

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

ING. IOSIF PFEIFFER

CONTRIBUTII LA CONTROLUL DUPA CIEP
MONO SI MULTIMOTOR ASINCRON

- TEZA DE DOCTORAT -

BIBLIOTECA CENTRALA
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMISOARA

CONDUCATOR STIINTIFIC

Prof.dr.ing. TIBERIU MURESAN

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMISOARA

543 643
362 F

- 1968 -

CUPRINS

	Pag.
INTRODUCERE	
1. Sisteme de control după cimp a mașinilor asincrone....	1
1.1. Tendințe actuale în acționările electrice reglabile 1
1.2. Metode de reglare a vitezei la motoare asin- crone 4
1.3. Ecuațiile motorului de inducție cu roterul în scurt circuit 7
1.4. Variante de scheme de reglare a mașinii asin- crone pe baza principiului orientării după cimpul roteric 16
1.4.1. Clasificarea schemelor cu orientare după cimpul roteric 16
1.4.2. Variantă directă de reglare 17
1.4.3. Variantă indirectă de reglare cu calculul direct al unghiului cimpului 19
1.4.4. Schemă indirectă de reglare cu calculul unghiului de alunecare 27
1.4.5. Strategii de control adaptiv pentru eficien- ță optimă 31
1.4.6. Determinarea valorii reale a rezistenței roterice și adaptarea valorii utilizate în calcul 35
1.5. Schemă de reglare a mașinii asincrone pe baza principiului orientării după cimpul statoric 39
1.6. Concluzii 44
2. Metode de modulare în lățime de puls a invertea- relor cu tranzistoare sau tiristoare 46
2.1. Introducere 46
2.2. Principiul submodulării și metode de eșantio- nare 49
2.2.1. Principiul submodulării	... 49
2.2.2. Metode de eșantionare 50
2.3. Strategii de modulare a impulsurilor în durată 55
2.3.1. Modularea sinusoidală 55
2.3.2. Modularea factorului de umplere 62

2.3.3. Eliminarea selectivă de armonici	68
2.3.4. Minimizarea distorsiunilor	72
2.3.5. Modularea delta	78
2.3.6. Minimizarea pulsațiilor cuplului mediu și turației medii	80
2.4. Comparație între strategiile de modulare	82
2.5. Variante de implementare a unor blocuri funcționale pentru MID	86
2.6. Concluzii	97
3. Simularea numerică a schemelor de acționare cu motor asincron cu orientare după câmpul rotorului	99
3.1. Introducere	99
3.2. Punerea problemei	99
3.3. Raportarea ecuațiilor	100
3.4. Ecuațiile discretizate ale reguletoarelor	102
3.5. Variante de scheme simulate	104
3.6. Structura programelor de simulare	111
3.6.1. Structura programului principal	111
3.6.2. Structura subrutinei BUCLA	116
3.6.3. Structura subrutinei SRKG	120
3.6.4. Structura subrutinei FCT	121
3.6.5. Structura subrutinei OUT	128
3.7. Rezultatele simulărilor. Concluzii	133
3.7.1. Simularea variantelor menemeter	133
3.7.2. Simularea variantei cuadrimeter	151
3.7.3. Concluzii	157
4. Implementarea practică a două scheme de reglare cu orientare după câmp	159
4.1. Introducere	159
4.2. Alegerea scărilor pentru mărimile utilizate în schemele de reglare	159
4.3. Implementarea variantei de reglare TRANSILS	160
4.3.1. Motorul asincron	160
4.3.2. Inverterul de putere	161
4.3.3. Calculatorul de flux și analizorul de vector	163
4.3.4. Schimbarea sistemului de axe	167
4.3.5. Regulatorul de turație și flux	167
4.3.6. Traductor de curent (tensiune) cu separare galvanică	171
4.3.7. Calculul cuplului electromagnetic	173
4.3.8. Rezultatele experimentale	173

4.4. Implementarea variantei de reglare TRANSV4S	182
4.4.1. Motoarele asincrone	182
4-4.2. Inverterul de putere	182
4.4.3. Blocul de alegere a turației minime	183
4.4.4. Blocul trigonometric BT 3	183
4.4.5. Rezultate experimentale	191
5. Concluzii generale	199
ANEXA 1	A ₁
ANEXA 2	A ₅
Bibliografie	B ₁

INTRODUCERE

Orientarea cercetării științifice actuale românești și implicit a celei desfășurate la Institutul Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara ținând cont de nevoile actuale ale țării, direcțiile ei principale fiind comune cu cele ale cercetării științifice mondiale.

Problemele abordate trebuie să satisfacă atât cerințele imediate impuse de industria în plină dezvoltare, prin punerea la dispoziție a unor soluții și metode noi de reducere a consumurilor energetice specifice, de perfecționare a procedeelor de producție cît și problemele de cercetare fundamentală.

Lucrarea de față intitulată "CONTRIBUTII LA CONTROLUL DUPĂ CIMP MONO ȘI MULTIMOTOR ASINCRON" se înscrie ca o contribuție la rezolvarea problemelor ce se pun în acționările electrice cu motoare asincrone de putere mică (robotică, mașini unelte) și de putere medie (tracțiune electrică). Ea a fost elaborată în perioada anilor 1984-1987, în cadrul unui contract de cercetare al unui colectiv de cadre didactice și ingineri din cadrul laboratorului de Sisteme electromecanice al I.P. "Traian Vuia" cu ICSIT Electroputere Craiova.

Lucrarea cuprinde cinci capitole și 181 de titluri bibliografice.

Capitolul 1 cuprinde o sintesă, pe baza unui bogat material bibliografic, a diverselor tipuri de scheme de reglare ale motoarelor asincrone pe baza principiului orientării după cimp, accentul punîndu-se pe cele cu orientare după cimpul rețeric.

Capitolul 2 abordează problematica modulării în lățime de puls a invertoarelor cu transistoare sau tiristoare. Se prezintă o sintesă a metodelor de egantionare și a strategiilor de modulare, arătîndu-se comparativ avantajele și dezavantajele diferitelor strategii. Se arată strategiile adecvate pentru o implementare analogică respectiv numerică a modulării în lățime a impulsurilor.

Capitolul 3 cuprinde simularea pe calculatorul numeric a unor variante de scheme de reglare cu orientare după cimp, punîndu-se accent pe o variantă monomotor, utilizabilă ca acționare rapidă, de mică putere și pe una cuadrimotor, pentru tracțiune urbană.

Capitolul 4 prezintă două variante de implementare analitică a schemelor de reglare simulate în capitolul 3. Rezultatele experimentale obținute sunt comparate cu cele rezultate din simulare.

Capitolul 5 conține concluzii generale.

Teza de doctorat a fost elaborată sub îndrumarea competentă, permanentă și plină de înțelegere umană din partea conducătorului său, prof.dr.ing. Tiberiu Mureșan, cărui autorul îi aduce și pe această cale cele mai respectuoase mulțumiri.

Autorul mulțumește colegilor pentru condițiile de desfășurare a activității de care a dispus în atmosfera colegială din Catedra de Electronică aplicată și după aceea în cadrul laboratorului de Sisteme electromecanice, unde s-a bucurat de un sprijin moral și profesional deosebit din partea d-lui conf.dr.ing. Ion Beldea.

De asemenea autorul mulțumește soției pentru sprijinul moral și efectiv primit, materializat prin dactilografierea lucrării.

Totodată el mulțumește colegului dr.ing. Gheorghe Păpușoiu pentru sprijinul acordat și discuțiile fructuoase purtate și de asemenea mulțumește colegilor mai tineri ing. Ioan Hamlescher și ing. Eduard Luczli pentru colaborarea fructuoasă în perioada elaborării proiectelor lor de diplomă.

Pentru execuția excepțională a materialului grafic al lucrării autorul mulțumește colegilor tehn. Elena Maghețiu și tehn. Ioan Liesz.

CAP.1. SISTEME DE CONTROL DUPA CLAS A
MASINILOR ASINCRONE

1.1. Tendințe actuale în acționările electrice reglabile
/3/,/48/,/59/,/75/,/99/,/133/,/134/,/137/,/161/.

Dezvoltarea acționărilor electrice reglabile s-a făcut ca urmare a cerințelor crescînde din partea utilizatorilor și în special din partea industriei constructoare de mașini.

Stadiul actual al domeniului acționărilor electrice poate fi caracterizat de următoarele trăsături importante:

- utilizarea largă a acționărilor reglabile în curent continuu, alimentate prin redresoare comandate cu tiristoare;
- utilizarea acționărilor reglabile de curent alternativ mai mult pentru aplicații speciale dar cu tendințe de creștere rapidă a ariei de aplicație în următorii ani;
- prelucrarea analogică a semnalelor,utilizîndu-se amplificatoare integrate(operacionale)și circuite integrate de comandă directă pentru motoare și în paralel în tot mai multe cazuri prelucrarea numerică a semnalelor;
- circuite de comandă statice,pe baza circuitelor integrate pe scară medie și largă.

Din cerințele economice ale industriei de :

- calitate sporită și viteze mărite în procesele tehnologice,
 - grad de automatizare ridicat,
 - utilizarea rațională a materiilor prime și energiei,
- rezultă tendințele de dezvoltare în continuare a acționărilor electrice, care sînt:

- extinderea domeniului de utilizare a acționărilor cu reglarea vitezei(turației);
- îmbunătățirea continuă a formei constructive a mașinilor electrice și adaptarea ei la subsamblul care trebuie acționat;
- digitalizarea tot mai pronunțată a prelucrării semnalelor;
- descentralizarea acționărilor;
- creșterea fiabilității și întreținerea mai ușoară;
- reducerea volumului și a greutateii.

Numărul acționărilor cu reglarea turației a crescut mult în ultimii ani și va crește în continuare, deoarece are față de acționările cu turație fixă două avantaje mari :

- 1.- o adaptare mai bună la cerințele procesului tehnologic și

2.- creșterea randamentului energetic.

Pe lângă acționările de curent continuu cu reglarea turației, a celor a căror importanță sigur nu va scădea, vor fi utilizate în viitor tot mai multe acționări cu motoare asincrone sau motoare sincrone fără inele colectoare, la care se va regla turația.

Acestea permit menținerea avantajelor motorului asincron, permit obținerea de turații peste 3000 rpm și lucrează și în condiții grele ale mediului înconjurător.

Prelucrarea analogică a semnalelor în tehnica acționărilor electrice a atins un stadiu de dezvoltare, în care nu mai pot fi întreprinse progrese însemnate.

Progresul din domeniul circuitelor integrate pe scară largă permite digitalizarea instalațiilor de reglare și comandă a acționărilor electrice. Se utilizează tot mai mult blocuri de reglare și comandă programabile pe baza microprocesoarelor.

Avantajele tehnicii digitale sînt:

- precizie ridicată a reglării;
- reproductibilitate precisă a semnalelor;
- imunitate ridicată față de perturbații;
- adaptabilitate ușoară la cerințe specifice de utilizare prin programare;
- realizare facilă de algoritmi de comandă și reglare complicați;
- posibilitatea realizării de algoritmi adaptivi și optimați.

Digitalizarea prelucrării semnalelor se produce în 4 etape:

1. Utilizarea de circuite de comandă pe baza de memorii semiconductoare pentru realizarea de comenzi convenșionale binare, pentru comanda motoarelor pas cu pas sau a punșilor redresoare.
2. Utilizarea microprocesoarelor în calculul coordonat al mărimilor de conducere pentru acționări cu mai multe motoare, precum și pentru comanda unor procese de antrenare,
3. Utilizarea microprocesoarelor pentru reglarea turației, unghiului sau versului sincron.
4. Prelucrarea digitală totală a semnalelor cu ajutorul unui microprocesor, incluzîndu-se și funcții de supraveghere și protecție.

Este cert că, în următorii ani, prelucrarea digitală a semnalelor în acționări va lua amploare.

Fînă în prezent s-au folosit de obicei la viteză variabilă, acționări cu motoare de curent continuu, alimentate prin blocuri electronice cu tiristoare. În afară de acționările cu aceste motoare, apar tot mai multe acționări reglabile cu motoare asin-

Orone. Cheltuielile pentru întreținerea motoarelor de curent continuu sînt de 3-4 ori mai mari decît cheltuielile de întreținere pentru motoare asincrone. Tendința este de a trece la comutația electronică utilizată la motoare asincrone. Aceasta înseamnă că în următorii ani va crește numărul de motoare asincrone puse în exploatare, în timp ce numărul de motoare de curent continuu puse în exploatare se va menține la o valoare constantă.

Datorită progresului tehnic în domeniul semiconductoarelor de putere din ultimii ani /99/, și anume:

- apariția tiristoarelor cu stingere pe poartă, cu curenți pînă la 2400 A, tensiuni pînă la 4500V și frecvențe limită de 2-5 kHz;

- apariția diodelor rapide cu timp de revenire mic (sute de ns pînă la 1ps);

- tranzistoare pentru curenți de pînă la 450 A și tensiune de 1000V, utilizîndu-se module capabile sa comande puteri ^{de} 375 kVA, la frecvențe de comutație de 1,5 kHz;

- tranzistoare de putere MOSFET cu valori limita de 1000V și 6-10A, și care se pot pune ușor în paralel;

precum și progresului din domeniul electronicii de comandă, au determinat o creștere rapidă a ariei de răspîndire a acționărilor reglabile de curent alternativ. Acestea au devenit superioare din punct de vedere tehnic și chiar și economic la puteri mai mari de 30kw.

Pentru performanțe dinamice ridicate, necesare în unele aplicații, ca de exemplu la acționarea roboților industriali pot fi utilizate și servomotoarele de curent alternativ care au momente de inerție mici. În plus acestea nu prezintă contacte alunecătoare deci nici uzura, scintei sau zgomote electrice. Un alt avantaj al motoarelor asincrone este absența magneților permanenți în componența lor, deci nu sînt supuse la fenomene de demagnetizare care să le limiteze astfel curenții de pornire, ceea ce reprezintă un avantaj al motoarelor asincrone față de toate celelalte soluții.

În concluzie la cele arătate mai sus, se poate spune că, motoarele asincrone vor ocupa un loc tot mai important în acționările cu turație reglabilă. Deci va trebui studiată din punct de vedere teoretic comportarea motoarelor asincrone în diversele strategii de reglare, iar cele cu comportarea optimă a motorului asincron să fie implementate analogic sau numeric, pentru a putea fi utilizate în cît mai multe aplicații practice, ca de exemplu în robotică sau tracțiune electrică.

1.2. Metode de reglare a vitezei la motoare asincrone

Din formula vitezei motorului asincron :

$$n = n_0(1 - s) = \frac{60 \cdot f_1}{p_1} (1 - s) \quad (1.2.1.)$$

se poate vedea că viteza de rotație a motorului asincron se poate modifica prin intermediul alunscării s , frecvenței de alimentare f_1 , și numărului de perechi de poli p_1 .

Reglarea vitezei prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare este cea mai eficientă metodă de reglare, comparabilă cu reglarea prin tensiune a motoarelor de curent continuu. Gama de reglare este foarte întinsă, randamentul bun, caracteristicile mecanice sînt rigide.

Convertoarele care permit o transformare directă a frecvenței se numesc cicloconvertoare. Acestea permit un reglaj în gamă limitată, însă, ceea ce este important, la turații joase. Ele se utilizează la acționarea utilajelor de mare putere la turații joase.

Metoda cea mai utilizată de reglare prin frecvența este cea de reglare cu ajutorul convertoarelor cu circuit intermediar de curent continuu. Această metodă oferă o gamă largă de viteză, asigură o mare elasticitate în raport cu parametri tensiunii de alimentare și se pretează unei game largi de puteri.

La reglajul turației motoarelor asincrone cu rotor în scurt circuit prin variația frecvenței tensiunii de alimentare, pierderile suplimentare datorită reglajului sînt mult reduse față de alte tipuri de reglaj și pot fi atinse turații superioare celei sincrone nominale. Modificarea frecvenței se face cel mai adesea astfel, încît aceasta să aibă loc la flux constant (cuplu electromagnetic maxim), ceea ce implică ca odată cu frecvența să aibă loc și o modificare adecvată a tensiunii, respectiv curentului de alimentare.

O altă variantă este funcționarea motorului la randament maxim, ceea ce implică o modificare a fluxului rezultat cu modificarea sarcinii, astfel încît pierderile să fie minime.

Convertoarele cu circuit intermediar de curent continuu se caracterizează printr-o dublă conversie a energiei electrice și anume:

- transformarea tensiunii alternative de frecvență constan-

tă a rețelei într-o tensiune continuă prin intermediul unui redresor în două sau patru cadrane;

Transformarea tensiunii continue din circuitul intermediar într-o tensiune alternativă mono sau trifazată de frecvență reglabilă, folosind un invertor static.

Convertoarele cu circuit intermediar de curent continuu se pot clasifica în două categorii în funcție de locul unde se face reglarea frecvenței și a tensiunii de ieșire. Din acest punct de vedere există două posibilități:

- reglarea tensiunii și a frecvenței de ieșire se face în lecuri diferite și anume tensiunea de ieșire se modifică în circuitul de redresare, iar frecvența în invertor. În acest caz convertorul de frecvență este format dintr-un redresor comandat și un invertor alimentat cu tensiune variabilă;

- reglarea tensiunii și a frecvenței se face în același loc și anume în invertor, care de data aceasta va fi alimentat cu o tensiune continuă constantă.

În acest fel convertorul este format dintr-un redresor ne-comandat și un invertor alimentat cu tensiune constantă.

Este important de remarcat că pentru a realiza frinarea cu recuperare este necesar un redresor în patru cadrane.

La cele mai multe variante de convertoare, circuitele de filtraj mențin tensiunea, pe durata unei perioade, la o valoare practică constantă; astfel circuitul intermediar de curent continuu se comportă ca o sursă de tensiune, invertorul nuându-se invertor de tensiune (fig. 1.2.1.).

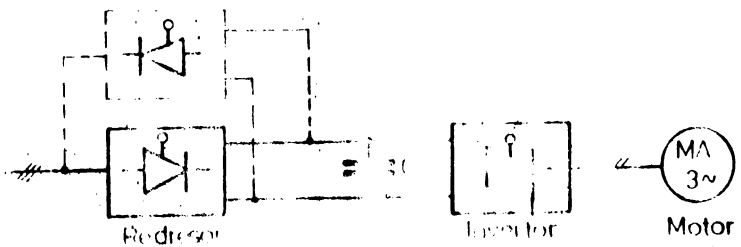


Fig. 1.2.1

Cele mai multe dintre aceste variante pot funcționa și în regim cu transfer de energie în sens invers, astfel este rezolvabilă frinarea în regim de generator. Este posibilă de asemenea

inversarea sensului de rotație a motorului, însă în ambele cazuri redresorul la rețea trebuie construit cu tiristoare în antiparalel.

O altă variantă de convertor de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu este aceea la care circuitul intermediar de curent continuu are caracter de sursă de curent (fig.1.2.2).

La acest inverter tensiunea de pe partea continuă a lui este determinată de motor, în timp ce curentul din circuitul intermediar este menținut la o valoare practic constantă, în decursul unui tact, de către bobina de geo.

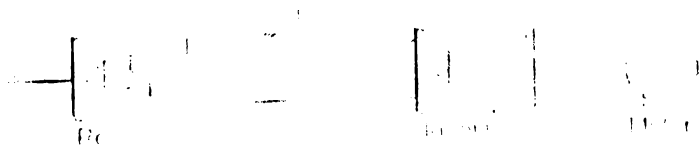


Fig.1.2.2

Inverterul conectează acest curent aproximativ constant de la o fază a motorului la faza următoare, în ritmul determinat de frecvența impulsurilor de aprindere. Curenții de fază au o formă aproximativ dreptunghiulară, iar tensiunea la borne variază aproximativ sinusoidal. Comutația curentului de pe o fază a motorului pe alta nu poate fi prea rapidă deoarece apar tensiuni foarte mari de autoinducție. Comutația lentă necesită condensatoare de stingere cu capacitate relativ mare. Comutația lentă este însă favorabilă din punct de vedere al armonicilor, și nu sînt necesare tiristoare rapide.

Decoarece tensiunea continuă a inverterului este formată în mod liber de tensiunile motorului, în acest caz, dacă viteza motorului depășește viteza sincronă determinată de frecvența de lucru, atunci se inversează polaritatea tensiunii continue la bornele redresorului, deci inverterul de curent este capabil de a funcționa în regim de generator.

În ultimii ani s-a dezvoltat o nouă strategie de reglare a motoarelor asincrone alimentate prin invertoare de tensiune, care se numește cu orientare după câmp sau cu reglare fazorială.

Metoda constă în utilizarea unui sistem de axe fictive, legat de vectorul fluxului rotorului din mașină. Dacă se descompune vectorul curentului statoric, după aceste două axe, o componentă va da naștere la câmpul magnetic din mașină (orientată după vectorul fluxului rotorului) iar cealaltă componentă va da împreună cu fluxul din mașină, cuplul electromagnetic al mașinii. Realizându-se deci două bucle de reglare pentru cei doi curenți se poate regla turația mașinii, menținându-se fluxul constant, obținându-se astfel o comportare a mașinii identică cu cea a mașinii de curent continuu, și anume:

- dinamică bună;
- caracteristică rigidă,
- absența oscilațiilor în turație cauzate de variațiile cuplului.

Metoda permite în același timp menținerea următoarelor avantaje față de mașina de curent continuu:

- fiabilitate ridicată;
- întreținere simplă,
- momentul de inerție mai mic,
- posibilitatea încărcării mașinii la cuplu nominal chiar și la turație zero.

În concluzie se poate spune, că la ora actuală reglarea mașinii asincrone după metoda orientării după câmp este o acționare de calitate putând fi aplicată în multe acționări, ca de exemplu la mașini unelte, roboți sau tracțiune electrică. Ca dezavantaj principal rămâne faptul că schema de reglare este mai voluminoasă decât o schemă de reglare la un motor de curent continuu. Funcție de cerințele acționării concrete în fiecare caz se pot utiliza și variante simplificată ale acestei scheme.

1.3 Ecuațiile motorului de inducție cu rotorul în scurt circuit

Ecuațiile motorului de inducție într-un sistem de axe ortogonale $d-q$, care rotește cu viteza de sincronism sînt prezentate în continuare.

Se consideră pierderile în fier neglijabile, tensiuni și curenți hemopolari nuli și mașina de inducție nesaturată.

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & -\omega_1 L_m & pL_m & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_m & R_s + pL_s & \omega_1 L_m & pL_m \\ pL_m & -s\omega_1 L_m & R_r + pL_r & -s\omega_1 L_r \\ s\omega_1 L_m & pL_m & s\omega_1 L_r & R_r + pL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (1.3.1)$$

$$M = \frac{3}{2} p_1 L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (1.3.2a)$$

$$M - M_r = \frac{J}{R} p \Omega \quad (1.3.2b)$$

Simbolurile utilizate au următoarele semnificații fizice:

V_{ds}, V_{qs} sînt tensiuni de alimentare a mașinii echivalente bifazate după axele d și q.

$i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$ - curenți statorici respectiv rotorici după axele d și q.

R_s, R_r - rezistențe pe fază statorică și rotorică raportate la stator;

L_m - inductivitate mutuală;

L_s, L_r - inductivități totale pe fază statorică și respectiv rotorică raportată la stator;

L_{qs}, L_{qr} - inductivități de scăpări statorice și rotorice raportate la stator;

p_1 - număr de perechi de poli;

p - operator de derivare;

ω_1 - turație de sincronism;

s - alunecare,

M - cuplu electromagnetic,

M_r - cuplu rezistent,

J - moment de inerție.

Ecuațiile fluxurilor raportate sînt:

$$\Psi_{ds} = (L_{qs} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (1.3.3)$$

$$\Psi_{qs} = (L_{qs} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (1.3.4)$$

$$\Psi_{dr} = (L_{qr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (1.3.5)$$

$$\Psi_{qr} = (L_{qr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (1.3.6)$$

Ecuațiile de tensiune, mărimile rotorice fiind raportate la cele statorice devin astfel :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p \Psi_{ds} - \omega_1 \Psi_{qs} \quad (1.3.7)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p \Psi_{qs} + \omega_1 \Psi_{ds} \quad (1.3.8)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p \Psi_{dr} - s \omega_1 \Psi_{qr} \quad (1.3.9)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p \Psi_{qr} + s \omega_1 \Psi_{dr} \quad (1.3.10)$$

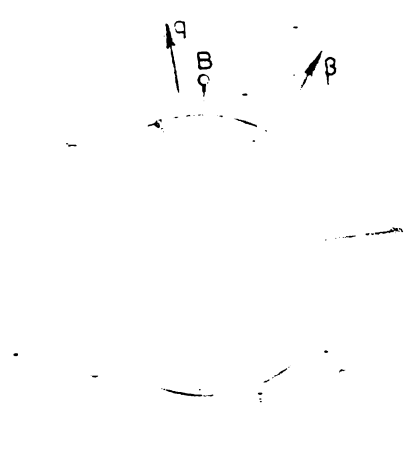


Fig.1.3.1

Sistemul de axe de coordonate d-q prezentat în Fig.1.3.1 este defazat față de sistemul α - β fix, cu ^{de după axa} axa fazei A, cu unghiul θ_1 ; iar față de axa fazei rotorice cu θ_r .

$$\theta_1 = \theta_r + \theta_\beta \quad (1.3.11)$$

sau în viteze unghiulare :

$$\omega_1 = \omega_r + \omega_\beta \quad (1.3.12)$$

unde ω_β este viteza unghiulară corespunzătoare alunecării.

Matricea de legătură A transformă mașina reală trifazată într-o mașină echivalentă bifazată conform relației :

$$\text{sau: } \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}_{\alpha, \beta} = [A] \begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix}_{A, B, C} \quad (1.3.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} \quad (1.3.14)a$$

Transformarea inversă se face conform relației(1.3.14.b)

$$\begin{vmatrix} v_{As} \\ v_{Bs} \\ v_{Cs} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{vmatrix} \quad (1.3.14.b)$$

Considerăm că nulul sursei nu este cuplat galvanic cu steaua înfăgurării statorice, curenții omopolarizării nu există, iar suma curenților și tensiunilor de fază este nulă.

$$v_{As} + v_{Bs} + v_{Cs} = 0 \quad (1.3.15)$$

$$i_{As} + i_{Bs} + i_{Cs} = 0 \quad (1.3.16)$$

În acest caz se obține egalitatea:

$$\begin{vmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} v_{As} \\ v_{Bs} \end{vmatrix} \quad (1.3.17)$$

Trecerea la sistemul rotitor se face prin aplicarea matricii de transformare $[C]$.

$$\begin{vmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{vmatrix} = [C] \begin{vmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{vmatrix} \quad (1.3.18.a)$$

unde $[C]$ are forma :

$$[C] = \begin{vmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{vmatrix} \quad (1.3.19.a)$$

Trecerea de la sistemul rotitor la cel fix se face cu relația:

$$\begin{vmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{vmatrix} = [C]^{-1} \begin{vmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{vmatrix} \quad (1.3.18.b)$$

unde :

$$[C]^{-1} = \begin{vmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{vmatrix} \quad (1.3.19.b)$$

Ecuațiile de mai sus în coordonate d-q au fost scrise, sistemul de axe d-q fiind ales arbitrar ca poziție referitoare la

rotor.

Dacă se alinează însă axa d după fazorul fluxului rotoric, (fazor spațial - vezi anexa 1)(fig.1.3.1) atunci va rezulta:

$$\Psi_{dr} = \Psi_r \quad (1.3.20)$$

$$\Psi_{qr} = 0 = p\Psi_{qr} \quad (1.3.21)$$

Cu acestea, relațiile (1.3.9) și (1.3.10) devin:

$$R_r i_{dr} + p\Psi_r = 0 \quad (1.3.22)$$

$$R_r i_{qr} + s\omega_1 \Psi_r = 0 \quad (1.3.23)$$

din relațiile (1.3.5) și (1.3.6) ale fluxurilor va rezulta:

$$\Psi_r = (L_{or} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (1.3.24)$$

$$0 = (L_{or} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (1.3.25)$$

și deci:

$$i_{qr} = - \frac{L_m}{L_m + L_{or}} i_{qs} = - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (1.3.26)$$

$$i_{dr} = \frac{\Psi_r}{L_m + L_{or}} - \frac{L_m}{L_m + L_{or}} i_{ds} = \frac{\Psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (1.3.27)$$

Înlocuind relațiile (1.3.26) și (1.3.27) în (1.3.22) și (1.3.23) se obține:

$$R_r \left(\frac{\Psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \right) + p\Psi_r = 0 \quad (1.3.28)$$

$$R_r \left(- \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \right) + s\omega_1 \Psi_r = 0 \quad (1.3.29)$$

Se notează $\omega_s = s\omega_1$ și atunci va rezulta:

$$p\Psi_r = \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{\Psi_r}{T_r} \quad (1.3.30)$$

$$\omega_s \Psi_r = \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (1.3.31)$$

Dacă se notează cu $T_r = L_r/R_r$ constanta de timp rotorică atunci va fi:

$$\omega_s \Psi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} \quad (1.3.32)$$

$$p\Psi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{\Psi_r}{T_r} \quad (1.3.33)$$

In regim staționar, Ψ_r fiind constant, va fi:

$$\Psi_r = L_m i_{ds} \quad (1.3.34)$$

$$i_{dr} = \frac{\Psi_r}{L_m} \cdot \frac{L_m}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{\Psi_r}{L_m} = 0 \quad (1.3.35)$$

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r \Psi_r} i_{qs} = \frac{L_m}{T_r L_m i_{ds}} \cdot i_{qs} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (1.3.36)$$

Expresia cuplului devine:

$$M = \frac{3}{2} p_1 L_m \cdot i_{ds} \cdot \frac{L_m}{L_r} i_{qs} = \frac{3}{2} p_1 \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (1.3.37)$$

Se exprimă i_{qs} și i_{ds} în funcție de curentul statoric (vezi fig.1.3.2)

$$i_{qs} = i_s \sin \gamma \quad (1.3.38)$$

$$i_{ds} = i_s \cos \gamma \quad (1.3.39)$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_1 \frac{L_m^2}{L_r} i_s^2 \sin \gamma \cos \gamma \quad (1.3.40)$$

$$M = \frac{3}{4} \cdot p_1 \frac{L_m^2}{L_r} i_s^2 \sin 2\gamma \quad (1.3.41)$$

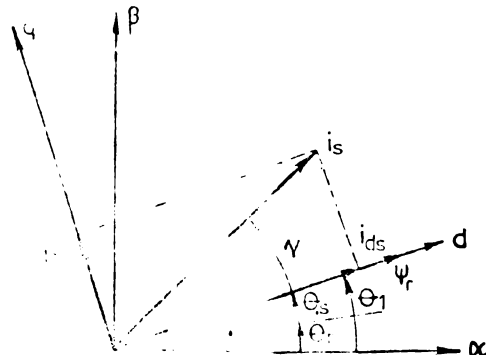


Fig.1.3.2

În continuare se înlocuiesc în ecuațiile (1.3.7) și (1.3.8) fluxurile Ψ_{ds} și Ψ_{qs} cu expresiile (1.3.3.) și (1.3.4), iar după aceea și i_{qr} și i_{dr} cu expresiile (1.3.26) și (1.3.27). Se mai adoptă următoarele notații:

$$L_s = (L_m + L_{\sigma s}) = (1 + \sigma_s)L_m \quad (1.3.42)$$

$$L_r = (L_m + L_{\sigma r}) = (1 + \sigma_r)L_m \quad (1.3.43)$$

$$\sigma = 1 - \frac{1}{\frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{L_s}{L_m}} = \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_r)(1 + \sigma_s)} \quad (1.3.44)$$

$$I_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (1.3.45)$$

$$I_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (1.3.46)$$

Atunci ecuațiile (1.3.7) și (1.3.8) devin:

$$\frac{V_{ds}}{R_s} = i_{ds} + \sigma T_s p i_{ds} + \frac{1}{R_s(1 + \sigma_r)} p \Psi_r - \omega_1 T_s \sigma i_{qs} \quad (1.3.47)$$

$$\frac{V_{qs}}{R_s} = i_{qs} + \sigma T_s p i_{qs} + \frac{\omega_1 \Psi_r}{R_s(1 + \sigma_r)} + \omega_1 T_s \sigma i_{ds} \quad (1.3.48)$$

Dacă se definește un curent de magnetizare i_{mr} :

$$i_{mr} = (1 + \sigma_r) i_{dr} + i_{ds} = \frac{\Psi_r}{L_m} \quad (1.3.49)$$

atunci ecuațiile (1.3.47) și (1.3.48) devin:

$$\frac{V_{ds}}{R_s} = i_{ds} + \sigma T_s p i_{ds} + (1 - \sigma) T_s p i_{mr} - \omega_1 T_s \sigma i_{qs} \quad (1.3.50)$$

$$\frac{V_{qs}}{R_s} = i_{qs} + \sigma T_s p i_{qs} + (1 - \sigma) \omega_1 T_s i_{mr} + \omega_1 T_s \sigma i_{ds} \quad (1.3.51)$$

Ținând cont de (1.3.49) și de (1.3.22) va rezulta următoarea ecuație:

$$T_r p i_{mr} + i_{mr} = i_{ds} \quad (1.3.52)$$

Se mai poate scrie, ținând cont de (1.3.12), (1.3.36) și (1.3.44)

$$p\phi_1 = \omega_1 = \omega_s + \omega_r = \frac{i_{qs}}{T_r i_{ar}} + \omega_r \quad (1.3.53)$$

Expresia cuplului în regim staționar va fi:

$$M = \frac{3}{2} p_1 \frac{L_m}{1+\sigma_r} i_{mr} i_{qs} \quad (1.3.54)$$

În continuare se vor deduce relațiile pentru calculul fluxului rotor în sistemul de axe α - β (fig.1.3.1), legat de stator. Ecuațiile mașinii se pot deduce formal direct din ecuațiile (1.3.3) la (1.3.10), luîndu-se $\omega_1 = 0$, deci va rezulta $s\omega_1 = -\omega_r$, axa d va trece în α , și axa q în β . Rezultă următoarele ecuații:

$$\psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} = (L_m + L_{\sigma s}) i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad (1.3.55)$$

$$\psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} = (L_m + L_{\sigma s}) i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (1.3.56)$$

$$\psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} = (L_m + L_{\sigma r}) i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \quad (1.3.57)$$

$$\psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} = (L_m + L_{\sigma r}) i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \quad (1.3.58)$$

$$v_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} + p \psi_{\alpha s} \quad (1.3.59)$$

$$v_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + p \psi_{\beta s} \quad (1.3.60)$$

$$0 = r_r i_{\alpha r} + p \psi_{\alpha r} + \omega_r \psi_{\beta r} \quad (1.3.61)$$

$$0 = r_r i_{\beta r} + p \psi_{\beta r} - \omega_r \psi_{\alpha r} \quad (1.3.62)$$

$$M = \frac{3}{2} p_1 L_m (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (1.3.63)$$

Dacă se calculează $i_{\alpha r}$ și $i_{\beta r}$ din (1.3.61) și (1.3.62) și se înlocuiesc în (1.3.57) și (1.3.58) se obțin următoarele ecuații pentru componentele fluxului rotor în sistemul de axe α - β .

$$\psi_{\alpha r} = L_m i_{\alpha s} - \frac{L_r}{r_r} (\omega_r \psi_{\beta r} + p \psi_{\alpha r}) \quad (1.3.64)$$

$$\Psi_{\beta r} = L_m i_{\beta s} + \frac{L_r}{R_r} (\omega_r \Psi_{\alpha r} - p \Psi_{\beta r}) \quad (1.3.65)$$

Aceste ecuații pot fi utilizate pentru calculul componentelor fluxului, dar precizia de calcul depinde foarte mult de precizia cu care se măsoară ω_r . Deci această ecuație se pretează eventual pentru o variantă de reglare numerică.

Dacă în ecuațiile (1.3.59) și (1.3.60) se înlocuiesc fluxurile $\Psi_{\alpha s}$ și $\Psi_{\beta s}$ conform relațiilor (1.3.55) și (1.3.56) și după aceea se înlocuiesc curenții $i_{\alpha r}$ și $i_{\beta r}$ cu expresiile rezultate din (1.3.57) și (1.3.58) se pot obține următoarele relații:

$$\frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{1}{s} \cdot p \Psi_{\alpha r} = \frac{V_{\alpha s}}{R_s} - i_{\alpha s} - \sigma T_s p i_{\alpha s} \quad (1.3.63)$$

$$\frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{1}{s} \cdot p \Psi_{\beta r} = \frac{V_{\beta s}}{R_s} - i_{\beta s} - \sigma T_s p i_{\beta s} \quad (1.3.67)$$

Acestea se mai pot scrie și sub forma:

$$p \Psi_{\alpha r} = (1 + \sigma_r) [V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} - \sigma R_s T_s p i_{\alpha s}] \quad (1.3.68)$$

$$p \Psi_{\beta r} = (1 + \sigma_r) [V_{\beta s} - R_s i_{\beta s} - \sigma R_s T_s p i_{\beta s}] \quad (1.3.69)$$

Și aceste ecuații pot fi utilizate pentru calculul componentelor fluxului, ele ne reprezentând nici o reacție. Ele dau însă erori mari la turații mici, din cauza integrării și a decalajelor. Se pot obține însă ecuații convenabile de calcul făcîndu-se suma ecuațiilor (1.3.64) cu (1.3.66) respectiv (1.3.65) cu (1.3.67).

Ținîndu-se cont de relațiile (1.3.42)-(1.3.46) se obțin următoarele ecuații:

$$[T_s(1-\sigma) + T_r] p \Psi_{\alpha r} = -\Psi_{\alpha r} - T_r \omega_r \Psi_{\beta r} + \frac{T_s}{1+\sigma_s} V_{\alpha s} - T_s \frac{L_m}{L_s} \sigma p i_{\alpha s} \quad (1.3.70)$$

$$[T_s(1-\sigma) + T_r] p \Psi_{\beta r} = -\Psi_{\beta r} + T_r \omega_r \Psi_{\alpha r} + \frac{T_s}{1+\sigma_s} V_{\beta s} - T_s \frac{L_m}{L_s} \sigma p i_{\beta s} \quad (1.3.71)$$

Aceste ecuații sînt foarte potrivite pentru calculul componentelor fazorului flux rotorice în sistemul de coordonate fixat de stator. Ele prezintă reacție, deci decalajele pot fi stăpînite, iar influența variației rezistenței rotorice este mult redusă.

1.4. Variante de scheme de reglare a mașinii sincrone pe baza principiului orientării după cîmpul rotoric

1.4.1. Clasificarea schemelor cu orientare după cîmpul rotoric

De importanță deosebită în schemele de reglare pe baza principiului orientării după cîmp, este cunoașterea poziției momentane a vectorului flux rotoric. Această poziție se poate măsura sau se calculează pe baza unor mărimi măsurabile la bornele mașinii. Se poate face deci următoarea clasificare a schemelor de orientare după cîmp /89/:

- a) directe - se măsoară unghiul fluxului cu sonde Hall sau bobine de măsură;
- b) indirecte - se calculează unghiul fluxului, și aici există două categorii:
 - b₁ - se calculează direct unghiul fluxului (vezi Fig. 1.4.1)
 - b₂ - se calculează unghiul de alunecare care se adună la unghiul rotorului ca să se obțină unghiul de sincronism al fluxului (Fig. 1.4.2).



Fig. 1.4.1.



Fig. 1.4.2.

Se bucură de o popularitate crescîndă schemele indirecte, din următoarele motive:

- rezineri față de montarea sondelor Hall sau a bobinelor de măsură în interiorul mașinii;
- ușurința de calcul al unghiului la viteze mici față de dificultățile de măsură în acest caz;
- minimizarea numărului de transductoare și de bucle de reacție;
- funcționare corespunzătoare la turații reduse.

Metoda indirectă utilizează modelul mașinii pentru a calcula unghiul fluxului. Dar parametrii mașinii se schimbă cu încălzirea mașinii și (sau) la saturație. Această variație a parametrilor determină modificări în regimul transitoriu și în cel staționar al

mașinii electrice.

Pentru minimizarea consecințelor la variația parametrilor motorului se pot lua următoarele măsuri:

a) monitorizarea directă a orientării fluxului și a componentei i_{ds} a curentului statoric care produce fluxul;

b) măsurarea continuă în timp real a rezistenței rotorice momentane;

c) măsurarea puterii reactive modificate, măsurarea și estimarea fluxului rotoric sau deviația unghiului fluxului sau o combinație între fluxul rotoric și componenta curentului statoric i_{qs} . O abatere a acestor variabile măsurate este o indicație a mărimii variației parametrilor motorului.

Strategiile de la punctul a și b pot fi clasificate ca scheme directe pentru adaptarea parametrilor, iar strategia de la punctul c fiind o adaptare indirectă a parametrilor. Cele mai multe din metodele de adaptare a parametrilor depind și ele de parametri mașinii. De aici pot apărea erori importante și în aceste calcule.

1.4.2. Variantă directă de reglare

În /46/, fig.1.4.3. este prezentată schema bloc detaliată a unei reglări pe baza principiului orientării după câmp pentru o mașină asincronă alimentată prin inverter.

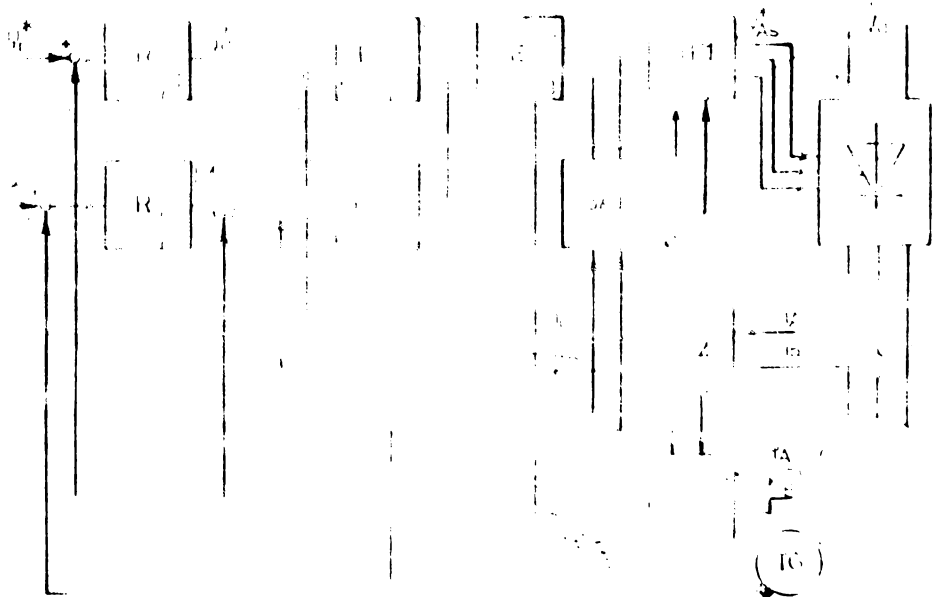


Fig.1.4.3

543643
362 +

Scopul este o reglare independentă a fluxului respectiv a curentului de magnetizare i_{d0} și a turajiei respectiv curentului de cuplu i_{qs} . Pentru a se obține valorile reale ale acestor mărimi în mașină se utilizează mărimile măsurate i_{As} , i_{Bs} , ψ_A și ψ_B și blocuri de calcul.

Blocurile pentru transformările de fază TF transformă mărimi trifazate în mărimi bifazate în sistemul de axe α - β conform rel. 1.3.17).

Schema bloc corespunzătoare este cea din fig. 1.4.4. Similar se poate trece și de la mărimile din sistemul bifazat înapoi în sistemul trifazat. Pentru a se trece mărimile bifazate scrise în sistemul de axe fix, în sistemul de axe legat de rotor (pe vectorul flux rotoric) se utilizează o schimbare de axe SA conform rel. (1.3.18.a), schema unui astfel de bloc fiind dată în fig. 1.4.5.

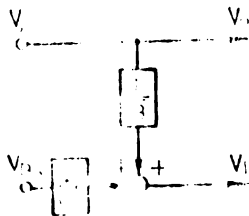


Fig. 1.4.4



Fig. 1.4.5

După cum se vede din rel. 1.3.18.a pentru calculul mărimilor în sistemul de axe rotorice, este nevoie de funcțiile trigonometrice sinus și cosinus al unghiului θ_1 . Acestea se calculează cu ajutorul componentelor fluxului rotoric $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$ în blocul de calcul. F . $\psi_{\alpha r}$ și $\psi_{\beta r}$ se obțin în blocul TF₃ prin calculul din componentele măsurate ale fluxului în întrefier, ψ_A și ψ_B .

În blocul F se calculează și modulul fluxului rotoric și se face și filtrarea componentelor fluxului, eliminându-se armonicile superioare cauzate de creștăturile rotorice. Filtrarea aceasta trebuie efectuată fără a se produce o defazare a semnalului, lucru relativ greu de obținut.

Blocul TF₃ conține pe lângă blocul de transformare propriu-zisă și o schemă de calcul al componentelor fluxului rotoric din componentele fluxului în întrefier.

Se pleacă de la relația (1.3.57) pentru $\psi_{\alpha r}$

$$\Psi_{\alpha r} = L_{\sigma r} i_{\alpha r} + L_m (i_{\alpha r} + i_{\alpha s}) = L_{\sigma r} i_{\alpha r} + \Psi_{\alpha} \quad (1.4.1)$$

unde Ψ_{α} este fluxul în întrefier, iar $i_{\alpha r}$ se obține din rel. (1.3.55)

$$i_{\alpha r} = \frac{\Psi_{\alpha s} - L_{\sigma s} i_{\alpha s} - L_m i_{\alpha s}}{L_m} = \frac{\Psi_{\alpha} - i_{\alpha s} L_m}{L_m} \quad (1.4.2)$$

înlocuindu-se în rel. (1.4.1) va rezulta:

$$\Psi_{\alpha r} = \Psi_{\alpha} \left(1 + \frac{L_{\sigma r}}{L_m}\right) - L_{\sigma r} i_{\alpha s} = (1 + \sigma_r) \Psi_{\alpha} - L_{\sigma r} i_{\alpha s} \quad (1.4.3)$$

Analog se poate deduce pentru $\Psi_{\beta r}$ expresia :

$$\Psi_{\beta r} = (1 + \sigma_r) \Psi_{\beta} - L_{\sigma r} i_{\beta s} \quad (1.4.4)$$

Cu aceste relații se pot calcula componentele fluxului rotoric funcție de componentele fluxului în întrefier.

Blocul E este un bloc de calcul care realizează decuplarea buclelor de cimp și de cuplu. Acestea calculează din componentele de tensiune U_{ds}^* și U_{qs}^* , componentele tensiunii U_{ds} și U_{qs} cu care se va comanda inverterul, după ce bineînțeles au fost transformate în sistemul de axe corespunzător.

1.4.3 Variante indirecte de realizare cu calculul direct al unghiului cimpului

/49/, /50/, /76/, /91/

În [76] s-a dezvoltat o acționare cu motor de inducție care să satisfacă următoarele cerințe:

- răspuns rapid în turație și cuplu;
- acționare lină, cu pulsație redusă a cuplului la turație foarte mică;
- funcționare în patru cadrane, cu accelerație și decelerație mare;
- caracteristică liniară de cuplu și cuplu destul de mare la turație zero;
- funcționare stabilă la orice sarcină, de la turație zero la cea nominală;
- pierderi mici în motor, eficiență mare.

Schema bloc a acestei acționări este arătată în fig. 1.4.6.

Această schemă lucrează cu inverter de curent cu modulație impulsurilor în durată doar la turații mici. Totuși circuitele de comandă sînt aceleași în întreaga gamă de turații.

Schema bloc se poate împărți în patru părți mari. Prima parte constă din blocurile 2-4, constituie bucla de curent. Aici curentul de referință statoric i_s^* este calculat din referința curentului de magnetizare i_{ds}^* , și referința curentului de cuplu i_{qs}^* . Regulatorul proporțional integral 3 reglează deci curentul statoric.

Blocurile 5-11 constituie o buclă de reglare a unghiului dintre vectorul curentului statoric i_s și vectorul fluxului rotoric ψ_r .

În această buclă poziția unghiulară dorită ϵ^* a vectorului curent statoric este determinată de i_{ds}^* , i_{qs}^* și poziția fluxului ψ_r .

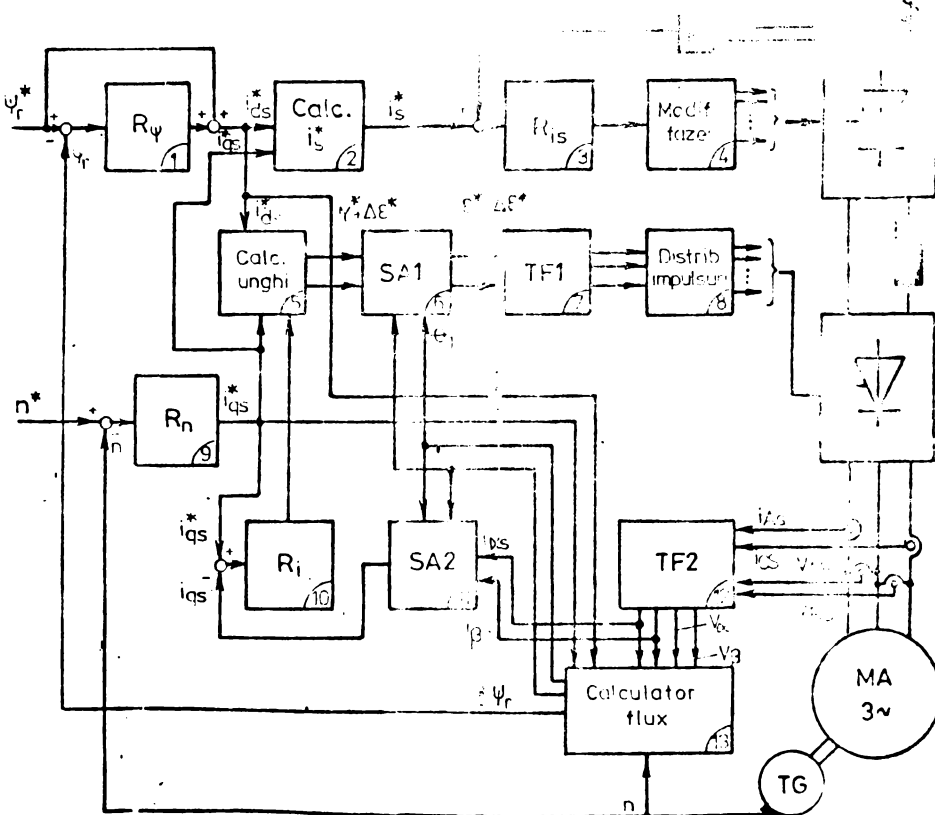


Fig. 1.4.6

Regulatorul lui i_{qs} cu caracter proporțional integral va realiza corecția lui ϵ^* cu ajutorul calculatorului de unghi pentru a coincide i_{qs} cu valoarea de referință. Capacitatea acestei bucle

de a corecta unghiul, joacă un rol important în controlul curentului prin MID la viteze mici, dar contribuie și la compensarea timpilor de comutare la viteze mari.

Blocul 13 este calculatorul de flux care dă axele de referință pentru controlul după cimp. Blocul 12 conține detectoare pentru curenții și tensiunile statorice care în sistemul de axe bifazăt corespund cu valorile vectorului în coordonate $\alpha-\beta$.

Blocul de reglare al turației 9 și al fluxului 1 dau valorile de referință pentru curentul de cuplu $i_{\alpha s}^*$ respectiv de flux $i_{\beta s}^*$.

Poziția fluxului se determină la această acțiune prin ambele metode denumite indirecte (b_1 și b_2 de la pct. 1.4.1), model de curent și model de tensiune. Se calculează deci unghiul fluxului din măsurile de la bornele mașinii.

Modelul de curent calculează poziția unghiulară a fluxului prin relația:

$$\theta_1 = \int \omega_1 dt = \int (\omega_r + \omega_s) dt \quad (1.4.5.)$$

unde conf. rel. (1.3.32)

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{i_{\alpha s}}{\psi_r'} \quad (1.4.6)$$

Modelul în curent permite calcularea fluxului de la viteza zero și poate fi aplicată într-un domeniu larg de viteze. Însă aici intervine rezistența rotorică care se modifică cu încălzirea rotorului.

Modelul în tensiune calculează componentele fluxului și componentele curentului statoric și tensiunile la borne. Se utilizează următoarele ecuații, care se deduc ținând cont de rel. (1.3.55) - (1.3.62).

$$-\psi_{\alpha r}' = (1 + \sigma_r) \left[\psi_{\alpha s} - (L_{\sigma s} + \frac{L_{\sigma r}}{1 + \sigma_r}) i_{\alpha s} \right] \quad (1.4.7)$$

$$\psi_{\beta r}' = (1 + \sigma_r) \left[\psi_{\beta s} - (L_{\sigma s} + \frac{L_{\sigma r}}{1 + \sigma_r}) i_{\beta s} \right] \quad (1.4.8)$$

unde: $\psi_{\alpha s}$ și $\psi_{\beta s}$ se calculează cu relațiile :

$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (1.4.9)$$

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (1.4.10)$$

Această metodă este mai puțin afectată de variația temperaturii, deci se poate calcula fluxul cu o precizie mai mare. Dar la turații mici tensiunea indusă este mai mică și atunci scade precizia de calcul.

În această acționare se folosește modelul în curent ca metodă principală, iar pentru a se îmbunătăți precizia la viteze mari de 10% din viteza nominală, modelul în tensiune este utilizat pentru corecții.

Bucșa de unghi controlează poziția unghiulară a vectorului curent statoric și menține unghiul γ^* între i_{ds}^* și ψ_r , la o valoare dorită. Calculatorul de unghi determină unghiul γ^* între flux și curent.

$$\cos \gamma^* = \frac{i_{ds}^*}{\sqrt{i_{ds}^{*2} + i_{qs}^{*2}}} \quad (1.4.11)$$

$$\sin \gamma^* = \frac{i_{qs}^*}{\sqrt{i_{ds}^{*2} + i_{qs}^{*2}}} \quad (1.4.12)$$

Cu ajutorul blocului 6 se adună γ^* la poziția vectorului flux θ_1 calculat în blocul 13. Unghiul de comandă ε^* se obține:

$$\cos \varepsilon^* = \cos(\gamma^* + \theta_1) = \cos \gamma^* \cos \theta_1 - \sin \gamma^* \sin \theta_1 \quad (1.4.13)$$

$$\sin \varepsilon^* = \sin(\gamma^* + \theta_1) = \sin \gamma^* \cos \theta_1 + \cos \gamma^* \sin \theta_1 \quad (1.4.14)$$

Această acționare prezintă timp de răspuns și la viteze mici și la viteze mari de aproximativ 100 ms pentru $\Delta\omega$ în sarcini de 20% sau la referința vitezei de 1,7% din viteza nominală.

O altă schemă de reglare /49/, /50/ care poate fi directă sau indirectă este prezentată în fig. 1.4.7. Ea a fost implementată numeric.

Funcționarea acestei scheme se bazează pe relațiile (1.3.49-1.3.54).

Componentele fluxului rotoric se obțin din măsurile efectuate la bornele motorului. Se pot calcula de exemplu din ec. (1.3.66 - 1.3.67).

Înă în această relație intervine rezistența statorică, care și modifică valoarea cu încălzirea mașinii. Influența acestei

modificări este mare la turații mici unde crește ponderea părții rezistive a înfășurării față de partea inductivă.

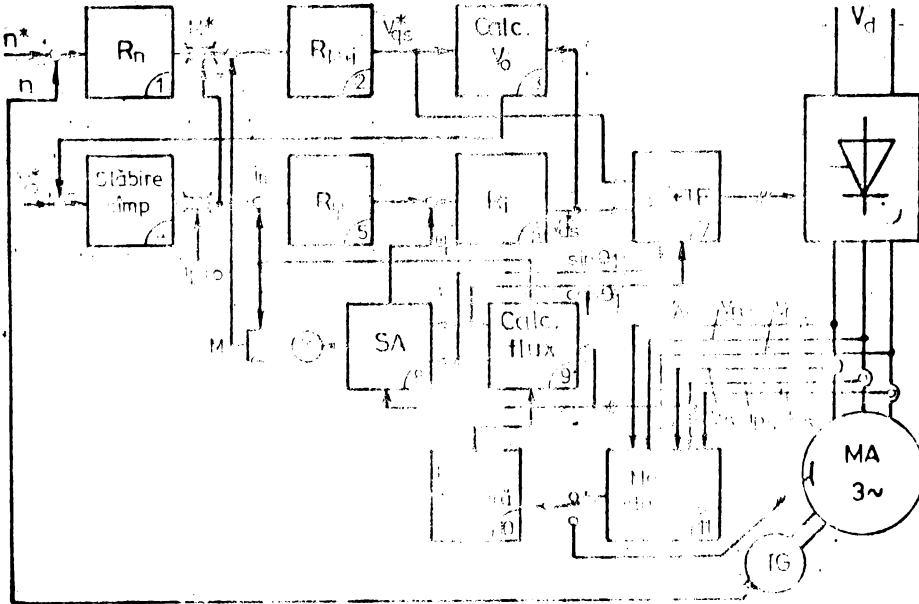


Fig.1.4.7

Dacă se caută evitarea operației de integrare s-ar putea utiliza și relațiile (1.3.64) și (1.3.65), ele rezolvându-se numeric. Și componentele fluxului rotoric în sistemul $\alpha - \beta$ pot fi considerate ca produs între componente curentului de magnetizare după axa respectivă și inductivitatea mutuală a mașinii.

Montajul a fost realizat și încercat împreună cu un motor de inducție de 7,5 kW. Schema a fost realizată cu două microprocesoare de tip 8085 cu înmulțire hard. Mărimi de intrare pentru microprocesor sînt mărimile analogice vectorul curentului statoric și vectorul curentului de magnetizare cu cite două componente ortogonale fiecare (rel. 1.3.49). Turația se obține de la traductor de poziție/turație incremental, a cărui impulsuri sînt numărate pe o perioadă de repetiție de 5 ms.

Ca mărimi de ieșire la microprocesor se obține o pereche de tensiuni ortogonale din care se obțin printr-o schemă cu componente discrete, impulsurile de comandă pentru inverterul cu tiristoare.

Microprocesoarele își împart în felul următor sarcinile:

- Microprocesorul 2 realizează calculul cimpului și transfor-

marile de coordonate,

- Microprocesorul l preia restul funcțiilor,adică reglarea momentului și deci curentului i_{ds}^* , reglarea cimpului și a turației.

Există în program și funcția de slăbire a cimpului, care aduce la început vectorul flux până la limita de saturație și la atingerea tensiunii limită a inverterului realizează o slăbire a cimpului.

Durata unui ciclu de calcul a fost de 1 ms. În acest timp se prelucerează toate funcțiile în afară de reglarea turației și reglarea cimpului. Acestea se prelucerează în cicluri de 5 sau 10ms. Intregul program are o lungime de 6kbyte din care aproximativ 2 kbyte sînt tabele pentru transformările de coordonate și programe monitor.

Cu această reglare s-au obținut reversări de turație de la $n_0/2$ la $-n_0/2$ în aproximativ 50 ms.

Schema din fig.1.4.8. /135/ lucrează pe baza acelorași ecuații ca cea din fig.1.4.7. Dar pentru a se obține un răspuns rapid este bine să se lucreze cu inverter de tensiune și nu de curent. Deci rolul blocului 11 din fig.1.4.8 este de a transforma referințele de curent i_{dm}^* și i_{qm}^* în referințe de tensiune U_{ds}^* și U_{qs}^* , conform relațiilor (1.3.50) și (1.3.51). Și aici apar influențe datorate variațiilor parametrilor mașinii. Se caută să se reducă acestea prin regulatoarele 3 și 6.

La această schemă se introduce suplimentar un regulator al poziției vectorului flux rotoric. Se calculează unghiul actual al fluxului rotoric prin unghiul θ_1 și se calculează unghiul drit din marimile i_{dm}^* și i_{qm}^* . Diferența dintre cele două unghiuri este abaterea de unghi $\Delta\theta$, care se adaugă la θ_1 pentru a se realiza unghiul θ_2 .

În /91/ se propune un regulator indirect, pentru un motor asincron, complet digitalizat, utilizîndu-se un sistem ^{AN}multimicro-procesor.

O configurație hard standard și un set de programe convenabile realizează toate funcțiile de reglare. Microprocesoarele generează și impulsurile de comandă pentru inverter.

Configurația regulatorului de viteză propus este arătat în fig.1.4.9.

Pentru a se realiza controlul vitezei, utilizîndu-se un sis-

tem multimicroprocesor, trebuie rezolvate unele probleme;

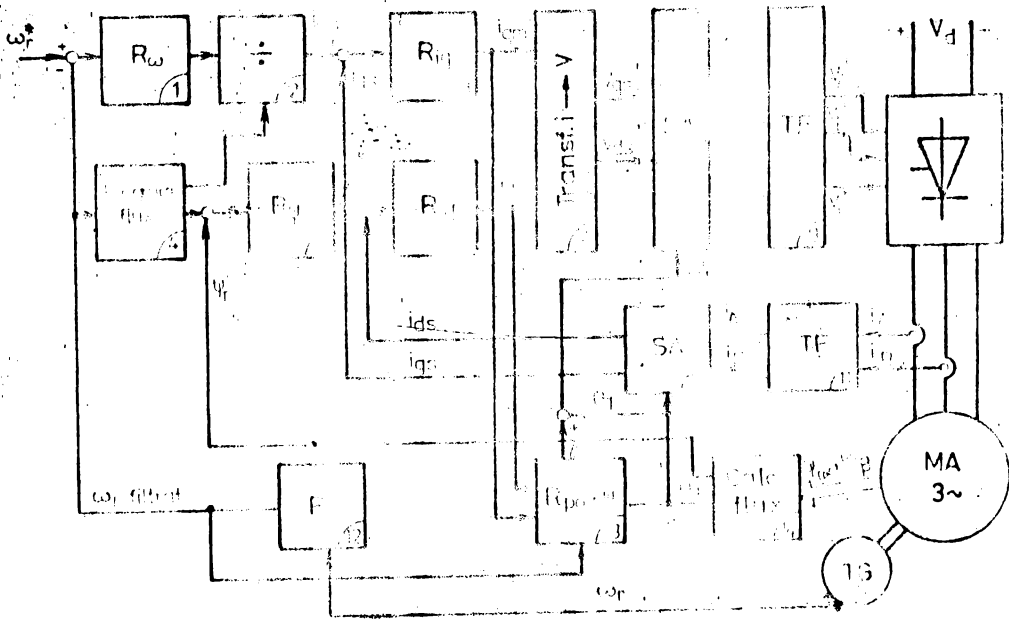


Fig.1.4.8

a. deoarece regulatorul lucrează după procedeul de orientare după câmp, sînt necesare calcule complicate, ca de exemplu transformări de coordonate. Două microprocesoare sînt utilizate pentru a realiza reglarea la viteze mari, dar trebuie utilizată o tehnică unică la implementarea programelor pentru cele două microprocesoare.

b. Este necesară o tehnică eficientă în generarea impulsurilor pentru comanda inverterului cu modulație în durată a impulsurilor, de către microprocesor.

c. Din cauza armonicilor existente în tensiunile și curenții statorici ai motorului, detecția lor este dificilă. Este nevoie de tehnici îmbunătățite de detecție pentru microprocesor.

