării valorilor  $L_d$  și  $L_q$  [70], fig.3.1, cu rotorul (în repaos) poziționat în axa fazei a.

Metoda are la bază relațiile (2.1, 2.2) în care viteza



3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

unghiulară a rotorului (calculată la unghi electric)  $\omega_r = 0$ :

$$-\frac{d\Psi_d}{dt} = i_d \cdot R_s - u_d \quad (3.1)$$

$$-\frac{d\Psi_q}{dt} = i_q \cdot R_s - u_q \quad (3.2)$$

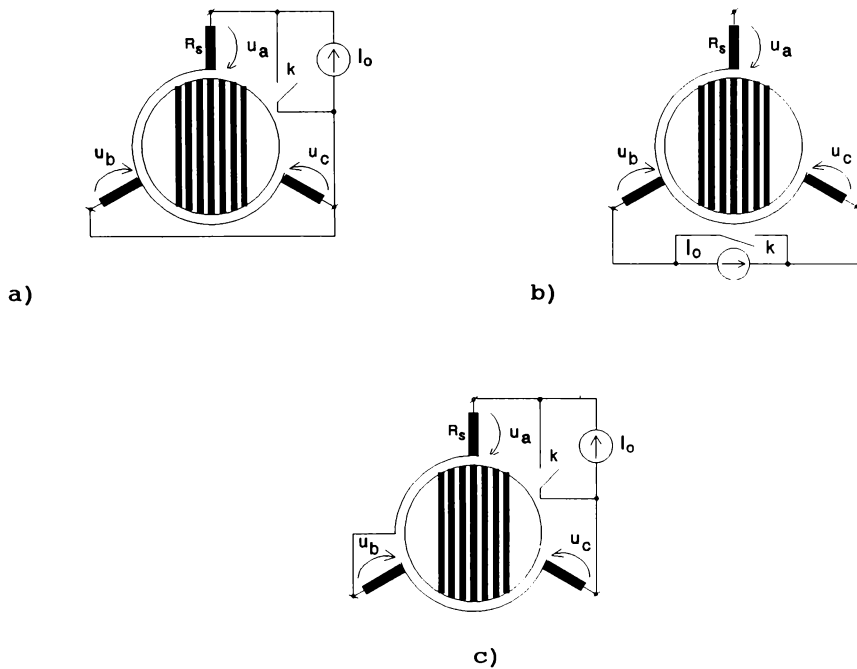


Fig.3.1. Legarea fazelor mașinii pentru determinarea inductanțelor a)  $L_d$ ; b)  $L_q$ ; c)  $L_{s0}$ .

### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

---

Curenții  $i_d$  și  $i_q$  se calculează prin intermediul transformării Park (2.6). Pentru circuitul din fig.3.1a se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_a + i_b \cdot \cos\left(-\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + i_c \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] = \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} i_a ; \quad i_{a(t=0)} = I_0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} i_q &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ -i_b \cdot \sin\left(-\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - i_c \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] = 0 \\ &\text{cu } i_b = i_c = \frac{i_a}{2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Integrând ecuația (3.3) după scurtcircuitare (închiderea comutatorului K), pentru  $u_d = 0$ , se obține:

$$R_s \int_0^{\infty} i_d \cdot dt = R_s \sqrt{\frac{3}{2}} \int_0^{\infty} i_a \cdot dt = \Psi_{d(t=0)} \quad (3.5)$$

Relația (3.5) permite determinarea în continuare, pentru diverse valori ale curenților  $I_0$  :

$$L_d(i_d) = \frac{\Psi_d}{\sqrt{\frac{3}{2} I_0}} \quad (3.6)$$

### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

---

In mod similar, pentru circuitul din fig.3.1b, se pot scrie relațiile:

$$i_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ 0 + i_b \cdot \sin\left(-\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + i_c \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] = \quad (3.7) \\ = \sqrt{2} i_b ; \quad i_{b(t=0)} = I_0$$

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ 0 + i_b \cdot \cos\left(-\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + i_c \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] = 0 \quad (3.8)$$

Integrând ecuația (3.7) după scurtcircuitare, pentru  $U_q=0$ , se obține:

$$R_s \int_0^{\infty} i_q \cdot dt = R_s \sqrt{2} \int_0^{\infty} i_b \cdot dt = \Psi_{q(t=0)} \quad (3.9)$$

Relația (3.9) permite determinarea inductanței  $L_q$ , pentru diverse valori ale curenților  $I_0$ :

$$L_q(i_q) = \frac{\Psi_q}{\sqrt{2} I_0} \quad (3.10)$$

Determinarea inductanțelor  $L_{dm}$  și  $L_{qm}$  impune cunoașterea (din faza de proiectare, sau prin determinare experimentală) a dispersiei  $L_{s0}$ . In fig.3.1c este prezentată o modalitate de măsurare a acesteia, prin stingerea unui curent în înfășurările mașinii legate în serie. Relațiile de calcul sunt similare celor prezentate mai sus.

### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

Determinarea inductanțelor proprii ale MSR în coordonatele fazelor se face pe baza aceluiași principii. Având în vedere faptul că acestea depind nu numai de valoarea curenților dar și de poziția rotorului, măsuratoarea impune un set dublu de determinări.

Inductanțele de cuplaj se pot determina prin înregistrarea și integrarea tensiunii induse într-una din faze, stingerea curentului efectuându-se în altă fază (fig.3.2).

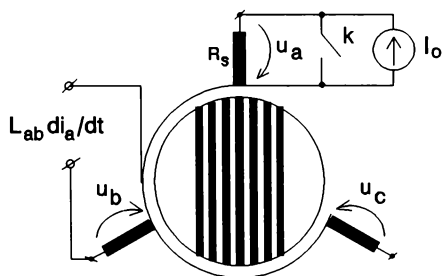


Fig.3.2. Determinarea inductanțelor de cuplaj.

Relația care se utilizează în acest caz este:

$$L_{ab} \frac{di_a}{dt} = u_b \quad (3.11)$$

Cunoscând  $i_{a(t=0)} = I_0$  se poate scrie:

$$L_{ab} = \frac{1}{I_0} \int_0^{\infty} u_b \cdot dt \quad (3.12)$$

Si de această dată se impune efectuarea măsurătorilor atât în funcție de curent cât și de poziția rotorului mașinii.

#### 3.1.2. Determinări experimentale

Circuitele de măsură principale prezentate în fig.3.1-3.2 au fost implementate pe cale electronică, comutația circuitului fiind realizată static, iar înregistrarea curbei curentului și calculul integralei fiind efectuate prin intermediul unui sistem de achiziții de date conceput și realizat în acest scop, conectat la un calculator. Schema bloc a echipamentului este prezentată în fig.3.3.

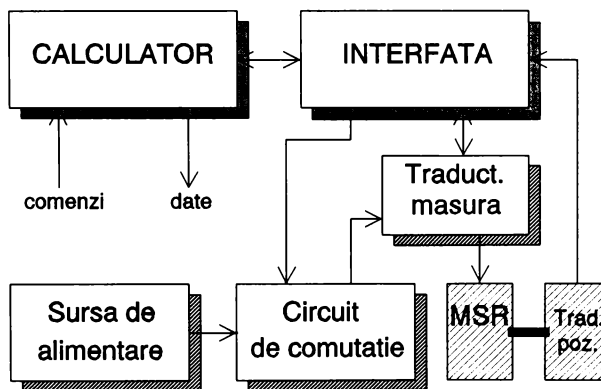


Fig.3.3. Schema bloc a echipamentului destinat determinării parametrilor MSR.

Calculatorul utilizat în sistem nu este necesar a fi deosebit de performant. El este destinat memorării în primă fază a datelor oferite de interfață, a cărei funcționare o coordonează, prelucrarea acestora efectuându-se ulterior.

Interfața are la bază un convertor analog-numeric cu rezoluție de 12 biți cu timp de conversie mediu (max. 200  $\mu$ sec.) dotat cu circuit de multiplexare a semnalelor analogice de intrare (fig.3.4). In cazul în care se utilizează un calculator compatibil IBM PC interfața poate fi constituită și din placa ADA1100 [72] care îndeplinește condițiile enumerate mai sus.



Fig.3.4. Interfața destinată achiziției de date.

Interfața este cea care comandă și circuitul de comutație introdus între sursa de alimentare și MSR. Acest circuit are schema principală prezentată în fig.3.5.

Tranzistorul de putere T (inițial deschis) asigură de la sursa de alimentare curentul inițial  $I_0$  prin fazele mașinii conectate conform fig.3.1. La momentul  $t = 0$  calculatorul, prin intermediul interfeței, comandă blocarea tranzistorului, curentul  $i(t)$  continuând să se închidă pe calea asigurată de dioda rapidă D. Sistemul, prin intermediul convertorului analog - numeric, achiziționează descărcarea curentului (pentru determinarea inductanțelor proprii și după axele  $d$  și  $q$ ), respectiv tensiunea indusă în altă fază decât cea în care se produce comutația (pentru

determinarea inductanțelor de cuplaj).

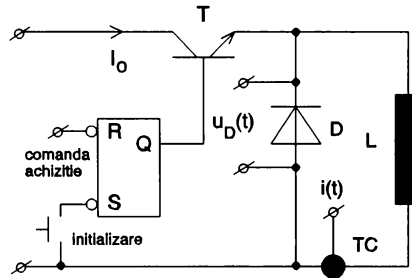


Fig.3.5. Schema principală a circuitului de comutație.

Când măsurătorile se fac funcție de poziția rotorului interfața transmite și această marime furnizată de traductorul corespunzător, cuplat mecanic la arborele MSR. In acest scop a fost utilizat un traductor incremental de tip TIRO cu 1024 de impulsuri pe tură, dotat cu circuitul de determinare a poziției absolute.

Deoarece căderea de tensiune pe dioda D este nenulă, pentru a se evita introducerea, din acest motiv, de erori este necesară achiziționarea simultană și a variației în timp a acestei mărimi ( $u_D(t)$ ), pentru corectarea corespunzătoare a rezultatelor, conform relației:

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i + u_D = 0 \quad (3.13)$$

Tructoarele de măsura trebuie să asigure, pe lângă precizia necesară, și separarea galvanică a semnalului de măsurat atât din motive de protecție cât și datorită potențialelor diferite la care se efectuează măsurătorile. In acest scop au fost utilizate

traductoare de curent (TC) cu senzor Hall de tip LEM [8, 73], și traductoare de tensiune având la bază amplificatoare operaționale cu separare galvanică pe principiul modulării - demodulării, de tip ISO212 [74]. Placa ce conține aceste traductoare este prezentată în fig.3.6.

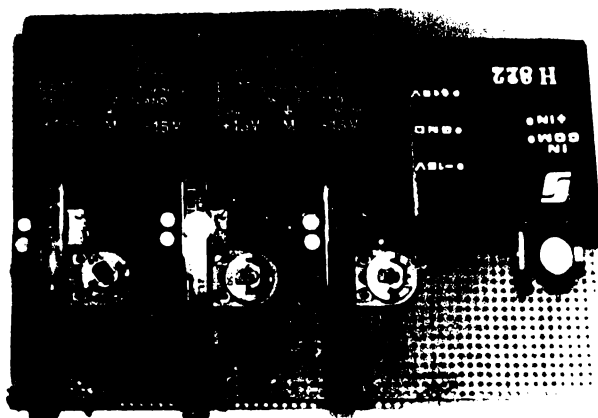


Fig.3.6. Traductoarele de măsură.

Varianta, propusă în această lucrare, prin care stingerea curentului se realizează static, prezintă următoarele avantaje:

- posibilitatea sincronizării precise a comutației cu achiziția de date;
- fermitatea și siguranța comutației;
- SOFT-ul de prelucrare este mai simplu, înlăturându-se faza de detectare a momentului  $t = 0$ ; din același motiv memoria necesară stocării programului și datelor este sensibil mai mică;
- eliminarea erorilor datorate unor elemente de comutație electromecanice (cădere de tensiune pe contacte, arc electric etc).



### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

---

Dezavantajul metodei îl constituie necesitatea achiziționării simultane a căderii de tensiune pe dioda  $D$  (dacă precizia impusă solicită acest lucru).

Determinările au fost efectuate pe trei modele experimentale de MSR (fig.3.7), concepute și realizate în scopul elaborării prezentei lucrări, din mașini de inducție (prin schimbarea corespunzătoare a rotorului), cu următoarele date constructive principale:

-Modelul M1 (fig.3.7a):

- diametrul rotorului: 0.1035m;
- lungimea miezului rotoric: 0.145m;
- întrefier: 0.3mm;
- număr de creștături/pol/fază  $q = 2$ ;
- număr de perechi de poli:  $p_1 = 3$ ;
- tensiune nominală de fază: 100V;
- putere nominală: 1kW.

-Modelul M2 (fig.3.7b):

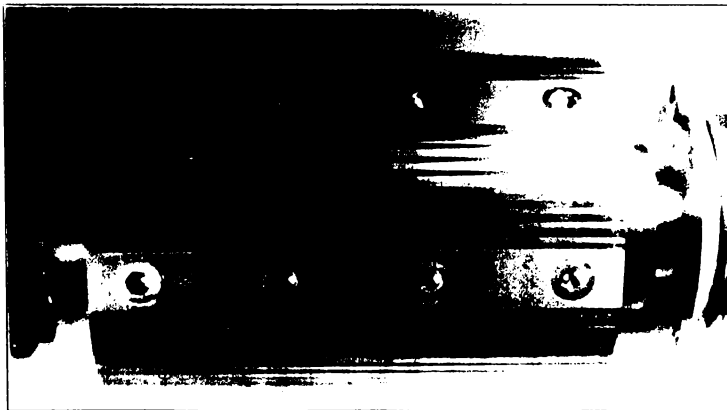
- diametrul rotorului: 0.06m;
- lungimea miezului rotoric: 0.06m;
- întrefier: 0.25mm;
- număr de creștături/pol/fază  $q = 1$ ;
- număr de perechi de poli:  $p_1 = 2$ ;
- tensiune nominală de fază: 110V;
- putere nominală: 0.37kW.

-Modelul M3 (fig.3.7c):

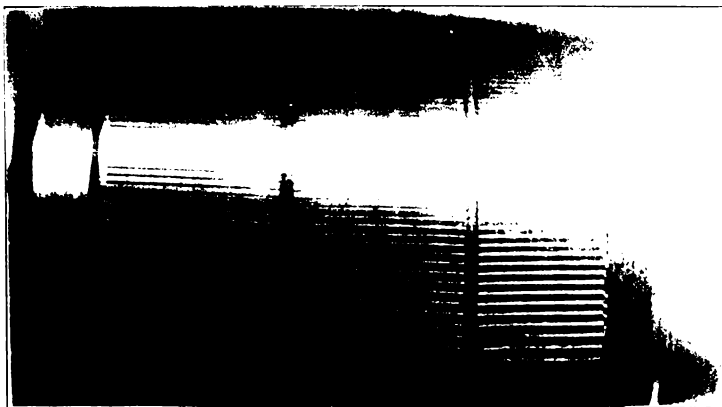
- diametrul rotorului: 0.06m;
- lungimea miezului rotoric: 0.06m;
- întrefier: 0.25mm;
- număr de creștături/pol/fază  $q = 2$ ;
- număr de perechi de poli:  $p_1 = 1$ ;
- tensiune nominală de fază: 110V;
- putere nominală: 0.55kW.

### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

---



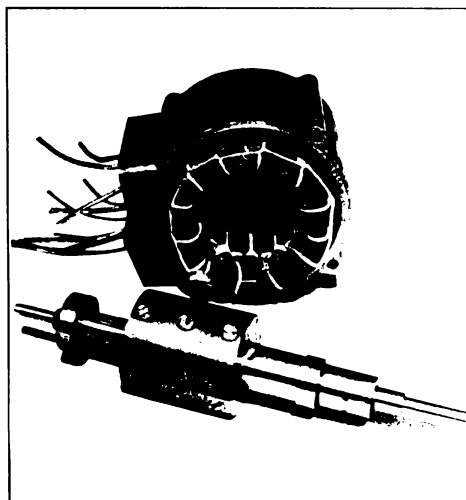
a)



b)

Fig.3.7. Modelele experimentale ale MSR realizate

- a) Modelul M1 - detaliu de rotor;
- b) Modelul M2 - detaliu de rotor;
- c) Modelul M3 - vedere de ansamblu.



c)

Enumerarea făcută reprezintă, în ordine, și succesiunea temporală în care au fost realizate modelele, experiența și rezultatele obținute în timp fiind valorificate la modelele următoare.

Modelul M1, cu 3 perechi de poli, are rotorul realizat din pachete de tole alternate cu pachete de izolație. Dezavantajele acestei variante constructive detectate în măsurătorile de determinare a parametrilor ca și în sistemul de acționare în care modelul a fost implementat (raport relativ mic al inductanțelor după axele  $d$  și  $q$ , armonici în cuplu, pierderi în rotor prin curenți turbionari în elementele de fixare realizate din alamă etc.) au condus la modificările operate la modelele M2 și M3. Astfel fiecare tolă a fost alternată cu un element izolant, iar fixarea pachetelor s-a făcut prin intermediul unor materiale izolante magnetice și electrice (fibră de sticlă).

În fig.3.8 sunt prezentate spre exemplificare valorile măsurate  $L_d(I_d)$  și  $L_q(I_q)$  pentru modelul M1. Valoarea  $L_q$  este

### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

practic constantă, circuitul magnetic corespunzător nefiind afectat de saturație.

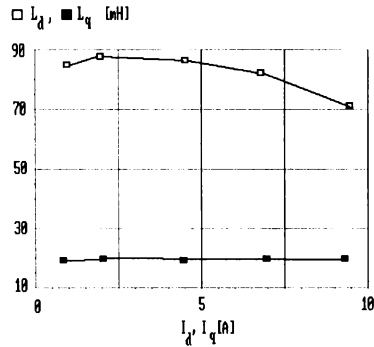


Fig.3.8. Variația inductanțelor  $L_d$  și  $L_q$  pentru modelul M1.

Pentru modelul M2 au fost făcute determinări ale inductanțelor proprii și de cuplaj, funcție de poziția rotorului (fig.3.9).

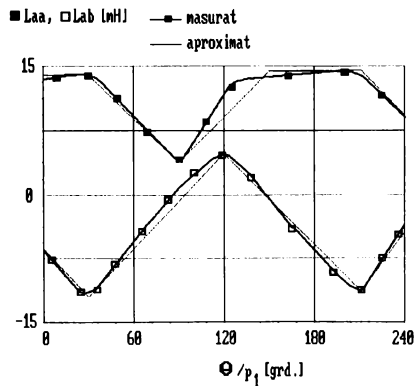


Fig.3.9. Variația, funcție de poziția rotorului, a inductanțelor propriie  $L_{aa}$  și de cuplaj  $L_{ab}$ .

### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

Modelul M3 se caracterizează prin valorile inductanțelor, funcție de curenți, prezentate în fig.3.10a, b.

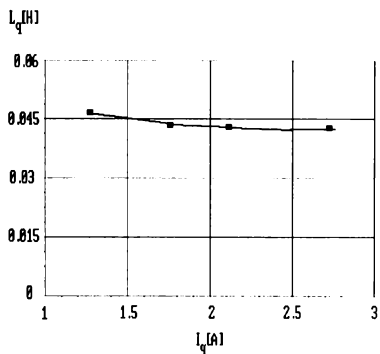
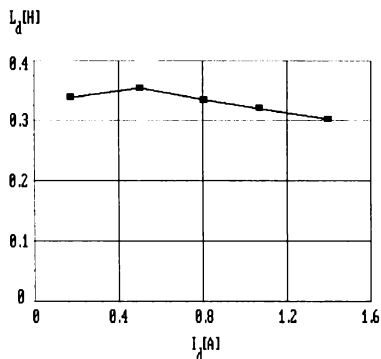


Fig.3.10. a) M3 -  $L_d(I_d)$ ;

b) M3 -  $L_q(I_q)$ .

### 3.2. Validarea parametrilor

Validarea parametrilor reprezintă o etapă prin care practic se verifică, cu mașina în diverse regimuri de funcționare, parametrii determinați cu metodele "stactice" (de repaos). Validarea este în fapt tot o măsurare a parametrilor și numai dificultățile practice pe care ea le implică fac să fie considerată ca o etapă de confirmare.

Cea mai "directă" metodă de confirmare a corectitudinii determinării inductanțelor este măsurarea cuplului dezvoltat de mașină și confruntarea acestei măsuratori cu determinările teoretice conform relației (2.18).

Această probă de validare presupune existența unui sistem electronic (a cărui descriere în amănunțime se va face în capitolele următoare) capabil să alimenteze mașina cu curenți  $i_d$ , respectiv  $i_q$  de valori cunoscute.

Măsurarea cuplului se face în mod clasic, în regimuri

### 3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

staționare, cu un generator de c.c. cu stator basculant și balanță.

Rezultatele comparative, teoretice și experimentale, sunt prezentate, pentru modelul, M1 în fig.3.11.

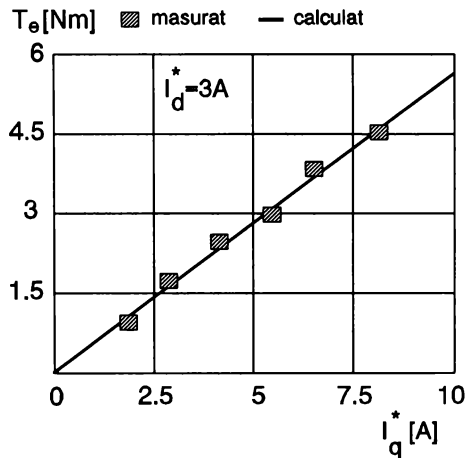


Fig.3.11. Valorile calculate și măsurate ale cuplului dezvoltat de modelul M1.

O altă metodă presupune alimentarea mașinii la rețea prin intermediul unui autotransformator și încărcarea ei la arbore cu un generator de c.c. al cărui parametrii sunt cunoscuți (fig.3.12). Într-o primă fază mașina de c.c. se utilizează pentru aducerea în sincronism a MSR, fiind apoi decuplată de la sursa de alimentare și conectată peste o rezistență. Se măsoară puterea activă  $P$  și reactivă  $Q$  și se calculează factorul de putere și randamentul. Determinarea factorului de putere maxim se face modificând tensiunea de alimentare a MSR, la o anumită încărcare a mașinii, până la limita menținerii sincronismului.

3. Determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive

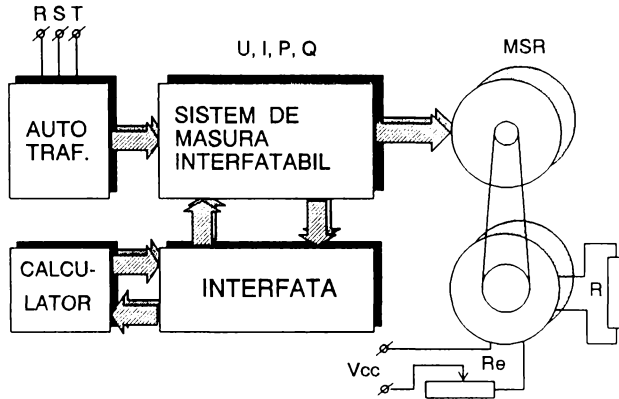


Fig.3.12. Măsurarea factorului de putere și a randamentului.

Măsuratoarea se efectuează cu un sistem de traductori electronici corespunzători (fig.3.13a, b) cuplat prin intermediul interfeței descrise în cap.3.1.2. la un calculator.

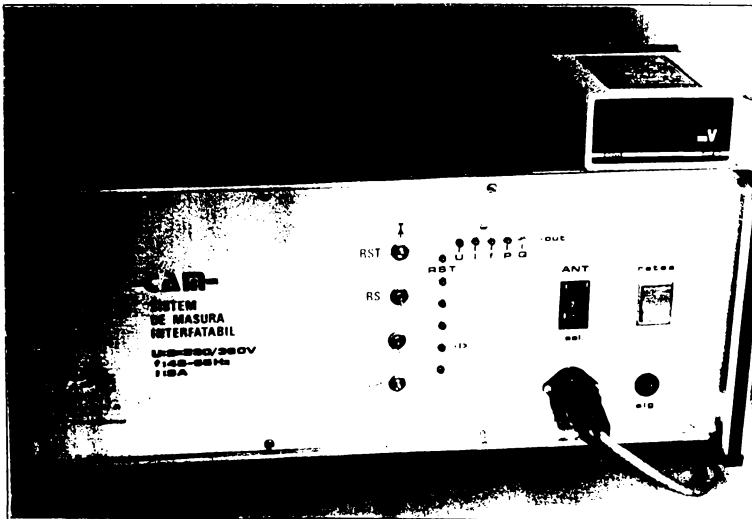


Fig.3.13 a)



b)  
Fig.3.13. Sistemul de măsură interfațabil  
a) vedere de ansamblu;  
b) detaliu - traductorii de măsură.

Rezultatele obținute pentru modelul M3 sunt prezentate în  
fig.3.14.

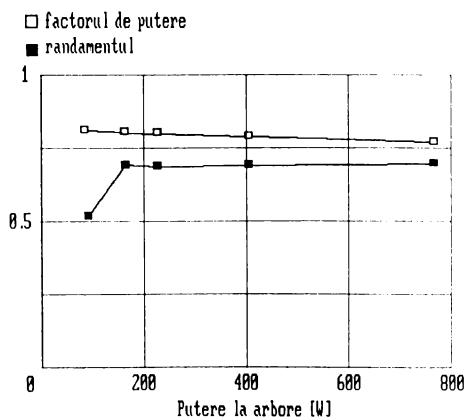


Fig.3.14. Factorul de putere și  
randamentul MSR.



Se observă buna corelație a factorului de putere maxim măsurat cu valoarea calculabilă din relația (2.27) pentru  $L_d$  și  $L_q$  determinate (fig.3.10).

De remarcat este și faptul că valorile randamentului și factorului de putere au rămas similare cu cele ale MI din care a fost construit modelul (0.72, respectiv 0.82).

#### 3.3. Concluzii

Au fost prezentate în acest capitol metode de determinare, prin probe de repaos (utile în special pentru mașini de puteri mari la care probele în mișcare ar putea implica probleme legate de consum energetic sau efectiv de realizare a acestora) și de validare a parametrilor (în mișcare), pentru MSR.

Aceste metode, descrise în literatura de specialitate, au fost implementate cu ajutorul unui sistem electronic conceput și realizat de autor, bazat pe achiziția de date cu ajutorul calculatorului, pe un circuit de forță cu comutație statică, destinat stingerii curentului și pe un sistem de traductori de măsură interfațabil.

Sistemul electronic este coordonat de un SOFT corespunzător care realizează în întregime operațiunile matematice necesare determinării parametrilor precum și cele de exprimare grafică a acestora.

Măsurătorile experimentale au fost efectuate pe trei modele de MSR, rezultatele obținute demonstrând valabilitatea considerațiilor de ordin teoretic și practic expuse în acest capitol, identificarea parametrilor fiind confirmată de procedeele de validare.

În acest sens, pentru modelul M1 și M3, s-a dovedit faptul că practic, la  $q > 2$ , se poate aproxima o variație sinusoidală a inductanțelor mașinii în raport cu unghiul electric  $\theta$ , oferindu-se astfel valabilitate modelului d- q.

Pentru  $q = 1$  această formă de variație, evident, nu mai este îndeplinită, impunându-se studiul mașinii în coordonatele fazelor.

De asemenea este important de remarcat faptul că MSR, având construcția rotorului în varianta analizată în această lucrare, poate realiza performanțele scontate, similare din punct de vedere al factorului de putere și al randamentului cu cele ale MI al cărei stator a fost refolosit. Odată cu creșterea puterii și în principal a dimensiunilor mașinii poate fi obținută superioritatea MSR, în raport cu cele concluzionate la cap.2.

**ECHIPAMENTUL ELECTRONIC  
DESTINAT CONDUCERII MSR**

#### 4.1 Schema bloc

Echipamentul electronic a fost conceput în scopul conducerii MSR în următoarele variante:

-MSR cu traductor incremental de poziție, cu reglaj de turație și poziție realizat pe baza modelului ortogonal, alimentat prin inverter de tensiune cu modulare în lățime de puls (PWM) și reacție după curent;

-MSR cu traductor simplificat de poziție, alimentat prin inverter de tensiune cu modulare în lățime de puls și reacție după curent, cu variație treaptă;

-MSR fără traductor de turație sau poziție, cu reglaj de turație, alimentat prin inverter de tensiune cu PWM și reacție după curent.

