

Universitatea „Politehnica” Timișoara  
Facultatea de Electrotehnică

Teză de doctorat

# Controlul poligonal al fluxului statoric în acționările electrice de curent alternativ

ing. Tutelea Lucian Nicolae

Conducător științific  
Prof. Dr. Ing. Boldea Ion

613.650  
366 12

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Timișoara, iunie 1997

## Cuvânt înainte

Controlul poligonal al fluxului statoric este o metoda de modulare în lațime de puls, prin care se realizeaza comanda directa a inverterului de tensiune utilizând o logica programata. Metoda controlului poligonal al fluxului statoric ofera o strategie de introducerea a vectorilor zero, reducând astfel frecvența de comutație a dispozitivelor de putere.

În primul capitol al lucrării sunt prezentate metodele de modulare în lațime de puls. În capitolele urmatoare este prezentata metoda controlului poligonal al fluxului statoric în bucla deschisa și în bucla de viteza, cu viteza masurata sau estimata. Deoarece estimarea vitezei presupune cunoașterea fluxului în mașina, s-a realizat și un control de flux în bucla închisa. În ultima parte a lucrării metoda a fost extinsa pentru a produce încărcarea artificiala a mașinii de inducție.

Lucrarea de față nu s-ar fi putut concretiza fara îndrumarea competența și sprijinul nemijlocit al domnului prof. dr. ing. Boldea Ion. Doresc sa mulțumesc și pe aceasta cale domnului prof. dr.ing Boldea Ion pentru îndrumarea competența, pentru documentația de specialitate ampla și de cea mai buna calitate pusa la dispoziție, pentru observațiile, sugestiile și discuțiile tehnice permanente.

De asemenea doresc sa mulțumesc și domnului șl. dr. ing. Muntean Nicolae pentru colaborarea permanenta și pentru sprijinul acordat în realizarea părții experimentale.

Doresc sa mulțumesc și pe acesta cale tuturor profesorilor și colegilor pentru observațiile și sugestiile acordate cu ocazia susținerii referatelor, a examenelor și a altor numeroase discuții tehnice.

De asemenea doresc sa mulțumesc comisiei pentru ca a binevoit sa citeasca și sa recenzeze aceasta lucrare.

În cele din urma, dar nu în ultimul rând, doresc sa mulțumesc familiei în special parinților și soției pentru sacrificiile materiale și susținerea morala fara de care aceasta lucrare nu ar fi existat.

Timișoara,  
iunie 1997

Autorul



# Cuprins

<b>Introducere</b>	<b>1</b>
<b>Cap. 1 Metode de modulare în lățime de puls pentru invertoare de tensiune</b>	<b>4</b>
1.1 Introducere	4
1.2 Indici de performanță	6
1.3 Condiții de comutație	9
1.4 Metode de modulare în lățime de puls	13
1.4.1. Scheme de modulare în buclă deschisă	14
1.4.2. Scheme de modulare în buclă închisă	34
1.5 Concluzii	45
1.6 Bibliografie selectivă	45
<b>Cap. 2 Simularea mașinii de inducție conectată la un inverter de tensiune</b>	<b>53</b>
2.1 Necesitatea simulării, probema simulării	53
2.2 Interfața cu utilizatorul	56
2.3 Modelarea mașinii electrice și programul de simulare	58
2.4 Modelarea inverterului și programul de simulare	62
2.5 Modulul de comandă	67
2.6 Determinarea parametrilor mașinii de inducție	68
2.6 Bibliografie selectivă	76
<b>Cap.3 Controlul poligonal al fluxului statoric</b>	<b>78</b>
3.1 Introducere	78
3.2 Generarea poligoanelor	83
3.3 Controlul poligonal al fluxului calculat "off-line"	94

3.3.1 Comanda invertorului cu calculatorul programul "CPF"	95
3.3.2 Comanda invertorului cu microcontroler	105
3.4 Simularea numerică și rezultate experimentale	107
3.4.1 Regimuri dinamice în gol	109
3.4.2 Regimuri staționare în gol	116
3.4.3 Regimuri tranzitorii la frecvență constantă	117
3.4.4 Regimuri dinamice în sarcină	118
3.5 Concluzii	120
3.6 Bibliografie selectivă	123

**Cap. 4 Controlul poligonal al fluxului statoric  
pentru mașina de inducție în buclă închisă** **125**

4.1 Controlul poligonal al fluxului cu buclă de viteză	125
4.2 Funcțiile de transfer ale sistemului	129
4.3 Simularea numerică și rezultate experimentale	131
4.3.1 Regimuri tranzitorii în gol	132
4.3.2 Regimuri tranzitorii la turație prescrisă constantă	133
4.3.3 Regimuri dinamice în sarcină	138
4.4 Concluzii	139
4.5 Bibliografie selectivă	139

**Cap. 5 Controlul "sensorless" utilizând  
modularea poligonală a fluxului statoric "on-line"** **141**

5.1 Introducere	141
5.2. Estimarea fluxului, cuplului și turației	142
5.2.1 Estimatoare de flux bazate pe modelul de tensiune	143
5.2.2 Estimarea fluxului utilizând modelul de curent	146
5.2.3 Estimarea fluxului din modelul de tensiune și curent	152
5.2.4 Estimarea cuplului electromagnetic și a vitezei	155
5.3 Controlul poligonal al fluxului în timp "on-line"	156
5.4 Simularea numerică	161
5.5 Concluzii	164
5.6 Bibliografie selectivă	165

<b>Cap. 6 Aplicații speciale</b>	
<b>    Incărcarea artificială a mașini de inducție</b>	<b>167</b>
6.1 Introducere - Metoda celor două frecvențe simulării	167
6.2 Incărcarea artificială cu invertorul	168
6.2.1 Metode pentru invertoare industriale de serie	169
6.2.2 Sinteza directă a PWM pentru încărcarea artificială	170
6.3. Echivalarea încărcării artificiale	176
6.4. Implementarea metodei	178
6.5 Simularea numerică	183
6.6 Rezultate experimentale	186
6.7 Concluzii	187
6.8 Bibliografie selectivă	188
<b>Cap. 7. Concluzii și contribuții</b>	<b>190</b>
<b>Bibliografie generală</b>	<b>195</b>
Anexa 1	201
Anexa 2	208
Anexa 3	223
Anexa 4	227
Anexa 5	229
Anexa 6	235

## Introducere

---

Intreaga activitate industrială poate fi redusă la câteva acțiuni fundamentale cum ar fi: mișcarea și lucrul mecanic, transformările chimice, încălzirea și comunicația. Mișcarea mecanică intervine în majoritatea activităților industrial-productive. Acționările electrice ocupă un loc important în producerea de lucru mecanic asupra materiilor prime sau obiectelor care trebuie transformate și transportate. Cerințele impuse acționărilor electrice sunt foarte diferite în funcție de aplicațiile ce sunt deservite. Astfel, există activități care impun o reglare foarte precisă a cuplului, sau poziționări de precizie sau răspunsuri rapide în cuplu și turație. De asemenea, există și activități unde aceste performanțe nu contribuie la creșterea eficienței. Criza energetică și creșterea prețului energiei impun pentru toate acționările electrice creșterea randamentului. Creșterea randamentului este importantă pentru acționările de mare putere, dar și pentru acționările de mică putere fabricate în serie. Există domenii de activitate unde simpla introducere a turației reglabile poate duce la creșteri importante ale eficienței utilizării energiei. În prezent, există o ofertă foarte variată de acționări electrice cu turație reglabilă. Între acestea un loc important este ocupat de acționările legate de mașina de inducție și invertorul de tensiune. În această lucrare, se propune o metodă simplă de comandă pentru invertorul de tensiune astfel încât să se obțină un raport performanță/cost optim.