Schema de reglare este implementată pentru a realiza răspuns rapid în viteză a motorului asincron.

Schema bloc a regulatorului este dată în fig.1.4.10. Frecvența de alunecare este calculată după relația (1.3.36), frecvența inverterului fiind dată de rel.(1.3.12).

Microprocesorul 1 realizează reglarea vitezei, în timp ce

microprocesorul 2 realizează controlul celor doi curenți statorici.

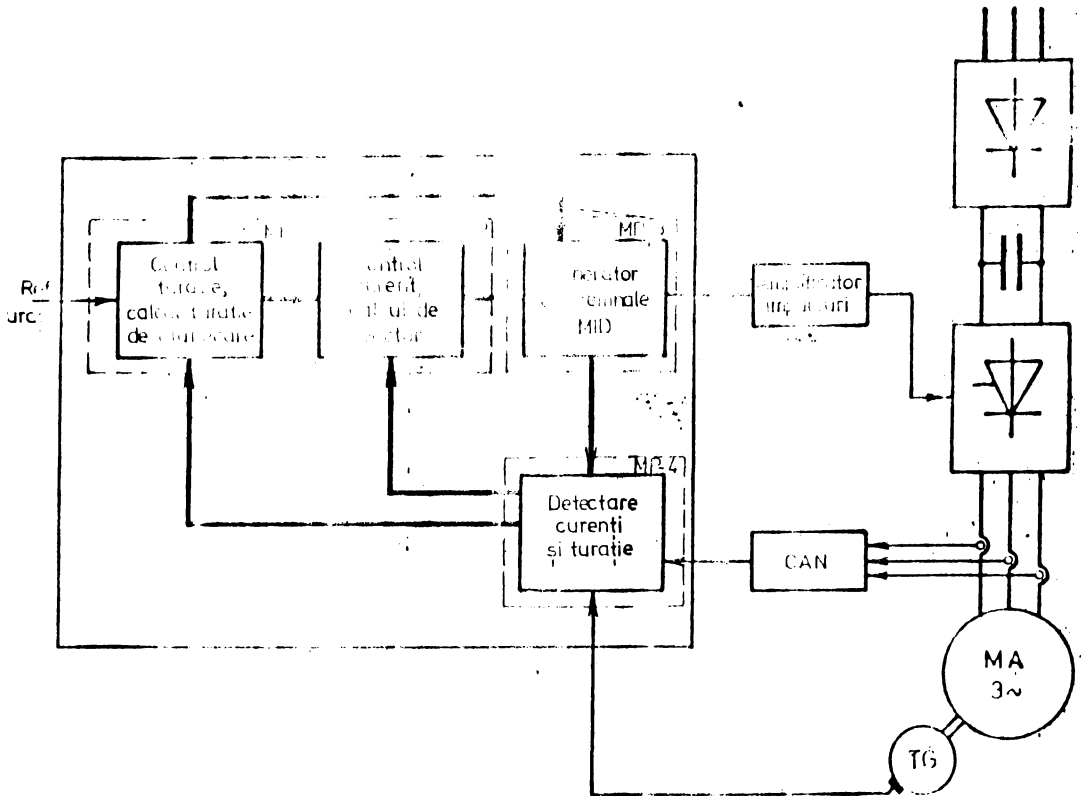


Fig.1.4.9

Generarea impulsurilor de comandă pentru inverter se poate împărți în două părți, una ar fi determinarea duratei de aprindere al fiecărui tiristor, iar cealaltă ar fi generarea impulsului de aprindere la un moment stabilit.

În prezenta schemă prima funcție este realizată prin program, pe cînd a doua este realizată cu numărătoare hardware.

Generarea de semnale în impulsuri modulate în durată printr-o metodă hibridă (prin program și cu numărătoare hardware) are două aspecte:

- se poate genera orice semnal MID modificîndu-se programul,
- rezoluția obținută pentru semnalul MID este mai mare.

Deoarece inverterul lucrează în comutație iar operațiile de calcul, executate de microprocesor, se fac cu eșantionare, trebuie

dezvoltată o nouă metodă de măsurare (detecție) a curenților, ținându-se cont de comutarea inverterului.

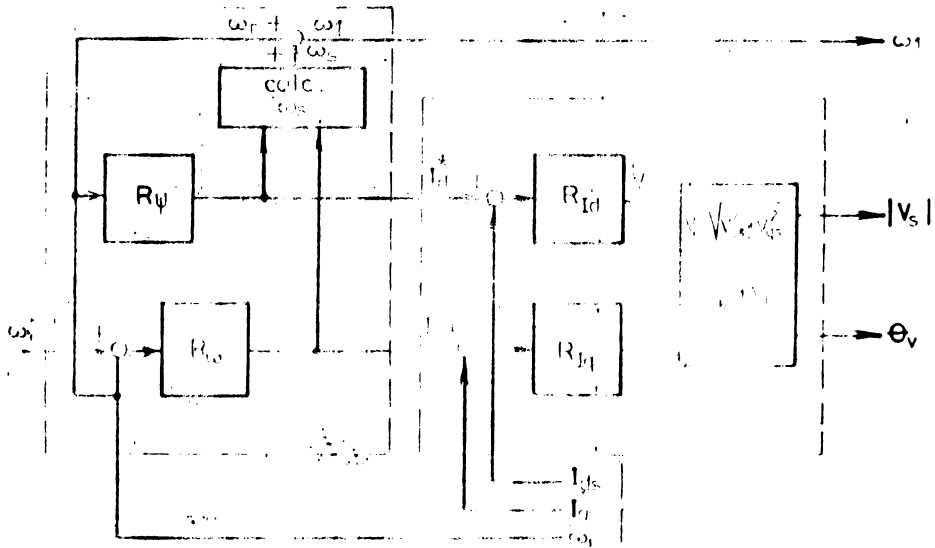


Fig.1.4.10

Circuitele pentru detecția componentelor și a turăției constau dintr-un microprocesor și un convertor A/N.

Curentul de cuplu i_{qs} și cel de magnetizare i_{ds} sînt calculate din valorile detectate ale sistemului trifazat de curenți staterici și din referința vectorului flux rotitor.

Deoarece curentul motorului are armonici, s-a dezvoltat o nouă metodă de detecție, care ține cont de momentele de comutare ale inverterului. În detectorul propus, momentul de detecție este sincronizat cu momentul în care semnalul triunghiular purtător este maxim sau minim. În acest fel valoarea detectată pentru curent va fi în jurul valorii medii, evitîndu-se momentul comutării tiristorului.

Ca rezultat, valoarea efectivă a curentului este obținută cu armonici foarte mici.

În această schemă s-au utilizat microprocesoare de tipul Intel 8086 (5MHz), timpul de execuție al unui ciclu de reglare fiind aproximativ 750 μ s.

1.4.4. Schemă indirectă de reglare cu calculul unghiului de alunecare

În /67/ se prezintă o schemă de reglare în care nu se asoc-

ra unghiul cimpului direct și nici nu se calculează indirect. Această schemă utilizează doar turația motorului ca mărime măsurată. Se calculează însă frecvența de alunecare din datele magimii și din fluxul rotoric impus.

Dacă se adună această frecvență la cea a rotorului se obține frecvența necesară pentru tensiunile statorice.

Pentru a se realiza decuplarea celor două componente ale curentului statoric sînt suficiente trei condiții (conf. cu rel. 1.3.20 - 1.3.36):

- fluxul rotoric trebuie menținut constant, deci i_{ds} trebuie menținut constant. Aceasta este condiția de ortogonalizare între curentul de cuplu și fluxul rotoric;

- frecvența sursei de alimentare este dată de rel. (1.3.12) cu ω_s conform rel. (1.3.36);

- curenții primari i_{ds} și i_{qs} trebuie ajustați instantaneu la valorile de referință.

Dacă aceste trei condiții sînt îndeplinite atunci direcția vectorului flux rotoric coincide cu axa d și vectorul curentului de cuplu cu axa q. Aceasta dă posibilitatea reglării independente a fluxului și cuplului fără procese transitorii nedorite.

Intervin bineînțeles probleme de precizie din cauze variației rezistenței rotorice.

Pentru aplicații speciale, unde se dorește o viteză de răspuns foarte mare, ca de exemplu în robotică, s-a dezvoltat aici o nouă metodă de control. Această metodă se bazează pe utilizarea unui invertor de tensiune.

Ținînd cont de condițiile mai sus enunțate, tensiunile la bornele motorului vor avea valorile (se deduc din rel. 1.3.47 și 1.3.48).

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_1 L_s i_{qs} \quad (1.4.15)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_1 L_s i_{ds} \quad (1.4.16)$$

Cînd aceste ecuații sînt satisfăcute atunci termenii de interacțiune între axa d și q sînt compensați iar dinamica curenților i_{ds} și i_{qs} este decuplată.

Schema de implementare pentru această variantă de reglare este arătată în fig. 1.4.11.

Diferența cea mai semnificativă între variantele în curent și tensiunea este efectul variației parametrilor din cauza va-

riației rezistenței rotorice. Această diferență se explică pe baza circuitelor echivalente simplificate în fig.1.4.12.

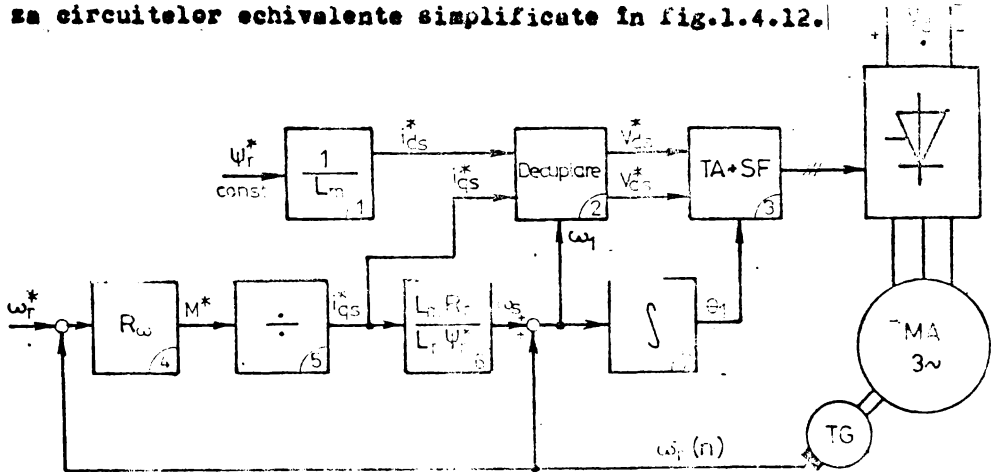


Fig.1.4.11

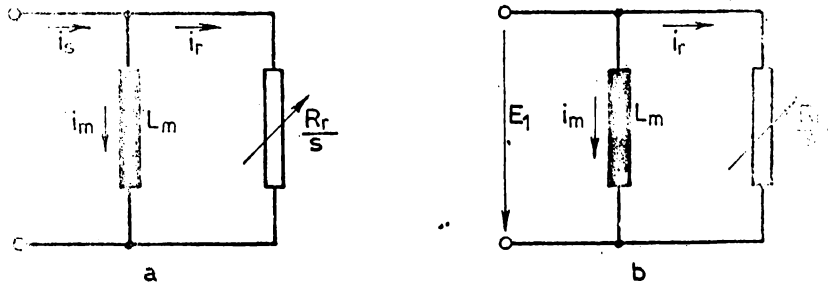


Fig.1.4.12

Fig.1.4.12 a este pentru varianta cu alimentare în curent, iar fig.1.4.12 b cu alimentare în tensiune.

La prima variantă se menține constant curentul statoric i_s , deci la o creștere a rezistenței R_r va scădea curentul i_r , deci va crește curentul de magnetizare i_m . Cuplul nu se va schimba însă mult, deoarece este dat de produsul dintre i_r micșorat și i_m crescut.

Deci regulatorul de turație nu va schimba curentul de referință pentru cuplu i_{qs}^* . Dar pe de altă parte condiția :

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{r_r^*}{L_r} i_{ds}^* i_{qs} \quad (1.4.17)$$

ar trebui modificată pentru a se compensa creșterea lui R_r^* . Aceasta înseamnă că termenul al doilea din partea dreaptă a ecuației trebuie crescut pentru a se compensa creșterea lui R_r^* . Inșă frecvența de alunecare nu va fi modificată de regulatorul de turație, deoarece cuplul nu s-a schimbat. Deci frecvența de alunecare realizată de schema de alimentare în curent va fi alta decât cea prescrisă.

La tipul de alimentare în tensiune creșterea lui R_r va determina o scădere a curentului i_r de la valoarea lui nominală, dar nu va schimba curentul de excitație i_m . Deci cuplul generat de mașină va scădea. Atunci intervine regulatorul de turație și mărește referința de cuplu i_{qs}^* la o valoare:

$$i_{qs}^{**} = i_{qs}^* \frac{u_r^*}{u_r} \quad (1.4.18)$$

ținînd referința de cîmp constantă.

În acest caz se va modifica și ω_1 , deci frecvența de alunecare se va modifica funcție de variația lui u_r , și orientarea după cîmp va rămîne intactă.

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{u_r^*}{L_r i_{qs}^* ds} \cdot i_{qs}^{**} \quad (1.4.19)$$

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{u_r^*}{L_r i_{qs}^* ds} \cdot i_{qs}^* \quad (1.4.20)$$

În fig(1.4.13)(1.4.14)(1.4.15) sînt prezentate comparativ curbele care arată variația frecvenței de alunecare funcție de variația rezistenței rotorice, precum și cuplul la arbore și tensiunea statorică tot în funcție de variația relativă a rezistenței rotorice.

În fig(1.4.14) se vede schimbarea de cuplu la tipul ~~de~~ ^{în} tensiune în creșterea lui R_r , deci este necesară modificarea frecvenței de alunecare de către regulatorul de turație.

În concluzie la această comparație se poate spune că tipul de alimentare în tensiune este mai insensibil la variația rezistenței rotorice, deci este de așteptat ca aceasta să dea un răspuns de cuplu mai rapid. Acest tip face posibil un răspuns rapid fără reacție în curent. În unele aplicații industriale, unde cîmpul buclei de curent nu poate fi prea mare se va prefera tipul cu alimentare în tensiune.

In /43/și/78/ se prezintă niște metode simplificate de reglare conform principiului de orientare după cimp, care însă au performanțe reduse în regimuri dinamice. Ar putea fi aplicate în acționări mai puțin pretențioase din acest punct de vedere.

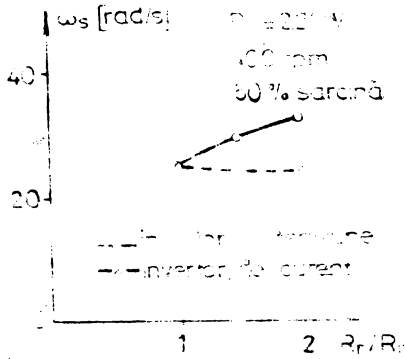


Fig.1.4.13

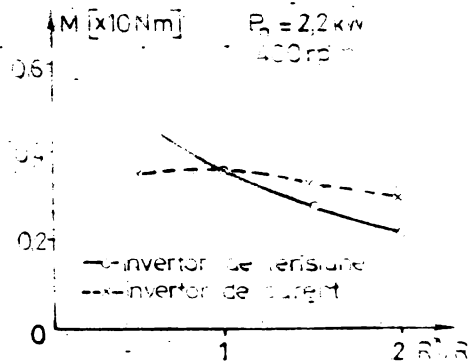


Fig.1.4.14

1.4.5. Strategia de control adaptiv pentru eficiența optimă /85/



Fig.1.4.15

În continuare se prezintă o metodă de reglare și control, care are ca obiectiv principal un consum minim de putere, puterea de ieșire rămânând constantă.

În privința locului de măsurare a puterii s-a ajuns la concluzia, că este cel mai avantajos de a se măsura puterea înainte de redresor, din următoarele considerente:

- în acest caz minimizarea pierderilor nu se face numai pentru mașină, ci pentru tot sistemul. În plus măsurarea puterii

acele este mai exactă, deoarece conținutul de armonici este mai redus;

regulatorul adaptiv nu necesită date despre parametri ma-

șinii și poate fi ușor implementat pe orice motor și cu timpuri diverse de invertare, deci este insensibil la variația parametrilor.

Prezența regulatorului adaptiv presupune îndeplinirea a catorva condiții de către sistemul de acționare;

- variabila asupra căreia acționează regulatorul pentru minimizarea puterii de intrare trebuie să fie legată de pierderile în motor printr-o funcție convexă ($F \neq 0$). Convergența se obține mai ușor dacă minimumul acestei funcții este definit clar;

- regulatorul de eficiență maximă ține să reducă puterea dezvoltată de motor dacă nu există o buclă pentru menținerea cuplului la un anumit nivel;

- ideal bucla de minimizare a pierderilor și bucla de control a cuplului ar trebui să fie decuplate una față de cealaltă.

O decuplare totală este imposibilă, dar se poate face ca timpul de răspuns al buclei de cuplu să fie mult mai mic decât intervalul de timp între două iterații ale regulatorului adaptiv. Dacă această condiție nu este îndeplinită atunci bucla de cuplu nu va fi în stare să mențină puterea de ieșire la un anumit nivel inițial.

La sarcini mici nivelul fluxului trebuie scăzut pentru a se obține eficiență maximă.

Dintre toate tipurile de acționare cu motor asincron, cel mai bun tip este cel cu orientare după câmp din următoarele motive;

- fluxul rotoric este una dintre mărimile care influențează direct asupra distribuției pierderilor;

- orientarea după câmp realizează decuplarea cea mai bună între buclele de flux și cuplu, simplificându-se proiectarea regulatorului adaptiv;

- dinamica este mai simplă și implicațiile funcționării la flux redus pot fi ușor înțelese.

Expresiile valabile pentru regimul dinamic sînt cele din rel.(1.3.21), (1.3.32) (1.3.33), și în plus expresia cuplului:

$$M = \frac{3}{2} P_1 \cdot \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} i_{qs} \quad (1.4.21)$$

Pentru regim staționar sînt valabile relațiile (1.3.34), (1.3.36), (1.3.37).

Rel.(1.3.37) reprezintă o familie de hiperbole rectangulare cu parametru figurînd cuplul dezvoltat de motor.

Amplitudinea curentului statoric este constant pe cercuri concentrice cu centrul în origine.

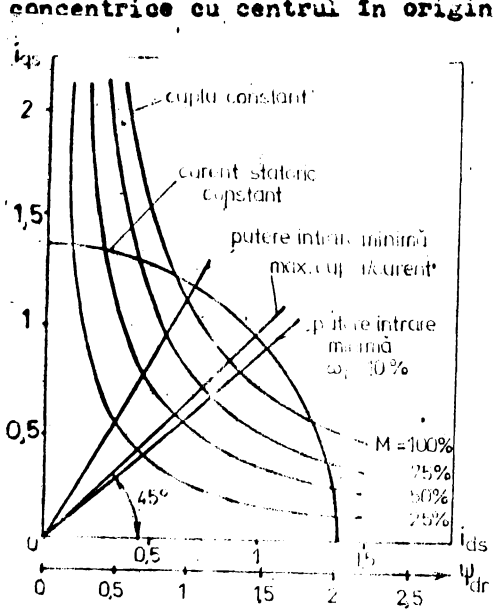


Fig. 1.4.16

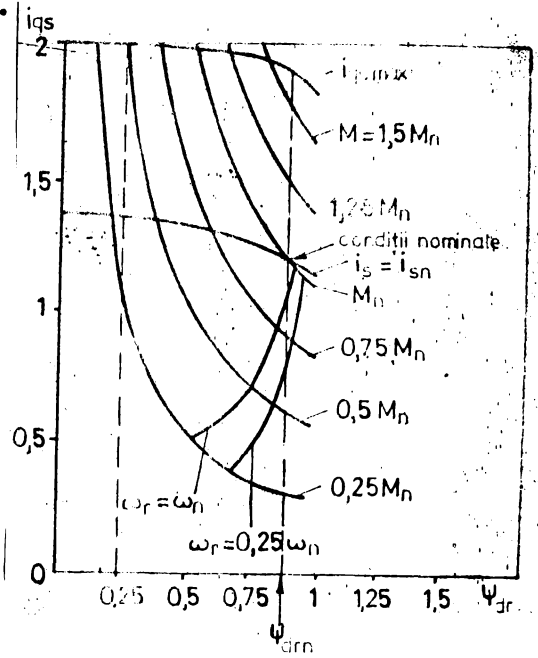


Fig. 1.4.17

Relația (1.3.36) pentru ω_g indică că frecvența de alunecare e constantă pe orice dreaptă ce trece prin origine. S-a arătat că frecvența de alunecare pentru eficiență maximă este independentă de cuplul de sarcină, dacă se neglijează saturația. Puterea de intrare este deci minimă pe o dreaptă care trece prin origine, înclinarea ei fiind funcție de viteza rotorică.

Cuplul dezvoltat raportat la un amper al curentului statoric este maxim în punctele în care o curbă de cuplu constant este tangentă la curba de curent statoric constant. Locul geometric al acestor puncte este o dreaptă prin origine înclinată la un unghi de 45° , și deci dreapta de cuplu maxim per amper este și o curbă de frecvență de alunecare constantă. Ecuația (1.3.36) arată de asemenea că această valoare a frecvenței de alunecare este independentă de cuplu și viteză și este egală cu valoarea inversă a constantei de timp rotorice.

În practică, parametri L_m și L_p sînt afectați de saturație și curbele arătate în fig. 1.4.16 nu au simplitatea arătată. Totuși distorsiunile pot fi minimizate, dacă fluxul rotoric este luat drept abscisă, ca în fig. 1.4.17.

Fluxul rotoric de referință este determinat de regulatorul adaptiv (cu MP) bazat pe puterea de intrare P_{in} .

Schema conține regulatoarele de flux și cuplu de tip proporțional integral, iar ieșirile lor sînt curenții de referință i_{da}^* și i_{qs}^* . Regulatorul adaptiv reduce în pași de 4% fluxul, scăzînd puterea de intrare. Se continuă această tactică pînă ce puterea de intrare nu mai scade. Atuncu direcția de căutare este inversată, luîndu-se pași mai mici de variație a fluxului, cautîndu-se să se ajungă la fluxul optim.

Schimbarea direcției de căutare are loc de fiecare dată cînd între doi pași consecutivi puterea de intrare crește. Pașii nu pot fi însă reduși la valori oricît de mici, deoarece sistemul trebuie să-și mențină sensibilitatea de a reacționa la variații lente a puterii de ieșire. Odată ajuns la punctul optim de funcționare, regulatorul trebuie să continue să impună mici variații ale fluxului rotoric de referință pentru a se adapta rapid la orice schimbare în condițiile de funcționare.

În acest exemplu procesul de optimizare a durat aproximativ 7 secunde, dar se poate scurta dacă variația fluxului rotoric se face în pași mai mari. Totuși fiecare schimbare de flux se traduce printr-o variație a cuplului. Deci trebuie găsit un compromis între durata procesului de optimizare și pulsațiile cuplului în funcție de timp.

1.4.6. Determinarea valorii reale a rezistenței rotorice și adaptarea valorii utilizate în calcul

La metoda de reglare indirectă, o problemă delicată rămîne variația parametrilor motorului, cea mai importantă variație fiind variația rezistenței rotorice cu încălzirea mașinii. S-ar impune deci o determinare a parametrilor în timpul funcționării mașinii și după aceea o adaptare a valorii utilizate în calcule la valoarea măsurată.

În /103/ se indică o metodă de determinare a parametrilor motorului, injectînd componente de secvență negativă suprapuse peste semnalele normale. Ar urma ca regulatorul să țină cont de noii parametri în algoritmul de reglare.

Identificarea parametrilor se face deci injectînd o secvență de tensiune rotînd cu $-\omega_1$ și detectîndu-se curenții care rezultă sau injectînd o secvență de curenți și detectîndu-se tensiunile. Din informațiile obținute se calculează în primul rînd

rezistența rotorică.

Dacă se injectează o secvență de curenți rotind în sens negativ, i_{qs}^n și se detectează tensiunile v_{qs}^n și v_{ds}^n se pot calcula rezistența rotorică R_r și cea statorică R_s în funcție de i_{qs}^n , i_{ds}^n , v_{ds}^n , v_{qs}^n , L_m , L_r , L_s , ω_r și ω_s , utilizându-se ecuațiile mașinii.

Dacă se injectează două secvențe de curent de frecvențe diferite, se poate determina și reactanța totală de dispersie a motorului, iar relația de calcul pentru rezistența rotorică se simplifică.

Configurația implementării a acestei identificări a rezistenței rotorice este prezentată în fig.1.4.19.

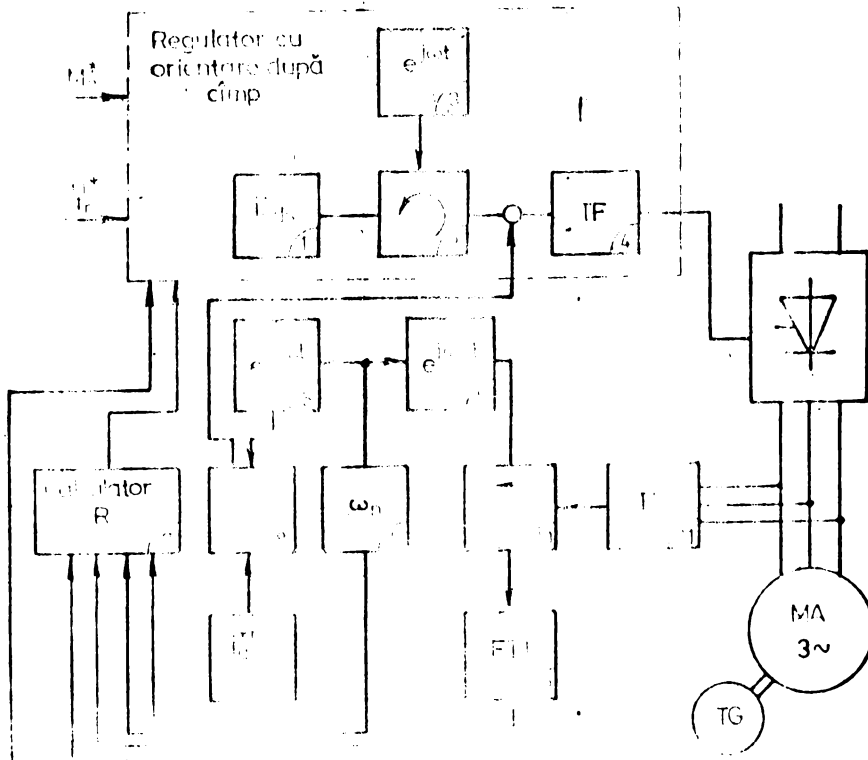


Fig.1.4.19

Secvenței negative de curent de referință i se aplică o schimbare de axe, pentru a se obține rotirea ei în sens invers

cimpului principal, și se adună la curentul de comandă statoric.

Tensiunile trifazate ale motorului sînt detectate, transformate din trifazat în bifazat și se poate obține secvența negativă de tensiune printr-o schimbare de axe și trecerea printr-un filtru trece jos. Măsurătorrea trebuie repetată de două ori pentru calculul lui R_p , calculatorul avînd nevoie de o memorie.

Un dezavantaj al acestei metode este că la injectarea secvenței negative apare o pulsație puternică a cuplului din cauza armonicilor de ordinul doi, ca rezultat al interacțiunii între secvența directă și cea inversă de curenți. Deci trebuie luate măsuri de precauție pentru a se evita intrarea mașinii în rezonanță mecanică. Este bine ca intervalul de test să fie foarte scurt. Filtrul trece jos și calculatorul au fost implementați analogic.

O dificultate a acestei metode apare la determinarea reactanței de dispersie, cînd una din cele două secvențe inverse de curenți, se ia de frecvență zero (curent continuu) este dificilă detectarea tensiunii de curent continuu care are o valoare de 3-4 V față de aprox. 270 V, cît este tensiunea nominală a motorului.

Măsurarea reactanței de dispersie nu trebuie repetată des, deoarece ea nu se modifică sensibil cu temperatura, ci doar cu sarcina motorului.

Bineînțeles că tot acest calcul poate fi foarte bine preluat de un microprocesor.

În /52/ se prezintă o metodă de adaptare automată a constantei de timp rotorice de calcul la cea reală pentru a se menține decuplarea și la variația temperaturii.

S-a dedus o funcție, plecîndu-se de la o expresie a puterii reactive, care conține în expresia ei constanta de timp rotorică. Ea poate fi calculată însă și în curenți și tensiuni statorice, după expresia:

$$F_0 = \sqrt{3} \left[(V_{AS} - \frac{3}{2} \sqrt{L_s} i_{AS}) i_{BS} - (V_{BS} + \frac{3}{2} \sqrt{L_s} i_{BS}) i_{AS} \right] \quad (1.4.22)$$

Pe de altă parte valoarea prescrisă a acestei funcții este dată de expresia:

$$F_0^* = - \frac{L_m}{L_r} \Psi^* dr^* ds \omega^* \quad (1.4.23)$$

pentru cazul cind fluxul este constant. Cele două funcții sînt egale doar cind constanta de timp rotorică aleasă T_r^* este egală cu cea reală T_r .

funcția de eroare :

$$\Delta F_0 = F - F^*_0 \quad (1.4.24)$$

poate fi utilizată ca o funcție de corecție pentru adaptarea parametrului T_r^* , în controlul vitezei, bineînțeles corecția necesară a semnelui lui ω_1 fiind făcută. Adaptarea funcționează doar cind frecvența de alunecare ω_s^* sau ω_1 nu sînt de valoare nulă.

S-a utilizat pentru adaptare o buclă închisă pentru F_0 . Aceasta funcționează în paralel cu bucla de turajie și rolul ei este de a interveni asupra lui T_r^* , atunci cind se măsoară o diferență ΔF_0 .

Schema concretă este prezentată în fig.1.4.20.

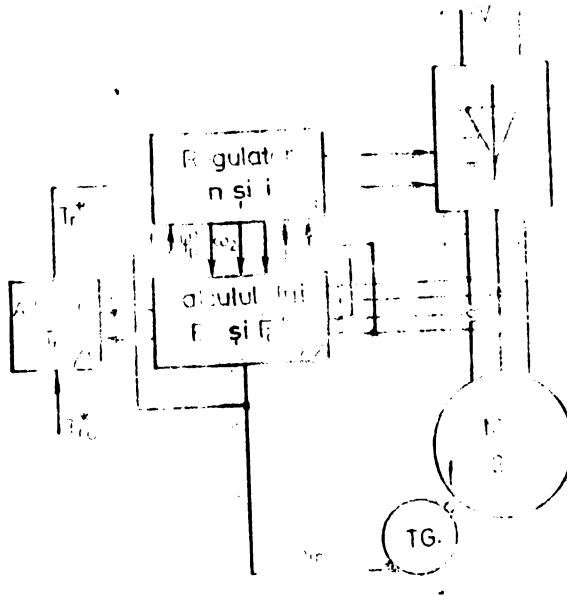


Fig.1.4.20

**1.5. Schemă de reglare a mașinii asincrone pe baza
principiului de orientare după câmpul statoric**

În /159/ se propune un principiu de reglare a mașinii asincrone, care diferă de schemele prezentate în paragrafele anterioare. Reglarea mașinii nu se face în funcție de faza spațială a fluxului rotoric. Se calculează valorile momentane ale modului de fazorului flux statoric și cuplului electromagnetic din tensiunile și curenții statorici. Acestea se controlează direct prin alegerea optimă a modului de comutare a inverterului. Alegerea este astfel făcută încât abaterea fluxului și cuplului să rămână într-o bandă de histerază prescrisă și răspunsul motorului să fie cât mai rapid posibil la o eficiență energetică optimă.

În continuare se consideră schema de principiu a unei acționări cu inverter cu modularea impulsurilor în durată (fig.1.5.1). În această schemă tensiunile de fază sunt determinate doar de modul de comutare al inverterului. Dacă se consideră

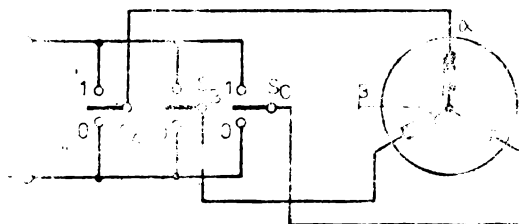


Fig.1.5.1

toate combinațiile care pot exista la cele trei comutatoare S_A, S_B, S_C rezultă opt stări pentru inverter. Dacă se folosesc funcțiile de comutare S_A, S_B, S_C care pot lua valoarea 1 sau 0, fazorul tensiunii statorice va fi:

$$\bar{V}_s(S_A, S_B, S_C) = \sqrt{\frac{2}{3}} v_d \left[S_A + S_B e^{j \frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j \frac{4\pi}{3}} \right] \quad (1.5.1)$$

În consecință vor fi opt fazori diferiți pentru tensiunea statorică \bar{V}_s , două dintre ei având valoarea zero (fig.1.5.2)

Conform relațiilor (1.3.59) și (1.3.60) fazorul spațial flux statoric poate fi scris:

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (1.5.2)$$

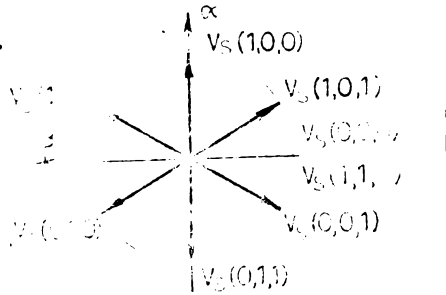


Fig.1.5.2

Deoarece pe timpul intervalelor de comutare fazorii \bar{V}_s sînt constanți, se poate înlocui în rel.(1.5.2) după cum urmează:

$$\bar{\Psi}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} v_d \left[s_A + s_B e^{j \frac{2\pi}{3}} + s_C e^{j \frac{4\pi}{3}} \right] t - R_s \int \bar{i}_s dt + \bar{\Psi}_s / t=0 \quad (1.5.3)$$

Dacă se consideră, că căderea de tensiune pe rezistența statorică este mică, atunci se poate spune că fazorul flux statoric rotește în același sens cu fazorul tensiunii de ieșire al inverterului. Dacă la ieșirea inverterului există unul din fazorii diferiți de zero, $\bar{\Psi}_s$ rotește cu o viteză constantă, care este proporțională cu tensiunea de ieșire.

Dacă la ieșire există un fazor zero, atunci viteza este foarte mică, considerată aproximativ zero, din cauza valorii mici a produsului $s_B \bar{i}_s$. Deci prin alegerea corespunzătoare a fazorului, se poate aduce $\bar{\Psi}_s$ la traiectoria dorită. De exemplu prin alegerea corespunzătoare a fazorilor tensiunii, $|\bar{\Psi}_s|$ poate fi menținut constant (fig.1.5.3), iar viteza de rotație a lui poate fi controlată.

Duplul dinamic și eficiența acestei scheme depind în mare măsură de ω_s și $|\bar{\Psi}_s|$. Dacă amplitudinea și viteza de rotație a

lui $|\bar{\Psi}_g|$ pot fi modificate independent, atunci se poate realiza și controlul cuplului ca și cel al eficienței.

În fig.1.5.3 se menține constant modulul fluxului statoric. Se alege $\bar{V}_g(S_A, S_B, S_C)$ astfel încât eroarea între $|\bar{\Psi}_g|$ și $|\bar{\Psi}_g^*|$ să fie în limitele lui $|\Delta\bar{\Psi}_g|$, adică:

$$|\bar{\Psi}_g^*| - \Delta|\bar{\Psi}_g|/2 \leq |\bar{\Psi}_g| \leq |\bar{\Psi}_g^*| + \Delta|\bar{\Psi}_g|/2 \quad (1.5.4)$$

Alegerea lui $\bar{V}_g(S_A, S_B, S_C)$ nu depinde numai de eroarea în amplitudine ci și de direcția lui $\bar{\Psi}_g$. Fazorii tensiunii de ieșire a invertorului se schimbă periodic, cu pași ale unghiului de $\pi/3$ rad. Planul α - β este împărțit în 6 sectoare astfel încit:

$$(2N - 3)\pi/6 \leq \theta(N) \leq (2N - 1)\pi/6 \quad (1.5.5)$$

unde N ia valorile 1 ... 6. De exemplu dacă $\bar{\Psi}_g$ se găsește în sectorul $\theta(2)$ atunci $\bar{V}_g(0, C, 1)$ și $\bar{V}_g(0, 1, 1)$ mențin condiția (1.5.4) pentru o rotație în sensul acelor de ceasornic.

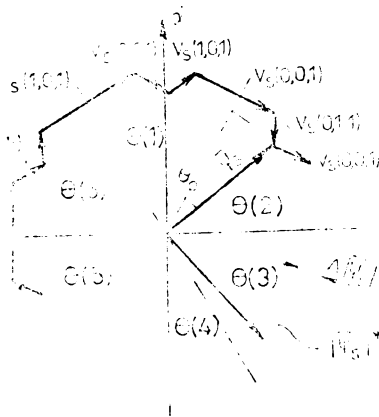


Fig.1.5.3

Dacă $|\bar{\Psi}_g|$ ajunge la limita superioară $|\bar{\Psi}_g^*| + \Delta|\bar{\Psi}_g|/2$ atunci se alege $\bar{V}_g(0, 1, 1)$ iar dacă $|\bar{\Psi}_g|$ atinge limita inferioară $|\bar{\Psi}_g^*| - \Delta|\bar{\Psi}_g|/2$ atunci, se alege $\bar{V}_g(0, 0, 1)$. Pentru sensul invers de rotație s-ar alege $\bar{V}_g(1, 1, 0)$ și $\bar{V}_g(1, 0, 0)$.

La fluxul constant, viteza de creștere a cuplului depinde de ω_g . Deci dacă cuplul e mic față de referința lui, se poate să mărească repede prin mărirea lui ω_g . Pe acest considerant se alege

vectorii lui \bar{V}_s . Cînd cuplul M atinge cuplul prescris, atunci este bine ca el să scadă încet, pentru a se scădea frecvența de comutare a inverterului. Scăderea cea mai lentă se obține cu vectorii \bar{V}_s de valoare zero. Alegerea vectorilor $\bar{V}_s (S_A, S_B, S_C)$ este astfel făcută încît eroarea cuplului să rămîină în limitele lui M iar eroarea fluxului să nu depășească $\Delta|\bar{\Psi}_s|$.

$$M^* - \Delta M \leq M \leq M^* \quad (1.5.6)$$

cînd rotește în sensul acelor de ceasornic și

$$M^* \leq M \leq M^* + \Delta M \quad (1.5.7)$$

la sensul de rotație opus.

Situația erorilor lui $|\bar{\Psi}_s|$ și M pot fi detectate și digitalizate ușor prin comparatoare cu histereză de două sau trei nivele. În fig.1.5.4 se dă tabelul de conectare optim în funcție de erorile de cuplu și flux și de sectorul în care se află fazorul flux.

În fig.1.5.5 este prezentată schema bloc a acționării.

Opre deosebire de paragrafele anterioare au apărut comparatoarele cu histereză (CG1 și CH2) și tabelul logic de comutare, a căror componență se vede în fig.1.5.4. În blocul analizor de vector AV, pe lângă modulul fluxului statoric, se determină și poziția lui într-unul din cele șase sectoare ale cercului:

Calculatorul de flux utilizează ecuațiile (1.3.59) și (1.3.60) pentru calculul celor două componente ale fluxului statoric, scrise sub formă:

$$\Psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \quad (1.5.8)$$

$$\Psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt \quad (1.5.9)$$

În blocul CC se calculează cuplul electromagnetic al motorului lui cu relația:

$$\tau = p_1 (i_{\beta s} \Psi_{\alpha s} - i_{\alpha s} \Psi_{\beta s}) \quad (1.5.10)$$

care se deduce din rel. (1.3.63) cu ajutorul relațiilor (1.3.55) și (1.3.56).

Sectoarele $6(N)$ se obțin prin compararea lui $\Psi_{\alpha s}$ și $\Psi_{\beta s}$ cu $\pm \sqrt{3}/2 |\bar{\Psi}_s|$ respectiv $\pm 1/2 |\bar{\Psi}_s|$.

Tabelul de comutare poate fi memorat într-un ROM de 64 de octeți.



$\phi, \tau, \theta(N)$	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\phi = 1$	$\tau = 1$	$\bar{V}_S(1,0,1)$	$\bar{V}_S(0,0,1)$	$\bar{V}_S(0,1,1)$	$\bar{V}_S(0,1,0)$	$\bar{V}_S(1,1,0)$
	$\tau = 0$	$\bar{V}_S(1,1,1)$	$\bar{V}_S(0,0,0)$	$\bar{V}_S(1,1,1)$	$\bar{V}_S(0,0,0)$	$\bar{V}_S(1,1,1)$
	$\tau = -1$	$\bar{V}_S(1,1,0)$	$\bar{V}_S(1,0,0)$	$\bar{V}_S(1,0,1)$	$\bar{V}_S(0,0,1)$	$\bar{V}_S(0,1,0)$
$\phi = 0$	$\tau = 1$	$\bar{V}_S(0,0,1)$	$\bar{V}_S(0,1,1)$	$\bar{V}_S(0,1,0)$	$\bar{V}_S(1,1,0)$	$\bar{V}_S(1,0,0)$
	$\tau = 0$	$\bar{V}_S(0,0,0)$	$\bar{V}_S(1,1,1)$	$\bar{V}_S(0,0,0)$	$\bar{V}_S(1,1,1)$	$\bar{V}_S(1,1,1)$
	$\tau = -1$	$\bar{V}_S(0,1,0)$	$\bar{V}_S(1,1,0)$	$\bar{V}_S(1,0,0)$	$\bar{V}_S(1,0,1)$	$\bar{V}_S(0,0,1)$

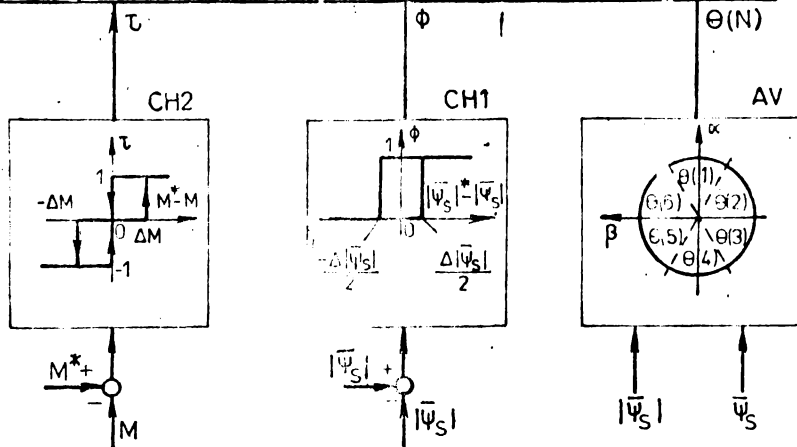


Fig 1.5.4

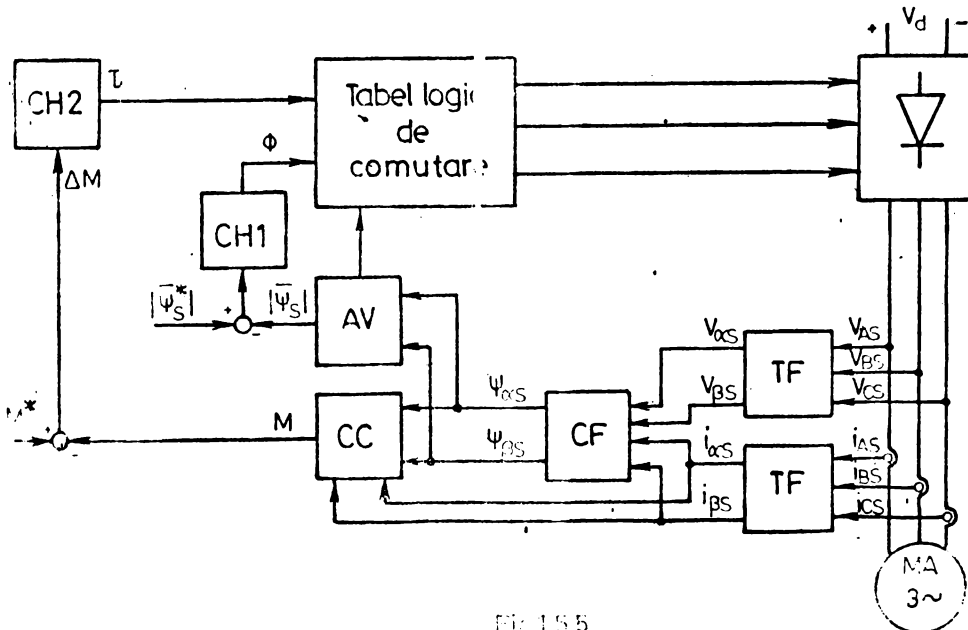


Fig. 1.5.5

Această schemă este mai simplă față de cele cu orientare după cimpul rotoric, deoarece este mai puțin dependentă de parametri mașinii și nu conține transformările de axe (din sistemul de axe fix în cel mobil sau invers). Dar are ca dezavantaj că la frecvențe sub 2 Hz metoda de determinare a fluxurilor după ecuațiile (1.5.8) și (1.5.9) dă derive însemnate și că frecvența inductorului este destul de mare, dependentă de lățimea histerizei la comparator.

1.6. Concluzii

În capitolul 1 s-a făcut o trecere în revistă a metodelor de reglare după cimp, pe baza unui studiu bibliografic profundat. S-au dedus într-un mod unitar relațiile de calcul utilizate în toate aceste scheme întinse în literatura de specialitate.

În urma studiului acestor variante de scheme de reglare se pot trage următoarele concluzii:

Metodele de reglare a mașinilor asincrone după cimpul rotoric sînt foarte utile în obținerea unor acționări de calitate, ca viteză de răspuns mare, acționări la cuplu constant, gamă de turație mare, legarea mai multor metode în paralel.

Metoda de reglare directă este teoretic cea mai bună, deoarece nu depinde de parametri mașinii, fluxul măsurîndu-se cu sonde Hall sau bobine de măsură.

Aceste metode de măsurare presupun însă o intervenție în mașină, care este neeconomică. În plus ar fi necesară o filtrare a fluxului măsurat, fără a se introduce un defazaj, lucru dificil de realizat. Din motivele arătate mai sus metoda directă este în general evitată.

Metodele indirecte de reglare nu necesită intervenții în interiorul mașinii. La prima metodă indirectă se calculează poziția și valoarea momentană a vectorului flux rotoric din valorile curenților și tensiunilor măsurate la bornele mașinii. După cum s-a arătat, în relațiile de calcul pentru componentele fluxului rotoric intervin constantele mașinii, care își modifică valoarea cu temperatura sau saturația. Mărimea care are influența cea mai mare asupra preciziei calculelor este rezistența rotorică. În relațiile (1.3.70) și (1.3.71) din paragraful 1.3. influența variației rezistenței rotorice este minimă. La această metodă de reglare se poate calcula ușor cuplul dezvoltat în mașină, putîndu-se realiza

o acționare la câmpu constant. Această metodă are însă dezavantajul că trebuie să se măsoare doi curenți și două tensiuni de la frecvență zero până la o frecvență de aproximativ 150 Hz, în prezența armonicilor cauzate de comutația tiristoarelor și de forma dreptunghiulară a tensiunilor aplicate la bornele mașinii.

Metoda a doua de reglare indirectă prezintă avantajul că nu se măsoară decât turația motorului, dar calculul pulsației de alunecare depinde destul de pronunțat de rezistența rotorică. Această metodă se pretează însă la schema de reglare cu mai multe motoare în paralel alimentate de la același invertor.

Metoda de reglare cu orientare după fluxul statoric are avantajul că reglarea depinde puțin de parametri mașinii, dar are dezavantajul că calculatorul de flux dă rezultate slabe la o frecvență mai mică de 2 Hz, unde ar trebui lucrat cu o scenă mai complicată, iar frecvența de comutare a invertorului este liberă, depinzând de mărirea histerezisului, la cele două comparații. Deci această schemă este potrivită mai ales pentru invertoare cu transistoare.

CAP.2 METODELE DE MODULARE ÎN LATIME DE PULS A INVERTOARELOR CU TRANZISTOARE SAU TIRISTOARE

2.1. Introducere

În acționările reglabile cu motoare asincrone convertoarele statice care alimentează motoarele, pot fi de două tipuri:

- convertoare directe (cicloconvertoare) și
- convertoare cu circuit intermediar de curent continuu (invertoare).

Convertoarele din categoria a doua, invertoarele, se pretează la acționări cu gamă de reglare a turației întinsă. Acestea se folosesc și în sistemele de control după cimp a mașinilor asincrone ca și convertor de putere /122/. Cel mai frecvent sînt utilizate în aceste sisteme invertoare de tensiune trifazate, care au rolul de a realiza la bornele motorului un sistem de tensiuni trifazate, prescrise de blocurile de comandă din cadrul sistemului de control după cimp. Partea de față a invertoarelor poate fi realizată cu tranzistoare de putere sau tiristoare. Utilizarea tranzistorului de putere este limitată decît la aplicații de putere mică sau medie, la puteri mari invertoarele fiind realizate cu tiristoare.

Ca și schemă de principiu, invertoarele utilizate în aceste sisteme de control sînt cu comutație forțată, după modul de stingere al tiristoarelor, ele putînd fi /4/:

- cu stingere independentă;
- cu stingere de grup;
- cu stingere autonomă.

Invertoarele trebuie să regleze, pe lângă frecvența tensiunii de ieșire, în funcție de turația dorită și valoarea tensiunii de ieșire mai mult sau mai puțin proporțională cu frecvența, pentru a se menține fluxul prin mașină la o valoare dorită (nominală sau mai mică).

Pentru domenii de frecvență mici, cu raportul între turația maximă și cea minimă de pînă la 3, un invertoare simplu cu 6 pulsuri (undă plină) alimentat cu o tensiune continuă reglabilă este satisfăcător.

Dacă însă se cere un domeniu de turație mai larg, și motorul trebuie să funcționeze la turații mici sau foarte mici atunci trei probleme devin importante/55/:

- tensiunea de alimentare devine așa de mică încît se deteriorează capacitatea de comutare a inverterului;

- armonicile tensiunii cu 6 pulsații produc cupluri de joasă frecvență parazite care cauzează o rotire neregulată la turații foarte joase;

- prin faptul că bucla de control a tensiunii include o intrinzie substanțială datorită filtrului trece jos între sursa de curent continuu și inverter se prejudiciază stabilitatea la joasă turație a acționării.

Aceste trei probleme pot fi depășite, utilizându-se invertoare cu modularea impulsurilor în durată (MID).

În acest caz tensiunea de alimentare rămîne constantă, deci și capacitatea de comutare. Armonicile sînt cu pondere ridicată în vecinătatea frecvenței purtătoare deci rezulta cupluri parazite de frecvență ridicată, care sînt însă inofensive din cauza caracteristicii mecanice trece jos a acționării.

Reglarea tensiunii este realizată în inverter, deci poate fi efectuată cu aceeași viteză ca și reglarea frecvenței.

La ieșirea inverterului trebuie obținută o tensiune cu un conținut în armonici cît mai redus, deci o tensiune cu o formă cît mai apropiată de o sinusoidă. Pentru acest scop se utilizează diverse strategii de comandă a inverterului. Cel mai simplu procedeu de comandă a inverterului este principiul modulării în durată a impulsurilor după o lege sinusoidală, care mai este denumit și principiul submodulării.

Datorită avantajelor invertoarelor cu MID acestea au aplicații multiple, pretîndu-se foarte bine la funcționarea în sistemele de control după cîmp al motoarelor asincrone, pentru aplicații în tracțiune sau robotică. Din acest motiv în continuare se vor discuta diversele tehnici de modulare în durată a impulsurilor, aplicabile la aceste tipuri de invertoare, precum și unele posibilități concrete de implementare.

La început se prezintă două variante posibile ale schemei de forță pentru invertoare trifazate și formele de tensiune care se pot obține.

În fig.2.1.1 se prezintă schema unui inverter trifazat în semipunte.

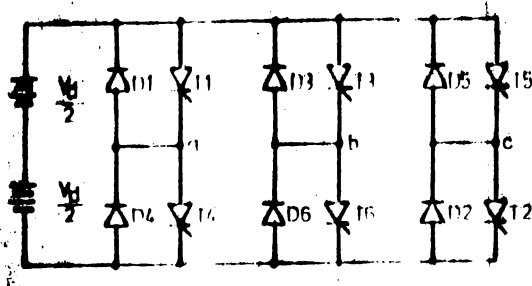


Fig.2.1.1

Formele de undă pe o fază la un astrel de inverter pot fi cele din fig.2.1.2.

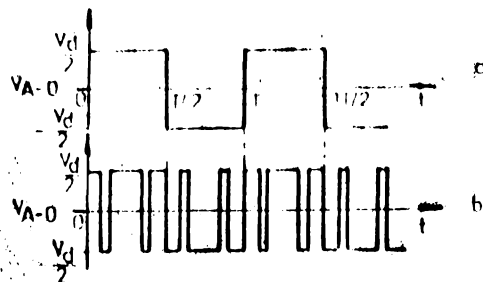


Fig.2.1.2

În fig.2.1.2 a, se obține o tensiune dreptunghiulară de perioadă T . În fig.2.1.2 b tensiunea rezultată va avea tot perioada T , dar este obținută prin impulsuri de frecvență mai mare și modulate în durată. Amplitudinea vârf-vârf a impulsurilor este de valoare V_d , schema având două nivele de tensiune posibile ($+\frac{V_d}{2}$, $-\frac{V_d}{2}$).

Această schemă este cel mai frecvent folosită pentru sarcini trifazate în conexiune stea cu nulul izolat.

În fig.2.1.3. se prezintă schema unui inverter trifazat în punte.

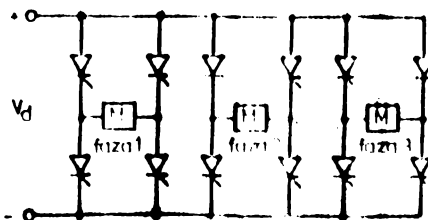


Fig.2.1.3

In fig.2.1.4. se prezintă două forme posibile de tensiune pe o fază a acestui inverter.

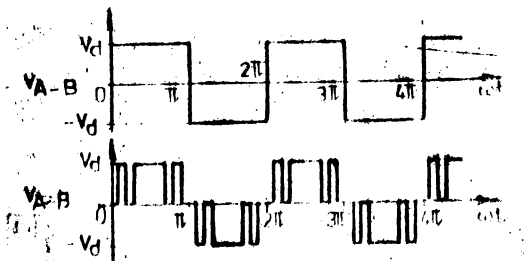


Fig.2.1.4

După cum se vede în fig.2.1.4 în acest caz tensiunea pe fază poate avea o valoare dublă față de situația inverterului în semi-punte, dar trebuie să fie separat accesibile cele trei faze ale sarcinii, iar numărul de tiristoare utilizate pe fază este dublă față de cazul inverterului în semipunte.

2.2. Principiul subondulării și metode de esanționare

2.2.1. Principiul subondulării

Acest principiu constă din următoarele: momentele de timp pentru comanda unei ramuri a inverterului se obțin prin compararea semnalului sinusoidal, care este prescrierea tensiunii pentru faza respectivă (mai este denumit și semnal modulator) cu un semnal triunghiular, de frecvență cel puțin cu un ordin de mărime mai mare decât frecvența semnalului sinusoidal. Acest semnal triunghiular mai este denumit semnal purtător. Pe intervalul de timp în care semnalul modulator este mai mare decât cel purtător faza respectivă este conectată la borna plus a tensiunii de alimentare, iar când semnalul purtător este mai mare decât cel modulator, faza este conectată la borna minus a tensiunii de alimentare.

Pentru a se realiza un sistem trifazat simetric de tensiune pe sarcină, comanda inverterului trebuie făcută tot cu un sistem trifazat de tensiuni, fiecare din ele comparându-se cu același semnal triunghiular.

Pentru un inverter cu două nivele de tensiune semnalele vor arăta ca în fig.2.2.1, iar pentru un inverter cu trei nivele de tensiune semnalele sînt prezentate în fig.2.2.2.

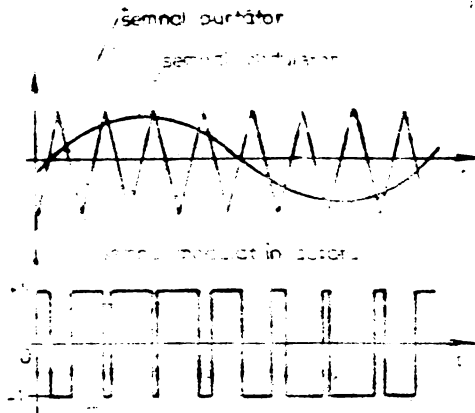


Fig.2.2.1

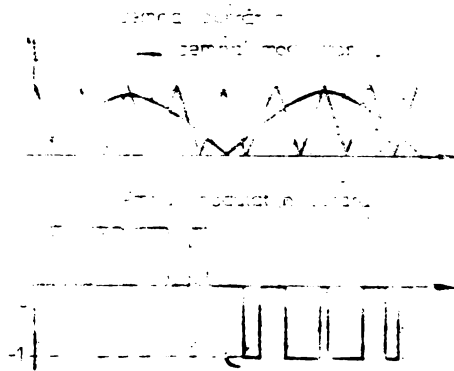


Fig.2.2.2

2.2.2 Metode de eșantionare

Operația de eșantionare înseamnă detectarea valorii unui semnal continuu în timp la intervale de timp discrete. Din punct de vedere al regularității cu care se execută această operație, putem deosebi două tipuri de eșantionare, și anume:

- eșantionare naturală și
- eșantionarea regulată.

Eșantionarea naturală a fost utilizată de fapt la intersecția semnalului triunghiular cu cel sinusoidal de la paragraful 2.2.1. S-au utilizat valorile din semnalul sinusoidal care s-au obținut în mod natural prin compararea celor două semnale.

Pentru implementarea digitală a MID se folosesc tehnici de eșantionare regulată, care constau în înlocuirea sinusoidelor de comandă cu un semnal în trepte obținut prin eșantionarea regulată a sinusoidelor și menținerea acestei valori până la următorul moment de eșantionare.

Există două tipuri de eșantionare regulată pentru MID /163/:
- eșantionare asimetrică (fig. 2.2.3);
- eșantionare simetrică (fig. 2.2.4).

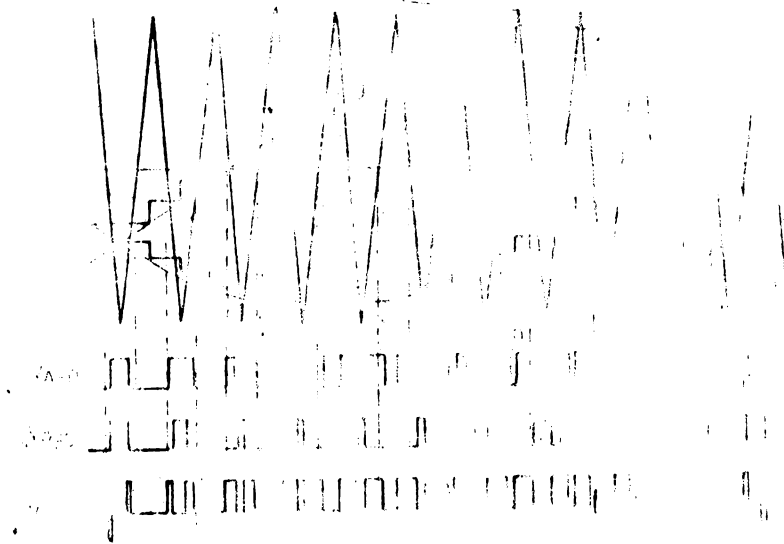


Fig. 2.2.3

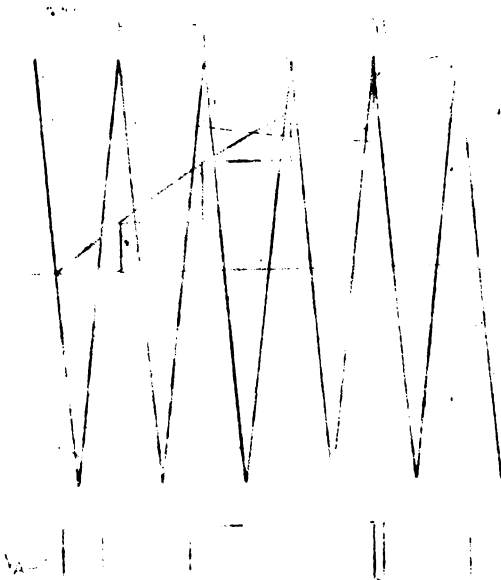


Fig. 2.2.4

La eșantionarea asimetrică, semnalul sinusoidal este eșantionat la fiecare jumătate de perioadă a semnalului purtător triunghiular (la fiecare vîrf al acestuia), deci frecvența de eșantionare este dublul frecvenței semnalului triunghiular. Intersecția semnalului eșantionat cu semnalul triunghiular dă lațimile impulsurilor de ieșire. Este evident că frontul crescător și cel descrescător al unui impuls sînt determinate de eșantioane diferite ale semnalului modulator.

La eșantionarea simetrică, semnalul sinusoidal modulator este eșantionat la fiecare perioadă (numai la virfurile pozitive) a semnalului purtător triunghiular. Deci frecvența de eșantionare este egală cu cea purtătoare. Este evident că lațimea fiecărui impuls de ieșire este determinat de aceeași valoare eșantionată și mărimea a semnalului modulator, fronturile impulsurilor de ieșire fiind simetrice în jurul virfurilor negative ale semnalului purtător.

Semnalele modulator și purtător sînt sincronizate unul cu celălalt, deci este un raport fix întreg (p_2) între frecvența purtătoare și frecvența modulator.

$$p_2 = \frac{F}{f} \quad (2.2.1)$$

unde: F - frecvența purtătoare,
 f - frecvența modulator.

Durata unui impuls n în timp pentru modulare cu eșantionare regulată asimetrică este (impuls sau pauză), în situația în care semnalul modulator începe cu o semiperioadă pozitivă, iar cel purtător cu una negativă,

$$t_{ran} = \frac{T}{2} \left\{ 1 + (-1)^{n+1} \frac{GM}{2} \left[\sin(2n-3) \frac{\omega T}{4} + \sin(2n-1) \frac{\omega T}{4} \right] \right\} \quad (2.2.2)$$

unde:

$$T = 1/f \text{ și } \omega = 2\pi F$$

iar

GM este gradul de modulație care este egal cu raportul dintre amplitudinea semnalului modulator și amplitudinea celui purtător. Pentru n luînd valori impare vom avea impulsuri iar pentru n luînd valori pare vor fi pauze.

Dacă ambele semnale încep cu o semiperioadă pozitivă, atunci durata impulsurilor va avea expresia:

$$t_{ran} = \frac{T}{2} \left\{ 1 + (-1)^n \frac{GM}{2} \left[\sin(2n-3) \frac{\omega T}{4} + \sin(2n-1) \frac{\omega T}{4} \right] \right\} \quad (2.2.3)$$

dar aici pentru n luind valori impare vor fi pauze, iar pentru n luind valori pare vor fi impulsuri.

Pentru n = 1 (2.2.4)

$$\sin(2n-3) \frac{\omega T}{4} = 0$$

n poate lua valori de la 1 la $\frac{P_2-1}{2}$ (P_2) se ia de obicei un multiplu impar de 3).