Schema bloc a echipamentului, conceput și realizat de autor este prezentată în fig.4.1.

Utilizând aproape în întregime blocurile schemei prezentate în fig.4.1 (cu excepția traductorului vectorial de unghi), ansamblul se constituie în cea mai performantă soluție de reglaj al mișcării cu ajutorul MSR, atât de turație cât și de poziție [76]. Calitatea acționării este dictată doar de modalitatea de implementare a reguletoarelor pentru mărimi mecanice,

#### 4. Echipamentul electronic destinat conducerii MSR

utilizatorul fiind cel care solicită, funcție de aplicația concretă, structuri mai mult sau mai puțin complexe.

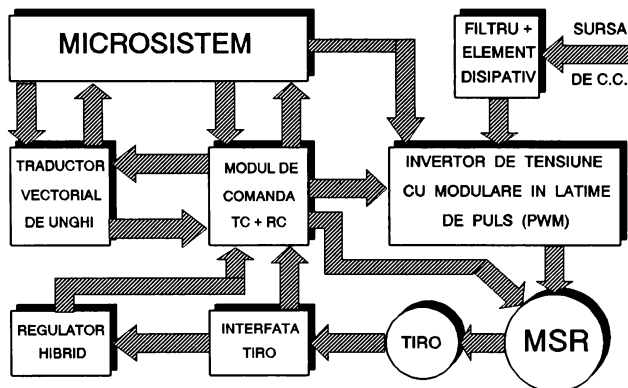


Fig.4.1. Schema bloc a echipamentului electronic.

Regulatorul utilizat, cu structură variabilă, cu funcționare în regim modal alunecător, a fost implementat într-o structură HARD hibridă (analogică pentru prescrieri și reglaj și numerică pentru măsurarea mărimilor de reacție). Motivul acestei alegeri a rezultat din utilizarea unui singur traductor cuplat la arborele mașinii, de tip incremental (TIRO), cu semnal de ieșire numeric, din care au fost prelevate, printr-un bloc de interfață corespunzător atât poziția rotorului cât și turația mașinii, precum și de faptul că în majoritatea cazurilor semnalele de prescriere sunt de tip analogic.

Traductorul vectorial de unghi este destinat calculului valorii momentane a unghiului între vectorii de tensiune și curent aplicați MSR, în scopul obținerii unui semnal de reacție utilizat în cazul acționării fără traductor de turație sau poziție.

Microsistemul este destinat interfațării procesului cu utilizatorul, precum și achiziționării și prelucrării de date din

proces (mărimi electrice sau mecanice, convertite electric).

Modulul de comandă realizează transformarea de coordonate programabilă din sistemul în care se face reglarea în coordonatele fazelor, furnizând curenții prescriși de fază și impunând vectorul de tensiune corespunzător inverterului cu PWM funcție de ieșirea reguletoarelor de curent pe care le conține.

Inverterul de tensiune cu PWM are o structură clasică de semipunte trifazată realizată cu tranzistoare de putere. El conține elementele de protecție necesare precum și un subsansablu electronic destinat disipării energiei în regimurile de generator ale MSR.

#### 4.2. Transformatorul de coordonate

Transformatorul de coordonate implementează matricea lui Park  $P(\theta)$ , relația (2.6). Modulul transformă curenții  $i_d^*$  și  $i_q^*$  ai modelului ortogonal d - q în curenții corespunzători de fază  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$ .

Pentru a da flexibilitate acestui modul s-a optat pentru o implementare care să poată oferi programarea transformării de coordonate în cazul în care aceasta este diferită de  $P(\theta)$  [77].

Schema bloc a unui canal (din cele 4) al transformatorului este prezentată în fig.4.2.

Funcționarea se bazează pe informația (tactul) furnizată de traductorul de poziție TIRO care activează un numărător reversibil ale cărui cele mai semnificative 9 ieșiri adresează o memorie (E)PROM în care a fost înscrisă funcția corespunzătoare transformării. În cazul transformării Park aceasta este o funcție sinus sau cosinus. Octetul corespunzător fiecărei locații de memorie este aplicat unui convertor numeric - analogic de 8 biți pe a cărui intrare de referință se aplică un semnal proporțional cu unul din curenții corespunzători modelului d - q (sau transformării utilizate). La ieșirea convertorului se va regăsi produsul dintre valoarea octetului și valoarea mărimii analogice de referință.

Acest semnal este apoi corectat prin  $\sqrt{2/3}$ . Schimbarea semnului curenților  $i_d^*$  sau  $i_q^*$  se face prin selectarea ieșirii  $u_e$ , respectiv  $\bar{u}_e$  pentru +, respectiv - de la convertorul numeric - analogic.

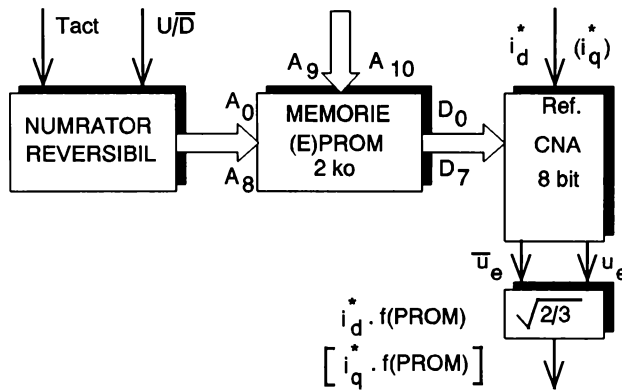


Fig.4.2. Transformatorul de coordonate.

Schema realizată practic (Anexa 4.1, 4.2) utilizează numărătoare reversibile MOS de tip MMC4516, conectate în cascadă, memorii de tip EPROM de 2ko tip 2716, convertoare numeric - analogice de 8 biți tip DAC08 și amplificatoare operaționale tip  $\beta$ A741.

Tabelarea funcțiilor trigonometrice în memorii a fost făcută considerând valoarea  $FF_H$  corespunzătoare valorii 1 a funcției sinus sau cosinus, respectiv  $0_H$  pentru -1.

Translatarea de nivel s-a realizat prin intermediul rezistențelor dispuse la intrarea de referință, respectiv la ieșirile convertorului.

Selectarea ieșirii directe sau negate ale acestuia se realizează cu multiplexoare/demultiplexoare analogice de tip

MMC4053, activate de un bit corespunzător semnelui curenților  $i_d^*$  sau  $i_q^*$  (Anexa 4.3), iar însumarea și ponderarea corespunzătoare cu  $\sqrt{2/3}$  se efectuează cu un bloc de amplificatoare operaționale de tip  $\beta M324$  (Anexa 4.4).

Transformatorul nu are nevoie de 6 canale de multiplicare, ci numai de 4, datorită relației existente între curenții de fază din mașină:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.1)$$

În aceste condiții unul din curenți este obținut simplu cu ajutorul unui amplificator operațional.

#### 4.3. Regulatele de curent

Realizarea cu cât mai mare precizie a formei prescrise (de obicei sinusoidală) a curentului prin fazele mașinii are ca efect pozitiv reducerea armonicilor în cuplu, și pierderi mici în miezul feromagnetic. Acest deziderat este obținut însă, în cea mai mare parte, prin creșterea frecvenței de comutație în invertor și deci, este posibil ca aici să se înregistreze nivele de disipație energetică relativ mari. În acest sens rolul regulatorului este acela de a realiza un compromis, strategia de reglare și posibilitatea implementării simple a acesteia fiind deosebit de importante.

Metodele de reglare cele mai des utilizate sunt de tip cvasicontinue sau discontinue [78 - 81]. Acestea din urmă se pot realiza fie admitând un interval de histereză  $i_h$  în care să poată varia curentul în raport cu valoarea sa prescrisă, fie analizând la intervale egale de timp (corespunzătoare frecvenței maxime de lucru a invertorului  $f_m$ ) starea unor comparatoare bipoziționale la intrările cărora sunt aduse mărimile prescrise și măsurată.

Regulatele cvasicontinue au ca mărime intermediară de ieșire un semnal continuu rezultat în urma unei prelucrări corespunzătoare (de obicei P, PT1 sau PI) a erorii de curent, semnal care este folosit pentru generarea PWM prin unul din procedeele cunoscute, deci și ieșirea acestuia este discontinuă, condiție impusă de altfel de inverter, prin natura sa un sistem discontinuu.

Ambele tipuri de regulate generează în final vectorul de tensiune pe care inverterul îl aplică motorului, astfel:

-regulatorul cu histereză:

$$U_1 = \begin{cases} 1 \text{ pt. } i_a^* - i_a \geq i_h \text{ sau } |i_a^* - i_a| < i_h \text{ si } \frac{d(i_a^* - i_a)}{dt} < 0 \\ 0 \text{ pt. } i_a^* - i_a \leq -i_h \text{ sau } |i_a^* - i_a| < i_h \text{ si } \frac{d(i_a^* - i_a)}{dt} > 0 \end{cases}$$

$$U_2 = \begin{cases} 1 \text{ pt. } i_b^* - i_b \geq i_h \text{ sau } |i_b^* - i_b| < i_h \text{ si } \frac{d(i_b^* - i_b)}{dt} < 0 \\ 0 \text{ pt. } i_b^* - i_b \leq -i_h \text{ sau } |i_b^* - i_b| < i_h \text{ si } \frac{d(i_b^* - i_b)}{dt} > 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

$$U_3 = \begin{cases} 1 \text{ pt. } i_c^* - i_c \geq i_h \text{ sau } |i_c^* - i_c| < i_h \text{ si } \frac{d(i_c^* - i_c)}{dt} < 0 \\ 0 \text{ daca } i_c^* - i_c \leq -i_h \text{ sau } |i_c^* - i_c| < i_h \text{ si } \frac{d(i_c^* - i_c)}{dt} > 0 \end{cases}$$

-regulatorul cu tact impus de comparare generează vectorul de tensiune în mod similar, rezultatul comparării fiind citit la intervale egale de timp ( $\Delta t = 1/f_m$ ), banda de histereză



$i_h$  fiind o mărime care rezultă.

-regulatorul cvasicontinuu are ca semnal de referință de obicei o tensiune liniar variabila  $u_{lv}$  ("dinte de fierăstrău") care se compară cu semnalul intermediar continuu  $u_{ri}$  rezultat în urma prelucrării erorii. Dacă această prelucrare este de tip proporțional, cu coeficientul corespunzător  $K_{pi}$ , se poate scrie:

$$u_{ri} = K_{pi}(i_i^* - i_i) \quad (4.3)$$

In aceste condiții:

$$U_{1,2,3} = \begin{cases} 1 \text{ pt. } u_{ri} \geq u_{lv} \\ 0 \text{ pt. } u_{ri} < u_{lv} \end{cases} \quad (4.4)$$

in care  $i = a, b, c$ .

Comparativ, pentru aceeași frecvență de lucru a invertorului, regulatoarele discontinue sunt mai rapide, introduc defazaje mai mici între valorile prescrisă și realizată, dar prezintă dezavantajul introducerii unui conținut mai mare de armonici; regulatoarele cvasicontinue generează un spectru de armonici mai redus dar pot introduce defazaje semnificative în special la turații mari ale mașinii datorită creșterii substanțiale a tensiunii induse în înfășurările acesteia.

Alegerea optimă a tipului de regulator trebuie deci să țină seama de frecvența de lucru a invertorului în raport cu inductanțele mașinii, de nivelul curenților și de performanțele impuse acționării.

Implementarea regulatoarelor de curent discontinue se realizează pe baza comparatoarelor integrate de tip  $\beta M339$  incluse în scheme de comparare cu histereză sau, prin adăugarea la ieșire a unui bistabil de tip D activat de tactul de comandă al

invertorului, în comparatoare a căror stare la ieșire este luată în considerare la intervale egale de timp.

Regulatele cvasicontinue se realizează cu amplificatoare operaționale cu reacție corespunzătoare. Schema în detaliu pentru reglaj de tip PT1 este prezentată în Anexa 4.5. Suma algebrică între valorile prescrisă și realizată a curenților de fază se realizează ponderat, pe intrarea inversoare a amplificatorului operațional de tip LM224. Factorul de amplificare este ales suficient de mare ( $\approx 100$ ) pentru ca eroarea de regim staționar să fie mică. Constanta de timp a regulatorului se alege în corelație cu cea a înfășurării de fază a mașinii pentru a realiza un compromis între conținutul de armonici generat la frecvențe mici și defazajul introdus la frecvențe mari.

Nivelele de tensiune rezultate la ieșiri sunt utilizate în blocul de comandă al invertorului pentru a realiza PWM.

Tructoarele de curent utilizate (în număr de 2, cf. relației 4.1) sunt cu senzori Hall de tip LEM, cu raport de transformare 1/1000. Curentul rezultat în urma măsurătorii este tradus în tensiune prin intermediul unor rezistențe de precizie cuplate la masă (750 $\Omega$ ).

Cu ajutorul a 3 celule de amplificator operațional (U3A, U3B, U3C), și un sumator cu diode (D1, D2, D3), se prelevează un semnal utilizabil în protecția la supracurent a invertorului în blocul de comandă al acestuia.

#### 4.4. Strategia de reglare a mișcării

Pentru reglarea mișcării (turație sau poziție) s-a optat pentru un regulator cu structură variabilă, cu funcționare în regim modal alunecător, având în vedere performanțele pe care acesta le poate obține: răspuns rapid și precis, imunitate la variația parametrilor și perturbații [82] cu prețul solicitării la maximum a elementelor de comandă.

In cazul general acest tip de reglaj se bazează pe calculul funcționalei [20]:

$$s(\mathbf{x}_s) = k_w \cdot y^* - \mathbf{k}_s^T \cdot \mathbf{x}_s \quad (4.5)$$

în care  $\mathbf{x}_s$  este vectorul de stare de dimensiune  $n$  al sistemului în care se efectuează reglarea,  $y^*$  mărimea prescrisă cu coeficientul corespunzător  $k_w$ , iar  $\mathbf{k}_s^T$  un vector linie de dimensiune  $n$  care conține coeficienții corespunzători de reacție.

Mărimea de comandă  $u$ , aferentă blocului de comandă, în cea mai simplă și mai potrivită variantă a aplicației, poate lua numai două valori distincte, constante, conform relației:

$$u = \begin{cases} U_{\max} & \text{pt. } s(\mathbf{x}_s) > 0 \\ U_{\min} & \text{pt. } s(\mathbf{x}_s) \leq 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

Această relație poate fi exprimată într-o formă mai compactă:

$$u = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} \cdot \text{sgn}[s(\mathbf{x}_s)] \quad (4.7)$$

în care funcția  $\text{sgn}[s(\mathbf{x}_s)]$  este definită de:

$$\text{sgn}[s(\mathbf{x}_s)] = \begin{cases} +1 & \text{pt. } s(\mathbf{x}_s) > 0 \\ -1 & \text{pt. } s(\mathbf{x}_s) < 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

In aceste condiții comutația se face la o frecvență foarte mare (teoretic infinită). Sistemul funcționează astfel în regim modal "alunecător" ("sliding mode"), comportarea dinamică fiind determinată de condiția:

$$s(x_s) = 0 \quad (4.9)$$

Schematic, structura unui asemenea sistem este prezentată în fig.4.3.

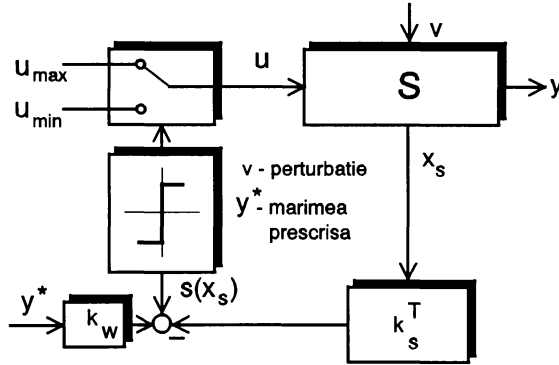


Fig.4.3. Structura unui reglaj cu moduri alunecătoare.

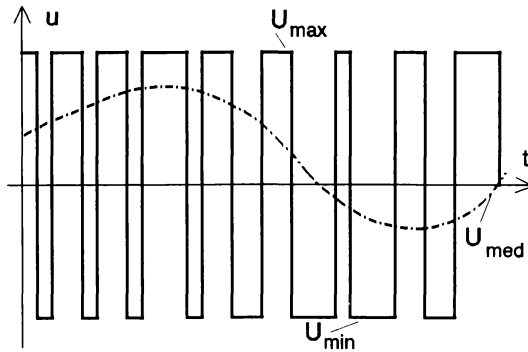


Fig.4.4. Explicativă la condiția existenței modului alunecător.

Mărimea de comandă poate fi interpretată în mod echivalent ca valoarea medie  $U_{med}$  pe care aceasta o are în timpul comutației rapide între  $U_{min}$  și  $U_{max}$  (fig.4.4). Această interpretare

permite formularea unei condiții pentru existența modului "alunecator":

$$U_{\min} \leq U_{med} \leq U_{\max} \quad (4.10)$$

În cazul sistemului de reglare a turației și poziției MSR pe baza modelului ortogonal a fost ales ca vector de stare:

$$\mathbf{x}_s^T = [y, \dot{y}] \quad (4.11)$$

în care  $y$  este  $\omega_r$  sau  $\theta$ .

În aceste condiții relația (4.5) se poate scrie:

$$s = K_p \cdot \varepsilon(t) - K_d \cdot \dot{\varepsilon} \quad (4.12)$$

în care  $\varepsilon = y^* - y$  reprezintă eroarea de reglaj, iar  $K_p$  și  $K_d$  sunt coeficienții corespunzători constantei de proporționalitate, respectiv de timp. Ecuația  $s = 0$  reprezintă, în planul  $(\varepsilon, \dot{\varepsilon})$  o dreaptă, ce poartă numele de "dreapta de comutație" (fig.4.5).

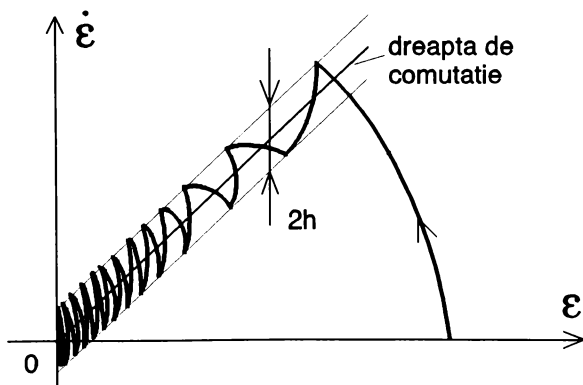


Fig.4.5. Evoluția mărimii reglate pentru un regulator discontinuu cu moduri alunecătoare,

Pentru a se evita funcționarea sistemului la frecvență foarte ridicată (teoretic infinită), ca și pentru a nu-l suprasolicita, în special în regimurile cvasistationare în care eroarea este admisibilă, strategia de reglare poate suferi două modificări:

-introducerea unui interval de histereză  $h$  în raport cu care se compară funcționala  $s$ ;

-trecerea, în acest interval, la un control de tip continuu (PI, PID, PT1) [82].

Cu aceste modificări mărimea de comandă va fi definită de:

$$u = \begin{cases} +i_{qmax}^* pt. s > h \\ -i_{qmax}^* pt. s < h \\ control\ continuu\ pt. |s| \leq h \end{cases} \quad (4.13)$$

unde  $i_{qmax}^*$  reprezintă valoarea maximă, reglată în transformatorul de coordonate, pentru curentul "de cuplu" al MSR.

Dacă regulatoarele de curent sunt de tip discontinuu cu tact impus (frecvența maximă de lucru a invertorului), având în vedere faptul că se lucrează la posibilitățile maxime ale echipamentului electronic din punct de vedere al vitezei de răspuns, trecerea la un reglaj continuu în interiorul intervalului de histereză  $h$  se realizează în mod natural deoarece în acest caz bascularea regulatorului (de turație sau poziție) are loc cu frecvența comparabilă cu cea a invertorului; astfel, realizându-se timpi de comutație mult mai mici decât constantele electrice de timp ale mașinii, medierea (și deci practic trecerea la un reglaj continuu) este realizată implicit.

Aceleași considerente sunt valabile și pentru cazul în care sunt utilizate regulatoarele cvasicontinue, filtrul conținut de acestea fiind un element în plus care contribuie la realizarea

fenomenului.

Schema bloc a estimatorului funcționalei  $s$  este prezentată în fig.4.6.

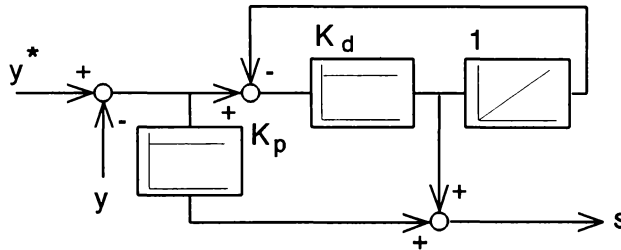


Fig.4.6. Estimatorul funcționalei  $s$ .

Implementarea estimatorului se poate realiza cu amplificatoare operaționale de precizie în varianta analogică, numeric prin intermediul unui microcontroler sau hibrid. În acest ultim caz valoarea măsurată este numerică, funcționala este calculată analogic, regulatorul fiind de asemenea realizat cu circuite analogice.

Mărimea de reacție ( $y$ ) este furnizată de către un traductor incremental de poziție din care rezultă, în urma unor prelucrări corespunzătoare într-un bloc de INTERFATA TIRO, atât  $\theta$  cât și  $\omega_r$ .

Anexa 4.6 prezintă schema în detaliu pentru regulatorul hibrid de poziție. Aceasta utilizează un numărător reversibil de 12 biți (3xMMC4516) activat de INTERFATA TIRO, ale cărui ieșiri sunt conectate la un convertor numeric - analogic corespunzător (K594IIA1) care generează un semnal analogic (informația de poziție) utilizat în regulatorul cu structură variabilă realizat cu

circuitele U605, U606 ( $\beta$ M201N, respectiv  $\beta$ M339), care furnizează la ieșire bitul de semn pentru curentul  $i_{qmax}^*$ . Trecerea de la reglajul discontinuu la cel continuu se face implicit prin mecanismul descris mai sus, odată cu creșterea frecvenței de basculare a comparatorului U606, variația curentului fiind mediată de către inductanțele mașinii.

Reglajul de poziție nu impune modificarea valorii curentului  $i_d^*$ .

Coeficienții regulatorului se stabilesc prin rezistența reglabilă R600 și prin valoarea condensatorului C6015.

Prescrierea de poziție se realizează cu un potențiomtru multitură (R603). Impulsul de referință poate fi furnizat extern, sau de către TIRO în cazul în care acesta coincide cu referința traductorului.

Reglajul de turație are, în mare, aceeași structură. Semnalul de reacție este primit de la INTERFATA TIRO numeric urmând prelucrarea, în raport cu prescrierea, în mod similar. Diferența constă în faptul că de această dată curentul de câmp  $i_d^*$  va trebui modificat, de la o viteză stabilită  $\omega_{rb}$ , pentru a se realiza regimul de slăbire de câmp, astfel:

$$i_d^* = i_{dn}^* \frac{\omega_{rb}}{\omega_r} \quad \text{pt. } \omega_r > \omega_{rb} \quad (4.14)$$

Circuitul electronic realizat în acest scop este prezentat în Anexa 4.7. Relația (4.14) este aproximată prin 8 trepte selectate cu ajutorul multiplexorului U144 (MMC4051) și a unei rețele de rezistențe bine determinate. Selecția este efectuată de un ansamblu de circuite integrate care măsoara pe 4 biți frecvența impulsurilor furnizate de TIRO cu numărătorul U142 (CDB493) și registrul U143 (MMC4076). În momentul în care bitul Q3 al registrului atinge starea "1" logic funcționarea multiplexorului



este scoasă din starea de inhibare. Valoarea  $i_{dn}^*$  este reglată prin P104 și repetorul U149 (bA741). Relația (4.14) se poate implementa și SOFT cu ajutorul microsistemului.

Schemele prezentate necesită circuite de precizie pe partea analogică pentru a se putea utiliza eficient rezoluția de 12 biți pe care o asigură partea numerică (amplificatoare operaționale și surse de referință de precizie).

#### 4.5. Interfața cu traductorul incremental de poziție

Traductoarele de poziție de tip incremental generează două trenuri de impulsuri [83, 84] (directe A, B și negate  $\bar{A}$  și  $\bar{B}$ ) dreptunghiulare defazate cu  $\pm 90^\circ$  (funcție de sensul de rotație) și un impuls de inițializare la fiecare tură. Pentru o precizie dorită la poziționare este ales tipul de traductor incremental, funcție de numărul de impulsuri/tură pe care este capabil să-l genereze.

În echipamentul electronic prezentat a fost utilizat un traductor incremental tip IGR1024B caracterizat prin 1024 de impulsuri pe tură [83].

Informația furnizată de traductor nu se poate folosi ca atare, ea necesitând o prelucrare prealabilă în vederea detectării poziției absolute, respectiv a unui semnal utilizabil ca informație de turație, pentru a nu mai fi necesară dispunerea unui al doilea traductor (tahogenerator) pe arborele mașinii.

Deoarece determinarea poziției absolute se realizează cu ajutorul numărătoarelor reversibile, interfața trebuie să furnizeze impulsuri corespunzătoare sensului de numărare. În același timp, pentru a mări precizia de reglare, se utilizează și o multiplicare cu 4 a numărului de impulsuri pe tură pentru ca în final rezoluția la poziționare să fie corespunzătoare la 12 biți.

Schema electronică utilizată este prezentată în Anexa 4.8, iar formele de undă sunt ilustrate în fig.4.7 [85].

Semnalele destinate numărătoarelor sunt obținute cu ajutorul a 4 monostabile (74123) care produc impulsuri scurte pe fronturile trenurilor de impulsuri ale traductorului incremental și cu o logică combinațională cu porți.

Schema asigură semnale (FPT, RFT) atât pentru numărătoare cu intrări diferite pentru senzori diferite de numărare cât și pentru circuite de numărare cu bit de sens (F, R, PT).

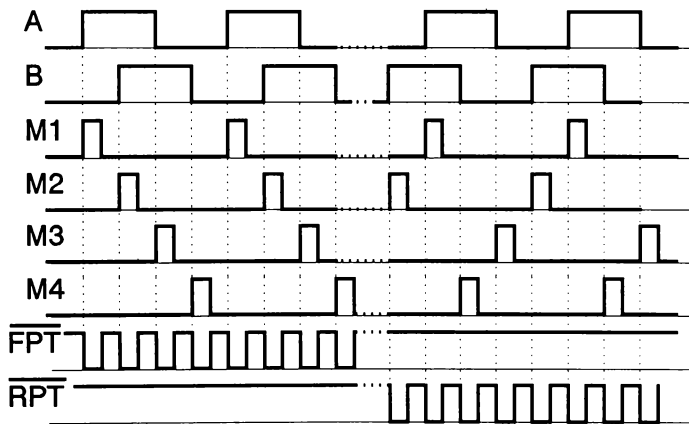


Fig.4.7. Semnalele corespunzătoare schemei din Anexa 4.8.

Informația de turație se bazează pe determinarea perioadei impulsurilor traductorului de poziție, pentru a se obține precizie la turații mici în timp util, cu ajutorul unui oscilator de precizie, o logică combinațională și circuite de numărare de 12 biți care activează un convertor numeric - analogic în modul prezentat la regulatorul de poziție (Anexa 4.6).

Pe măsura creșterii turației, pentru a se menține o rezoluție dorită (8 - 10 biți) impulsurile traductorului sunt divizate corespunzător, reglarea având astfel loc pe game comutate cu histereză printr-un multiplexor.

## 4.6. Traductorul vectorial de unghi

Determinarea instantanee a unghiului dintre vectorii tensiune și curent aplicați mașinii are la bază cunoașterea cu precizie a poziției valorii prescrise a acestuia din urmă (presupus a se realiza prin intermediul reguletoarelor de curent) și a determinării celor 8 poziții posibile ale vectorului de tensiune furnizat de inverterul cu PWM [86 - 89] (Fig.4.8), funcție de starea elementelor semiconductoare de putere (tranzistoare, diode) din etajul final al acestuia (conducția spre bornele + sau - ale sursei intermediare de cc.). Din cele 8 combinații posibile au sens vectorii nenuli (1-6), vectorii nuli trebuind să fie ignorați, diferența de fază neavând sens în acest caz.