Lucrarea este structurată pe 6 capitole, plus un capitol de concluzii generale.

În primul capitol sunt prezentate principalele metode de

modulare în lățime de puls utilizate pentru inverterul de tensiune.

În capitolul 2 este abordată problema simulării numerice a acționărilor electrice. Se descrie un program de simulare conceput pentru verificarea premizelor teoretice, dar și pentru verificarea directă a rutinelor de comandă în timp real, prin simularea numerică a procesului controlat. În acest capitol, sunt descrise pe larg facilitățile programului de simulare, precum și modul de simulare pentru mașina electrică și pentru inverter. În finalul capitolului, este descrisă determinarea parametrilor mașinii, necesari pentru simulare și se prezintă simularea unei conectări la rețea a mașinii de inducție.

În capitolul 3 este descris controlul poligonal al fluxului statoric în buclă deschisă. Metoda are ca punct de plecare hodograful fluxului statoric în condițiile alimentării mașinii de la rețea sau de la un inverter în 6 pulsuri. Considerând că performanțele mașinii sunt optime în regim sinusoidal prin metoda propusă se încearcă obținerea unei variații similare pentru fluxul statoric. În cazul alimentării de la invertoare de tensiune, traiectoria vectorului flux nu poate fi decât o linie poligonală. În acest capitol, sunt descrise două metode care au ca scop generarea unor traiectorii poligonale pentru fluxul statoric, traiectorii care să aproximeze cât mai bine cercul descris de fazorul spațial al fluxului la funcționarea în regim sinusoidal. Tot în acest capitol este descris algoritmul de conducere în timp real a mașinii. Apoi sunt prezentate simulările numerice și rezultatele experimentale.

În capitolul 4 este prezentat controlul poligonal al fluxului statoric în buclă de viteză. Practic este folosit același algoritm de comandă, dar frecvența statorică este ajustată astfel încât să se obțină turația dorită independent de sarcină. În acest scop, se utilizează un traductor de turație și un regulator de turație de tip PI care estimează frecvența rotorică, necesară pentru realizarea turației prescrise.

În capitolul 5 este descris controlul poligonal al fluxului statoric realizat în întregime în timp real și reglarea "sensorless" a turației, utilizând controlul poligonal al fluxului statoric.

În capitolul 6 este prezentată realizarea încărcării artificiale a mașinii de inducție prin utilizarea metodei de control poligonal

a fluxului statoric în timp real. Pentru realizarea încărcării artificiale se consideră metoda mixării frecvențelor. Fluxul statoric prescris rezultă prin superpoziția fluxurilor statorice produse de fiecare tensiune. In acest caz, se neglijează influența rezistențelor statorice.



## Metode de modulare în lațime de puls pentru invertoare de tensiune

---

### 1.1 Introducere

Eficiența, rapiditatea și precizia controlului mișcării constituie cheia productivității tehnologiei moderne. În decursul istoriei relativ scurte a acționărilor electrice cu convertoare statice, s-au succedat deja câteva generații de convertoare statice ca urmare a progreselor realizate în domeniul electronicii de putere, a electronicii de comandă [1,2], dar și ca urmare a apariției unor noi aplicații. La puteri mici și mijlocii, locul tiristorului a fost preluat de tranzistorul de putere bipolar BJT, tranzistorul MOS-FET, iar în prezent se extinde utilizarea tranzistorului bipolar cu poartă izolată IGBT. Pentru puteri mari se utilizează tiristorul cu stingere pe poartă GTO. În domeniul electronicii de comandă, se utilizează tot mai des schemele bazate pe microcontrolere, procesoare de semnal și arii cu porți programabile, integrate pe scară foarte largă, [3] care au înlocuit schemelor analogice, fiind mai flexibile și fiabile. În ultimul timp, au apărut sisteme expert, bazate pe reguli de inferență fuzzy și rețele neuronale [1]. În funcție de specificul aplicației, dar și de tipurile de dispozitive de putere disponibile pe piață, există în prezent un număr mare de tipuri de convertoare statice și de acționări electrice cu turație reglabilă [1,4,5,6]. Între acestea un loc important este ocupat de acționările cu mașini de curent alternativ trifazat prevăzute cu invertoare de tensiune (fig. 1.1). În general tensiunea din circuitul intermediar este constantă și este

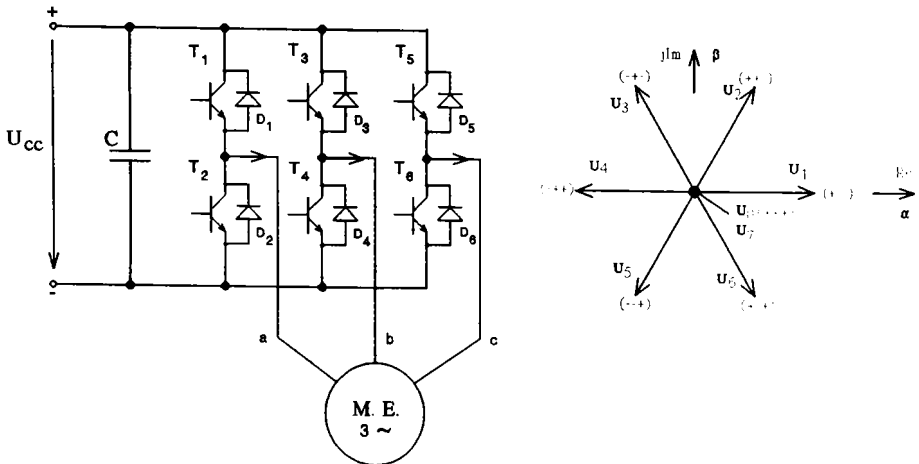


Fig. 1.1 Invertor de tensiune

obținută fie prin redresarea tensiunii rețelei de curent alternativ în cazul aplicațiilor industriale, fie direct de la baterii în cazul vehiculelor electrice. Acest tip de acționare s-a răspândit deoarece: funcționează bine cu mașini de construcție obișnuită, pentru proiectarea și fabricarea invertorului nu sunt necesari parametrii mașinii, asigură performanțe energetice și dinamice ridicate, întreaga acționare fiind robustă și fiabilă. În prezent, se fabrică invertoare de tensiune trifazate cu IGBT sau BJT de la puteri de câteva sute de Watt pînă la puteri de 280 kW (HITACHI, ABB, ..). Mașinile electrice uzuale funcționează optim cu tensiuni și curenți sinusoidali. Starea mașinii este determinată, dacă se cunoaște densitatea de curent și inducția magnetică în fiecare punct din mașină. Pentru o mașină trifazată simetrică redusă la doi poli se definesc axele fazelor cu ajutorul fazorilor spațiali:

$$\vec{1}, \vec{a}, \vec{a}^2, \text{unde } \vec{a} = e^{\frac{2\pi}{3}j} \quad (1.1)$$

Pentru o repartiție sinusoidală a înfășurărilor, se consideră

repartiția curentului statoric, respectiv a fluxului de înlănțuire prin fazorii spațiali de curent, respectiv de flux:

$$\vec{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{sa} + i_{sb}\vec{a} + i_{sc}\vec{a}^2) \quad (1.2)$$

$$\vec{\Psi}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (\Psi_{sa} + \Psi_{sb}\vec{a} + \Psi_{sc}\vec{a}^2) \quad (1.3)$$

În acelaș mod, s-a definit fazorul spațial de tensiune:

$$\vec{u}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{sa} + u_{sb}\vec{a} + u_{sc}\vec{a}^2) \quad (1.4)$$

Ecuțiile mașinii în fazori spațiali sunt tratate pe larg în [7,8,9].