Durata impulsului (n+1) este:

$$t_{ran(n+1)} = \frac{T}{2} \left[1 + (-1)^n \frac{GM}{2} \sin(2n+1) \frac{\omega T}{4} \right] \quad (2.2.5)$$

Această valoare se dublează, deoarece acest impuls este simetric în jurul punctului de $\frac{T}{4}$.

La eşantionare regulată simetrică expresia duratei impulsurilor este:

$$t_{ran} = \frac{T}{2} \left[1 + GM \sin(2n-3) \frac{\omega T}{4} \right] \quad (2.2.6)$$

unde n va lua valori impare, iar durata pauzelor va avea expresia:

$$t_{ran} = \frac{T}{2} \left\{ 1 - \frac{GM}{2} \left[\sin(2n-5) \frac{\omega T}{4} + \sin(2n-1) \frac{\omega T}{4} \right] \right\} \quad (2.2.7)$$

unde n va avea valori pare.

La eşantionarea regulată simetrică, expresiile duratelor impulsurilor și pauzelor rămân valabile și pentru situația când semnalul purtător începe cu o semiperioadă pozitivă, doar că impulsurile vor avea indici n pari iar pauzele indici n impari.

Valorile funcției sinus pentru unghiuri negative vor fi luate egale cu zero.

În /2/ s-a propus o metodă de eşantionare regulată modificată. Această metodă prezintă avantaje în privința reducerii ponderii armonicilor de joasă frecvență. Modificarea constă în faptul că se face media aritmetică a două eşantioane alăturate și aceasta va fi noua valoare a semnalului pentru acel interval (fig. 2.2.5).

Expresia duratei impulsului n va fi pentru acest tip de eşantionare :

$$t_{ran} = \frac{T}{2} \left\{ 1 + (-1)^{n+1} \frac{GM}{4} \left[\sin(2n-3) \frac{\omega T}{4} + 2 \sin(2n-1) \cdot \frac{\omega T}{4} + \sin(2n+1) \frac{\omega T}{4} \right] \right\} \quad (2.2.8)$$

Pentru impulsul de ordinul $n+1$ rămâne valabilă expresia dată la eşantionarea asimetrică:

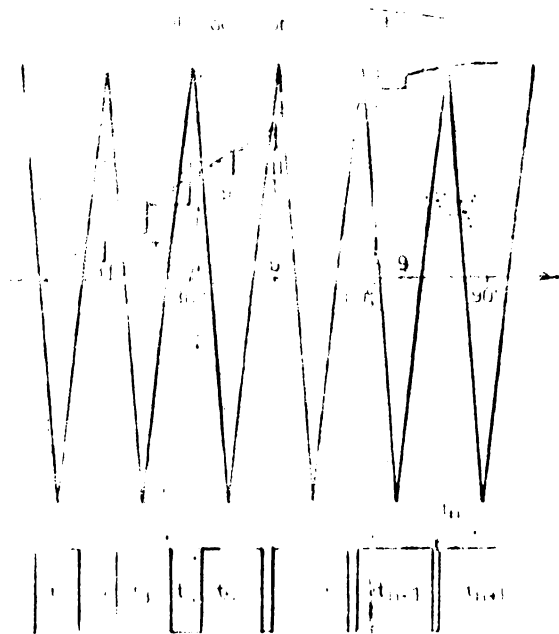


Fig.2.2.5

Aceste durate ale impulsurilor sînt calculate doar pînă la $t = \frac{T}{4}$, aceleași durate fiind utilizate corespunzător pînă la o perioadă întreagă T .

In concluzie la cele arătate mai sus se poate spune:

- eşantionarea naturală este adecvată pentru sistemele de comandă și control analogice;

- la sistemele numerice se folosește de obicei eşantionarea regulată, cel mai simplu de implementat fiind cea simetrică, deoarece calculul lățimii impulsurilor conține un singur termen de sinus.;

- eşantionarea regulată asimetrică dă rezultate mai bune, la aceeași valoare a tensiunii de alimentare a invertorului ca și la cea simetrică, rezultînd o valoare mai mare a fundamentalei tensiunii de ieșire și valori mai reduse a amplitudinilor armonicilor de ordinul pînă la p_2-2 , cea mai bună variantă din acest punct de

vedere fiind cea cu egantionare regulată asimetrică modificată.

2.5. Strategii de modulare a impulsurilor în durată

După cum s-a mai spus, sarcina unui inverter cu modularea impulsurilor în durată este de a da la ieșire o tensiune de o valoare și o frecvență dorită și cu o variație în timp cât mai apropiată de o sinusoidă, sau altfel spus, cu un conținut în armonici cât mai redus.

Strategiile care se aplică la MID pentru a realiza aceste desiderate sau altele asemănătoare, sînt /101/, /172/.

1. modularea sinusoidală;
2. modularea factorului de umplere;
3. eliminarea selectivă de armonici;
4. minimizarea distorsiunilor (optimizarea eficienței);
5. Modularea della;
6. minimizarea pulsațiilor cuplului și turației;

În continuare se va trata fiecare din aceste strategii de modulare mai detaliat.

2.5.1. Modularea sinusoidală (MS)

Principiul modulării sinusoidale a fost amintit mai sus. Se compară deci un inverter trifazat, trei tensiuni sinusoidale de-

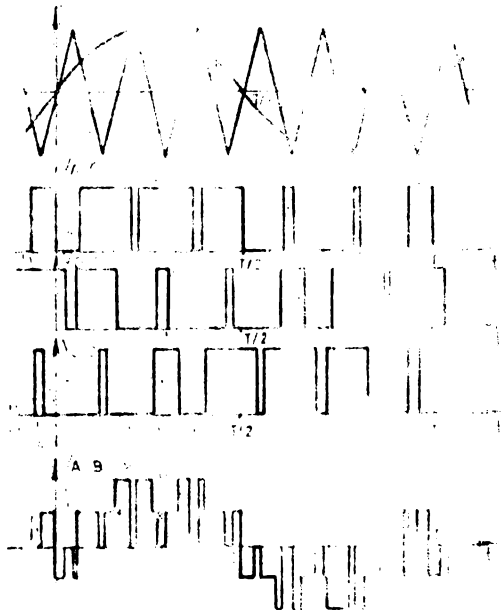


Fig.2.5.1

fazate între ele cu 120° , cu un semnal triunghiular (purtătoare) de frecvență mai mare. Punctele de intersecție dintre cele două semnale dau momentele de comutare pentru tiristoarele din inverter (fig. 2.3).

V_{A-O} , V_{B-O} , V_{C-O} din fig. 2.3.1, sînt tensiunile virtuale între terminalul fazei respective și punctul median al sursei de alimentare. Nulul sarcinii se află la următorul potențial:

$$V_N = \frac{1}{3}(V_{A-O} + V_{B-O} + V_{C-O}) \quad (2.3.1)$$

Atunci tensiunea de fază a fazei A devine:

$$V_{AN} = \frac{1}{3}(2V_{A-O} - V_{B-O} - V_{C-O}) \quad (2.3.2)$$

Această strategie are nevoie deci de un sistem de trei tensiuni defazate la 120° , de precizie mare în ceea ce privește amplitudinea și faza lor și cu distorsiuni cît mai mici. Orice distorsiune a acestor trei semnale se va regăsi în tensiunile de alimentare ale motorului /57/.

S-a studiat efectul tensiunilor nesimetrice (inegale) și s-a găsit că cresc pierderile, iar viața izolațiilor scade simțitor la o abatere a unei tensiuni de linie față de alta cu 1% din valoarea nominală pe timp mai îndelungat. În realitate nu se respectă o asemenea precizie, dar se arată că generatorul sinusoidelor de referință trebuie să fie de precizie și trebuie să-și mențină precizia într-un domeniu larg de frecvență.

Uzual amplitudinea sinusoidelor este variabilă pentru a se modifica gradul de modulație, dar controlul amplitudinii se poate face și cu alte mijloace. De exemplu, se poate varia amplitudinea purtătoarei, în locul amplitudinii modulatorii (fig. 2.3.2).

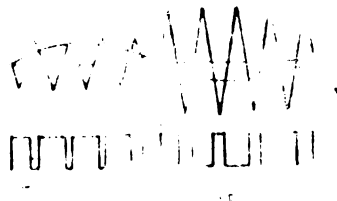


Fig. 2.3.2

Modularea sinusoidală are ca avantaj că distorsiunile neliniare ale semnalului purtător nu deranjează, deoarece acesta este

comun pentru toate fazele. Ca urmare, armonicile în tensiunile la bornele motorului nu produc curenți în acesta, deoarece se echilibrează pe cele trei faze.

Modularea sinusoidală este foarte potrivită la frecvențe joase de funcționare, unde se poate obține ușor un raport p_2 mare, între frecvența purtătoare și cea a modulatorului. În această situație nu este neapărat necesară sincronizarea celor două tensiuni, modulatorul funcționează în modul asincron.

Cu creșterea frecvenței de ieșire a invertorului scade raportul p_2 , frecvența superioară de lucru a invertorului fiind limitată de capacitatea de comutare a tranzistoarelor sau tiristoarelor și de pierderile din invertor. Deci se impune necesitatea sincronizării celor două semnale, pentru a se evita apariția de frecvențe joase, care dau cupluri de bătai. Acest mod se numește modul sincron de funcționare. Ca rezultat al acestei funcționări, apare necesitatea schimbării frecvenței purtătoare împreună cu cea modulatorului.

Cu creșterea frecvenței semnalului modulator se va modifica însă în trepte raportul p_2 între frecvențe, ca să se ajungă la frecvența nominală a motorului să se funcționeze cu semnal nemodulat, deoarece la această frecvență influența cuplurilor parazitare datorate armonicilor este deja destul de mică.

În /32/ se prezintă un exemplu de astfel de modulator cu următoarele regimuri de funcționare: de la 0-6 Hz funcționează în regimul asincron cu frecvența purtătoare constantă, iar după aceea se modifică raportul p_2 , care în intervalul 6-42 Hz are valoarea 12, în intervalul 42-54 Hz are valoarea 9, în intervalul 54-81 Hz are valoarea 6, iar la frecvențe mai mari de 81 Hz, valoarea 3. Asemănătoare este și variația prezentată în /104/.

O problemă mai dificilă este trecerea de la un mod de funcționare la altul, și mai ales de la cel asincron la cel sincron. Această trecere trebuie să deranjeze cât mai puțin fluxul de putere spre motor. La schimbări neprogramate pot apărea șocuri și în cazuri extreme invertorul poate fi supraîncălzit. Schimbarea raportului p_2 ar trebui făcută la o trecere prin zero a purtătoare și a modulatorului, și variația lor să aibă loc în același sens.

În fig. 2.5.5 se ilustrează trei moduri posibile de trecere de la modul de lucru asincron la cel sincron cu $p_2 = 9$.

O modalitate de trecere de la MID la undă plină este ară-

tată în /57/,/86/.

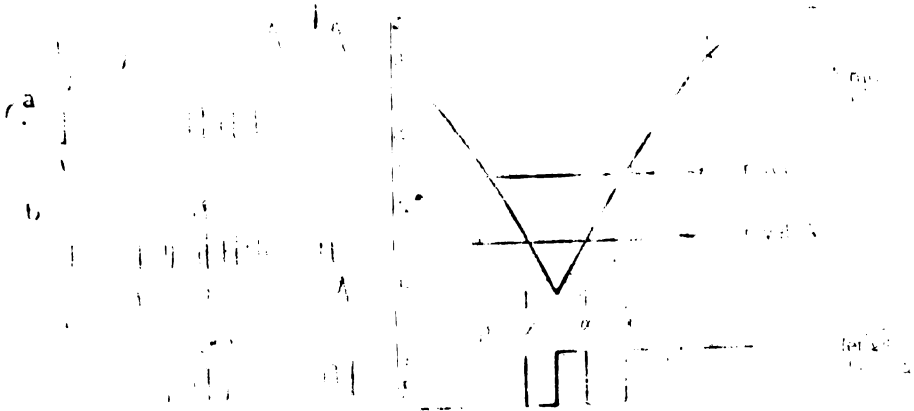


Fig.2.3.3

Fig.2.3.4

Înainte de a se trece la unda plină se mai introduce unul sau două impulsuri de semiperioadă, momentele de comutare determinându-se prin intermediul modulatorii cu unul sau două nivele de curent continuu (în loc de purtătoare, fig. 2.3.4).

O altă problemă care apare la MID sinusoidală și și la alte strategii este problema impulsurilor scurte. Când GM se apropie de valoarea unu, atunci pot apărea impulsuri foarte scurte care nu mai pot fi urmărite de inverter. Deci este nevoie de circuite de supraveghere a acestor impulsuri. La variantele analogice rețeaua este prelungirea impulsului până la o lungime minimă admisibilă la inverter. Dezavantajul este că nu se mai menține variație liniară a tensiunii de ieșire /86/, fig. 2.3.5b.

La variantele numerice există o modalitate de eliminare a impulsurilor prea scurte. Efectul asupra tensiunii de ieșire se vede în fig. 2.3.5c. O soluție intermediară ar fi ca unele impulsuri să fie prelunghite, iar altele eliminate.

În /2/ se prezintă o variantă îmbunătățită de MID cu egalizare asimetrică modificată (fig. 2.3.5), care are următoarele avantaje :

- reduce mai mult armonicile de joasă frecvență, față de MID convențional;
- are o variație liniară a tensiunii de ieșire pe parcursul MID, chiar și în modul de eliminare de impulsuri nu are salturi

insemnate in tensiune;

- elimină armonicile pare utilizând simetrie de jumătate de perioadă;

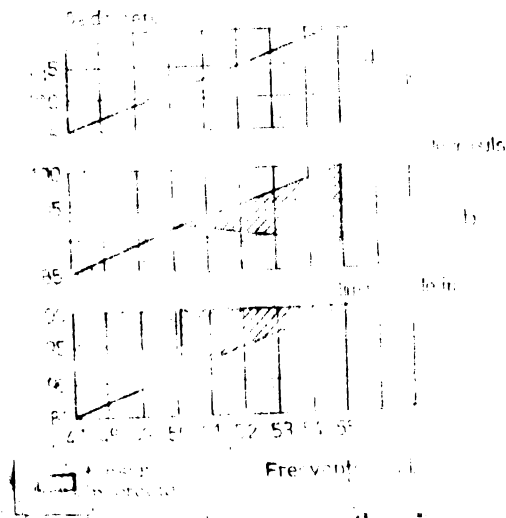


Fig. 2.3.3

Trecerea de la MID la undă plină se face prin suprimarea succesivă a unor impulsuri până ce rămâne undă plină.

Se aplică următoarele procedee pentru a se obține acest lucru:

- eliminarea impulsurilor de lățime minimă în jurul lui 90° al semnalului modulator;

- deplasarea impulsurilor de lățime minimă de la pozițiile lor în jurul lui 90° , în poziții de lângă trecerile prin zero ale semnalului modulator. În acest caz salturile în tensiunea de ieșire nu sînt semnificative, dar armonicile devin mai importante. Implementarea hardware a acestui algoritm este complexă și nu se obține o variație perfect liniară a tensiunii de ieșire.

În cadrul metodelor prezentate în literatură, o tensiune de ieșire mai mare la frecvențe apropiate de cea nominală a materului, se obține prin eliminarea selectivă de impulsuri, folosindu-se suprasedularea. Dar această metodă furnizează o tensiune de ieșire care nu mai depinde liniar de gradul de modulație. De asemenea armonicile de joasă frecvență sînt mărite.

În continuare se prezintă o metodă cu ajutorul căreia este posibil de a se varia tensiunea de ieșire liniar cu gradul de

modulație.

Principiul constă în următoarele: Domeniul de variație (0-1) al gradului de modulație GM este împărțit în subintervale, pentru care se recalculează diferite grade de modulație corectate. Cu aceste noi grade de modulație se calculează atunci unghiurile de început și sfârșit pentru impulsurile modulate în durată în cadrul unui sfert de perioadă al semnalului modulator. Pentru celelalte trei sferturi de perioadă unghiurile se acceptă prin simetrie.

Cu această metodă tensiunea de ieșire variază liniar și în pași mici, armonicile fiind minimizate.

Metoda fiind cu eșantionare regulată asimetrică modificată, relațiile pentru calculul unghiurilor de început și sfârșit ale impulsurilor vor fi cele de la paragraful 2.2.2.

Numărul de ecuații care trebuiesc valorificate depinde de raportul între frecvențe p_2 . De exemplu pentru $p_2 = 21$, vor fi:

$$n + 1 = \frac{p_2 - 1}{2} + 1 = 11$$

ecuații de rezolvat. Aceste $n + 1$ ecuații vor da lățimile unghiulare pentru cele $n + 1$ impulsuri (impulsuri + pauze) din primul sfert de perioadă. Impulsul $n + 1$ este centrat pe mijlocul jumătății de perioadă (adică la 90°). Până la 180° vor fi deci $2n + 1$ impulsuri.

Formula de calcul pentru gradul de modulație GM folosit mai departe este:

$$GM = K_1 GM_{in} - K_2 \quad (2.3.3)$$

unde K_1 și K_2 sînt constante funcție de valoarea lui GM_{in} , acesta din urmă fiind gradul de modulație de intrare.

Pentru valori ale lui GM_{in} cuprinse între 0 și 0,7 constantele au valorile $K_1 = 1,256$ și $K_2 = 0$, deci rezultă pentru GM următoarea formulă:

$$GM = 1,256 GM_{in} \quad (2.3.4)$$

În acest domeniu al lui GM_{in} , invertorul funcționează în modul I. Lățimea impulsurilor nu trebuie să fie mai mică decît o anumită lățime prescrisă. Impulsurile mai scurte trebuiesc lățite sau eliminate. Se pot elimina și alte impulsuri cu condiția ca armonicile de joasă frecvență să nu crească peste un nivel admis.

Pentru cazul $p = 21$ cînd GM_{in} crește la 0,71 se trece la

modul II de funcționare, unde se elimină patru impulsuri pe jumătate de perioadă. Se utilizează ecuația:

$$GM = 1,9841 GM_{in} - 0,6 \quad (2.3.5)$$

ca totuși conținutul de armonici să fie mai mic și să nu fie salturi în tensiunea de ieșire.

Pentru domeniul $GM_{in} = 0,71 - 0,8$ constantele au deci valoarea $K_1 = 1,9841$ și $K_2 = 0,6$. Astfel se va modifica tensiunea la ieșire în aceeași proporție ca și în modul I.

Dacă unele impulsuri sînt eliminate, atunci numărul de impulsuri n devine:

$$n = \frac{p_2(1 + A)}{2} \quad (2.3.6)$$

unde A este numărul de impulsuri eliminate pe o jumătate de perioadă. Această valoare n se utilizează în ecuațiile (2.2.5) și (2.2.8) pentru generarea impulsurilor modulate.

Gama de variație a lui GM_{in} pentru acest mod depinde de t_{min} și de spectrul armonicilor de joasă frecvență. Se face analiza armonicilor pentru acest mod și se alege zona cea mai bună pe baza valorii tensiunii de ieșire dorite, precum și a spectrului de armonici de joasă frecvență, funcție de p_2 . Această stabilește limita superioară și inferioară, pentru GM_{in} pentru acest mod. Aici cerința principală a fost de a se reduce armonicile pînă la ordinul 13. Cînd GM_{in} depășește limita superioară pentru modul II (0,8) atunci se intră în modul III.

La fiecare mod, succesiv două impulsuri pe sfert de perioadă sînt eliminate și ecuațiile lui GM rescrie, în funcție de porțiunea ou cele mai puține armonici de pe curba lui GM . În tabelul de mai jos sînt date relațiile de calcul pentru celelele moduri.

Mod	Relații de calcul pentru GM	Imp/jumătate per.
II.	$GM = 1,9841 \cdot GM_{in} - 0,6$	17
III.	$GM = 3,9487 \cdot GM_{in} - 2,31$	13
IV.	$GM = 3,8484 \cdot GM_{in} - 7,89$	9
V.	$GM = 54,375 \cdot GM_{in} - 52,74$	5

Avantaje ale acestei metode față de eșantionare regulată convențională sînt:

- fundamentala tensiunii crește cu $2 - 2,5x$;

- toate armonicile pînă la $(p_2 - 2)$ sînt reduse cu 20%-30%.

În plus, tehnica de liniarizare prezentată include o nouă tehnică de eliminarea impulsurilor astfel încît progresiv se elimină 2 impulsuri pe un sfert de perioadă pentru fiecare domeniu de GK, pentru a da o tensiune mai mare la ieșire și armonici mai reduse pînă la cea de-a 13-a.

Această metodă este superioară celei convenționale de eliminare a impulsurilor prin următoarele:

- nu prezintă salturi în tensiunea de ieșire;
- tensiunea de ieșire crește liniar cu indicele de modulație de la 0 la $0,75 V_d$, care este aproape echivalentă cu regimul de undă plină la care rezultă $0,76 V_d$. În plus, cu această tehnică armonicile pînă la 13 sînt reduse, alegîndu-se GK, majoritatea armonicilor pînă la 17 sînt reduse și mult mai mici decît la unda plină;
- calcularea unghiurilor pentru impulsuri se face on-line, deci memoria necesară este mai mică;
- nu sînt necesare tabele precalculate pentru întreaga gamă de frecvențe;
- armonicile joase (5, 7, 11, 13) sînt reduse, deci metoda poate fi folosită la frecvențe mai înalte pentru a se acționa motoare de curent alternativ;
- nu este necesară supra-modularea, deci acordarea prin reacție este mai simplă.

2.3.2. Modularea factorului de umplere (MFU)

La MID componenta fundamentală a tensiunii de la ieșirea invertorului și armonicile depind de gruparea impulsurilor în fiecare jumătate de perioadă.

Armonicile tensiunii sînt nedorite dar inevitabile, sînt rezultatul comutării invertorului și produc pierderi armonice în sarcina de curent alternativ. La motoare se manifestă prin pierderi mari în rotor și încălzire suplimentară.

O metodă de a reduce pierderile armonice ar fi de a crește numărul de impulsuri la ieșirea invertorului. Atunci ar crește și ordinul armonicilor. Ordinul cel mai mare al armonicilor determină o filtrare a lor mai bună de inductanțele de dispersie ale motorului. Dar un număr de impulsuri mai mare determină mai multe comutări în invertor, deci vor crește pierderile prin comutație. Reducerea de pierderi în mașină atrage însă după sine o creștere

a pierderilor în invertoare și deci eficiența totală poate să scadă în loc să crească. Avantajele unei scheme MID constau deci în conținutul redus în armonică și în pierderile prin comutație reduse.

Modularea factorului de umplere constă în modificarea lății-mii impulsurilor, care este însă constantă pe o perioadă (fig. 2.3.6) Acest procedeu de modulare generează o tensiune mai mare de ieșire și e mai simplu.

Este de dorit ca o schemă de modulare să fie simplă, să necesite un număr mic de comutări pe perioadă pentru a se reduce pierderile prin comutație și în același timp să dea performanțe în armonică acceptabile. În 1994 s-a dezvoltat o schemă care combină avantajele modulației factorului de umplere și a modulației perioadei (sinusoïdale) și elimină pe cât posibil dezavantajele lor.

Modularea tensiunii de fază este restrinsă la un interval de 60° între 60° și 120° , deci ferestra de modulare este plasată simetric în jurul lui 90° . Din cauza simetriei de modulare față de un sfert de perioadă, armonicile pare sînt absente. Schema mai asigură comutarea unei singure faze la un moment dat iar tensiunea de linie este unidirecțională pe o jumătate de perioadă.

În fig. 2.3.7 este prezentat acest procedeu de modulare pentru un raport de frecvențe egal cu 6. Se utilizează modularea factorului de umplere. Semnalul e_m este produs prin compararea unui semnal triunghiular cu frecvența de 6 ori mai mare decît frecvența

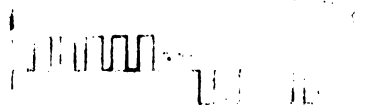


Fig. 2.3.6

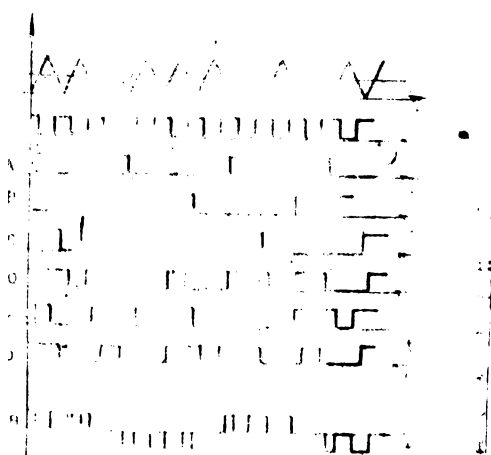


Fig. 2.3.7

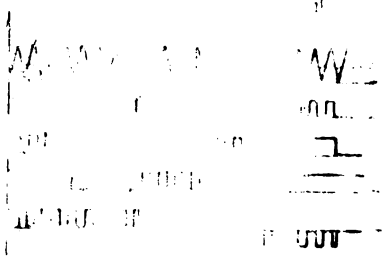


Fig. 2.3.8

sensului de ieşire cu o tensiune de referinţă constantă. Pausăle din semnalul e_m sînt plasate în mod selectiv în semnalele trifazate e_A, e_B, e_C pentru producerea tensiunilor de fază V_{Ao}, V_{Bo}, V_{Co} . Tensiunea de linie care rezultă este arătată tot în fig. 2.3.7

Acest principiu poate fi extins la un număr mai mare de impulsuri pe o jumătate de perioadă. Formele de undă pentru un raport de 24 sînt prezentate în fig. 2.3.8. În aceste scheme se utilizează acelaşi număr de comutări în tensiunea de fază pe perioadă ca şi impulsuri în tensiunea de linie pe perioadă. Impulsurile de la capăt au lăţimea pe jumătate faţă de impulsurile de la mijloc. Tensiunea de linie care rezultă este o tensiune dreptunghiulară modulată pe 120° . Valoarea efectivă, a fundamentalei şi a principalelor armonici raportată la tensiunea constantă de alimentare sînt prezentate în fig. 2.3.9.

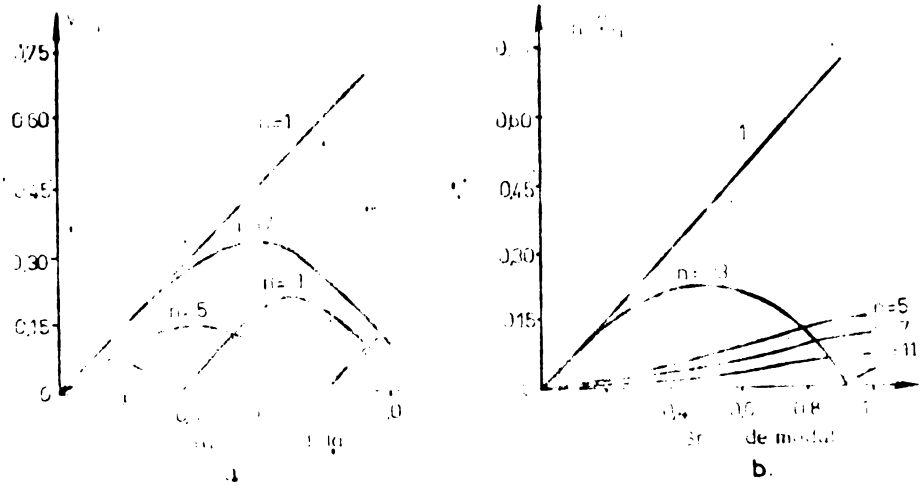


Fig. 2.3.9

La acţionări cu motoare asincrone GM variază de obicei între 0,95-0,1. La maşinile asincrone ne interesează în primul rînd forma curenţilor şi nu a tensiunilor. Impedanţa de magnetizare creşte proporţional cu ordinul armonicii, deci pentru armonici de ordin superior fluxurile corespunzătoare sînt mici şi nu contribuie esenţial la pierderile magnetice. Curentul fundamental reţic este determinat de alunecare. Dar curenţii armonici sînt determinaţi de inductanţele de dispersie statice şi rotorice.

Deci curenții armonici sînt independenți de sarcină, ei depind doar de raportul frecvențelor, de frecvența fundamentală și de gradul de modulație. Aceștia pot fi calculați cu ajutorul schemei echivalente ale motorului.

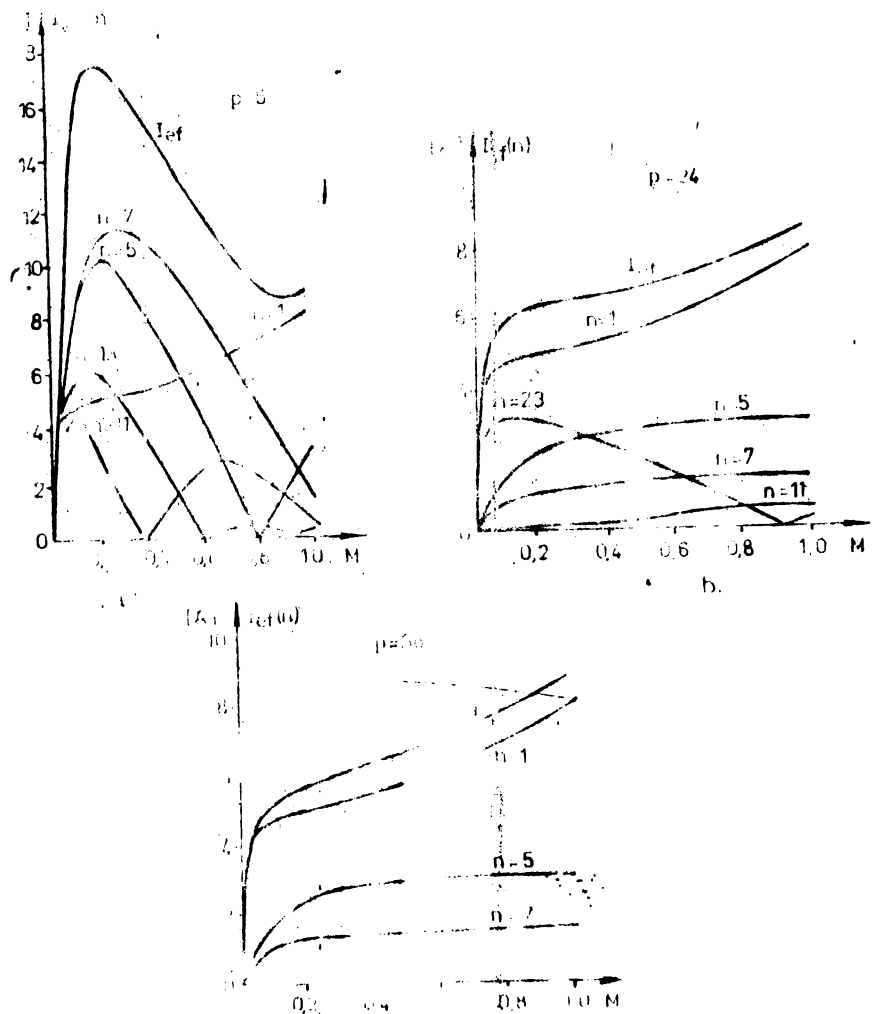


Fig.2.3.10

În fig.2.3.10 sînt reprezentați curenții (fundamental+armonici) funcție de GM și p_2 pentru alunecare constantă și V/f constant. Curenții armonici contribuie la mărirea pierderilor în mașină. Doar fundamentalul curentului contribuie la transferul de putere. Conținutul în armonici crește cu scăderea lui GM . La GM mic, tensiunea fundamentală este mai mică, deci și frecvența funda-

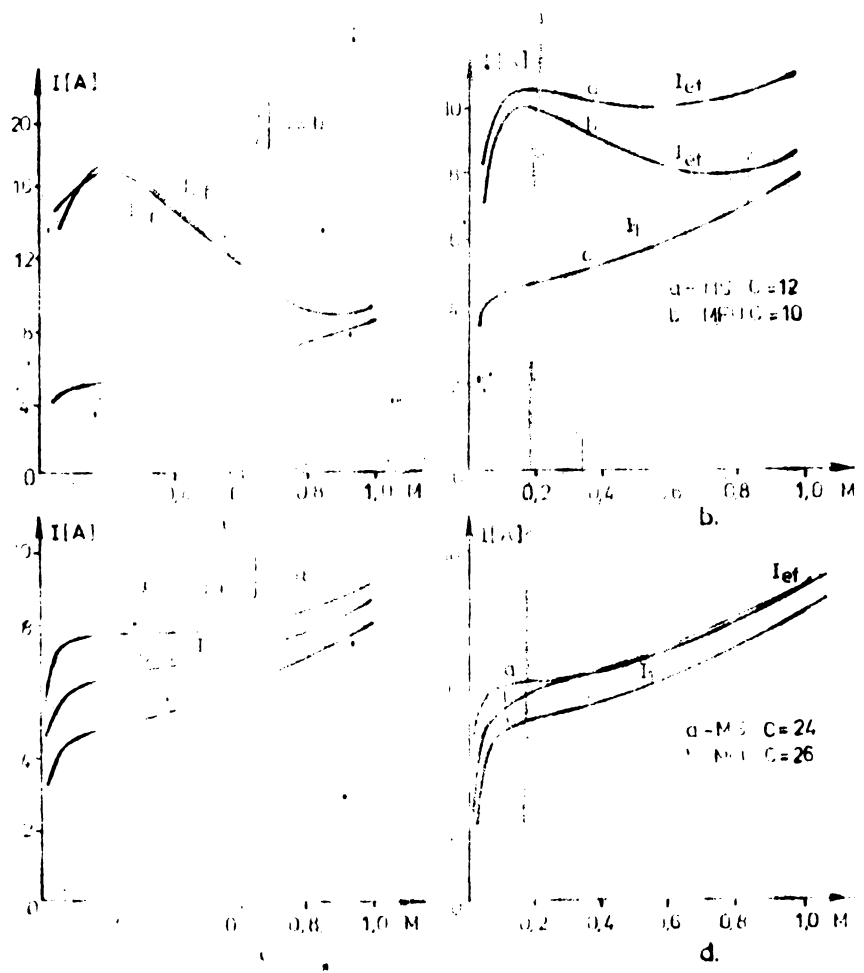


Fig. 2.3, 11.

mentală este redusă pentru a se menține fluxul constant. Deci impedanța pentru a n -a armonică la GM mic va fi mai mică decât impedanța pentru a n -a armonică la GM mai mare. De aceea curenții armonici cresc mai repede decât tensiunile armonice la GM mic. Această schemă de modulare produce armonici puternice în benzile laterale a frecvenței de comutație. Este nevoie de p_2 mare la GM mic pentru a se reduce curenții armonici.

În orice caz această tehnică necesită un număr mai mic de comutări decât la modularea sinusoidală la același p_2 . Deci un p_2 mai mare nu mărește semnificativ pierderile prin comutare la această schemă.

Armonica cea mai joasă este cea de ordinul 5, iar armonica predominantă se găsește în banda laterală a frecvenței purtătoare. Se mai observă că armonicile joase (5 și 7) rămân aproximativ la aceeași amplitudine pentru p_2 mai mare de 24. Numărul ordinii armonicii predominante crește. Deci o creștere a lui p_2 peste 24 nu aduce o reducere apreciabilă a valorii efective a curentului total. Diferența dintre valoarea efectivă a curentului fundamental și celui total rămâne aceeași.

În continuare se face o comparație a acestei strategii cu modularea sinusoidală (MS). Se compară doi factori care afectează eficiența acționării:

- curentul efectiv total;
- numărul de comutări pe ciclu a invertorului, care afectează pierderile în invertor.

Comparația e arătată în fig. 2.3.11-C este numărul de comutări pe perioadă. Pentru $M=0,95$ s-a ales V_d astfel ca prin margină să avem tensiunea nominală și frecvența nominală. La MS, V_d este cu 34% mai mare decât la această schemă. La frecvență de comutare mici, ambele metode dau conținutul ridicat de armonici. Curentul este puternic distorsionat la tensiuni mici de ieșire. La frecvențe de comutare mici, MS produce o valoare efectivă a curentului total mai mare. La frecvențe de comutare mai mari, de exemplu $C=24$, MS prezintă o îmbunătățire a formei marginale a curentului. Modularea modificată prezintă forma mai bună a curentului, decât cea sinusoidală pentru p_2 între 6 și 18.

Această schemă este mai simplă de implementat decât cea pentru MS în logică cablată sau cu microprocesor. MS necesită cele trei sinusoidale sincronizate cu purtătoarea la toate frecvențele.

2.3.3. Eliminarea selectivă de armonici (ESA) [112].

În fig.2.3.12 este prezentată o formă de tensiuni de ieșire generală cu M pauze pe semiperioade (Se consideră "impuls" cînd semnalul are valoarea +1, și pauză cînd are valoarea -1).

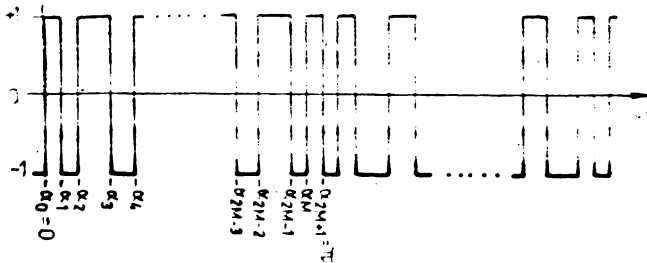


Fig.2.3.12

Amplitudinea a fost acceptată unitară și s-a presupus simetrie pe jumătate de perioadă, deci:

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi) \quad (2.3.6)$$

unde $f(\omega t)$ este o funcție periodică putînd lua două valori, cu M pauze pe semiperioadă.

Dacă $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2M}$ definesc cele M pauze, ca în fig. 2.3.12, atînci semnalul poate fi dezvoltat în serie Fourier sub forma:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (2.3.7)$$

unde

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.3.8)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t). \quad (2.3.9)$$

Dacă se înlocuiește în expresia lui a_n expresia semnalului $f(\omega t)$, va rezulta:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.3.10)$$

unde

$$\alpha_0 = 0$$

$$\alpha_{2M+1} = \pi$$

$$\text{și } \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2$$

$$\dots \dots < \alpha_{2M+1} \quad (2.3.11)$$

Deci:

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k [\cos(n\alpha_k) - \cos(n\alpha_{k+1})]$$

$$= \frac{2}{n\pi} \left[\cos n\alpha_0 - \cos n\alpha_{2M+1} + 2 \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (2.3.12)$$

dar

$$\alpha_0 = 0, \alpha_{2M+1} = \pi$$

deci

$$\cos n\alpha_0 = 1 \quad (2.3.13)$$

$$\cos n\alpha_{2M+1} = (-1)^n, \quad (2.3.14)$$

și va rezulta:

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (2.3.15)$$

similar

$$b_n = -\frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin n\alpha_k \quad (2.3.16)$$

Dacă se utilizează proprietatea de simetrie pe jumătate de perioadă, va rezulta $a_n = 0, b_n = 0$ pentru orice n par.

Atunci a_n și b_n vor avea expresiile:

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (2.3.17)$$

$$b_n = -\frac{4}{n\pi} \left[- \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin n\alpha_k \right] \quad (2.3.18)$$

Aceste ecuații sînt funcție de $2M$ necunoscute, $\alpha_1 \dots \alpha_{2M}$, deci pentru rezolvarea sistemului sînt necesare $2M$ ecuații.

Dacă se egalează M armonivi cu zero, rezultă $2M$ ecuații care pot fi rezolvate, dacă se admite simetrie de un sfert de perioadă.

Atunci:

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t) \quad (2.3.19)$$

Referitor la fig.2.3.12 se poate observa atunci

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2M-k+1} \quad (2.3.20)$$

pentru:

$$k = 1, 2, \dots, M$$

Atunci:

$$\begin{aligned} \sin n\alpha_k &= \sin n(\pi - \alpha_{2M-k+1}) \\ &= \sin n\pi \cos n\alpha_{2M-k+1} - \cos n\pi \sin n\alpha_{2M-k+1} \end{aligned} \quad (2.3.21)$$

pentru $k = 1, 2, \dots, M$.

Pentru orice n impar $\sin n\pi = 0$, $\cos n\pi = -1$

Va rezulta, dacă se înlocuiește în 2.3.21,

$$\sin n\alpha_k = \sin n\alpha_{2M-k+1} \quad (2.3.22)$$

pentru $k = 1, 2, \dots, M$.

Atunci din (2.3.9) și (2.3.21) rezultă:

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (\sin n\alpha_k - \sin n\alpha_{2M-k+1}) = 0 \quad (2.3.23)$$

Din (2.3.20) rezultă:

$$\cos n\alpha_k = \cos n(\pi - \alpha_{2M-k+1}) \quad (2.3.24)$$

pentru $k = 1, 2, \dots, M$.

Pentru n impar (2.3.24) devine:

$$\cos n\alpha_k = -\cos n\alpha_{2M-k+1} \quad (2.3.25)$$

Dacă se înlocuiește (2.3.25) în (2.3.17) va rezulta

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (2.3.26)$$

Cu ajutorul acestor expresii se pot anula orice M armonici obținându-se un sistem de M ecuații. Problema este deci de a se rezolva un sistem de M ecuații de tipul (2.3.26) pentru M valori ale lui n . Aceste ecuații sînt neliniare și transcendentale. Metodele cele mai potrivite în rezolvarea de astfel de sisteme, sînt metodele numerice.

În literatură se găsesc sub formă de curbe sau tabele, valorile acestor unghiuri pentru diverse valori ale lui M în funcție de tensiunea de ieșire dorită. Dar de obicei se dă pentru fiecare M o singură soluție.

În /177/ se prezintă o soluție nouă pentru $M = 23$ care dă rezultate mai bune în privința eficienței. Diferența între soluția cunoscută și cea găsită constă în amplitudinea armonicilor care rămîn.

Pentru sistemele trifazate, doar armonicile de ordinul $k = 6i \pm 1$, $i = 1, 2, 3, \dots$ sînt de interes. Deoarece armonicile de tensiune (curent) de ordinul $k = 6i+1$ și $6i-1$, cauzează o

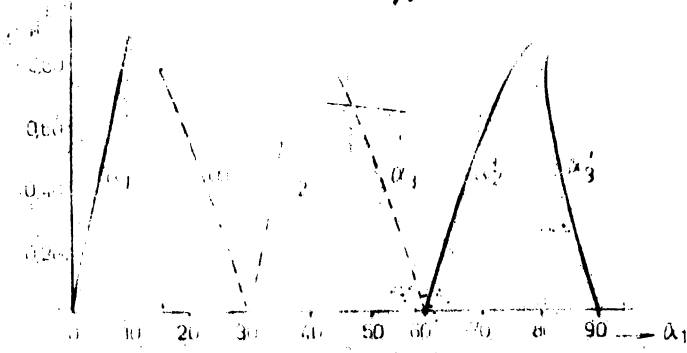


Fig. 2.3.13

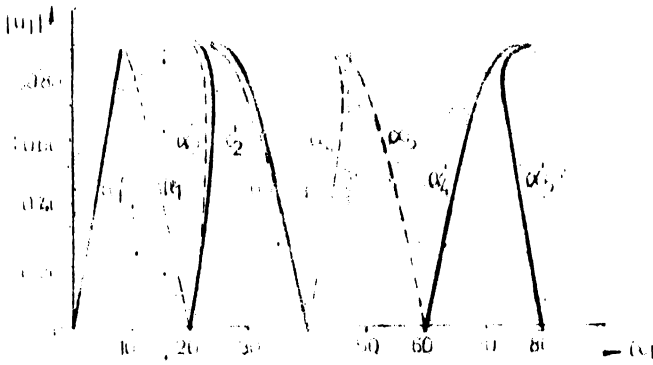


Fig. 2.3.14

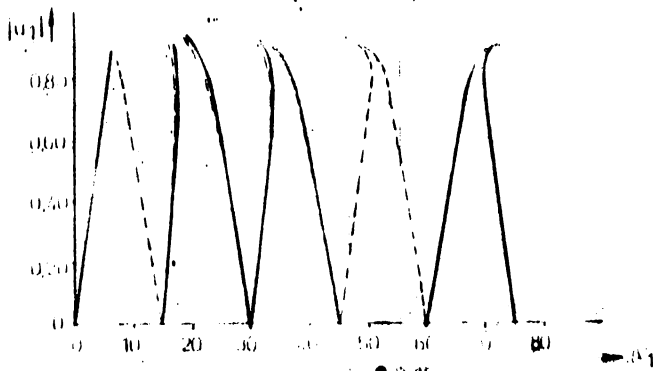


Fig. 2.3.15

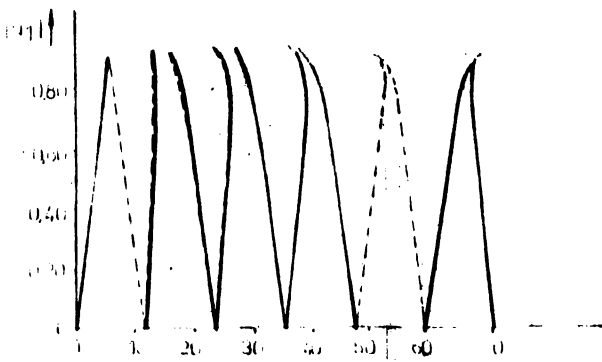


Fig. 2.3.16

armonică a cuplului în motor de ordinul i , de obicei armonicile sînt eliminate în pereche. Pentru aceasta M se ia impar.

În fig. 2.3.13 - 2.3.16 /177/ s-au prezentat valorile găsite pentru α_1 (3, 5, 7 și 9 unghiuri) pentru cele două variante găsite. Aceste valori sînt independente de sarcină deoarece se iau în considerare doar armonicile de tensiune. Cu linie întreruptă s-a reprezentat soluția deja cunoscută în literatură, iar cu linie continuă soluția nouă găsită.

2.3.4. Minimizarea distorziunilor (MD) /144/

Acceptîndu-se forma tensiunii din fig. 2.3.12 ca și tensiuni de fază pentru alimentarea unui motor asincron trifazat atunci coeficienții seriei Fourier sînt cei din expresia (2.3.26). Armonicile multiple de trei se neglijează.

Se definește un factor de pierderi

$$\sigma = \sum_{n \neq 1}^{\infty} \left(\frac{a_n}{n} \right)^2 \quad (2.3.27)$$

pentru $n = (6i+1)$, i fiind un număr întreg și pozitiv. Acest factor este proporțional cu pierderile cauzate de armonicile tensiunii în motor.

Ar trebui găsit minimul funcției σ în funcție de unghiurile $\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_n$, unde a_n are forma din relația (2.3.26).

Această minimizare trebuie realizată la valoare constantă a fundamentalei \bar{a}_1 , definită de relația :

$$\bar{a}_1 = \frac{4}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos \alpha_i \right] \quad (2.3.28)$$

și trebuie să fie satisfăcut girul de inegalități:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < 90^\circ.$$

În continuare se propune o nouă expresie pentru factorul de pierderi. Se rescrie expresia lui σ astfel:

$$\sigma = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\bar{a}_n}{n} \right)^2 - \frac{\bar{a}_1^2}{1} \quad (2.3.29)$$

aceste relații fiind valabile pentru orice n impar în afară de n multiplu de 3.

Dacă se dezvoltă relația (2.3.29) direct, va rezulta:

$$\sigma = \frac{16}{\pi^2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1+2M}{n^4} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} .4 \left\{ \sum_{i=1}^M (-1)^i \frac{\cos n \alpha_i}{n^4} \right\} + \sum_{n=1}^M \right]$$

$$2 \left\{ \sum_{i=1}^M \frac{\cos 2n\alpha_i}{n^4} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M (-1)^{i+j} \left[\frac{\cos n(\alpha_j + \alpha_i)}{n^4} + \frac{\cos n(\alpha_j - \alpha_i)}{n^4} \right] \right\} - \frac{1}{a_1^2} \quad (2.5.50)$$

Însumarea în funcție de n și i poate fi interschimbată, în această formă este funcție numai de unghiurile de conectare α_i sub formă de serii infinite ca mai jos:

$$S(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\cos n\theta}{n^4} \right] \quad (2.5.51)$$

unde:

$$\theta = \theta(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M) \quad (2.5.52)$$

Prima sumă din ecuația (2.5.50) este $S(\theta)$, deci \mathcal{T} poate fi scris acum:

$$\mathcal{T} = \frac{16}{n^2} \left[(1 + 2M)S(\theta) + 4 \sum_{i=1}^M (-1)^i S(\alpha_i) + 2 \sum_{i=1}^M S(2\alpha_i) + 4 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M (-1)^{i+j} \left\{ S(\alpha_j + \alpha_i) + S(\alpha_j - \alpha_i) \right\} \right] - \frac{1}{a_1^2} \quad (2.5.53)$$

O formă mai restrinsă pentru seria infinită $S(\theta)$ a fost dedusă utilizându-se trei integrări succesive a tensiunii în gase pași ca în fig. 2.5.17.

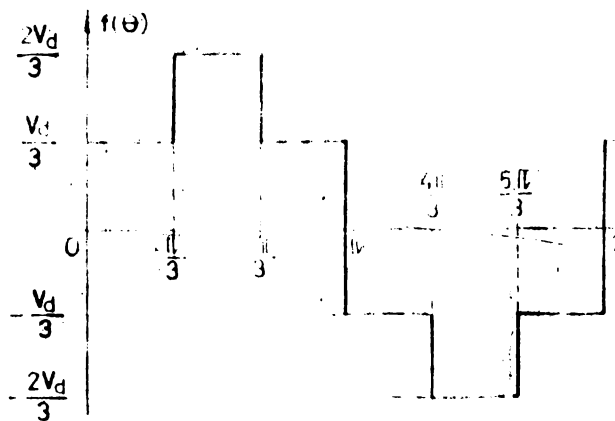


Fig.2.5.17

Această formă este:

$$\frac{\pi}{18} \left[\frac{\theta^3}{2} - \pi \theta^2 + \frac{5\pi^3}{54} \right] \quad \text{pentru } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$$

$$s(\theta) = \frac{\pi}{2} \left[\frac{\pi}{2} \left[\frac{\theta^3}{9} - \frac{\pi}{6} \theta^2 + \frac{\pi^2 \theta}{54} + \frac{\pi^3}{54} \right] \right] \quad \text{pentru } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$$

$$\frac{\pi}{36} \left[\theta^3 - \pi \theta^2 - \pi^2 \theta + 17 \frac{\pi^3}{27} \right] \quad \text{pentru } \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$$

(2.3.34)

Cu această expresie ecuația (2.3.33) poate fi calculată analitic și se pretează pentru o optimizare restrinsă, utilizându-se tehnica multiplicatorului lui Lagrange.

Pentru a se minimiza factorul de pierderi în raport cu vectorul soluției:

$$\bar{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T \quad (2.3.35)$$

se formează factorul de pierderi mărit σ_0 .

$$\sigma_0 = \sigma + \alpha_{M+1} \left(a_1 - \frac{4}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos \alpha_i \right] \right) \quad (2.3.36)$$

α_{M+1} este o variabilă reală independentă de $\bar{\alpha}$.
 Minimul restrins pentru σ_0 trebuie găsit atunci pentru o soluție simultană a celor $M+1$ ecuații neliniare: $\frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha_i} = 0$ (2.3.37)

Vectorul

$$\bar{Q}_0(\bar{\alpha}_0) = \left[\frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha_1}, \frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha_2}, \dots, \frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha_{M+1}} \right]^T \quad (2.3.38)$$

unde:

$$\bar{\alpha}_0 = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M, \alpha_{M+1}]^T \quad (2.3.39)$$

este definit ca vectorul gradient.

Trebuie găsită soluția sistemului de ecuații

$$\bar{Q}_0(\bar{\alpha}_0) = 0 \quad (2.3.40)$$

Se poate rezolva, folosindu-se algoritmul direct Newton-Raphsen pentru rezolvarea unui sistem de n ecuații reale cu n necunoscute. Se formează matricea lui Hess:

$$\bar{H}_0(\bar{\alpha}_0) = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_1^2} & \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_1 \partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_1 \partial \alpha_{M+1}} \\ \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_2 \partial \alpha_1} & \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_2^2} & \dots & \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_2 \partial \alpha_{M+1}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_{M+1} \partial \alpha_1} & \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_{M+1} \partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_{M+1}^2} \end{vmatrix} \quad (2.3.41)$$

Se acceptă un vector de start $\bar{\alpha}_0^{-1}$ și

$$\bar{\alpha}_0^{n+1} = \bar{\alpha}_0^n + \Delta \bar{\alpha}_0^n \quad (2.3.42)$$

unde $\Delta \bar{\alpha}_0^n$ este soluția sistemului de ecuații liniare simultan

$$\bar{H}_0(\bar{\alpha}_0^n) \Delta \bar{\alpha}_0^n = -G(\bar{\alpha}_0^n) \quad (2.3.43)$$

după n iterații. Dacă vectorul de start $\bar{\alpha}_0^{-1}$ este suficient de apropiat unei soluții, atunci algoritmul dat de ecuația (2.3.42) converge rapid spre setul de unghiuri optime. Problema minimizării distorsiunilor se reduce atunci la rezolvarea unui sistem de ecuații liniare simultan pentru fiecare iterație. O subrutină standard este de obicei disponibilă pe orice calculator pentru implementarea acestei funcții.

Este evident că dacă trebuie minimizat factorul de pierdere în acest mod, atunci trebuie deduse expresiile analitice pentru vectorul gradient și matricea lui Hess.

Acest lucru este posibil prin diferențierea factorului de pierdere mărit, dat de ecuația (2.3.36), condiționat de o valoare constantă a lui $\bar{\alpha}_1$. Se poate arăta deci, că :

$$\frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha_i} = \frac{16}{n^2} \left[-4(-1)^i 3'(\alpha_i) - 43'(2\alpha_i) - 4 \sum_{j=1}^M (-1)^{i+j} \left\{ 3'(\alpha_i + \alpha_j) + 3'(\alpha_i - \alpha_j) \right\} \right] + \alpha_{M+1} \cdot \frac{8}{\pi} (-1)^i \sin \alpha_i \quad (2.3.44)$$

pentru $i = 1, 2, \dots, M$

și

$$\frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha_{M+1}} = \left[\bar{\alpha}_1 - \frac{4}{\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos \alpha_i \right\} \right] \quad (2.3.45)$$

unde $S'(\theta)$ este dat de seria infinită

$$S'(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin n\theta}{n^3} \right] \quad (2.3.46)$$

Asemănător ca pentru $S(\theta)$ se poate deduce o formă restrinsă pentru $S'(\theta)$:

$$S'(\theta) = \begin{cases} \frac{\pi}{6} \theta \left[\frac{2\pi}{9} - \frac{\theta}{2} \right] & \text{pentru } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{\pi}{2} \left[\frac{\pi}{9} \theta - \frac{\theta^2}{9} - \frac{\pi^2}{54} \right] & \text{pentru } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \\ \frac{\pi}{2} \left[\frac{\pi}{9} \theta - \frac{\theta^2}{6} + \frac{\pi^2}{18} \right] & \text{pentru } \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (2.3.47)$$

Aceste expresii permit evaluarea analitică a ecuațiilor

$\frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha_i}$, cu $i = 1, 2, \dots, M+1$. Acelea sînt de fapt un sistem de ecuații neliniare transcendente, care determină problema minimizării distorsiunilor.

Termenii matricii lui Hess pot fi evaluați simplu, termen cu termen, prin diferențierea ecuațiilor (2.3.44), (2.3.45) în raport cu α_i , și α_j . Va rezulta :

$$\frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_i^2} = \frac{16}{\pi^2} \left[-4(-1)^i S''(\alpha_i) - 8\alpha_i (2\alpha_i) - 4 \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M (-1)^{i+j} \left\{ S''(\alpha_i + \alpha_j) + S''(\alpha_i - \alpha_j) \right\} \right] + \alpha_{i+1} \frac{8}{\pi} (-1)^i \cos \alpha_i \quad (2.3.48)$$

cu $i = 1, 2, \dots, M$.
și

$$\frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_j \partial \alpha_i} = \frac{16}{\pi^2} \left[-4(-1)^{i+j} \left\{ S''(\alpha_i + \alpha_j) - S''(\alpha_i - \alpha_j) \right\} \right] \quad (2.3.49)$$

cu $j = 1, 2, \dots, M, j \neq i$.

unde

$$S''(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\cos n\theta}{n^2} \right] \quad (2.3.50)$$

De asemenea, pentru variabila multiplicatorului lui Lagrange, α_{M+1} , se poate arăta că:

$$\frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial \alpha_i \partial \alpha_{M+1}} = \frac{8}{\pi} (-1)^i \sin \alpha_i \quad (2.3.51)$$

cu $i = 1, 2, \dots, M$.

și

$$\frac{\partial^2 \sigma_0}{\partial^2 \alpha_{M+1}} = 0 \quad (2.3.52)$$

O expresie restrinsă pentru $S''(\theta)$ are forma:

$$S''(\theta) = \frac{\pi}{6} \left[\frac{2\pi}{3} - \theta \right], \text{ pentru } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$$

$$S''(\theta) = \frac{\pi}{2} \left[\frac{\pi}{3} - \frac{2\theta}{3} \right], \text{ pentru } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.3.53)$$

$$\frac{\pi}{2} \left[\frac{\pi}{9} - \frac{\theta}{3} \right], \text{ pentru } \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$$

care este o formă analitică și permite calcularea ecuațiilor (2.3.48) și (2.3.49) fără a se recurge la evaluarea de serii Fourier infinite.

Aceste ecuații au fost implementate pe un calculator IBM 370, în limbajul FORTRAN.

În /177/ s-au calculat alte unghiuri α_i de comutare pentru inverter, în vederea minimizării pierderilor totale în mașină. Cu toate că aparent aceste unghiuri ar fi dependente de sarcină, se arată că se poate neglija această dependență, unghiurile calculate fiind corespunzătoare pentru majoritatea tipurilor uzuale de motoare asincrone.

Pentru $M=3$ s-au găsit cinci maxime, în lucrare s-au prezentat patru, cele care sînt mai semnificative și valabile pentru întreg domeniul lui α_1 .

Modelul motorului utilizat pentru acest calcul a fost acceptat în două variante: un model complet și un model simplificat. Unghiurile optime în aceste două variante sînt destul de apropiate. Nici repertul k/L din modelul simplificat nu influențează simțitor soluțiile obținute. Unghiurile calculate astfel sînt pseudo-optimale, înșă ele diferă cu maximum 2° de cele optimale reale. Ca urmare a acestei abateri apare o ușoară creștere a

pierderilor.

2.3.5. Modularea delta (MDA) /139/,/131/

Modularea delta are următoarele avantaje:

- este ușor de implementat;
- prezintă conținut redus de armonici;
- se trece ușor de la undă modulată la undă plină;
- se asigură caracteristica $V/f = ct$ la ieșire.

Pentru această aplicație, semnalul sinusoidal este modulat, pentru a da momentele de comutare pentru inverter, după principiul modulării delta.

Figura 2.3.18 ilustrează grafic principiul metodei, prin care se obține funcția de comutare V_i pentru comanda inverterului. Se utilizează un semnal sinusoidal de referință V_R și un semnal triunghiular V_P .

Semnalul purtător V_P poate oscila într-o fereastră definită ΔV , peste și sub semnalul de referință V_R .

Momentele de comutare sînt definite prin intersecția semnalului sinusoidal cu cel triunghiular.

$$t_i = \frac{2\Delta V + A \cdot t_{i-1}}{A} + \frac{V_R \sin \Omega_R t_{i-1} - V_R \sin \Omega_R t_i}{A (-1)^i} \quad (2.3.54)$$

unde:

- A - panta purtătoarei;
- ΔV - fereastra în volți;
- V_R - amplitudinea semnalului modulator;
- t_i - momentul de terminare al impulsului i ;
- ω_R - frecvența semnalului purtător;
- Ω_R - frecvența semnalului modulator;
- ϑ_i - poziția terminării impulsului i în radiani.

Coefficienții seriei Fourier sînt:

$$A_n = \frac{2V}{\pi n} \sum_{i=1,3}^{Np} [(-1)^{i+1} (\sin n \vartheta_i - \sin n \vartheta_{i-1})] \quad (2.3.55)$$

$$B_n = \frac{2V}{\pi n} \sum_{i=1,3}^{Np} [(-1)^{i+1} (\cos n \vartheta_{i-1} - \cos n \vartheta_i)] \quad (2.3.56)$$

$$V_{e_n} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

unde:

- n - ordinul armonicii,

N_p - nr. de impulsuri pe o jumătate de perioadă,
 V_s - tensiunea continuă de intrare,

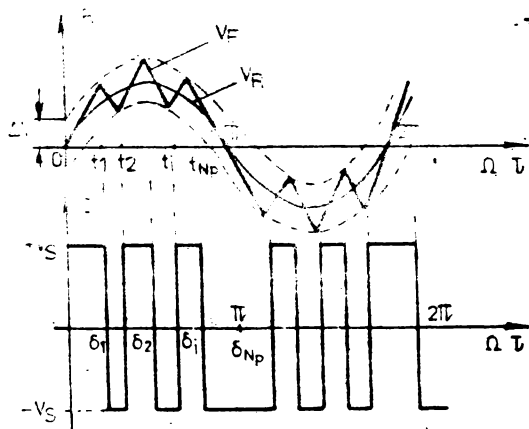


Fig.2.3.18

Tensiunea de ieșire la inverterul modulată delta este dreptunghiulară (fără modulație) expresia armonicii de ordinul n fiind:

$$V_{on} = \frac{4 V_s}{n \pi} \quad (2.3.57)$$

Analizându-se comportarea acestei strategii pentru inverter, s-au observat următoarele:

- se poate realiza caracteristica de $V/f = ct$ respectiv $V=ct$;
- armonicile dominante apar la frecvențe mai înalte, în jurul frecvenței purtătoare;
- amplitudinea armonicilor dominante scade cu creșterea frecvenței de lucru;
- schimbarea amplitudinii V_R a tensiunii modulatorului schimbă conținutul în armonici a tensiunii de ieșire și deplasează frecvența la care se face tranziția de la M.D la undă plină;
- mărirea lui V_R reduce numărul de comutări la aceeași frecvență de lucru;
- scăderea lui V_R crește numărul de comutări.

Deci nivelul semnalului modulator V_R poate fi utilizat pentru controlul armonicilor, a comutărilor și a tranziției de la M.D la undă plină.

2.3.6. Minimizarea pulsațiilor cuplului mediu și turației medii (MECT)

În /178/ se dezvoltă o metodă de determinare a unghiurilor de comutare $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ pentru a se minimiza deviațiile de la cuplul mediu și de la turația medie.

S-a plecat de la ecuațiile exacte ale mașinii /122/ în coordonate α, β fixe față de stator și luându-se dezvoltarea tensiunilor de alimentare în serie Fourier s-a calculat cuplul și turația mașinii.

Varierea unghiurilor $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ duce la comportări diferite în cuplu și turație. Timpul de calcul pentru un calculator mare a fost de 1500-2000 sec. S-a folosit și o metodă aproximativă, cu viteză rotorică și alunecare constantă, cu timp de calcul de 3e sec. pentru optimizarea unghiurilor.