$\bar{V}$	a	b	c	cod binar
$\bar{V}_1$	+	-	-	1 0 0
$\bar{V}_2$	+	+	-	1 1 0
$\bar{V}_3$	-	+	-	0 1 0
$\bar{V}_4$	-	+	+	0 1 1
$\bar{V}_5$	-	-	+	0 0 1
$\bar{V}_6$	+	-	+	1 0 1
$\bar{V}_7$	+	+	+	1 1 1
$\bar{V}_8$	-	-	-	0 0 0

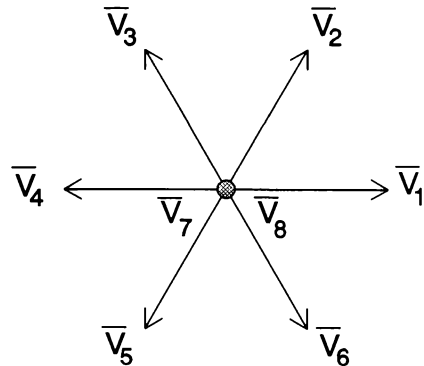


Fig.4.8. Definirea vectorilor de tensiune.

Poziția vectorului curent prescris este dictată de valoarea adresei cu care sunt citite memoriile (E)PROM din transformatorul de coordonate în cazul în care  $i_d^* = 0$  sau  $i_q^* = 0$

și de numărul de perechi de poli ai mașinii.

Schema bloc a traductorului vectorial de unghi este prezentată în fig.4.9.

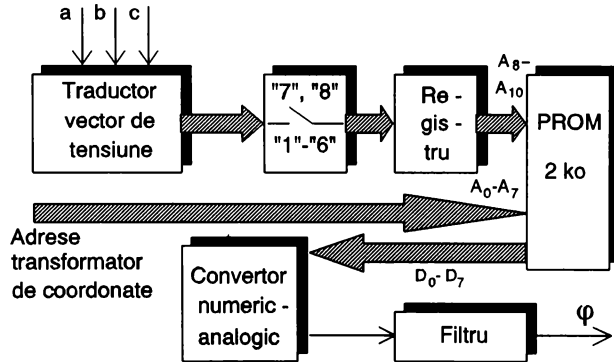


Fig.4.9. Schema bloc a traductorului vectorial de unghi.

"Citirea" vectorilor de tensiune se efectuează pe baza unui traductor conectat la bornele de ieșire ale inverterului (a, b, c), realizat cu optocuploare rapide (PC900V), Anexa 4.9, și componentele pasive aferente.

Selectarea vectorilor "permiși" se efectuează (Anexa 4.10) cu două registre (MMC4076), unul pentru o memorare temporară în vederea detectării vectorilor nuli printr-un decodor binar/zecimal (MMC4028) și un al doilea pentru adresarea memoriei (E)PROM (2716) în care sunt stocate, pentru fiecare situație în parte, valorile corespunzătoare defazajului (Anexa 4.11), codificate astfel:  $-90^\circ = 00_H$ ,  $+90 = FF_H$ . Funcționarea secvențială a selectorului este comandată de un astabil (MMC4047). Conținutul memoriei este convertit analogic (DAC08) într-un semnal diferențial și filtrat ( $\beta A741$ ). Constanta de timp a filtrului se alege funcție de frecvența de lucru a inverterului.

## 4.7. Invertorul de tensiune

### 4.7.1. Circuitul de forță

Circuitul de forță se compune din invertorul propriu-zis, realizat pe baza unui modul Darlington (Q1) tip QM50TB-H de 50A și 600V [90] cu circuitele de protecție la supratensiuni de tip diodă - condensator, un redresor trifazat necomandat (D7 -D9) cu filtru capacitiv și un comutator static realizat cu tranzistoarele de putere (Q3, Q4) tip BUX80 cu rol de introducere în circuitul intermediar de c.c. a unei rezistențe de putere de disipație (R8).

Invertorul de tensiune cu PWM este alcătuit din 6 elemente de comutație simbolizate prin comutatoarele S1 - S3 (fig.4.10) de a căror stare (0 sau 1) depinde valoarea momentană a tensiunilor aplicate fazelor mașinii [8, 91, 92].

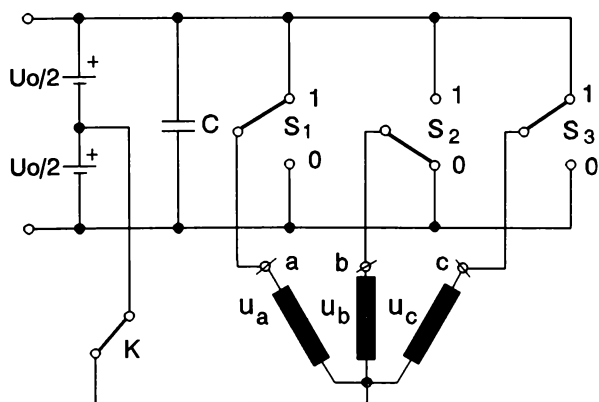


Fig.4.10. Schema principiala invertorului cu PWM.

Pentru conexiune stea, fără nul (comutatorul K deschis), valoarea acestor tensiuni este specificată în Tab.4.1.

4. Echipamentul electronic destinat conducerii MSR

Tab.4.1.

$u_a, u_b,$	VECTOR DE TENS. U ( U1 U2 U3 )					
$u_c$	(1 0 0)	(1 1 0)	(0 1 0)	(0 1 1)	(0 0 1)	(1 0 1)
$u_a$	$2U_0/3$	$U_0/3$	$-U_0/3$	$-2U_0/3$	$-U_0/3$	$U_0/3$
$u_b$	$-U_0/3$	$U_0/3$	$2U_0/3$	$U_0/3$	$-U_0/3$	$-2U_0/3$
$u_c$	$-U_0/3$	$-2U_0/3$	$-U_0/3$	$U_0/3$	$2U_0/3$	$U_0/3$

In cazul în care comutatorul K este închis, tensiunile  $u_a, u_b, u_c$  nu pot lua decât două valori distincte,  $\pm U_0/2$ . Includerea circuitului de nul este necesară atunci când se pune problema asigurării unei căi de circulație pentru curentul omopolar.

Considerațiile făcute mai sus se bazează pe următoarele ipoteze simplificatoare:

-elementele S1 - S3 sunt ideale și nu prezintă circuite de protecție;

-s-a evitat luarea în considerare a cazurilor în care elemente de pe o aceeași ramură a invertorului să fie blocate simultan, pentru ca tensiunile de fază să fie bine definite;

-s-a presupus tensiunea continuă de alimentare a invertorului  $U_0$  constantă;

-s-au neglijat impedanțele conductoarelor de legătură.

Comutatorul static are rolul de a cupla în circuitul intermediar un element disipativ (rezistență de putere) în regimurile de generator ale MSR, cu scopul evitării creșterii tensiunii continue pe condensatoarele de filtraaj și pe puntea de tranzistoare. Acțiunea comutatorului static este comandată de un comparator cu histereză realizat pe baza unui element NORTON care analizează nivelul acestei tensiuni în raport cu o valoare limită impusă. Alimentarea acestui etaj se realizează dintr-o sursă separată galvanic de cea a unității centrale (sursa utilizată

pentru comanda tranzistoarelor de putere din inverter). Protecția circuitului de forță la suprasarcină este realizată prin siguranțe cu acțiune rapidă pe partea de c.a. și electronic, prin inhibarea comenzii tranzistoarelor de putere, în ce privește modulul de putere.

Protecția la supratensiuni de comutație se realizează printr-un grup RCD.

Schema în detaliu a circuitului de forță este prezentată în Anexa 4.12.

#### 4.7.2. Circuitele de comandă

Circuitele de comandă sunt reprezentate printr-o unitate centrală, "driverile" aferente fiecăruia din cele 6 tranzistoare de putere și sursele de alimentare corespunzătoare.

Unitatea centrală (Anexa 4.13) generează un semnal "dinte de fierăstrău" cu ajutorul unui comparator integrat (LM311), alte trei asemenea comparatoare fiind utilizate în definirea comenzilor către "driverile" tranzistoarelor finale prin acțiunea de comparare a acestui semnal cu tensiunile furnizate de regulatoarele de curent.

Bufferele (MMC4049, MMC4050) împreună cu circuitele RCD aferente generează timpul mort în comanda inverterului, anozii diodelor D11 - D16 fiind conectați la optocuploarele de separație între unitatea centrală și "driverile".

Comanda tranzistoarelor de putere se realizează cu circuite separate galvanic (Anexa 4.14), cu surse proprii de alimentare, care trebuie să îndeplinească următoarele funcțiuni:

- comanda deschiderii controlate a tranzistoarelor cu menținerea lor într-un regim de cvasisaturație;

- blocarea tranzistoarelor în condițiile menținerii acestora în "aria de funcționare sigură";

- amplificarea semnalelor obținute de la

optocuploare.

Prima funcțiune asigură utilizarea elementelor de comutație la frecvențe superioare, prin limitarea sarcinii stocate în joncțiunea de comandă, a doua este necesară pentru a se evita distrugerea acestora.

Comanda deschiderii controlate se bazează pe introducerea unei dependențe directe între tensiunea de saturație colector - emitor și tensiunea bază - emitor, respectiv curentul de bază. Având în vedere faptul că, la creșterea curentului de colector, tensiunea de saturație se modifică în același sens, în final această modalitate de comandă reglează curentul de bază în raport cu sarcina. Implementarea efectivă a acestui control se realizează cu ajutorul unor diode dispuse în serie al căror număr variază funcție de datele concrete de catalog pentru tranzistorul de putere și de schema "driverului".

Pe lângă efectele pozitive pe care le are asupra tranzistorului, deschiderea controlată optimizează, din punct de vedere al consumului, sursele de alimentare ale circuitelor de comandă, fapt deloc neglijabil dacă se ține seama de faptul că un invertor are nevoie de 4 asemenea surse (duble) ale căror dimensiuni fizice (transformator, redresor, filtru) pot fi comparabile cu cele ale unității centrale.

Accelerarea intrării în conducție a tranzistoarelor finale, pentru a se evita disiparea unei puteri inutile în acest regim, se realizează prin supradozarea curentului de bază, pe durata acestui fenomen, cu ajutorul unui condensator.

Problema menținerii tranzistorului de putere în "aria de funcționare sigură" se pune numai în procesul de blocare. Deși și acest fenomen se dorește a fi cât mai scurt din motivele enunțate mai sus, panta de descreștere a curentului de bază trebuie limitată la valori bine determinate pentru a se evita scoaterea din uz a dispozitivului. Cea mai utilizată metodă este dispunerea pe circuitul de blocare a unei inductanțe prin a cărei valoare se



poate realiza acest deziderat.

Amplificarea semnalelor provenite de la optocuploare se efectuează prin etaje cu tranzistoare funcționând în regim de comutație.

Având în vedere faptul că invertorul de tensiune funcționează pe baza prescrierii de curent, protecția la depășirea accidentală a valorilor admisibile ale acestuia este realizată în unitatea centrală prin inhibarea impulsurilor de comandă.

În structura prezentată de anexele aferente circuitelor de comandă, invertorul realizează o frecvență de comutație de 2.5kHz, tensiunea în circuitul intermediar fiind limitată la 350V, valoare la care intră în funcțiune comutatorul static. Protecția la supracurent este reglată la valoarea de 30A.

#### 4.8. Microsistemul de comandă și control

Testarea performanțelor unei acționări electrice, conducerea acesteia, programarea diverselor elemente ale schemei electronice aferente nu poate fi concepută fără sprijinul unei unități bazate pe microprocesor.

În cazul de față a fost utilizată o placă echipată cu microprocesorul Z80 (suficient ca performanțe pentru cerințele impuse microsistemului) și circuitele aferente la care au fost adăugate elementele necesare interfațării la proces: amplificatoare de magistrală, porturi paralele, convertoare numeric - analogice și analog - numerice și circuite de numărare.

Funcțiunile microsistemului în cadrul echipamentului electronic sunt:

- generarea semnalelor corespunzătoare mărimilor prescrise (turație sau poziție în programe de test, curenți ai modelului d - q etc);
- achiziția de date din proces;
- programarea memoriilor (E)PROM.

Schema electronică a microsistemului este clasică, motiv pentru care se va face, în continuare, doar o descriere sumară a acesteia. Ea are în alcătuire patru porturi paralele (Z80PIO), cuplate la două convertoare numeric - analogice de 8 biți (DAC08), un convertor analog - numeric de 12 biți (ADC12) dotat cu un multiplexor de 8 canale (MMC4051), patru numărătoare reversibile (MMC4516), și circuitele electronice necesare programării memoriilor (E)PROM.

Microsistemul permite de asemenea conectarea unui monitor, a unui element de stocare a programelor (unitate de disc sau casetofon) și a unei imprimante.

SOFT - ul elaborat a fost scris în limbaj de asamblare pentru procese legate de achiziții de date și în BASIC pentru programe de test care nu necesită viteză mare de calcul.

#### 4.9. Realizarea practică a echipamentului electronic

Pentru a putea oferi posibilitatea testării de variante de scheme electronice, în special pentru partea de comandă, aceasta din urmă a fost realizată pe plăci de test standard, conexiunile electrice fiind realizate prin conductor de wrap. Dispozitivele electronice mai speciale au fost dispuse în socluri.

Etajele de medie putere (drivere, surse de alimentare stabilizată) au fost executate pe circuit imprimat cu cablaj corodat.

Circuitele de forță ale inverterului au fost dispuse pe radiatoare de disipație, legăturile electrice dintre ele fiind realizate cu conductoare corespunzătoare, pe distanțe cât mai scurte pentru evitarea inductanțelor parazite.

Se prezintă în continuare (fig.4.11 - 4.16) realizarea practică a principalelor subansamble din echipamentul electronic.

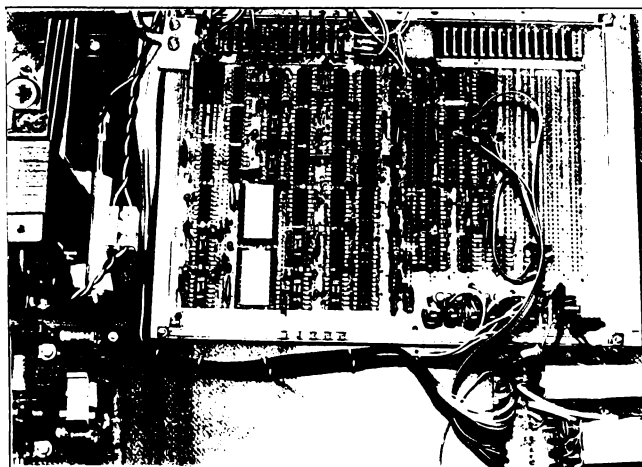


Fig.4.11. Transformatorul de coordonate, interfața TIRO, reglatoarele de curent și traductorul vectorial de unghi.

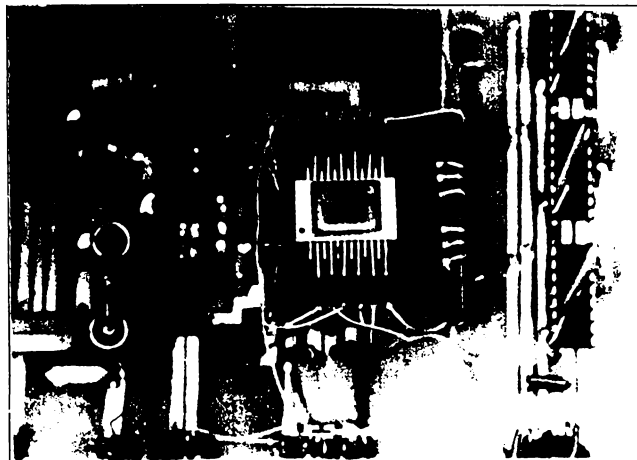


Fig.4.12. Regulatorul de poziție.

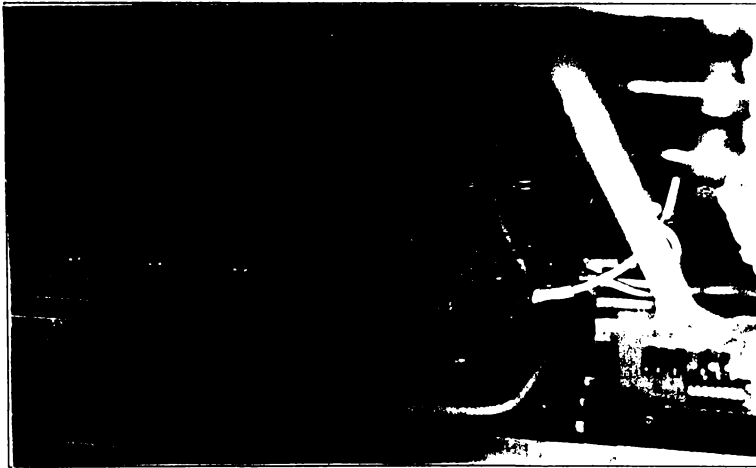


Fig.4.13. Invertorul de tensiune.

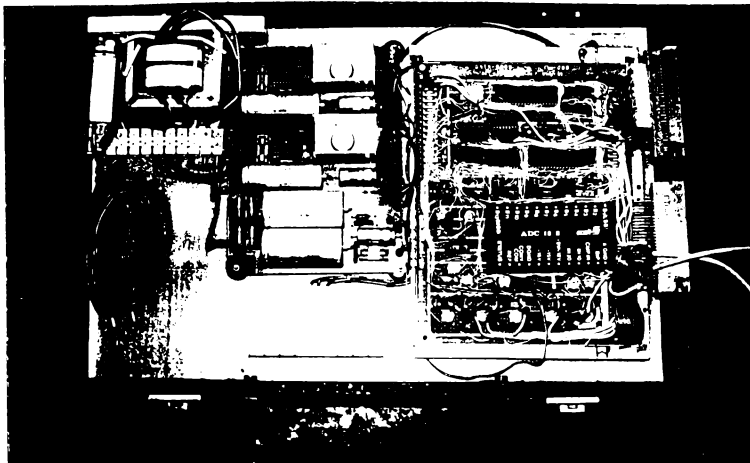


Fig.4.14. Microsistemul de comandă și control.

#### 4.10. Concluzii

Echipamentul electronic, conceput și realizat în întregime de către autor, este elementul fără de care considerațiile teoretice făcute în această lucrare cu privire la conducerea MSR nu pot fi transpuse în practică. El are în componență atât elementele de comandă, implementate cu circuite analogice și numerice, cât și circuitele de forță. În acest sens autorul a insistat pe găsirea unor soluții performante:

- transformarea de coordonate s-a realizat într-o variantă hibridă, utilizându-se multiplicatoare cu stocarea uneia dintre mărimi sub formă numerică, într-o memorie;

- reglajul de curent are la bază atât comparatoare cu tact impus cât și regulatoare de tip cvasicontinuu;

- reglajul mișcării îmbină de asemenea elemente numerice cât și analogice, realizându-se astfel un compromis cost-performanțe;

- s-a căutat utilizarea unui singur traductor de mișcare - de tip TIRO - cu ajutorul căruia să poată fi obținute atât reacția de poziție cât și de turație, eliminându-se astfel utilizarea tahogeneratorului și totodată dificultățile tehnologice de cuplare la arborele mașinii a două traductoare;

- traductorul vectorial de unghi reprezintă o metodă originală de detectare a valorii momentane a diferenței de fază între vectorii de tensiune și curent aplicați mașinii electrice;

- microsistemul are o dublă funcționalitate: conducerea unor procese și achiziția de date în vederea testării, el oferind flexibilitate sporită întregului echipament prin varietatea programelor pe care le poate implementa;

- invertorul de tensiune este realizat cu tranzistoare de putere și funcționează pe principiul modulării în lățime de puls, la frecvențe de ordinul kilohertzilor, obținându-se

astfel o bună sinteză a semnalelor de ieșire; el este protejat corespunzător la suprasarcină, atât electronic cât și cu aparataj specific, și la supratensiuni datorate comutației sau regimului de generator al mașinii electrice; în acest sens tensiunea pe condensatorul de filtraj al suresei intermediare de c.c. este în permanență comparată cu o valoare maxim admisibilă, în cazuri de depășire a acesteia energia fiind disipată pe o rezistență, prin intermediul unui comutator static.

Realizarea practică a echipamentului electronic a căutat să îmbine flexibilitatea subansamblelor componente, atât de necesară în instalații cu caracter experimental, cu fiabilitatea și aspectul unui produs industrial. În acest sens soluțiile propuse pot fi ușor transpuse la eventuale produse realizabile de unități de profil, autorul având permanent în atenție aspectul unei posibile concretizări a lucrării la nivel industrial.

**ACTIONARI CU MASINA SINCRONA REACTIVA  
CU TRADUCTOR DE POZITIE**

**5.1. MSR cu traductor incremental de rezoluție mare  
condus în coordonate rotorice d - q**

Conducerea MSR în coordonate rotorice d - q solicită cunoașterea cu precizie a poziției rotorului în vederea determinării unghiului  $\theta$ . Mașina trebuie să fie deci prevăzută cu un traductor corespunzător (de tip incremental sau absolut). Prezența acestuia impune, pentru un raport performanțe/cost cât mai mare, dotarea acționării cu regulator atât de turație cât și de poziție. Acest sistem este deci cel mai complet din punct de vedere al posibilităților, utilizabil în acționări electrice performante la mașini unelte sau roboți industriali.

Schema bloc prezentată în fig.4.1, pentru cazul concret analizat, se particularizează conform fig.5.1 [76].

Microsistemul este utilizat pentru prescrierea mărimilor controlate (poziție, turație și curentul  $i_d^*$ , când acesta nu este furnizat de varianta HARD) și pentru achiziția de date (de natură electrică sau mecanică, convertite electric).

Regulatorul hibrid, cu structură variabilă, este utilizat atât în bucla de turație cât și în cea de poziție. În ambele cazuri semnalele de reacție sunt furnizate de interfața cu traductorul de poziție care oferă de asemenea, numeric, și informația necesară transformatorului de coordonate.

Regulatele de curent sunt cu histereză, frecvența

inverterului de tensiune fiind limitată superior.

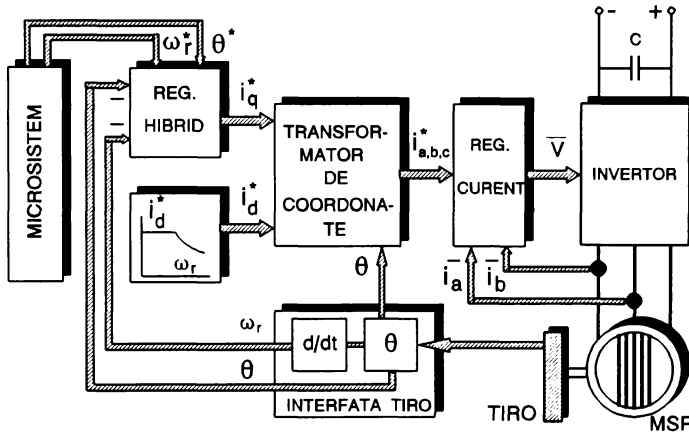


Fig.5.1. Reglajul vectorial, în coordonate d - q a MSR (schema bloc).

Mașina electrică cuplată la echipamentul electronic a fost reprezentată de modelul M1.

Studiul acestui tip de acționare s-a realizat în două etape cu confruntare corespunzătoare ulterioară:

- simularea pe calculator numeric;
- experimentare.

Programele de simulare au la bază rezolvarea ecuațiilor diferențiale ce caracterizează sistemul prin intermediul metodei numerice Runge-Kutta de ordinul 4 [62, 98, 99].

Astfel, din ecuațiile (2.1-2.5) se obțin, după n pași de integrare:

$$\Psi_{q(n)} = \Psi_{q(n-1)} + \frac{1}{6} [F(1,1) + 2F(2,1) + 2F(3,1) + F(4,1)] \quad (5.1)$$



## 5. Acționări cu MSR cu traductor de poziție

$$\Psi_{d(n)} = \Psi_{d(n-1)} + \frac{1}{6} [F(1, 2) + 2F(2, 2) + 2F(3, 2) + F(4, 2)] \quad (5.2)$$

$$\omega_{r(n)} = \omega_{r(n-1)} + \frac{1}{6} [F(1, 3) + 2F(2, 3) + 2F(3, 3) + F(4, 3)] \quad (5.3)$$

unde:

$$F(k, 1) = \Delta t \left[ u_q - \frac{(\Psi_q + RK_1) R_s}{L_{s\sigma} + L_{qm}} - (\omega_r + RK_3) (\Psi_d + RK_2) \right] \quad (5.4)$$

$$F(k, 2) = \Delta t \left[ u_d - \frac{(\Psi_d + RK_2) R_s}{L_{s\sigma} + L_{dm}} + (\omega_r + RK_3) (\Psi_q + RK_1) \right] \quad (5.5)$$

$$F(k, 3) = \Delta t \frac{p_1}{J} \left\{ p_1 \left[ \frac{(\Psi_d + RK_2) (\Psi_q + RK_1)}{L_{s\sigma} + L_{qm}} - \frac{(\Psi_q + RK_1) (\Psi_d + RK_2)}{L_{s\sigma} + L_{dm}} \right] - T_L \right\} \quad (5.6)$$

in care:

$$RK_1 = RK_2 = RK_3 = 0 \quad \text{pt. } k = 1; \quad (5.7)$$

$$\left. \begin{aligned} RK_1 &= \frac{F(k-1, 1)}{2} \\ RK_2 &= \frac{F(k-1, 2)}{2} \\ RK_3 &= \frac{F(k-1, 3)}{2} \end{aligned} \right\} \text{pt. } k = 2, 3; \quad (5.8)$$

$$\left. \begin{aligned} RK_1 &= F(3,1) \\ RK_2 &= F(3,2) \\ RK_3 &= F(3,3) \end{aligned} \right\} \text{pt. } k = 4. \quad (5.9)$$

Implementarea reguletoarelor de mișcare are la bază relațiile (4.11) și (4.12), particularizate astfel:

-pentru regulatorul de turație:

$$s_\omega = K_{p\omega} (\omega_r^* - \omega_r) - K_{d\omega} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5.10)$$

respectiv:

$$i_q^* = \begin{cases} +i_{qm} \text{ pt. } s_\omega < -\omega_h \\ -i_{qm} \text{ pt. } s_\omega > \omega_h \\ K_{p\omega} (\omega_r^* - \omega_r) e^{-\frac{T_{i\omega}}{t}} \text{ pt. } |s_\omega| \leq \omega_h \\ \quad \quad \quad \text{(optional)} \end{cases} \quad (5.11)$$

-pentru regulatorul de poziție:

$$s_\theta = K_{p\theta} (\theta^* - \theta) - K_{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5.12)$$

respectiv:

$$i_q^* = \begin{cases} +i_{qm} \text{ pt. } s_\theta < -\theta_h \\ -i_{qm} \text{ pt. } s_\theta > \theta_h \\ K_{p\theta} (\theta^* - \theta) e^{-\frac{T_{i\theta}}{t}} \text{ pt. } |s_\theta| \leq \theta_h \\ \quad \quad \quad \text{(optional)} \end{cases} \quad (5.13)$$

Acordarea reguletoarelor presupune determinarea, în primul rând, a coeficienților  $K_{p\omega}$ ,  $K_{d\omega}$ ,  $K_{p\theta}$ ,  $K_{d\theta}$ , astfel încât acțiunea lor să fie valabilă în condițiile cele mai defavorabile.

Pentru regulatorul de turație aceste condiții sunt funcționarea mașinii în regim de gol ( $T_l = 0$ ), dacă cuplul de sarcină în regimuri nominale este pasiv și evoluția exponențială a curentului  $i_{qm}$  ("rezerva" de tensiune este la minim). De asemenea trebuie menționat faptul că atingerea valorii prescrise  $\omega_r^*$  impune cel puțin o basculare a regulatorului de-a lungul dreptei de comutație. Această situație este exprimată grafic în fig.5.2.

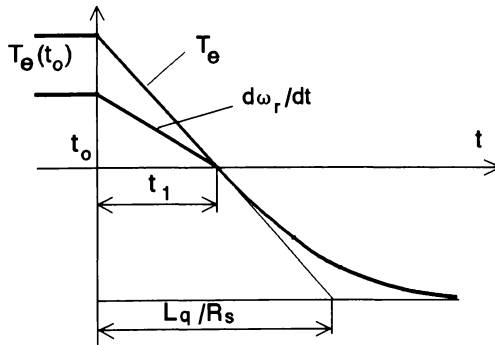


Fig.5.2. Funcționarea regulatorului de turație în condiții limită.