Invertorul de tensiune cel mai răspândit, fiabil și mai ieftin (fig. 1.1) nu dispune la ieșire decât de trei nivele de tensiune:  $+U_{cc}$ ,  $0$ ,  $-U_{cc}$ , unde  $U_{cc}$  este tensiunea din circuitul intermediar. Acest invertor poate realiza 6 vectori de tensiune activi și 2 vectori zero (fig. 1.1.b). Modificarea frecvenței și amplitudinii tensiunii de ieșire și reducerea ponderii armonicilor superioare se realizează prin modulare în lățime de puls ( PWM ) sau sub altă denumire prin modularea impulsurilor în durată (MID) [4]. În această capitole, vor fi prezentate principalele metode de modulare în lățime de puls.

Există un număr foarte mare de metode de modulare în lățime de puls toate având scopul de a reduce pierderile în mașină și invertor, de a reduce pulsațiile în cuplu și de a crește performanțele dinamice ale acționării.

## 1.2 Indici de performanță

Pentru evaluarea și compararea performanțelor acționărilor electrice s-au definit indici de performanță [11] cum sunt: randamentul global al întregii acționări, randamentul energetic utilizat în regimuri tranzitorii, raportul putere activă - putere aparentă, raportul pierderi - cuplu, accelerația maximă ideală, timpul ideal de atingere a turației de bază, timpul de instalare a cuplului maxim, pulsațiile relative în cuplu, domeniul de modificare

a mărimilor mecanice. Pentru a evalua contribuția metodei de modulare în lățime de puls la obținerea performanțelor globale s-au definit indici de performanță care să reflecte performanțele metodei de modulație [10].

#### a. Armonicile în curent

Armonicile în curent determină pierderile în cupru, care constituie pentru majoritatea regimurilor de funcționare o pondere importantă din totalul pierderilor din mașină. Se definește curentul efectiv al armonicilor:

$$I_h = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad (1.5)$$

Curentul  $I_h$  depinde și de impedanța mașinii. Pentru a elimina influența impedanței mașinii s-a definit factorul de distorsiuni  $d$ :

$$d = \frac{I_h}{I_{h6p}} \quad (1.6)$$

unde  $I_{h6p}$  este curentul efectiv al armonicilor pentru comanda în 6 pulsuri. Pierderile în cupru datorate armonicilor superioare sunt proporționale cu  $d^2$ .

#### b. Spectrul armonicilor

Pentru modulația sincronă se obține un spectru discret  $h_i(k f_i)$ . La modulare asincronă apar și subarmonici iar spectrul tinde către un spectru continuu. Amplitudinea armonicilor se calculează prin metode de dublă integrare în planul complex. În [13] sunt prezentate mai multe metode de calcul al armonicilor.

#### c. Indicele maxim de modulare

La funcționarea invertorului în 6 pulsuri se obține tensiunea maximă a fundamentalei. Se definește indicele de modulație:

$$m = \frac{U_1}{U_{1,6p}} \quad (1.7)$$

Valoarea maximă a indicelui de modulație depinde de metoda de

modulație și reflectă gradul de utilizare a echipamentului.

#### d. Pulsațiile în cuplu

Se definește pulsația relativă în cuplu cu relația:

$$\Delta M = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_n} \quad (1.8)$$

unde:  $M_{\max}$  -cuplu maxim;

$M_{\min}$  -cuplu minim;

$M_n$  -cuplu nominal la viteza de bază.

Raportarea se face la cuplul nominal și nu la cuplul mediu, pentru a evita o împărțire la 0 în regim de gol. Pulsațiile în cuplu depind de armonicile în curent, dar nu există o relație directă între acestea. Pulsații de cuplu mici pot fi obținute cu armonici în curent mari. De asemenea, cu armonici mici de curent pot să apară pulsații mari ale cuplului.

#### e. Frecvența de comutație și pierderile de comutație

Frecvența de comutație  $f_c$  este un parametru important de proiectare a convertorului static. Armonicile în curent se reduc aproape proporțional cu frecvența iar pierderile de comutație în semiconductoare cresc proporțional cu frecvența. La puteri foarte mari de ordinul MW frecvența de comutație este limitată la câteva sute de Hz. În plus reglementările privind compatibilitatea electromagnetică sunt stricte pentru convertoarele de putere ce comută la frecvențe mai mari de 9 kHz [10]. Un alt aspect important la alegerea frecvenței de comutație este radiația zgomotului acustic. Comutarea curentului produce schimbări rapide ale câmpului electromagnetic. Acesta exercită forțe Lorentz asupra conductoarelor parcurse de curent și produce magnetostricțiune și deformări mecanice în materialul feromagnetic. Radiațiile acustice depind puternic de spectrul curentului și de frecvența de comutație. Zgomotele cele mai deranjante pentru urechea umană sunt cuprinse între 500 Hz și 10 kHz având un maxim de sensibilitate între 1-2 kHz.

#### f. Performanțe dinamice

Timpul de răspuns al buclei de curent care funcționează în

strânsă legătură cu modulatorul determină performanțele dinamice ale sistemului. Filtrarea semnalului de reacție crește timpul de răspuns. Frecvența de comutație influențează dinamica sistemului.

### 1.3 Condiții de comutație

Dispozitivele semiconductoare reale nu comută instantaneu. Timpul de comutație depinde de tipul semiconductorului, de curentul și tensiunea nominală, de curentul comutat, de modul de comandă pe poartă și de temperatura joncțiunii. Timpul de intrare în conducție  $t_{on}$  și timpul de blocare  $t_{off}$  sunt mărimi de catalog.

#### 1.3.1 Durata minimă în stare de conducție

Duratele de comutație ale dispozitivelor semiconductoare impun o limitare inferioară a lățimii pulsului de tensiune ce poate fi realizată în condiții de siguranță și cu pierderi în comutație acceptabile. Dacă metoda de modulare în lățime de puls nu respectă această minimă cerință între blocul modulator și invertor se intercalează un bloc logic cu scopul de a prelungi sau elimina impulsurile prea scurte [14]. În cazul modulării digitale se limitează durata minimă a timpului înscris în regiștrii numărătoarelor. În acest caz, nu mai este necesară intercalarea unui bloc fizic între blocul modulator și invertor [20].

#### 1.3.2 Efectul timpului mort

Pentru a evita un scurtcircuit în invertor, comutația unei ramuri se realizează în două etape. Se comandă blocarea tranzistorului aflat în conducție și după un interval de timp  $t_d$ , se dă comanda de conducție pentru tranzistorul pereche (fig. 1.2.a). Când ambele tranzistoare de putere sunt blocate va conduce una din diodele montate în antiparalel cu acestea, în funcție de sensul curentului. Durata de conectare a ieșirii invertorului la borna pozitivă a sursei de tensiune continuă scade, în cazul unui curent pozitiv, și crește, în cazul unui curent negativ cu durata  $t_n$ :

$$t_m = t_d + t_{on} - t_{off} \quad (1.9)$$

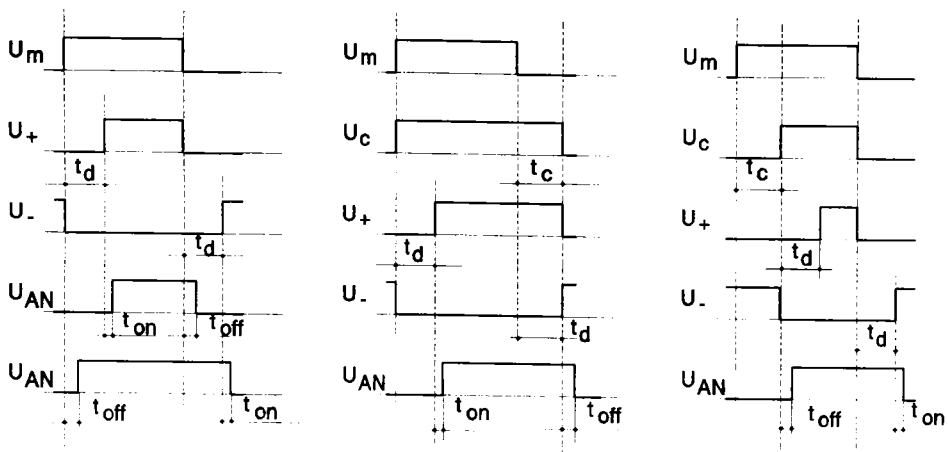


Fig.1.2 Efectul timpului mort și compensarea timpului mort

unde:  $t_{on}$  este timpul de intrare în conducție;

$t_{off}$  este timpul de blocare.