Procedura de optimizare a fost următoarea:

După ce s-a calculat dinamica acționării (cuplu și turație) cu ajutorul metodei Runge-Kutta îmbunătățite, se ia pentru un anumit $\Delta\omega_r$, abaterea ΔM corespunzătoare a cuplului M de la valoarea lui medie M_{med} și se integrează:

$$\frac{\omega_r}{P_1} = \frac{1}{J} \int M dt \quad (2.3.58)$$

unde:

$$\frac{\omega_r}{P_1} = \text{viteza rotorică,}$$
$$J = \text{momentul de inerție.}$$

Se ia:

$$FMM = \frac{J \Delta\omega_r \max}{P_1} \quad (2.3.59)$$

unde:

$\Delta\omega_r \max$ este variația vitezei instantanee ω_r între valoarea ei minimă și maximă,

FMM = este valoarea maximă virf la virf a expresiei

$$\left[\int_t \Delta M. dt \right] \quad (2.3.60)$$

Pentru optimizarea unghiurilor de comutare α_1 s-au luat în considerare o mulțime de variante de astfel de unghiuri (se acceptă valori inițiale și se pleacă pe panta de variație maximă). În unele situații se găsesc astfel numai valori optime locale. Pentru a se avea siguranță mai bună s-au ales o mulțime de valori inițiale. Este și mai bine dacă se cercetează întreaga plajă a

valorilor posibile pentru α_1 . Rezultatele acestor calcule s-au prezentat în diagrame sub formă de curbe de același FMM în funcție de posibilele valori pentru α_1 , pentru diverse valori a fundamentalei tensiunii de ieșire.

Aceste curbe se schimbă cu maximum 1 - 2%, dacă se schimbă parametrii motorului cu $\pm 20\%$. Deci graficele găsite sînt valabile pentru toate motoarele cu parametri relativi în aceste limite

Se poate concluziona din aceste grafice și din calculele executate că aceste unghiuri sînt independente de sarcină. Aceasta înseamnă că locul optimului rămîne nemodificat, dar nu și valoarea lui.

Unghiurile de comutare pentru cele mai pronunțate optime sînt date în fig. 2.3.19 și 2.3.20 pentru MN și MP.

Curbele cu linie continuă reprezintă soluții optime generale, iar cele cu linie întreruptă și linie punct sînt soluții optime locale.

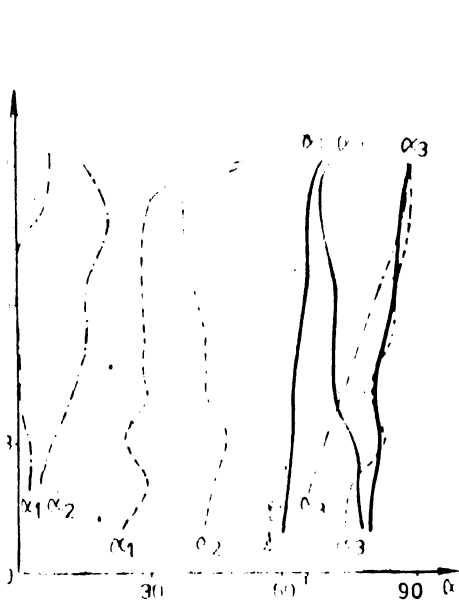


Fig.2.3.19

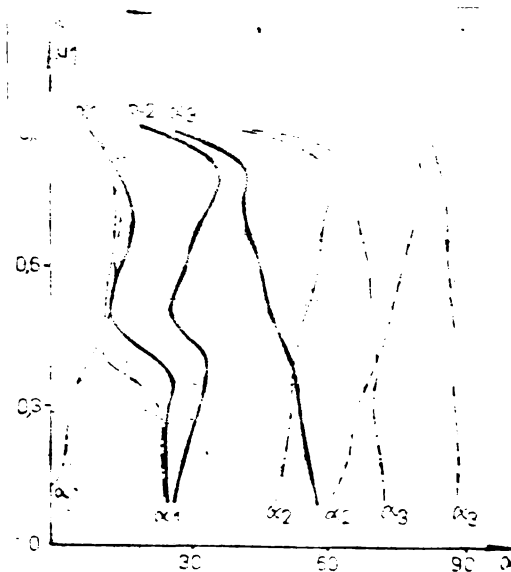


Fig.2.3.20

S-au calculat valorile α_1 și pentru cinci unghiuri de comutare.

S-au comparat rezultatele cu cele obținute la criteriul de optimizare a eficienței, valorile pentru α_1 fiind destul de apropiate, cele de la optimizare a eficienței fiind o bună aproximație.

mare a criteriului FMM.

Un controler primește datele acționării și calculează mai întâi frecvența și valoarea în tensiune a Fundamentalei, cu aceste valori se aleg atunci unghiurile de comutare. Alegerea numărului de unghiuri (trei sau cinci unghiuri) se face după alte criterii, eventual la frecvențe joase se aleg cinci unghiuri. Numărul de pași în tensiune a fost ales la acest regulator de 100. MN înseamnă că semnalul de ieșire are impuls negativ la un unghi de $\pi/2$ rad (la T/4), respectiv MP înseamnă că are un impuls pozitiv.

2.4. Comparație între strategiile de modulare

În /110/ se face o comparație între următoarele strategii de modulare :

- a) - tehnica eliminării de armonică cu armonicile 5,7,11,13 eliminate, unde sînt necesare 22 comutări pe fază și perioadă, inclusiv comutările la 0° și 180° ;
- b) - tehnica minimizării distorsiunilor, cu 5 unghiuri de comutare pe un sfert de perioadă, deci tot 22 comutări pe perioadă;
- c) - MLD sinusoidală cu un raport între frecvențe de 9, deci 18 comutări pe perioadă;
- d) MLD sinusoidală cu un raport între frecvențe de 12, deci 24 comutări pe perioadă.

Modulația sinusoidală este tratată aici doar pentru cazul cînd raportul între sinusoidă și triunghi este mai mic decît unu, deci nu este necesară eliminarea de impulsuri.

La alegerea frecvenței impulsurilor se întîlnesc două tendințe contradictorii și anume:

- la frecvențe mici de lucru este de dorit un număr mare de comutări pe perioadă pentru a se reduce pierderile în mașină, datorită armonicilor, ca și pulsațiile cuplului;
- la frecvențe apropiate de cea nominală ar fi necesar un număr mic de comutări pe perioadă, pentru a se reduce pierderile în inverter și pentru a se realiza o trecere lină la undă plină.

La comparația realizată s-au luat în considerare următoarele categorii de mărimi:

- pierderile armonice în cupru

Aceste pierderi se pot aproxima cu expresia :

$$P_{Cu} = \sum_{k \neq 1} I_k^2 R_k = \frac{1}{X^2} \sum_{k \neq 1} \left(\frac{V_k}{E_{f1}} \right)^2 R_k \quad (2.4.1)$$

unde:

X - reactanța de dispersie raportată, evaluată la frecvența de bază,

V_k - armonică k a tensiunii;

f_1 - frecvența de bază,

R_k - rezistența motorului pentru armonică de ordinul k .

Dacă se consideră R_k constant și independent de frecvență, atunci pierderile în cupru pot fi luate proporționale cu factorul σ_1 .

$$\sigma_1 = \sum_{k \neq 1} \left(\frac{V_k}{k f_1} \right)^2 \quad (2.4.2)$$

În fig. 2.4.1 este reprezentat σ_1 , pentru cele patru strategii, în funcție de frecvența raportată la frecvența nominală.

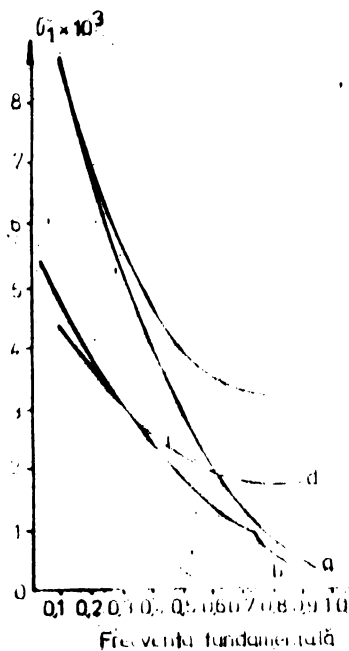


Fig. 2.4.1

Deoarece σ_1 nu ține cont de efectul pelicular s-a mai introdus un factor de pierderi modificat:

$$\sigma_2 = \sum_{k \neq 1} \frac{V_k^2}{(k f_1)^{3/2}} \quad (2.4.3)$$

care ține cont de pierderile armonice în rotor.

In fig.2.4.2 se prezintă variația lui σ_2 pentru cele patru strategii în funcție de frecvență;

- pierderile în fier se pot caracteriza prin factorul de pierderi σ_3 care are expresia:

$$\sigma_3 = \sum_{k \neq 1} \frac{v_k^2}{k \cdot f_1} \quad (2.4.4)$$

In fig.2.4.3 sînt reprezentate variațiile lui σ_3 .

- pierderile prin dispersie pot fi caracterizate prin σ_4 .

$$\sigma_4 = \sum_{k \neq 1} \frac{v_k^2}{(k f_1)^{0,5}} \quad (2.4.5)$$

și sînt reprezentate în fig.2.4.4. Variația curenților de vîrf la cele patru strategii funcție de frecvență este reprezentată în fig.2.4.5.

În privința cuplurilor parazite de joasă frecvență strategia ESA este cu ceva mai bună decît MS. Strategia MD nu acordă atenție armonicilor de joasă frecvență în special, deci vor exista cupluri parazite de joasă frecvență.

Din analiza făcută se poate vedea că factorul de pierderi σ_1 este o măsură a calității (invers proporțională) formei de undă, cu privire la toate pierderile armonice în motor, cu toate că el nu ține cont decît de pierderile armonice în cupru, ignorînd și efectul pelicular.

O valoare mare pentru σ_1 indică prezența unor vîrfuri mari de curent. Dacă se utilizează acest factor se poate alege repede strategia de modulare pentru orice domeniu de frecvență, fără a se mai face calcule amănunțite pentru tipul respectiv de mașină.

Dacă se adoptă ca și criteriu minimizarea factorului de pierderi σ_1 , soluțiile găsite sînt aproape de cele optime pentru toate pierderile în motor și pentru amplitudinile curentului de vîrf.

Pentru frecvențele joase de lucru cu frecvență de comutare mare, MS este perfect satisfăcătoare. Nu este justificat un calcul voluminos pentru numeroase unghiuri de comutare. Îmbunătățirea obținută este nesemnificativă. Dar la frecvențe mai mari, această modulare nu dă tensiunea necesară la ieșire. Modularea factorului de umplere este metoda cea mai ineficientă, dar dă tensiunea necesară mai sus de frecvența nominală.

La creșterea frecvenței tensiunii de alimentare a motorului, numărul de comutări pe perioadă trebuie redus pentru a se evita frecvențe de comutare prea mari și de a se permite o trecere gradată la undă nesodulată în jurul frecvenței de bază. La aceeși aceste frecvențe mai ridicate strategiile optimele sînt superioare celor cu modulare sinusoidală. Strategia pentru imediată trecere la undă plină trebuie aleasă cu grijă. Dacă aceasta nu este bine aleasă se poate ajunge la pierderi armonice mari și o supraîncălzire rapidă a motorului.

Amplamentul are un maxim pentru un anumit număr de comutări pe perioadă, pentru fiecare frecvență de ieșire. Dacă prin creșterea numărului de comutări se poate îmbunătăți forma tensiunii de ieșire, eliminînd tot mai multe armonici, atunci cresc pierderile în inverter. Minimizarea distorsiunilor se comportă cea mai bine din punctul de vedere al eficienței (randamentului). Strategia de eliminare de armonici se comportă bine la frecvențe mai mari, dar la frecvențe joase (16 Hz) este mai ineficientă decît cea de minimizare a distorsiunilor sau modularea sinusoidală.

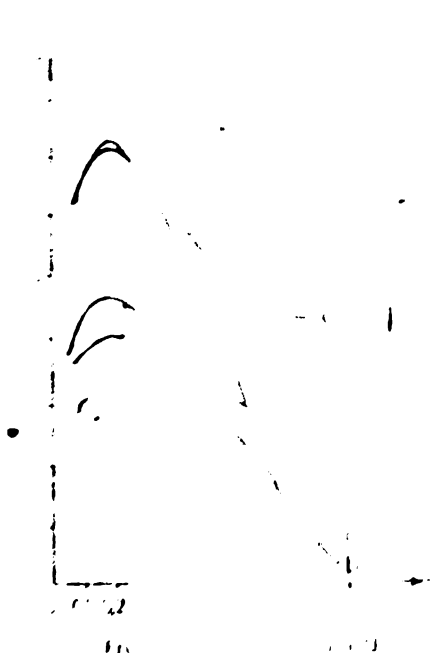


Fig.2.4.2.

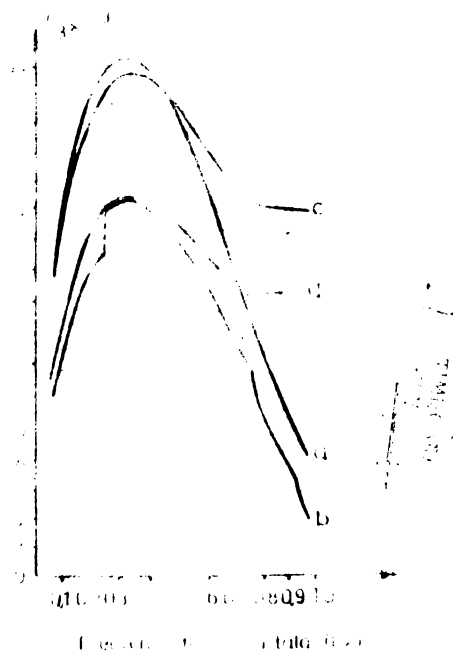


Fig.2.4.3

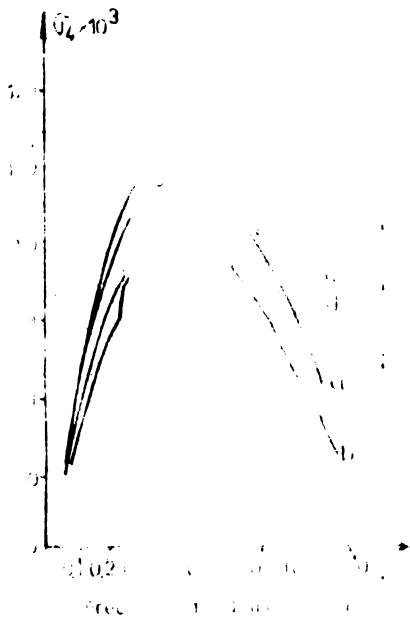


Fig.2.4.4

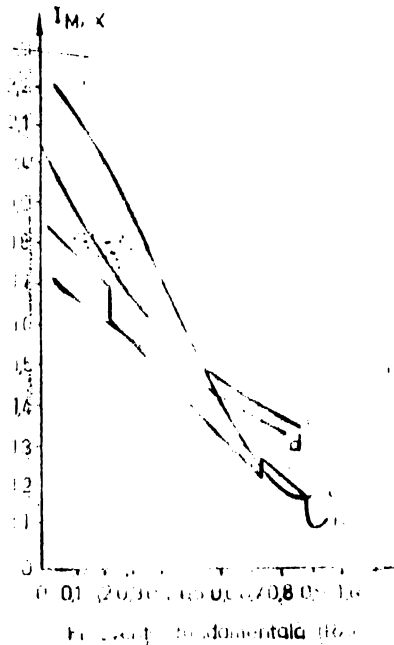


Fig.2.4.5

2.5. Variante de implementare a unor blocuri functionale pentru MID

Cerinta fundamentală a oricărui modulator este o anumită valoare a fundamentalei și o anumită frecvență a ei. O problemă în plus ar fi optimizarea formei tensiunii după criteriile amintite.

Acest lucru s-ar putea face prin două metode:

1. Calculul unghiurilor de comutare în timp real-este dificil chiar cu calculatoare mari dacă algoritmul este complicat.
2. Calculul preliminar al unghiurilor pentru anumite nivele de tensiune a primei armonici la ieșire și menținerea lor sub formă de tabele. Dacă numărul de nivele crește, crește rapid și mărimea memoriei necesare.

În [31] se propune un algoritm care îmbină cele două metode amintite:

- se calculează unghiurile pentru un anumit număr de nivele de tensiune a primei armonici;
- se introduc aceste date în memorie;
- dacă nivelul de tensiune necesar nu are în memorie

unghiurile corespunzătoare, atunci acestea se calculează în timp real prin interpolare liniară după următoarea relație:

$$\alpha^* = \alpha_n + (\alpha_{n+1} - \alpha_n) \frac{V_1 - V_{1,n}}{V_{1,n+1} - V_{1,n}} \quad (2.5.1)$$

cu $V_{1,n} < V_1 < V_{1,n+1}$ și V_1 este tensiunea dorită.

La această metodă apare bineînțeles în plus o eroare de linearizare. S-a lucrat cu simetrie pe un sfert și jumătate de perioadă. S-au obținut în acest controler erori în jur de 1% față de situația minimizării distorsiunilor.

În /26/ este descris un modulator MID de calitate. El sintetizează unde MID trifazate de precizie folosind metode hibride de calcul și de tabele memorate. Modulatorul satisface nevoile practice în ceea ce privește performanțele superioare ale unei acționări, având o gamă largă de frecvențe cu precizie în frecvență și tensiune.

Schema bloc a modulatorului este dată în fig. 2.5.1. Modulatorul primește ca date de intrare comanda valorii tensiunii și frecvenței ei, V_g și F_g , sub formă digitală și generează direct unda MID trifazată care poate comanda prin amplificatoare și circuite de izolare transistoarele de putere din inverter. Se poate impune independent V_g și F_g , ceea ce constituie cerințele acționărilor moderne (orientare după cimp).

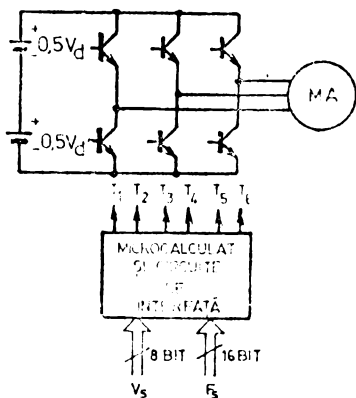


Fig.2.5.1

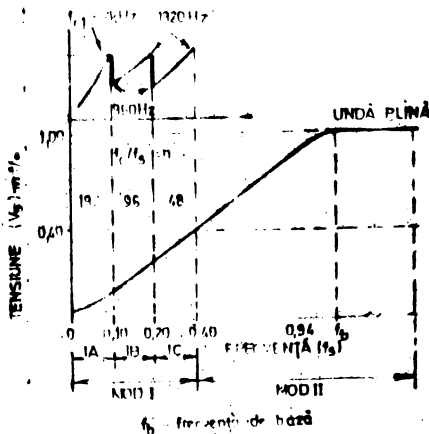


Fig.2.5.2

Tensiunea este prescrisă printr-un cuvint de 6 biți permițind o rezoluție de 0,39% de la zero la undă plină.

Frecvența este prescrisă printr-un cuvint de 16 biți în domeniul 0 - 250 Hz cu o rezoluție de 0,0077 Hz.

Se poate lucra și la frecvență zero.

Figura 2.5.2. prezintă relația tipică tensiune-frecvență la un motor de inducție în diferite intervale de frecvență.

Se lucrează în două moduri diferite:

- modul I. - eșantionare uniformă și comparare cu triunghi isocel;

- modul II. - recunoaștere de cuvint și restabilire de formă.

Modul I. este utilizat la frecvențe joase, până la aproximativ $0,4 f_b$ (f_b - frecvența de bază), iar modul II se aplică la frecvențe mai mari. Modul I. cuprinde mai multe submoduri.

La această aplicație se folosește eșantionarea uniformă, care prezintă avantaje în ceea ce privește armonicile joase și este mai ușor adaptabilă pentru implementare numerică decât eșantionarea naturală.

Implementarea eșantionării uniforme este ilustrată în fig. 2.5.3. Microcalculatorul memorează un număr de n valori a unui sfert de sinusoidă cu amplitudinea unitară la intervale unghiulare unitare. Din cauza defazajului de 120° între faze și a simetriei de sfert de perioadă a semnalului sinusoidal de referință, informația asupra amplitudinii semnalului MID trifazat se poate obține printr-o aranjare potrivită a valorilor registrului de adrese.

Eșantioanele din semnalul de referință unitar se iau în momentele de minimă ale unui semnal triunghiular cu pantă egale, de perioadă T_c , conform principiului eșantionării uniforme:

În funcționare, microcalculatorul eșantionează periodic comanda în tensiune V_g , o înmulțește cu eșantionul din semnalul unitar în acel moment și după aceea generează un impuls modulat simetric în durată.

O privire mai detaliată asupra sintezei undei MID trifazate este dată în fig. 2.5.4.

Perioada de eșantionare T_c poate fi generată de frecvența de comandă F_g prin următoarele relații :

$$w_{Tc} = \left(\frac{F_{gmax}}{F_{gmax}} \right) \cdot \frac{f_1}{nF_g} \quad (2.5.2)$$

$$T_c = \frac{^*T_c}{f_1} \times 10^6 [\mu s] \quad (2.5.3)$$

unde:

- *T_c - valoare digitală pentru intervalul T_c ,
- F_{smax} - valoare maximă pentru F_s (FFFF în hexazecimală),
- f_{smax} - frecvență fundamentală maximă în Hz (250 Hz),
- n - numărul de eșantioane pe perioadă din sinusoidă unitară de referință,
- f_1 - frecvența de ceas în MHz (20 MHz).

Valoarea *T_c este calculată și după aceea se generează intervalul T_c . Acesta este generat de un numărator programabil de 20 biți primind tactul de la frecvența f_1 .

Valorile digitale, conform fig.2.5.4 sînt date de următoarele

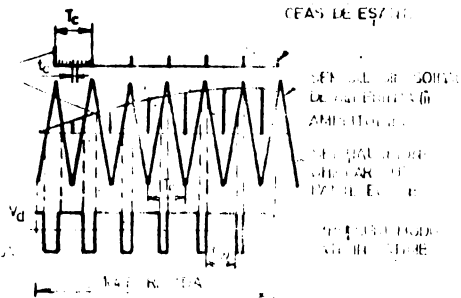


Fig.2.5.3



Fig.2.5.4

$$^*t_{wA} = 0,5N \left(\frac{V_a}{V_{sM}} \cdot \rho_A + 1 \right) \quad (2.5.4)$$

$$^*t_{wB} = 0,5N \left(\frac{V_b}{V_{sM}} \cdot \rho_B + 1 \right) \quad (2.5.5)$$

$$^*t_{wC} = 0,5N \left(\frac{V_c}{V_{sM}} \cdot \rho_C + 1 \right) \quad (2.5.6)$$

$$^*t_{dA} = 0,5 (N - ^*t_{wA}) \quad (2.5.7)$$

$$^*t_{dB} = 0,5 (N + ^*t_{wB}) \quad (2.5.8)$$

$$^*t_{dC} = 0,5 (N - ^*t_{wC}) \quad (2.5.9)$$

unde:

N - constantă (256),

V_{AM} - valoare maximă a lui V_a care corespunde cu ieșirea de undă plină (PF hexasecimal),

$\theta_A, \theta_B, \theta_C$ - amplitudine unitară (raportată) a fazei A, B și C.

Lățimea impulsurilor și timpul de întârziere pentru fiecare fază sînt generate de numărătoarele respective primind tactul de la trenul de impulsuri cu perioada t_0 . Perioada de numărare t_0 este un submultiplu al perioadei de egentaionare T_0 ($T_0 = Nt_0$) și poate fi generat de numărătorul de 16 biți după următoarele relații:

$$w_{tc} = \frac{w_{T_0}}{N} \cdot \frac{f_2}{f_1} \quad (2.5.10)$$

$$t_c = \frac{w_{tc}}{f_2} \cdot 10^6 [\mu s] \quad (2.5.11)$$

unde:

f_2 e frecvența ceasului în MHz (40 MHz),

Numărătoarele T_0 și t_0 sînt operate în paralel și primesc impulsurile de tact independent de la un oscilator de precizie de înaltă frecvență pentru a se realiza un semnal MID precis.

La frontul de început al intervalului T_0 , un impuls INTERRUPT încarcă simultan timpii de întârziere (w_{td}) în numărătoarele MID respective. După ce un numărător ajunge la zero, semnalul INTERRUPT automat încarcă lățimea impulsului (w_{tw}) și așa mai departe. La sfîrșitul celui de-al doilea timp de întârziere (pauză), semnalele INTERRUPT de la numărătoarele sînt înlocuite de semnalele de INTERRUPT de la T_0 pentru a se menține sincronizarea.

Timpii pentru $V_a = 0$ sînt dați de:

$$T_{wA} = T_{wB} = T_{wC} = 0,5 T_0 \quad (2.5.12)$$

$$t_{dA} = t_{dB} = t_{dC} = 0,25 T_0 \quad (2.5.13)$$

Întârzierea introdusă de microcalculator este de $T_0 \mu s$, care poate fi neglijată în raport cu timpul de răspuns total al sistemului de acționare.

Modul 1. este împărțit în cîteva submoduri, cum se vede din fig. 2.5.2. Submodul I.A corespunde modului asineron de funcționare, frecvența purtătoare fiind constantă și egală cu $f_{01} = 2KHz$.

Submodurile IB și IC sînt moduri sincrone. Numărul de eșantioane din unda de referință $n = f_c/f_s$, pe perioadă a frecvenței fundamentale și distribuția frecvenței de eșantionare f_c sînt arătate tot în fig.2.5.2.

În submodul I.A, toate cele 192 de eșantioane din sinusoidă de referință sînt utilizate, în timp ce în submodul IB fiecare al doilea iar în submodul IC fiecare al patrulea.

Pentru o înțelegere mai bună a submodului IA se poate urmări în fig.2.5.5.

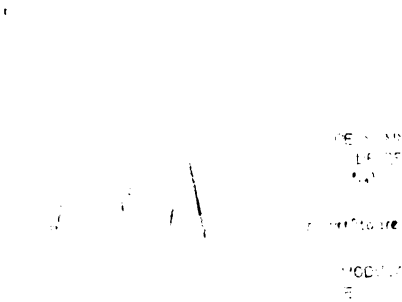


Fig.2.5.5.

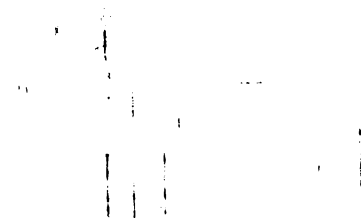


Fig.2.5.6.

Frecvența purtătoare nesincronizată deviază de la frecvența de eșantionare ($f_{cl} > f_c$) din cauza numărului mic de eșantioane disponibile. Aici semnalul de referință este eșantionat la fiecare perioadă T_c și memorat într-o memorie tampon. Ceesul frecvenței purtătoare e fix,

$$T_{cl} = 1/f_{cl} = 512 \mu s \quad (2.5.14)$$

Ceesul de eșantionare fix, cu $T_{cl} = 1/f_{cl} = 512 \mu s$, determină momentul de eșantionare. Valoarea eșantionului unitar înmulțită cu amplitudinea lui V_g se convertește în lățimea echivalentă a impulsului. Perioada ceasului de numărare t_{cl} este un submultiplu a lui T_{cl} după relația $T_{cl} = N t_{cl}$ unde $N = 256$. Frecvența purtătoare maximă care determină numărul de comutări p pe sec. (4.000 în acest caz) este limitată pe pierderile la comutare în dispozitivele semiconductor. Frecvența fundamentală minimă este limitată de numărătorul T_c ; în cazul de față este de 0,1 Hz, care corespunde cu $F_g = 0C19$ Hexazecimal. Dacă comanda F_g scade sub această limită, inverterul pleacă de la o valoare fixă

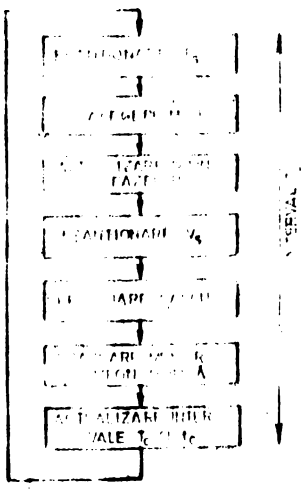
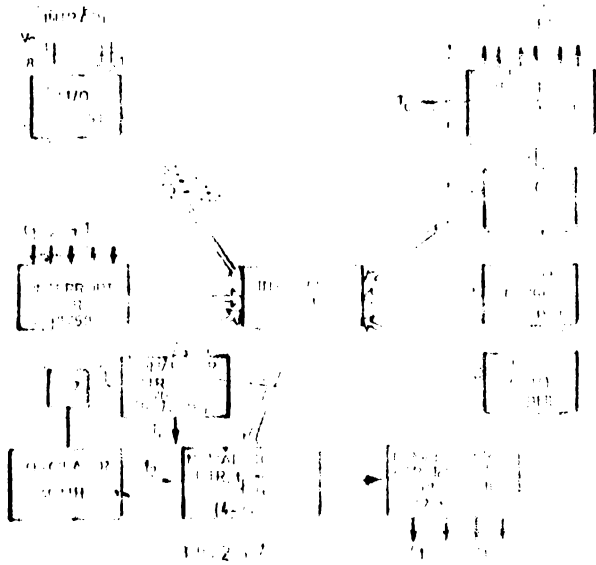
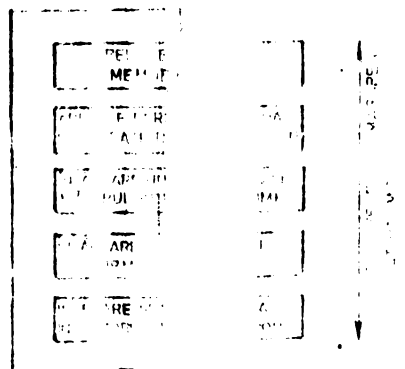


FIG-25.8



pentru fiecare fază.

Modul II. se utilizează la frecvențe mai mari, unde se folosește metoda memorării de tabele și citirea lor periodică. Figura 2.5.6 arată o formă tipică de undă, caracterizată prin trei unghiuri de comutare pe un sfert de perioadă. Unghiurile pot fi calculate după strategii diferite (BSA, MD etc). Tensiunea maximă disponibilă, pentru metoda cu eliminarea armonicilor 5 și 7 este doar de 93 %. Armonicile mai înalte cresc însă. La 93 % din tensiune $\alpha_1 = 0$. Atunci pauzele sînt deplasate spre 0 și la 180° și lățimile lor se îngustează.

În fig. 2.5.7 se prezintă o schemă bloc simplificată a controlerului. În fig. 2.5.8 și 2.5.9 se pot urmări două ordinograme din cadrul modulatorului. În fig. 2.5.10 se pot urmări tranziția de la un mod de funcționare la altul, iar în figurile 2.5.11, 2.5.12 și 2.5.13 se pot vedea spectrele de armonici în modurile IC, II cu BSA și II cu MD.

În /65/ se prezintă un modulator pe bază de microprocesor cu schema bloc din fig. 2.5.14. La frecvența joasă se folosește regimul asincron de modulare iar la frecvențe mai mari modularca sincronă cu un raport de frecvențe egal cu 9. Eșantionarea este naturală. Rezoluția frecvenței este de 0,033 Hz/pas. Generarea referințelor sinusoidale se face cu 256 eșantioane pentru fiecare sinusoidă, eșantioanele corespunzătoare aceluiași moment fiind memorate în trei EPROM-uri la aceeași adresă, la ieșirea cărora apare valoarea digitală a fiecărei faze. Adresele sînt generate consecutiv de un numărator de 8 biți. Perioada fundamentală a sinusoidelor este deci timpul în care număratorul număra pînă la 256. Aceasta se controlează prin frecvența de tact, care este proporțională cu frecvența cerută la intrare.

Timpul de acces la EPROM-uri este de 450 ns , față de $45\mu\text{s}$ sînt ar dura calculul valorilor cu ajutorul microprocesorului ca la modul I.. Printr-un CNA se obțin sinusoidale analogice, a căror amplitudine se controlează tot de acesta.

Asemănător se produce și semnalul triunghiular sau dinte de ferestrău.

Sincronizarea acestuia cu sinusoidale se face prin comanda lor comună de la un semnal de tact generat de un OCT.

Schema bloc a modulatorului din /128/ este prezentată în fig. 2.5.15. Perioada sinusoidelor este împărțită în 1536 intervale (divizibil cu 3 și 4).

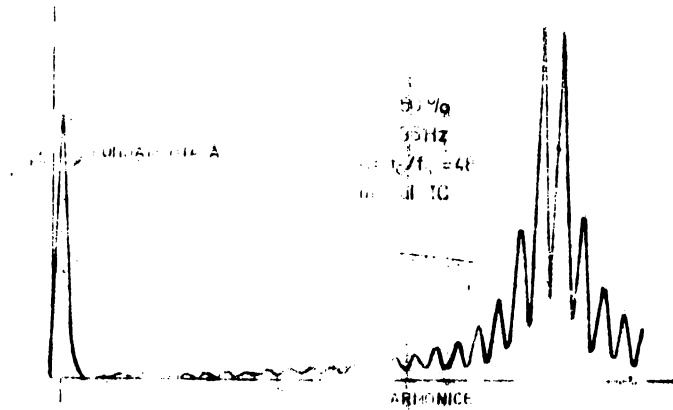


Fig. 2.5.11

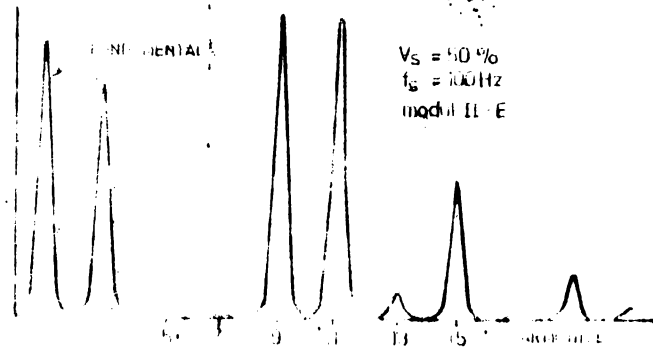


Fig. 2.5.12

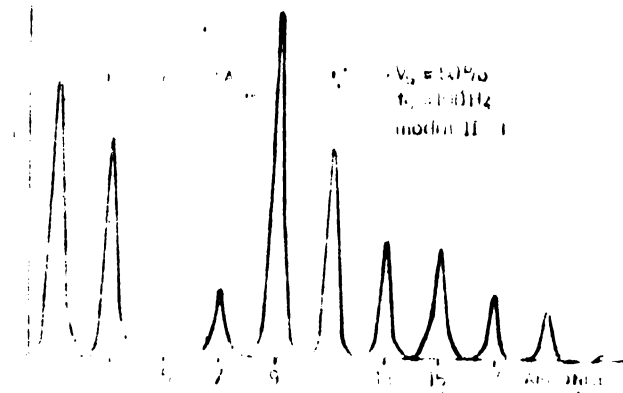


Fig. 2.5.13

pot fi controlate independent. Din cauza discretizării unghiurilor la comutare pot apărea unele armonici, care ar trebui să nu existe, mai ales pentru p_2 mare.

În /27/ se prezintă schema unui generator de referință cu performanțe bune, dar cu structura hard simplă (fig.2.5.16).

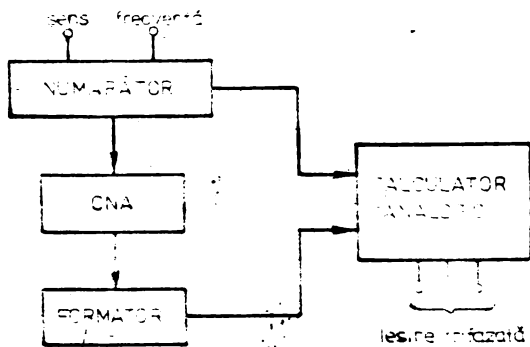


Fig.2.5.16

CNA prescrie în trepte un semnal triunghiular isoscel. Cu ajutorul unor rețele neliniare se generează o pereche de sinusoidă defazate la $\pi/2$, din care se generează prin calcul analogic sistemul de semnale trifazate după relațiile:

$$\sin\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) = 0,866 \cos x - 0,5 \sin x \quad (2.5.15)$$

$$\sin\left(x + \frac{4\pi}{3}\right) = -(0,866 \cos x + 0,5 \sin x)$$

Distorsiuni reziduale se elimină prin filtrare. Secvența fazelor poate fi inversată, schimbându-se sensul la numărător. De obicei se folosește purtător triunghiular isoscel. În unele situații, la frecvențe mai mari, pot fi mai avantajoase alte forme de undă.

La purtătoare sincronizată este cel mai avantajos să aibă o frecvență de $(2n + 1) \cdot 3$ ori frecvența semnalului de referință. Aceste semnale nu vor conține armonici pare,

Semnalul triunghiular poate fi obținut din intersecția sinusoidelor conform cu fig.2.5.17.

Se extrag segmentele apropiate din fiecare sinusoidă. Logica de obținere nu este neapărat complexă. Dacă se mai corectează

plitudinea, panta și amplitudinea, se obține un semnal purtător, triunghiular sincronizat cu modulatorul și cu frecvența de 3 ori mai mare.

Această frecvență poate fi multiplicată ca în fig.2.5.18, unde se obține un raport de frecvențe $p_2 = 9$. Se amplifică semnalul cu $p_2 = 3$ de 3 ori și se pliază, când amplitudinea depășește amplitudinea purtătoarei de bază. Se poate obține și o undă cu frecvența multiplicată de două ori ca în fig.2.5.19. Se poate obține orice frecvență multiplu de 3.

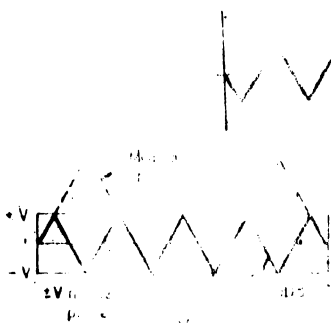


Fig.2.5.18



Fig.2.5.17

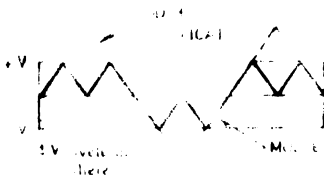


Fig.2.5.19

2.6. Concluzii

În capitolul 2 s-a făcut o trecere în revistă a metodelor de modulare în durată a impulsurilor pentru invertoare cu tranziștore de putere sau tiristoare. Bibliografia studiată referitoare la acest capitol a cuprins peste 50 de titluri. S-a făcut o prezentare unitară a metodelor de eșantionare utilizate în prezent și a principalelor strategii de modulare.

În urma celor studiate se pot trage următoarele concluzii:

La frecvențe joase de lucru este satisfăcătoare modularea sinusoidală, utilizându-se eșantionarea naturală.

Această tehnică este singura care se poate implementa analogic. Are dezavantajul că la frecvențe apropiate de cea nominală nu dă tensiunea necesară la ieșire.

Pentru implementarea numerică se folosește de obicei eșantionarea regulată simetrică, deoarece conține un singur termen de sinus, împreună cu o strategie optimă de modulare. Calculul on-line al unghiurilor este prea lent pentru o acționare de dinamică ridicată. În acest caz ar trebui recurs la o comutare a unghiurilor pentru un anumit număr de nivele de tensiune la intrare (de exemplu de la 16 până la 256 de nivele). Pentru nivelele de tensiune care nu au în memorie unghiurile de comutare, se

acestea se pot calcula prin interpolare liniară din unghiurile memorate, Prin acest artificiu performanțele acționării nu scad esențial.

Se bucură de o popularitate mare schemele hibride, scheme în care se îmbină o parte numerică cu una analogică (de exemplu frecvența de tact pentru EPROM-uri este preluată de la un oscilator comandat în tensiune), cu frecvența proporțională cu frecvența sinusoidale de comandă.

Cap. 3 SIMULAREA NUMERICA A SCHEMELOR DE ACTIONARE CU MOTOR ASINCRON CU ORIENTARE DUPA CIMPUL ROTORIC

3.1. Introducere

Avindu-se în vedere diversitatea și complexitatea schemelor de acționare după cum prezentate în capitolele anterioare, a rezultat necesitatea de a se simula diversele variante pe un calculator numeric, pentru a se putea compara între ele din punctul de vedere al per. ormanșelor. În același timp, se pot optimiza parametri reguletoarelor prin rularea unei variante de scheme, modificându-se doar parametri reguletoarelor, sau se pot îmbunătăți per. ormanșele mașinii prin introducerea a altor tipuri de reguletoare decât cele clasice (PI), ca de exemplu cele cu moduri alune-cătoare (MA).

3.2. Punerea problemei

Simulările au fost făcute pe ^{un} calculator de tipul C-256 (de la Centrul de calcul al IPTVT), în limbajul FORTRAN IV, deoar varianta TRANSIIS a fost rulată și pe un calculator de tipul EDM-S în limbajul BASIC, rezultatele la această simulare fiind obținute direct pe imprimantă.

Pentru realizarea simulării funcționării unei scheme de acționare cu orientare după cimp trebuiau rezolvate două părți și anume: simularea schemei de reglare și comanda pentru motor, precum și simularea (calculul) răspunsului motorului la marimile lui de intrare. Schema de acționare realizată conține întotdeauna prima parte smintită, realizată analogic sau numeric cu ajutorul unui microprocesor, iar în locul părții a doua conține senzori cu ajutorul cărora se măsoară unele marimi (tensiuni, curenți, turație) de răspuns ale motorului.

Ecuațiile matematice care descriu funcționarea celor două mari blocuri sînt în parte ecuații diferențiale de ordinul întâi. Pentru rezolvarea lor se poate folosi una din metodele cunoscute (RUNGE-KUTTA, ADAMS-BASHFORTH, ADAMS-MOULTON ș.a.), care se găsesc de obicei sub formă de subrutine în biblioteca matematică a calculatoarelor. În cazul de față s-a ales metoda RUNGE-KUTTA (SRKG), deoarece nu necesită proceduri speciale de start/136/, /148/. Ea necesită pentru start doar valorile inițiale ale marimilor depen-

dente și pasul de integrare. În cazul simulărilor pe calculatorul C-256 s-au rezolvat cu ajutorul subrutinei SAKG doar ecuațiile motorului, în timp ce ecuațiile regulatearelor au fost utilizate sub formă discretizată. Discretizarea s-a făcut utilizându-se metoda dreptunghiurilor. Astfel s-a realizat o economie în timpul de calcul. În simularea realizată pe calculatorul IIM-3 toate ecuațiile diferențiale au fost rezolvate cu o subrutină SAKG.

O altă problemă este scrierea ecuațiilor pentru simulare, care se poate face în mărimi absolute sau în mărimi raportate la niște mărimi de bază.

S-a ales varianta cu ecuații cu mărimi raportate, deoarece se pot aplica astfel la orice tip de motor, schimbându-se doar mărimile de bază, iar mărimile de intrare (turație și flux) au valoarea nominală unu.

3.3. Raportarea ecuațiilor

În vederea raportării ecuațiilor trebuie alese mărimile de bază. Se pune problema câte mărimi sînt independente (fundamentale), celelalte deducîndu-se în funcție de acestea. În sistemul internațional de unități de măsură se adoptă următoarele mărimi drept fundamentale: masa, lungimea, timpul, și curentul ele avînd următoarele unități de măsură kg, m, s și A. Unitățile de măsură pentru alte mărimi se pot deduce în funcție de acestea. Analog se poate spune că și în cazul de față se pot alege cele patru mărimi drept fundamentale. Dar deoarece kg și m nu sînt importante, se va alege ca mărime fundamentală o a doua mărime electrică și anume tensiunea. Relația între V, kg, m, s și A, deci implicit și între mărimile corespunzătoare este :

$$V = \frac{W}{A} = \frac{J/s}{A} = \frac{kg \cdot m^2 \cdot s^{-3}}{A} \quad (3.3.1)$$

Deci se pot alege ca mărimi de bază independente curentul, tensiunea și timpul, celelalte rezultînd în funcție de acestea. Ca mărimi de plecare s-au ales valorile lor nominale pentru motor:

$$I_b = I_N \sqrt{2} \quad (3.3.2)$$

$$V_b = V_N \sqrt{2} \quad (3.3.3)$$

$$T_b = \frac{1}{2\pi f_N} \quad (3.3.4)$$

$$\omega_b = \frac{1}{T_b} \quad (3.3.5)$$

$$\psi_b = \frac{V_b}{\omega_b} \quad (3.3.6)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} \quad (3.3.7)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (3.3.8)$$

$$M_b = \frac{3}{2} P_1 \cdot \frac{V_b \cdot I_b}{\omega_b} \quad (3.3.9)$$

$$J_b = \frac{M_b}{\omega_b^2} \cdot P_1 \quad (3.3.10)$$

Mărimile raportate se vor nota în acest paragraf cu :
Se consideră ecuația(1.3.59):

$$V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + p \psi_{\alpha s} \quad (3.3.11)$$

Se împarte și se înmulțește fiecare mărime cu mărimea ei de bază:

$$\frac{V_{\alpha s} \cdot V_b}{V_b} = R_s \cdot \frac{Z_b}{Z_b} \cdot i_{\alpha s} \cdot \frac{I_b}{I_b} + p \psi_{\alpha s} \cdot \frac{\psi_b}{\psi_b} \quad (3.3.12)$$

va rezulta:

$$V'_{\alpha s} \cdot V_b = R'_s \cdot Z_b \cdot i'_{\alpha s} \cdot I_b + p \psi'_{\alpha s} \cdot \psi_b \quad (3.3.13)$$

Dacă se simplifică relația cu V_b și se ține cont de relațiile (3.3.8) și (3.3.6) se obține:

$$V'_{\alpha s} = R'_s i'_{\alpha s} + p \psi'_{\alpha s} \cdot T_b \quad (3.3.14)$$

Din exemplul arătat se vede procedura de raportare și corecția deja raportată. În general structura ecuațiilor rămâne modificată, doar marimile derivate trebuie înmulțite cu timpul de bază. Ecuația(1.3.63) este:

$$M = \frac{3}{2} p_1 L_m (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (3.3.15)$$

va rezulta:

$$\begin{aligned} \frac{M}{M_b} \cdot M_b &= \frac{3}{2} p_1 \cdot \frac{M}{L_b} \cdot L_b \left(\frac{i_{\beta s}}{I_b} \cdot I_b \cdot \frac{i_{\alpha r}}{I_b} \cdot I_b - \right. \\ &\quad \left. - \frac{i_{\alpha s}}{I_b} \cdot I_b \cdot \frac{i_{\beta r}}{I_b} \cdot I_b \right) \quad (3.3.16) \end{aligned}$$

și ținându-se cont de relațiile (3.3.a), (3.3.7) și (3.3.8) va rezulta:

$$M' = L'_m (i'_p s i'_r - i'_s i'_r) \quad (3.3.17)$$

Ecuția mișcării este de forma (1.3.2.b)

$$M - M'_r = \frac{J}{P_1} p \omega_r \quad (3.3.18)$$

din care se obține:

$$\frac{M - M'_r}{M_b} \cdot M_b = \frac{J}{J_b} \cdot J_b \cdot \frac{1}{P_1} \cdot \frac{p \omega_r}{\omega_b} \cdot \omega_b \quad (3.3.19)$$

Ținându-se cont de relația (3.3.10) se obține

$$M' - M'_r = J' p \omega'_r \cdot T_b \quad (3.3.20)$$

În cadrul capitolului 3 se va lucra doar cu ecuații raportate, dar pentru simplitatea scrierii nu se va mai scrie semnul prim.

Prin faptul că mărimile derivate se înmulțesc cu T_b , timpul care rezultă la rezolvarea ecuațiilor prin SAKG este timp neraportat, deci este în secunde.

3.4. Ecuațiile discretizate ale reguletoarelor

În lucrare s-au folosit reguletoare de tip proporțional-integral (PI), proporțional cu filtrare (P/F) și cu moduri aluncătoare (MA). În /42/ s-au dedus pentru tipurile uzuale de reguletoare de ordinul I, relațiile de tip discret, între mărimile de intrare și ieșire.

Funcția generală de transfer pentru un reguletor de ordinul I este (în operațional):

$$H(S) = \frac{b_1 s + b_0}{c_1 s + c_0} \quad (3.4.1)$$

Pentru un reguletor PI se obține prin particularizare, luându-se $c_1 = T_i$, $c_0 = 0$, $b_1 = K_R T_i$, $b_0 = K_R$

$$H(S) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.4.2)$$

iar pentru P/F, cu $c_1 = T_f$, $c_0 = 1$, $b_1 = 0$, $b_0 = K_R$

$$H(s) = \frac{K_R}{1 + T_f \cdot s} \quad (3.4.3)$$

Dacă se face discretizarea cu metoda dreptunghiurilor, atunci

obținem următoarele relații:

$$U_k = \beta_0 a_n + \beta_1 a_{n-1} + \alpha_1 U_{n-1} \quad (3.4.4)$$

cu următoarele expresii pentru constante:

- pentru PI

$$\beta_0 = K_R \left(1 + \frac{T_e}{T_i}\right) \quad (3.4.5)$$

$$\beta_1 = -K_R \quad (3.4.6)$$

$$\alpha_1 = 1 \quad (3.4.7)$$

- pentru P/F

$$\beta_0 = K_R \frac{T_e}{T_e + T_f} \quad (3.4.8)$$

$$\beta_1 = 0 \quad (3.4.9)$$

$$\alpha_1 = \frac{T_f}{T_f + T_e} \quad (3.4.10)$$

Relația (3.4.4) va deveni deci în cele două cazuri:

- pentru PI

$$U_n = K_R \left(1 + \frac{T_e}{T_i}\right) a_n - K_R a_{n-1} + U_{n-1} \quad (3.4.11)$$

sau

$$U_n = U_{n-1} + \frac{K_R}{C} a_n - K_R a_{n-1} \quad (3.4.12)$$

unde

$$C = \frac{T_i}{T_i + T_e} \quad (3.4.13)$$

- pentru P/F

$$U_n = K_R \frac{T_e}{T_e + T_f} a_n + \frac{T_f}{T_f + T_e} U_{n-1} \quad (3.4.14)$$

sau

$$U_n = A \cdot U_{n-1} + K_R \cdot B \cdot a_n \quad (3.4.15)$$

unde:

$$A = \frac{T_f}{T_e + T_f} \quad (3.4.16)$$

$$B = \frac{T_e}{T_e + T_f} \quad (3.4.17)$$

Pentru regulatorul de tip MA relația de calcul în discret este:

$$U_n = \frac{1}{T_e} a_n + \frac{a_n - a_{n-1}}{T_e} \quad (3.4.18)$$

În cadrul acestui paragraf, semnificația mărimilor este:

a_n - mărime de intrare în regulator la momentul $t = nT_e$;

- a_{n-1} - mărime de intrare în regulator la momentul $t = (n-1)T_0$,
- U_n - mărime de ieșire din regulator la momentul $t = nT_0$,
- U_{n-1} - mărime de ieșire din regulator la momentul $t = (n-1)T_0$,
- K_R - constanta de proporționalitate,
- T_i - constanta de timp a integratorului,
- T_f - constanta de timp a filtrului,
- T_0 - constanta de timp de eșantionare,
- T_a - constanta de timp a regulatorului cu moduri alunecătoare.

3.5. Variante de scheme simulate

În continuare se vor prezenta variantele de scheme care au fost simulate pe calculatorul numeric. Aceste scheme se pot împărți în două categorii și anume:

- a.) scheme cu calculul direct al unghiului fluxului,
- b.) scheme cu calculul unghiului de alunecare care se adună la unghiul rotorului (conf. paragraf 1.4.1).

În fig. 3.5.1 se prezintă schema, denumită în simulare TRANSVAS, de tipul a.). Ea conține blocuri de calcul pentru unghiul fluxului din mărimi măsurate la bornele mașinii (CF, AV). Comanda mașinii se face în tensiune, tensiuni ce se calculează în blocul TCT din curenții prescriși, utilizându-se ecuațiile (1.4.15) și (1.4.16). La această schemă se face o corecție a unghiului în funcție de abaterea dintre alunecarea prescrisă și cea reală.

În simulare se lucrează cu modelul $\alpha - \beta$ al mașinii, deci nu se utilizează blocurile TF. În plus, calculul componentelor fluxului rotoric nu se face din mărimile măsurate la bornele mașinii cu ajutorul blocului CF, ci direct cu ajutorul ecuațiilor mașinii, impunându-se V^*_{α} și V^*_{β} . Turația motorului se calculează și ea cu ajutorul cuplului electromagnetic calculat și cuplului rezistent introdus în program.

Denumirile blocurilor din schemele simulate se vor da în încheierea acestui paragraf, iar ecuațiile utilizate în calcul se vor da la descrierea programului principal și a subrutinelor.

În fig. 3.5.2. se prezintă o schemă asemănătoare cu cea din fig. 3.5.1. Denumirea ei este TRANSVLS, ea nu mai conține corecția unghiului fluxului în funcție de alunecare și nici filtru la

semnalul turației.

In fig.3.5.3 se prezintă o a treia variantă la care comanda motorului nu se face în tensiune ci în curent. Denumirea ei este TRANSILS.

Deoarece nu se mai face calculul tensiunilor V_{ds}^* și V_{qs}^* la această variantă nu trebuie cunoscută pulsația ω_1 a fluxului rotoric. Această variantă a fost simulată și pe calculatorul TIM-S. Pentru a se deosebi cele două simulări, simularea pe FELIX C-256 va fi denumită TRANSILS-1, iar cea pe calculatorul TIM-S va fi denumită TRANSILS-2.

Varianta TRANSV2S (fig.3.5.4.) este o schemă de tipul b. pentru acționarea unui singur motor, în timp ce varianta din fig.3.5.5 este prevăzută să lucreze cu patru motoare în paralel. La această variantă, mărirea de intrare în regulatorul de turație este turația minimă măsurată la cele patru motoare. La cuplu se aplică o corecție pozitivă a cuplului prescris în funcție de diferența dintre turația medie a celor patru motoare și cea minimă. Această corecție însă trebuie limitată și ca valoare și ca timp pentru a nu se supraîncălzi motoarele care nu alunecă (diferența însemnată între turațiile motoarelor apare atunci când unul sau mai multe roți corespunzătoare unor motoare alunecă).

În continuare se dau numărul curent, simbolul și denumirea blocurilor funcționale din schemele simulate:

- 1.- RT - regulator turație;
- 2.- TCC- transformator cuplu-curent;
- 3.- PF - prescriere flux;
- 4.- RF - regulator flux;
- 5.- TCT- transformator curent-tensiune;
- 6.- SA - schimbător sistem de axe;
- 7.8.9.-TF-transformator de faze;
- 10.-CF- calculator de flux;
- 11.-AV- analizor de vector;
- 12.-CP- calculator pulsație;
- 13.-RA- regulator alunecare;
- 14.-CA- calculator alunecare;
- 15.- BT₁- bloc trigonometric;
- 16.- BT₂- bloc trigonometric;
- 17.-FI- filtru
- 18.- RC - regulator curent;
- 19.- ~~RC - regulator curent.~~

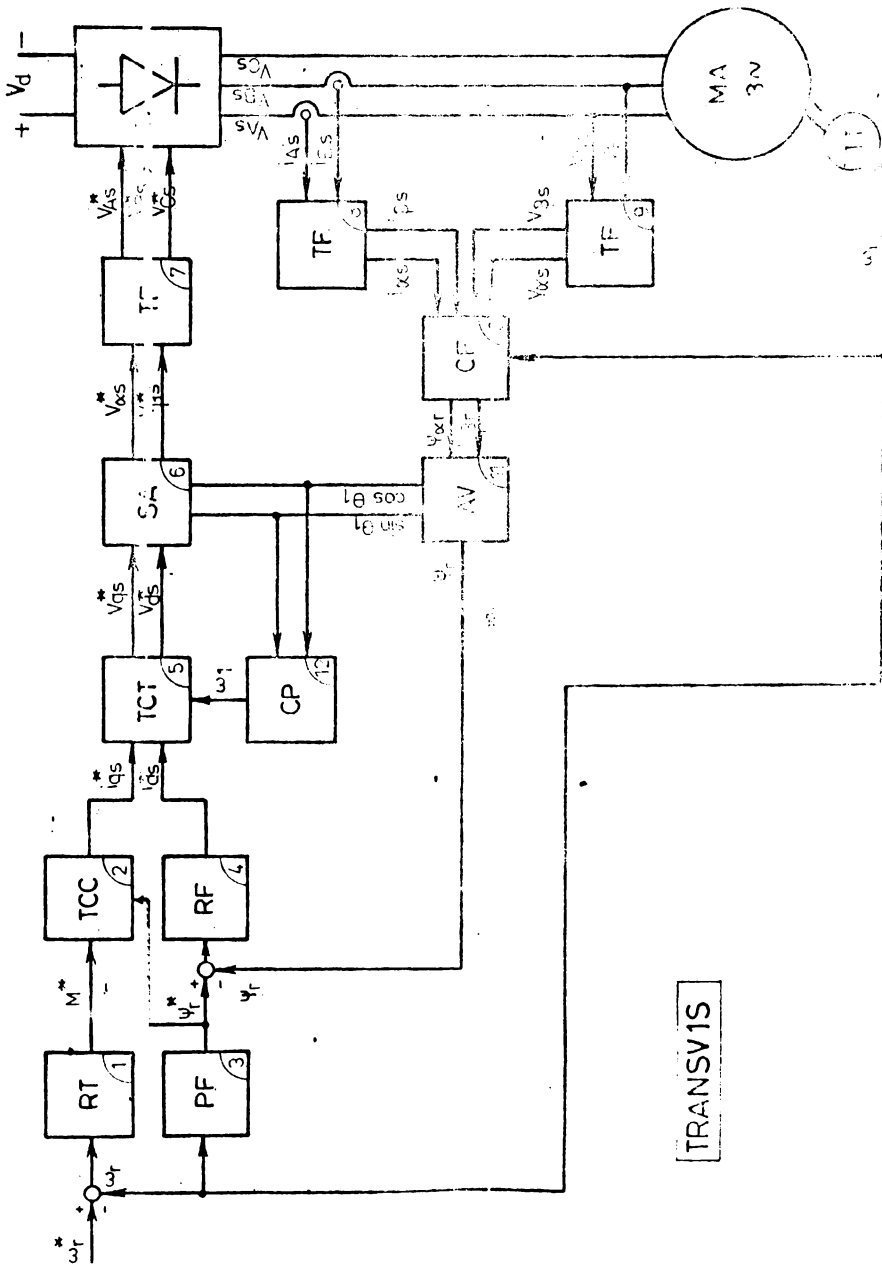


FIG. 3.3.2

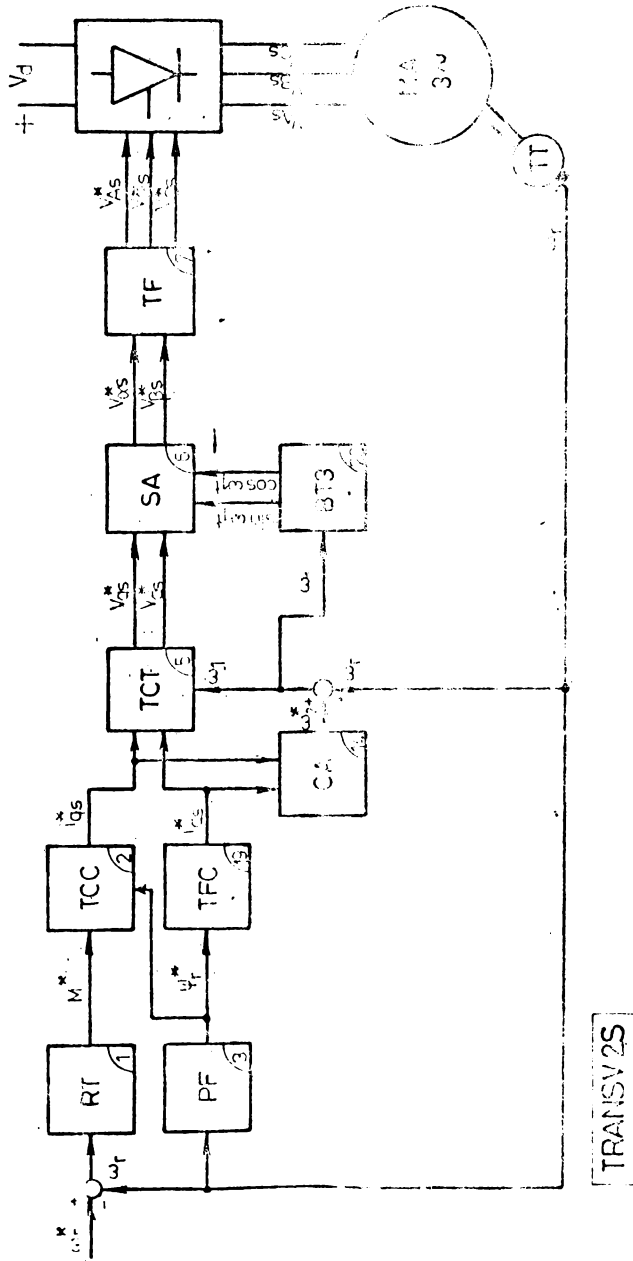


FIG. 3.5.4

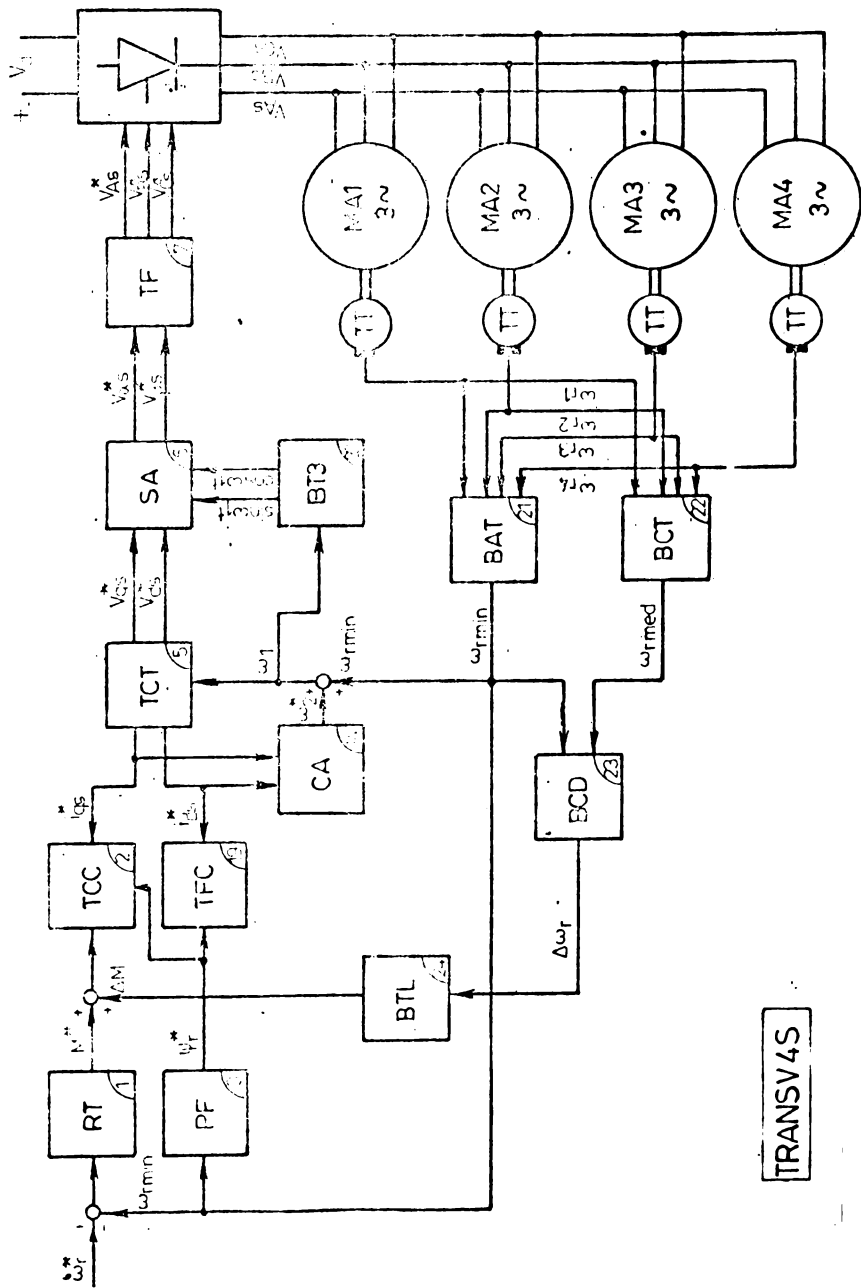


Fig. 3.5.5

- 19. - TFC - transformator flux-curent;
- 20. - BT 3- bloc trigonometric;
- 21. - BAT - bloc alegere turație;
- 22. - BCT - bloc calcul turație;
- 23. - BCD - bloc calcul diferență;
- 24. - BTL - bloc transformare și limitare.