Hotărâtoare în acest sens este panta dreptei de comutație  $K''_{\omega} = K_{d\omega} / K_{p\omega}$ . Dacă la  $t = t_0$  procesul îndeplinește condiția  $s_{\omega} = 0$  (pentru simplificare se neglijează intervalul de histerază), cu ajutorul relației (2.4) se poate scrie:

$$\omega_r^* - \omega_r(t_0) = K''_{\omega} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p_1 K''_{\omega} T_e(t_0)}{J} \quad (5.14)$$

Considerând că atingerea valorii prescrise se realizează după un timp  $t = t_0 + t_1$  și aproximând ca liniară variația curentului  $i_q(t)$  și deci și a cuplului  $T_e(t)$  în intervalul  $t_1$ , rezultă, cu

## 5. Acționări cu MSR cu traductor de poziție

---

$$T_e(t_1+t_0) = 0:$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_1}{J} [T_e(t_0) - K_T \cdot t] \quad \text{pt. } t_0 \leq t \leq t_0 + t_1 \quad (5.15)$$

unde:

$$K_T = \frac{T_e(t_0)}{t_1} \quad (5.16)$$

Integrând (5.15) în intervalul  $[t_0, t_0+t_1]$  se obține:

$$\omega_r^* - \omega_r(t_0) = \frac{P_1}{2J} T_e(t_0) t_1 \quad (5.17)$$

Din (5.14) și (5.17) rezultă:

$$\frac{P_1}{2J} T_e(t_0) t_1 = \frac{P_1}{J} T_e(t_0) K_\omega'' \quad (5.18)$$

deci:

$$K_\omega'' = \frac{t_1}{2} \quad (5.19)$$

Cu o bună aproximație se poate considera  $t_1 = L_q/2R_s$  astfel că se poate scrie în final:

$$K_\omega'' = \frac{L_q}{4R_s} \quad (5.20)$$

panta dreptei de comutație  $K''_0$ , calculată cu relația (5.20)

este o valoare maximă, datorită condițiilor limită de funcționare presupuse.

Valoarea celor doi coeficienți  $K_{p\omega}$  și  $K_{d\omega}$  se determină impunând precizia de reglare, considerând regimul staționar ( $d\omega_r/dt=0$ ), în corelație cu mărimea  $\omega_h$ . Din nou această valoare este acoperitoare dacă în intervalul impus prin  $\omega_h$  se aplică reglajul continuu al cărui coeficienți se determină clasic [100].

Intr-un mod similar pot fi determinați coeficienții pentru regulatorul de poziție. Definirea condițiilor celor mai defavorabile impun însă, după cum va rezulta din considerațiile următoare, analizarea mai multor mărimi caracteristice acționării (cu păstrarea regimului de gol și necesitatea existenței cel puțin a unei basculări a regulatorului), având în vedere faptul că procesul presupune o primă fază de accelerare ( $d\omega_r/dt > 0$ ) și în final o frânare ( $d\omega_r/dt < 0$ ) până la atingerea valorii prescrise  $\theta^*$  când, evident,  $\omega_r$  se anulează. Intre cele două faze se poate interpune sau nu o limitare a turației. La acest reglaj constantele de timp electromagnetice se neglijează ele neinfluențând practic fenomenul.

Schematic, ultima parte a procesului (frânarea) este prezentată în fig.5.3.

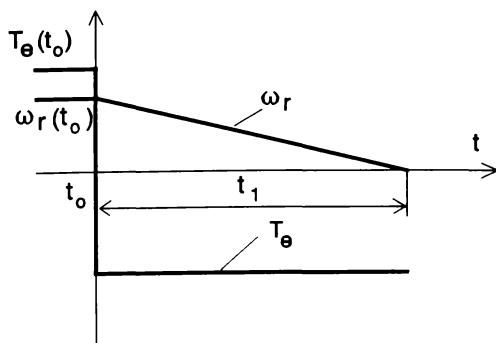


Fig.5.3. Frânarea la poziționare pentru regimul de mers în gol.

## 5. Acționări cu MSR cu traductor de poziție

---

---

Se presupune că la  $t = t_0$ ,  $s_\theta = 0$  și  $\omega_r = \omega_r(t_0)$  (regulatorul basculează), iar la  $t = t_0 + t_1$ ,  $\theta = \theta^*$ , respectiv  $\omega_r = 0$ , deci:

$$\theta^* - \theta(t_0) - K_\theta'' \omega_r(t_0) = 0 \quad (5.21)$$

în care:

$$K_\theta'' = \frac{K_{d\theta}}{K_{p\theta}} \quad (5.22)$$

Ecuția de mișcare (pentru  $t > t_0$ ) se scrie sub forma ( $T_L=0$ ):

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{p_1}{J} T_e(t_0) \quad (5.23)$$

din care prin integrare (în intervalul  $[t_0, t_0+t_1]$ ) se determină:

$$t_1 = \frac{J\omega_r(t_0)}{p_1 T_e(t_0)} \quad (5.24)$$

În intervalul  $t_1$ , mișcarea este uniform încetinită, derulându-se după legea:

$$\theta(t) = \theta(t_0) + t \cdot \omega_r(t_0) + \frac{t^2}{2} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5.25)$$

La  $t = t_0 + t_1$  din (5.23 - 5.25) rezultă:

$$\theta^* = \theta(t_0) + \frac{J\omega_r(t_0)}{2p_1 T_e(t_0)} \quad (5.26)$$

Din relațiile (5.21, 5.26) se determină:

$$K_{\theta}'' = \frac{J\omega_r(t_o)}{2p_1 T_e(t_o)} = \frac{J\Omega(t_o)}{2T_e(t_o)} \quad (5.27)$$

Relația (5.27) arată că în determinarea coeficientului  $K_{\theta}''$  intervin mai multe mărimi ale procesului, ale căror valori trebuie să fie impuse, fie determinate, astfel:

-unghiul maxim  $\alpha$  pe care se efectuează poziționarea, ce definește valoarea  $\Omega(t_o)$  conform relației (5.28) dedusă din legea de variație (uniform accelerată) a unghiului  $\theta(t)/p_1$  de-a lungul unui interval egal cu  $\alpha/2$ , considerând reglajul fără limitare de turație:

$$\Omega^2(t_o) = \frac{T_e(t_o) \alpha}{J} \quad (5.28)$$

-momentul de inerție maxim posibil ( $J_{\max}$ );

-cuplul dezvoltat de mașină (funcție de curenții  $i_d^*$  și  $i_q^*$  prescriși de regulator), conform relației (2.18).

Cu aceste considerații relația (5.27) devine:

$$K_{\theta}'' = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{J_{\max} \alpha}{T_e(t_o)}} \quad (5.29)$$

Separarea celor doi coeficienți  $K_{p\theta}$  și  $K_{d\theta}$  ca și determinarea parametrilor regulatorului continuu se face după criteriile enumerate la reglajul de turație.

Structura programelor de simulare mai conține următoarele subprograme:

- relațiile de transformare fluxuri - curenți (2.5) și transformatorul de coordonate - relațiile (2.8) și (2.9);
- reglatoarele de curent cu generarea vectorilor de

tensiune - relațiile (4.2);

-interfețele cu utilizatorul (introducere/vizualizare date).

Programul a fost scris în limbaj TURBO BASIC, sursa fiind prezentată în Anexa 5.1.

Datele de intrare necesare sunt:

-pentru MSR (modelul M1):

$$R_s = 0,8 \Omega$$

$$L_{s\sigma} = 1,1 \text{ mH}$$

$$M_q = 23,3 \text{ mH}$$

$$M_d = 86,9 \text{ mH}$$

$$p_1 = 3$$

$$J = 14,5 \cdot 10^{-3} \text{ Nmsec}^2.$$

Invertorul de tensiune se caracterizează prin:

$$U_0 = 80 \text{ V}$$

$$f_{cm} = 1/\Delta t = 5 \text{ kHz.}$$

Reglatoarele de turație și poziție au următorii parametri aleși:

$$i_{qm}^* = 5 \text{ A}$$

$$i_{dn}^* = 3 \text{ A}$$

$$K_{pw} = K_{p\theta} = 5$$

$$\omega_h = 5 \text{ rad/sec.}$$

$$\theta_h = 3\pi/50 \text{ rad.}$$

Din datele MSR și relațiile (5.20) și (5.29), cu  $\alpha = \pi$  și  $J_{max} = 5J$  se determină:

$$K_{d\omega} = 0,01 \text{ sec.}$$

$$K_{d\theta} = 0,75 \text{ sec.}$$

Reglatoarele continue se caracterizează prin:

$$K_p = 20$$

$$T_i = 5 \mu\text{sec.}$$

Reglatoarele de curent au intervalul de histereză:

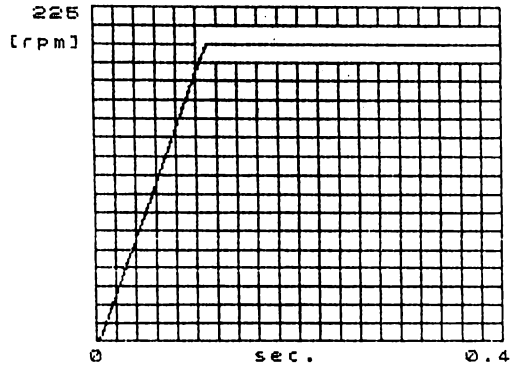
$$i_h = 0,1 \text{ A.}$$

Cazurile analizate în cele ce urmează sunt următoarele:

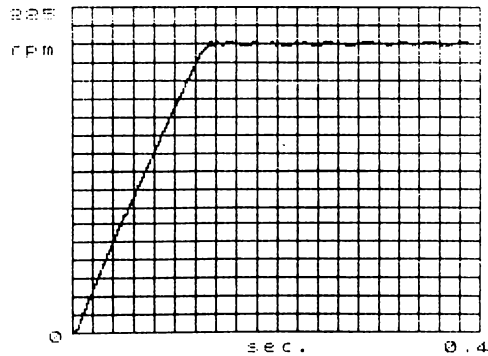
-Răspunsul la semnal treaptă a prescrierii de turație pentru  $\omega_r^*/p_1 = 20 \pi/3 \text{ rad/sec.}$  (corespunzătoare unei turații



la arbore de 200rpm), fig.5.4a, pentru o variație a cuplului rezistent de forma  $T_l = \omega_r/3000$  Nm.



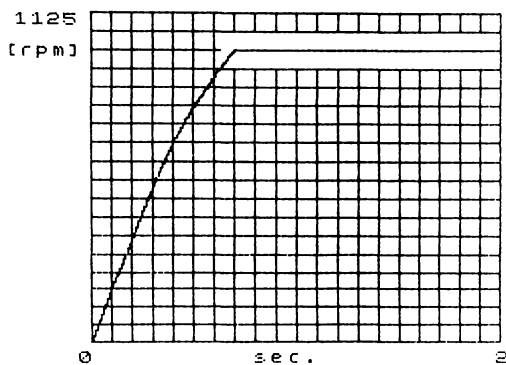
a)



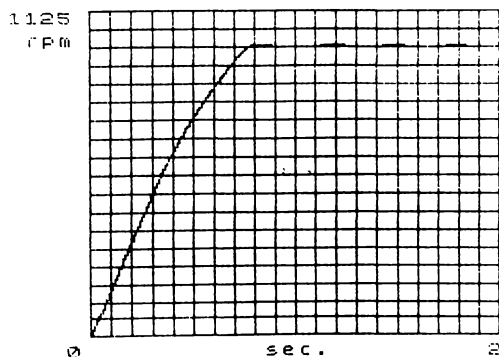
b)

Fig.5.4. Răspunsul în turație la  $\omega_r^*/p_1 = 20\pi/3$  rad/sec.:  
a) simulat; b) măsurat.

-Răspunsul la semnal treaptă a prescrierii de turație pentru  $\omega_r^*/p_1 = 100\pi/3$  rad/sec. (corespunzătoare unei turații la arbore de 1000rpm), fig.5.5a, pentru o variație similară a cuplului rezistent și o valoare  $\omega_{pb} = 50\pi/3$  rad/sec;



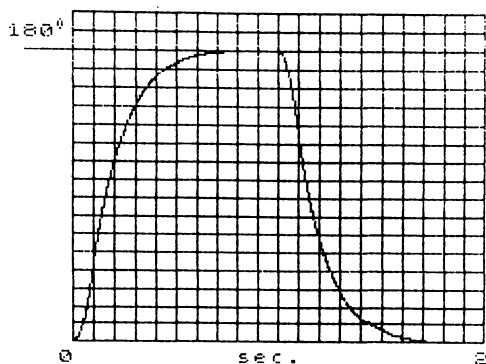
a)



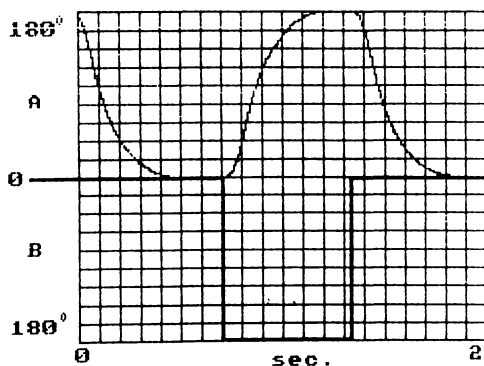
b)

Fig.5.5. Răspunsul în turație la  $\omega_r^*/p_1 = 100\pi/3$  rad/sec.:  
a) simulat; b) măsurat.

-Răspunsul la semnal treaptă a prescrierii de poziție pentru  $\theta^*/p_1 = \pi$  rad., pentru aceeași variație a cuplului rezistent, fig.5.6a - în timp și fig.5.7.- în planul stărilor;



a)



b)

Fig.5.6. Răspunsul la semnal treaptă a prescrierii de poziție cu  $\theta^*/p_1 = \pi$  rad.: a) simulat; b) măsurat (A-realizat, B-prescris).

Verificarea metodologiei propuse pentru determinarea coeficienților reguletoarelor de mișcare a fost efectuată prin simulare numerică. În acest sens, pentru reglajul de poziție, valoarea  $K''_0 = 0,75/5 = 0,15$  sec., pentru  $\alpha = \pi$ , asigură, conform relației (5.29), o funcționare corespunzătoare pentru  $J_{max} = 5J$ . Fig.5.8. prezintă răspunsul la semnal treaptă a prescrierii de poziție pentru  $\theta^*/p_1 = \pi$  rad, la  $J_{max}$ .

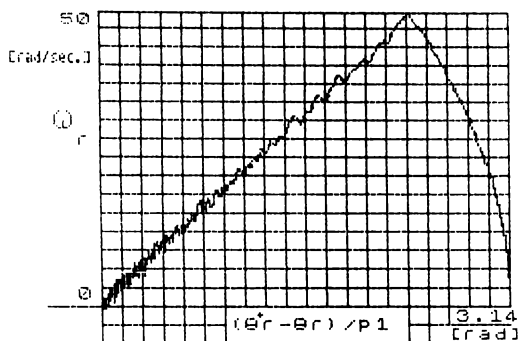


Fig.5.6. Răspunsul la semnal treaptă a prescrierii de poziție cu  $\theta^*/p_1 = \pi$  rad. în planul stărilor (simulat).

În cazul în care se depășește această valoare, de exemplu pentru  $J_{\max} = 6J$  (fig.5.9), apare suprareglajul, deci precizia reglării (deși în final se atinge valoarea prescrisă) se înrăutățește sensibil.

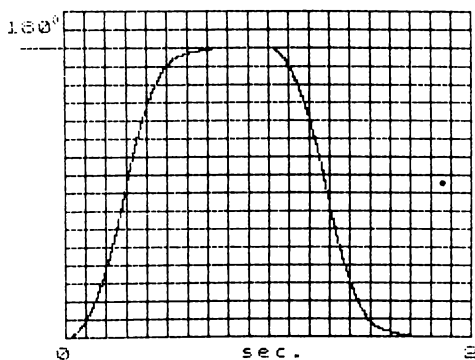


Fig.5.8. Răspunsul la poziționare pentru  $J_{\max} = 5J$  (simulat).

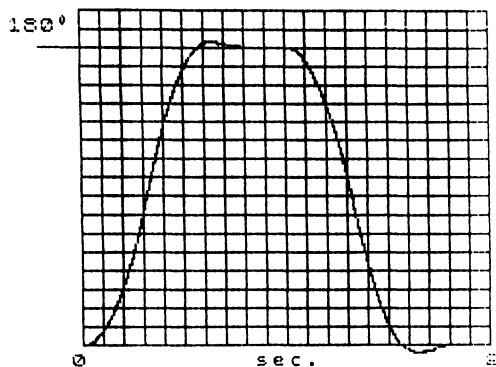
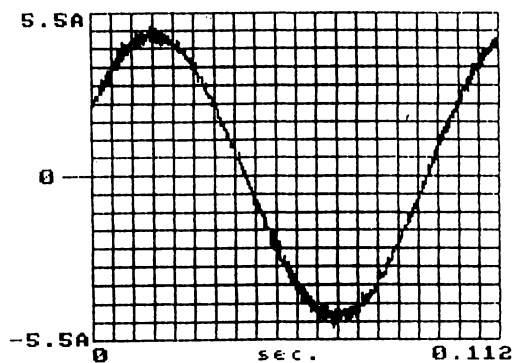
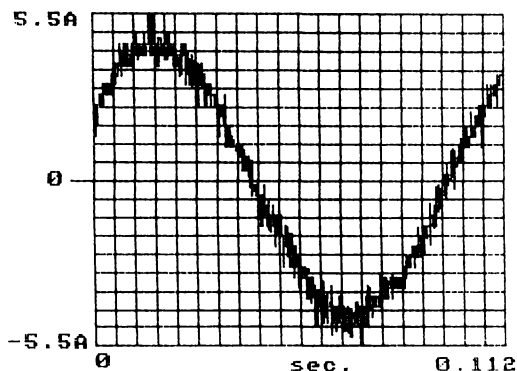


Fig.5.9. Răspunsul la poziționare pentru  $J_{\max}=6J$  (simulat).

Pentru a ilustra funcționarea reguletoarelor de curent, în fig.5.10a este prezentată forma simulată a curentului de fază al mașinii, în regim staționar, pentru  $i_d^* = 3A$  și  $i_q^* = 5A$ .



a)



b)

Fig.5.10. Forma de undă a curentului de fază: a) simulat;  
b) măsurat.

Rezultatele experimentale efectuate la aceiași parametri la care s-au obținut curbele teoretice, prin montarea blocurilor electronice descrise în cap.4 în configurația schemei din fig.5.1, sunt prezentate spre comparare în fig.(5.4 - 5.10)b.

În cazul în care echipamentul electronic utilizează programatorul HARD pentru curentul  $i_d^*$ , fig.5.11 prezintă variația (măsurată a) acestuia funcție de turație.

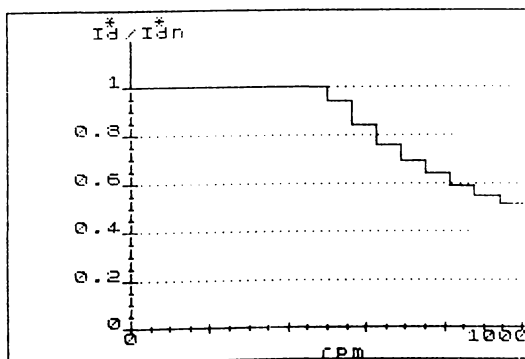


Fig.5.11. Funcționarea programatorului curentului  $i_d^*$ .

Intreaga gamă de măsuratori ca și programul acestora au fost supervizate de microsistem prin elemente SOFT concepute în acest scop, în ideea de a realiza cu toleranțe minime condițiile impuse în simulare.

### 5.2. MSR cu traductor simplificat de poziție și curenți de fază cu variație treaptă

Pentru un motor sincron reactiv cu o singură crestatură pe pol și fază ( $q=1$ ) poate fi luată în considerare (în corelație cu o mașină de curent continuu), alimentarea înfășurării statorice cu două nivele de curent, funcție de poziția rotorului: unul destinat magnetizării mașinii,  $I_f$ , (de excitație) și cel de-al doilea,  $I_t$ , necesar producerii cuplului (fig.5.12).

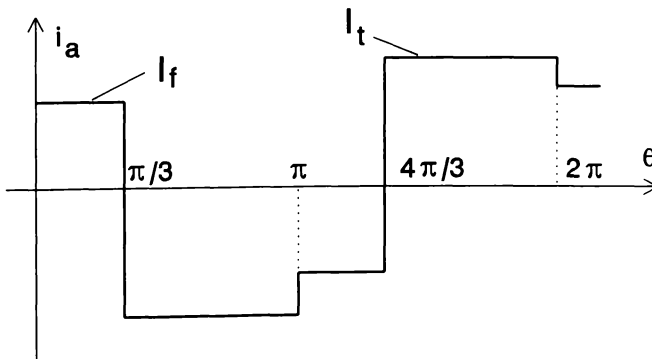


Fig.5.12. Forma treaptă a curentului de fază  $i_a$ .

Principial funcționarea mașinii poate fi urmărită în fig.5.13. Curentul de magnetizare  $I_f$  este prescriș fazei în care se află, cu preponderență, secțiunea miezului magnetic rotoric, celelalte două faze fiind alimentate cu curentul de cuplu [53, 101].

Acționarea nu necesită un traductor de poziție cu rezoluție mare [102] având în vedere faptul că valorile curenților prescriși se modifică după fiecare  $\pi/3$  unghi electric.

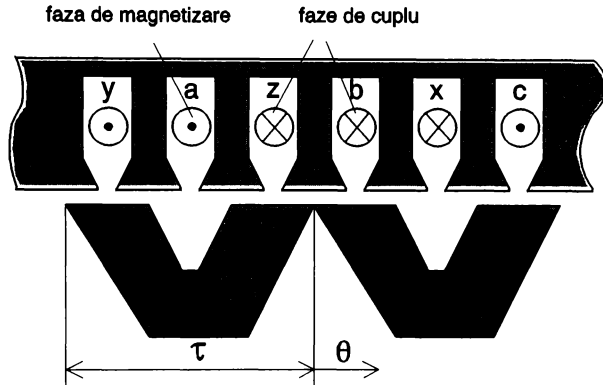


Fig.5.13. Principiul de funcționare al MSR cu curenți de fază cu variație treaptă.

Ea se poate utiliza în sisteme cu reglaj de turație de mică putere și performanțe medii.

Pentru justificarea valabilității soluției prezentate, în cele ce urmează se va face o comparație cu varianta alimentării cu curenți de fază sinusoidali, din punct de vedere al pulsațiilor în cuplu și al valorilor medii ale acestuia.

Din acest motiv echipamentul electronic utilizat este cel din fig.5.1. la care transformatorul de coordonate s-a adaptat corespunzător (prin schimbarea conținutului memoriilor (E)PROM) ambelor situații.

Relațiile de calcul care stau la baza echivalărilor propuse pentru alimentarea cu curent sinusoidal, respectiv cu variație treaptă sunt următoarele:

$$I_f = I_d \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (5.30)$$

considerând aceeași magnetizare a mașinii, și:

$$I_{\theta f} = \sqrt{\frac{1}{3} I_f^2 + \frac{2}{3} I_t^2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (5.31)$$



pentru a obține aceeași valoare efectivă a curentului de fază, în care  $i_d$  și  $i_q$  generează curenții sinusoidali conform relației (2.9).

Având în vedere că de această dată obiectivele propuse nu sunt reglarea unor mărimi mecanice, funcționarea sistemului având loc în buclă deschisă, turația la care se dorește a se face comparația rezultă din echilibrarea cuplului dezvoltat de mașină cu cel rezistent, la arbore, obținut cu un generator de c.c.

Studiul propus a fost efectuat atât teoretic (simulări digitale) cât și experimental. Simularea a fost realizată pe aceleași principii ca și cele prezentate în cap.5.1., cu diferența că MSR a fost definită de ecuațiile (2.11 - 2.16) (Anexa 5.2).

Caracteristicile MSR (modelul M2) sunt următoarele:

$$R_s = 0,43 \Omega$$

$$p_1 = 2$$

$$J = 0,012 \text{ Nmsec}^2$$

-variația inductanțelor (măsurate) cu poziția rotorului este prezentată în fig.3.9 cu linie continuă, aproximarea, utilizată în programul de simulare, fiind trasată cu linie intreruptă.

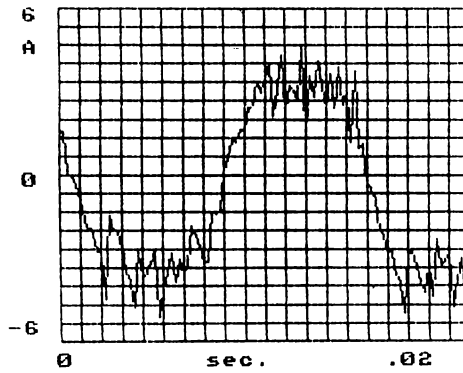
Parametrii inverterului de tensiune și ai reguletoarelor de curent sunt cei prezentați în cap.5.1.

Alimentarea cu curent treaptă impune închiderea circuitului pentru curent omopolar (comutatorul K închis - fig.4.10).

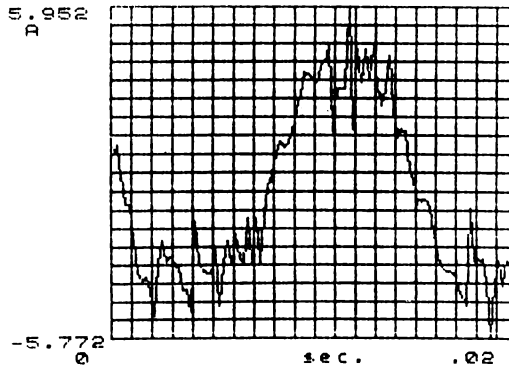
Sunt prezentate în continuare rezultatele cele mai semnificative ale simulărilor și respectiv măsurătorilor prin intermediul cărora pot fi trase concluziile care interesează:

-Forma curentului de fază pentru  $i_f^* = 3A$ ,  $i_c^* = 4A$  și  $\omega_r = 450 \text{ rad/sec}$ . fig. 5.14 (a - simulat, b - măsurat) și variația calculată (simulată) a cuplului electromagnetic, fig. 5.16;

-Forma curentului de fază pentru  $i_d^* = 3,46 A$ ,  $i_q^* = 5,39 A$ , în condiții echivalente cazului precedent, conform relațiilor (5.30) și (5.31), pentru  $\omega_r = 380 \text{ rad/sec}$ ., fig.5.15 (a - simulat, b- măsurat) și variația corespunzătoare a cuplului electromagnetic, fig.5.17;

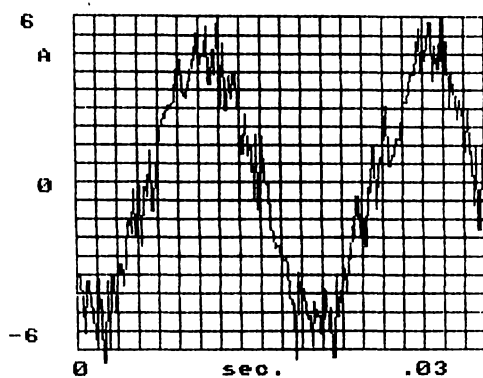


a)

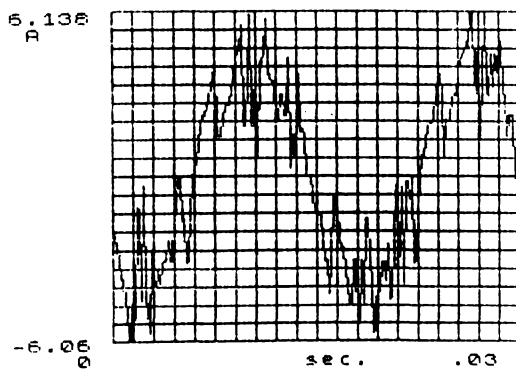


b)

Fig.5.14. Forma curentului de fază pentru  $i_f^*=3A$ ,  $i_t^*=4A$  și  $\omega_r=450$  rad./sec.: a) simulat; b) măsurat.



a)



b)

Fig.5.15. Forma curentului de fază pentru  $i_d^*=3,46A$ ,  $i_q^*=5,39A$  și  $\omega_r=380$  rad./sec.: a) simulat; b) măsurat.