Se produce o eroare de tensiune ce depinde de tensiunea continuă de alimentare și de durata  $t_m$ . Deoarece eroarea de tensiune este independentă de valoarea tensiunii prescrise rezultă o eroare relativă mare, la turații mici. În acest caz tensiunea de ieșire este puternic distorsionată, cresc pulsațiile în cuplu și scade cuplul mediu. În aceste condiții este necesară compensarea timpului mort.

### 1.3.3 Compensarea timpului mort

Există mai multe metode de compensare a timpului mort care se utilizează în funcție de performanțele dorite dar și în funcție de dispozitivele de putere și de frecvența de comutație.

#### a. Compensarea în buclă deschisă

Se reduce efectul timpului mort prin minimizarea acestuia. Reducerea timpului mort este limitată de timpul de comutație a elementelor semiconductoare de putere  $t_{on}$ ,  $t_{off}$ , dar și de timpul de

propagare a semnalului prin circuitele de comandă și optocuploare. In cazul realizării întârzierilor cu elemente RC, timpul mort nu poate fi redus sub 4  $\mu$ s fără a reduce substanțial siguranța de funcționare a inverterului [15].

### b. Compensarea anticipată în funcție de curentul prescris

Practic eroarea de tensiune depinde numai de sensul curentului (fig. 1.3). Efectul timpului mort se compensează prin adăugarea tensiunii de compensare  $U_{comp}$  la tensiunea de referință (fig. 1.4), unde:

$$U_{comp} = \begin{cases} U^+ & \text{pt. } i^* > 0 \\ 0 & \text{pt. } i^* = 0 \\ U^- & \text{pt. } i^* < 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

iar  $U^+$  și  $U^-$  se ajustează experimental. Prin această metodă efectul timpului mort este redus, dar nu este eliminat în totalitate.

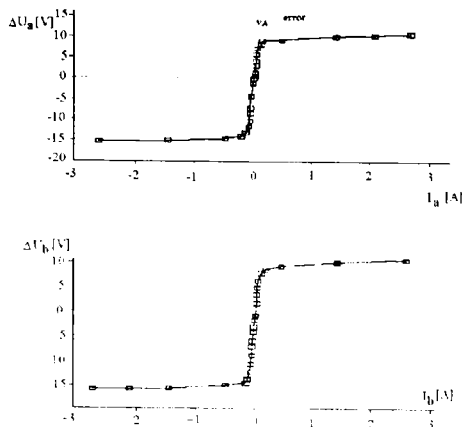


Fig. 1.3 Eroarea de tensiune

### c. Compensarea în buclă închisă

A acționările prevăzute cu reulatoare de curent iă compensarea timpului mort dacă banda de frecvență a reguletoarelor este suficient de largă și dacă nu se cer pulsații foarte reduse în cuplu. Reguletoarele de curent cu bandă largă de frecvență sunt ușor de realizat cu componente analogice. In cazul implementării digitale, este necesară creșterea frecvenței de eșantionare fiind

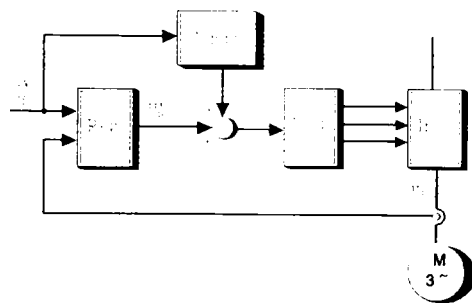


Fig. 1.4 Compensare erorii de tensiune



necesare procesoare și convertoare A/D rapide, justificate numai în acționările de mare performanță. Când acționarea nu dispune de o buclă rapidă de curent sau când cuplul trebuie să fie fără pulsații, se utilizează compensatoare de timp mort în buclă închisă. Blocul de compensare a timpului mort modifică semnalul de comandă, prin întârzierea fronturilor semnalului de comandă în funcție de sensul curentului. Se consideră pozitiv sensul curentului indicat în fig. 1.1.a. Dacă curentul este pozitiv frontul crescător al semnalului de comandă rămâne neschimbat, iar frontul descrescător este întârziat cu durata  $t_m$  (fig. 1.2.b). Dacă curentul este negativ atunci se întârzie frontul crescător al semnalului de comandă iar frontul scăzător rămâne neschimbat (fig. 1.2.c). Prin această tehnică, durata pulsului din tensiunea de ieșire  $U_{AN}$ , este egală cu durata pulsului din semnalul modulator  $U_m$ . Forma curentului înainte și după compensarea timpului mort prin această metodă sunt prezentate în fig. 1.5. Se observă reducerea factorului de distorsiuni a curentului în

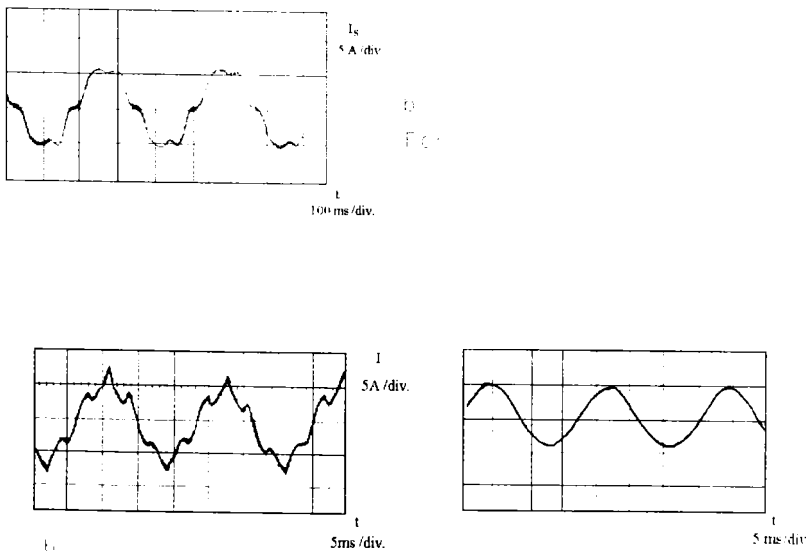


Fig. 1.5 Forma curentului

cazul compensării timpului mort (fig. 1.6). Metoda poate fi implementată soft sau hard prin utilizarea unor porți logice suplimentare [10]. Dacă microcontrolerul dispune de o unitate de

comparare puternică cu 6 regiștri de comparare implementarea soft a compesatorului devine simplă, fiind necesar doar un bloc de întâziere selectivă a fronturilor impulsurilor ridicătoare, respectiv căzătoare. Cu ajutorul unui comutator ce conectează intrarea de comandă a

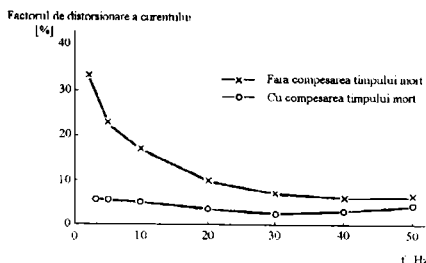


Fig. 1.6 Distorsiunile în curent

inverterului la unul din iesirile blocului întâzierede în funcție de sensul curentului [20]. Pentru evitarea erorilor cauzate de trecerile repetate prin 0 ale curentului, din cauza armonicile superioare, se preferă utilizarea semnelui curenților prescriși. Dacă timpul de întâziere a fronturilor este fix se realizează în general doar o compensare parțială. Prin măsurarea timpului de conducție a diodelor se poate determina timpul mort [36], crescând astfel performanțele.