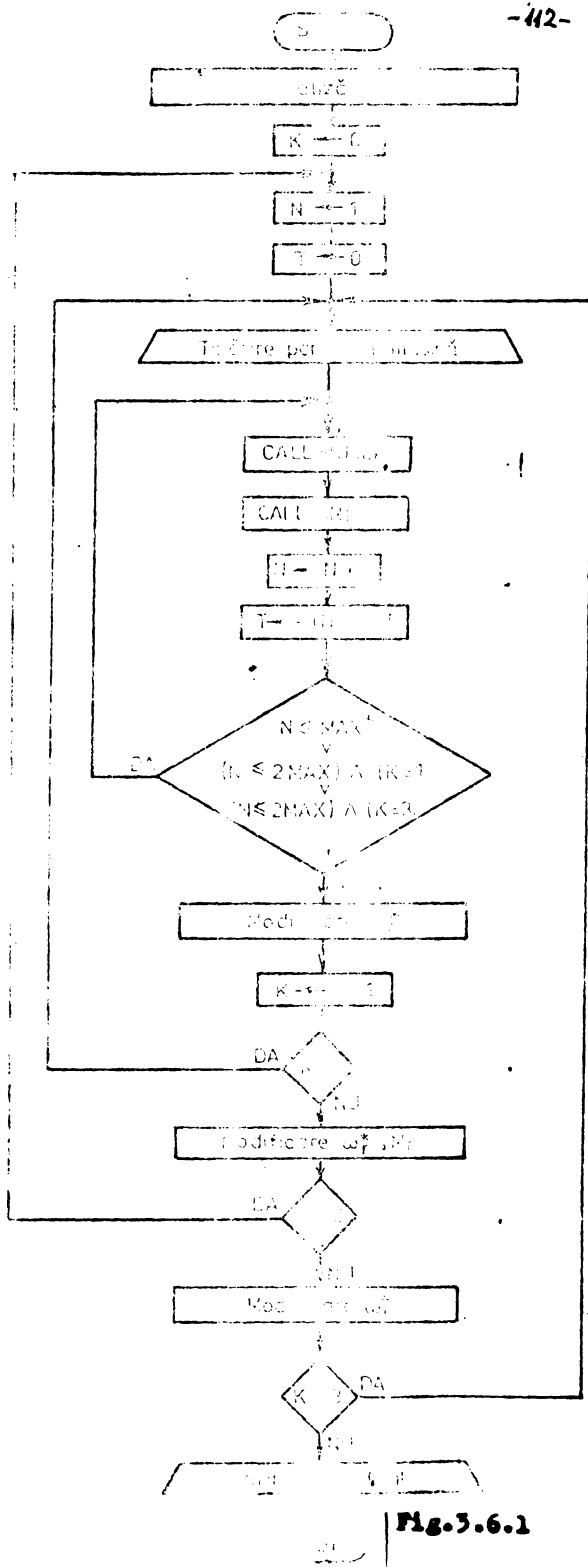
3.6. Structura programelor de simulare

3.6.1. Structura programului principal

După cum s-a mai aratat scopul simulării pe calculator a schemelor de acționare cu orientare după cimp a fost în principal studiul comportării lor dinamice. În program~~me~~ au fost deci simulate porniri în gol și în sarcină și reversări de turație tot în gol și sarcină, respectiv la varianta cuadrimotor alunecarea unui motor și încetarea alunecării lui. Aceste regimuri de funcționare au fost stabilite în cadrul programului principal. Acesta apelează de obicei două subrutine și anume BUCLA și SRKG. În BUCLA se calculează în general mărimile buclelor de reglare, iar în SRKG se rezolvă ecuațiile diferențiale ale mașinii. În fig. 3.6. 1. este prezentată organigrama programului principal pentru variantele de simulare TRANSVAS, TRANSVAs, TRANSILs și TRANSV2S iar în figura 3.6.2. organigrama variantei TRANSV4S.

La aceste variante evidența timpului total și perioada de eșantionare au fost stabilite în cadrul programului principal, în SRKG făcându-se doar subîmpărțirea pasului de eșantionare. S-a încercat și o altă variantă în care se dă în programul principal durata totală în care ne interesează procesul simulat și pasul inițial de eșantionare. În urmăre subrutina BUCLA a fost introdusă în subrutină OUT, care este apelată de către SRKG. Deci momentele de timp la care se calculează mărimile de ieșire ale buclelor de reglare nu sînt date de programul principal, ci de către SRKG, organigrama acestei variante de rulare pentru TRANSULs este prezentată în fig. 3.6.3, programul avînd denumirea TRANSVIA.

În fig. 3.6.4. se prezintă modul de interacționare a programului principal cu diversele subrutine pentru variantele cu terminarea în S, iar în fig. 3.6.5 pentru varianta cu terminarea în A.

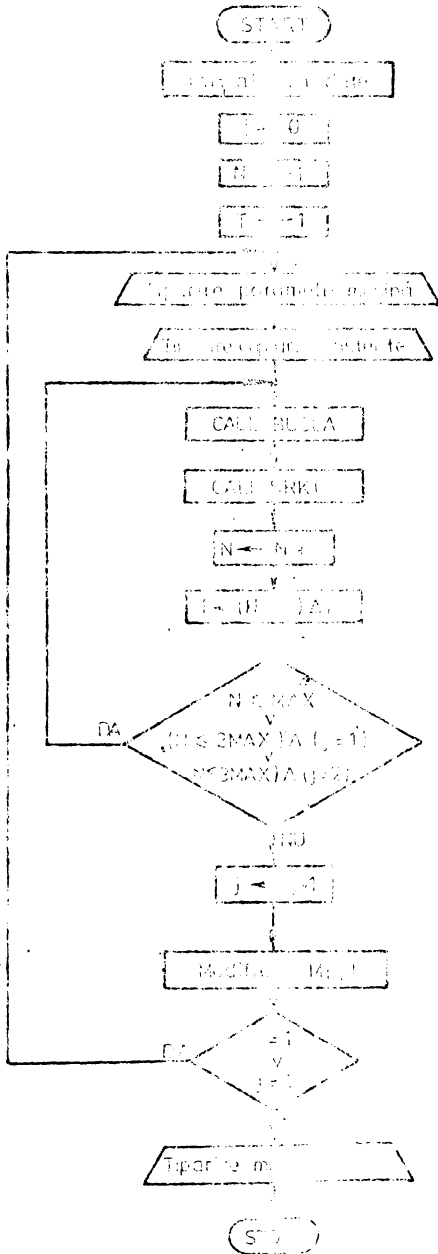


MAX* - număr de paș
stabiliți de utilizator

Fig.3.6.1

TRANSVAS
TRANSVIS
1971

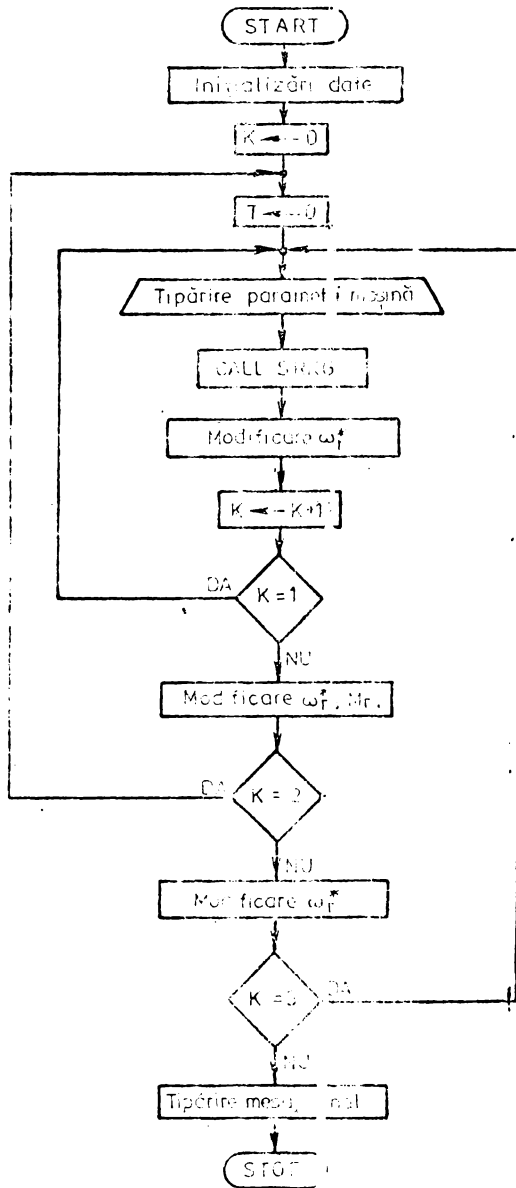
ORGANIGRAMA
PROGRAMU' DI
PRINCIPAL



TRANSV4S

Fig. 3.6.2

ORGANIGRAMA
PROGRAMULUI
PRINCIPAL



TRANSV1A

Fig. 3.6.3

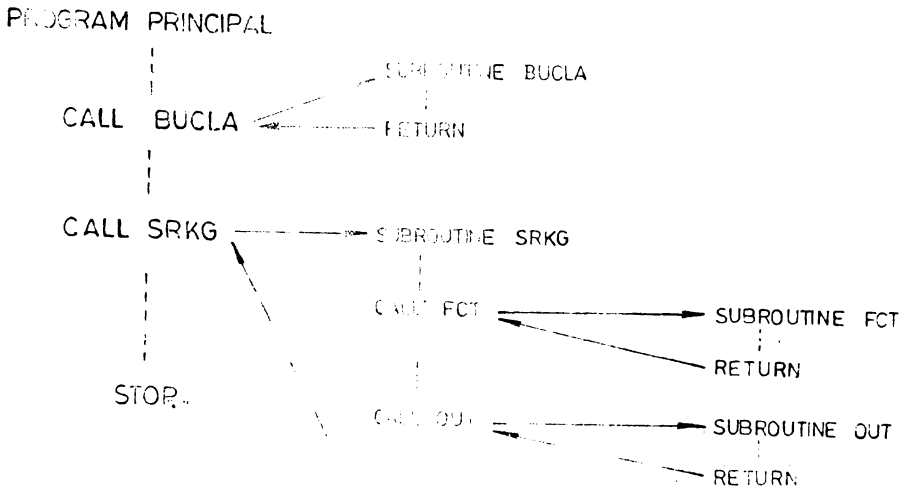


Fig.3.6.4

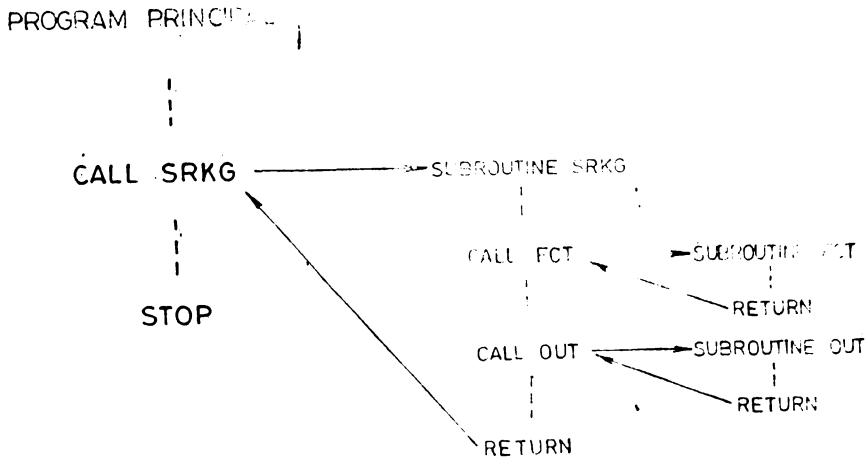


Fig.3.6.5

3.6.2 Structura subrutinei BUCLA

In fig.3.6.6. este prezentată organigrama subrutinei BUCLA pentru variantele cu terminarea în S. Un prim bloc de calcul este constituie calculul curenților statorici și rotorici în sistemul de axe $\alpha-\beta$ în funcție de componentele fluxului rotoric respectiv statoric care se calculează în SRKG, având valorile inițiale nule. Cu ajutorul acestor curenți se calculează apoi cuplul electromagnetic al mașinii (conf. rel. 1.3.6.3). Ecuațiile curenților au fost deduse din relațiile (1.3.55-1.3.58). În continuare se dau relațiile deduse în mărimi raportate:

$$i_{\alpha s} = \frac{L_r \psi_{\alpha s} - L_m \psi_{\alpha r}}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.6.1)$$

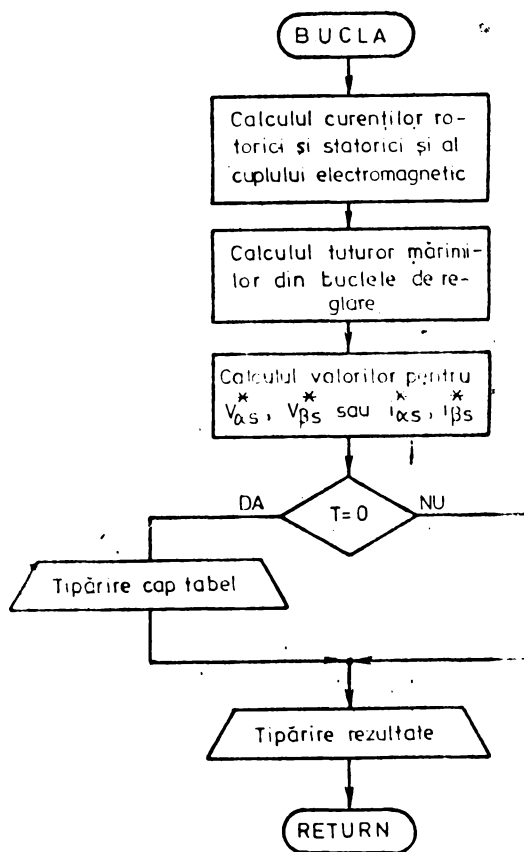


Fig.3.6.6.

$$i_{\alpha r} = \frac{L_s \psi_{\alpha r} - L_m \psi_{\alpha s}}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.6.2)$$

$$i_{\beta s} = \frac{L_r \psi_{\beta s} - L_m \psi_{\beta r}}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.6.3)$$

$$i_{\beta r} = \frac{L_r \psi_{\beta r} - L_m \psi_{\beta s}}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.6.4)$$

$$M = L_m (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (3.6.5)$$

Un al doilea bloc de mărimi calculate sînt cele din reguletoarele de turație respectiv flux.

Din caracteristica mecanică a mașinii se poate scrie pentru diferențe mici ale mărimilor ca:

$$\Delta M = k \cdot \Delta \omega_r, \quad (3.6.6)$$

iar din ecuația (1.3.37) rezultă în mărimi raportate

$$M = \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (3.6.7)$$

Dacă se presupune fluxul constant, atunci va fi:

$$\Delta M = \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} \Delta i_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \psi_r \Delta i_{qs} \quad (3.6.8)$$

de unde va rezulta, înfindu-se cont și de (3.6.6)

$$\Delta i_{qs} = \frac{k \Delta \omega_r}{\frac{L_m}{L_r} \psi_r} = \frac{k \Delta \omega_r \cdot L_r}{L_m \cdot \psi_r} \quad (3.6.7)$$

Dacă este vorba de mărimi prescrise și se înlocuiesc aceste mărimi în relația (3.4.12) se poate scrie relația de calcul pentru curentul i_{qs}^* și similar pentru i_{ds}^* . Deci se poate scrie în continuare relațiile pentru mărimile de ieșire din reguletoare, cuprinse în BUCLA:

$$\Delta \omega_r = \omega_r^* - \omega_r \quad (3.6.8)$$

$$i_{qs}^* = i_{qs1}^* + \frac{K_{R1} \cdot \Delta \omega_r \cdot L_r}{C \cdot L_m \psi_r^*} - \frac{K_{R1} \cdot \Delta \omega_r \cdot L_r}{L_m \cdot \psi_r^*} \quad (3.6.9)$$

$$\Delta\omega_{r1} = \Delta\omega_r \quad (3.6.10)$$

$$i_{qs}^* = i_{qs} \quad (3.6.11)$$

$$-i_{qs}^* \lim \leq i_{qs}^* \leq i_{qs}^* \lim \quad (3.6.12)$$

$$\Delta\psi_r = \psi_r^* - \psi_r \quad (3.6.13)$$

$$i_{ds}^* = i_{ds1}^* + \frac{k_{r2} \Delta\psi_r}{C_1 \cdot L_m} = \frac{k_{r2} \Delta\psi_{r1}}{L_m} \quad (3.6.14)$$

$$\Delta\psi_{r1} = \Delta\psi_r \quad (3.6.15)$$

$$i_{ds1}^* = i_{ds}^* \quad (3.6.16)$$

S-au simulat aceste scheme cu relațiile (3.6.11) și (3.6.12) în această ordine și cu cele inversate, adică prima dată se efectuează relația (3.6.12) și după aceea relația (3.6.11). Aceste două variante își găsesc două variante realizabile ca și circuit, care se vor prezenta la capitolul de implementare a schemelor de reglare.

Dacă turația atinge o anumită valoare stabilită prin program se va realiza slăbire de cimp după următoarea relație:

$$\psi_{r1}^* = \psi_r^* \cdot \left| \frac{\omega_{rlim}}{\omega_r} \right| \quad (3.6.17)$$

Pulsajia cimpului învîrtitor se calculează cu relația:

$$\omega_1 = \frac{\sum \Delta \theta_1}{\Delta t \cdot \omega_b} \quad (3.6.18)$$

unde $\sum \Delta \theta_1$, se calculează în subrutina CUT.

Ultimul bloc de relații conține calculul mărimilor de prescriere:

$$V_{ds}^* = r_s i_{ds}^* - \omega_1 \sigma L_s i_{qs}^* \quad (3.6.19)$$

$$V_{qs}^* = r_s i_{qs}^* + \omega_1 L_s i_{ds}^* \quad (3.6.20)$$

și

$$V_{\alpha s}^* = V_{ds}^* \cos \theta_1 - V_{qs}^* \sin \theta_1 \quad (3.6.21)$$

$$V_{\beta s}^* = V_{ds}^* \sin \theta_1 + V_{qs}^* \cos \theta_1 \quad (3.6.22)$$

Valorile funcțiilor $\sin \theta_1$ și $\cos \theta_1$ se calculează în subrutina OUT. Doar la varianta TRANSVAS se face o corecție a unghiului θ_1 cu ajutorul unui regulator, care utilizează următoarele relații :

$$\omega_2^* = \frac{i_{ds}^*}{T_r \cdot i_{ds}^*} \quad (3.6.23)$$

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega_{rf} \quad (3.6.24)$$

$$\Delta\omega_2 = \omega_2^* - \omega_2 \quad (3.6.25)$$

$$-\Delta\omega_{2lim} \leq \Delta\omega_2 \leq \Delta\omega_{2lim} \quad (3.6.26)$$

$$\Delta\theta = \Delta\theta_1 + \frac{K_{R3} \cdot \omega \Delta\omega_2}{C_1} - K_{R3} \cdot \Delta\omega_{21} \quad (3.6.27)$$

$$\Delta\theta_1 = \Delta\theta \quad (3.6.28)$$

$$\Delta\omega_{21} = \Delta\omega_2 \quad (3.6.29)$$

$$\cos(\theta_1 + \Delta\theta) = \cos \theta_1 \cos \Delta\theta - \sin \theta_1 \sin \Delta\theta \quad (3.6.30)$$

$$\sin(\theta_1 + \Delta\theta) = \sin \theta_1 \cos \Delta\theta + \cos \theta_1 \sin \Delta\theta \quad (3.6.31)$$

La această variantă s-a mai prevăzut un filtru pe semnalul ω_r , care are caracter P/F (proporțional cu filtrare) și lucrează după următoarele relații:

$$\omega_{rf} = K_{R4} \cdot A \cdot \omega_r + B \omega_{rf1} \quad (3.6.32)$$

$$\omega_{rf1} = \omega_{rf} \quad (3.6.33)$$

La variantele TRANSV2S și TRANSV4S nu există regulator de flux, deoarece acesta nu este calculat, deci curentul de magnetizare se va calcula cu relația:

$$i_{ds}^* = \frac{\psi_r^*}{L_m} \quad (3.6.34)$$

slăbirea de flux rămânând neschimbată.

La aceste variante ω_1 , rezultă deci relația:

$$\omega_1 = \omega_2^* + \omega_r \quad (3.6.35)$$

ω_r fiind la varianta TRANSV4S turația minimă a turațiilor celor patru motoare.

Unghiul θ_1 , se calculează cu relația:

$$\theta_1 = \theta_{11} + \omega_1 \cdot \omega_b \cdot \Delta t \quad (3.6.36)$$

Acest unghi trebuie readus întotdeauna la primul cerc trigonometric (trebuie să fie mai mic de 2π).

Acest lucru se realizează în felul următor:

- se calculează un număr după relația :

$$\gamma = \frac{\theta_1}{2\pi} \quad (3.6.37)$$

- dacă $\gamma > 1$ atunci:

$$\theta_1 = \theta_1 - \text{Intreg}(\gamma) \cdot 2\pi \quad (3.6.38)$$

și

$$\theta_{11} = \theta_1 \quad (3.6.39)$$

Dacă $\gamma < 1$ unghiul rămâne nemodificat.

3.6.3. Structura subrutinei SKG

În cadrul subrutinei SKG se rezolvă ecuațiile diferențiale de ordinul I, cunoscându-se condițiile inițiale pentru necunoscutele ecuațiilor. Procedura este de aproximare, lucrându-se pe pas mic de integrare, pas care poate fi mărit sau micșorat funcție de eroarea care rezultă în calcul.

Ordinograma subrutinei este prezentată în fig. 3.6.7.1.
3.6.7.4.

În continuare se dau semnificațiile notațiilor folosite în această subrutină:

- PARA(1) - Limita inferioară a intervalului de calcul,
 - PARA(2) - limita superioară a intervalului de calcul,
 - PARA(3) - valoarea inițială a pasului de integrare,
 - PARA(4) - limita superioară a erorii. Dacă $\text{DELTA} > \text{PARA}(4)$ pasul se înjumătățește, Dacă pasul este mai mic decât PARA(3) și eroarea $\text{DELTA} < \text{PARA}(4)$, pasul se dublează;
 - PARA(5) - parametru de ieșire, este inițializat de subrutină.
 - X - conține valorile derivatelor funcțiilor în punctul X,
 - Y - tablou care conține valorile funcției în momentul inițial.
- După aceea la fiecare pas va conține valoarea funcției în punctul X considerat. În cazul de față funcțiile Y sînt componentele

fluxurilor rotorice respectiv statorice după axele α și β și turația, iar X este timpul.

- NDIM - numărul de ecuații al sistemului,
- NBER - valoarea de ieșire, care indică numărul de bisecțiuni a valorii inițiale a pasului. Dacă acest număr este mai mare decât 10, se intrerupe programul cu mesajul NBER = 11. Dacă (PARA(3) = 0 atunci se intrerupe cu mesajul NBER = 12 și dacă SIGN(PARA(3)).NE.SIGN(PARA(2))-PARA(1)) atunci se intrerupe programul cu mesajul NBER = 13 (vezi ORDINOGRAMA SRKG),
- ERROA - tablou de intrare care conține ponderea afectată a erorilor.

-TAB- tablou auxiliar de manevră cu 7 linii și NDIM coloane.

Subrutinele FCT și CUT sînt realizate de utilizator.

FCT conține ecuațiile diferențiale scrise sub o anumită formă și anume: derivatele necunoscutele vor fi calculate în funcție de valorile necunoscutele în punctul precedent.

CUT este o subrutină care permite intervenția utilizatorului în SRKG, în sensul de a se schimba anumii parametri pe parcurs.

Coefficienții formulelor RUNGE-KUTTA sînt următorii:

A(1) = 0,5	B(1) = 2	C(1) = 0.5
A(2) = 0.2928932	B(2) = 1	C(2) = 0.2928932
A(3) = 1.707107	B(3) = 1	C(3) = 1.707107
A(4) = 0.166667	B(4) = 2	C(4) = 0.5

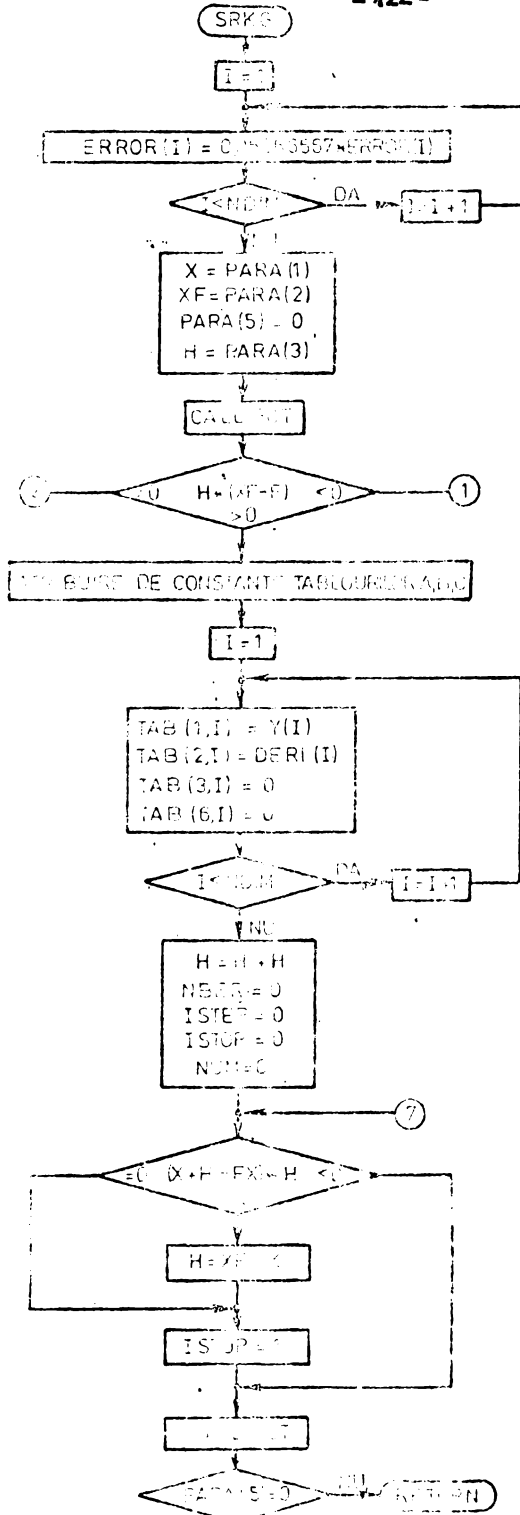
În cadrul simulărilor efectuate pe FELIX -C-256, subrutina SRKG a fost apelată din biblioteca matematică a calculatorului, în timp ce pentru calculatorul TIM-S ea a fost implementată în limbajul BASIC după ordinograma prezentată.

3.6.4. Structura subrutinei FCT

Pentru a se putea calcula componentele fluxului statoric respectiv celui rotorice după axele α - β trebuiau deduse ecuațiile derivatelor acestor fluxuri în funcție de mărimile nederivate. S-a plecat de la ecuațiile (1.3.55) - (1.3.63) și au rezultat următoarele ecuații pentru variantele TRANSV4S, TRANSV1S, TRANSV2S și TRANSV4S :

$$p \psi_{\alpha\beta} = (V_{\alpha\beta} - R_s \frac{L_r \psi_{\alpha\beta} - L_m \psi_{\alpha r}}{L_s L_r - L_m^2}) \omega_b \quad (3.6.40)$$

ORGANIGRAMA
SUBROUTINEI
SRKG



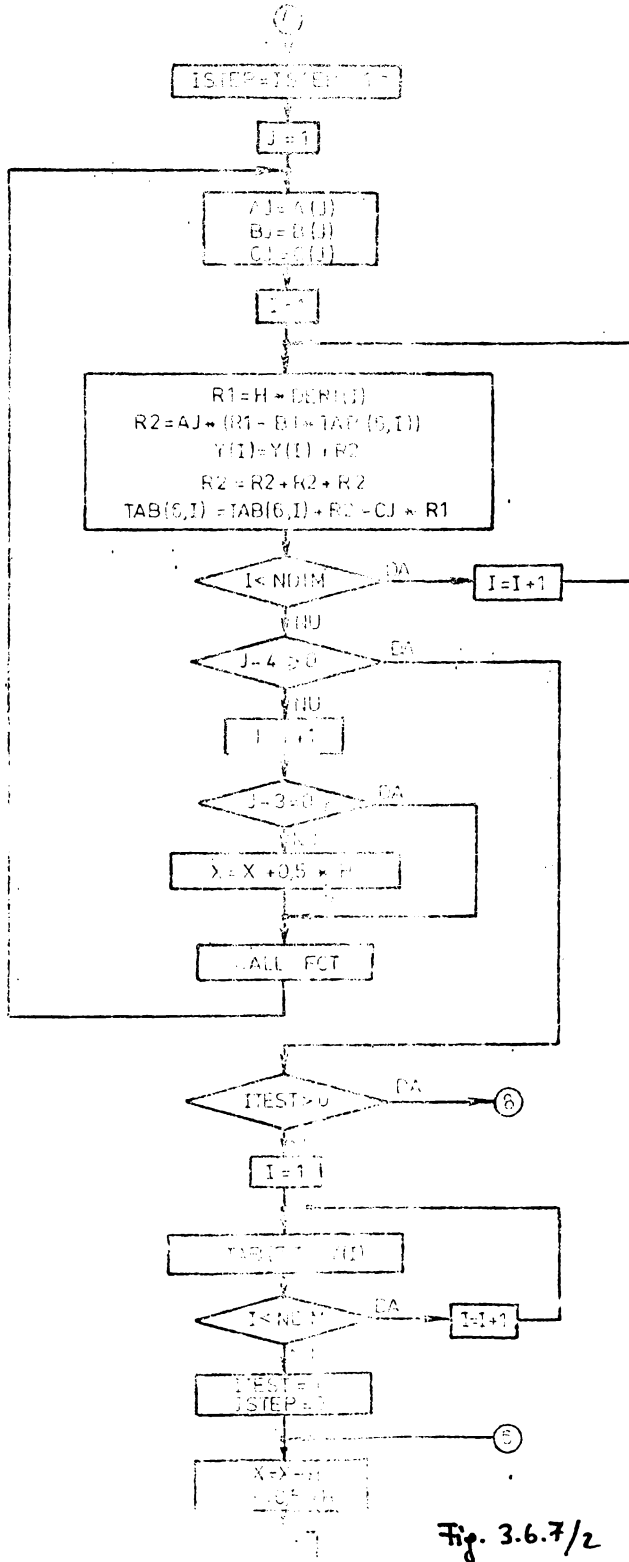
Coeficienti formulei
RUNGE-KUTTA-GILL

Initializare înainte de
prima procedură

Procedura
RUNGE-KUTTA-GILL

Fig. 3.6.7/1

ORDINOGRAMA
SUBRUTINEI
SRKG
(continuare)



Calculul formulelor
de recurență

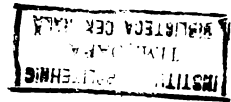
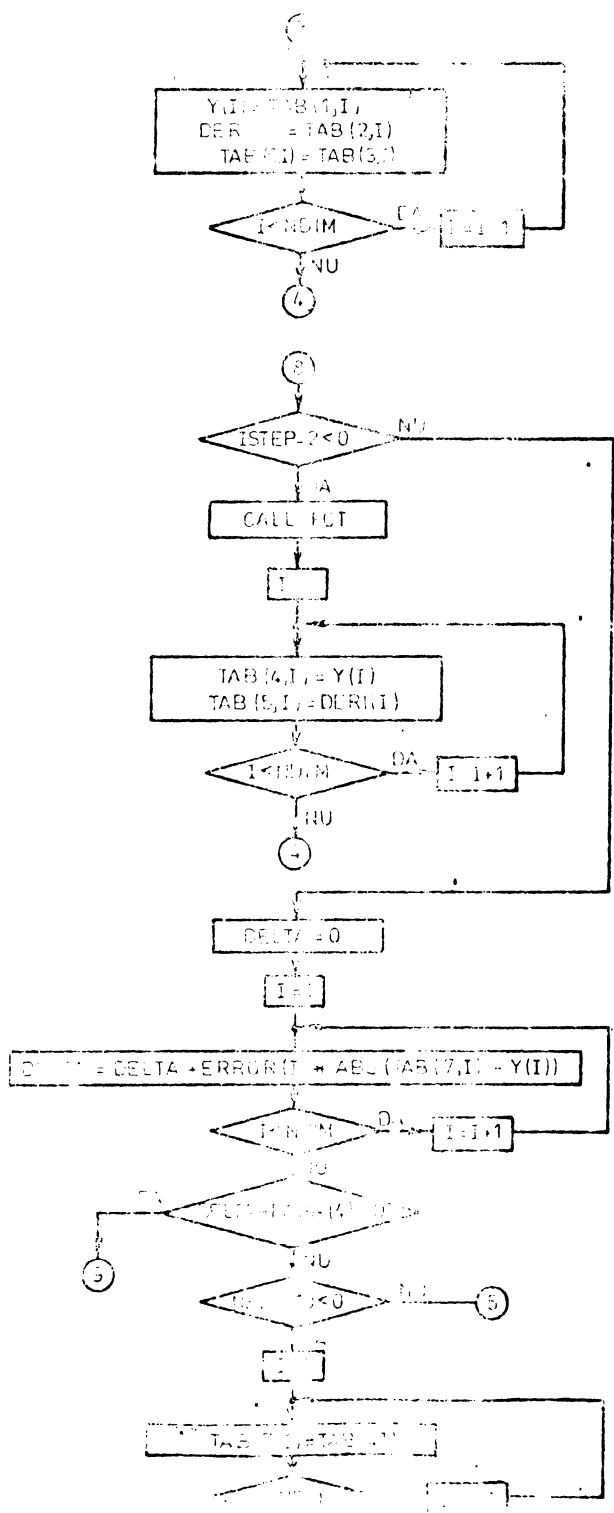


Fig. 3.6.7/2

ORGANIGRAMA
SUBROUTINEI
SRKG
(continuare)



Calculul restului
DELTA

Fig. 3.6.7/3

ORGANIGRAMA
SUBRUTINEI
SRKG
(continuare)

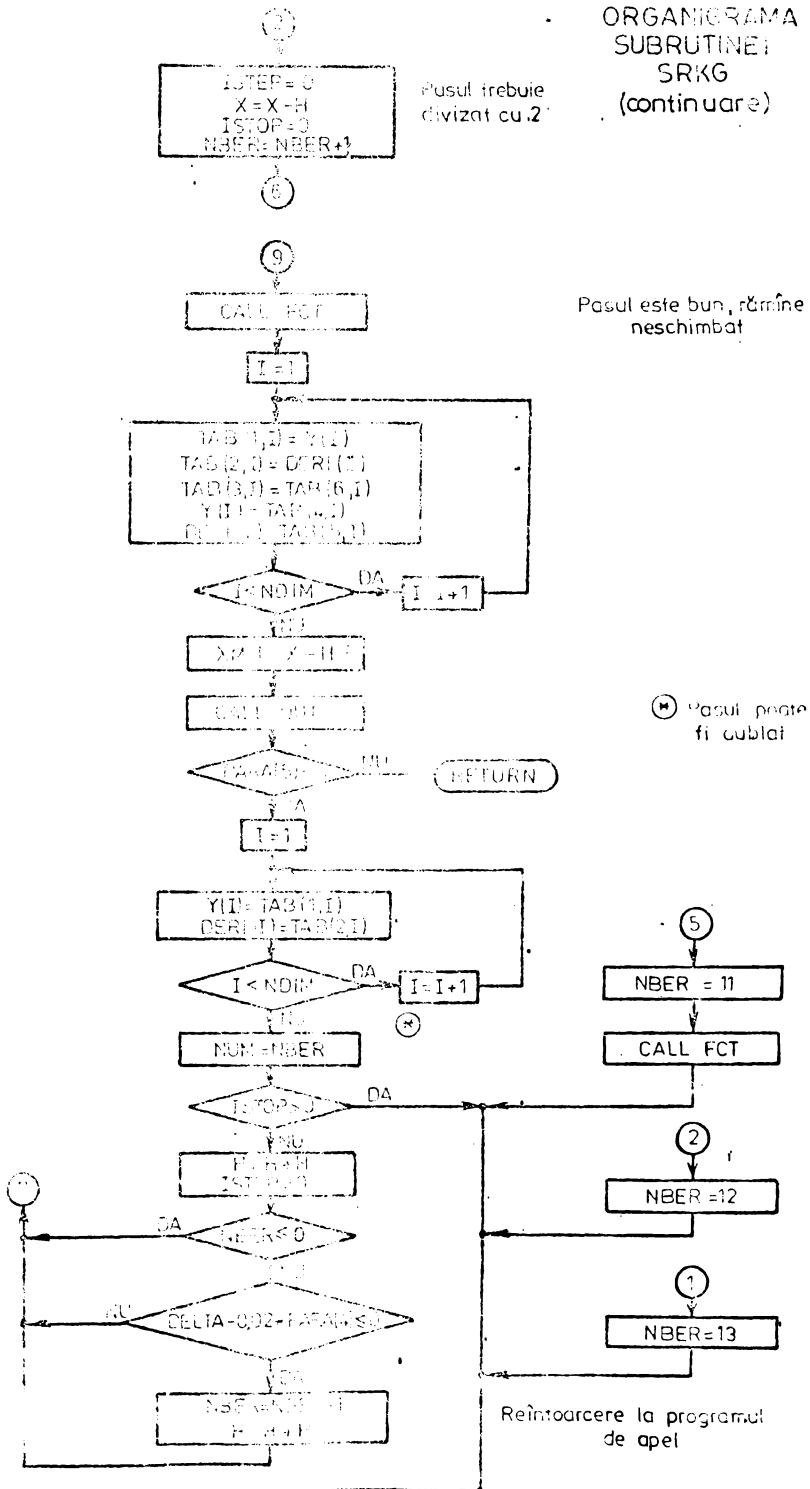


Fig. 3.6.7/4

$$p \Psi_{\beta s} = (V_{\beta s} - R_s \frac{L_r \Psi_{\beta s} - L_m \Psi_{\beta r}}{L_s L_r - L_m^2}) \omega_b \quad (3.6.41)$$

$$p \Psi_{\alpha r} = (-R_r \frac{L_s \Psi_{\alpha r} - L_m \Psi_{\alpha s}}{L_s L_r - L_m^2} - \omega_r \Psi_{\beta r}) \omega_b \quad (3.6.42)$$

$$p \Psi_{\beta r} = (-R_r \frac{L_s \Psi_{\beta r} - L_m \Psi_{\beta s}}{L_s L_r - L_m^2} + \omega_r \Psi_{\alpha r}) \omega_b \quad (3.6.43)$$

$$p \omega_r = \left\{ \frac{(L_r \Psi_{\beta s} - L_m \Psi_{\beta r})(L_s \Psi_{\alpha r} - L_m \Psi_{\alpha s}) - (L_s \Psi_{\alpha s} - L_m \Psi_{\alpha r})(L_r \Psi_{\beta r} - L_m \Psi_{\beta s})}{(L_s L_r - L_m^2)^2} \right\} L_m^{-1} \omega_b \quad (3.6.44)$$

Necunoscutele în acest sistem de ecuații sînt:

$\Psi_{\beta s}, \Psi_{\beta s}, \Psi_{\alpha r}, \Psi_{\beta r}$ și ω_r , cunoscute fiind parametrii mașinii și tensiunile bifazate aplicate motorului $V_{\alpha s}, V_{\beta s}$. La varianta cu comanda în curent (TRANSILS) nu se cunosc tensiunile, ci curenții $i_{\alpha s}$ și $i_{\beta s}$. În consecință s-au dedus alte ecuații cu care se calculează doar componentele fluxului rotoric și ω_r în funcție de $i_{\alpha s}$ și $i_{\beta s}$ impuse.

$$p \Psi_{\alpha r} = (-\frac{\Psi_{\alpha r}}{T_r} + \frac{L_m i_{\alpha s}}{T_r} - \omega_r \Psi_{\beta r}) \omega_b \quad (3.6.45)$$

$$p \Psi_{\beta r} = (-\frac{\Psi_{\beta r}}{T_r} + \frac{L_m i_{\beta s}}{T_r} + \omega_r \Psi_{\alpha r}) \omega_b \quad (3.6.46)$$

$$p \omega_r = \left[(i_{\beta s} \Psi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \Psi_{\beta r}) \frac{L_m}{L_s} - \omega_r \right] \frac{\omega_b}{J} \quad (3.6.47)$$

La varianta TRANSILS-2 s-au simulat și reguletoarele de curent, obținându-se tensiunile aplicate motorului în funcție de diferențele dintre curenții prescriși și cei reali. În PCT se vor utiliza deci ecuațiile (3.6.40) - (3.6.44). În plus s-a mai simulat și calculatorul de flux. Ecuațiile calculatorului de flux sînt ecuații diferențiale, deci trebuie rezolvate tot în SIMAS, unde s-au

rezolvat la această variantă și componentele integrale din cadrul regulatorului de turație respectiv flux.

Plecându-se de la ecuațiile (1.3.70) și (1.3.71), acestea se rescriu sub următoarea formă:

$$p \left[\psi'_{\alpha r} + \frac{T_s}{T_{not}} \cdot \sigma L_m i_{\alpha s} \right] = - \frac{\psi'_{\alpha r}}{T_{not}} - \frac{T_r}{T_{not}} \omega_r \psi'_{\beta r} + \frac{T_s}{T_{not}(1+\sigma_s)} v_{\alpha s} \quad (3.6.48)$$

$$p \left[\psi'_{\beta r} + \frac{T_s}{T_{not}} \cdot \sigma L_m i_{\beta s} \right] = - \frac{\psi'_{\beta r}}{T_{not}} + \frac{T_r}{T_{not}} \cdot \omega_r \psi'_{\alpha r} + \frac{T_s}{T_{not}(1+\sigma_s)} v_{\beta s} \quad (3.6.49)$$

unde:

$$T_{not} = T_s(1-\sigma) + T_r \quad (3.6.50)$$

Se fac două schimbări de variabilă, după cum urmează:

$$x_1 = \psi'_{\alpha r} + \frac{T_s}{T_{not}} \sigma L_m i_{\alpha s} \quad (3.6.51)$$

$$x_2 = \psi'_{\beta r} + \frac{T_s}{T_{not}} \sigma L_m i_{\beta s} \quad (3.6.52)$$

Din (3.6.51) și (3.6.52) se pot calcula deci $\psi'_{\alpha r}$ și $\psi'_{\beta r}$ funcții de noile variabile introduse după cum urmează:

$$\psi'_{\alpha r} = x_1 - \frac{T_s \sigma L_m}{T_{not}} i_{\alpha s} \quad (3.6.53)$$

$$\psi'_{\beta r} = x_2 - \frac{T_s \sigma L_m}{T_{not}} i_{\beta s} \quad (3.6.54)$$

Ținându-se cont de aceste relații, noile ecuații diferențiale vor avea următoarele expresii, fiind utilizate astfel în FCT:

$$p x_1 = \frac{\omega_b}{T_{not}} \left(- x_1 + \frac{T_s \sigma L_m}{T_{not}} \cdot \frac{L_r \psi'_{\alpha s} - L_m \psi'_{\alpha r}}{L_s L_r - L_m^2} - T_r \omega_r x_2 + \frac{T_r T_s \sigma L_m}{T_{not}} \cdot \frac{L_r \psi'_{\beta s} - L_m \psi'_{\beta r}}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{T_s}{1+\sigma_s} v_{\alpha s} \right) \quad (3.6.55)$$

$$\begin{aligned}
 pX_2 = & \frac{\omega_b}{T_{\text{not}}} (-X_2 + \frac{T_s \sigma L_m}{T_{\text{not}}} \cdot \frac{L_r \psi_{ps} - L_m \psi_{pr}}{L_s L_r - L_m^2} + T_r \omega_r X_1 - \\
 & - \frac{T_r T_s \sigma L_m}{T_{\text{not}}} \cdot \frac{L_r \psi_{ps} - L_m \psi_{pr}}{L_r L_s - L_m^2} + \frac{T_s}{1 + \sigma_s} V_{ps}) \quad m
 \end{aligned}$$

(3.6.56)

Ecuațiile (3.6.55) și (3.6.56) sînt scrise sub formă raportată. Pentru a se calcula componentele integrale ale reguletoarelor s-au introdus două variabile noi și anume:

$$pX_3 = \omega_b (\omega_r^+ - \omega_r^-) \quad (3.6.57)$$

$$pX_4 = \omega_b (\psi_r^+ - \psi_r^-) \quad (3.6.58)$$

Aceste variabile se vor folosi în continuare pentru calculul lui i_{qs}^* și i_{ds}^* .

3.6.5. Structura subrutinei OUT

În subrutina OUT se calculează $\sin \theta_1$, $\cos \theta_1$ și θ_1 pentru variabilele TRANSVAS și TRANSVLS.

Din componentele fluxului rotoric $\psi_{\alpha r}$ și $\psi_{\beta r}$ se calculează ψ_r cu relația :

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2} \quad (3.6.59)$$

iar după aceea $\sin \theta_1$ și $\cos \theta_1$ cu relațiile:

$$\cos \theta_1 = \frac{\psi_{\alpha r}}{\psi_r} \quad (3.6.60)$$

$$\sin \theta_1 = \frac{\psi_{\beta r}}{\psi_r} \quad (3.6.61)$$

Valoarea lui θ_1 trebuie calculată cu ajutorul funcțiilor $\sin \theta_1$ și $\cos \theta_1$ din $\text{tg } \theta_1$ cu relația:

$$\theta_1 = \text{arctg } \theta_1 \quad (3.6.62)$$

Dar calculatorul FELIX C-256 calculează funcția arctg doar în cadrul I. și IV. al cercului trigonometric. Cu subrutina realizată conform ordinogramei din fig. 3.6.8 se realizează un calcul corect al unghiului θ_1 pentru tot cercul trigonometric. În plus se calculează și pulsația ω_1 .

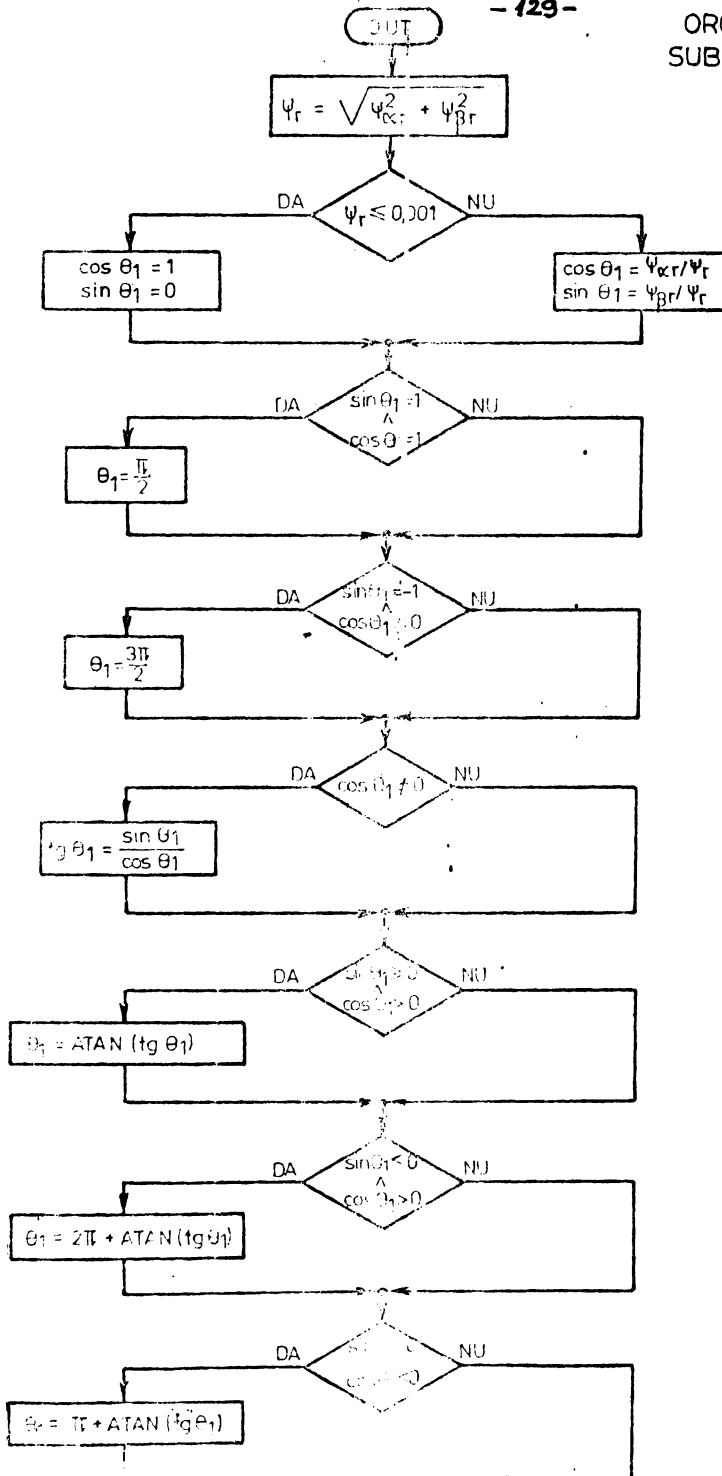


Fig.3.6.8/1

ORGANIGRAMA
SUBRUTINEI OUT
(continuare)

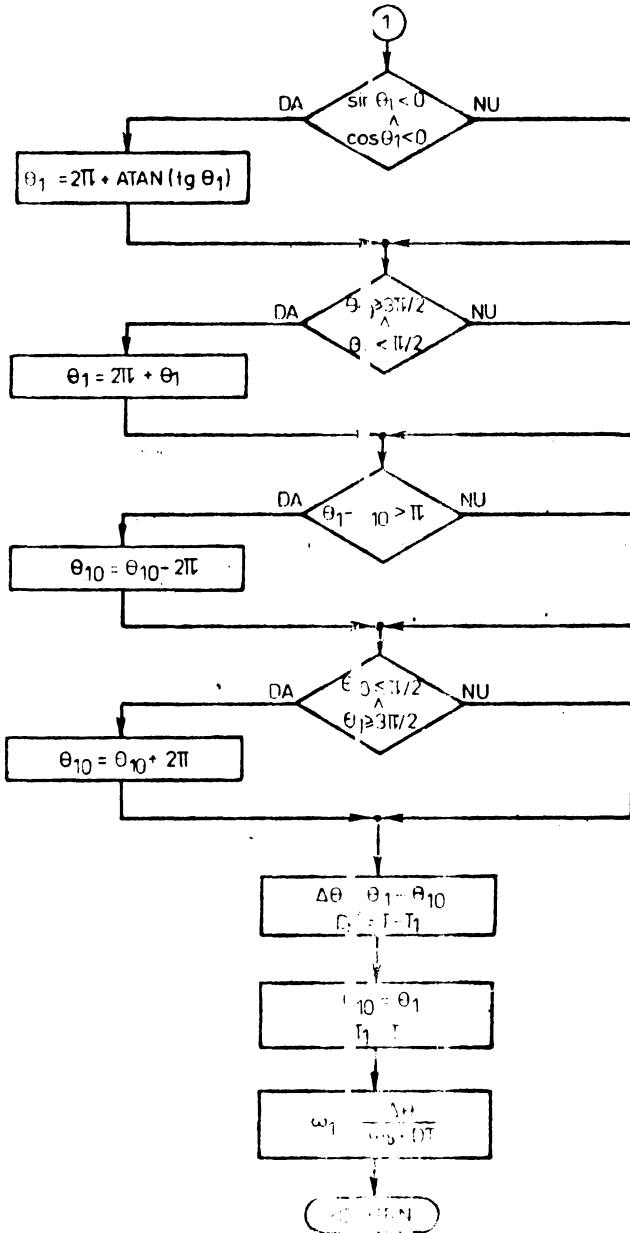


Fig. 5.6.8/2

La varianta TRANSV4S in subrutina OUT se calculeaza cuplul rezistent functie de viteză cu urmatoarea relatie:

$$M_r = K(1) + K(2) \omega_r + K(3) \omega_r^2 \quad (3.6.63)$$

unde $K(1) = C.1$, $K(2) = 0.1$, $K(3) = 0.8$.

In plus se mai calculeaza ω_{rmed} , se compară cele patru pulsajii și se alege ω_{rmin} , iar după aceea se calculează:

$$\Delta \omega_r = \omega_{rmed} - \omega_{rmin} \quad (3.6.64)$$

La varianta TRANSV1A subrutina BRCLA nu mai exista, relatiile respective fiind trecute in subrutina OUT. La varianta TRANS11S-2 situatia este asemanatoare, existind urmatoarele relatii in plus raja de cele prezentate la subrutina BRCLA:

$$\psi'_{\alpha r} = x_1 - \frac{T_s \sigma L_m}{T_{not}} i_{\alpha s} \quad (3.6.65)$$

$$\psi'_{\beta r} = x_2 - \frac{T_s \sigma L_m}{T_{not}} i_{\beta s} \quad (3.6.66)$$

$$\psi'_r = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2} \quad (3.6.67)$$

$$\cos \theta' = \frac{\psi'_{\alpha r}}{\psi'_r} \quad (3.6.68)$$

$$\sin \theta' = \frac{\psi'_{\beta r}}{\psi'_r} \quad (3.6.69)$$

$$\Delta \omega_r = \omega_r^* - \omega_r \quad (3.6.70)$$

$$\Delta \psi_r = \psi_r^* - \psi_r \quad (3.6.71)$$

$$i_{qs}^* = \frac{L_r}{L_m \psi_r^*} \cdot k_{r1} (\Delta \omega_r + \frac{x_3}{T_{11}}) \quad (3.6.72)$$

$$i_{ds}^* = \frac{k_{r2}}{L_m} (\Delta \psi_r + \frac{x_4}{T_{12}}) \quad (3.6.73)$$

Curenții $i_{\alpha s}$ și $i_{\beta s}$ se pot calcula in două moduri,

- cei impuși cu relatiile :

$$i_{\alpha s}^* = i_{ds}^* \cos \theta' - i_{qs}^* \sin \theta' \quad (3.6.74)$$

$$i_{\beta s}^* = i_{ds}^* \sin \theta' + i_{qs}^* \cos \theta' \quad (3.6.75)$$

- cei reali din mașină cu ajutorul componentelor fluxului

rotoric respectiv statoric cu relațiile (3.6.1)-(3.6.4).

Acești curenți sînt după aceea trecuți în trifazat conform relației 1.3.14 b), rezultînd curenții de fază impuși și reali. Se face diferența lor și în funcție de rezultatul ei, funcțiile f_a, f_b, f_c iau valorile 1 sau -1, conform relațiilor (3.6.76)-(3.6.78)

$$i^*_{As} - i_{As} \begin{cases} > \Delta i \longrightarrow f_a = 1 \\ < \Delta i \longrightarrow f_a = -1 \end{cases} \quad (3.6.76)$$

$$i^*_{Bs} - i_{Bs} \begin{cases} > \Delta i \longrightarrow f_b = 1 \\ < \Delta i \longrightarrow f_b = -1 \end{cases} \quad (3.6.77)$$

$$i^*_{Cs} - i_{Cs} \begin{cases} > \Delta i \longrightarrow f_c = 1 \\ < \Delta i \longrightarrow f_c = -1 \end{cases} \quad (3.6.78)$$

valoarea 1 pentru aceste funcții înseamnă că este în conducție tranzistorul fazei respective din învețtor de la plusul sursei de alimentare, iar -1 că este conectat cel de pe minusul sursei de alimentare.

Tabelul 3.6.1.

f_a	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
f_b	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1
f_c	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1
$V_{\alpha s}$	0	$\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	$\frac{2V_d}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2V_d}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	0
$V_{\beta s}$	0	$\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	0

În funcție de valorile funcțiilor f_a, f_b, f_c se pot citi din tabelul 3.6.1. valorile tensiunilor $V_{\alpha s}, V_{\beta s}$, putîndu-se deci rezolva ecuațiile (3.6.40)-(3.6.44) și (3.6.55)-(3.6.58).

3.7. Rezultatele simulărilor. Concluzii

3.7.1. Simularea variantelor monomotor

La variantele monomotor s-au simulat porniri în gol și în sarcină, de la turația zero pînă la cea nominală sau jumătate din cea nominală și reversarea turației în aceleași condiții. La mersul în gol s-a acceptat cuplul rezistent egal cu zece la sută din cuplul nominal, iar la mersul în sarcină s-a luat cuplul rezistent egal cu cel nominal.

Correspondența între notațiile capitolului 1 și cele din programele de simulări pe FELIX C-256 este prezentată în anexa 2.

Comparîndu-se rezultatele obținute la variantele TRANSVAS și TRANSV4S se constată că varianta TRANSVAS nu prezintă performanțe semnificative mai ridicate (fig. 3.7.1), în schimb este mult mai complicată. La o funcționare în gol și neținîndu-se seama de încălzirea rotorului, variantele TRANSV1S, TRANSV2S și TRANS1LS prezintă o dinamică asemănătoare (fig. 3.7.2), care depinde bineînțeles de limitările care se aplică curentului de cuplu, i_{qs} și de parametri reguletoarelor de turație și de flux. Mărirea suprareglajului depinde și de valoarea treptei de turație care se aplică la intrarea regulatorului.

În cazul utilizării reguletoarelor PI suprareglajul diferă în funcție de sarcină (cuplu rezistent), dacă parametri regulatorului rămîn constanți (fig. 3.7.3).

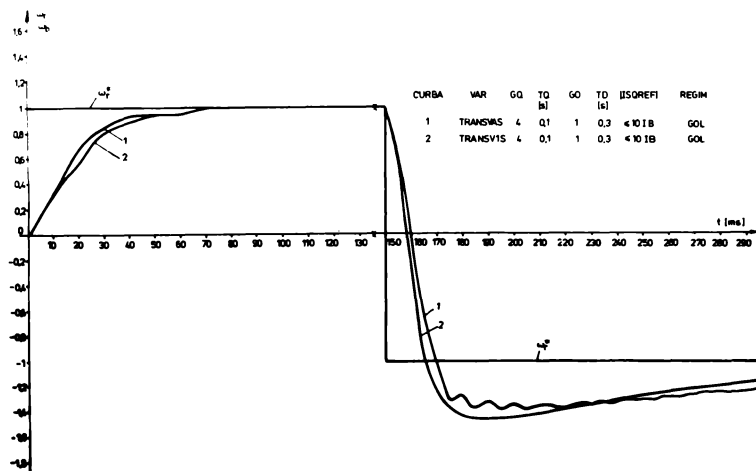


Fig. 3.7.1.

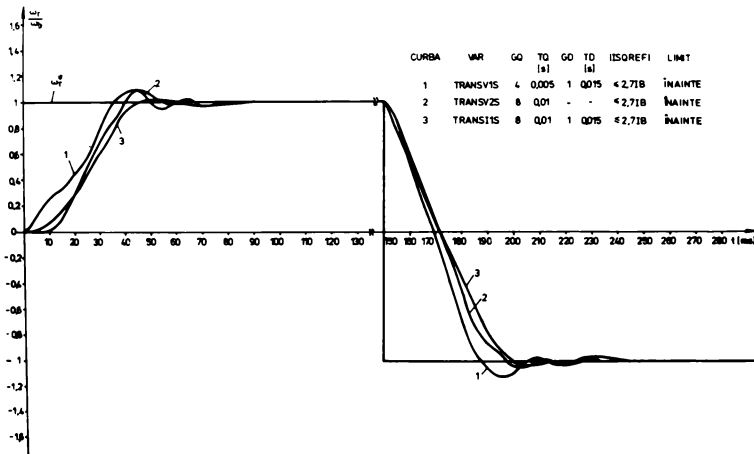


Fig.3.7.2

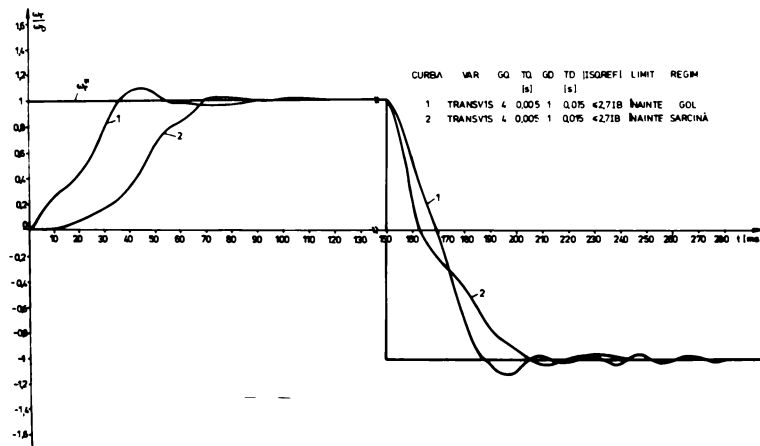


Fig.3.1.3

In fig.3.7.4 sînt reprezentate comparativ patru caracteristici de pornire de la zero la $0,5\omega_b$ și respectiv reversarea pentru aceeași schemă de reglare, diferind parametri reguletoarelor, valoarea maximă a curentului i_{qa} ($I_{q\max}$) și locul unde se face limitarea lui.

Dacă limitarea se face înainte de atribuirea valorii finale a lui i_{qa} după un pas de calcul, drept valoare inițială pentru pasul următor, regulatorul lucrează în limitare directă. Orice integrare în sens negativ începe de la această valoare.

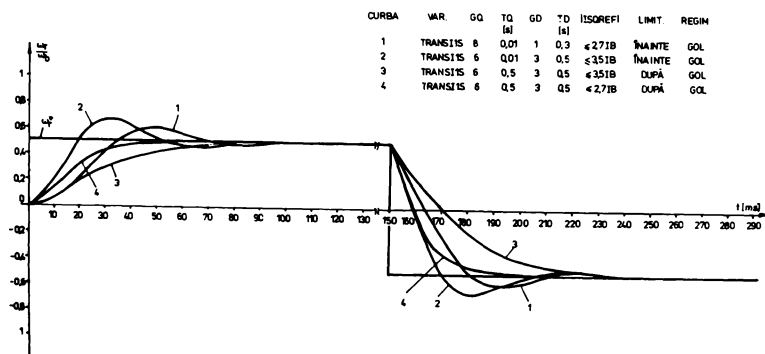


Fig.3.7.4.