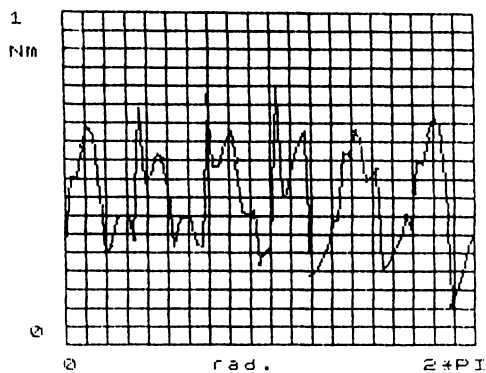


Fig.5.16. Variația calculată a cuplului electromagnetic pentru  $i_f^*=3A$ ,  $i_t^*=4A$  și  $\omega_r=450$  rad./sec.

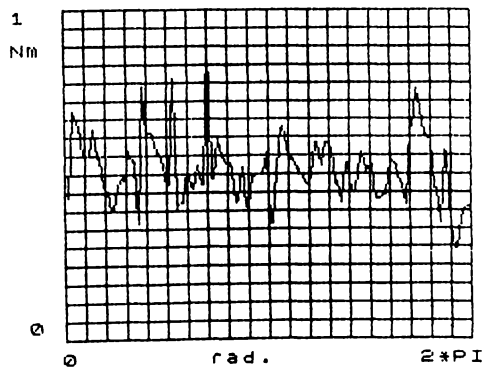
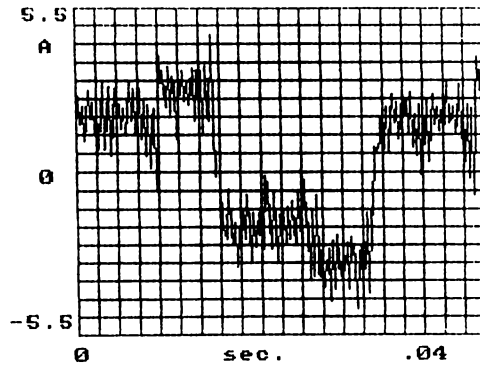
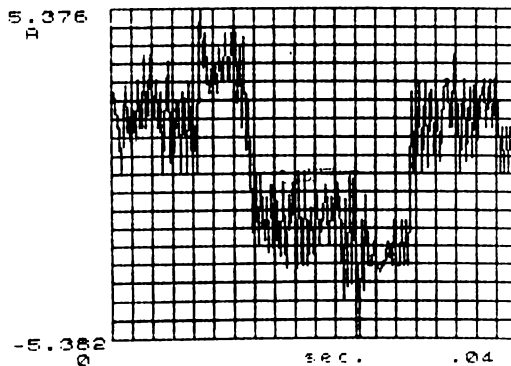


Fig.5.17. Variația calculată a cuplului electromagnetic pentru  $i_d^*=3,46A$ ,  $i_q^*=5.39A$  și  $\omega_r=380$  rad./sec.

-Forma curentului de fază pentru  $i_f^* = 3 \text{ A}$ ,  $i_t^* = 2 \text{ A}$  și  $\omega_r = 250 \text{ rad/sec.}$ , fig. 5.18 (a - simulat, b - măsurat) și variația corespunzătoare a cuplului electromagnetic, fig. 5.20;



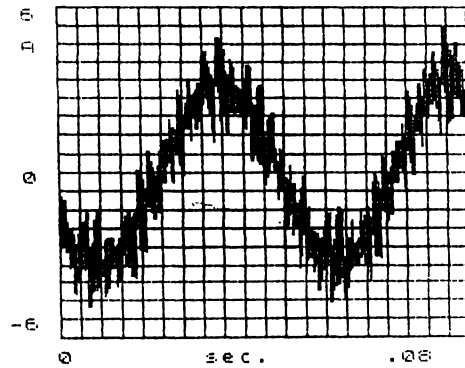
a)



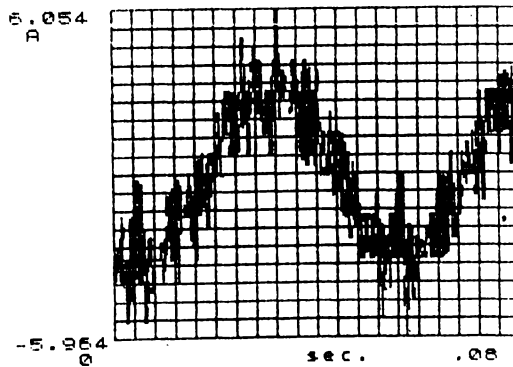
b)

Fig.5.18. Forma curentului de fază pentru  $i_f^*=3\text{A}$ ,  $i_t^*=2\text{A}$  și  $\omega_r=250 \text{ rad./sec.}$ : a) simulat; b) măsurat.

-Forma curentului de fază pentru  $i_d^* = 3,46 \text{ A}$ ,  $i_q^* = 2,24 \text{ A}$ , în condiții echivalente conform relațiilor (5.30) și (5.31), pentru  $\omega_r = 130 \text{ rad/sec.}$ , fig.5.19 (a - simulat, b - măsurat) și variația corespunzătoare a cuplului electromagnetic, fig.5.21.



a)



b)

Fig.5.19. Forma curentului de fază pentru  $i_d^*=3,46\text{A}$ ,  $i_q^*=2,24\text{A}$  și  $\omega_r=130 \text{ rad./sec.}$ : a) simulat; b) măsurat.

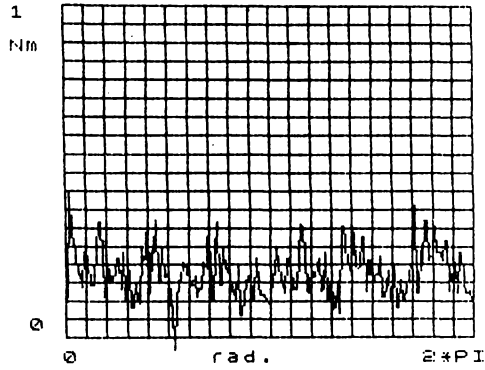


Fig.5.20. Variația calculată a cuplului electromagnetic pentru  $i_f^*=3A$ ,  $i_t^*=2A$  și  $\omega_r=250$  rad./sec.

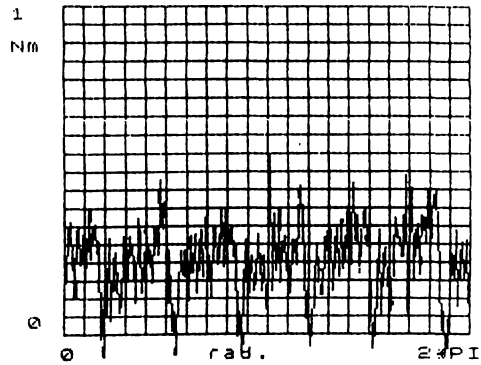


Fig.5.21. Variația calculată a cuplului electromagnetic pentru  $i_d^*=3,46A$ ,  $i_q^*=2,24A$  și  $\omega_r=130$  rad./sec.

## 5. Acționări cu MSR cu traductor de poziție

Din punct de vedere al cuplului electromagnetic mediu dezvoltat de mașină, în fig.5.22 este prezentată situația comparativă (rezultată în urma simulărilor) pentru cele două variante de alimentare.

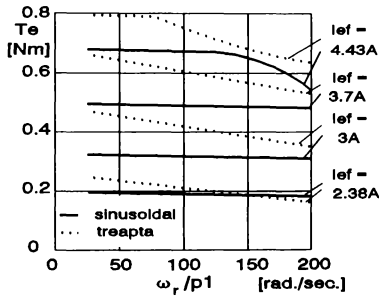


Fig.5.22. Caracteristicile mecanice pentru cele două variante de alimentare.

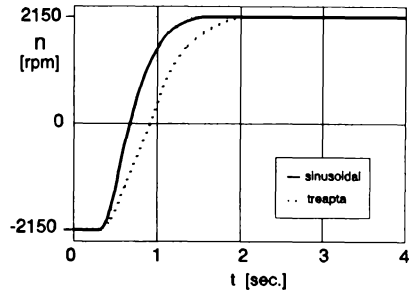


Fig.5.23. Reversarea MSR pentru cele două variante de alimentare.

Verificarea practică a valabilității caracteristicilor mecanice calculate a fost efectuată prin înregistrarea variației turației MSR (în buclă deschisă) la reversare de la  $\omega_r/p_1 = -225$  rad./sec. la  $\omega_r/p_1 = 225$  rad./sec. în condițiile alimentării cu cele două sisteme de curenți și o variație aproximativă a cuplului rezistent de forma  $T_l = \omega_r/1000$  [Nm] (fig.5.23).

### 5.3. Concluzii

Au fost prezentate în acest capitol două tipuri de sisteme de acționări electrice cu MSR: un sistem performant, cu buclă de reglare a turației și poziției, cu traductor incremental de rezoluție ridicată, în care mașina electrică a fost condusă pe baza modelului d-q, aproximându-se ca sinusoidală variația funcție de unghiul  $\theta$  a inductanțelor mașinii și un al doilea având în componență o MSR cu



bobinaj statoric dispus într-o singură crestatură pe pol și fază ( $q=1$ ), la care modelul d-q nu mai este valabil și la care, în scopul evitării folosirii unui traductor de poziție cu aceeași rezoluție, s-a propus alimentarea cu curenți de fază cu variație treaptă. În ambele cazuri au fost elaborate programe de simulare numerică cu ajutorul cărora s-a realizat o primă fază de testare a soluțiilor propuse. Primul program utilizează ecuațiile modelului d-q al mașinii, al doilea analizează sistemul pe baza ecuațiilor în coordonatele fazelor. Rezultatele experimentale obținute au arătat valabilitatea considerațiilor teoretice făcute cât și corectitudinea operațiunilor de identificare a parametrilor. S-a demonstrat astfel faptul că pentru  $q > 1$  modelul d-q are valabilitate practică, sistemul astfel realizat dovedind performanțe deosebite din punct de vedere al posibilităților de reglaj. De asemenea a fost dovedită calitatea reguletoarelor de mișcare utilizate, manifestată prin precizie și imunitate la variația parametrilor, pentru care a fost elaborată o metodă originală de acordare, verificată teoretic și experimental. Astfel, răspunsul în turație teoretic (simulat), la care s-a neglijat efectul saturației, este similar celui experimental la care, evident, saturația este prezentă. De asemenea, modificarea momentului de inerție la poziționare, în limitele pentru care a fost acordat regulatorul, nu aduce prejudicii preciziei.

Necesitând un traductor de poziție simplu și ieftin, MSR a cărei curenți de fază prescriși au variație treaptă poate fi o alternativă în utilizarea acestui element de execuție la puteri mici, acolo unde, în general, bobinajul statoric are  $q = 1$ . Comparăția făcută în acest caz, analizându-se și varianta de alimentare în regim sinusoidal, a scos în evidență o ușoară superioritate a acesteia din urmă (din punct de vedere al pulsațiilor relativ mai mici în cuplu și a valorilor medii superioare ale acestuia), care însă nu justifică cheltuielile suplimentare pentru un traductor de rezoluție ridicată și echipamentul aferent.

**ACTIONARI CU MSR FARA TRADUCTOR  
DE POZITIE SAU TURATIE**

**6.1. Descrierea acționării. Elemente teoretice și  
experimentale**

Pentru acționări electrice la care elementul cost este hotărâtor și de la care nu se pretind o precizie deosebită a reglării turației precum și un raport al posibilității de modificare a acesteia în limite mai largi de  $1/60$ , pentru a simplifica corespunzător echipamentul electronic de conducere prin eliminarea traductoarelor de mișcare, se propune în continuare o soluție de conducere a MSR fără traductor de poziție sau turație [103].

Dintr-un punct de vedere soluția este sprijinită de funcționarea de principiu a MSR a cărei turație este dependentă strict de frecvența curenților de fază statorici, acționarea fiind, din acest motiv, superioară celei cu mașini de inducție în condiții similare de reglare.

Problema care s-a impus a fi rezolvată a fost cea legată de menținerea sincronismului la variația sarcinii mecanice, în condițiile magnetizării mașinii la valori nominale. A fost deci necesară prelevarea unei mărimi de reacție care să indice starea de încărcare a MSR, obținabilă numai din semnalele electrice (tensiuni, curenți) furnizate de echipamentul electronic și care să



## 5. Acționări cu MSR fără traductor de poziție sau turație

---

necesară modificarea corespunzătoare a lui  $\bar{i}_s$ ; se observă că în acest caz factorul de putere înregistrează o creștere proporțională cu sarcina. Legătura dintre cele două mărimi, pentru stabilirea buclei de reacție, poate fi stabilită pornind de la relația (2.25), scrisă sub forma:

$$\cos\varphi_1 = \frac{(L_d - L_q) i_d i_q}{\sqrt{(L_d^2 \cdot i_d^2 + L_q^2 \cdot i_q^2)(i_d^2 + i_q^2)}} \quad (6.1)$$

Neglijând pe  $L_q$  în raport cu  $L_d$  (pe baza raportului relativ mare  $L_d/L_q$ ), relația (6.1) devine:

$$(\cos\varphi_1)^2 = \frac{i_q^2}{i_s^2} = \frac{i_s^2 - i_d^2}{i_s^2} \quad (6.2)$$

și evident:

$$i_s = \frac{i_d}{\sin\varphi_1} \quad (6.3)$$

Relația 6.3 are însă numai o valabilitate teoretică (prin neglijarea pierderilor atât în mașina electrică cât și în inverterul de tensiune), constituind doar un punct de plecare în realizarea efectivă a controlului. Se impune deci introducerea unei corecții prin care fenomenul practic să fie exprimabil prin (6.3), astfel:

5. Acționări cu MSR fără traductor de poziție sau turație

$$i_s = \frac{i_d}{\sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_0 + \varphi_1\right)} = \frac{i_d}{\cos(\Delta\varphi)} \quad (6.4)$$

in care  $\varphi_0$  reprezintă unghiul factorului de putere măsurat la gol, în condițiile alimentării MSR prin intermediul invertorului de tensiune, pentru o valoare impusă curentului de fază:

$$i_s = i_d \quad (6.5)$$

Soluția propusă se bazează deci pe relația (6.4) care trebuie implementată în sistemul de control. În acest scop (în special la o implementare pe cale analogică) este utilă înlocuirea sa cu o formă polinomială.

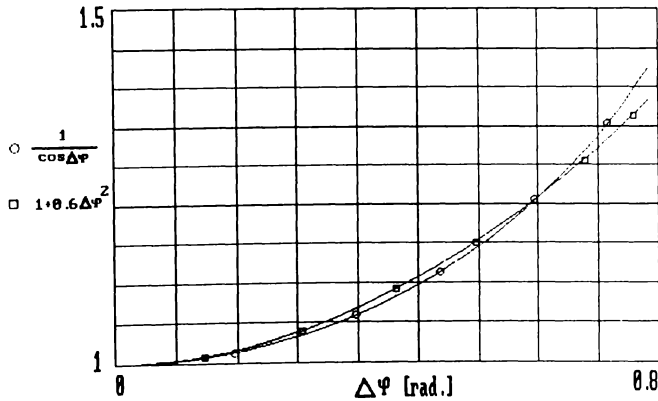


Fig.6.2. Variația funcțiilor definite de (6.4) și (6.6).

În fig.6.2 este prezentată grafic comparativ funcția definită de (6.4) precum și cea prin care se propune înlocuirea (pe baza abaterii medii pătratice minime):

$$i_s = i_d [1 + 0.6 (\Delta\phi)^2] \quad (6.6)$$

Măsurarea unghiului factorului de putere cu ajutorul traductorului vectorial de unghi s-a dovedit a fi realizabilă practic (din considerente de precizie) la frecvențe superioare valorii  $f_{\min}=1,5\text{Hz}$ . Din acest motiv controlul propus este limitat inferior la această valoare. Extinderea în jos a gamei de reglaj se poate efectua prin menținerea, indiferent de sarcină, a valorii nominale a curentului de fază, chiar cu riscul saturării mașinii la sarcini mici.

Peste 50 Hz, în cazul în care tensiunea continuă de alimentare a inverterului nu mai este suficientă pentru generarea curenților prescriși, mașina intră automat în regim de slăbire de câmp și reglaj în tensiune (cu funcționarea inverterului în 6 pulsuri).

De asemenea, pentru regimuri tranzitorii dure (variație rapidă a prescrierii de turație) se preferă, în vederea menținerii sigure a sincronismului, ocolirea buclei de reglaj și prescrierea unui curent de fază cu valoare constantă, impusă.

Schema bloc a echipamentului electronic, rezultată din schema bloc generală din fig.4.1 este prezentată în fig.6.3.

Ea are în componență microsistemul de 8 biți care supervizează întreaga acționare și se constituie, pe baza SOFT-ului creat în acest scop, într-o interfață flexibilă cu utilizatorul.

Atribuțiile microsistemului sunt următoarele:

-prescrie frecvența curenților statorici și rampa de variație a acesteia în regim tranzitoriu;

-selectează valorile amplitudinii curenților de fază statorici funcție de turația și regimul de lucru:

- $I_{f_{\min}}$  pentru frecvența  $f < f_{\min}$ ;

- $I_{\text{transient}}$  pentru regimuri tranzitorii dure (rampă abruptă de variație a turației, în general  $> 25 \text{ Hz/sec.}$ );

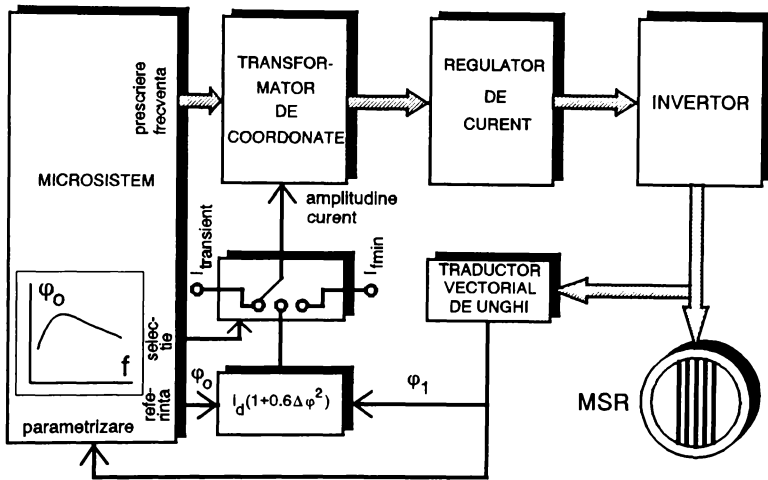


Fig.6.3. Schema bloc a echipamentului electronic de conducere pentru MSR fără traductor de poziție sau turație.

-i<sub>φ</sub> pentru regimuri tranzitorii normale și menținerea sincronismului în regimuri cvasistacionare.

-comandă și execută proba de determinare a unghiului factorului de putere la mersul în gol  $\varphi_0$ , memorând curba  $\varphi_0(f)$ ,  $f$  fiind frecvența curentilor statorici (și deci, funcție de numărul perechilor de poli, turația rotorului în regimuri staționare);

-furnizează curba  $\varphi_0(f)$  blocului electronic care implementează relația (6.4), în cazul în care aceasta nu este transpusă SOFT în microsystem;

-asigură un nivel minim  $I_0 = i_d$  al curentilor de fază (nivel necesar menținerii sincronismului în regim de gol), pe toată gama de modificare a turației;

-achiziționează și prelucrează diverse mărimi electrice prelevate din proces.

Transformatorul de coordonate din schema bloc generală este utilizat doar la generarea semnalelor sinusoidale reprezentând curenții de fază prescriși. Activarea sa se realizează de această dată nu de traductorul de poziție ci de către un semnal de tact generat de către microsystem al cărui frecvență impune, prin divizare, perioada semnalelor sinusoidale, amplitudinea acestora fiind reglată după mecanismul prezentat în cap.4.2.

Generarea curenților prescriși  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$  se efectuează cu inverterul de tensiune cu PWM, prin intermediul reguletoarelor corespunzătoare, de tip PT1.

Rezultatele teoretice (simulate) și experimentale prezentate în continuare au fost obținute pe modelul M3, cu următorii parametri:

$$L_d = 330 \text{ mH};$$

$$L_q = 47 \text{ mH};$$

$$R_s = 3.4 \ \Omega;$$

$$J = 5 \cdot 10^{-3} \text{ Nmsec}^2.$$

În fig.6.4 este prezentată variația măsurată (funcție de frecvență) a unghiului factorului de putere la mers în gol,  $\phi_0$ .

Inverterul de tensiune cu PWM lucrează la o frecvență maximă de 2,5 kHz și o tensiune continuă în circuitul intermediar de 250 V.

Curentul minim a fost ales, din considerentele anterior enunțate la valoarea:

$$I_o = 1,5 \text{ A},$$

iar:

$$f_{\min} = 1,5 \text{ Hz};$$

$$I_{f\min} = 2 \text{ A};$$

$$I_{\text{transient}} = 4 \text{ A}.$$



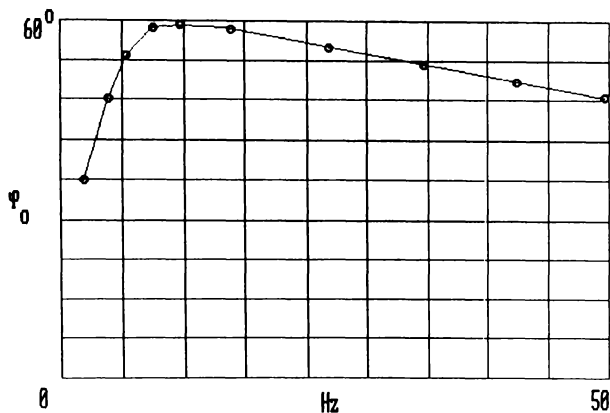


Fig.6.4. Variația funcției de frecvență a unghiului  $\varphi_0$ , determinată experimental.

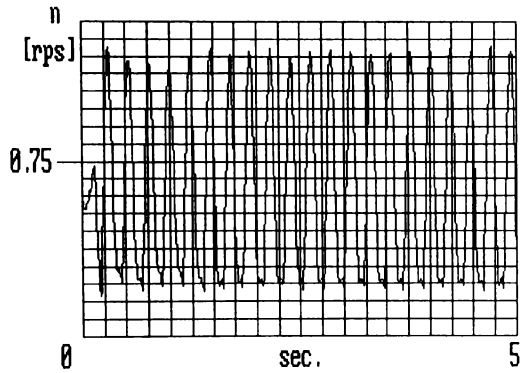
Programul de simulare folosește module din varianta utilizată la conducerea MSR în coordonate  $d - q$  (Anexa 5.1), la care au fost înlăturate buclele de reglaj pentru turație și poziție, fiind implementat noul mecanism de funcționare.

Sunt prezentate în continuare comparativ (simulare - experiment) rezultatele considerate a fi cele mai concludente în vederea stabilirii unor concluzii referitoare la acest tip de acționare:

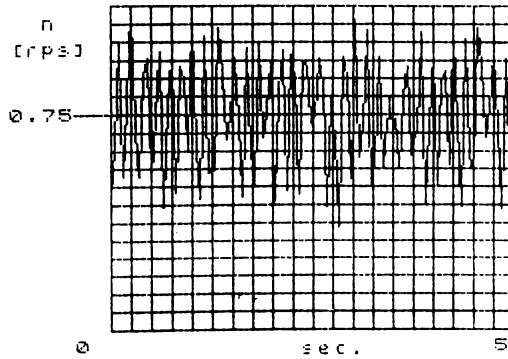
-turația pentru frecvența  $f = 0,75\text{Hz}$  - fig.6.5,  $f = 2\text{Hz}$  - fig. 6.6, și  $f = 25\text{ Hz}$  - fig. 6.7;

-variația unghiului factorului de putere de la gol la sarcină - fig. 6.8 și modificarea corespunzătoare a amplitudinii curentului - fig. 6.9, prin intermediul buclei de reglaj;

-regimul tranzitoriu dur de reversare ( $\pm 3000\text{ rpm}$ ) la  $50\text{Hz/sec.}$  - fig 6.10 și la  $100\text{ Hz/sec.}$  - fig. 6.11.



a)

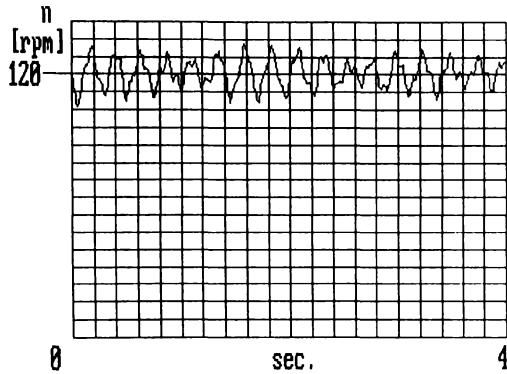


b)

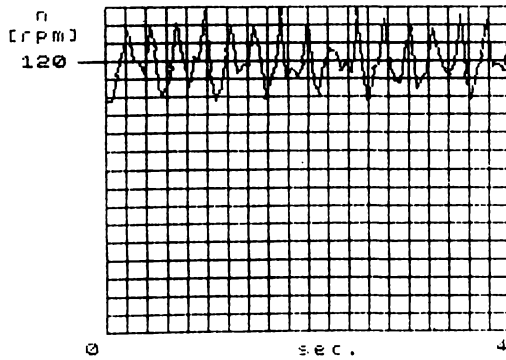
Fig.6.5. Turația MSR la 45 rpm (0.75rps): a) simulat;  
b) măsurat.

5. Acționări cu MSR fără traductor de poziție sau turație

---



a)

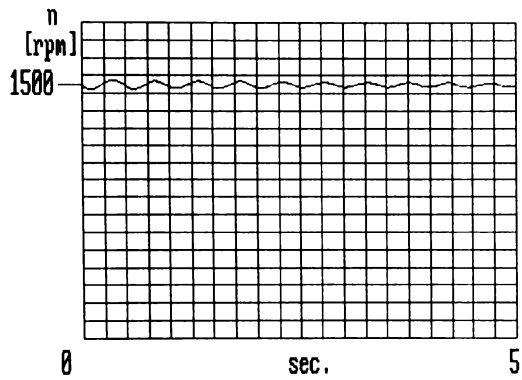


b)

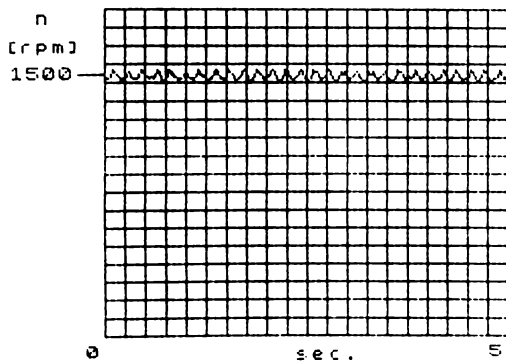
Fig.6.6. Turația MSR la 120 rpm: a) simulat; b) măsurat.

5. Acționări cu MSR fără traductor de poziție sau turație

---



a)

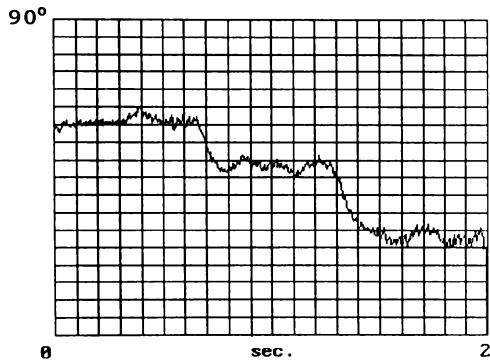


b)

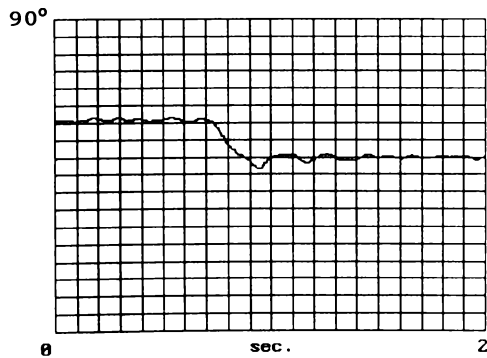
Fig.6.7. Turația MSR la 1500 rpm: a) simulat; b) măsurat.

5. Acționări cu MSR fără traductor de poziție sau turație

---



a)



b)

Fig.6.8. Variația unghiului factorului de putere de la gol la sarcină: a) simulat (la două sarcini diferite); b) măsurat (pentru o singură variație a sarcinii la arbore).