#### 1.4 Metode de modulare în lățime de puls

Procedeele de modulare în lățime de puls pot fi în buclă deschisă sau în buclă închisă, pentru fiecare categorie existând scheme optimale și nonoptimale [10]. Procedeele amintite pot fi implementate analogic (cu circuite liniare, comparatoare, numărătoare și porți logice simple), digital sau mixt. În prezent, se răspândesc schemele digitale deoarece prezintă următoarele avantaje: se pot reproduce identic semnalele pentru cele trei faze, precizia controlului nu este afectată de toleranța componentelor sau a modificările de temperatură, nu sunt necesare reglaje de offset, schemele sunt flexibile și fiabile și oferă mari posibilități de optimizare. În schimb, au apărut alte dezavantaje: buclele de reglare nu mai răspund instantaneu, timpul de calcul limitează drastic banda de trecere a reguletoarelor și frecvența maximă de comutație. Variabilele de stare sunt considerate numai la momente discrete de timp și nu pot lua decât un număr finit de valori producând erori de discretizare și cuantizare [12]. Aceste dezavantaje pot fi eliminate

cu procesoare rapide și prin reprezentarea mărimilor pe un număr mare de biți sau în virgulă mobilă. Astfel de procesoare există, dar costul ridicat limitează utilizarea acestora doar la acționările de mare performanță.

#### 1.4.1 Scheme în buclă deschisă

Schemele în buclă deschisă presupun ca semnal de intrare un vector spațial de tensiune rotitor, pentru obținerea căruia se comută tensiunea pe cele trei faze. Există mai multe categorii de scheme care funcționează pe acest principiu.

##### a. Cu purtătoare de bază

Majoritatea metodelor PWM fac parte din această categorie. Ele au în comun un ciclu de durată constantă în care oricare jumătate de ramură a inverterului presupune două comutări consecutive la tensiuni opuse. Operarea cu subcicli de durată constantă se reflectă în spectru prin două benzi laterale principale centrate în jurul frecvenței purtătoare și prin benzi laterale centrate în jurul multiplilor frecvenței purtătoare. Frecvența fundamentalei este în general variabilă deoarece se dorește modificarea turației. Frecvența purtătoare poate fi constantă sau sincronizată cu fundamentala când avem un număr întreg de pulsuri pe o perioadă a fundamentalei. Când frecvența purtătoare este fixă raportul dintre aceasta și frecvența fundamentalei, în general nu este un număr întreg și deci secvența de comutație nu mai este periodică. Acest lucru se reflectă în transformata Fourier printr-un spectru continuu, ce conține și subarmonici. Perturbațiile de frecvență joasă nu mai pot fi filtrate de inductanțele mașinii și se transmit în curent și cuplu. Dacă raportul dintre frecvența purtătoare și fundamentală este mic, nivelul subarmonicilor produce pierderi însemnate în mașină, pulsații de frecvență joasă în cuplu și turație. Sincronizarea purtătoarei cu fundamentala elimină acest dezavantaj. Pentru limite largi de modificare a frecvenței fundamentalei este necesară modificarea numărului de pulsuri, astfel încât frecvența purtătoare să rămână într-un domeniu acceptabil atât din punct de vedere al pierderilor

în comutație, cât și al armonicilor transmise în curent. Schimbarea numărului de pulsuri se face la momente bine determinate sau introducând pulsuri intermediare astfel încât să nu se producă regimuri tranzitorii nedorite (șocuri importante de curent și cuplu). Exista mai multe căi de implementare a PWM cu frecvență purtătoare.

### a.1 Metoda subondulării.

Constă în compararea a trei semnale sinusoidale defazate cu  $120^\circ$ , cu un semnal de referință (purtător) de formă triunghiulară

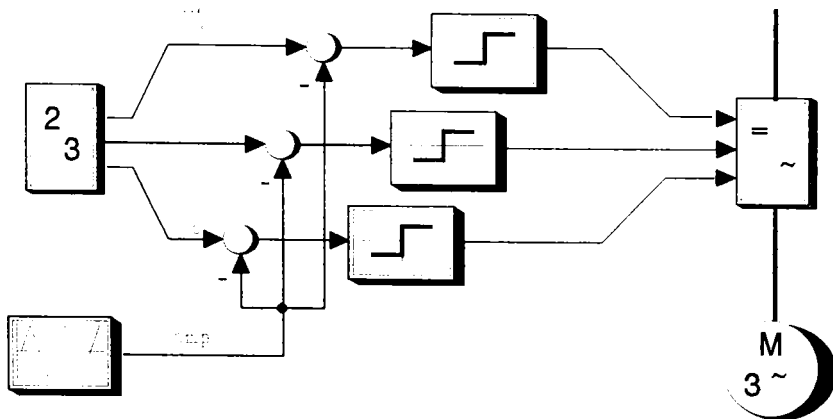


Fig. 1. 7 Metoda subondulării - schema bloc

(fig. 1.7, 1.8). Dacă raportul dintre frecvența purtătoare și fundamentală este scăzut, se sincronizează purtătoarea cu fundamentală. Dacă pantele celor două semnale diferă ca semn în punctele de trecere simultană prin 0, atunci sunt eliminate armonicile pare și se reduce nivelul armonicilor în general [10,14,16]. Acesată condiție este respectată pentru toate cele trei faze, dacă frecvența purtătoare este multiplu impar de 3 al

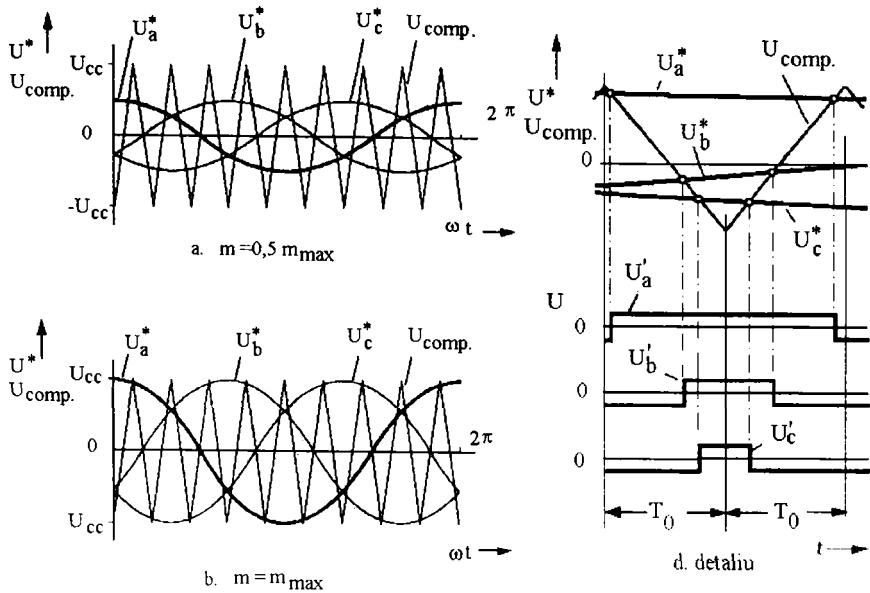


Fig. 1.8 Metoda subondularii - forme de undă

fundamentalei. În acest caz, se elimină toate armonicile pare și cele de ordinul 3 din tensiunile de linie. Indicele de modulație maxim este scăzut: 0.785.