În cazul în care limitarea se face după atribuire, regulatorul lucrează de fapt fără limitare, semnalul pe el putînd crește foarte mult. Se limitează doar ieșirea lui spre blocul următor. La apariția integrării în sens negativ, va trece un anumit timp pînă ce se ajunge cu valoarea semnalului de la ieșirea regulatorului la valoarea de limitare.

Pentru ca cele două variante de simulare să ducă la aceeași caracteristică, constanta de timp a regulatorului de turație la varianta cu atribuirea înainte trebuie să fie cu aproximativ un ordin de mărime mai mică decît în celălalt caz.

Din fig.3.7.4 se mai poate remarca următoarele: în cazul în care curba este cu timp de răspuns mic, are suprareglaj și invers eînd nu are suprareglaj este cu timp de răspuns mai mare. Timpul de răspuns este direct proporțional și cu valoarea la care se limitează i_{qs} .

În continuare vor fi prezentate rezultatele de la varianta TRANSIS-2 (pe calculatorul TIM-S).

În fig.3.7.5. este prezentată prescrierea de turație.

Fig.3.7.6. arată răspunsul motorului, regulatele avînd următoarele constante: $K_{d1} = 5, T_{i1} = 0,2s, K_{d2} = 5, T_{i2} = 0,05s$ în timp ce fig.3.7.7. prezintă răspunsul motorului, utilizîndu-se pe bucla de turație un regulator PI, avînd în față unul cu moduri alunecătoare (MA). Constantele regulatelelor în acest caz au fost: $K_{d1} = 1, T_{i1} = 0,1s, T_s = 0,005s, K_{d2} = 5, T_{i2} = 0,05s$. Se vede că timpul

tiimpul de răspuns este aproximativ de două ori mai mic decât la fig.3.7.6, neexistind suprareglaj.

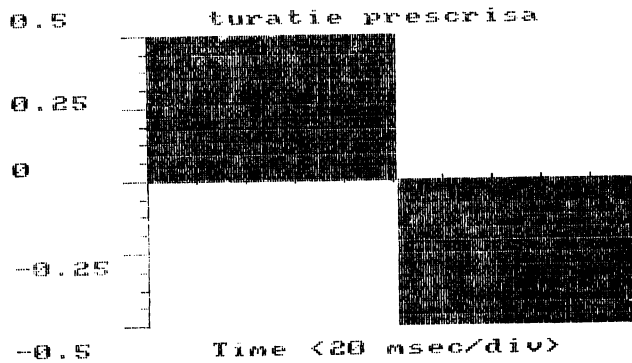


Fig.3.7.5.

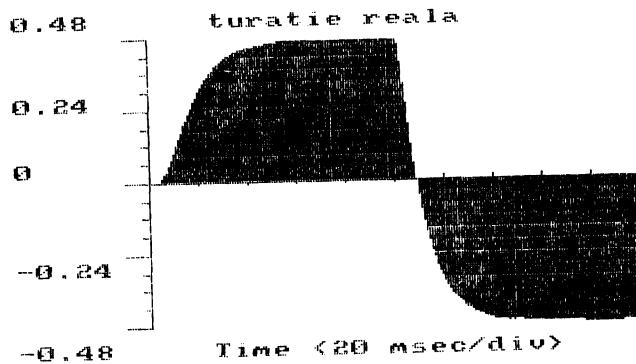


Fig.3.7.6

In fig.3.7.8 si 3.7.9 se prezintă turajia prescristă și cea reală, schema funcționând cu parametri reguletoarelor identici cu cei corespunzătorii fig.3.7.6. Înă în acest caz s-a presupus că rezistența rotorică este crescută cu 50% față de cea nominală (în calculatorul de flux rezistența rotorică rămânând nedeclanată).

In fig.3.7.10 este reprezentat curentul de cuplu i_{qs} la por-

nire și respectiv reversarea turației, pentru situația amintită.

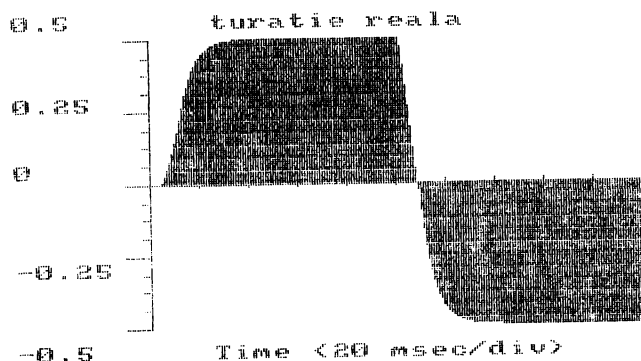


Fig.3.7.7.

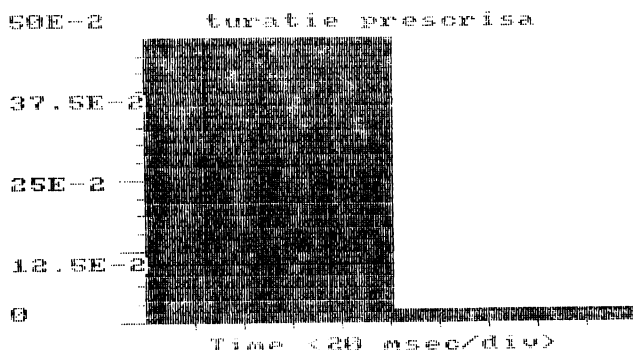


Fig.3.7.8

În fig.3.7.11 este reprezentată eroarea de turație la pornire și respectiv reversarea turației de la $0,5\omega_b$ la $-0,5\omega_b$. În cazul unui regulator PI+MA fig.3.7.12. ilustrează modul de variație al variabilei $\dot{\omega}_n$ din rel.(3.4.18), iar fig. 3.7.13 reprezintă curentul de cuplu i_{qs} , el fiind limitat prin program la $\pm 3,5 I_b$. Dacă se compară fig. 3.7.13 cu fig.3.7.10, se observă că în cazul regulatorului MA curentul i_{qs} are variații mult mai mari și mai bruste, în schimb turația rămâne la valoarea prescrisă.

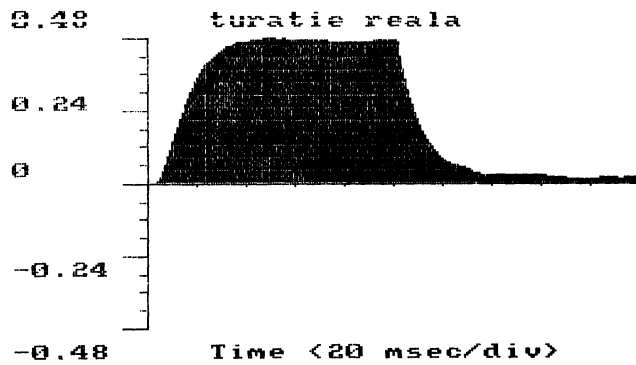


Fig.5.7.9

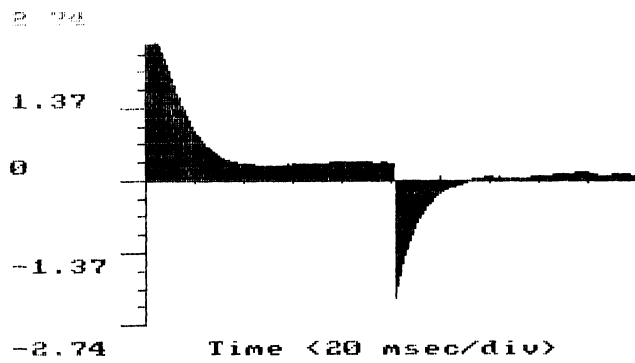


Fig.5.7.10

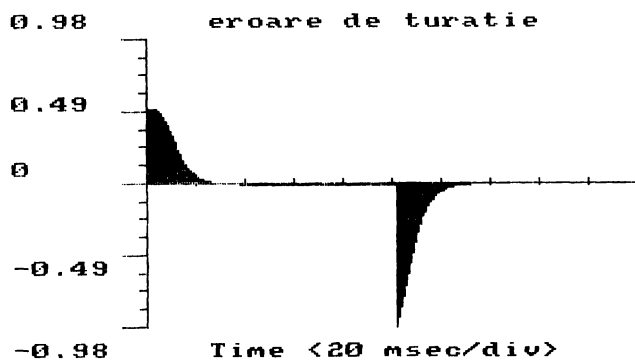


Fig.5.7.11

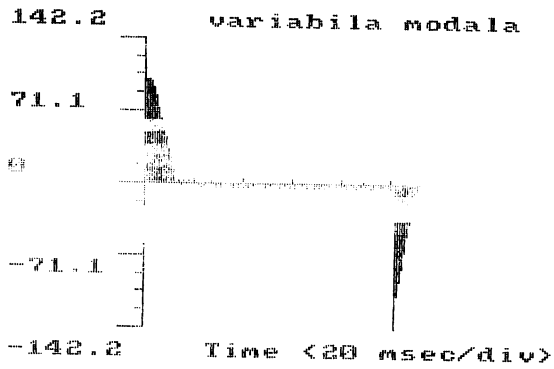


Fig.3.7.12

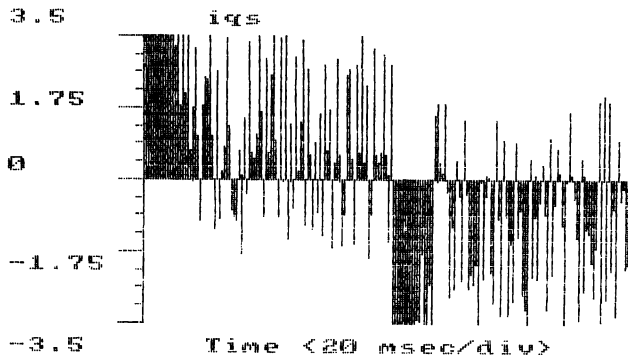


Fig.3.7.13

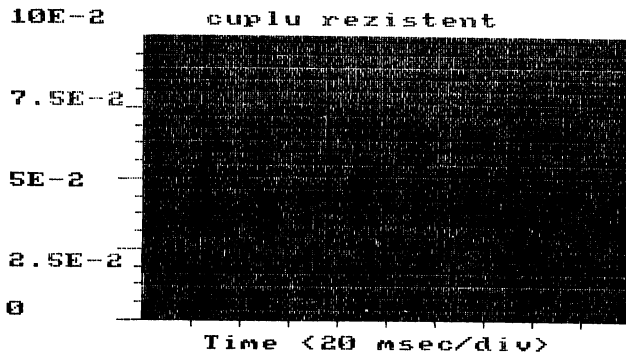


Fig.3.7.14

Acest lucru se explică prin faptul că în regulatorul MA intervine derivata turației, deci se intervine deja la tendința de variație a turației.

În fig.3.7.14 este reprezentat cuplul rezistent, care a fost presupus constant.

3.22 cuplu el.magnetic

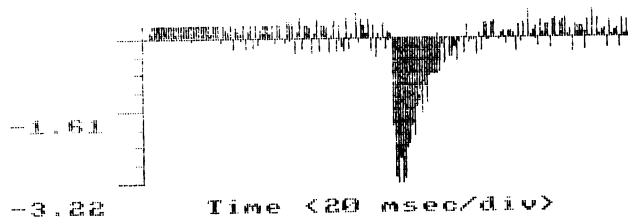


Fig.3.7.15

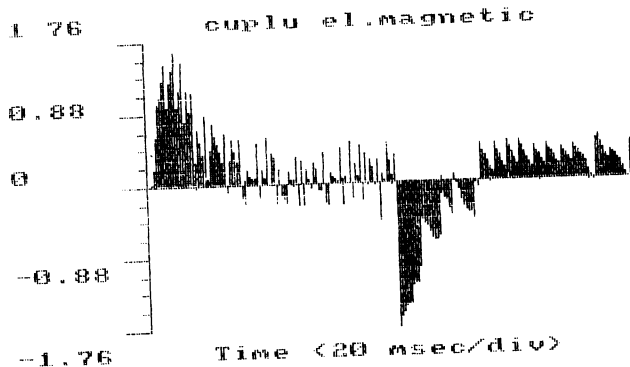


Fig.3.7.16

Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină este reprezentat după cum urmează: în fig.3.7.15 pentru o pornire și reversare a turației, cu regulator PI, în fig.3.7.16 o pornire și o reducere a turației la $0,02\omega_b$ cu regulator PI, iar în fig. 3.7.17, similar ca în fig. 3.7.15 dar cu regulator MA+PI. Se observă că la variantele cu regulator PI variațiile de cuplu sînt mai mari și în ambele sensuri, iar la i_{qs} variațiile sînt mai mari în cazul regulatorului MA+PI.

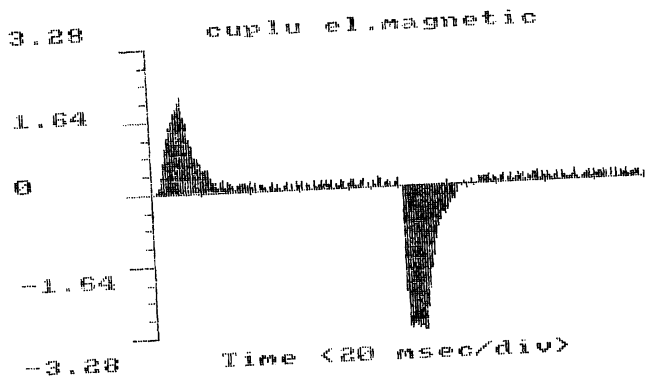


Fig.3.7.17

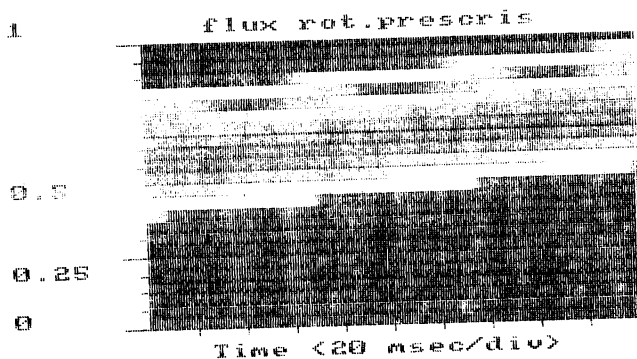


Fig.3.7.18

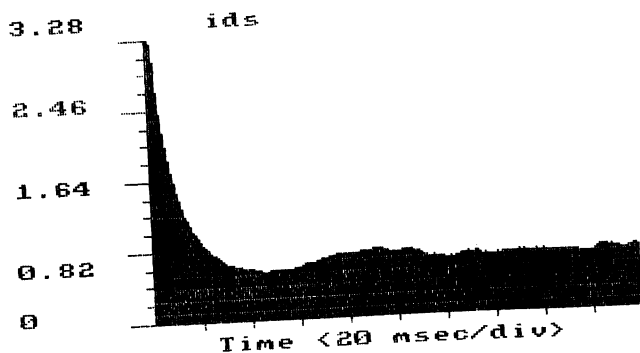


Fig.3.7.19

In fig.3.7.18 este reprezentat fluxul rotorie preseris, iar in fig.3.7.19 curentul i_d^* . In continuare se vor prezenta componente dupa axele α și β și modulul fluxului rotorie in două

variante:

- cele considerate reale în mașină, calculate cu ajutorul subrutinei RUNGE-KUTTA, cunoscându-se tensiunile la bernele mașinii și ecuațiile mașinii;

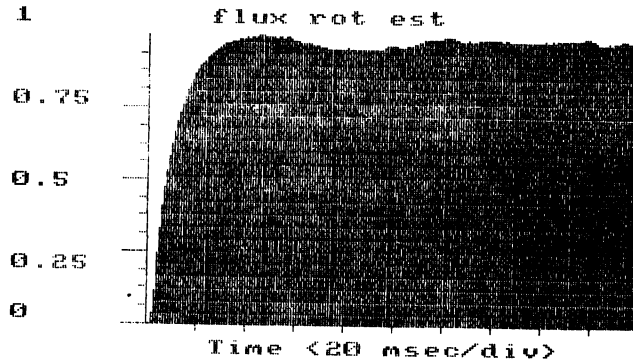


Fig. 3.7.20

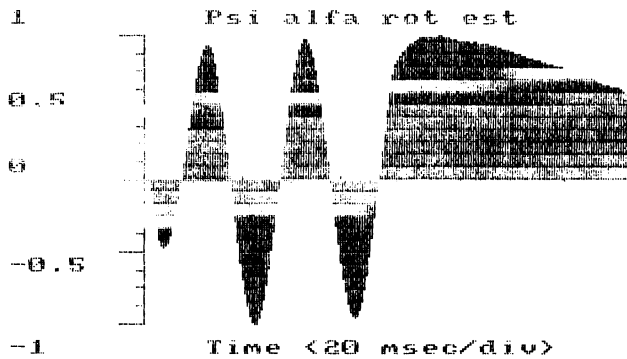


Fig. 3.7.21

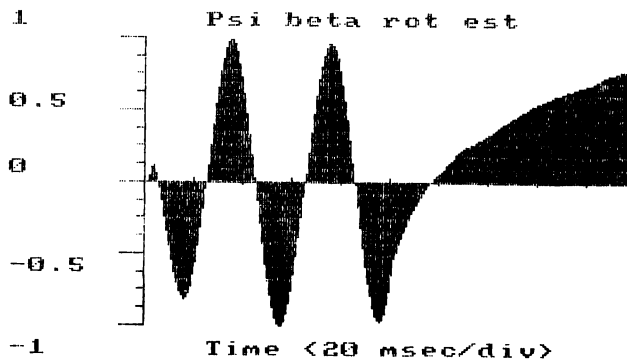


Fig. 3.7.22

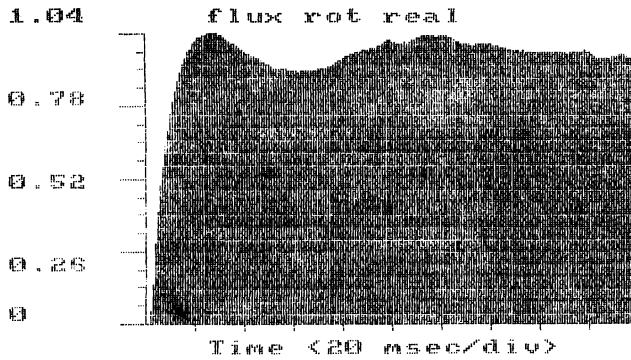


Fig.3.7.23

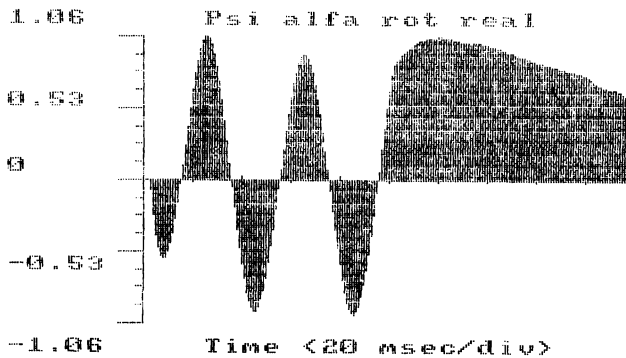


Fig.3.7.24

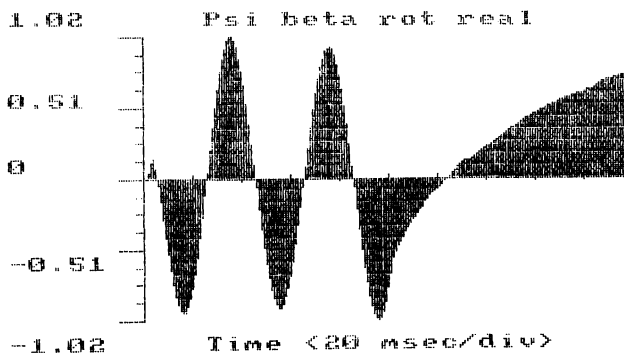


Fig.3.7.25

- cele considerate calculate(estimate) cu ajutorul calculato-ului de flux(CF),cunoscindu-se tensiunile la bornele mașinii și urenșii de fază.

In fig.3.7.20- 3.7.25 sînt prezentate aceste componente ale fluxului rotoric și modulul lui în situațiile amintite mai sus pentru regimul de mers din fig.3.7.8

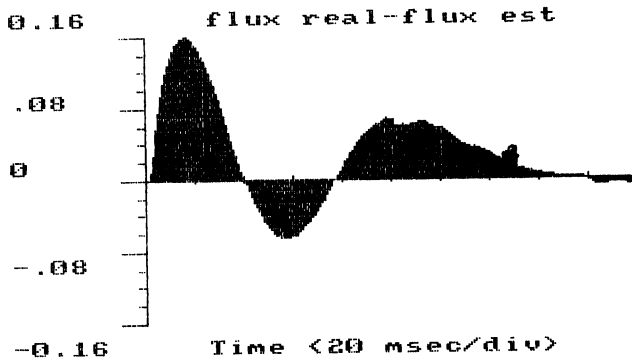


fig.3.7.26

La această variantă s-a acceptat că rezistența rotorică în ecuațiile motorului este crescută cu 5% față de valoarea nominală. Din această cauză apare o eroare între modulul fluxului rotoric estimat și cel real, ilustrat în fig.3.7.26. Această eroare este mai mare în regimul transitoriu (16%) și mai mică în regimul staționar pentru flux (~7%).

In fig.3.7.27 - 3.7.29 sînt prezentate modulul fluxului estimat și componentele fluxului real, într-o situație cînd rezistența rotorică are aceeași valoare și în ecuațiile motorului și în calculul de flux, regulatorul de turație fiind de tipul MA+PI, iar în fig. 3.7.30 modulul fluxului rotoric estimat, regulatorul de turație fiind de tipul PI. Eroarea între fluxul rotoric real și cel estimat este prezentată în fig.3.7.31, și este de maximum 0,55%.

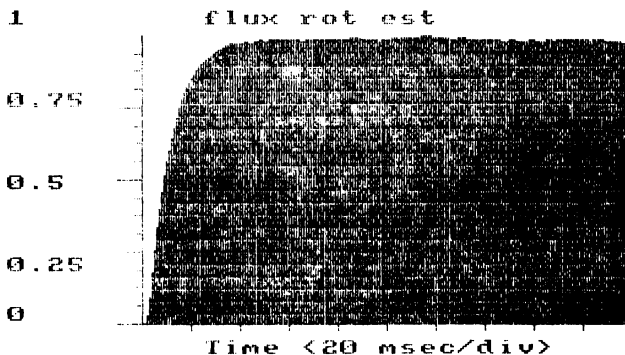


Fig.3.7.27

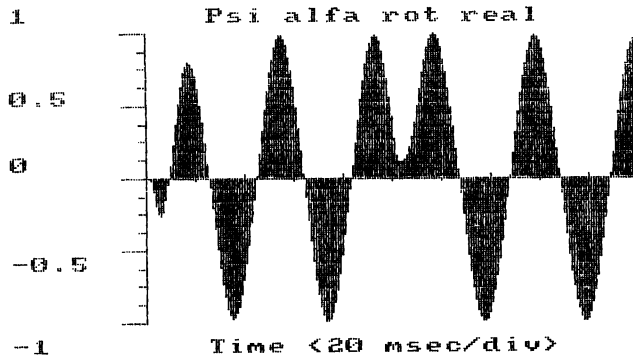


Fig.3.7.28

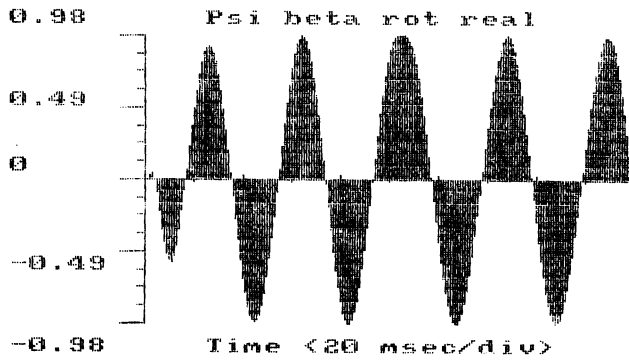


Fig.3.7.29

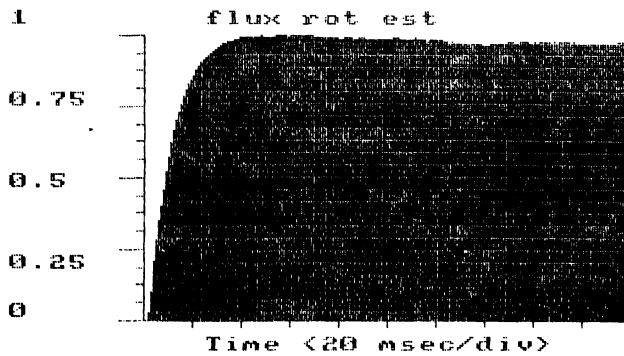


Fig.3.7.30

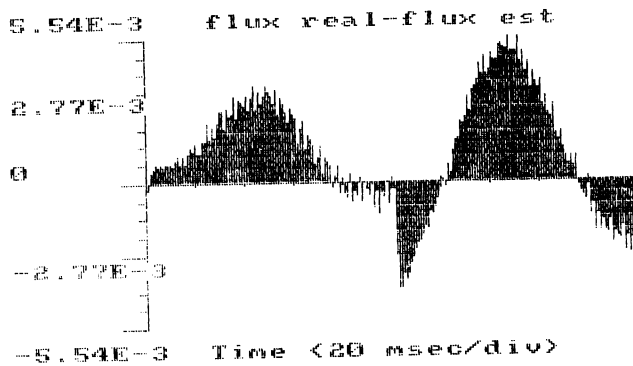


Fig.3.7.31

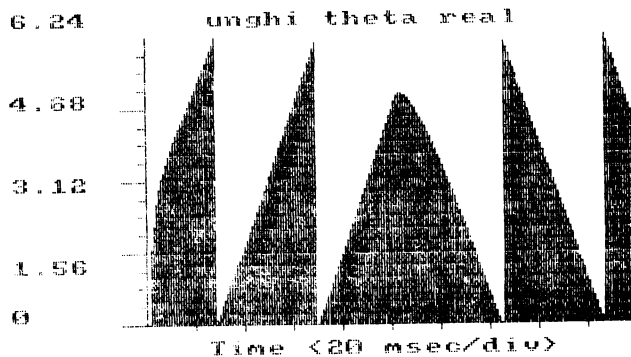


Fig.3.7.32

In fig.3.7.32 se poate urmări variația unghiului θ_1 al fazorului rotoric în sistemul de axe fix $\alpha-\beta$, în situația reverșării turației. Se poate observa că unghiul este redus întotdeauna la primul cerc trigonometric. În fig.3.7.33 și 3.7.34 se poate urmări variația lui θ_1 real și respectiv estimat (calculat) în situația reducerii turației de la $0,5\omega_b$ la $0,02\omega_b$, rezistența rotorică în motor fiind crescută cu 50%. În fig.3.7.35 se poate vedea eroarea de unghi introdusă de calculatorul de flux. În fig.3.7.36 se vede eroarea de unghi la o schemă de reglare cu regulator PI și rezistența normală la motor, iar în fig.3.7.37 în aceeași situație dar cu regulator MA+PI.

Se vede că în cele două cazuri eroarea este de același ordin de mărime. Și în sfârșit, în fig.3.7.38 se vede eroarea de unghi la

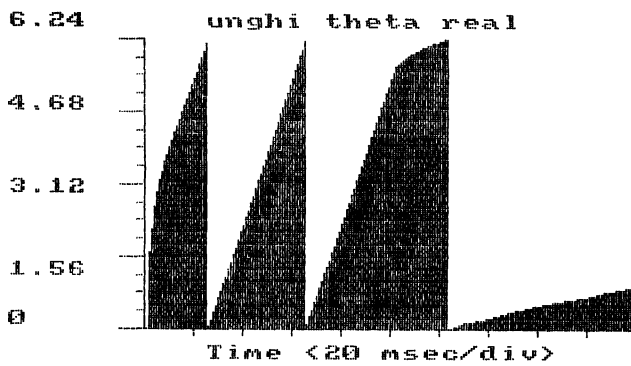


Fig.3.7.33

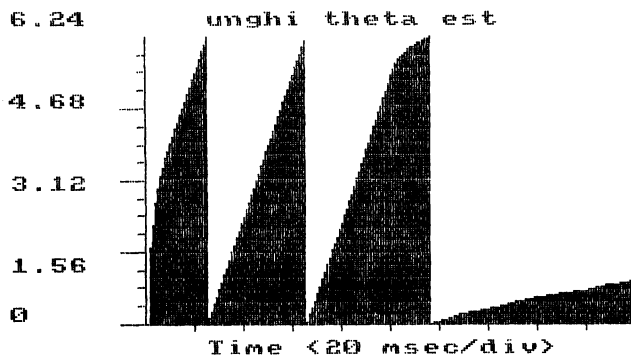


Fig.3.7.34

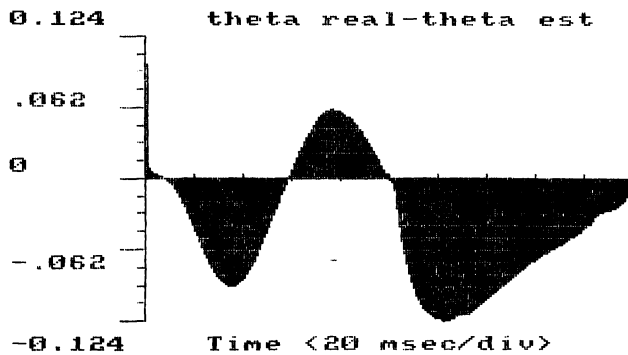


Fig.3.7.35

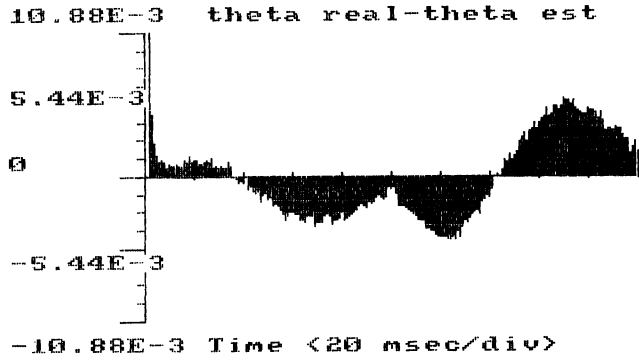


Fig. 3.7.36

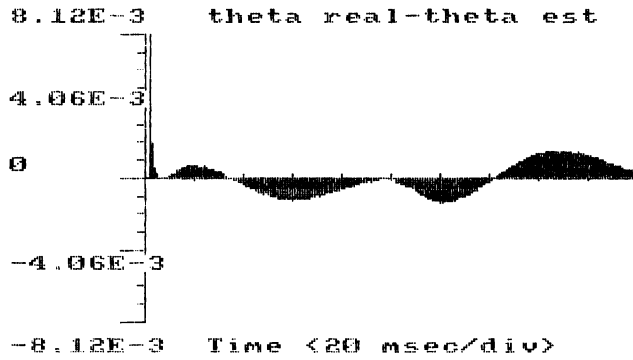


Fig. 3.7.37

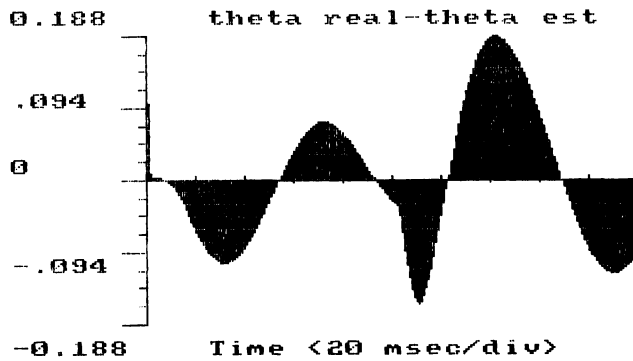


Fig. 3.7.38

o schemă cu regulator MA+PI dar cu rezistența mărită în motor. Si în acest caz eroarea este de același ordin de mărime ca cea din fig. 3.7.35. Se poate concluda deci că tipul regulatorului de turație nu are o influență mare asupra preciziei de calcul al calculatorului de flux, dar că încălzirea motorului (deci creșterea lui R_p) înrăutățește precizia de calcul, eroarea fiind de maximum 16% în modulul fluxului și de maximum 0,188 radiani la unghi.

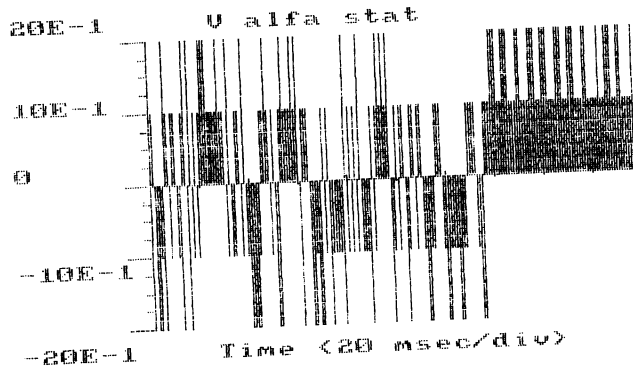


Fig.3.7.39

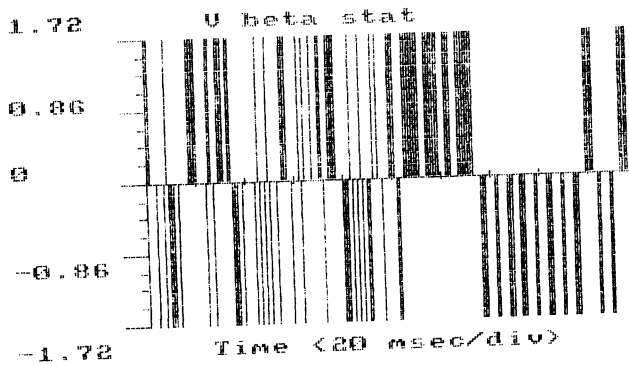


Fig.3.7.40

În continuare, în fig.3.7.39 și 3.7.40 sînt reprezentate formele tensiunilor $V_{\alpha s}$ și $V_{\beta s}$, circuitul intermediar prezentînd o tensiune $V_d = 3 U_b$. Se observă forma diferită a celor două tensiuni.

În fig. 3.7.41 și 3.7.42 se poate urmări curentul $i_{\alpha s}$ impus (aici s-a notat cu e_{st}), și cel real din motor (aici calculat din pusejile motorului, iar în practică măsurat) diferența lor fiind

ilustrată în fig.3.7.43.

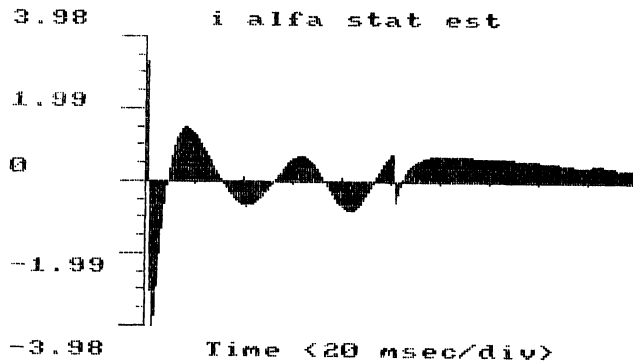


Fig.3.7.41

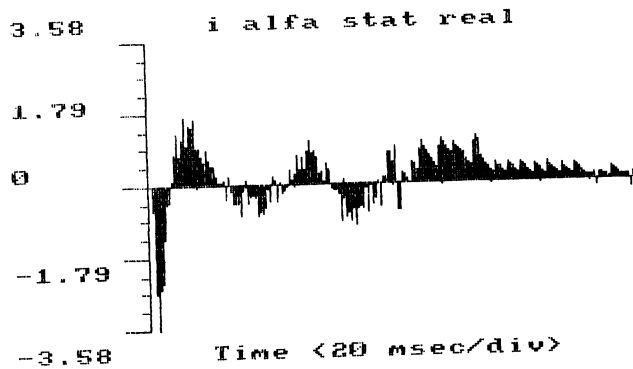


Fig.3.7.42

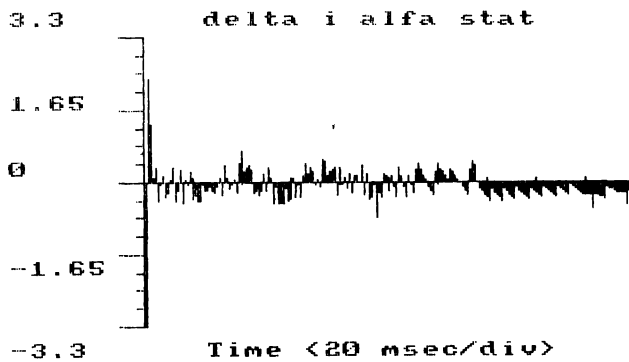


Fig.3.7.43

Deoarece $i_{\alpha s}$ este egal cu i_{As} se poate spune că această diferență comandă de fapt invertorul (în funcție de histereza impusă, care în cazul de față este de 0,0001 din I_b).

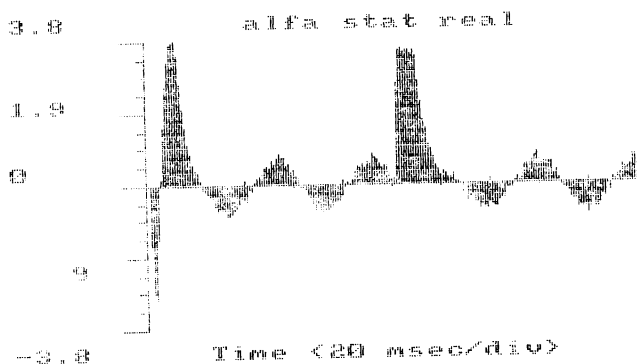


fig.3.7.44

În fig.3.7.44 se poate vedea $i_{\alpha s}$ în timpul reversării turației.

Din rezultatele simulărilor acestei scheme de reglare rezultă că comportarea dinamică a acționării este mai bună în cazul utilizării regulatorului de tip MA+PI, acesta anihilând și efectul variației rezistenței rotorice și nu prezintă suprareglaj la timp de primă reglare mic. În cazul utilizării unui regulator PI, mărirea rezistenței rotorice se manifestă prin suprareglaj mai mare.

3.7.2. Simularea variantei cuadrimotor

Schema bloc cuadrimotor simulată este cea din fig.3.5.5. Deoarece această acționare este destinată tracțiunii urbane, s-a presupus că motoarele sînt legate de mase cu inerție mare, cuplul rezistent variind în funcție de viteză, conform rel.(3.6.63). Programul a fost conceput în așa fel încît se pot rezolva ecuațiile celor patru motoare independent, în funcție de condițiile de cuplu rezistent și inerție al fiecăruia. Tensiunile de alimentare pentru cele patru motoare sînt identice, existînd doar un singur invertor. Pentru a se reduce însă timpul de calcul s-a presupus că merg identic cite două motoare, calculele făcîndu-se deci doar pentru două motoare. Regimul de mers a fost impus în felul următor: plecare de la viteza zero la viteză nominală, ambele motoare fiind încărcate identic și cu moment de inerție egal, mărit după aceea un motor alunecă, deci rămîne cu moment de inerție redus (doar cel progresiv) și sarcină micșorată, diferența de mo-

ment de inerție și de sarcină fiind preluată de celălalt motor și în sfârșit, încetarea alunecării din motive exterioare, fiecare motor preluându-și din nou sarcina.

În fig.3.7.45 se poate urmări comportarea celor două motoare în cele trei situații amintite. Motorul care este descărcat brusc începe să oscileze trecând și în regia de generator, ca după

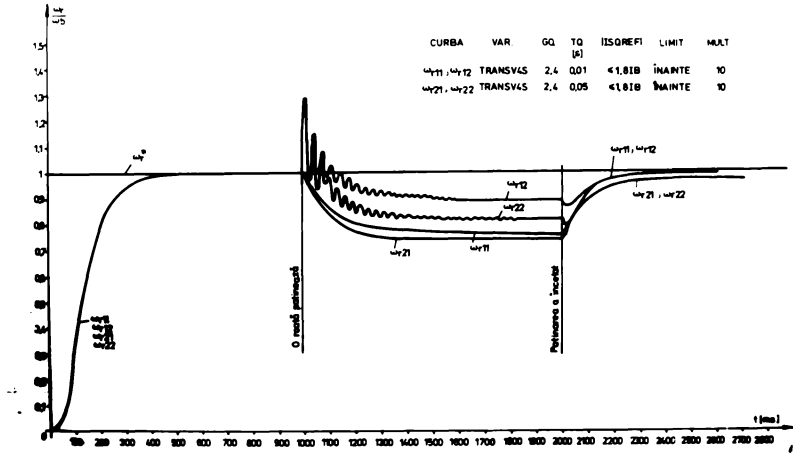


Fig.3.7.45

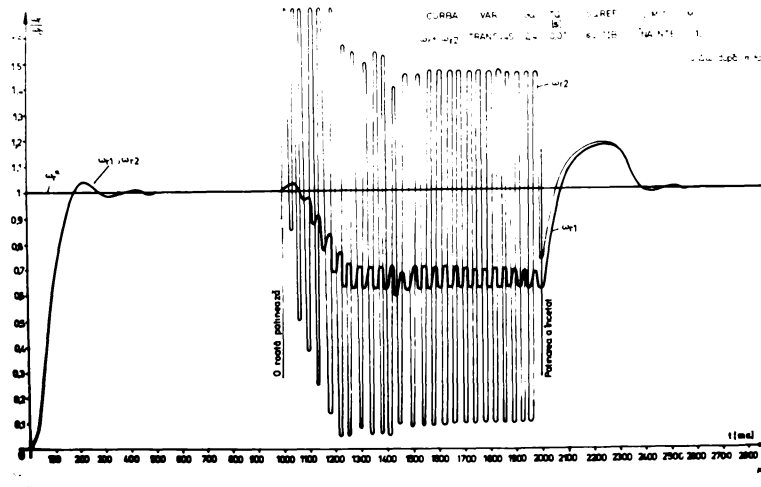


Fig.3.7.46

aproximativ 400 ms să funcționeze stabil la o turație mai mare, corespunzând frecvenței date de inverter și alunecării de mers în gol. Se poate observa că la o constantă de timp mai mică la integrator, eroarea staționară este mai mică.

Pentru ca motoarele (motorul) care rămân încărcate să mențină viteza acționării s-a încercat mărirea prescrierii de cuplu cu o

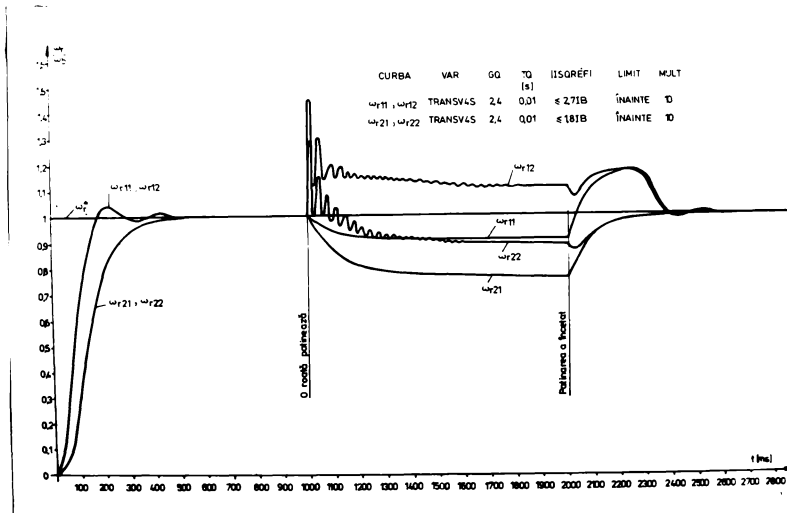


Fig.3.7.47

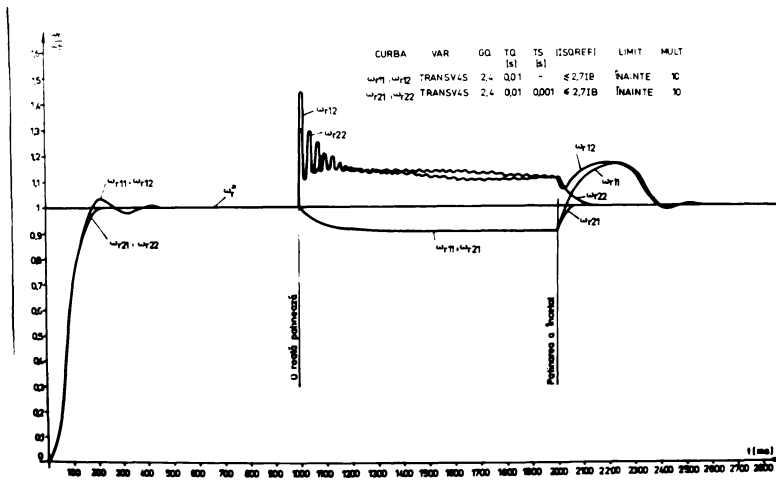


Fig.3.7.48

mărimii proporțională cu diferența între turația minimă și cea medie. Rezultatul este ilustrat în fig. 3.7.46. Se vede că ambele motoare oscilează, cel descărcat oscilând mai puternic. Causa oscilațiilor mari este faptul că diferența dintre turația minimă și medie oscilează și ea, deci prescrierea de cuplu va fi oscilatorie. O altă soluție este de a se aduna la prescrierea de cuplu o mărime constantă (independentă de $\Delta\omega_r$), atunci când $\Delta\omega_r$ depășește o anumită valoare (atunci unul sau mai multe motoare patinează).

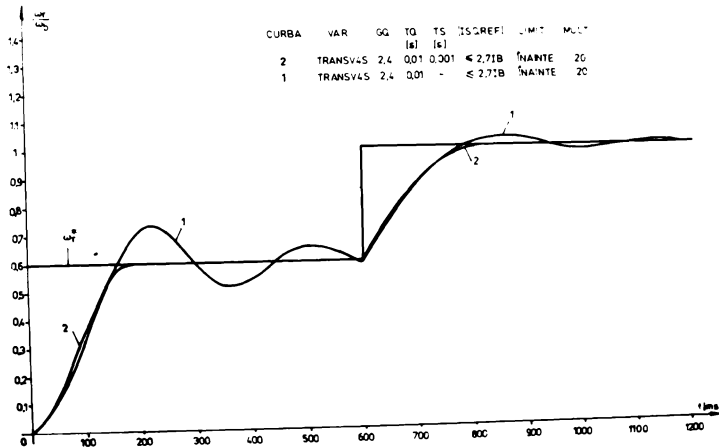


Fig. 3.7.49

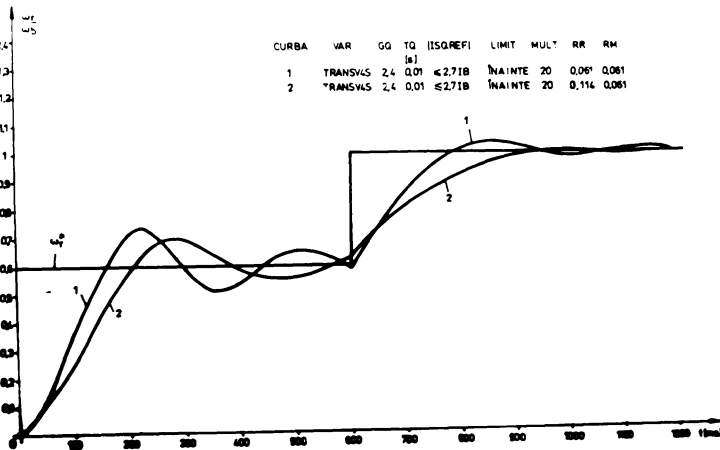


Fig. 3.7.50

Acest lucru este echivalent cu mărirea limitării lui i^* . În fig. 3.7.47 se poate vedea efectul unui i^* marit pe tot timpul funcționării. Se poate observa că $\omega_{r1} > \omega_{r2}$, dar și suprareglajul este mai mare în primul caz.

În fig. 3.7.48 se prezintă ^{performanța} schemele de reglare în două variante, una cu regulator PI, cealaltă cu MA+PI. Se poate vedea clar superioritatea variantei a doua. Nu prezintă suprareglaj la pornire, având însă același timp de prima reglare. Motorul care patinează are prima oscilație de amplitudine mai redusă și la revenirea patinării,

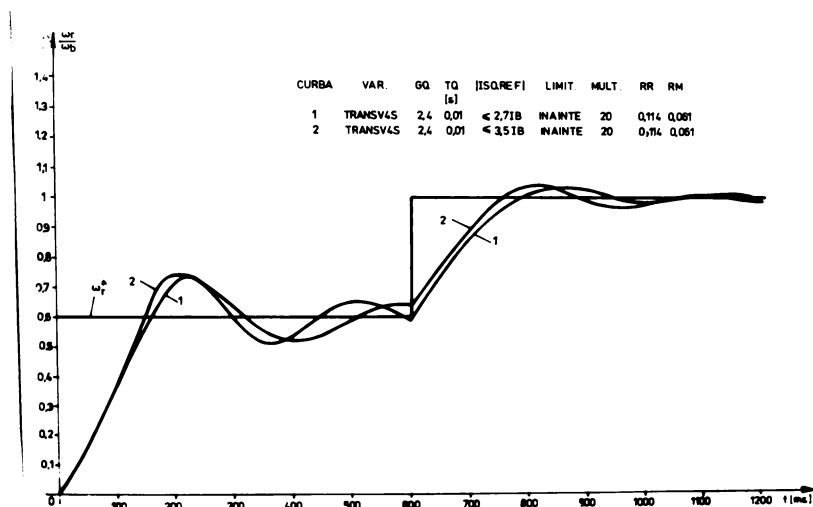


Fig.3.7.51

turația ambelor motoare revine fără oscilații la valoarea prescrisă, în timp ce la prima variantă există un suprarreglaj pronunțat înainte de revenirea la turația prescrisă. Și în fig. 3.7.49 se arată superioritatea regulatorului de tip MA+PI la pornire și modificare în treapta a turației prescrise.

În continuare s-a studiat influența creșterii rezistenței rotorice asupra dinamicii acționării. Din fig.3.7.50 se vede clar că creșterea rezistenței rotorice duce la înrăutățirea dinamicii acționării. Acest efect poate fi compensat prin acceptarea în calcul a valorii calzi a rezistenței rotorice, sau prin mărirea valorii de limitare a curentului i^*_{qs} (fig.3.7.51).

În fig.3.7.52 se observă efectul variației rezistenței rotorice în cazul utilizării regulatorului de tip MA+PI, iar în fig. 3.7.53 compensarea întârzierii prin mărirea limitei de curent i^*_{qs} .

În fig.3.7.54 și 3.7.55 se ilustrează modificarea timpului de primă reglare și a suprarreglajului în cazul regulatorului PI în funcție de momentul de inerție al acționării (MULT). Cu toate că timpul de primă reglare ^{variază} și în cazul regulatorului de tip MA+PI, acesta însă nu are suprarreglaj, suprarreglaj care în cazul unui regulator PI este diferit în funcție de momentul de inerție al acționării.

CURBA	VAR	GO	TQ	TS	[SQREF]	LIMIT	MULT.
				[s]	[s]		
TRANSV4S	2,4	0,01	≤ 2,71B	INANTE	10		
TRANSV4S	2,4	0,01	≤ 2,71B	INANTE	20		

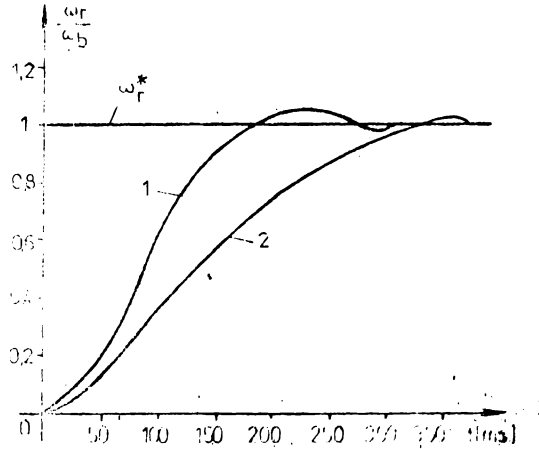


Fig. 3.7.54

CURBA	VAR	GO	TQ	TS	[SQREF]	LIMIT	MULT.
				[s]	[s]		

1	TRANSV4S	2,4	0,01	0,001	≤ 2,71B	INANTE	10
2	TRANSV4S	2,4	0,01	0,001	≤ 2,71B	INANTE	20

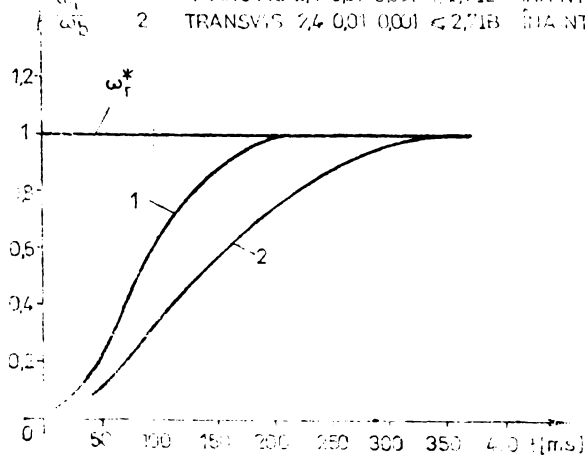


Fig. 3.7.55

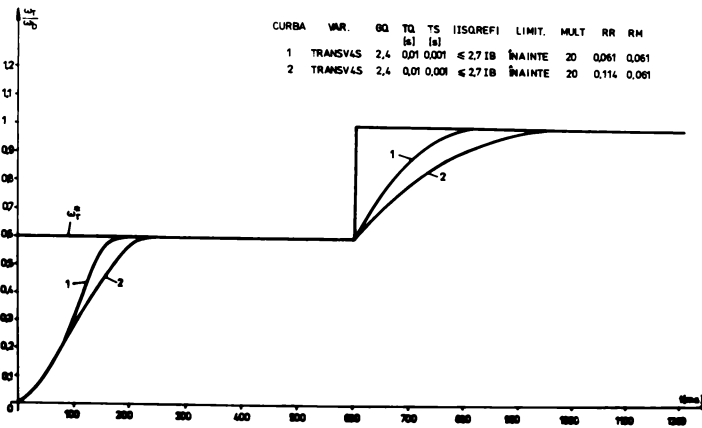


Fig. 3.7.52

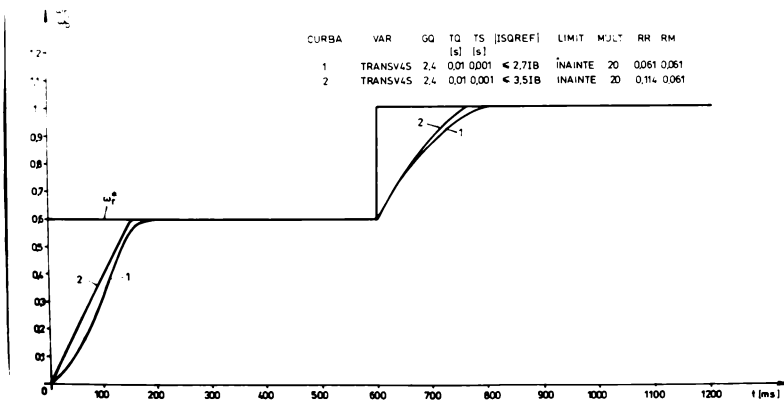


Fig. 3.7.53

3.7.3. Concluzii

În urma simulărilor făcute în acest capitol se pot trage următoarele concluzii semnificative:

- Schema de reglare TRANSILS are performanțe dinamice bune, influența variației rezistenței rotorice nefiind importantă la varianta aleasă pentru calculatorul de flux.

- Performanțele sînt semnificativ mai bune în cazul utilizării unui regulator de tipul MA+PI, deoarece nu prezintă suprareglaj, timpul de priză reglare fiind același ca în cazul utilizării reguletoarelor PI.

- schema de reglare TRANSV4S prezintă performanțe bune în cazul în care diametrele roților sînt menținute egal în anumite limite (± 10 mm). Dacă unul sau mai multe din motoare (roți) încep să patineze, oscilația lor se amortizează repede dacă viteza care intră în bucla de reglare este viteza minimă înființată la motoare. În cazul în care acest motor suportă, se poate mări, pentru un timp determinat de încălzirea lui, limitarea curentului i_{qs}^* . Astfel se îmbunătățește dinamica vehicolului în cazul patinării unor motoare. Și la această schemă de reglare, regulatoarele de tipul MA+PI dau performanțe mai bune. În calcule este bine să se lucreze cu valoarea caldă a rezistenței rotorice, deoarece în tracțiune moroarele de obicei lucrează în sarcină.

Cap.4 IMPLEMENTAREA PRACTICA A DOUA SCHEME DE REGLARE CU ORIENTARE DUPA CIMP

4.1. Introducere

In vederea testării practice a performanțelor a două scheme propuse, una pentru acționări rapide de mică putere (TRANSILS) și una pentru acționări în tracțiune (TRANSV4S), s-au realizat aceste două variante efectiv. Deoarece cerințele referitoare la viteza de calcul în schemele de reglare sînt mari, aceste scheme au fost realizate analogic. Din această cauză se pierde însă din precizia calculelor. Dacă s-ar realiza aceste scheme în variantă numerică, ar fi necesare microprocesoare performante (ca de ex. MOTOROLA 68.000 sau INTEL 8086 împreună cu 8087), acestea însă nu sînt încă disponibile la noi în țară pentru aplicații industriale.

4.2. Alegerea scării pentru mărimile utilizate în schemele de reglare

In schemele de reglare cu orientare după cimp se utilizează ecuații care conțin tensiuni, curenți, rezistențe, inductanțe, fluxuri etc. Pentru toate aceste mărimi trebuie alese scări de conversie a lor în tensiune deoarece toate circuitele de calcul lucrează cu tensiuni.

Analog cu alegerea mărimilor independente la paragraful 3.3, și aici se pot alege trei marimi independente, și anume tensiunea curentul și timpul. Comparativ cu alegerea mărimilor de bază, și raportarea tuturor mărimilor folosite în calcul la aceste marimi de bază și nici s-ar alege de fapt tot niște marimi de bază la care se raportează toate celelalte mărimi, rezultatul raportărilor fiind niște mărimi adimensionale, dar care în schemele practice au sensul unor tensiuni.

Dacă în simulare precizia de calcul nu depinde esențial de ordinul de mărime al mărimilor raportate, în schimb la implementarea analogică aceste mărimi trebuie să fie cît mai apropiate de tensiunile maxime de lucru ale circuitelor (de ex. $\pm 10V$ pentru 808095, $\pm 15V$ pentru $\beta A 741$). În cazul în care mărimile de calcul ar lua valori de ordinul milivolților sau seci de milivolți, atunci precizia de calcul scade extrem de mult

(s-ar putea ca semnalul util sa devină comparabil cu zgomotul sau de tensiunile date de derivatele termice sau de cele date de derivatele tensiunilor de alimentare ale schemelor de calcul analogic

Cind se alege valoarea mărimilor de bază, sau direct scările pentru A, V și a, se ține cont de valorile lor maxime posibile și de tensiunile maxime admisibile la circuitele utilizate (s-a acceptat $\pm 10V$).

Dacă se presupune că s-au ales următoarele scări:

$$1s = a / V / \quad (4.2.1.)$$

$$1A = b / V / \quad (4.2.2)$$

$$1V = c / V / \quad (4.2.3)$$

atunci analog cu formulele (3.3.5)-(3.3.8) rezultă următoarele scări pentru celelalte unități de măsură :

$$1 \text{ rad/s} = \frac{1}{a} / V / \quad (4.2.4)$$

$$1 \omega b = a \cdot c / V / \quad (4.2.5)$$

$$1H = \frac{a \cdot c}{b} / V / \quad (4.2.6)$$

$$1 \Omega = \frac{c}{b} / V / \quad (4.2.7)$$

4.3. Implementarea variantei de reglare TRANSILS

Varianta TRANSILS a fost implementată conform schemei din fig.3.5.3. In continuare se vor prezenta schemele electronice prin care s-au realizat funcțiile matematice și de circuit impuse diverselor blocuri.

4.3.1. Motorul asincron

Motorul utilizat in această variantă de reglare este un motor asincron trifazat de 0,37 kW putere nominală, cu tensiunea nominală inițială de 220V/380V. El a fost rebobinat pentru tensiune de alimentare mică, rezultind următorii parametri nominali: tensiunea de bază $V_N = 15V$, curentul de fază $I_N = 6A$. In urma încercării motorului s-au calculat parametri motorului, care au rezultat:

$$R_s = 0,45\Omega, R_r = 0,375\Omega, L_s = L_r = 13 \text{ mH}, L_m = 12 \text{ mH}, L_{\sigma r} = L_{\sigma s} = 1 \text{ mH}, J = 0,0005 \text{ kgm}^2, M_k = 4,29 \text{ Nm}, p_1 = 2.$$

Acceptindu-se ca mărimi de bază $V_B = 15 \cdot \sqrt{2} = 21,15 \text{ V}$ $I_B = I_N \cdot \sqrt{2} = 8,48 \text{ A}$, $T_B = 1/2\pi \cdot 50 = 3,18 \cdot 10^{-3} \text{ s}$, au rezultat următoarele mărimi raportate (se folosesc in simulare și aici se notează cu prim): $R'_s = 0,12$, $R'_r = 0,108$, $L'_s = L'_r = 1,636$, $L'_m = 1,51$, $M'_k = 2,5$, $\Psi'_r = 1$, $J' = 14,38$.

Pentru acest motor au fost alese următoarele scări independente:

1 s	- 50 V	(4.3.1)
1 A	- 0,05 V	(4.3.2)
1 V	- 0,3 V	(4.3.3)

și au rezultat pentru mărimile dependente

1 ω_b	- 15 V	(4.3.4)
1 ω_c	- 6 V	(4.3.5)
1 H	- 30CV	(4.3.6)
1 rad/s	- 0,02V	(4.3.7)

4.3.2 Invertorul de putere

Motorul utilizat a fost rebobinat pentru tensiune de alimentare redusă, ca să se utilizeze tranzistoare de putere pentru inverter, de tensiune redusă (2N3055)

Invertorul este un inverter de tensiune, comanda lui făcându-se de fapt în curent (din punct de vedere al schemei de reglare cu orientare după cimp).

Schema de forță a invertorului este prezentată în fig. 4.3.1 iar schemele de detaliu pentru tranzistoarele compuse T_{pn} și T_{pn} sînt arătate în fig. 4.3.2 și 4.3.3. După cum se vede din aceste figuri s-au pus câte două tranzistoare de putere în paralel și s-a limitat curentul printr-unul din aceste tranzistoare la aproximativ 6A. În fig. 4.3.4 este reprezentată schema de comandă pentru cele două tranzistoare de putere de pe o fază.

Legătura între regulatele de curent și partea de forță se face prin intermediul unor optocuploare de tip MCL 61.

Regulatele de curent cu histeresă au fost realizate cu amplificatoare operaționale. Blocurile T7 de transformare a mărimilor dintr-un sistem trifazat într-unul bifazat și invers se face conform relațiilor (1.3.14.b) și 1.3.17) cu ajutorul unor amplificatoare operaționale.