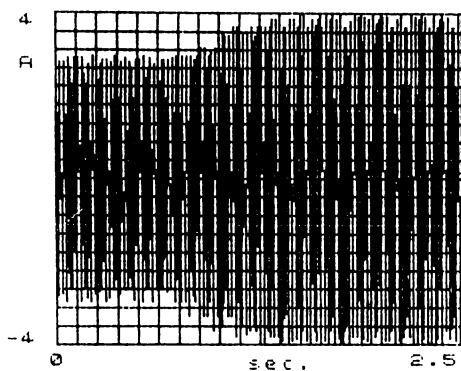


Fig.6.9. Variația amplitudinii curentului de la gol la sarcină (experimental).

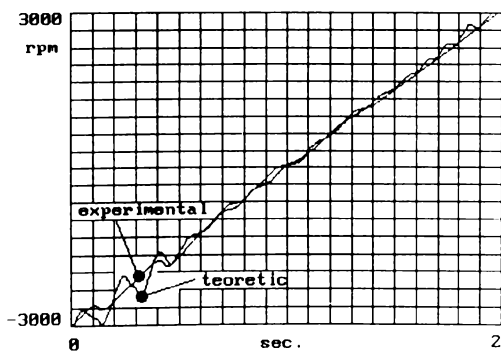


Fig.6.10. Reversare ( $\pm 3000$ rpm) cu o variație a frecvenței de 50Hz/sec.

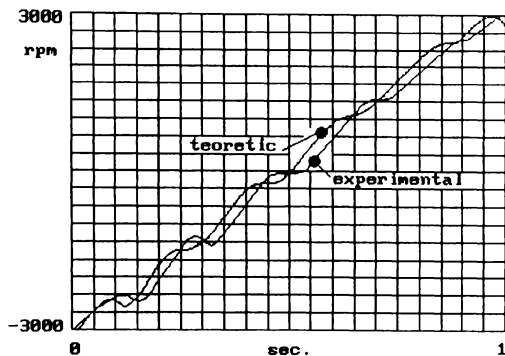


Fig.6.11. Reversare ( $\pm 3000$ rpm) cu o variație a frecvenței de 100Hz/sec.

## 6.2. Concluzii

Capitolul tratează un sistem electromecanic cu posibilitatea de reglaj a turației, fără a fi dotat cu un traductor de măsură corespunzător.

Acționarea se bazează pe legătura rigidă dintre frecvența curenților statorici cu care se alimentează fazele mașinii și turație, precum și pe un sistem de detectare a stării de încărcare a mașinii propus de autor, realizat prin intermediul măsurării unghiului factorului de putere, dintre vectorii de tensiune și curent care se aplică de către inverter mașinii electrice. Experimental s-a ajuns la concluzia că acest sistem de măsură este viabil (din motive legate de precizie) până la o limită inferioară a frecvenței de 1,5 Hz., înlocuind blocurile de estimare a turației și (sau) poziției tratate în literatura de specialitate, care conțin elemente ce pot în final compromite simplitatea datorată

lipsei traductoarelor.

Având în vedere acest fapt se pot obține nivele relativ reduse ale costului întregului echipament, destinația acestuia fiind orientată spre aplicații simple, fără pretenții deosebite privind precizia reglării.

În cazul în care în componența instalației este introdus un subansamblu numeric, pe bază de microprocesor, (caz studiat și experimentat în acest capitol) acționarea se poate autoparametriza în sensul determinării automate, printr-o probă de gol, a mărimii  $\varphi_0$  ca funcție de frecvență, utilizată ca referință în reglajul MSR la variația sarcinii la arbore.

Analizând rezultatele teoretice și experimentale pot fi trase următoarele concluzii:

-buna corelație dintre mărimile obținute prin simulare și cele măsurate; diferențele apărute la turația de 0,75rps se datoresc imposibilității aproximării teoretice a cuplului rezistent pentru acest caz, care practic prezintă diverse componente ce produc o amortizare suplimentară a oscilațiilor (cu influențe pozitive) realizând o precizie superioară a reglajului;

-valabilitatea soluției de reglaj propusă, prin modificarea amplitudinii curenților de fază funcție de abaterea de la valoarea de gol  $\varphi_0$  a unghiului factorului de putere; această soluție este mai simplă decât diversele metode de estimare utilizate în literatura de specialitate necesitând un echipament electronic mai puțin complex;

-renunțând la bucla de reglaj, în regimuri tranzitorii dure de care acționarea se dovedește a fi capabilă (reversări la 50Hz/sec. și 100Hz/sec.), se menține o valoare constantă a amplitudinii curenților de fază, mașina păstrându-și în acest fel sincronismul, cu unele perioade de oscilație; în acest sens trebuie menționat faptul că MSR nu are colivie de amortizare, o eventuală prezență a acesteia în rotor putând avea o contribuție benefică la înlăturarea lor;



## 5. Acționări cu MSR fără traductor de poziție sau turație

---

---

-se consideră valabilă din punct de vedere practic o gamă de reglaj a turației în raportul 1/60, pe care MI (fără traductor corespunzător) nu o poate realiza (cu precizie corespunzătoare) din cauza prezenței alunecării; cu privire la acest aspect, se cere menționat faptul că abaterile de la turația prescrisă prin intermediul frecvenței, însemnate în special la turații mici, sunt nule din punct de vedere a valorii medii atât timp cât mașina se menține în sincronism, această observație putând lărgi gama de reglaj în aplicații care necesită doar o bună stabilitate în timp a mișcării;

-păstrând conectată alimentarea mașinii aceasta poate dezvolta cuplu și la frecvența  $f = 0$  (la unghi intern nenul), avantaj de luat în considerare în unele aplicații, putându-se înlătura astfel dispozitive suplimentare de frână sau blocare a rotorului.

Lucrarea se dorește o abordare completă a unei clase de sisteme electromecanice, propunând (și dovedind valabilitatea acestei propuneri), un element de execuție performant - mașina sincronă reactivă (MSR) al cărei rotor este realizat din tole laminate axial alternate cu elemente izolatoare astfel încât se realizează un raport relativ mare al inductanțelor după axa d respectiv q.

Abordarea se consideră a fi completă prin faptul că sunt prezentate sistematic toate etapele necesare analizei unei acționări electrice: determinarea și validarea parametrilor, simulări pe calculator și determinări experimentale pe modele realizate practic.

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

- utilizarea mașinii sincrone reactive ca element de execuție în sisteme electromecanice performante. În raport cu alte tipuri de mașini electrice acest element se impune prin simplitate constructivă, lipsa circuitelor electrice și a magneților permanenți din rotor cu toate avantajele pe care aceste aspecte le introduc prin prețul de cost scăzut și fiabilitate ridicată;

- determinarea, pe baza literaturii de specialitate, a unor indici de performanță după care se pot clasifica diversele tipuri de acționări electrice cu mașini de curent alternativ fără perii și particularizarea acestora pentru mașina de inducție (MI), mașina sincronă cu magneți permanenți (MS-MP) și mașina sincronă

reactivă (MSR); se demonstrează astfel valabilitatea utilizării acesteia din urmă ca element de execuție performant;

-determinarea și validarea parametrilor mașinii sincrone reactive, procese necesare atât în fazele următoare, de simulare, cât și la realizarea practică a sistemelor. Ambele etape au la bază metode moderne de măsurare, implementate de autor. Astfel, determinarea inductanțelor se execută cu mașina în repaos, prin metode de "stingere" a curentului (fluxului) în circuite comutate static, înregistrarea curbelor de variație ale acestuia și prelucrarea numerică corespunzătoare realizându-se printr-un sistem de achiziție de date conectat la calculator. Validarea parametrilor utilizează de asemenea achiziția de date cu ajutorul calculatorului, de la un echipament complex cu traductoare electronice destinate măsurării mărimilor electrice, mașina aflându-se în mișcare;

-echipamentul electronic de conducere conține circuitele de comandă și cele de putere. Conceput în întregime de autor acesta are la bază atât elemente principale preluate din literatura de specialitate cât și, în majoritate, scheme originale; dintre acestea se impun a fi menționate blocurile de reglaj ale mișcării, traductorul vectorial de unghi și microsistemul de comandă și control. Implementarea echipamentului electronic s-a realizat cu componente electronice moderne, atât în partea de mică putere cât și în cea de forță;

-reglajul mișcării se efectuează în regim modal alunecător, ceea ce-i conferă precizie, robustețe și rapiditate în răspuns, calități demonstrate prin simulare numerică și experimental. În acest sens a fost elaborată o metodologie originală de determinare a coeficienților reglatoarelor pentru controlul de turație și de poziție verificată de asemenea prin simulare și experimental;

-au fost abordate teoretic și experimental trei sisteme electromecanice cu mașina sincronă reactivă, având ca

element comun faptul că sunt controlate, în toate cazurile, formele de undă și nivelele curenților care străbat fazele mașinii, sistemele în ansamblul lor dobândind fiabilitate ridicată prin faptul că solicitarea în curent a elementelor componente (mașină, echipament electronic) este astfel limitată:

-o acționare cu reglaj de turație și poziție, cu conducerea mașinii în coordonate rotorice d-q, în care se prescrie un nivel constant al curentului după axa d ( $i_d^*$ ) până la o viteză de bază ( $\omega_{rb}$ ) de la care se introduce regimul de "slăbire de câmp", curentul  $i_q^*$  fiind obținut de la regulatorul de turație sau poziție, funcție de "cerința" de cuplu. Sistemul utilizează un traductor de poziție de rezoluție ridicată (cuplat la arborele mașinii) din care sunt prelevate informațiile necesare transformatorului de coordonate și reguletoarelor de mișcare. Acest tip de acționare este utilizabilă în sisteme ce solicită performanțe deosebite, la mașini unelte, roboți industriali și tehnică de calcul;

-o acționare de mică putere cu reglaj de turație (cu mașină sincronă reactivă al cărei bobinaj statoric se caracterizează printr-o singură creștătură pe pol și fază,  $q = 1$ ), curentul, în trepte, prescris înfășurărilor de fază caracterizându-se prin două nivele sincronizate cu poziția rotorului cu ajutorul unui traductor simplu și ieftin, cu rezoluție de  $60^\circ$  electrice. Se asigură în acest mod magnetizarea mașinii printr-un nivel de curent ( $i_f^*$ ) aplicat fazei în care se găsește cu precădere secțiunea miezului rotoric, în celelalte două prescriindu-se un al doilea nivel de curent ( $i_c^*$ ) corespunzător valorii cuplului dezvoltat. Deși prin comparație cu alimentarea în regim sinusoidal soluția propusă s-a dovedit a fi ușor inferioară din punct de vedere al pulsațiilor în cuplu și a valorii medii a acestuia, utilizarea unui traductor de poziție simplu, cu implicații pozitive în raportul performanțe/cost, poate contribui la definirea unui criteriu de optim. Sistemul este utilizabil la mașini unelte, sisteme de

pompare și ventilație etc.;

-o acționare fără traductoare de mișcare, cu posibilitatea reglării turației, alimentarea mașinii sincrone reactive realizându-se cu curenți de fază a căror formă prescrisă este sinusoidală. Sistemul funcționează pe baza principiului de sincronism, specific acestui tip de mașină, adaptarea cu variația sarcinii la arbore realizându-se prin modificarea corespunzătoare a amplitudinii curenților de fază funcție de variația unghiului factorului de putere (determinat vectorial), în raport cu valoarea sa de la regimul de mers în gol. Aplicațiile sunt similare cazului anterior, în general acționarea fiind superioară ca parametri strategiei " $U/f=\text{constant}$ " realizată cu mașini de inducție, în ce privește reglajul de turație.

-Studiul teoretic a fost realizat pe baza unor programe de simulare, implementate pe calculator numeric, prin intermediul cărora au fost testate sistemele propuse, în ansamblul lor. Buna corelație a rezultatelor simulărilor cu cele experimentale a dovedit valabilitatea considerațiilor teoretice enunțate și faptul că, în mod real, acționările electrice reglabile descrise în această lucrare se înscriu în clasa celor performante, acoperind practic o gamă foarte largă de aplicații.

1. Seracin, E., Popovici, D. "Tehnica acționărilor electrice", Ed. Tehnică, București, 1985;
2. Tunsoiu, Gh., Seracin, E., Saal, C. "Acționări electrice", Ed. Didactică și pedagogică, București, 1982;
3. Fransua, Al. s.a. "Mașini și sisteme de acționări electrice", Ed. Tehnică, București, 1978;
4. Leonhard, W. "Control of Electric Drives", Springer - Verlag, 1985;
5. De Carli, A. "Qualification of Drives for Motion Control", EPE, Firenze, 1991;
6. Boldea, I., Fu, Z., Nasar, S. A. "Methodologies for Comparing High Performance Drives", A Research Report submitted to GE, New York, 1991;
7. Wyk, V. J. D., Skudelny, H.-Ch., Muller - Helmann, A. "Power Electronics Control of The Electromechanical Energy Conversion Process And Some Applications", Proc. IEE, vol.133, no.6, nov.1986;
8. Mohan, N., s.a. "Power Electronics: Converters, Applications ad Design", John Wiley & Sons, 1989;
9. Bose, B. K. "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters", IEEE - IA, vol.28, no.2, 1992;
10. Bose, B. K. "Recent Advances in Power Electronics", IEEE - PE, vol.7, no.1, 1992;

## Bibliografie

---

11. Paresh, C. S. "Electric Motor Drives and Control - Past, Present and Future", IEEE - IE, vol.37, no.6, 1990;
12. Kelemen, A., Imecs, M. "Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ", Ed. Academiei, București, 1989;
13. Barret, Ph. "Regimes transitoires des machines tournantes electriques", Edition Eyrolles, Paris, 1982;
14. Boldea, I., Nasar, S. A. "Vector Control of AC Drives", CRC Press, 1992;
15. Yamamura, S. "A.c. Motors for High - Performance Applications", Marcel Dekker, New York, 1986;
16. Sen, P. C., s.a. "Control Strategies for High performance AC Drives", ICED - 88, Brasov, 1988;
17. Lessmeier, R., Schumacher, W., Leonhard, W. "Microprocessor Controlled AC - Servo Drives with Synchronous or Induction Motors: Wich Is Preferable?", IEEE - IAS - 85, vol. 22B;
18. Pauly, D., Pfaff, G., Weschta, A. "Brushless Servo Drives with Permanent Magnet Motors or Squirrel Cage Induction Motors - a Comparison", IEEE - IAS - 84, vol. 21E;
19. Utkin, V. I. "Sliding Mode and Their Applications in Variable Structure Systems", MIR Publishers, Moscow, 1978;
20. Buhler, H. "Reglage par mode de glissement", Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986;
21. Borojevic, D., Garces, L., Kondo, S. "Performance Comparison of Variable Structure Controls with PI Control for DC Motor Speed Regulation", IEEE - IAS - 1984;
22. Harashima, F., Hashimoto, H., Kondo, S. "MOSFET Converter - Fed Position Servo System with Sliding Mode

## Bibliografie

---

- Control", IEEE - IE, vol.32, no.3, 1985;
23. Harashima, F., Xu, X., Hashimoto, H. "Tracking Control of Robot Manipulators Using Sliding Mode" IEEE - PE, vol.2, no.2, 1987;
24. Hashimoto, H., Maruyama, K., Harashima, F. "A Microprocessor - Based Robot Manipulator Control with Sliding Mode", IEEE - IE, vol.34, no.1, 1987;
25. Namuduri, C., Sen, P. C. "A Servo - Control System Using a Self - Controlled Synchronous Motor (SCSM) with Sliding Mode Controller", IEEE - IA, vol.23, no.2, 1987;
26. Ho, Y., Sen, P. "A Microcontroller - Based Induction Motor Drive System Using Variable Structure Strategy with Decoupling", IEEE - IE, vol.26, no.3, 1990;
27. Lim, K. W., s.a. "A Discrete Time Variable Structure Controller for a Brushless DC Motor Drive", IEEE - IE, vol.38, no.2, 1991;
28. Park, M.-H., Kim, K.-S. "Chattering Reduction in the Position Control of Induction Motor Using Sliding Mode", IEEE - PE, vol.6, no.3, 1991;
29. Cordeschi, G., Parasiliti, F. "A Variable Structure Approach for Speed Control of Field - Oriented Induction Motor" EPE Firenze, 1991;
30. Bose, B. K. "Adjustable Speed AC Drive Systems", IEEE Press, New York, 1981;
31. Owen, E. L., s.a. "AC Adjustable - Speed Drives with Electronic Power Converters - The Early Days", IEEE - IA, vol.20, no.2, 1984;
32. Scharf, A. "Trend Towards MOS and Intelligence", PCIM EUROPE, may/june 1992;
33. Wiart, A. "Flexibility of Variable Speed Drives Comprising AC Motors", ICED - 88, Brasov, 1988;



## Bibliografie

---

34. Philips D. A. "Switched Reluctance Drive; New Aspects", IEEE - PE, vol.5, no.4, 1990;
35. Harris, M. R., s.a. "A Review of the Integral - Horsepower Switched Reluctance Drive", IEEE - IA, vol.22, no.4, 1986;
36. Xu, L., Lipo, T. A. "Analysis of a Variable Speed Singly - Salient Reluctance Motor Utilizing Only Two Transistor Switches", Record of IEEE - IAS - 1988;
37. Torrey, D. P., Torrey, D. A. "The Design of a Low - Current Variable Reluctance Drive with Constrained Torque Ripple", Proc. of ICEM - 90, vol.3, pp.788 - 793;
38. Philips, D. A. "A Novel High Performance - Low Noise Switched Reluctance Motor", ibid., pp. 801-805;
39. Moghbelli, H., Adams, G. E., Hoft, R. G. "Performance of a 10-HP Switched Reluctance Motor and Comparison with Induction Motors, IEEE - IA, vol.27, no.3, 1991;
40. Crivii, M., Jufer, M., Reinman, T. "Switched Reluctance Drives Using Brushless DC Motor Controller", EPE Firenze, 1991;
41. Blaschke, F. "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVEKTOR Closed - Loop Control System for Rotating - Field Machines", in "Adjustable Speed AC Drive Systems", edited by Bose B. K., IEEE Press, New York, 1981;
42. Xu, X., De Doncker, R., Novotny, W. D. "Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region", University of Wisconsin, Madison, Research Report 88-19-1988;
43. Depenbrock, M. "Direkte Selbstregelung (DSR) für

## Bibliografie

---

- hochdynamische drefeldantriebe mit stromrichter-speisung", ETZ. Archiv, Bd. 7, H. 7, 1985, s.211-218;
- 44.Takahashi, I., Noguchi, T. "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE - IA, vol.22, no.5, 1986;
- 45.Boldea, I., Nasar, S. A. "Torque Vector Control (TVC) A New Class of Torque, Speed and Position Digital Controllers for Electric Drives", EMPS, vol.15, no.3, 1988;
- 46.Habetler T. G., Divan, D. M. "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", Record of IEEE - IAS - 1989;
- 47.Boldea, I., Trica, A. "Torque Vector Control (TVC) of Voltage Fed Induction Motor - Low Speed Performance via Sliding Mode Control", Record of ICEM - 1990, Cambridge - MIT, Part 3;
- 48.Alasuvanto, T., Jokinen, T. "Comparison of Four Different Permanent Magnet Rotor Constructions", *ibid.*;
- 49.Cruickshank, J. O., Menzies, R. W. "Axially Laminated Anisotropic Rotors for Reluctance Motors", Proc. IEE, vol.113, 1966;
- 50.Fratta, A., Vagati, A. "A Reluctance Motor Drive for High Dynamic Performance Applications", Record of IEEE - IAS - 1987;
- 51.Kostko, J. K. "Polyphase Reaction Synchronous Motors", J. Amer. Ins. Elect. Engr., vol.42, 1923;
- 52.Fong, W., Htsui, J. S. C. "New Type of Reluctance Motor", Proc. IEE, vol.117, 1980;
- 53.Boldea, I., s.a. "Emerging Electric Machines with Axially Laminated Anisotropic Rotors: a Rewiew", EMPS, vol.19, no.6, 1991;
- 54.Lipo, T. A., Krause, P. C. "Stability Analysis of Reluctance

## Bibliografie

---

- Synchronous Mchines", IEEE - PAS - 86, 1967;
- 55.Osheiba, S. M., Abdel - Kader, A. M. "Dynamic Performance Analysis of Reluctance Motors Using Damping and Synchronizing Torques", Proc. IEE, vol.73(B), 1990;
- 56.Heine C. J., El-Antably, A. M. "Reluctance and Doubly Excited Reluctance Motors", Westinghouse Report, May 1987, for U. S. Department of Energy;
- 57.Dordea, T. "Maşini Electrice", Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1977;
- 58.Bălă, C. V. "Maşini electrice", Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1979;
- 59.Câmpeanu, A. "Maşini electrice", Ed. Scrisul Românesc, Craiova 1988;
- 60.Boldea, I., Atanasiu, Gh. "Analiza unitară a maşinilor electrice", Ed. Academiei, Bucureşti, 1983;
- 61.Boldea, I., Nasar, S. A. "Electric Machine Dynamics", Macmillan Publishing Company, New York, 1986;
- 62.Muntean, N., Boldea, I. "Sliding - Mode Field - Oriented Control of Synchronous Motor", Bul. St. şi Tehn. al IPT, ian. - dec. 1990;
- 63.Pillay, P., Krishnan, R. "Control Characteristics and Speed Controller Design for a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE - PE, vol.5, no.2, 1990;
- 64.Lawrenson, P. J. "Two Speed Operation of Salient - Pole Reluctance Machines", Proc. IEE, vol.112, 1965;
- 65.Mayer, R., s.a. "Inverter Fed Multiphase Reluctance Machine with Reduced Armature Reaction and Improved Power Density", Proc. of ICEM - 86, München, 1986;
- 66.Lipo, T. A. "Synchronous Reluctance Machines - a Viable

## Bibliografie

---

- Alternative For AC Drives ?, EMPS, vol.19, no.6, 1991;
67. Boldea, I., Păpușoiu, Gh., Nasar, S. A. "Power Electronics Control of Reluctance Series Motor (RSM) for Direct Axle Traction", EMPS Journal, vol. 18, 1990;
68. Boldea, I., Fu, Z., Nasar, S. A. "Torque Vector Control (TVC) of Axially - Laminated Anisotropic (ALA) Rotor Reluctance Synchronous Motors", EMPS, vol.19, no.13, 1991;
69. Drăgănescu, O. "Inercarea mașinilor electrice", Ed. Tehnică, București, 1987;
70. Boldea, I. "Parametrii mașinilor electrice", Ed. Academiei Române, București, 1991;
71. Keyhani, A., Moon, S. I. "Identification of Parameters of an AC Machine from Standstill Time Domain Data", Proc. of ICEM - 90, Cambridge - MIT, Part.3;
72. \* \* \* "RTD - ADA 1100, User's Manual";
73. \* \* \* "Multi - Range Current Transducers", filă de catalog LEM, Elveția, 1991;
74. \* \* \* "Burr - Brown Integrated Circuits Data Book Supplement", vol.33b, 1990;
75. Boldea, I., Muntean, N., s.a. "Distributed Anisotropy Rotor Synchronous (DARSYN) Drives - Motor Identification and Performance", ICEM - 92, vol.2, pg.542-546, Manchester 1992;
76. Boldea, I., Muntean, N. "Vector Control of a High Specific Torque Synchronous Reluctance Motor", Proc. of the National Conference on Electric Drives, Galați, 1990;
77. Meshkat, S., Persson, E. K. "Optimum Current Vector Control of a Brushless Servo Amplifier Using Microprocessors", IEEE - IAS - 1984;

## Bibliografie

---

78. Mazenc, M. L., s.a. "Study and Implementation of Hysteresis Controlled Inverter on a Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEE - IAS- 1984;
79. Brod, D. M., Novotny, D. W. "Current Control of VSI - PWM Inverters", ibid.;
80. Morimoto, S., s.a. "Current Phase Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE - PE, vol.6, no.2, 1991;
81. Akagi, H., Nabae, A., Atoh, S. "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage - Source PWM Converters", IEEE - IA, vol.22, no.3, 1986;
82. Trică, A., Boldea, I. "New Sliding Mode Versus State - Feedback Control of Electromagnetic Levitation Systems", ICED - 88, Braşov, 1988;
83. \* \* \* "ZEISS IGR - Inkrementale Geber rotatorisch", Carl Zeiss Jena, manual de utilizare;
84. \* \* \* "Incremental Absolut Tachogeber", Catalog HOHNER;
85. Tez, E. S. "Interfacing Bi - Phase Incremental Encoders", IEEE - IE, vol.33, no.3, 1986;
86. Miki, I., Nakao, O., Nishiyama, S. "A New Simplified Current Control Method for Field - Oriented Induction Motor Drives", IEEE - IA, vol.27, no.6, 1991;
87. Bauer, H. P., Buschmann, M. "Control System for a Three Phase GTO Inverter for Mass Transit Applications", EPE Firenze, 1991;
88. Mutoh, N., s.a. "Stabilizing Methods at High Frequencies for an Induction Motor Driven by a PWM Inverter", ibid.;
89. Murai, Y., s.a. "High - Frequency Split Zero - Vector PWM with Harmonic Reduction for Induction Motor Drive", IEEE - IA, vol.28, no.1, 1992;

## Bibliografie

---

---

90. \* \* \* "Power Module", catalog MITSUBISHI, Japonia, 1990;
91. Alexa, D., Micu, D. "Invertoare și redresoare cu parametri energetici ridicați", Ed. Tehnică, București, 1986;
92. Alexa, D., Hrubaru, O. "Aplicații ale convertoarelor statice de putere", Ed. Tehnică, București, 1989;
93. Bonkowski, R. "A Technique for Increasing Power Transistor Switching Frequency", IEEE - IA, vol.22, no.2, 1986;
94. Toacse, Gh. "Introducere în microprocesoare", Ed. Stiințifică, și Enciclopedică, București, 1985;
95. Patrubany, M. "Totul despre microprocesorul Z80", Ed. Tehnică, București, 1989;
96. Bogdanov, I. "Microprocesorul în comanda acționărilor electrice", Ed. Facla, Timișoara, 1989;
97. Ardelean, I., Giuroiu, H., Petrescu, L. L. "Circuite integrate CMOS", Ed Tehnică, București, 1986;
98. Dodescu, Gh., Toma, M. "Metode de calcul numeric", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1976;
99. Toma, M., Odăgescu, M. "Metode numerice și subrutine", Ed. Tehnică, București, 1980;
100. Dragomir, T. L., Preitl, S. "Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat", Lito IPT, 1979;
101. Muntean, N., Boldea, I. "Theoretical and Test Results on a Small Power Reactive Synchronous Motor with Two Level Bipolar Current Control", CNAE - 92, Iași, 1992;
102. Boldea, I., Muntean, N. "Direct Voltage - Vector Speed Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", ibid.;
103. Boldea, I., Muntean, N., s.a. "Distributed Anisotropy Rotor Synchronous (DARSYN) Motors - Proving High

## Bibliografie

---

- Motor Performance and a New Motion Sensorless Controller", PCIM - 92, vol.21, pg.204-212, Nürnberg, 1992;
- 104.Wu, R., Slemon, G. R. "A Permanent Magnet Motor Drive Without Shaft Sensor", IEEE - IAS - 1990;
- 105.Mok, H.-S., s.a. "A Stator Flux Oriented Speed Control of Induction Machine without Speed Sensor", EPE Firenze, 1991;
- 106.Bolognani, S. "A Torque Angle Calculator for Sensorless Reluctance Motor Drives", *ibid.*;
- 107.Matsui, N., Shigyo, M. "Brushless DC Motor Control without Position and Speed Sensor", IEEE - IA, vol.28, no.1, 1992;
- 108.Ehsani, M., s.a. "Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives", *ibid.*;
- 109.Kulkarni, A. B., Ehsani, M. "A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent - Magnet Synchronous Motor Drive", *ibid.*