### a.2 Metoda subondulării modificate.

Deficiența indicelui de modulație redus este corectată prin distorsionarea semnalului de referință, adăugând la acesta semnale de secvență zero (fig. 1.9). Distorsiunile de secvență zero nu vor fi transmise în curent. Există o infinitate de posibilități de a adăuga la fundamentală semnale de secvență zero. O posibilitate este de a adăuga armonica de ordinul 3 cu o amplitudine de 25% (fig. 1.9.a). Indicele de modulație maxim crește la 0,882. Prin adăugare de semnale dreptunghiulare de frecvență triplă a fundamentalei indicele de modulație maxim crește la valoarea de 0,907. Aceasta este valoarea maximă ce se poate obține prin adăugarea de semnale de secvență zero la semnalul de referință. Factorul de distorsionare a curentului  $d^2$  depinde de secvența zero (homopolară) adăugată (fig. 1.10). Curbele "a", "b", "c", "d" din fig. 1.10 corespund semnalelor

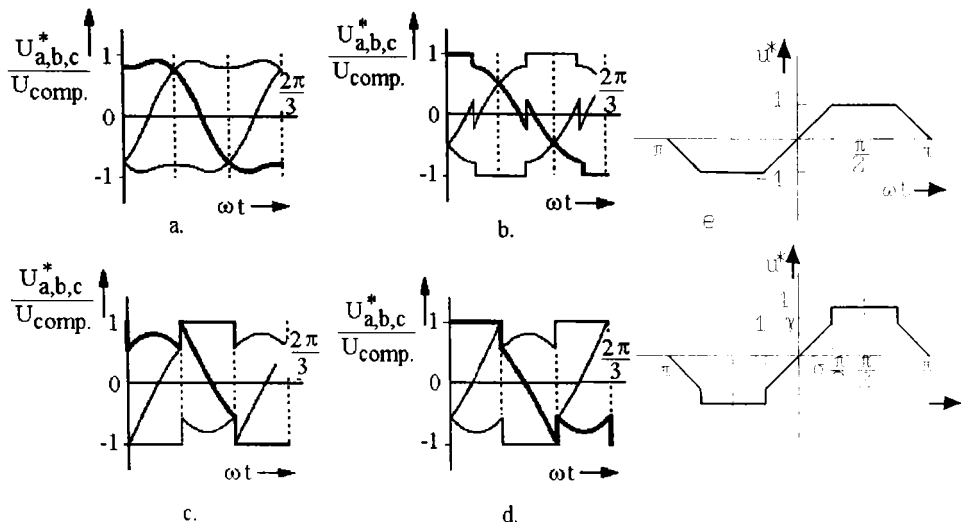


Fig. 1.9 Adăugarea unor semnale de secvență 0

a,b,c,d din fig. 1.9 iar curba "sub" este cea corespunzătoare pentru semnal sinusoidal. In cazul implementării digitale semnalul de referință sinusoidal se poate înlocui cu un semnal trapezoidal (fig. 1.9.e) sau trapezoidal modificat (fig. 1.9.f). Riplurile în cuplu se reduc [17] dacă parametrii  $\gamma$  și  $\sigma$  (fig. 1.9.f) se calculează (off-line) astfel încât să se obțină amplitudinea dorită pentru fundamentală iar amplitudinile armonicilor de ordinul 5 și 7 să satisfacă relația:

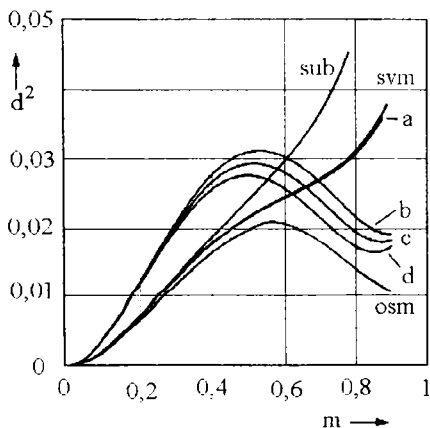
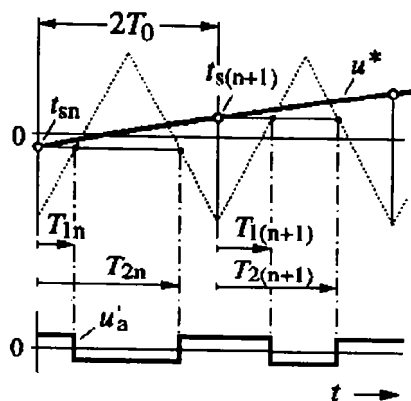


Fig. 1.10 Factorul de distorsiuni

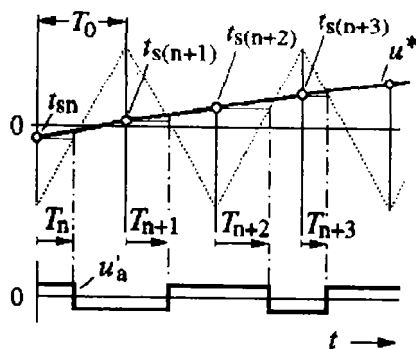
$$\frac{U_5}{5} = \frac{U_7}{7} \quad (1.11)$$

### a.3 Tehnica eşantionării

Metoda subondulării prezentată anterior este simplu de implementat analogic. Se pot obține ușor funcționări cu purtătoare de mai multe zeci de KHz deoarece componentele electronice sunt rapide. În cazul implementării digitale se eşantionează semnalul de referință. Eşantionarea poate fi: naturală când se face în momentul intersecției purtătoarei cu semnalul modulator, regulată asimetrică când se face la ambele vârfuri ale purtătoarei (fig. 1.11.b) și regulată simetrică când se face numai la vârfurile pozitive sau negative ale purtătoarei (fig. 1.11.a). Implementările digitale utilizează eşantionarea regulată. Nivelul armonicilor este mai redus în cazul eşantionării asimetrice decât în cazul eşantionării simetrice. Eşantionarea asimetrică modificată consideră ca eşantionarea



(a)



(b)

Fig. 1.11 Tehnici de eşantionare

media aritmetică a eşantioanelor de la începutul și sfârșitul intervalului apropiindu-se de eşantionarea naturală. În acest caz se obține un nivel al armonicilor mai scăzut. Indicele de modulație poate fi crescut prin premodularea purtătoarei astfel încât între  $60^\circ$  -  $120^\circ$  și  $240^\circ$  -  $300^\circ$  purtătoare este 0 deci nu are loc modulația [19]. Semnalul modulator poate fi sinusoidal sau sinusoidal plus armonici de secvență zero pentru a crește indicele de modulație.

Pierderile în comutație se reduc prin utilizarea unui semnal modulator discontinuu [25]. În general semnalul modulator este tabelat dar poate fi generat și în timp real [18].