4.3.3 Calculatorul de flux și analizorul de vector

Acest bloc a fost implementat analogic conform ecuațiilor (1.3.70 și (1.3.71), schema lui fiind prezentată în fig. 4.3.5. Operațiile de înmulțire, precum și cele de împărțire și radical la toate blocurile implementate s-au realizat cu multiplicatoarele analogice μ OB 8095 conform schemelor din fig. 4.3.6, 4.3.7, și 4.3.8.

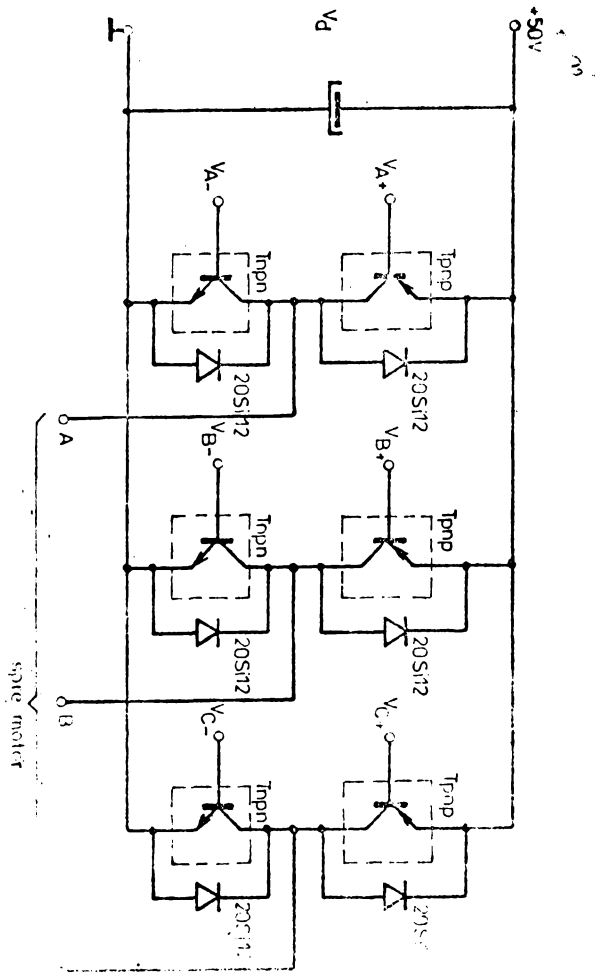


Fig. 4-3.1

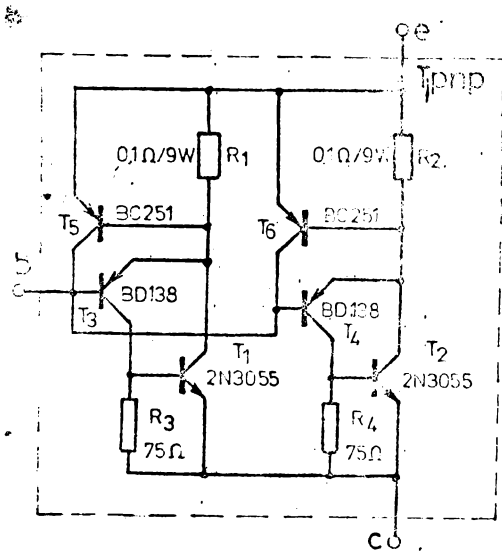


Fig.4.3.2

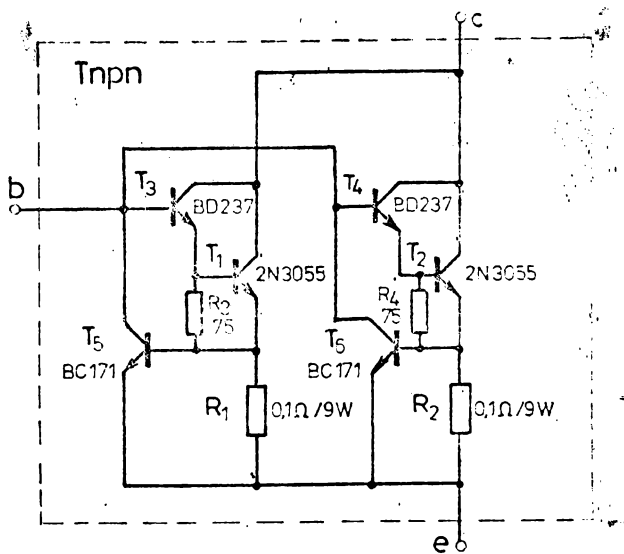


Fig.4.3.3

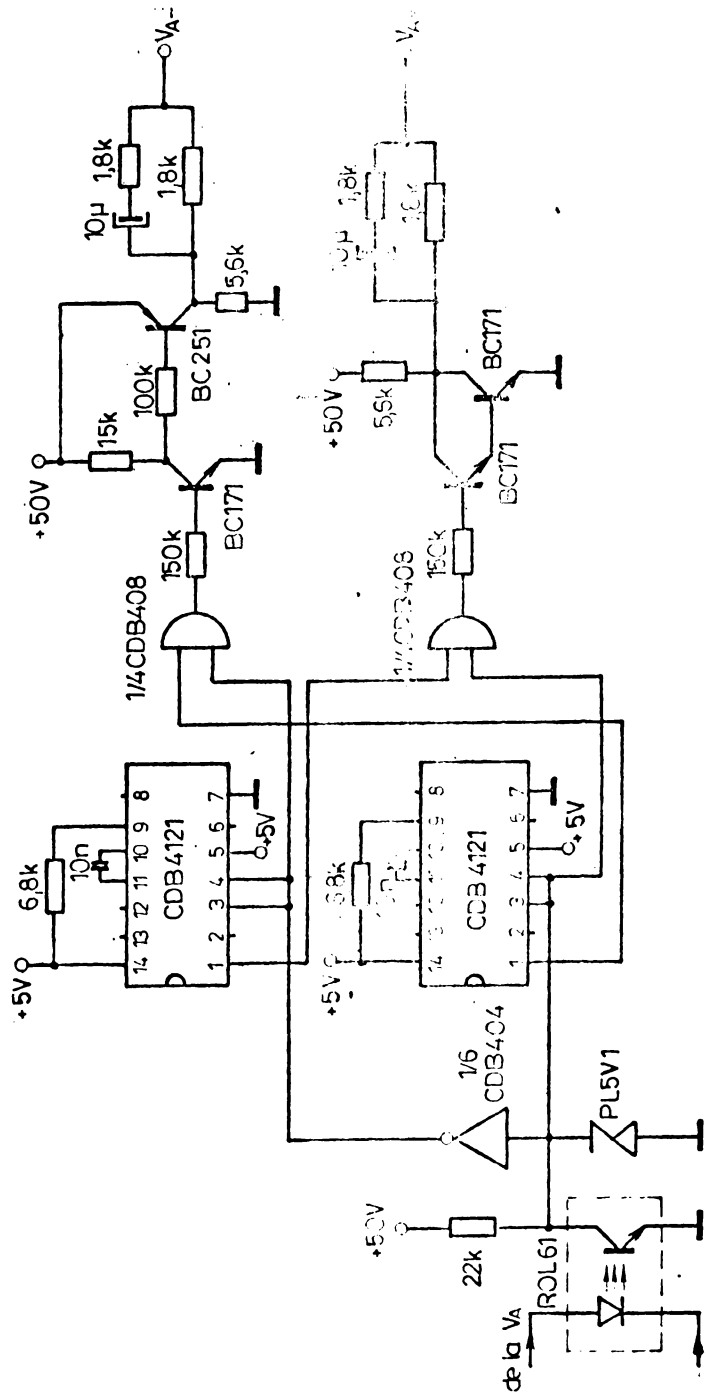


FIG. 4.3.4

4.3.3. Calculatorul de flux și analizorul de vector

Acest bloc a fost implementat analogic conform ecuațiilor (1.3.70) și (1.3.71), schema lui fiind prezentată în fig.4.3.5. Operațiile de înmulțire, precum și cele de împărțire și radical la toate blocurile implementate s-au realizat cu multiplicatoarele analogice ROB 8095 conform schemelor din fig.4.3.6, 4.3.7 și 4.3.8.

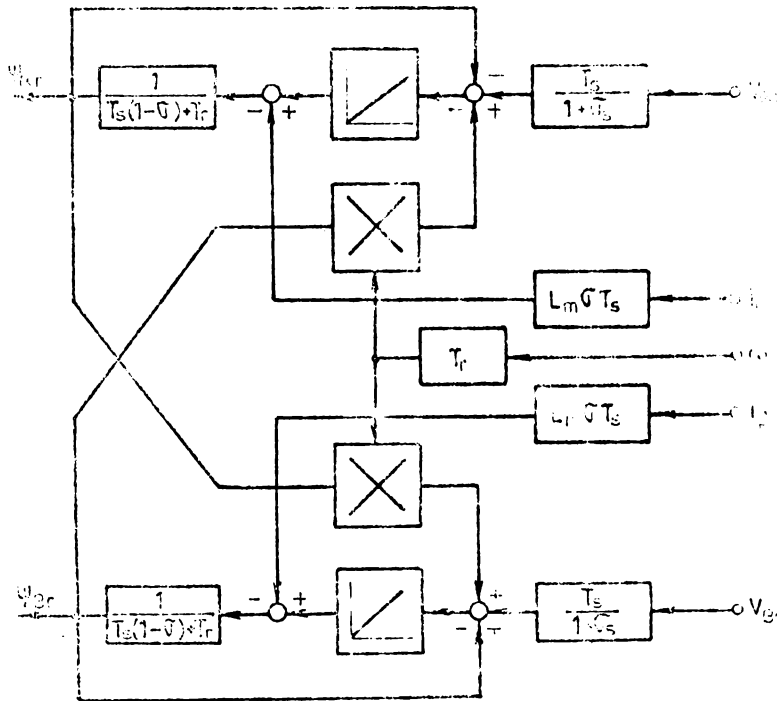


Fig.4.3.5

Blocul analizor de vector are schema din fig. 4.3.5., cu care se implementează relațiile (3.6.48)-(3.6.50).

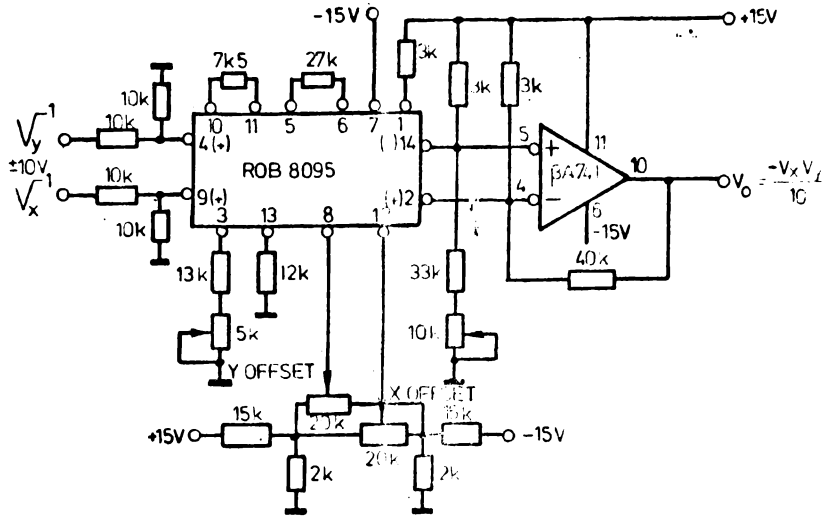


Fig.4.3.6

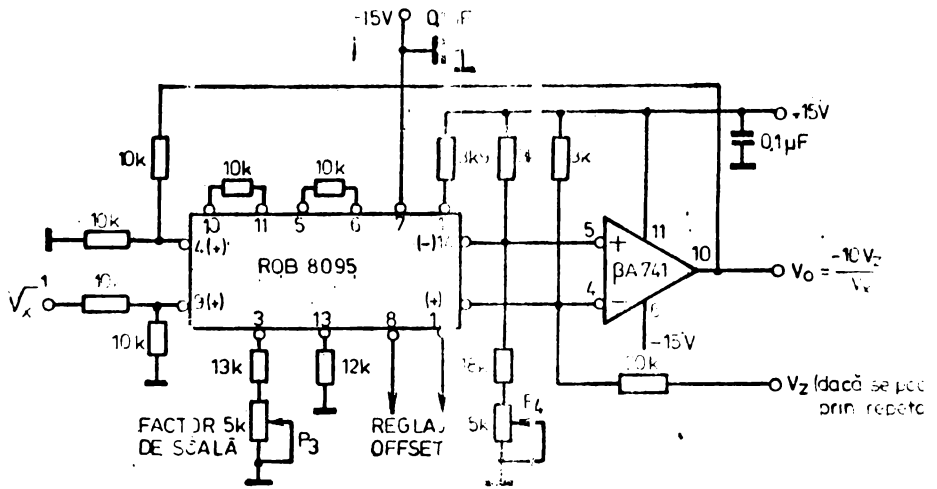


Fig.4.3.7

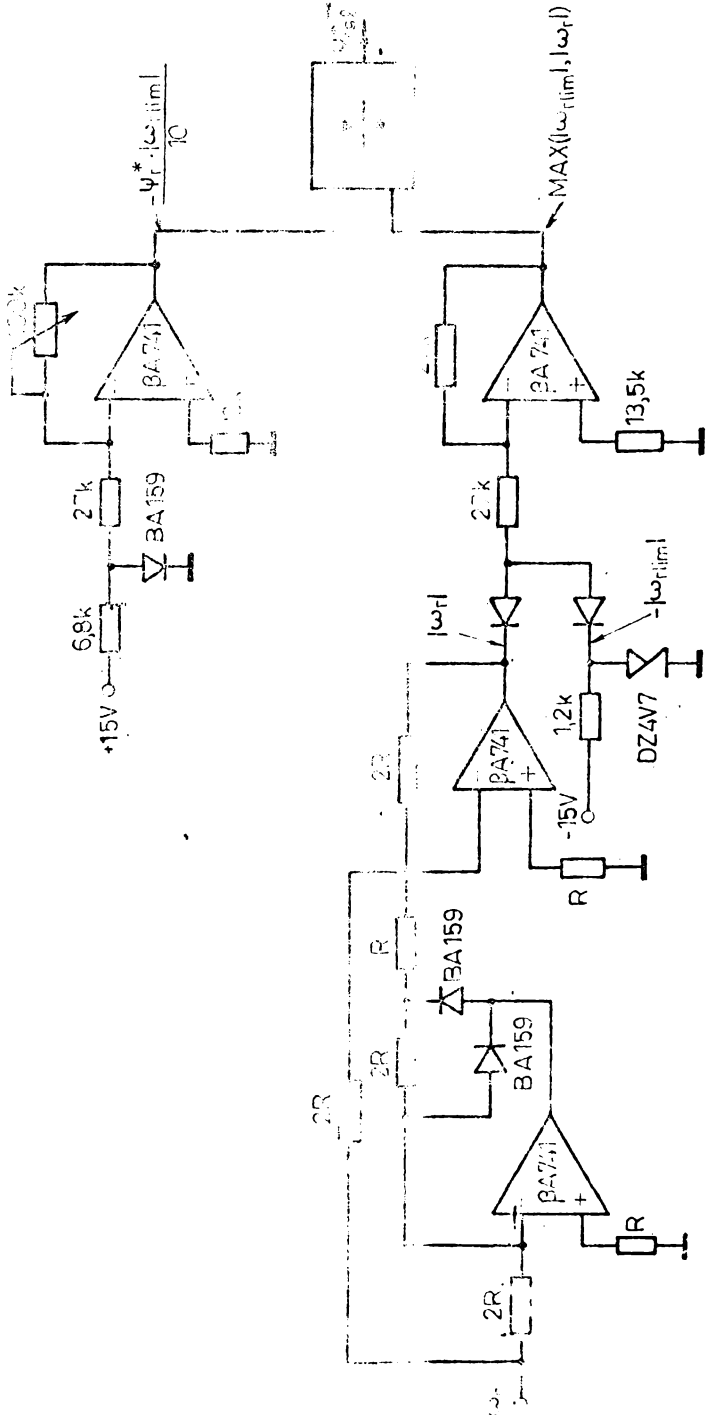


Fig.4.3.11.

Amplificatoarele operaționale din partea superioară se prezintă de fapt cele două regulatoare. Dacă notăm cu:

$$\dot{\epsilon} = \omega_r - \omega_r^* \quad (4.3.8)$$

atunci observatorul de stare format din cele cinci amplificatoare operaționale din partea inferioară a figurii pune la dispoziția regulatorului derivata întâia și a doua a lui $\dot{\epsilon}$. Derivata a doua nu e folosită întotdeauna (linia întreruptă).

Blocul de transformare cuplu-curent, realizează următoarele operații matematice (conform rel. 3.6.7)

$$i^* = \frac{M^*}{L_s \cdot \psi_r^*} \quad (4.3.9)$$

Blocul de prescriere al fluxului rotoric trebuie să dea un flux constant pînă la o anumită turație prescrisă, iar la depășirea acestei turații trebuie să dea un flux slăbit, conform rel. 3.6.17), indiferent de sensul de rotație. Schema de principiu care realizează această funcție este arătată în fig. 4.3.11, iar tensiunea de ieșire (corespunzătoare comenzii de flux) este prezentată în fig. 4.3.12.

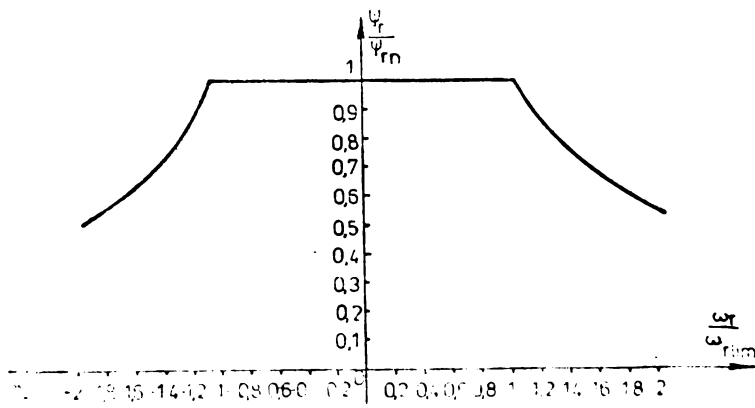


Fig. 4.3.12

4.3.6. Traductor de curent(tensiune)cu separare galvanică

La schema de reglare în varianta TRANSILS, măsurarea curenților și tensiunilor s-a făcut prin rezistențe de tip șunt respectiv divizoare rezistive de tensiune fără separare galvanică, tensiunea din circuitul de forță nefiind prea ridicată. În cazul în care tensiunea din circuitul de forță este mare (sute de volți) este necesară o separare galvanică între partea de forță (inverter-motor) și partea de comandă (orientare după cimp). În cazul în care nu se măsoară mărimi electrice (curenți, tensiuni) la bornele motorului, separarea trebuie făcută doar la comanda tranzistoarelor de putere sau tiristoarelor.

În fig.4.3.13 se prezintă schema unui traductor de semnal cu separare galvanică prin optocuplor.

Schema conține un oscilator ($\beta E 555$) care este comandat de semnalul de măsurat (V_{As}) printr-un amplificator operațional, modificându-i-se factorul de umplere și frecvența. Impulsurile rezultante sînt transmise prin optocuplorul MCL 61 unui comparator cu limitare după care urmează un filtru trece jos, care scoate din semnalul de impulsuri modulat în durată, semnalul modulator V'_{As} . În cazul în care trebuie măsurat curent, se utilizează căderea de tensiune de pe un șunt, care se aplică punctului A, prin intermediul unui etaj de adaptare (fig.4.3.13).

Cerințele care se impun unui astfel de traductor sînt:

- precizie, mai ales în privința fundamentalei,
- defazaj introdus mic,

Banda de lucru minim necesară este de 0 - 100 Hz (0 - 150 Hz). Se acceptă frecvența purtătoarei $f_p = 10\text{kHz}$ și frecvența de tăiere a filtrului trece jos $f_0 = 1\text{kHz}$. Funcția de transfer a filtrului este de forma :

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(\alpha \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (4.3.10)$$

În cazul în care se lucrează cu $\alpha = 0,2$, caracteristica de modul la 100 Hz este încă constantă, iar defazajul introdus de filtru este de aproximativ $1,5^\circ$. Atenuarea amplitudinii purtătoarei este de 40 dB. Aceste performanțe sînt satisfăcătoare pentru majoritatea aplicațiilor industriale. Ele se îmbunătățesc dacă se crește frecvența purtătoarei (pentru MCL 61, 10 kHz este aproape de limită).

4.3.7. Calculul cuplului electromagnetic

În cazul variantei de reglare TRANSILS se poate calcula destul de ușor cuplul electromagnetic în mașină.

Pe baza relațiilor (1.3.55)-(1.3.63) se poate calcula expresia cuplului electromagnetic în mașină în funcție de curenții statorici în sistemul de axe α - β și de componenții fluxului rotor în același sistem de axe. Foarte a se observă că aceste mărimi sînt disponibile la această schemă. Expresia cuplului rezultă:

$$M = \frac{3}{2} p_1 \frac{L_m}{L_s} (i_{\beta s} \psi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \psi_{\beta r}) \quad (4.3.11)$$

Deci cu două înmulțiri și o scădere se obține valoarea momentană a cuplului. Se poate realiza astfel ușor o schemă de reglare a acționării la cuplu constant. Această schemă a fost realizată practic, făcîndu-se înregistrarea cuplului în timpul reversării turației.

4.3.8. Rezultate experimentale

Înregistrarea măsurătorilor s-a făcut cu un oscilograf mecanic de tipul 12 LS-1 (producție RDG) cu 12 canale de înregistrare.

În fig. 4.3.14-4.3.16 este prezentat răspunsul motorului în turație la o comandă a reversării ei între +750 rpm și -750 rpm cu o frecvență de 1 Hz.

Parametri regulatorului de flux în toate cele 3 cazuri au fost $K_{R2} = 5$, $T_{i1} = 0,5s$. Pentru situația din fig. 4.3.14 parametri regulatorului de turație, de tipul PI, au fost $K_{R1} = 5$, $T_{i1} = 0,068s$.

Se poate observa suprareglajul pronunțat. Dacă se mărește constanta de timp a integratorului la $T_{i1} = 0,4s$ (fig. 4.3.15) suprareglajul scade, răspunsul cel mai bun fiind obținut însă în cazul unui regulator MA+PI (fig. 4.3.16).

În fig. 4.3.17 s-a dat comanda de reversare cu o frecvență de 10 Hz, motorul însă nu mai atinge ținta.

În fig. 4.3.18, se ilustrează regimul tranzitoriu în situație prescrierii unei trepte de turație, de la 1000 rpm la 1400 rpm, iar în fig. 4.3.19 treapta este de 900 rpm. În ultima figură se prezintă concomitent și fluxul rotor în mașină. Se observă regimul de slăbire de flux.

La turație mai joasă, de ex. 160 rpm (fig. 4.3.20) există pulsații în turație. Ele sînt foarte pronunțate la turații foarte mici,

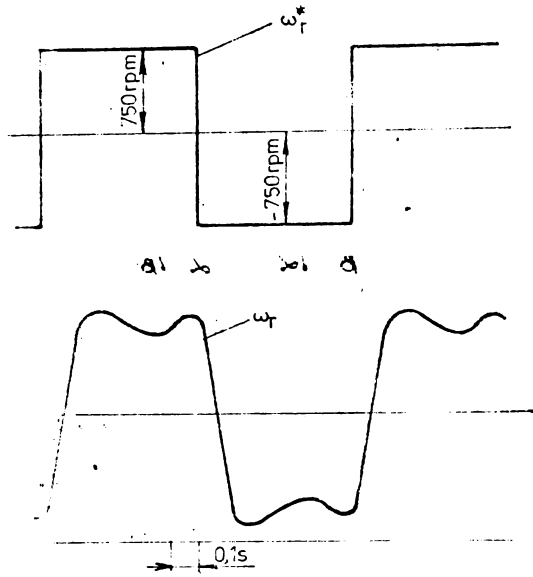


Fig.4.3.14

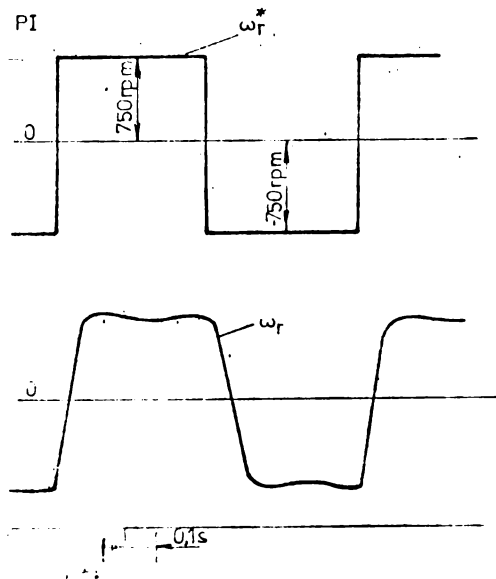


Fig.4.3.15

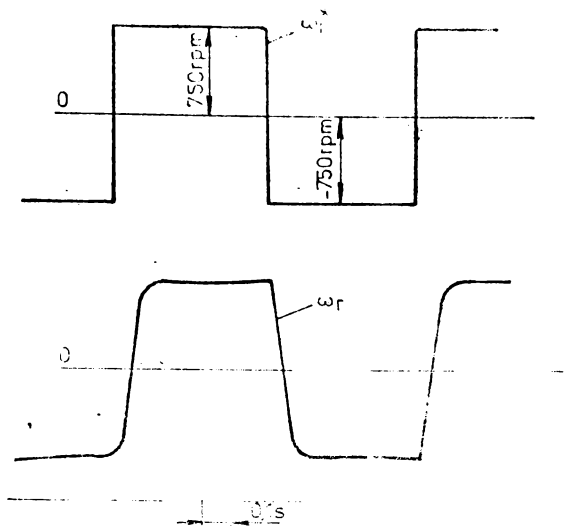


Fig.4.3.16

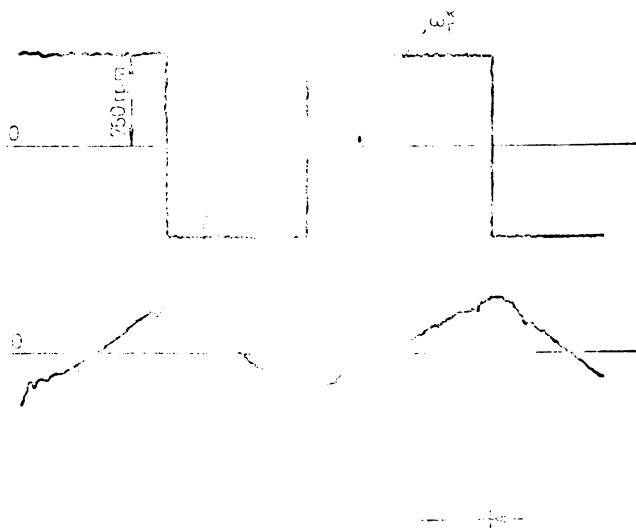


Fig.4.3.17

ca de exemplu 0,5 rpm.

După cum se vede din fig,4.3.21, în această situație pulsațiile sînt de ambele polarități, realizîndu-se totuși o deplasare foarte lentă în sensul dorit. Pentru a se obține o mișcare mai lină trebuie conectată la turații mici amplificarea (sau atenuarea) semnalului de turații, trebuie lucrat cu un semnal mai mare. În situație amintită 0,5 rpm reprezintă 2mV. La astfel de semnale

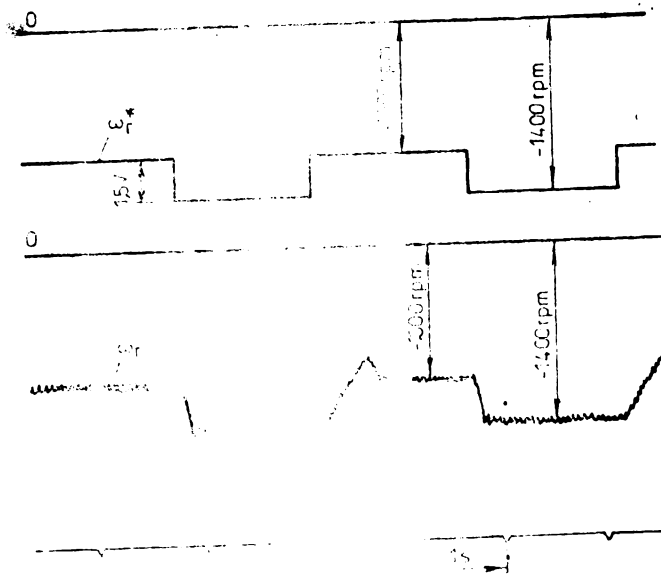


Fig.4.3.18

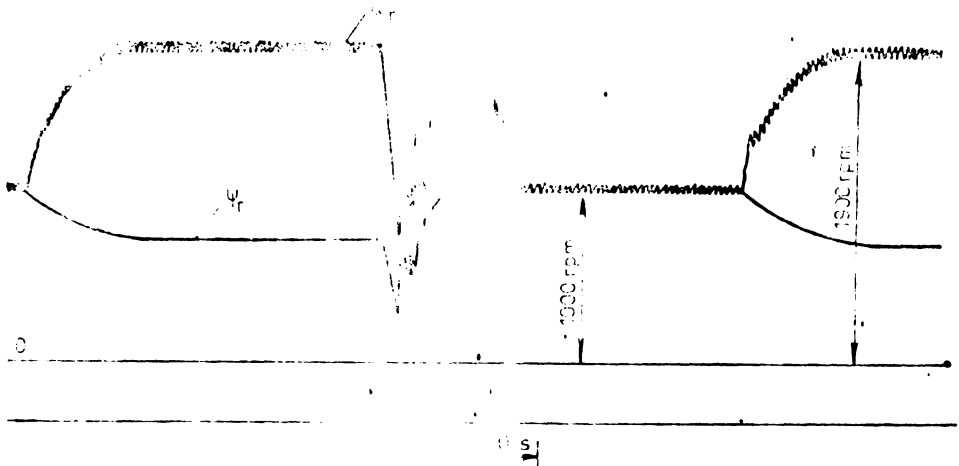


Fig.3.3.19

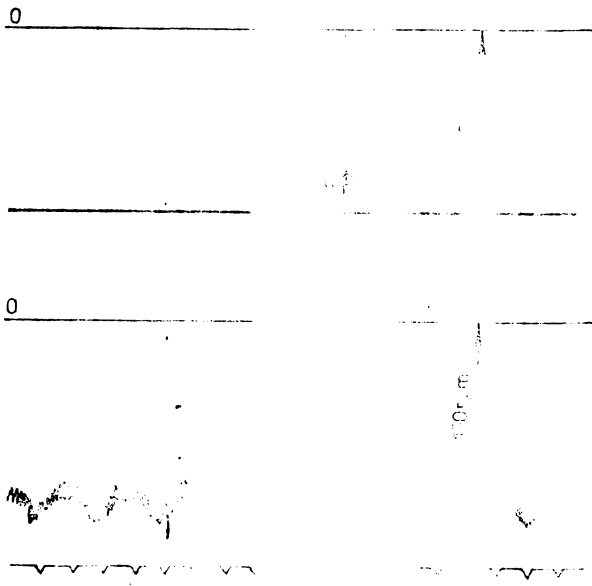


Fig.4.3.20

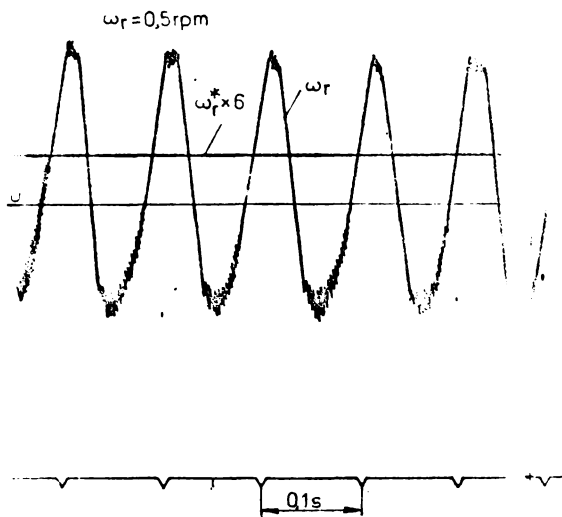


Fig.4.3.21

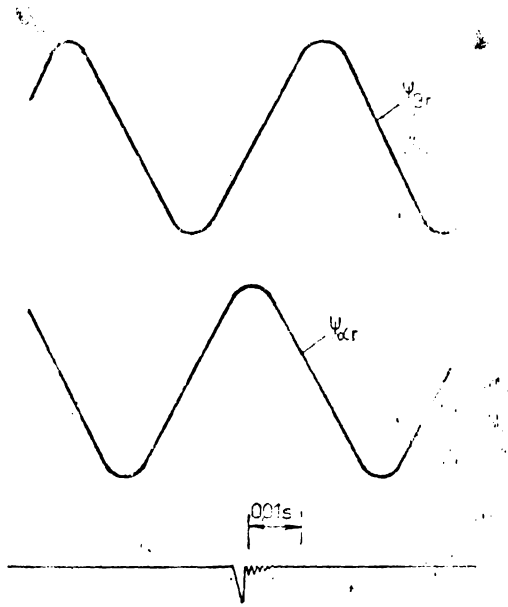


Fig.4.5.22

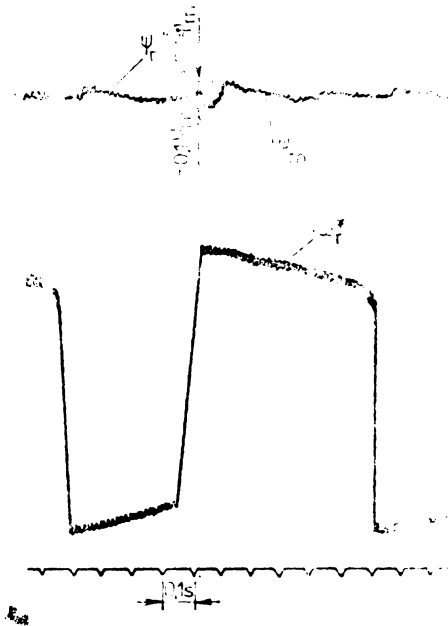


Fig.4.5.23

nici intervine pulsația semnalului de turație de la teogenerator și tensiunile de decalaj de la regulatoarele analogice.

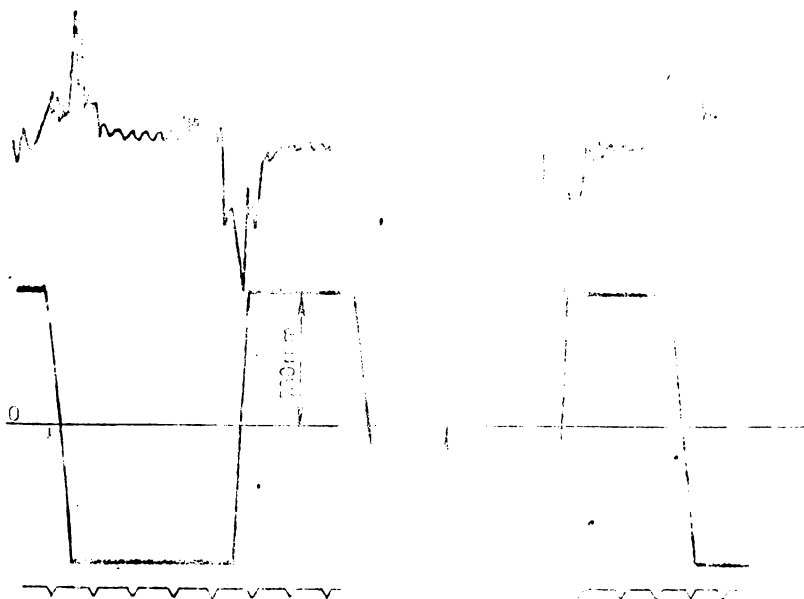


Fig.4.3.24

În fig.4.3.22 și 4.3.23 se pot urmări componentele fluxului rotoric după axele α - β și modulul lui, calculat cu ajutorul calculatorului de flux și analizorului de vector prezentat în paragrafele anterioare. Modulul fluxului ^{este} înregistrat în timpul reversării turației, când se vede că are variații de până la 10%, față de valoarea în regim staționar (nominală).

În sfârșit, în fig.4.3.25 este prezentată tensiunea unei faze nefiltrată și filtrată. Cea filtrată are un defazaj față de valoarea medie a celei nefiltrate. În fig.4.3.26 sînt prezentate două forme de unde pentru curentul unei faze (una nefiltrată și una filtrată), iar în fig.4.3.27 se poate urmări curentul filtrat al unei faze în timpul reversării turației.

În concluzie la acest paragraf se poate spune că există o bună concordanță între caracteristicile obținute experimental și cele obținute prin simulare.

În fig. 4.3.28 se poate urmări partea experimentală a acestei scheme de reglare împreună cu aparatul de alimentare, măsurare și înregistrare.

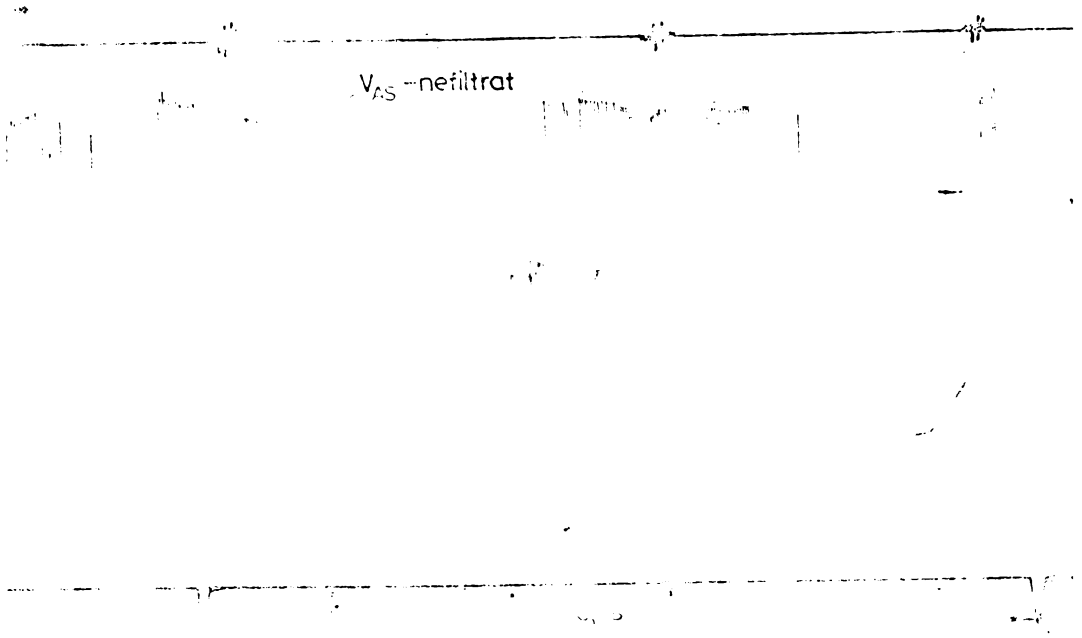


Fig.4.3.25

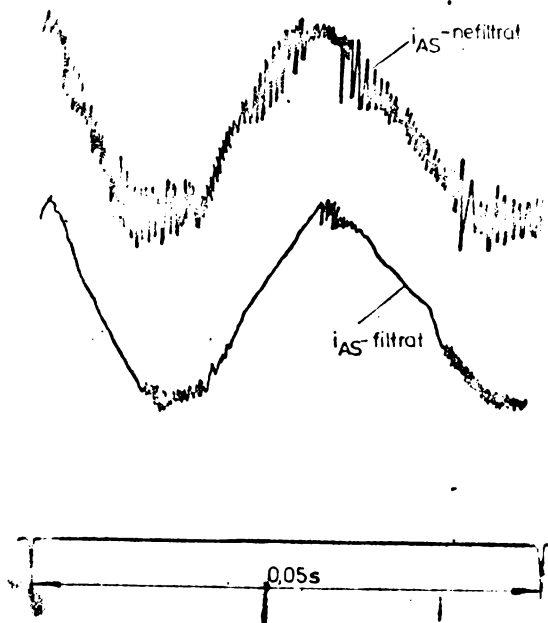


Fig.4.3.26

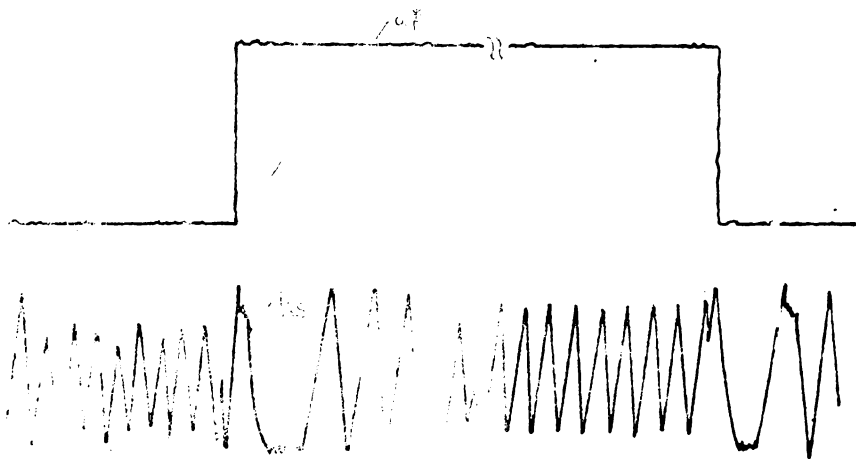


Fig. 4.3.27

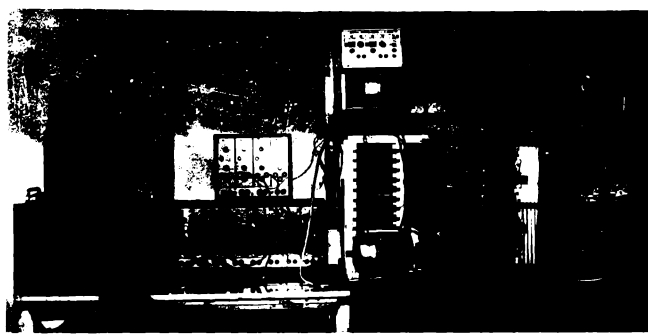


Fig. 4.3.28

4.4. Implementarea variantei de reglare TRANSV4S

Varianta TRANSV4S a fost implementată conform schemei din fig.3.5.5. În continuare se vor prezenta datele metoarelor și schemele electronice prin care s-au realizat funcțiile matematice și de circuit impuse diverselor blocuri. Nu se mai revine la circuitele prezentate deja în paragraful 4.3.

4.4.1. Metearele esinsrone

Metearele utilizate la această variantă de reglare sînt metoare esinsrone normale cu următoarele măriri nominale: $P_N = 0,37 \text{ kW}$, $V_N = 110 \text{ V}$, $I_N = 1,5 \text{ A}$. Parametri motorului sînt: $n_s = 5,6 \Omega$, $R_r = 4,5 \Omega$, $L_s = L_r = 0,3985 \text{ H}$; $L_m = 0,375 \text{ H}$, $L_{\sigma s} = L_{\sigma r} = 0,0255 \text{ H}$, $g = 0,0005 \text{ kgm}^2$, $M_k = 4,29 \text{ Nm}$, $P_i = 2$.

Acceptîndu-se ca măriri de bază $V_B = 110 \cdot \sqrt{2} = 155,56 \text{ V}$, $I_B = I_N \cdot \sqrt{2} = 1,5 \cdot \sqrt{2} = 2,12 \text{ A}$, $T_B = 1/2\pi \cdot 50 = 3,18 \cdot 10^{-2} \text{ s}$, au rezultat următoarele măriri raportate, care se utilizează în simulare: $\alpha'_s = 0,076$, $\alpha'_r = 0,061$, $L'_s = L'_r = 1,7$, $L'_m = 1,6$, $M'_k = 1,36$, $\psi_{r'} = 1$, $J' = 7,82$

Pentru acest tip de motor au fost alese următoarele scări independente în cadrul implementării practice:

$$I_s \longrightarrow 31,4 \text{ V} \quad (4.4.1)$$

$$I_A \longrightarrow 0,2 \text{ V} \quad (4.4.2)$$

$$I_V \longrightarrow 0,055 \text{ V} \quad (4.4.3)$$

și au rezultat scările pentru măririle dependente:

$$I_{sb} \longrightarrow 1,1 \text{ V} \quad (4.4.4)$$

$$I_{s\Omega} \longrightarrow 0,175 \text{ V} \quad (4.4.5)$$

$$I_H \longrightarrow 5,5 \text{ V} \quad (4.4.6)$$

$$I_{\text{rad/s}} \longrightarrow 0,0318 \text{ V} \quad (4.4.7)$$

4.4.2. Inverterul de putere

Schema de forță a inverterului este prezentată în fig.4.4.1, fiind de tipul inverterului de tensiune cu condensator de atingere divizat.

Inverterul este comandat cu trei tensiuni sinusoidale defazate între ele cu 120° , de amplitudină și frecvență egală variabilă. Acestea se compară cu un semnal triunghiular de frecvență mai mare (purătorea), realizîndu-se astfel un semnal modulat în lăjime de puls. Egantionarea este naturală și modularea sinusoidală. Schema de comandă care realizează acest lucru pentru o fază este prezentată în fig.4.4.2. Această schemă dă la ieșire semnalele de

comandă pe grilă pentru tiristarele principale și cele de stingere.

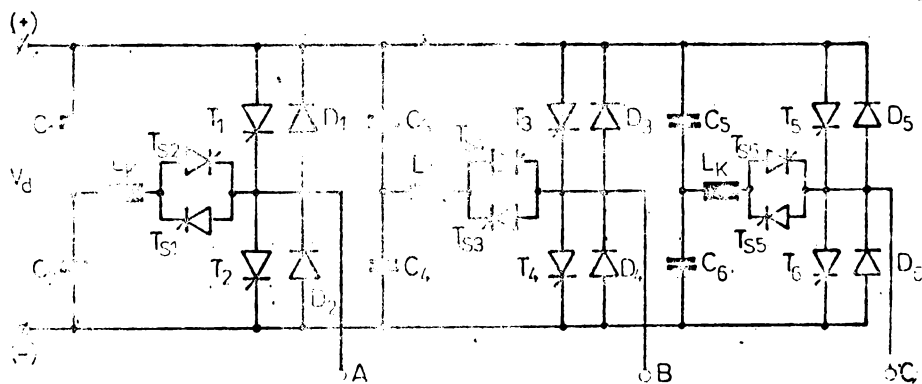


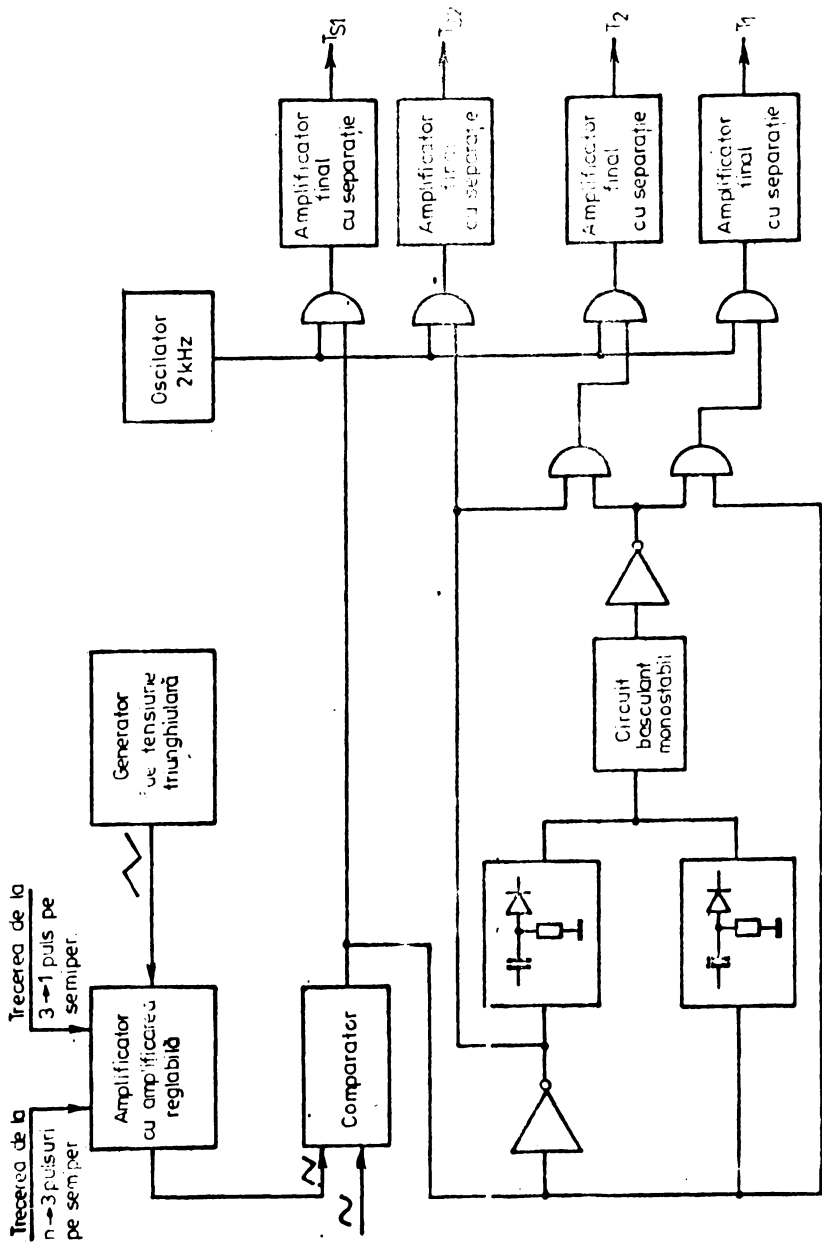
Fig.4.4.1.

4.4.3- Blocul de alegere a turatiei minime (BAT)

In fig.4.4.3 se prezintă schema care alege din cele patru semnale de turajie (care pot avea aici numai valori pozitive), semnalul cu valoarea cea mai mică. Se compară câte două între ele, la ieșirea comparatoarelor obținându-se niște semnale, care comandă scurtcircuitarea la masă a intrării semnalelor de valoare mai mare, la intrarea în sumsterul realizat cu un amplificator operațional. La ieșirea schemei se obține semnalul de turajie cu valoarea cea mai mică (deci a motorului care nu alunecă).

4.4.4. Blocul trigonometric BT_2

In cadrul blocului trigonometric BT 2 trebuie să obținem funcțiile $\sin \omega_1 t$ și $\cos \omega_1 t$, dacă se cunoaște valoarea lui ω_1 . In cadrul lucrării s-a propus și realizat o schemă analogică, care realizează acest lucru într-un mod satisfăcător. Calea pe care s-a mers este următoarea: cu semnalul ω_1 se comandă un oscilator de semnal triunghiular, a cărui frecvență variază liniar în funcție de ω_1 . Din acest semnal triunghiular se obține un alt semnal triunghiular defazat față de primul cu 90° . Din aceste două semnale se obțin semnalele de $\sin \omega_1 t$ și $\cos \omega_1 t$, prin intermediul unor transformatoare funcționale cu câte un amplificator operațional fiecare.



In fig.4.4.4 se prezintă schema oscilatorului de semnal triunghiular, care are următoarele părți componente principale:

- un generator de curent de precizie (CI₁ și CI₂);
- un trigger Schmitt și un comutator (CI₃ și tranzistorele);
- un repetor inversor-neinversor (CI₄).

Tensiunea de comandă se aplică la intrarea lui CI 4 prin care se comandă generatorul de curent, și sempericada se aplică o tensiune pozitivă, ceea ce duce la încărcarea condensatorului C cu un curent constant, iar după ce tensiunea pe el atinge valoarea reglată la intrarea neinversoare a lui CI₃, se schimbă polaritatea tensiunii care se aplică generatorului de curent, rezultând sempericada de a doua în care se descarcă condensatorul cu un curent constant. Forma semnalului, care rezultă la bornele condensatorului, va fi o tensiune triunghiulară, cu pantă egală, dacă cei doi curenți au aceeași valoare.

Curentul I₁ are valoarea :

$$I_1 = \frac{e_{in}}{R_5} \quad (4.4.8)$$

Rezistența de ieșire a generatorului de curent este:

$$r_o \approx \frac{R_5}{2t} \quad (4.4.9)$$

unde t reprezintă toleranța rezistențelor folosite, în valori relative. La realizarea acestei scheme s-au ales rezistențele, obținându-se o valoare mai mică de 0,125%. Astfel a rezultat o rezistență de ieșire a generatorului mai mare de 6 MΩ.

Cunoscându-se valoarea rezistenței R₅, a condensatorului C și a tensiunii de prag U_p la care basculează CI₃, se pot calcula frecvențele de oscilație pentru diverse tensiuni de intrare e_{in} cu relația:

$$f = \frac{1}{4 R_5 C} \cdot \frac{e_{in}}{U_p} \quad (4.4.10)$$

Cu valorile componentelor din fig.4.4.4, cu o tensiune de prag de 5,5 V la o tensiune de intrare de 10V s-a obținut o frecvență de 150 Hz.

Dacă la nivelul de 10 V a tensiunii de intrare e_{in}, frecvența maximă este dată, se pune problema care este tensiunea de intrare e_{in} minimă, la care montajul mai oscilează sigur, forma semnalului fiind acceptabilă.

La nivele mici ale tensiunii de intrare, curentul I₁ rezultat este deja comparabil cu curenții de polarizare ale amplificatoarelor CI₂ și CI₃. Pentru a se micșora curentul absorbit de sarcină

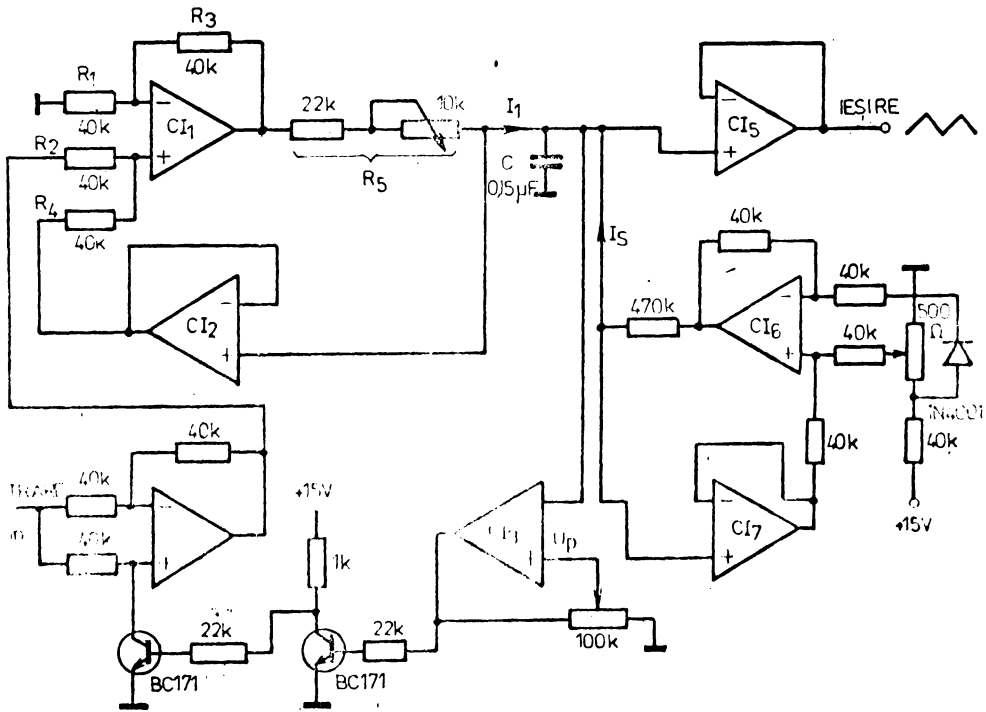


Fig.4.4.4

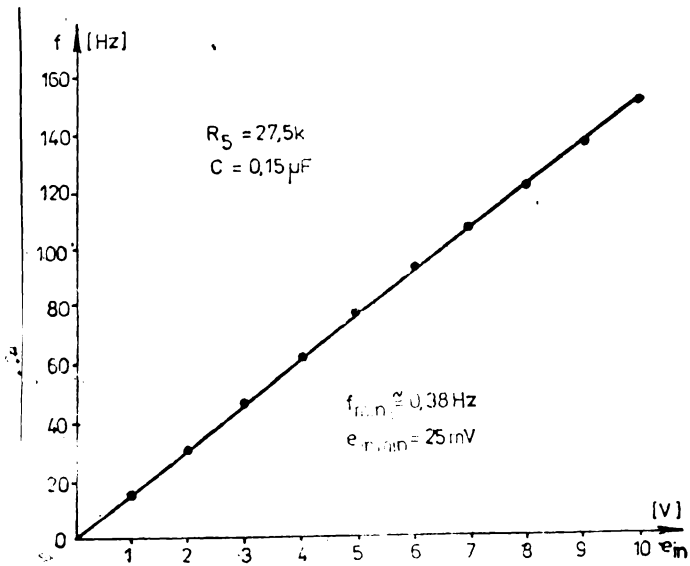


Fig.4.4.5

s-a intercalat un repetor neinvertor (CI3); care are impedanța de intrare foarte mare. Pentru a se micșora influența curenților de polarizare ale amplificatorului CI2, CI3 și CI5 asupra funcționării schemei la valori mici ale lui I_1 s-a mai completat schema cu un generator auxiliar de curent constant format din CI6 și CI7, la care se reglează valoarea curentului injectat pe cale experimentală.

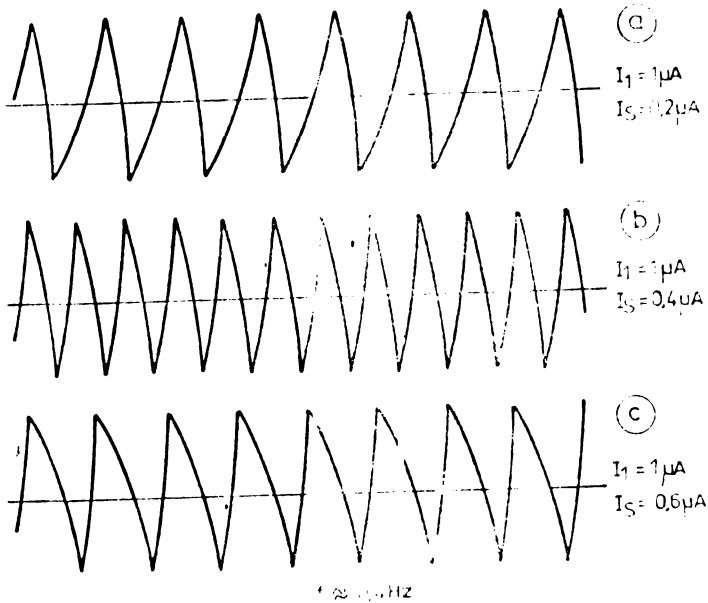


Fig.4.4.6

Cu această schemă s-au obținut următoarele rezultate experimentale:

- ca urmare a existenței generatorului auxiliar de curent, frecvența minimă obținută a fost de 0,38 Hz la o tensiune de intrare de 25 mV. Raportul între frecvența maximă și cea minimă obținut este de 400 față de 22 la oscilatorul realizat cu $\beta E 565$;

- caracteristica de frecvență funcție de tensiunea de intrare este prezentată în fig.4.4.5 și este liniară în tot domeniul.

În fig.4.4.6 s-a vizualizat forma semnalului triunghiular la joasă frecvență (0,4 Hz), funcție de curentul auxiliar injectat. Se observă că forma cea mai bună se obține la un curent auxiliar de $0,4 \mu A$.

În continuare se descrie metoda de obținere a celor două funcții sinusoidale din semnalul triunghiular.

În fig.4.4.7 este prezentată schema bloc a acestei părți.

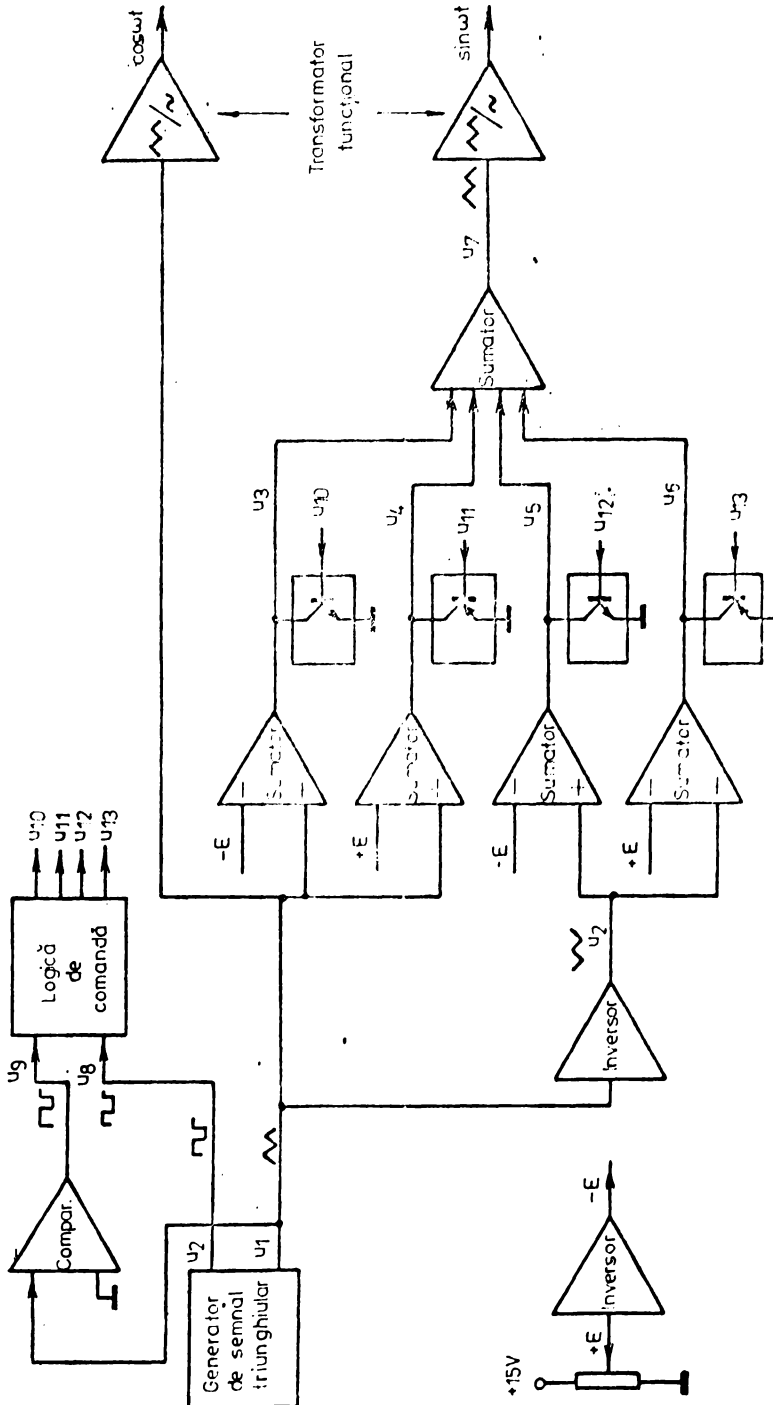


Fig. 4.4.7

Metoda se bazează pe construirea unui al doilea semnal triunghiular defazat cu 90° față de primul semnal triunghiular, de aceeași amplitudine și frecvență, chiar din semnalul inițial U_1 și din cel în antifază U_2 . Construirea semnalului defazat se face pe intervale de cîte un sfert de perioadă din U_1 și U_2 , adunîndu-se o tensiune de $+E$ sau $-E$ la cele două semnale. O logică de comandă realizează scurtcircuitarea la masă în fiecare moment a trei din cele patru semnale, ajungîndu-se la sumatorul final doar semnalul care corespunde celui dorit.