---

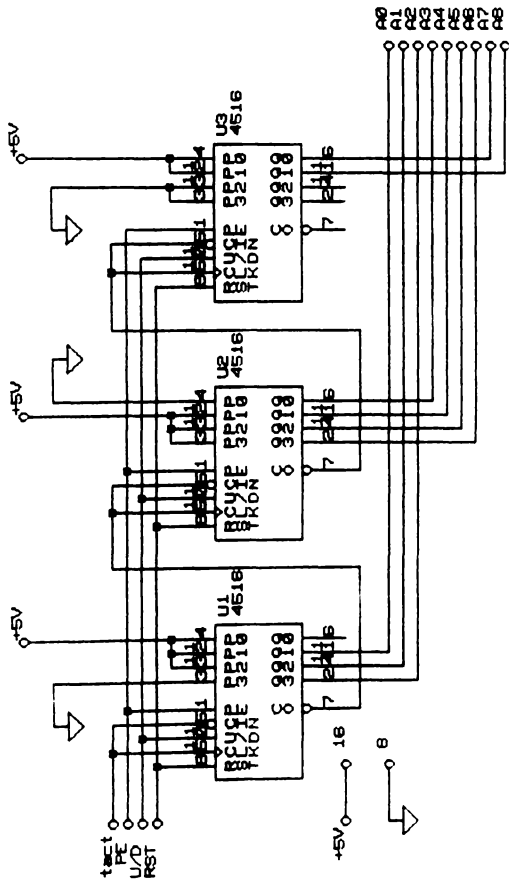
---

A N E X E

---

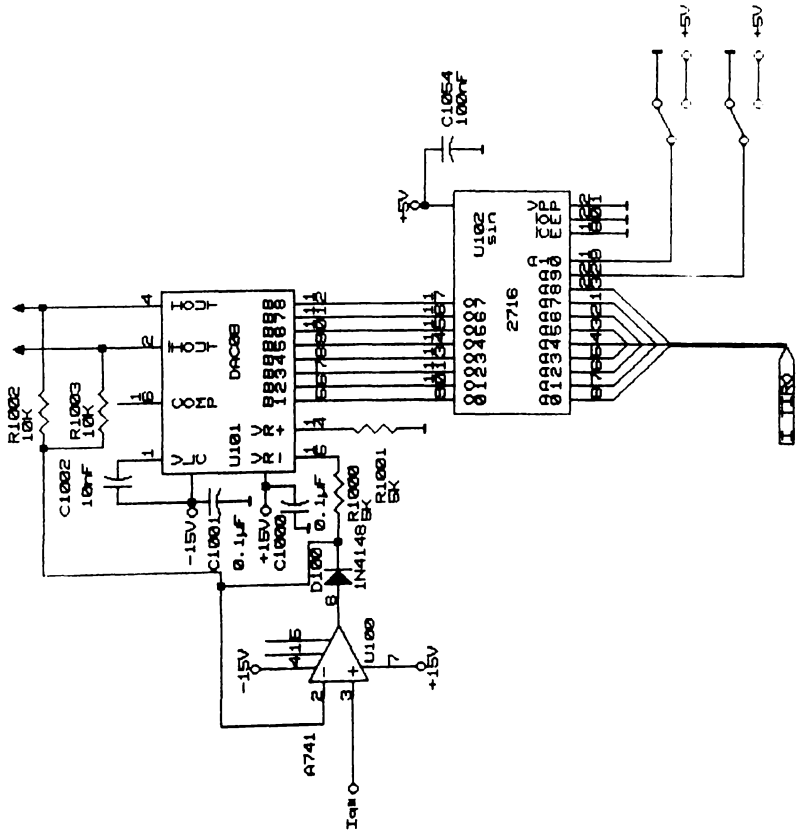
---



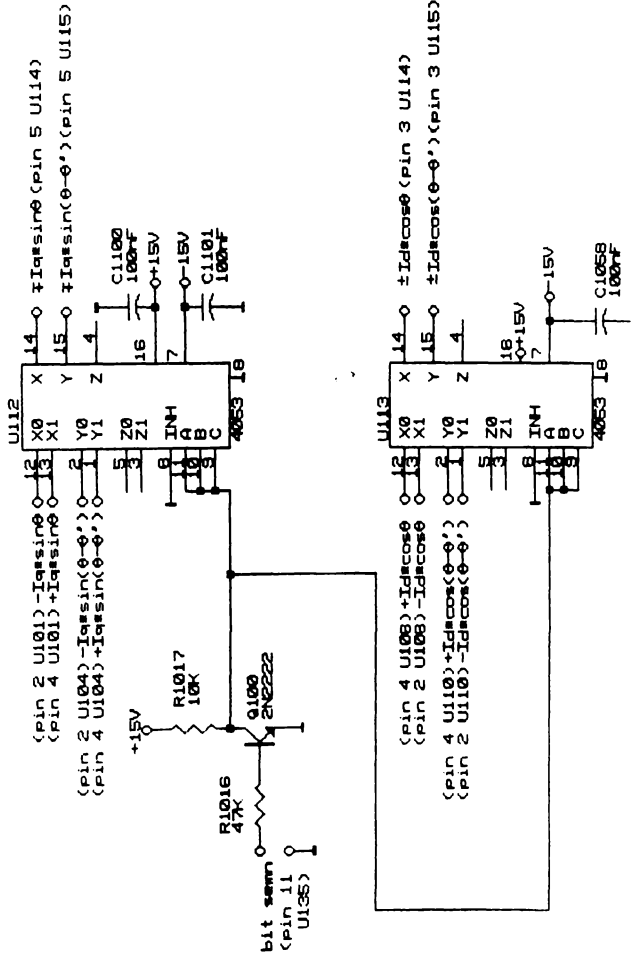


Title	Numeroire	Anexo 4.1
Size Document Number	AA.1	85V
A		471
Date:	October 1, 1992	Sheet N.º of 13

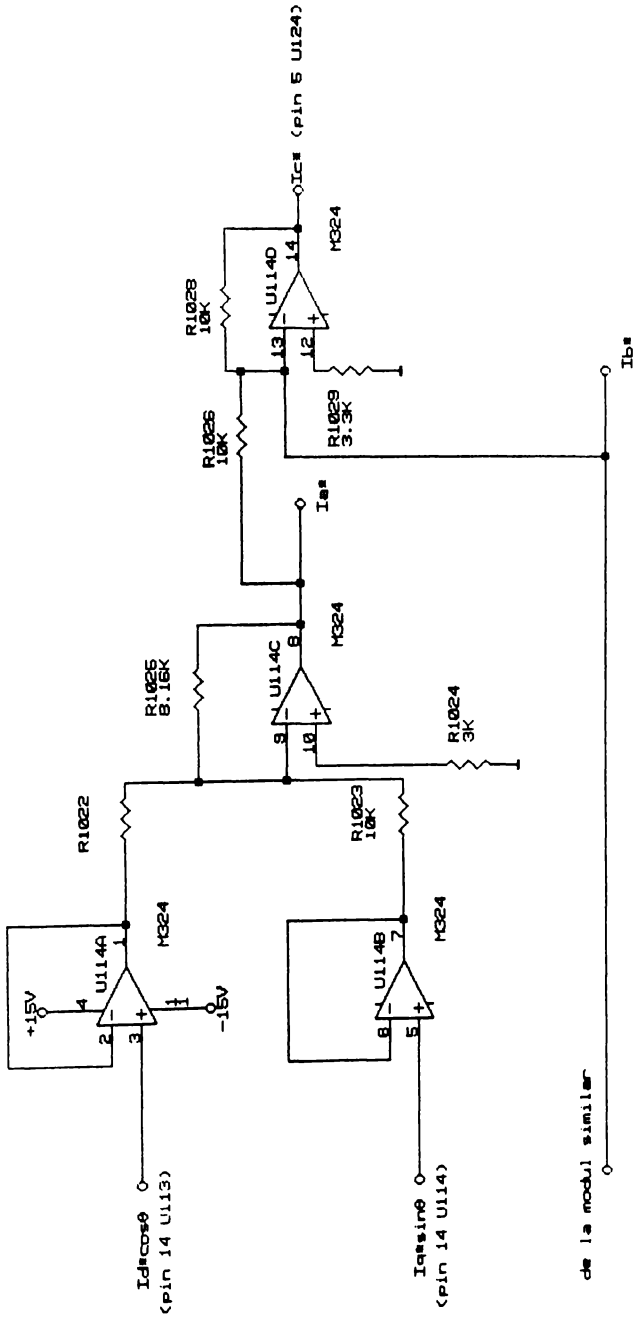
(pin 12 U112) -Ias1n6  
 (pin 13 U112) +Ias1n6



Title		Multiplicator Anexe
Size		A
Document Number		A4.2
Date:		October 2, 1987
REV		2

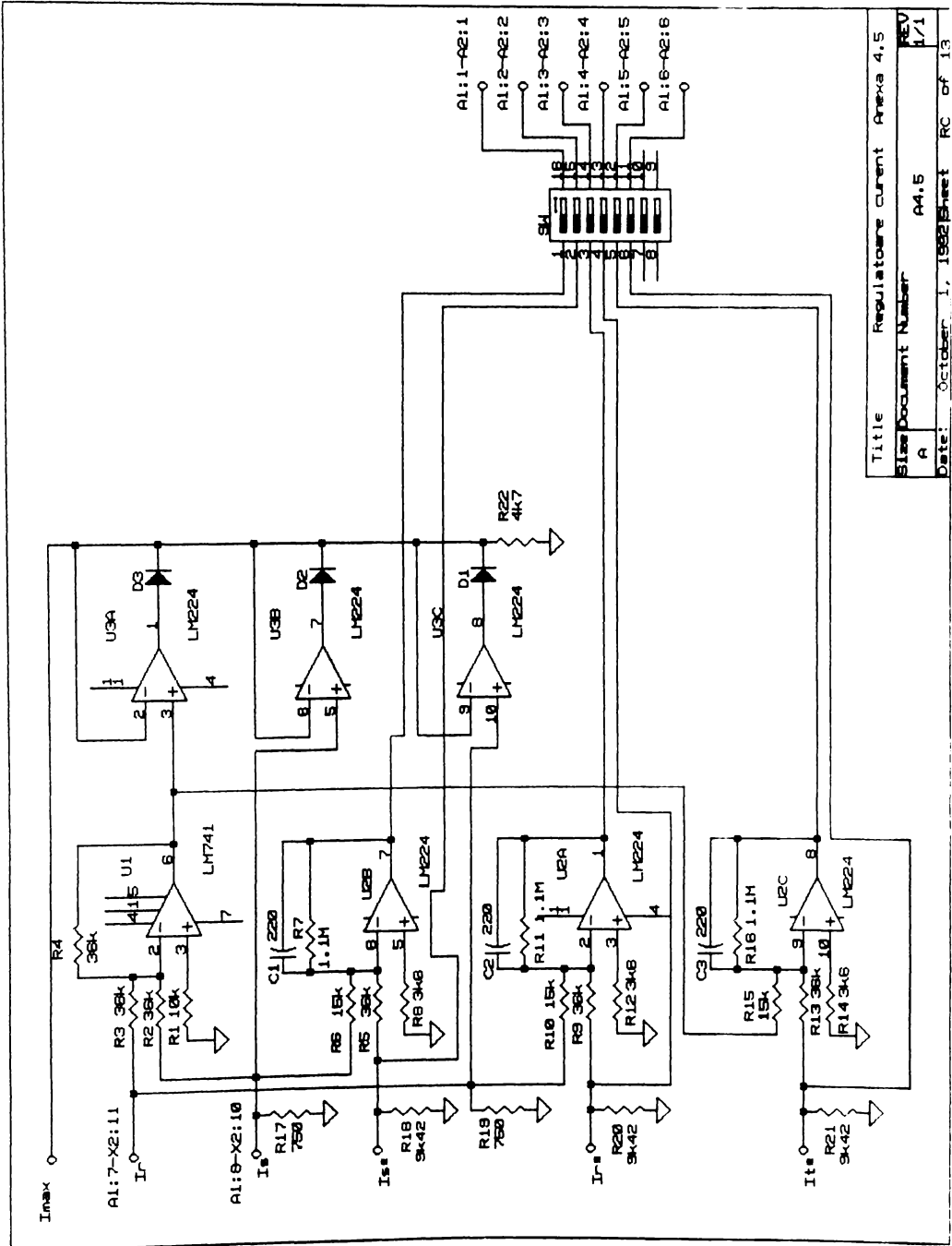


Title		Selector	inexa 1.1
Size	A	Document Number	A4.3
Date:	October 3, 1982	Sheet	of
REV			



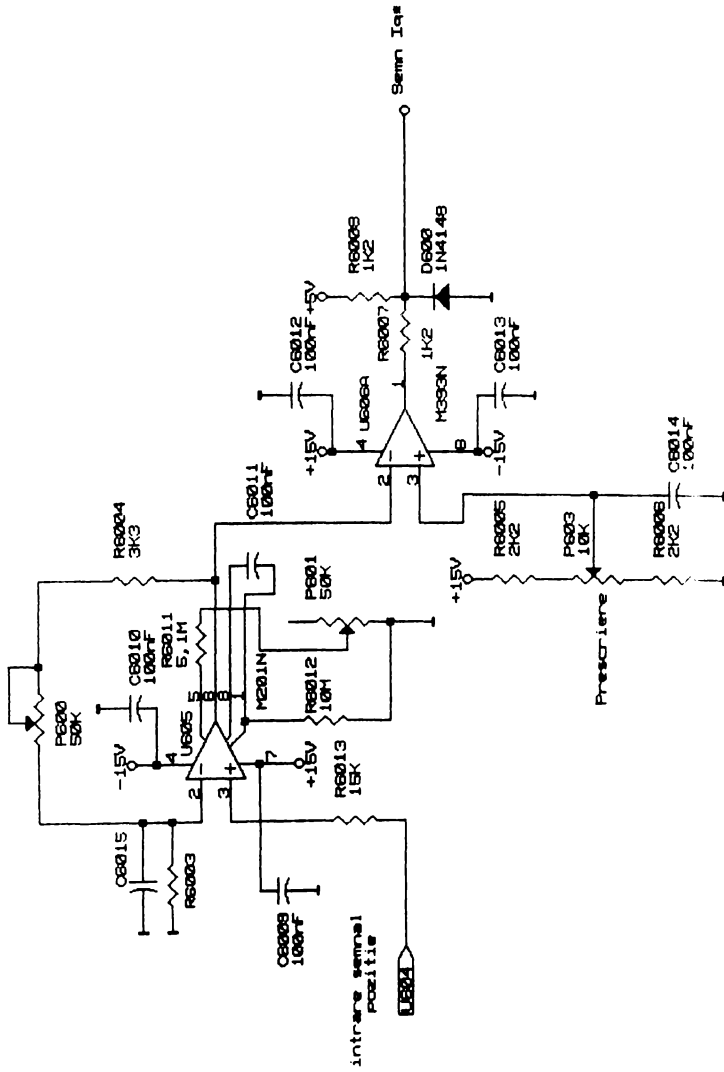
de la modul similar

Title	Sumatoare Anexa 4.4
Size Document Number	A 44.4
Date:	October 7, 1982
Sheet	of

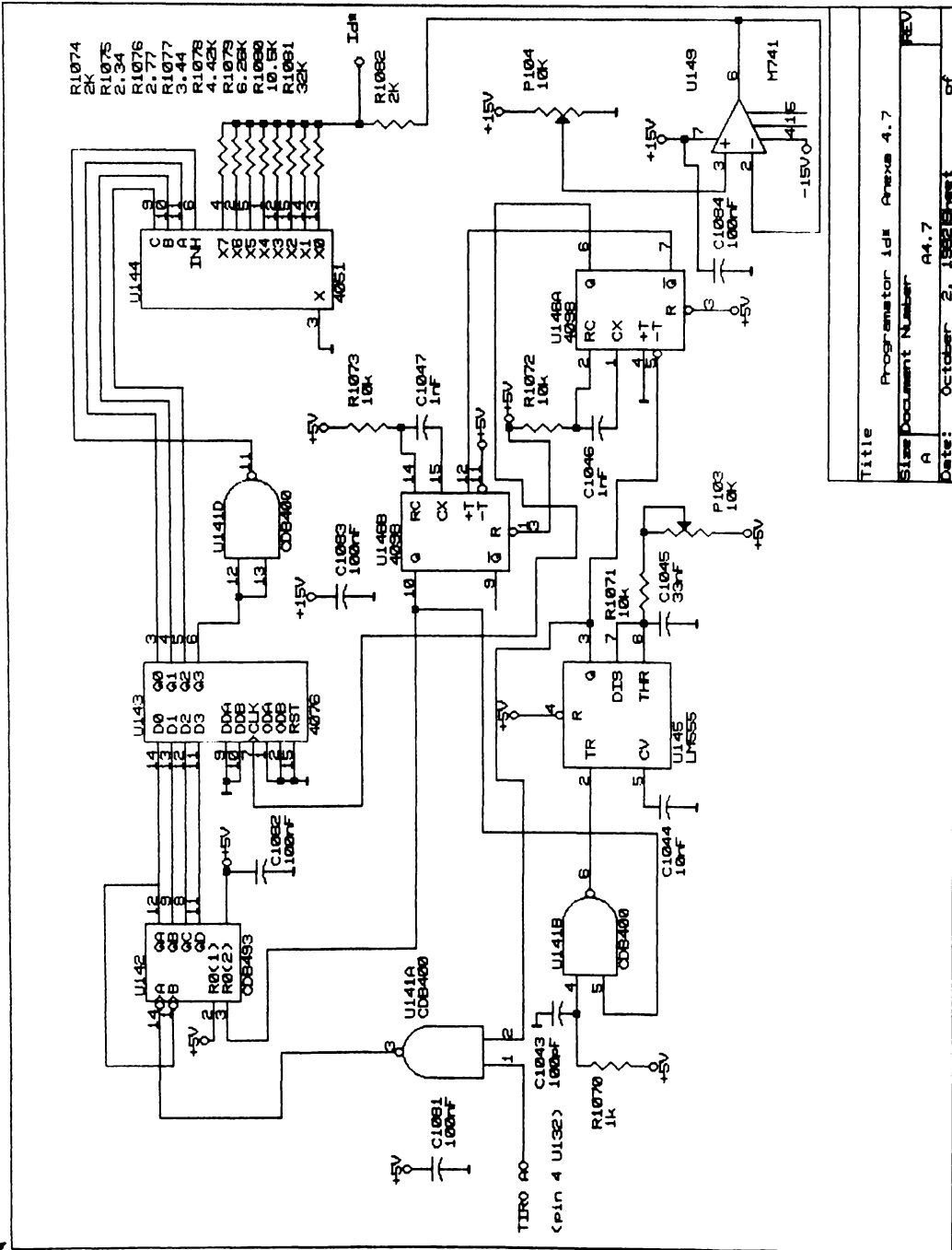


Title	Regulateur courant Anexe 4,5
Size	A
Document Number	A4.5
REV	1/1
Date:	October 1, 1982
Sheet	RC of 13

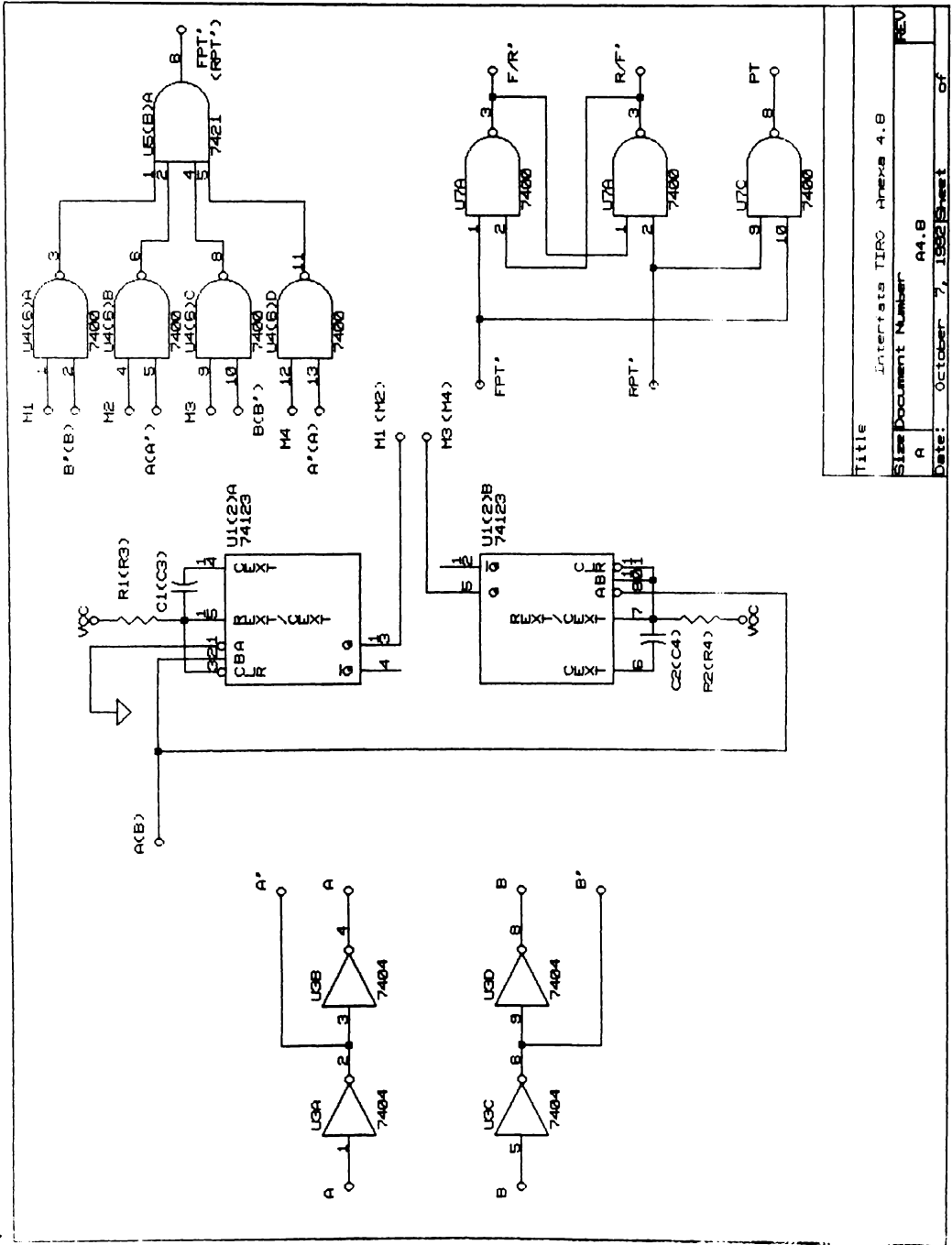




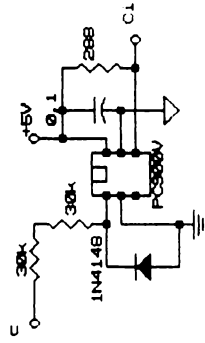
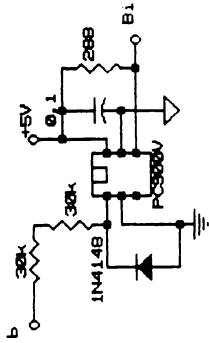
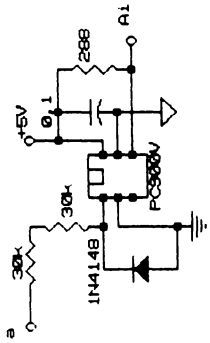
Title	Regulateur positive	Anexe 4.6/2
Size	Document Number	A4.6/2
		2/2
Date:	October 3, 1992	Sheet of



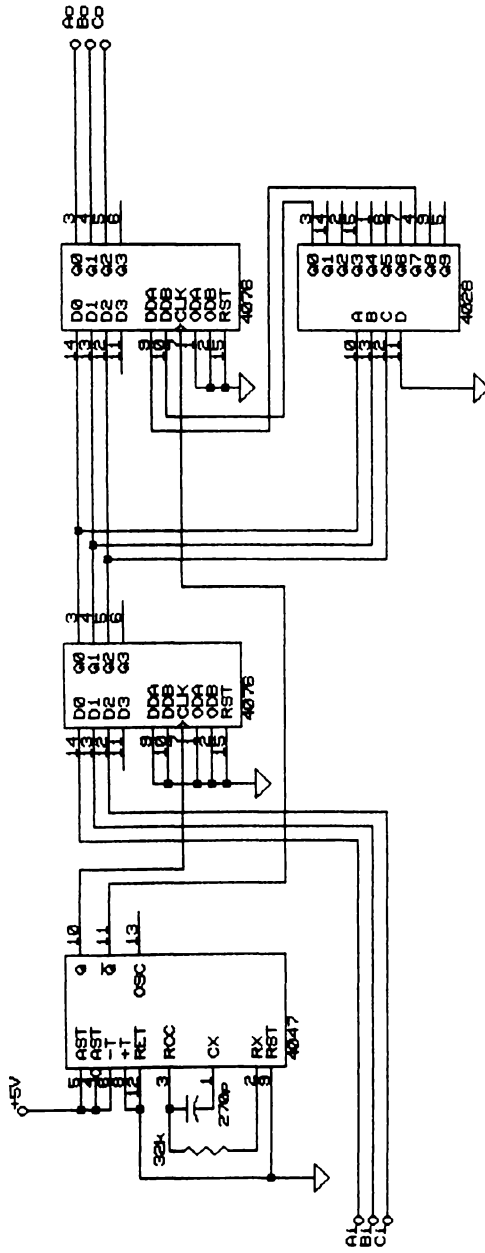




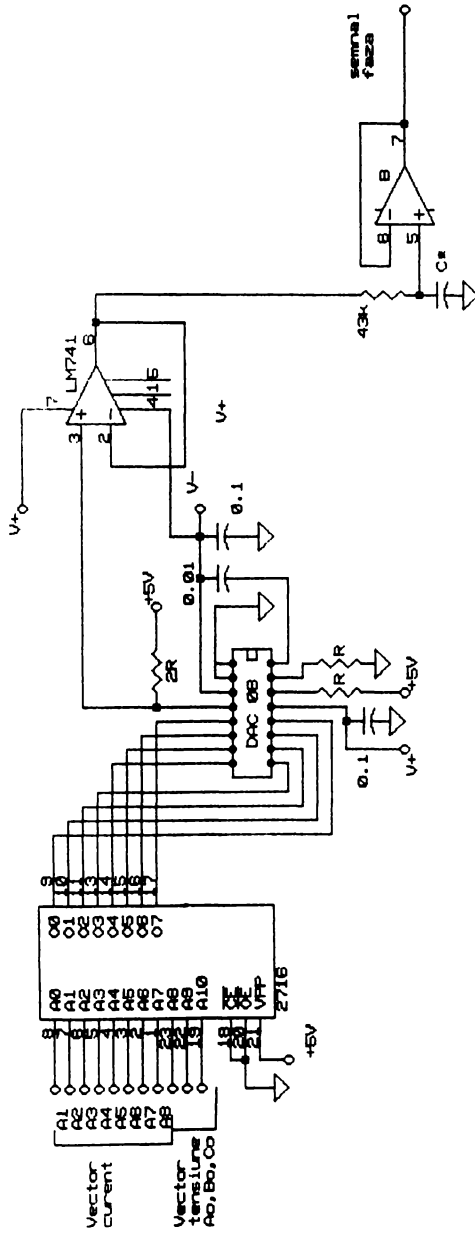
Title	Interfata TIRO Anexa 4.8
Size Document Number	A4.8
REV	A
Date:	October 7, 1982 Sheet
	of