#### a.4 Modularea vectorului de tensiune

Vectorul tensiune de referință  $U^*(t)$  este eșantionat periodic (la intervalul  $T$ ), cu o frecvență egală cu de două ori frecvența purtătoarei (fig. 1.12.a). Prescrierea vectorului flux statoric și apoi calcularea vectorului tensiune astfel încât să se obțină noua valoare a vectorului flux statoric [20] reprezintă practic doar o altă abordare a metodei, dacă se lucrează în buclă deschisă. Vectorul  $U^*(t_k)$  este obținut prin însumarea ponderată a celor 2 vectori activi adiacenți și a unui vector zero (fig. 1.12. b) rezultând ecuația:

$$t_a \vec{u}_a + t_b \vec{u}_b = T \vec{u}^*(t_k) \quad (1.12)$$

Duratele de aplicare a celor doi vectori activi sunt calculate cu relația:

$$\begin{aligned} t_a &= \sqrt{\frac{3}{2}} T \frac{U^*(t_k)}{U_{cc}} \left( \cos\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\alpha \right) \\ t_b &= \sqrt{2} T \frac{U^*(t_k)}{U_{cc}} \sin\alpha \end{aligned} \quad (1.13)$$

unde:  $U^*(t_k)$  este modulul vectorului tensiune de referință la momentul  $t_k$  și  $U_{cc}$  este tensiunea din circuitul intermediar. Mărimile sunt în valori absolute. Relația este valabilă pentru conexiunea stea a înfășurărilor mașinii și cu transformarea de coordonate din relația 1.4. Expresia duratelor vectorilor activi în funcție de tensiunile raportate este:

$$\begin{aligned} t_a &= u^*(t_k) \frac{3}{\pi} T \left( \cos\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\alpha \right) \\ t_b &= u^*(t_k) \frac{2\sqrt{3}}{\pi} T \sin\alpha \end{aligned} \quad (1.14)$$

pentru tensiunea de bază și tensiunea din circuitul intermediar din



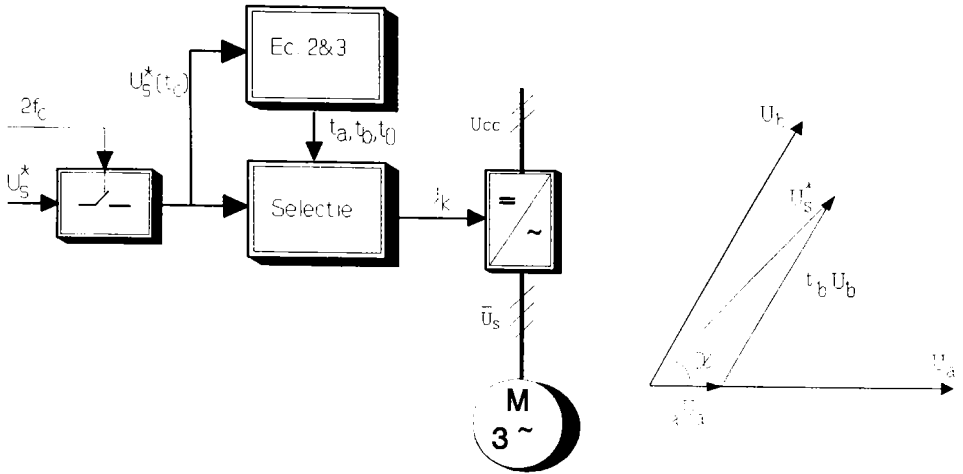


Fig. 1.12 Modularea vectorului tensiune

expresia:

$$\begin{aligned}
 U_b &= \sqrt{2} U_N f \\
 u_{cc} &= \frac{\pi}{2}
 \end{aligned}
 \tag{1.15}$$

Durata vectorului zero este dat de relația:

$$\begin{aligned}
 t_0 &= T - t_a - t_b \\
 T &= \frac{1}{2f_c}
 \end{aligned}
 \tag{1.16}$$

Ordinea celor 3 vectori aplicați între două eșantionări nu este determinată de ecuațiile vectoriale. În funcție de ordinea vectorilor rezultă hodograful fluxului statoric (fig. 1.13). Secvența de aplicare a celor trei vectori se alege astfel încât trecerea de la un vector la altul să se facă printr-un minim de comutații. Numărul de comutații se reduce dacă vectorul  $v_0$  urmează după vectorii  $v_1, v_2,$

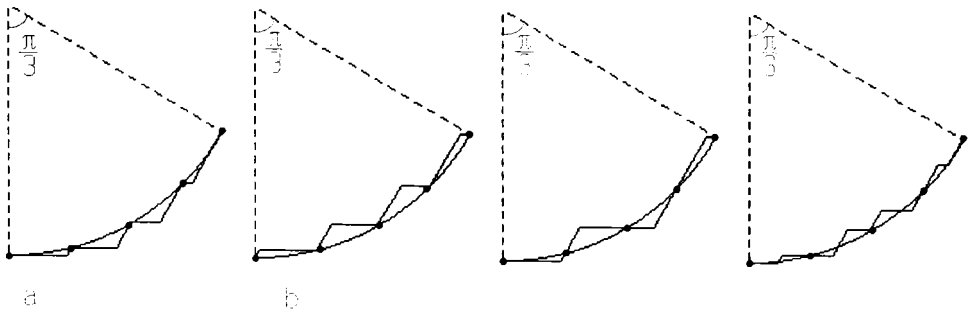


Fig. 1.13 Hodograful fluxului statoric funcție de secvența vectorilor

$v_s$  și vectorul  $v$ , după vectorii  $v_2$ ,  $v_1$  sau  $v_6$ . Un alt criteriu de a alege una din secvențele prezentate în fig. 1.13 este nivelul armonicilor în curent. În acest scop în fig. 1.14 este prezentat factorul determinant al curentului armonic "P". Acest factor a fost definit în [23] și determinarea sa, nu necesită cunoașterea parametrilor mașini. Dacă pentru armonicile superioare mașina electrică este aproximată printr-o inductanță  $L$  în serie între curentul armonic și factorul "P" există relația:

$$I_h = \frac{U_{cc}}{2 \omega_c} P \quad (1.17)$$

unde:  $U_{cc}$  este tensiunea din circuitul intermediar iar  $\omega_c$  este pulsația corespunzătoare frecvenței de comutație. Pentru indici de modulație mici, se preferă secvența din fig. 1.13.c. iar pentru indici de modulație

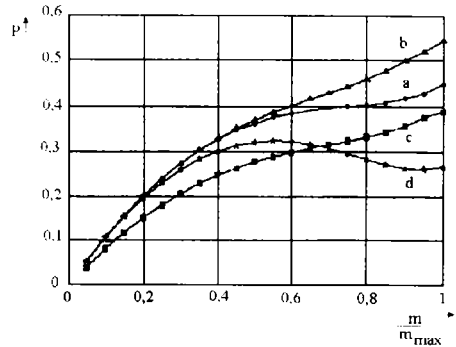


Fig.14 Factorul determinant al curentului armonic

mari se preferă secvența din fig. 1.13.d.

Secvență de aplicare a vectorilor corespunzătoare hodografului din fig. 1.13.c este:

$v_o(t_o/2)$   $v_a(t_a)$   $v_b(t_b)$   $v_r(t_o/2)$  - pentru subciclul impar;

$v_r(t_o/2)$   $v_b(t_b)$   $v_a(t_a)$   $v_o(t_o/2)$  - pentru subciclul par.

În acest caz trecerea de la un vector la altul se realizează prin comutarea unei singure ramuri a invertorului, iar într-un subciclu comută fiecare ramură o singură dată. În acest caz factorul de distorsiuni "d", este prezentat în fig. 1.10 (curba svm).