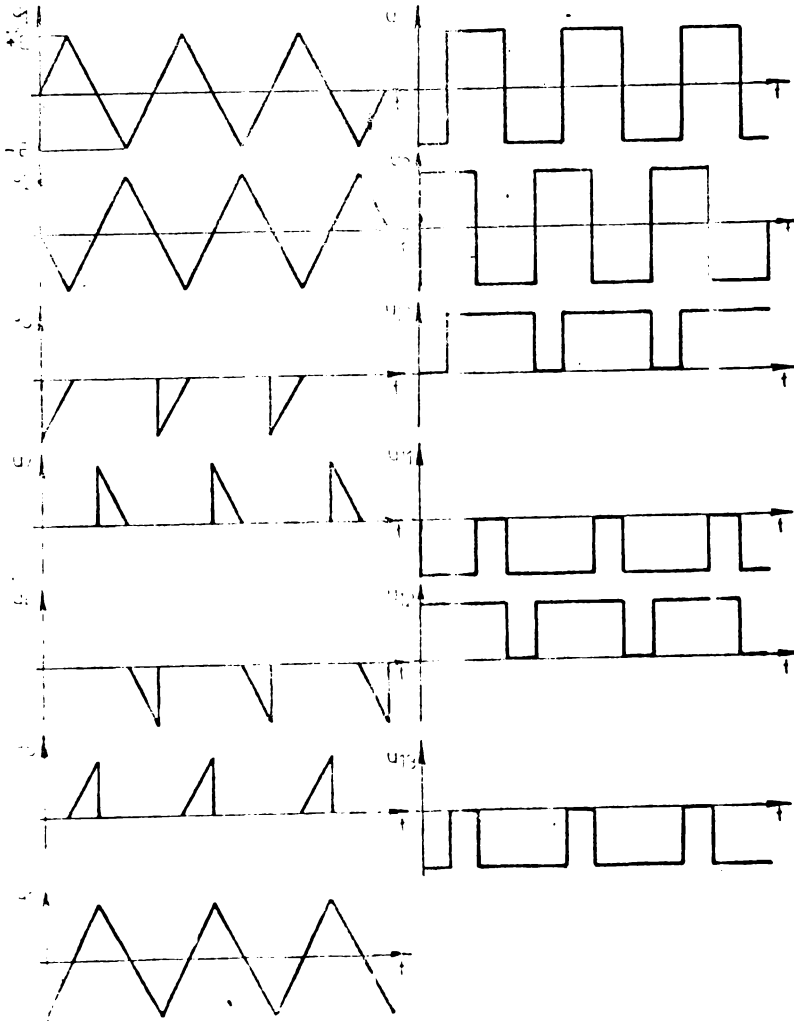


Fig.4.4.8

În fig.4.4.8 se prezintă semnalele triunghiulare în diversele puncte ale schemei bloc precum și semnalele de comandă corespunzătoare. Dacă se folosește tranzistoare cu efect de câmp ca și comutatoare analogice, schema bloc poate fi simplificată. Se poate renunța la cele patru sumatoare, care realizează deplasarea cu $+E$ respectiv $-E$ a semnalelor U_1 și U_2 , aducându-se semnalele $U_1, U_2, +E, -E$ la sumatorul final, scurtcircuitându-se acele semnale la masă, de care nu este nevoie.

Schema a fost realizată cu amplificatoare operaționale BA 741, cu circuitul logic CMB 400 și tranzistoare bipolare. Este necesar ca rezistențele din cadrul sumatoarelor și repetoarelor să fie alese cu precizie cât mai mare, pentru ca semnalele U_3-U_7 să aibă aceeași amplitudine. Ca să existe un singur punct de reglaj în schemă, s-a prevăzut obținerea tensiunii $-E$ din $+E$ prin inversare. Rezultatele obținute într-o gamă de frecvențe de $1 \div 150$ Hz au fost foarte bune, menținându-se amplitudinea, defazajul și exarea în jurul punctului de zero la ambele semnale.

4.4.5 Rezultate experimentale

Cele patru metere din cadrul schemei cuadrinotor au fost montate pe o machetă de locomotivă electrică din laboratorul de mașini electrice (fig.4.4.10), fiecare meter fiind pe un ax cuplat cu cite un generator de curent continuu, care au simulat sarcina.

În fig.4.4.9 se prezintă răspunsul metoarelor în turajie la o pornire în gol, prescrierea turajiei fiind aproape de o treaptă. Se vede că dinamica răspunsului este bună, regulatorul de turajie fiind de tipul P cu $K_{T1} = 5$. În continuare în fig.4.4.11 se prezintă același tip de răspuns, dar cu regulator de turajie de tip PI, T_{11} avînd valoare mare (0,5s), deoarece montajul are inerție marită și frecări mari în angrenaj. În fig.4.4.12 se prezintă situația cînd meterul 2 alunecă, regulatorul lucrînd pe turajia meterului 1 (cel cu turajia mai mică). Se poate observa cum meterul 1 este forțat pe timpul alunecării să atingă turajia prescrisă, ea scăzînd din nou în momentul în care alunecarea încetează. În fig.4.4.13 se poate observa chiar că meterul 1 (deci vehiculul) atinge viteza prescrisă, prin forțarea meterului 1. Acest lucru se poate realiza doar dacă este posibilă supraîncărcarea unui grup de metere (sau a unui meter) un anumit timp. Se poate prevedea în schema de reglare timpul cît rămîne turajia prescrisă cea de dinaintea alunecării, ca după aceea să se micșoreze turajia prescrisă, în cazul în care alunecarea nu încetează.

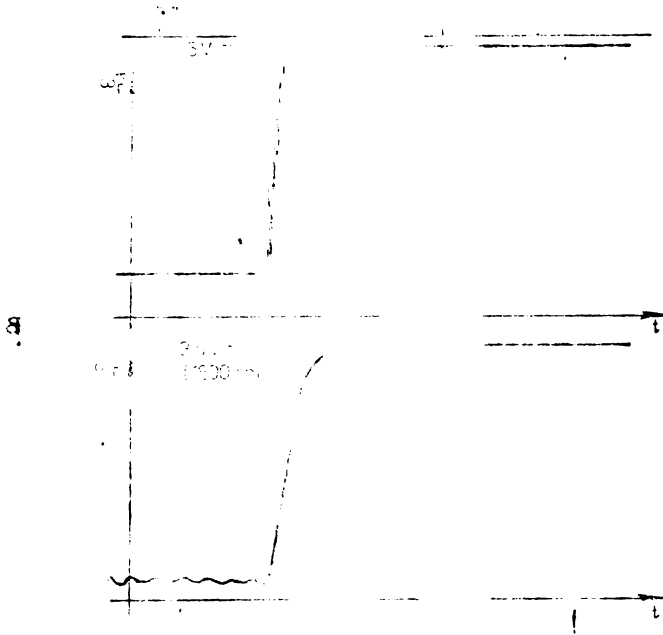


Fig.4.4.9

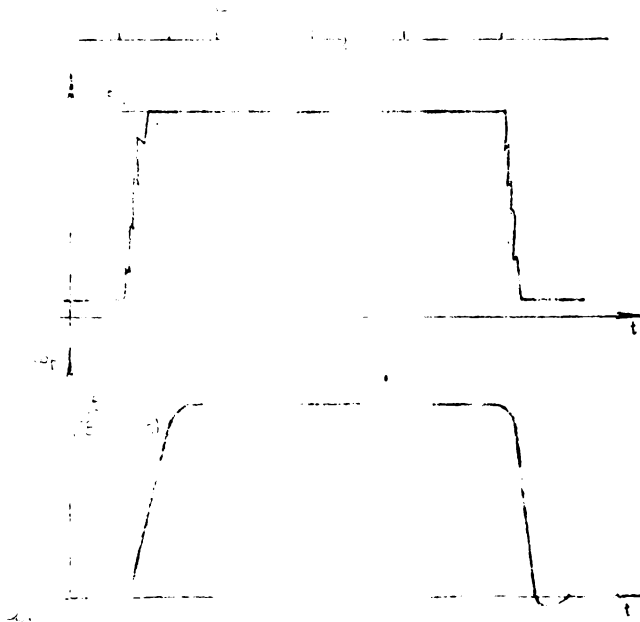


Fig.4.4.10

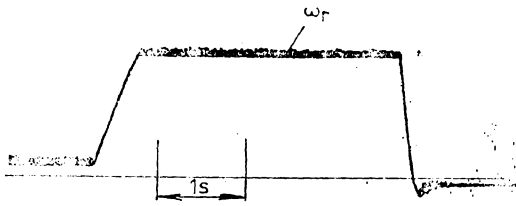
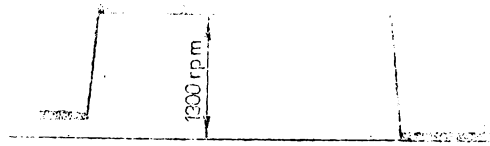


Fig.4.4.11

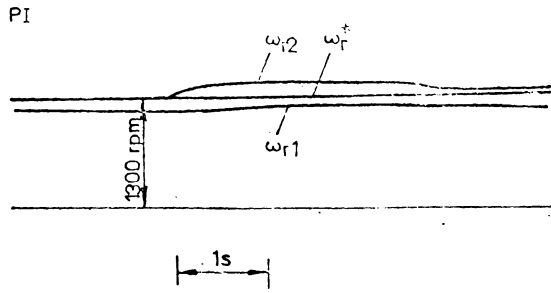


Fig.4.4.12

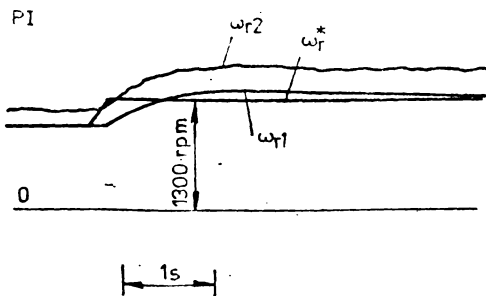
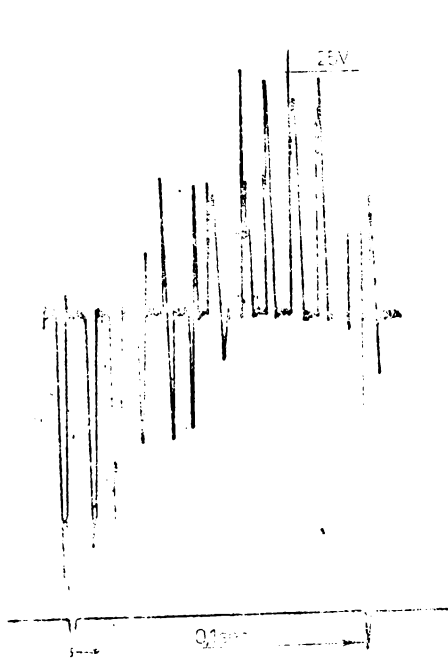
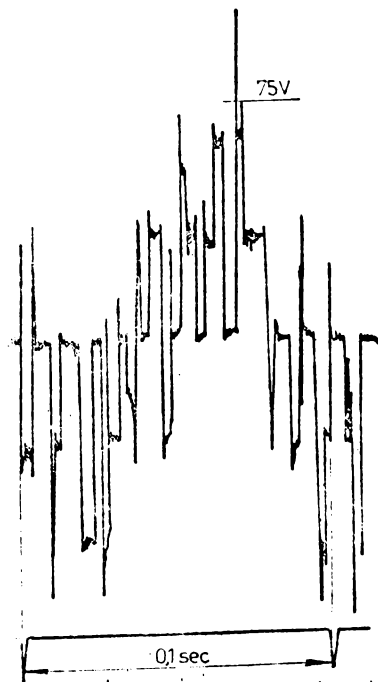


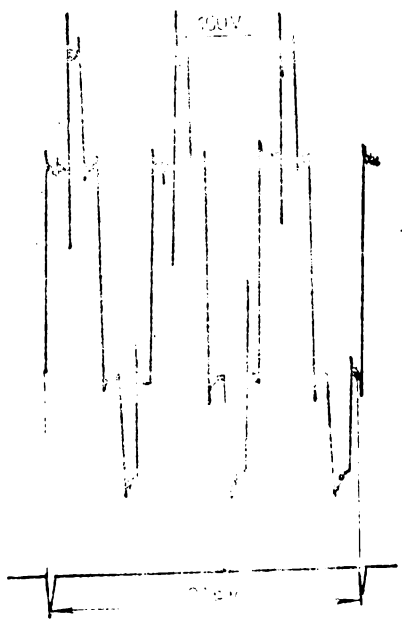
Fig.4.4.13



Tensiunea pe faza la n pulsuri/semiper

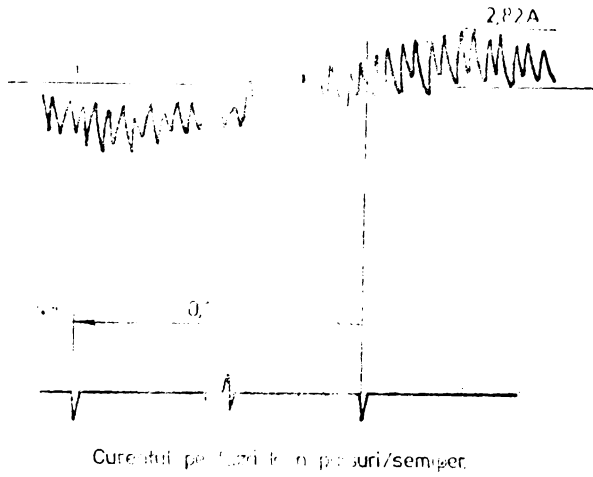


Tensiunea pe faza la 3 pulsuri/semiper

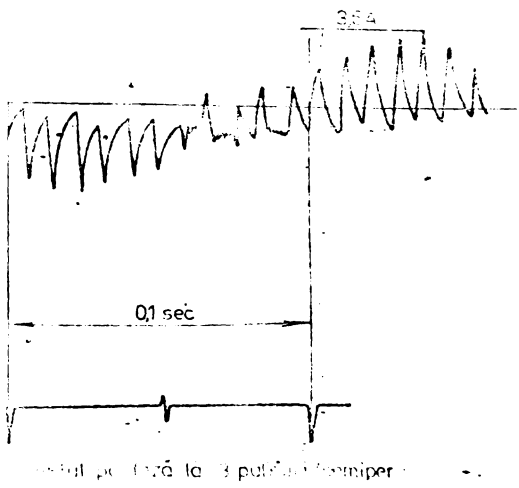


Tensiunea in ...

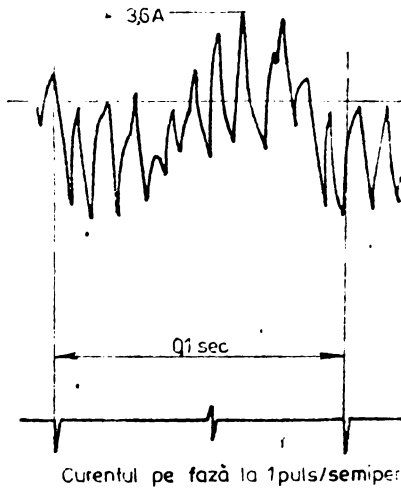
Fig.4.4.14



a)

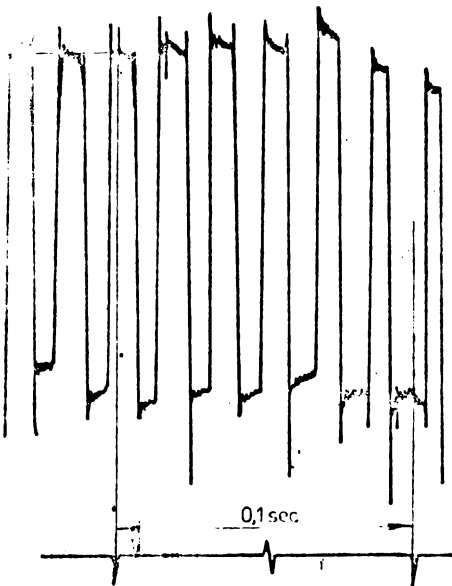


b)



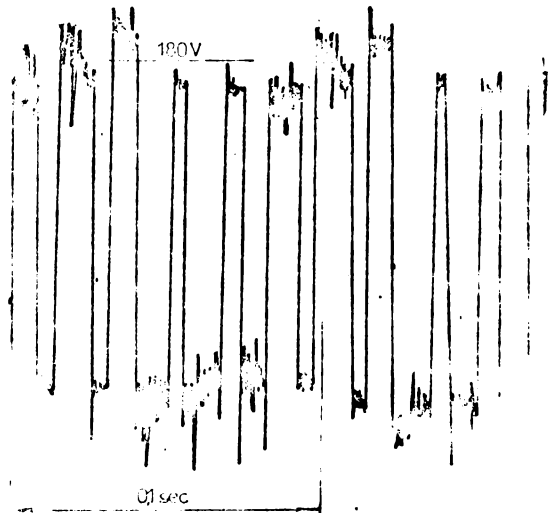
c)

Fig.4.4.15

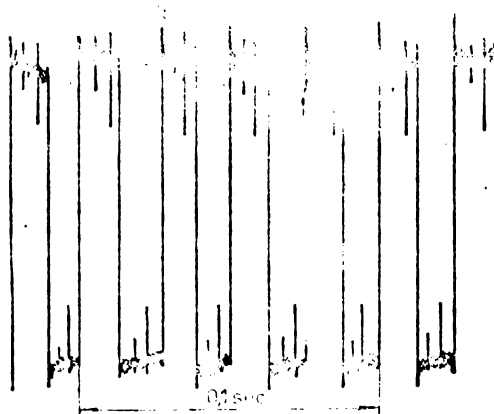


Tensiunea pe condensatorul de stingere la 3 pulsuri/semper.

a)



Tensiunea pe condensatorul de stingere la 3 pulsuri/semper.



Tensiunea pe condensatorul de stingere la 1 puls/semper.

c)

Fig.4.4.26

In figurile care urmeaza se prezinta formele de unda pentru tensiuni și cureni în cele trei moduri de funcționare pentru inverter: cu n (multe) pulsuri pe semiperioada, trei pulsuri și un puls pe semiperioada. In fig.4.4.14 se prezinta tensiunea unei faze în cele trei moduri amintite, iar în fig.4.4.15 curentul unei faze în aceleși mod. In fig.4.4.16 se prezintă, similar cu figurile amintite, tensiunea pe condensatorul de stingere a unei faze din inverter.

In concluzie se poate spune că testele pe instalație de laborator utilizată prezintă o comportare bună a metodelor asincrone de motor de tracțiune la trezire sau setru, în cazul în care se utilizează schema de reglare propusă în lucrare.

In fig.4.4.17 se pot vedea sertarele cu plăcuțe electronice de comandă, iar în fig.4.4.18 se vede în plus macheta locomotivei utilizate.



Fig.4.4.17



Fig. 4.4.18

Cap.5. CONCLUZII GENERALE

Schemele de acționare cu meteare asincrone reglate după principiul orientării după cimpul reteric reprezintă niște soluții moderne cu performanțe ridicate,ele găsindu-și aplicații tot mai numeroase edată cu dezvoltarea tehnicii de calcul ieftine și rapide. Invertoarele utilizate cel mai frecvent sint cele cu modulare în durată a impulsurilor după eclege sinusoidală sau după o strategie optimală.

Partea schemelor de reglare privind orientarea după cimp precum și cea de comandă strictă a invertoarelor poate fi implementată analogic,numeric sau mixt,fiecare din variante prezentînd avantajele și dezavantajele arătate în lucrare la capitolele respective.

La Electreputere Craiova se preconizează aplicarea metoarelor asincrone la vagoanele de metrou și tramvai,utilizîndu-se scheme de reglare cu orientare după cimp.In aceste implementări se utilizează cîteva din soluțiile propuse de autor în prezenta lucrare.

Principalele contribuții originale ale autorului,pe capitole, sint:

- 1.1. Prezentarea sistematică a schemelor de reglare cu orientare după cimpul reteric pentru meteare asincrone;
- 1.2. Deducerea unitară a ecuațiilor utilizate în aceste scheme de reglare,în special ecuațiile utilizate în diferite variante de calculateare de flux,arătîndu-se avantajele și dezavantajele diferitelor variante. Ecuațiile au fost deduse și prezentate astfel încît pot fi folosite ușor în simulare sau în implementarea practică.
- 2.1. Prezentarea sistematică a metodelor de eșantionare și a gase strategii de modulare în lățime de puls.
- 2.2. Analiză comparativă pe baza bibliografiei a performanțelor celor mai utilizate strategii de modulare,cu evidențierea strategiilor pentru implementarea analogică respectiv numerică.
- 3.1. Deducerea unui sistem de ecuații raportate pentru sistemele de reglare cu orientare după cimp,optime pentru simularea numerică.
- 3.2. Elaborarea unei scheme de reglare cuadrineter pentru tracțiune.

3.3. Elaborarea algoritmilor și a programelor de simulare în special subrutinele BUCLA, FCT, OUT.

3.4. Studiu comparativ a diferitelor scheme de reglare.

3.5. Comparație între schemele de reglare cu regulator de turație proporțional-integrator și cele cu regulator cu meduri alunecătoare în serie cu unul proporțional integrator.

3.6. Alegerea unui calculator de flux pentru schema monometru în vederea minimizării influenței variației rezistenței reterice asupra per ermanțelor dinamice ale acționării.

3.7. Optimizarea schemei cuadrimeter în vederea obținerii unui mers cât mai lin, respectându-se totuși viteza impusă și în cazul alunecării unei reji.

4.1. Conceperea și realizarea unei scheme de reglare rapidă pentru acționări de mică putere și a unei scheme cuadrimeter pentru tracțiune (model realizat la scară redusă) putând fi scoasă în evidență blecurile amintite în continuare.

4.2. Calculator de flux și analizor de vector.

4.3. Bloc de prescriere a fluxului cu realizarea automată a slăbirii de cîmp.

4.4. Traductor de curent cu separare galvanică.

4.5. Bloc de alegere a turației minime.

4.6. Oscilator de semnal triunghiular comandat în tensiune cu domeniu de frecvență extins ($f_{\max}/f_{\min} = 400$).

4.7. Generator de semnal sinusoidal în cuadratură de frecvență reglabilă.

ANEXA 1

FAZORI SPATIALI /80/

Majoritatea mașinilor electrice sînt trifazate. De obicei se lucrează cu trei mărimi de fază la curenți, tensiuni, fluxuri etc. Astfel ar trebui să se lucreze cu trei ecuații de fază. Fazorul spațial este un vector "trifazat", care caracterizează toate cele trei mărimi de fază. Un vector într-un plan este determinat de două mărimi, iar cele trei mărimi de fază se vor reduce la fazorul spațial (cu două componente) și componenta homopolară a sistemului trifazat de mărimi. Deci mașina trifazată se va reduce la una bifazată echivalentă, adică înfășurarea trifazată se înlocuiește cu două înfășurări ortogonale. A treia fază corespunde unui circuit cu mărimile homopolare ale sistemului trifazat, care prezintă avantajul că este un circuit independent de celelalte două, iar în majoritatea problemelor nu intră în calcule deoarece sau nu apar componentele homopolare sau influența lor este neglijabilă.

Fazorul spațial caracterizează toate cele trei mărimi de fază. Întrucît la compunerea lui intervin valorile instantanee ale acestor mărimi, fazorul spațial indică și variația în timp a mărimilor de fază și defazajul în spațiu, datorită dispunerii înfășurărilor de fază din punct de vedere constructiv.

Matematic, fazorii spațiali sînt niște vectori într-un plan perpendicular pe arborele mașinii.

Distribuția solenajiei de-a lungul întrefierului date de una din înfășurările mașinii electrice este considerată continuă și sinusoidală în spațiu.

Această distribuție spațială sinusoidală poate fi reprezentată de un vector spațial care are direcția în sensul valorii maxime a sinusoidelor, iar lungimea lui egală cu această valoare maximă. Deoarece valoarea maximă a distribuției periferice a curentului și solenajia diferă doar printr-un factor de proporționalitate (numărul de spire), și distribuția de curent poate fi reprezentată într-un moment dat cu un vector spațial de curent în direcția valorii maxime a curentului, adică în direcția vectorului spațial al solenajiei.

Deoarece inducția magnetică este proporțională cu solenajia, și câmpul magnetic poate fi reprezentat de un astfel de vector

spațial.

Unei valori instantanee a curentului dintr-o înfășurare de fază îi corespunde totdeauna un vector spațial de direcție fixă după axa magnetică a înfășurării, iar lungimea și sensul acestui vector sînt determinate de valoarea instantanee a curentului în momentul respectiv.

Luînd în considerare toate cele trei faze ale unei mașini trifazate, de construcție normală (fig. A₁), apar trei vectori spațiali defazați în spațiu cu unghiurile $2\pi/3$, respectiv $4\pi/3$, iar lungimea și sensul fiecăreia corespunde valorii instantanee a curentului din faza corespunzătoare, adică $i_{A_s}, i_{B_s}, i_{C_s}$. Vectorii spațiali corespunzatori sînt $\underline{i}_{A_s}, \underline{i}_{B_s}, \underline{i}_{C_s}$. Direcția în spațiu a vectorilor $\underline{i}_{A_s}, \underline{i}_{B_s}, \underline{i}_{C_s}$ este dată de poziția în spațiu a înfășurărilor.

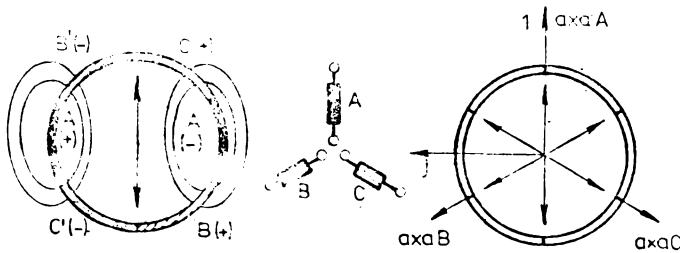


fig. A₁

La variația curenților $i_{A_s}, i_{B_s}, i_{C_s}$ nu s-a pus nici o condiție, deci ele pot să varieze în timp după orice lege.

Deoarece vectorii curenților de fază au o poziție bine determinată în spațiu, se pot exprima cu ajutorul numerelor complexe. Dacă axa reală a sistemului de coordonate este în direcția axei de magnetizare a fazei "A", atunci vectorul spațial al fazei "A" este:

$$\underline{i}_{A_s} = i_{A_s}$$

vectorul spațial al fazei "B" :

$$\underline{i}_{B_s} = a \cdot i_{B_s} ;$$

iar vectorul spațial al fazei "C" este:

$$i_{Cs} = a^2 \cdot i_{Cs}$$

unde:

$$a = e^{j \frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^2 = e^{j \frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Fazorul spațial de curent este atunci definit ca

$$i_s = \frac{2}{3} (i_{As} + a \cdot i_{Bs} + a^2 \cdot i_{Cs})$$

factorul $\frac{2}{3}$ fiind de legătura între solenația rezultantă și cea de fază a mașinii.

Cînd cei trei curenți de fază formează un sistem sinusoidal trifazat echilibrat, atunci fazorul spațial va fi un vector de lungime constantă și învîrtitor în spațiu, adică virful lui va descrie un cerc.

Fazorul spațial al tensiunii și al fluxului rotoric respectiv statoric sau din întrefier poate fi determinat asemănător.

ANEXA 2

CORRESPONDENTA NOTATIILOR TEXT-PROGRAME

LEGENDA GENERALA

TRANSVAS , TRANSV1S, TRANSV2S, TRANS1S

V_{ds}	VSDM	ω	OMTMAX
V_{qs}	VSQM	ω_{rmax}	OMTMAX
$V_{\alpha s}$	U(1)	ω_2^*	W2
$V_{\beta s}$	U(2)	k_d	GD, GD1
R_s	RS	k_q	GD, GD1
R_r	RR	$\Delta\theta$	DPSI, DELPSI
L_s	ELS		
L_r	ELR		
L_m	ELM		
i_{ds}	ISDM		
i_{qs}	ISQM		
i_{ds}^*	ISDREF		
i_{qs}^*	ISQREF		
ω_r^*	OMREF		
ψ_r	FIMR		
ψ_r^*	FIP		
$i_{\alpha s}$	ISA		
$i_{\beta s}$	LSB		
$i_{\alpha r}$	IRA		
$i_{\beta r}$	IRB		
ω_{rr}	OMFIL		
θ_1	PSI, TETA		
J	EJ		
ω_1	W, W1		
Z_b	ZB		
ω_b	WB		
$\Delta\omega_r$	OMER		
$\Delta\omega_{r1}$	OMER1		
$\Delta\psi_r$	FIER		
$\Delta\psi_{r1}$	FIER1		
σ_s	SIGS		
σ_r	SIGR		
σ	SIG		
M_r	U(3)		
M	TE		

LEGENDA SPECIALA

1. TRANSVAS, 1S, 2S

$\Psi_{\alpha s}$ X(1)
 $\Psi_{\beta s}$ X(2)
 $\Psi_{\alpha r}$ X(3)
 $\Psi_{\beta r}$ X(4)
 ω_r X(5)
 i_{mr} X(6)
 ω_2^* SLR
 ω_2 SLIP
 $\Delta\omega_2$ SLE

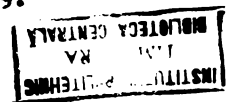
$p\Psi_{\alpha s}$... DERI(1)
 $p\Psi_{\beta s}$... DERI(2)
 $p\Psi_{\alpha r}$... DERI(3)
 $p\Psi_{\beta r}$... DERI(4)
 $p\omega_r$... DERI(5)
 pi_{mr} ... DERI(6)

2. TRANS ILS

ω_r ... X(3)
 $\Psi_{\alpha r}$... X(1)
 $\Psi_{\beta r}$... X(2)
 \bullet_1 ... PSI
 $p\omega_r$.. DERI(3)
 $p\Psi_{\alpha r}$.. DERI(1)
 $p\Psi_{\beta r}$.. DERI(2)

BIBLIOGRAFIE:

1. Abraham, L., - Control of squirrel cage motor. A survey of the methods with regard to the history, ICEMADN, Torino, 8-11 iulie 1986, p.778 - 782.
2. Acharya, G., N., Shekhawat, S.S., Shepherd, W., Aso, U.M., Microprocessor based PWM inverter using modified regular sampling techniques, Conf. rec. IEEES-IAS-1984, Annual Meeting, p.1377-1385.
3. Aissi, A., -Variation de vitesse des moteurs par variation de fréquence: des économies et possibilités accrues; Electronique Industrielle; nr.6/Nov.1980-p.101-103
4. Alexa, D., Micu, D., Invertoare și redresoare cu parametri energetici ridicai, S.T., București, 1986.
5. Ångquist, L., - Stator flux control of asynchronous motor in the fieldweakening region, ICEM-14, Torino, 8-11 iulie 1986, p.458-464.
6. Appun, P., Fütterlieb, L., Kommissari, K., Marx, S., - Die elektrische Auslegung der Stromrichter-ausrüstung der Lokomotive BA 120 der Deutschen Bundesbahn, Elektrische Bahnen, vol.80, 1982, nr.10, p.290-294 și nr.11. p.314-317.
7. Appun, P., Körber, J., - Von der Lokomotive BR 120 zum ICE, Elektrische Bahnen, vol.84, nr.9, 1986, p.257-264.
8. Badstieber, J., Kommissari, K., Energierückgewinnung bei Bremsvorgängen, ETZ, vol.103, nr.7, 1982, p.373-378.
9. Bausch, H., Electrical machine and drive technology in the Federal Republic of Germany-State of the art and trends of development, SICEM'87. 10-14 aug.1987, Beijing, p.P4-P14.
10. Bausch, H., Hontheim, H., Kolletschke, H-D., -The influence of decoupling methods on the dynamic behaviour of a field-oriented controlled induction machine. ICEM'86, München, 8-10 sept.1986, p.643-651.
11. Bedford, B.D., Hoft, R.G., -Principles of inverter circuits, John Wiley and Sons, New York, 1964.
12. Bellini, A., Figgalli, G., La Cava, M., " field-oriented adaptive control of induction motors useful to reduce the effects of the parameters variations and the measurement errors", International Conference on electrical machines, Lausanne, 1984, p.931-935.
13. Bellini, A., Figgalli, G., Ulivi, G., -"A microcomputer-based optimal control system to reduce the effects of the parameter variations and speed measurement errors in induction motor-drives", Conf. rec., IEEES-IAS-1984, Annual Meeting, p.612-617.
14. Bellini, A., Figgalli, G., Ulivi, G., - A microcomputer-based optimal control system to reduce the effects of the parametric variations and speed measurement errors in induction motor drives, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-22, nr.1, ian/febr.1986, p.42-49.



15. Bellini, A., Figalli, G., Olivi, G., - A microcomputer based direct field oriented control of induction motors, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p.652-655.
16. Berthon, A., Pham Hun Phut, Kaufmann, J.M., - An identification method to determine electrical parameters of an induction machine fed. by a PWM inverter, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p.656-659.
17. Bhagwat, P.M., Stefanovic, V.A., - Some new aspects in the design of PWM inverters, IASB Trans, on Ind. Appl. vol. IA-20, nr.4, iul/aug. 1984, p.776-784.
18. Blaschke, F., "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen", Siemens-Zeitschrift, vol.45, nr.10, 1971, p.757-760.
19. Böhm, K., Kesselak, F., - Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichterspeisung, Siemens-Zeitschrift, vol.45, nr.10, 1971, p.753-757.
20. Boldea, I., - Conducerea după cimp a maşinilor electrice, Curs intensiv, IPTV, 1987.
21. Boldea, I., Atanasiu, Gh., - Analiza unitară a maşinilor electrice, Editura Academiei RSR, Bucureşti, 1983.
22. Boldea, I., Pfeiffer, I., Pşugoiu, Gh., Trica, A., - Sistem multi-motor asincron cu reglare după cimp în tensiune şi moduri alunecătoare, CNAE-39, 13-14 mai, 1988, Timişoara, p.37...3/2.
23. Bolegani, J., Buja, G.S., - Control system design of a current inverter induction motor drive", Conf. Rec. IEEE IAS-1984, Annual Meeting, p.482-487.
24. Bonert, L., Ku-Song Wu, - Improved three phase pulsewidth modulator for overmodulation, Conf. Rec., IEEE IAS-1984 Annual Meeting, p.784-786.
25. Bose, B., - Adjustable speed AC drive systems, IEEE Press, New-York, 1981.
26. Bose, B.K., Sutherland, H.A., - A high-performance pulsewidth modulator for an inverter-fed drive system using a microcomputer, IASB Trans. on Ind. Appl. vol. IA-19, nr.2, mar/apr. 1983 p.235-243.
27. Boshi, C., Shusu, D., Jingping, Z., Jinfen, H., - A microprocessor based vector-controlled PWM inverter-fed induction motor drive with novel approach to the transducers of speed, current and voltage, ICEM'86, Torino, 8-11 iulie 1986, p.439-443v
28. Brichant, F., - Force-commutated inverters. Design and industrial applications, Macmillan Publishing Company, New-York, 1984.
29. Brod, D.M., Novotny, D.W., - Current control of VSI-PWM-inverters", Conf. Rec. IEEE IAS, 1984, Annual Meeting, p.418-425.
30. Buja, G.S., - Optimum output waveforms in PWM inverters, IEEE, Trans. on Ind. Appl., vol. IA-16, nr.16, nov./dec. 1980, p.830-836.

31. Luja, G.S., Fiorini, P., - Microcomputer control of PWM inverters, IEEE Trans. on Ind. Electr., vol. IE-29, nr. 3, aug. 1982, p. 212-216.
32. Büttner, J., Berger, G., - Steuergerät für einen nach dem Unterschwingungsverfahren gesteuerten Wechselrichter, ELEKTRIK, vol. 35, nr. 6, iun. 1981, p. 318-320.
33. Capolino, G.A., Hasnaoui, O., - Survey of PWM techniques for simple phase transistor inverters, Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications (FECPEA) Brussels, 16-18 oct. 1985, p. 2.93-2.98.
34. Cheng-lin, G., Shaogang, H., - A current-source inverter-induction motor drive system with simplified model of field-oriented control. ICEMA IE, Torino, 8-11 iulie 1986, p. 519-522.
35. Chin, T.H., Nakano, M., Fuwa, Y., - New PWM technique using a triangle carrier wave of saturable amplitude, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-20, nr. 3/mai/iun, 1984, p. 643-650.
36. Chowdhury, M.A., Rashid, M.H., - Harmonic sensitivity of GTO inverters. Conf. Rec. IEEE-IAS-1984, Annual Meeting, p. 779-783.
37. Ciugudean, M., Tîponu, V., Tănase, M.E., Bogdanov, I., Cârstea, R., Filip, A., - Circuite integrate liniare. Aplicații. Ed. Facla, Timișoara, 1986.
38. Connors, D.P., Jarc, D.A., - Application Considerations for AC drives. IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-19, nr. 3, mai/1983, p. 455-460.
39. Denegri, G.B., Mazzucchelli, M., Kossi, G., Sciutto, G., - Dynamic performances of AC drives fed from power transistor-thyristor inverters, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, nr. 1. ian/febr., 1985, p. 266-275.
40. Divan, D.M., - Optimum PWM waveform synthesis - a filtering approach, Conf. Rec. IEEE-IAS-1984, Annual Meeting p. 893-899.
41. Dordea, T., meșini electrice, editura did. și ped. București, 1970
42. Dragomir, T.L., reglatoare automate, vol. I., Institutul Politehnic Traian Vuia, Timișoara, 1986.
43. Ecklebe, P., Ein vereinfachtes Verfahren zur feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer, Elektrik, vol. 32, nr. 9, 1978, p. 465-466.
44. Egan, M.G., Murphy, J.M.D., - A novel analytical study of distortion minimization PWM. Proc. of FECPEA, Brussels, 16-18 oct., 1985, p. 2.113-2.119.
45. Ferraris, P., Fratts, A., Vagati, A., Villate, F., - About the vector control of induction motors for special applications without speed sensor, ICEMAIN, Torino, 8-11 iulie 1986, p. 444-450.
46. Flöter, W., Ripberger, N., - Die TRANSVEKTOR-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine, Siemens-Zeitschrift, vol. 45, nr. 10, 1971, p. 761-764.

47. Frenzo, G., Mazzucchelli, M., Puglisi, L., Sciutto, G., - Analysis of PWM techniques using uniform sampling in variable speed electrical drives with large speed range, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-21, nr. 4, iul/aug. 1985, p. 966-974.
48. Freeman, M., "Trends in motors and motor drives" Electrical Equipment. Vol. 19, nr. 8, aug. 1980, p. 31-37.
49. Gabriel, R., Leonhard, W., Nordby, C. J., - Field oriented control of a standard AC motor using microprocessors-IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-16, nr. 2, mar/apr. 1980, p. 186-192.
50. Gabriel, R., Leonhard, W., Nordby, C. J., - Regelung der stromrichtergespeisten Drehstromasynchronmaschine mit einem Mikrorechner-Regelungstechnik, vol. 27, nr. 12, dec. 1979, p. 379-386.
51. Gammert, R., - Die elektrische Ausrüstung der Drehstromlokomotive Baureihe 120 der Deutschen Bundesbahn, Elektrische Bahnen, vol. 77, nr. 10, 1979, p. 272-283.
52. Garces, L. J., - Parameter adaption for the speed controlled static AC drive with a squirrel cage induction motor, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-16, nr. 2, mar/apr. 1980, p. 173-178.
53. Gavă, I. T., Stanciu, O., Tudor, V., - Acționări în curent alternativ cu motoare asincrone comandate prin convertizoare de frecvență cu tranzistoare de putere, în scheme de reglare fazorială, Proc. of SIMACS'83, București, nov. 1983, p. 283-293.
54. Gilardi, E., - Evaluation of different types of voltage source inverters for variable speed drives, ICEM'86, Torino, 8-11 iulie, 1986, p. 631-636.
55. Grand, T., Barton, T. H., - Control strategies for PWM drives, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-16, nr. 2, mar/apr. 1980, p. 211-215.
56. Green, R. M., Boys, J. T., - PWM sequence selection and optimization: A novel approach, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-18, nr. 2, mar/apr. 1982, p. 146-151.
57. Green, R. M., Boys, J. T., - Implementation of pulsewidth modulated inverter modulation strategies, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-18, nr. 2, mar/apr. 1982, p. 138-145.
58. Green, R. M., Boys, J. T., Walton, S. J., Transistor AC drives, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p. 987-990.
59. Grotstollen, H., - Stand der Entwicklung von geregelten elektrischen Antrieben, Regelungstechnische Praxis, nr. 3, 1978, p. 84-94.
60. Gu Cheng-lin, Tao Xing-shi, - A microprocessor-based PWM variable-speed system with modified field-oriented control, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p. 660-663.
61. Gupta, J. P., Verma, V. K., - A method of designing current and speed controllers in electric drives, ICEM'87, München, 8-10 sept. 1986, p. 664-667.
62. Gütthlein, N., - Die neue elektrische Lokomotive 120 der Deutschen Bundesbahn in Drehstromantriebstechnik,

Elektrische Maschinen, vol. 77, nr. 9, 1979, p. 248-257.

63. Halasz, S., - Selection of reasonable commutation frequency of inverters for AC drives, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p. 991-994.
64. Halasz, S., Selection of reasonable commutation frequency of inverters for IC drives, Proceedings of International Conference on Electrical Machines (ICEM), München, 8-10 sept. 1986, p. 991-994.
65. Hamman, J., Du Toit, L. P., A new microcomputer controlled modulation for PWM inverters, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-22, nr. 2, mar/apr. 1986, p. 281-285.
66. Harashina, S., Aribara, E., Ohnishi, K., Kondo, S., - Microcomputer-controlled induction motor considering the effects of secondary resistance variation, Conf. Rec. IEEE-IAS-1985 Annual Meeting, p. 548-553.
67. Harashina, S., Kondo, S., Ohnishi, K., Kajita, T., Suwono, N., - Multi microprocessor based control system for quick response induction motor drive, Conf. Rec. IEEE-IAS-1984 Annual Meeting, p. 605-611.
68. Harashina, S., Kondo, S., Ohnishi, K., Aribara, E., Kajita, T., - Control robustness against parameter variations in induction motor drive, ICEMAM, Torino, 5-11 julie, 1986, p. 451-457.
69. Harprecht, H., Anfahrverhalten, Leistung und Zuverlässigkeit der Lokomotiven der Baureihe 120 der Deutschen Bundesbahn, vol. 82, nr. 2, 1984, p. 30-54.
70. Helts, J., Salama, S. F., - High-power transistor PWM inverter with complete switching energy recovery, Proc. of ICEM, München, 8-10 sept. 1986, p. 995-998.
71. Helts, J., Stadtfeld, S., - A PWM inverter drive system with on-line optimized pulse patterns, Proc. of FACPEA, Brussels, 16-18, oct. 1985, p. 3.21-3.25.
72. Ionescu, E., Păcuraru, E., - Modulation strategies of PWM inverters, Proc. of Internat. Conf. on electr. mach. drives systems (ICEMADG) Eforie-Nord, 16-17 sept. 1986, p. B2.1. -B.2.2.5-1- 5.8.
73. Ito, T., Yamaguchi, T., Oeda, H., Kochizuki, T., Takate, S., - Analysis of field orientation control of current source inverter drive induction motor systems, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-19, nr. 2, mar/apr. 1983, p. 206-209.
74. Joetten, H., Kaeder, G., - Control method for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-19, nr. 3/maj/jun. 1983, p. 350-363.
75. Kabach, H., - "Möglichkeiten und Grenzen des Einsatzes unrichter-gespeister Drehstromantriebe in der Industrie", Elektrische, vol. 34, nr. 2, 1980, p. 59-65.
76. Kaimoto, K., Hashii, M., Yakase, T., Kakano, T., - Performance improvement of current source inverter-fed induction motor drives, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-18, nr. 6, nov/dec. 1982, p. 705-710.
77. Karvinen, J., - Three-phase AC traction drives: design and service experience, IEEE proceedings, vol. 134, Pt. B, nr. 3, maj 1987, p. 135-140.

78. Kasmierkowski, M., P., Köpcke, H.J., - A simple control system for current source inverter-fed induction motor drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, nr. 3/mai/iun. 1985, p. 617-623.
79. Kelemen, A., Imecs, M., - Mutatoare, E.D.P., Bucuresti, 1978.
80. Kelemen, A., - Acționari electrice, E.D.P., Bucuresti, 1979.
81. Kelemen, A., Imecs, M., - Electronica de putere, E.D.P., Bucuresti, 1983.
82. Kelemen, A., Imecs, M., Schönstein, E., Broccoli, A., Marschelko, R., - Variable speed inverter-fed AC motor drive, with automatic sine-wave current tracking control, Proc. of The Fifth National Conference on Electrical Drives, Iasi, 16-17 mai, 1986, p. B. 9-B. 16.
83. Kelemen, A., Marschalko, G., - PWM inverter for single-phase induction motor drive with voltage harmonics control, Proc. of the Fourth National Conference on Electrical Drives, Craiova, 20-21 sept. 1984, p. C-41-C-45.
84. Kim, Y., H., Ahsani, M., An algebraic algorithm for microcomputer-based (direct) inverter pulsewidth modulation, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA, 23, nr. 4 iul/aug. 1987, p. 654-660.
85. Kirschen, D.S., Novotny, S.W., Lipo, T.A., - On line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive, Conf. Rec. IEEE-IAS-1984, Annual Meeting, p. 488-493.
86. Aliman, G.A., Plunkett, A.B., - Development of a modulation strategy for a PWM inverter drive, IEEE Trans. on Appl. vol. IA-15, nr. 1, ian/febr. 1979, p. 72-79.
87. Köck, F., - Das Konzept der Leittechnik für die elektrische Lokomotive, Baureihe 120 der Deutschen Bundesbahn, Elektrische Bahnen, vol. 82, nr. 2, 1984.
88. Koyama, M., Yano, M., Kamiyama, I., Yano, S., - Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification function, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, nr. 3, mai/iun. 1986, p. 453-459.
89. Krishnan, R., Doran, F.C., - Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed, induction motor drive, systems, Conf. Rec. IEEE-IAS-1984, Annual Meeting, p. 510-524.
90. Krishnan, R., Doran, F.C., - A method of sensing line voltages for parameter adaptation of inverter fed induction motor serve drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-23 nr. 4 iul/aug. 1987, p. 617-622.
91. Kubo, K., Watanabe, M., Onose, T., Kamiyama, K., - A fully digitalized speed regulator using multimicroprocessor system for induction motor drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, nr. 4, iul/aug. 1985, p. 1001-1008.
92. Kuno, T., Iwakane, T., - High performance vector controlled AC motor drives applications and new technologies - Conf. Rec. IEEE-IAS-1985, Annual Meeting, p. 690-697.
93. Kutman, T., Gökasan, M., Dogoçyan, S., - Analysis of losses and torque ripples in current controlled VS+PWM inverter drives, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p. 999-1002

94. Langweiler, F., Richter, M., - Flusserrfassung in Asynchronmaschinen, Siemens-Zeitschrift, vo. 45, nr. 10, 1971, p. 768-771.
95. Leonhard, W., - Control of electrical drives, Springer Verlag, Berlin, 1985.
96. Lessmeier, K., Leonhard, A., - Microprocessor-Controlled induction motor servo-drive for high dynamic performance, ICEMAI, Torino, 8-11 iulie, 1986, p. 431-438.
97. Lorenz, R.D., - Tuning of field-oriented induction motor controllers for high-performance applications, IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol. IA-22, nr. 2, mar/apr. 1986, p. 293-297.
98. Lorenz, R.D., Lawson, D.B., - Performance of feedforward current regulators for field-oriented induction machine controllers, IEEE, Trans. on Ind. Appl., vol. IA-23, nr. 4, iul/aug. 1987, p. 597-602.
99. Măgureanu, A., Micu, D., - Convertoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone, S.T., București, 1985.
100. Manolescu, A., Mihaj, I., Mureșan, T., Manolescu, A., Turic, L., - Circuite integrate liniare, ed. did. și ped. București, 1983.
101. Marincic, F., Vucadin, I., - Transistor inverter for AC motor drives Proc. of FECPEA, Brussels, 16-18 oct. 1985, p. 3.191-3.195.
102. Mathys, F., Koulisher, J., - Modulateur a hautes performances pour onduleurs a transistors, Proc. of FECPEA, Brussels, 16-18 oct. 1985, p. 2.105-2.111.
103. Matsuo, T., Lipo, F.A., - A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives, Conf. Rec. IEEE IAS, 1984, Annual Meeting, p. 538-545.
104. Micu, D., Nicolescu, G., Zăroni, K., Lapedatu, E., Pelinescu, G., Remes, C., Mirea, C., - Convertizor static de frecvență cu inverter cu modulație în durată a impulsurilor pentru motor asincron de tracțiune, Simpozionul de mașini electrice asociate cu convertoare statice (SIMECS), 18-19 nov. 1983, București, p. 362-371.
105. Micu, D., Nicolescu, G., Satruș, A., Lapedatu, E., Remes, C., Jalotoiu, A., Ghișă, V., Pelinescu, G., - Pulse-width modulation for high and low power asynchronous motor drives, INCEAAS, Lferie-Nord, 16-17 sept. 1986, p. B.1.2.2.-1-B.1.2.2.-14.
106. Mingbae, Z., Wenlong, Q., Heping, Z., Bing, H., - An adjustable speed three phase motor control by a Z-BC single board microcomputer using vector control, ICEMAI, Torino, 8-11 iulie, 1986, p. 513-518.
107. Meise, L., Camenița, D., Vetelescu, R., Camen, I., - Sisteme de acționare cu viteză reglabilă a unui motor asincron cu rotor în scurtcircuit alimentat cu inverter de tensiune cu modulare sinusoidală. Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică (NEE), Timișoara, 17-18, sept. 1982, vol. 5, p. 63-68.

108. Muregan, T., Pfeiffer, I., - Unele aspecte privind problemele de acționare electrică a roboților industriali. Lucrările Colegiului de cibernetică, Timișoara, 5 nov. 1981, p.1-7.
109. Murphy, J.M.O. - Inverter fed induction motor drives. Electrical Review, vol. 206., Nr. 3/1980, p.41-45.
110. Murphy, J.M.O., Egan, M.O., - A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-19, nr. 3/ mai/iun 1983, p.363-369.
111. Nabae, A., - A teaching proposal concerning vector control in inverter-fed induction machines, ICEMAD, Torino, 8-11 iulie 1986, p.789-792.
112. Naunin, D., - Teaching aspects for the representation of modern control of induction motor drives, ICEMAD, Torino, 8-11 iulie, 1986, p.793-798.
113. Nene, V.D. - Advanced propulsion systems for urban rail vehicles, Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.
114. Nordin, K.B., Novotny, D.W., Zinger, D.S., - The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, nr. 4, iul/aug. 1985, p.1009-1015.
115. Novotny, D.W., Lorenz, K.D., - Introduction to field orientation and high performance AC drives, prez. la IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting, Toronto, 6-7 oct. 1985.
116. Ohnishi, K., Suzuki, N., Miyachi, K., Terahima, M., - Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparison with volts/Hertz control, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-21, nr. 1, ian/febr. 1985, p.241-246.
117. Ohnishi, K., Ueda, Y., Miyachi, K., - Model reference adaptive system against rotor resistance variation in induction motor drive, IEEE Trans. on Ind. Electr. vol. IE-33, nr. 3, aug. 1986, p.217-223.
118. Orlik, B., Weh, H., - Microprocessor-controlled three phase motors with high resolution digital pulse width modulator for high pulse frequencies, Proc. of FECPEA, Brussels, 16-18 oct. 1985, p.3.39.-3.44.
119. Patel, H.S., Hoft, R.G., - Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters, Part. I. - Harmonic elimination, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-9, nr. 3, mai/iun. 1973, p.310-317.
120. Patel, H.S., Hoft, R.G., Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters, Part. II. - voltage control techniques, IEEE, Trans. on Ind. Appl., vol. IA 10, nr. 5, sept/oct. 1974, p.666-673.
121. Păpușoiu, Gh., Pfeiffer, I., - Generator de undă triunghiulară de foarte joasă frecvență comandabil în seninune, Bul. Stiințific și Tehnic al I.P.Tr. Vula Timișoara, seria Electrotehnică, tom. 32, 1987, p.73-76.

122. Pfeiffer, I., - Sisteme de control după cîmp a mașinilor asincrone alimentate prin invertoare cu tranzistoare de putere sau tiristoare. Ref. nr. 1 din cadrul pregătirii de doctorat.
123. Pfeiffer, I., Tehnici de modulare în lățime de puls a invertoarelor cu tranzistoare sau tiristoare pentru controlul după cîmp al motoarelor asincrone, Ref. nr. 2 din cadrul pregătirii la doctorat.
124. Pfeiffer, I., Boldes, I., - Motor asincron cu conducere după cîmpul rotoric și inverter cu tranzistoare, SIMECs '87, București, 15-16, oct, 1987, p.
125. Pfeiffer, I., Loiczli, E., - Simularea pe calculatorul numeric a unei acționări cu motor asincron condus după cîmpul rotoric, CNAF-88, 13-14 mai- 1988, Timișoara, p. 3.51-3.56.
126. Pfeiffer, I., Păpușoiu, Gh., - Metodă de generare a două semnale sinusoidale în cuadratură de frecvență variabilă comandabilă în tensiune, Bul. Științific și Tehnic al I.P.Tr. Vuia Timișoara, seria Electrotehnică, tom 32, 1987, p. 76-80.
127. Pitel, I. J., Telukdar, S. N., Wood, P., - Characterization of programmed-waveform pulsewidth modulation, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-16, nr. 5, sept/oct. 1980, p. 707-715.
128. Pollmann, A., - A digital pulsewidth modulator employing advanced modulation techniques, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-19, nr. 3, mai/iun. 1983, p. 409-413.
129. Pollmann, A., - Software pulsewidth modulation for μP control of AC drives IEEE Trans on Ind. Appl. vol. IA-22, nr. 4, iul/aug. 1986, p. 691-696.
130. Rahman, M. A., Quaicco, J. E., Choudhury, M. A., Sleman, G. R., - Steady state performance of permanent magnet synchronous motors fed from delta modulated inverters, Conf. Rec. IEEE-IAS-1984. Annual Meeting, p. 1359-1363.
131. Rahman, M. A., Quaicco, J. E., Choudhury, M. A., - A comparative study of Delta and sine pulsewidth modulated inverters, Proc. of FECPEA, Brussels, 16-18 oct. 1985, p. 1.163-1.168.
132. Rajashekara, K. S., Vithayathil, J., - Microprocessor based sinusoidal PWM inverter by DEA transfer, IEEE Trans. on Ind. Electr., vol. IE-29, nr. 1., febr. 1982, p. 46-51.
133. Reiche, R., - Der Trend zur Drehstromantriebstechnik aus energieökonomischer Sicht, Elektr. vol. 35, nr. 9, sept. 1981, p. 454-459.
134. Regall, R., - Asynchronmaschinen in der Antriebstechnik, BBC-Nachrichten, nr. 7, 1981, p. 227-237.
135. Sathikumar, S., Vithayathil, J., - Digital simulation of field-oriented control of induction motor, IEEE Trans. on Ind. Electr., vol. IE-31 nr. 2., mai 1984, p. 141-148.
136. Scheid, F., - Numerical analysis, Ac Graw-Hill Book Company, New-York, 1968.

137. Schönfeld, R., - Entwicklungstendenzen der elektrischen Antriebs-
technik, Elektrik, vol. 35, nr. 9, sept. 1981, p. 451-454.
138. Schönfeld, R., Häbiger, E., - Automatisierte Elektorantriebe,
Verlag Technik, Berlin, 1981.
139. Sen, P. C., Panchandran, G., - Improved PWM control strategy for
inverters and induction motor drives, IEEE Trans.
on Ind. Electr. vol. IE-31, nr. 1, febr., 1984, p. 43-50.
140. Seracin, A., Popovici, D., - Tehnica acționării electrice,
E.T. București, 1985.
141. Shen, B., Hu, J., - The parameter design method of a ASM drive
system by vector control, BICEM'87, 10-14 aug. 1987,
Beijing, p. 473-476.
142. Sivakumar, S., Sharaf, A. M., - Multivariable control characteris-
tics of variable speed induction motor drive,
ICEMAIN, Torino, 8-11 iulie, 1986, p. 523-528.
143. Smarandache, I., Pulse width modulation by digital processing,
Proc. of The Fourth National Conference on Electrical
Drives, Craiova, 20-21 sept. 1984, p. C-181-C-184.
144. Solacelu, L., Solacelu, R., - Optimal control of PWM inverters.
Proc. of The Fifth National Conference on Electrical
Drives, Iași, 16-17 mai 1986, p. C-87-C-93.
145. Song-Yao, H., Jian, Z., Jian-min, W., - Dynamic equivalent circuit
for vector control of induction motors, BICEM'87,
10-14 aug. 1987, Beijing, p. 407-409.
146. Spöhrer, G., - Triebfahrzeuge in Drehstrom-Asynchrontechnik
bei der Deutschen Bundesbahn, BSC-Schrift.
147. Stanciu, D., Gavaș, St., Tudor, V., - Induction motor electric drive
with vector control, Proc. of The fourth National
Conference on Electrical Drives, Craiova, sept. 1984,
p. B. 90-B 102.
148. Stănciulescu, F., - Analiza și simularea sistemelor neliniare.
Ed. Academiei, București, 1974.
149. Stout, D. F., - Handbook of operational amplifier circuit design,
Mc Graw Hill Book Company, New-York, 1976.
150. Strömberg, Traction drives for electric vehicles, broșura
2 BG 84-06., 1984, 20 p.
151. Strömberg, AC induction motor drive in Helsinki metro cars,
broșura # 5GB 82-06, 1984, 4p.
152. Strömberg, AC induction motor drive in Rotterdam tramcars,
broșura # 4GB 82-04, 1984, 4p.
153. Strömberg, AC induction motor drive in locomotives, broșura
6 GB 84-01, 1983, 4p.
154. Strömberg, AC induction motor drive in Adelaide Diesel-
electric rail cars, broșura # 7 GB 86-11, 1986, 4p.
155. Strömberg, AC induction motor drive in the Diesel-electrical
locomotive Dr. 16, broșura # 1 GB 86-06, 1986, 4p.

156. Sugimoto, H., Tamai, J., - Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics, Conf. Rec. IEEE-IAS-1985, Annual Meeting, p.613-620.
157. Takahashi, I., Mochikawa, H., - Optimum PWM waveforms of an inverter for decreasing acoustic noise of an induction motor, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, nr. 5, sept/oct. 1986, p. 828-834.
158. Takahashi, I., Mochikawa, H., - New control of PWM inverter waveform for minimum loss operation of an induction motor drive, Conf. Rec. IEEE-IAS-1984. Annual Meeting, p. 560-567.
159. Takahashi, I., Toguchi, T., - A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, nr. 5, sep/oct. 1986, p. 820-827.
160. Tanaka, H., Sasaki, K., - Latest technology for high speed induction motor drive systems, ICEEAM, Torino, 8-11 iulie, 1986, p. 654-659.
161. Taylor, E. O., - Industrial drives- Induction motor speed control Electrical Review, vol. 206, nr. 18/1980, p. 37-39.
162. Tez, E. S., - Digital asynchronous PWM controller for variable speed AC drives, Proc. of INCEMAD, Eforie-Nord, 16-17 sept 1986, p. B.2.2.2.-1-B.2.2.2.-7.
163. Tez, E. S., Akhrib, D., - A microprocessor-based implementation of regular sampled PWM switching strategy, Proc. of FECPEA, Brussels, 16-18 oct. 1985, p. 2.99-2.103.
164. Topa, I., Iordache, T., Găgioiu, A., - Experimental researches on uniform-sampled-mode control of PWM inverter. Proc. of The Fourth National Conference on Electrical Drives, Craiova, 20-21 sept. 1984, p. C-81-C-86.
165. Tsuji, M., Yamada, E., Izumi, K., Oyama, J., - Rotor flux linkage control of CSI-IM vector control system, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p. 896-899.
166. Tsuji, M., Yamada, E., Izumi, K., Oyama, J., - Stability analysis of a current source inverter fed induction motor under vector control, International Conference on Electrical Machines, Lausanne, 1984, p. 867-870.
167. Vagati, A., Villata, F., - Field-oriented AC motor control, a particular implementation, Motorcon'85, Hannover, apr. 1985, p. 160-172.
168. Vagati, A., Villata, F., - A drivesystem for position control, International Conference on Electrical Machines Lausanne, 1984, p. 871-874.
169. Varnovitsky, M., - A microcomputer-based control signal generator for a three-phase switching power inverter, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-19, nr. 2, mar/apr. 1983, p. 228-234.
170. VEM Handbuch Leistungselektronik, VEB Verlag Technik, Berlin, 1979.
171. Weischedel, H. K., Westerman, G. R., - A symmetry correcting pulse-width modulator for power conditioning applications IEEE Trans. Ind. Appl. vol. IA-9, nr. 3, mai/iun, 1973, p. 318-322.

172. Williamson, S., Cann, R.G. - A comparison of PWM switching strategies on the basis of drive system efficiency, IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-20, nr. 6, nov/dec. 1984 p. 1460-1472.
173. Yamamura, S., - AC motors for high-performance applications. Analysis and control, Marcel Dekker, Inc. New York, 1986.
174. Yamada, T., Izumi, K., Tsuyi, K., Oyama, J., - Comparison between computed and test results of a vector controlled induction motor using microprocessor, ICEM'86, München, 8-10 sept. 1986, p. 685-688.
175. Yi, X., Xiaohu, H., - A new SMS-PWM-BB strategy for controlling inverters driving AC motors, BICEM'87, 10-14 aug. 1987, Beijing, p. 439-442.
176. Yoshida, Y., Ueda, R., Senoda, T., - Drive performance optimization of inverter driven induction motor, ICEMAIN, Torino, 8-11 iulie 1986, p. 1-8.
177. Zach, F.C., Ertl, H., - Efficiency optimal control for AC drives with PWM inverters, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, nr. 4, iul/aug. 1985, p. 987-1000.
178. Zach, F.C., Martinez, R., Keplinger, S., Seiser, S., - Dynamically-optimal switching patterns for PWM inverter drives (for optimization of the torque and speed ripples), IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-21, nr. 4, iul/aug. 1985, p. 975-986.
179. Zubek, J., Abbondanti, A., Nerdy, C.J., - Pulsewidth modulated inverter motor drives with improved modulation, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-11, nr. 6, nov/dec. 1975, p. 695-703.
180. Zuckerberger, A., Alexandrovits, A., - Determination of commutation sequence with a view to eliminating harmonics in microprocessor-controlled PWM voltage inverter, IEEE Trans. on Ind. Electr. vol. IE-33, nr. 3, aug., 1986, p. 262-270.
181. Beldoa, I., Pfeiffer, I., Trica, A., - Modified sliding mode (MSM) versus PI speed control of a current-controlled field-oriented induction motor drive, Electric Machines and Power Systems, nr. 16, 1989, p. 209-223.