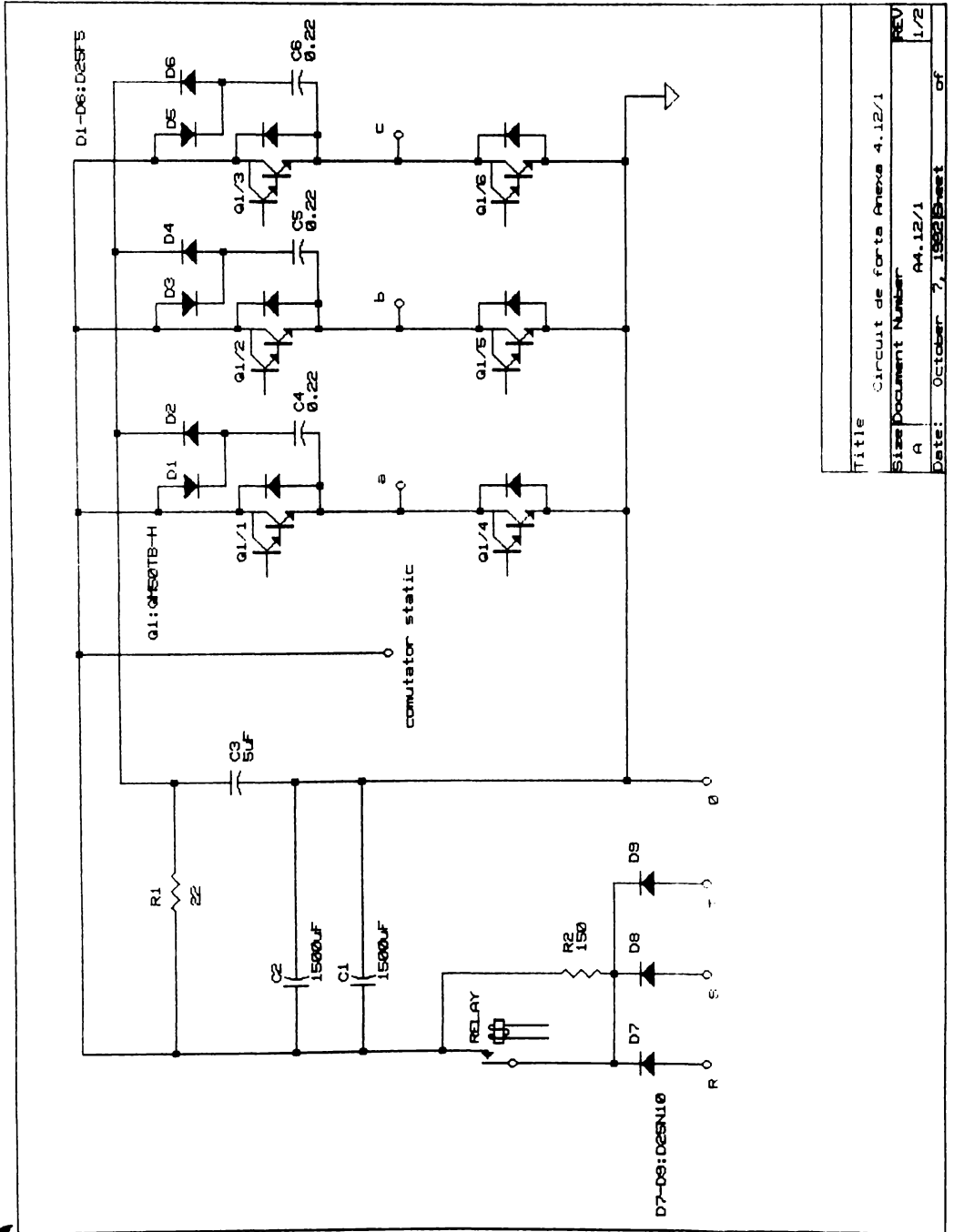
Title	Trasduct. vect. tens. Anexa 4.9
Size Document Number	A4.9
REV	A
Date:	October 1, 1982 Sheet 6f



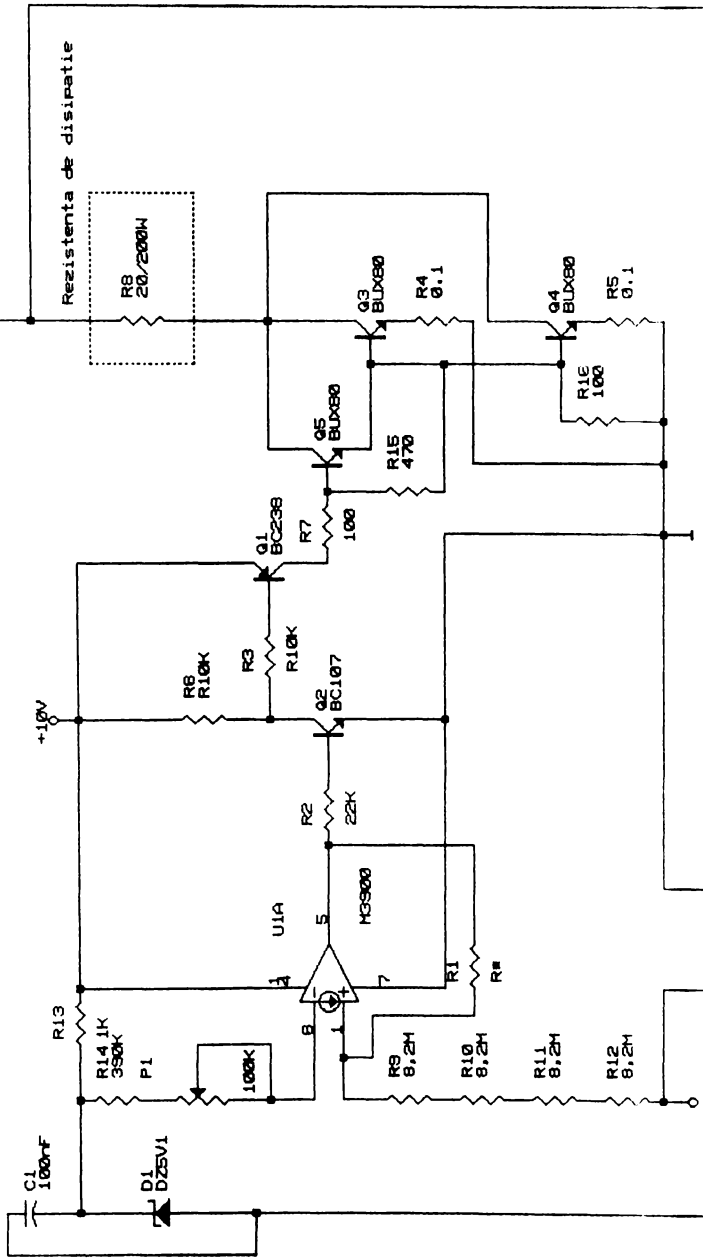
Title	Selector vector: Anexa 4.10
Size Document Number	A4.10
REV	A
Date:	October 1, 1992 Sheet 01 of 01



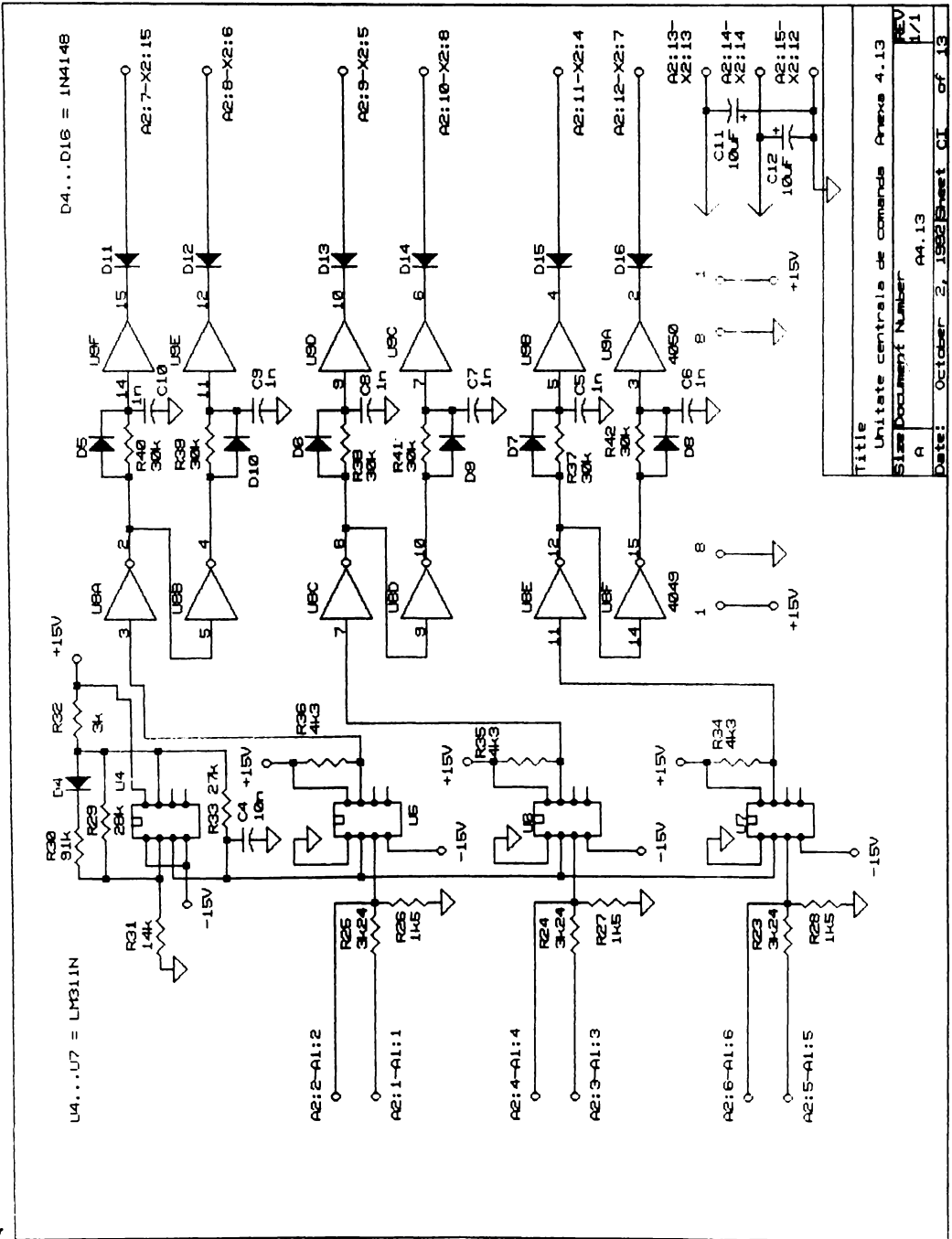
Title	Memorie Unghi Anexa 4.11
Size	A
Document Number	A4.11
REV	V1
Date:	October 2, 1992
Sheet	00 of 13



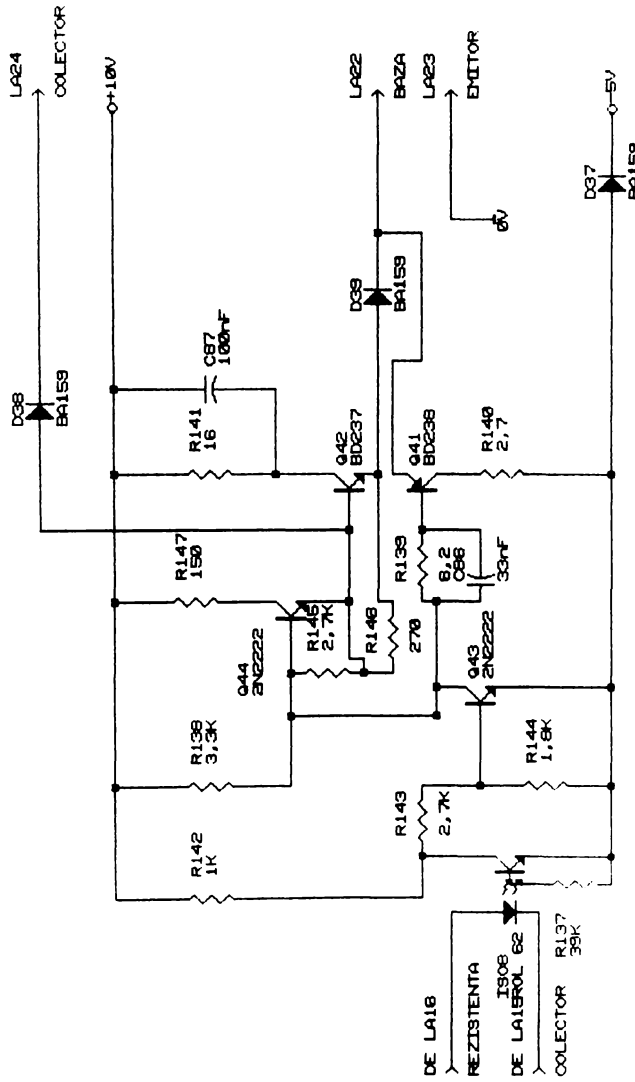
U4 (Circuit intermediar de c.c.)



Title	Comutator static Anexa 4.12/2
Size Document Number	A 44.12/2
Date:	October 7, 1992
Sheet	1 of 1
REV	2/2



Title		Unitate centrala de comanda Anexa 4.13	
Size	Document Number	AA.13	REV 1/1
Date:		October 2, 1992 Sheet CI of 13	



DE LA16  
 REZISTENTA  
 IS06  
 DE LA15ROL 62  
 COLECTOR R137  
 39K

Title	Circuit de comanda Anexa 4.14
Size Document Number	A4.14
A	REV
Date	October 1, 1992
Sheet	19



ANEXA 5.1

10 DIM Y(6,600):DIM F(4,3)

DEFINIRE PARAMETRI SI CONDITII INITIALE

```

990 FOR I=2 TO 600
992     TL=WR/3000
995     GOSUB 5800
1000    Q=IQP:D=IDP:GOSUB 5600
1010    T=T+H
1020    DIF=A-Y(1,I-1):GOSUB 5700:IF COMP<>0 THEN U1=COMP
1030    DIF=B-Y(2,I-1):GOSUB 5700:IF COMP<>0 THEN U2=COMP
1040    DIF=C-Y(3,I-1):GOSUB 5700:IF COMP<>0 THEN U3=COMP
1050    GOSUB 7000:GOSUB 5500
1060    UD=D:UQ=Q:GOSUB 5000
1070        FOR K=4 TO 6
1080            Y ( K , I ) = Y ( K , I - 1 ) + ( 1 / 6 ) * ( F ( 1 , K - 3 ) +
                +2*F(2,K-3)+2*F(3,K-3)+F(4,K-3))
1090        NEXT K
1095    REM IF Y(6,I)<0 THEN Y(6,I)=0
1100    PSIQ=Y(4,I):PSID=Y(5,I):WR=Y(6,I):TETA=TETA+WR*H:IF
        TETA>2*3.1415 THEN TETA=TETA-2*3.1415
1110    GOSUB 6100
1120    Q=IQ:D=ID:GOSUB 5600
1130    Y(1,I)=A:Y(2,I)=B:Y(3,I)=C
4000 NEXT I
4100 FOR K=1 TO 6
4110 Y(K,1)=Y(K,600):NEXT K
4120 GTO 990

5000 'SUBPROGRAM RUNGE KUTTA

5005 RK1=0:RK2=0:RK3=0:K=1
5010 F(K,1)=H*(UQ-(PSIQ+RK1)*RS/(LS+MQ)-(WR+RK3)*(PSID+RK2))

```

---

```
5020 F(K,2)=H*(UD-(PSID+RK2-MD*IE)*RS/(LS+MD)+(WR+RK3)*(PSIQ+RK1))
5030 F(K,3)=H*P1/J*(P1*((PSID+RK2)*(PSIQ+RK1)/(
(LS+MQ)-(PSIQ+RK1)*(PSID+RK2-MD*IE)/(LS+MD)))-TL)
5040 IF K<2 THEN K=2:RK1=F(1,1)/2:RK2=F(1,2)/2:RK3=F(1,3)/2:GOTO 5010
5050 IF K<3 THEN K=3:RK1=F(2,1)/2:RK2=F(2,2)/2:RK3=F(2,3)/2:GOTO 5010
5060 IF K<4 THEN K=4:RK1=F(3,1):RK2=F(3,2):RK3=F(3,3):GOTO 5010
5100 RETURN
```

**5500 'SUBPROGRAM DE TRANSFORMARE A-B-C/D-Q**

```
5510 D=SQR(2/3)*(A*COS(TETA)+B*COS(TETA-
2*3.1415/3)+C*COS(TETA+2*3.1415/3))
5520 Q=SQR(2/3)*(A*SIN(-TETA)+B*SIN(-TETA+2*
3.1415/3)+C*SIN(-TETA-2*3.1415/3))
5550 RETURN
```

**5600 'SUBPROGRAM DE TRANSFORMARE D-Q/A-B-C**

```
5610 A=SQR(2/3)*(D*COS(-TETA)+Q*SIN(-TETA))
5620 B=SQR(2/3)*(D*COS(-TETA+2*3.1415/3)+Q*SIN(-TETA+2*3.1415/3))
5630 C=SQR(2/3)*(D*COS(-TETA-2*3.1415/3)+Q*SIN(-TETA-2*3.1415/3))
5650 RETURN
```

**5700 'SUBPROGRAM COMPARATOR CU HISTEREZIS**

```
5710 IF DIF>0 THEN COMP=1:GOTO 5750
5720 IF DIF<0 THEN COMP=-1:GOTO 5750
5730 COMP=0
5750 RETURN
```

**5800 'SUBPROGRAM REGULATOR VITEZA**

```
5805 IF I=2 THEN GOTO 5830
5810 DIFWR=-(Y(6,I-1)-Y(6,I-2))/H*KDW+KPW*(WRP-Y(6,I-1))
5812 IF ABS(DIFWR)<WH THEN GOTO 5830
```

```
5815 IF DIFWR <-WH THEN IQP=-IQPM
5817 IF DIFWR >WH THEN IQP=IQPM
5820 GOTO 6000
5830 IQP=IQP-(IQP-KP*(WRP-WR))*EXP(-TI/H)
5835 IF IQP>IQPM THEN IQP=IQPM
5837 IF IQP<-IQPM THEN IQP=-IQPM
6000 RETURN
```

**6100 'SUBPROGRAM TRANSFORMARE FLUXURI-CURENTI**

```
6110 IQ=PSIQ/(LS+MQ)
6120 ID=(PSID-MD*IE)/(LS+MD)
6500 RETURN
```

**7000 'SUBPROGRAM CALCUL TENSIUNI**

```
7010 IF U1=1 AND U2=-1 AND U3=-1 THEN A=2*U0/3:B=-U0/3:C=B:VECT=1
7020 IF U1=1 AND U2=1 AND U3=-1 THEN A=U0/3:B=A:C=-2*U0/3:VECT=2
7030 IF U1=-1 AND U2=1 AND U3=-1 THEN A=-U0/3:B=2*U0/3:C=A:VECT=3
7040 IF U1=-1 AND U2=1 AND U3=1 THEN A=-2*U0/3:B=U0/3:C=B:VECT=4
7050 IF U1=-1 AND U2=-1 AND U3=1 THEN A=-U0/3:B=A:C=2*U0/3:VECT=5
7060 IF U1=1 AND U2=-1 AND U3=1 THEN A=U0/3:B=-2*U0/3:C=A:VECT=6
7070 IF U1=1 AND U2=1 AND U3=1 THEN A=0:B=0:C=0:VECT=7
7080 IF U1=-1 AND U2=-1 AND U3=-1 THEN A=0:B=0:C=0:VECT=8
7100 RETURN
```

## ANEXA 5.2

10 DIM F(4,4):DIM LAA1(5):DIM LBC1(5):DIM TETA1(5):PI=3.1415

## 15'DEFINIRE INDUCTANTE

2 0 LAA1(1)=.0135:LAA1(2)=LAA1(1):LAA1(3)=.004:  
LAA1(4)=.0135:LAA1(5)=LAA1(1):LBC1(1)=.0046:  
LBC1(2)=-.001:LBC1(3)=-.012:LBC1(4)=-.001:LBC1(5)=LBC1(1)  
2 5 TETA1(1)=0:TETA1(2)=PI/6:TETA1(3)=PI/2:  
TETA1(4)=5\*PI/6:TETA1(5)=PI

## DEFINIRE PARAMETRI SI CONDITII INITIALE

## 1000 'SUBPROGRAM TRANSFORMARE FLUXURI-CURENTI

1 0 1 0 DIA=PSIA\*L1S\*L1S+(PSIA\*LBB+PSIA\*LCC-  
PSIB\*LAB-PSIC\*LAC)\*L1S+PSIA\*LBB\*LCC-  
PSIA\*LBC\*LBC+PSIB\*LAC\*LBC-PSIB\*LAB\*LCC+  
PSIC\*LAB\*LBC-PSIC\*LBB\*LAC  
1 0 2 0 DIB=PSIB\*L1S\*L1S+(PSIB\*LAA+PSIB\*LCC-  
PSIA\*LAB-PSIC\*LBC)\*L1S+PSIB\*LAA\*LCC-  
PSIB\*LAC\*LAC+PSIA\*LAC\*LBC-PSIA\*LAB\*LCC+  
PSIC\*LAB\*LAC-PSIC\*LAA\*LBC  
1 0 3 0 DIC=PSIC\*L1S\*L1S+(PSIC\*LAA+PSIC\*LBB-  
PSIA\*LAC-PSIB\*LBC)\*L1S+PSIC\*LAA\*LBB-  
PSIC\*LAB\*LAB+PSIA\*LBC\*LAB-PSIA\*LAC\*LBB+  
PSIB\*LAB\*LAC-PSIB\*LBC\*LAA  
1 0 4 0 DELT=L1S\*L1S\*L1S+(LAA+LBB+LCC)\*L1S\*L1S+  
(LAA\*LBB+LBB\*LCC+LAA\*LCC-LAB\*LAB-LBC\*LBC-  
LAC\*LAC)\*L1S+LAA\*LBB\*LCC+2\*LAB\*LBC\*LAC-  
LAA\*LBC\*LBC-LBB\*LAC\*LAC-LCC\*LAB\*LAB  
1050 IA=DIA/DELT:IB=DIB/DELT:IC=DIC/DELT  
1090 RETURN

---

**1100 'SUBPROGRAM RUNGE-KUTTA**

```
1180 PSIA1=PSIA:PSIB1=PSIB:PSIC1=PSIC:WR1=WR:K=1
1200 F(K,1)=H*(UA-RA*IA)
1210 F(K,2)=H*(UB-RA*IB)
1220 F(K,3)=H*(UC-RA*IC)
1230 F(K,4)=H*(P1/JJ)*(TE-TL)
1 2 4 0   I F   K < 2   T H E N   K = 2 : P S I A = P S I A 1 + F ( 1 , 1 ) / 2 :
          P S I B = P S I B 1 + F ( 1 , 2 ) / 2 : P S I C = P S I C 1 + F ( 1 , 3 ) / 2 : W R = W R 1 + F ( 1 , 4 ) / 2 : G O S U B
          1000 : G O S U B 2100 : G O T O 1200
1250   I F   K < 3   T H E N   K = 3 : P S I A = P S I A 1 + F ( 2 , 1 ) / 2 : P S I B = P S I B 1 + F ( 2 , 2 ) / 2 :
          P S I C = P S I C 1 + F ( 2 , 3 ) / 2 : W R = W R 1 + F ( 2 , 4 ) / 2 : G O S U B 1000 : G O S U B 2100 : G O T O
          1200
1260   I F   K < 4   T H E N   K = 4 : P S I A = P S I A 1 + F ( 3 , 1 ) : P S I B = P S I B 1 + F ( 3 , 2 ) :
          P S I C = P S I C 1 + F ( 3 , 3 ) : W R = W R 1 + F ( 3 , 4 ) : G O S U B 1000 : G O S U B 2100 : G O T O 1200
1270 PSIA=PSIA1+(1/6)*(F(1,1)+2*F(2,1)+2*F(3,1)+F(4,1))
1280 PSIB=PSIB1+(1/6)*(F(1,2)+2*F(2,2)+2*F(3,2)+F(4,2))
1290 PSIC=PSIC1+(1/6)*(F(1,3)+2*F(2,3)+2*F(3,3)+F(4,3))
1300 WR=WR1+(1/6)*(F(1,4)+2*F(2,4)+2*F(3,4)+F(4,4))
1310 I F W R < 0 T H E N W R = 0
1390 RETURN
```

**1400 'SUBPROGRAM PRESCRIEIRE CURENTI**

```
1405 TETA2=TETA+PI/6
1407 I F TETA2 >= 2 * P I T H E N TETA2 = TETA2 - 2 * P I : G O T O 1407
1410 I F TETA2 <= P I / 3 T H E N I A P = I F : I B P = - I Q : I C P = I T
1420 I F TETA2 > P I / 3 A N D TETA2 <= 2 * P I / 3 T H E N I A P = - I T : I B P = - I F : I C P = I T
1430 I F TETA2 > 2 * P I / 3 A N D TETA2 <= P I T H E N I A P = - I T : I B P = I T : I C P = I F
1440 I F TETA2 > P I A N D TETA2 <= 4 * P I / 3 T H E N I A P = - I F : I B P = I T : I C P = - I T
1450 I F TETA2 > 4 * P I / 3 A N D TETA2 <= 5 * P I / 3 T H E N I A P = I T : I B P = I F : I C P = - I T
1460 I F TETA2 > 5 * P I / 3 A N D TETA2 <= 2 * P I T H E N I A P = I T : I B P = - I T : I C P = - I F
1490 RETURN
```

---

1500 'SUBPROGRAM CALCUL TETA, TIMP

1510 TETA=TETA+WR\*H:TIMP=TIMP+H  
1520 IF TETA>2\*PI THEN TETA=TETA-2\*PI:TETA0=0  
1590 RETURN

1600 'SUBPROGRAM REGULATOR DE CURENT PT1

1610 UA=(IAP-IA)\*INTC:IF UA>U/2 THEN UA=U/2  
1615 IF UA<-U/2 THEN UA=-U/2  
1620 UB=(IBP-IB)\*INTC:IF UB>U/2 THEN UB=U/2  
1625 IF UB<-U/2 THEN UB=-U/2  
1630 UC=(ICP-IC)\*INTC:IF UC>U/2 THEN UC=U/2  
1635 IF UC<-U/2 THEN UC=-U/2  
1640 RETURN

2000 'SUBPROGRAM CALCUL DERIVATE INDUCTANTE

2010 TETA2=TETA:J=1  
2020 IF TETA2>PI THEN TETA2=TETA2-PI:GOTO 2020  
2025 FOR I=1 TO 4  
2028 IF TETA2>=TETA1(I) AND TETA2<=TETA1(I+1) THEN CI=I  
2030 NEXT I  
2040 DL1=(LAA1(CI+1)-LAA1(CI))/(TETA1(CI+1)-  
TETA1(CI)):DL2=(LBC1(CI+1)-LBC1(CI))/(TETA1(CI+1)-TETA1(CI))  
2050 IF J=1 THEN DLAA=DL1:DLBC=DL2:TETA2=TETA2+PI/3:J=2:GOTO 2020  
2060 IF J=2 THEN DLCC=DL1:DLAB=DL2:TETA2=TETA2+PI/3:J=3:GOTO 2020  
2070 IF J=3 THEN DLBB=DL1:DLAC=DL2  
2090 RETURN

2100 'SUBPROGRAM CALCUL CUPLU ELECTROMAGNETIC

2110 TE=(P1/2)\*(DLAA\*IA\*IA+DLBB\*IB\*IB+DLCC\*IC\*IC+  
2\*DLAB\*IA\*IB+2\*DLAC\*IA\*IC+2\*DLBC\*IB\*IC)  
2120 RETURN

```

7000 FOR K=1 TO 500
7010     TETA=TETA+2*PI/500
7020 GOSUB 8000:NEXT K

8000 'SUBPROGRAM CALCUL INDUCTANTE

8005 TETA2=TETA:J=1
8007 IF TETA2>=PI THEN TETA2=TETA2-PI:GOTO 8007
8010 FOR I=1 TO 4
8020 IF TETA2>=TETA1(I) AND TETA2<=TETA1(I+1) THEN CI=I
8025 NEXT I
8040  IF  J=1  THEN  LAA=LAA1(CI)+(TETA2-TETA1(CI))*(LAA1(CI+1)-
      L A A 1 ( C I ) ) / ( T E T A 1 ( C I + 1 ) - T E T A 1 ( C I ) ) :
      L B C = L B C 1 ( C I ) + ( T E T A 2 - T E T A 1 ( C I ) ) * ( L B C 1 ( C I + 1 ) -
      L B C 1 ( C I ) ) / ( T E T A 1 ( C I + 1 ) - T E T A 1 ( C I ) ) : TETA2=TETA2+PI/3:J=2:GOTO 8007
8050  IF  J=2  THEN  LCC=LAA1(CI)+(TETA2-TETA1(CI))*(LAA1(CI+1)-
      L A A 1 ( C I ) ) / ( T E T A 1 ( C I + 1 ) - T E T A 1 ( C I ) ) :
      L A B = L B C 1 ( C I ) + ( T E T A 2 - T E T A 1 ( C I ) ) * ( L B C 1 ( C I + 1 ) -
      L B C 1 ( C I ) ) / ( T E T A 1 ( C I + 1 ) - T E T A 1 ( C I ) ) : TETA2=TETA2+PI/3:J=3:GOTO 8007
8060  IF  J=3  THEN  LBB=LAA1(CI)+(TETA2-TETA1(CI))*(LAA1(CI+1)-
      L A A 1 ( C I ) ) / ( T E T A 1 ( C I + 1 ) - T E T A 1 ( C I ) ) :
      L A C = L B C 1 ( C I ) + ( T E T A 2 - T E T A 1 ( C I ) ) * ( L B C 1 ( C I + 1 ) -
      L B C 1 ( C I ) ) / ( T E T A 1 ( C I + 1 ) - T E T A 1 ( C I ) )
8070 RETURN

```