Pentru valori mari ale indicelui de modulație se preferă secvență a vectorilor din fig. 1.13.d:

$v_o(2t_o/3)$   $v_1(2t_1/3)$   $v_2(2t_2/3)$  - pentru subciclu impar;

$v_2(2t_2/3)$   $v_1(2t_1/3)$   $v_o(2t_o/3)$  - pentru subciclu par.

În acest caz într-un subciclu se fac doar două comutări deoarece ultima stare a subciclului coincide cu prima stare a subciclului următor. Pentru a menține frecvența de comutare constantă s-a micșorat durata subciclului la 2/3 din durata subciclului utilizată pentru secvența descrisă anterior. Metoda se poate aplica cu sincronizarea purtătoarei cu fundamentala, fără modificarea duratei subciclului, rezultând o scădere a frecvenței de comutație și deci a pierderilor în comutație [25].

Implementări digitale pe controlere de 16 biți (SAB 80C166) și de 32 biți (TMS320C30) sunt descrise în [24]. Pentru indici de modulație scăzuți și frecvențe purtătoare mari, duratele de aplicare a vectorilor sunt mici. Erorile de trunchiere produse la transferarea acestor durate în regiștrii numărătoarelor produc armonici suplimentare în spectrul tensiunii de ieșire. Aceste armonici pot fi reduse utilizând aproximațiile prin rotunjire în locul trunchierii și a unor algoritmi de compensare a erorilor de rotunjire [21].

Dacă raportul dintre frecvența purtătoarei și frecvența fundamentalei este redus creșterea nivelului subarmonicilor se evită, prin sincronizarea purtătoarei cu fundamentala. În acest caz numărul de eșantioane pentru o rotație este prestabilit [22]. Pe măsură ce frecvența fundamentală scade, pentru a menține frecvența de comutație între limite acceptabile, se crește numărul de eșantioane. Factorul de distorsiune pentru modularea sincronă este prezentat în fig. 1.15.a în cazul subondulării și în fig. 1.15.b în cazul modulării

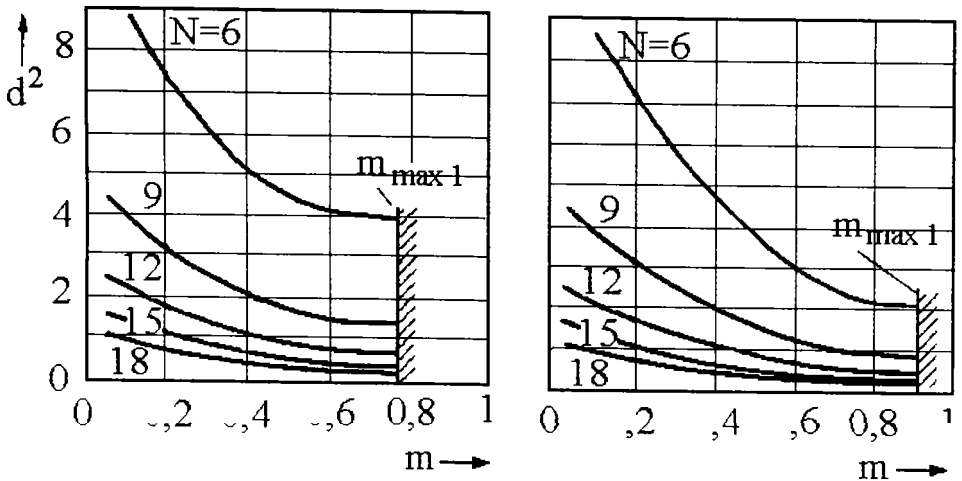


Fig.1.15 Indicele de distorsiuni pentru modulare sincronă

vectorului de tensiune. Parametrul "N" reprezintă raportul dintre frecvența purtătoarei și frecvența fundamentalei. Duratele relative de aplicare ale fiecărui vector de tensiune sunt calculate apriori și tabelate. In acest caz nu mai este necesară efectuarea unor calcule complicate în timp real, algoritmul putând fi implementat pe procesoare ieftine. De asemenea se pot schimba ușor numărul de pulsuri pe o perioadă fără a genera procese tranzitorii nedorite.

Indicele de modulație maxim obținut prin modularea vectorului de tensiune este 0.907 și poate fi crescut prin supramodulație.

#### b. Metode de modulare în lățime de puls fără purtătoare

La PWM cu purtătoare armonicile proeminente erau grupate în jurul purtătoarei și a multiplilor acesteia (fig. 1.16.a). Zgomotul acustic este generat de mașină prin efect Lorentz asupra conductoarelor parcurse de curent și prin magnetostricțiune. Acest zgomot poate fi amplificat de rezonanțe mecanice. Procedeele aleatoare de modulare reduc excitația mecanică concentrată în jurul purtătoarei și a multiplilor săi prin distribuirea energiei într-un spectru mult mai larg de frecvență. Procedeele de modulare aleatoare se pot împărții în două clase: procedee cu modulare aleatoare directe

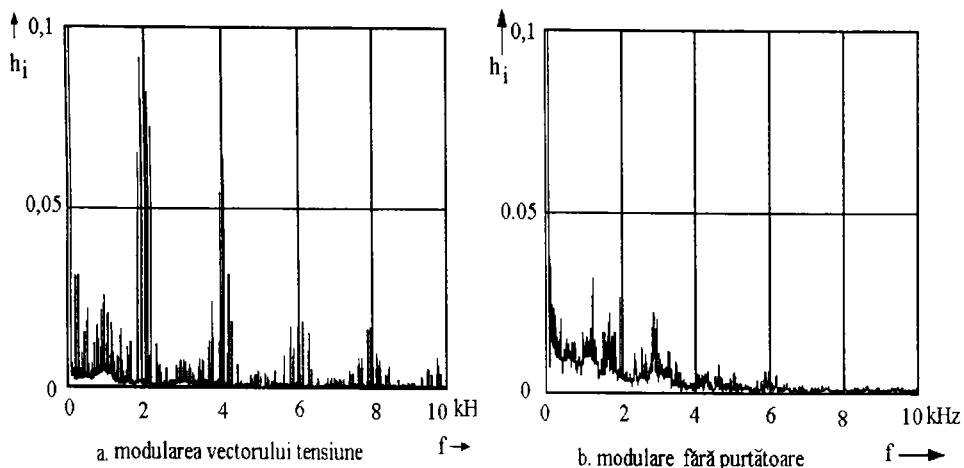


Fig. 1.16 Spectrul tensiunii

cum este comutarea aleatoare și procedee cu modulare cvazi-aleatoare cum sunt modificarea aleatoare a frecvenței și modificarea aleatoare a poziției pulsurilor [27]. Acest concept este realizat prin modificarea aleatoare a frecvenței purtătoare între anumite limite păstrând constantă media frecvenței de comutație, pentru a nu expune dispozitivele semiconductoare de putere la schimbări de temperatură. Acest principiu se poate aplica metodei subondulării [10] cât și metodei modulării vectorului spațial de tensiune [26] prin modificarea aleatoare a duratei subciclului. În acest caz are loc o distribuție spectrală continuă a energiei într-un domeniu larg de frecvențe dar fără a reduce nivelul energetic al distorsiunilor fig. 16.b. Același efect se poate obține prin modificarea aleatoare a ordinii vectorilor într-un subciclu [28]. Scăderea excitației mecanice pe frecvențele de rezonanță mecanică este efectul benefic scontat. Însă de multe ori un singur ton este mai puțin supărător decât zgomotul alb.

### c. Supramodulația

În modularea vectorului spațial de tensiune pe măsură ce indicele de modulație crește, scade timpul de aplicare a vectorului zero și la un moment dat ajunge 0. În acest punct vectorul spațial

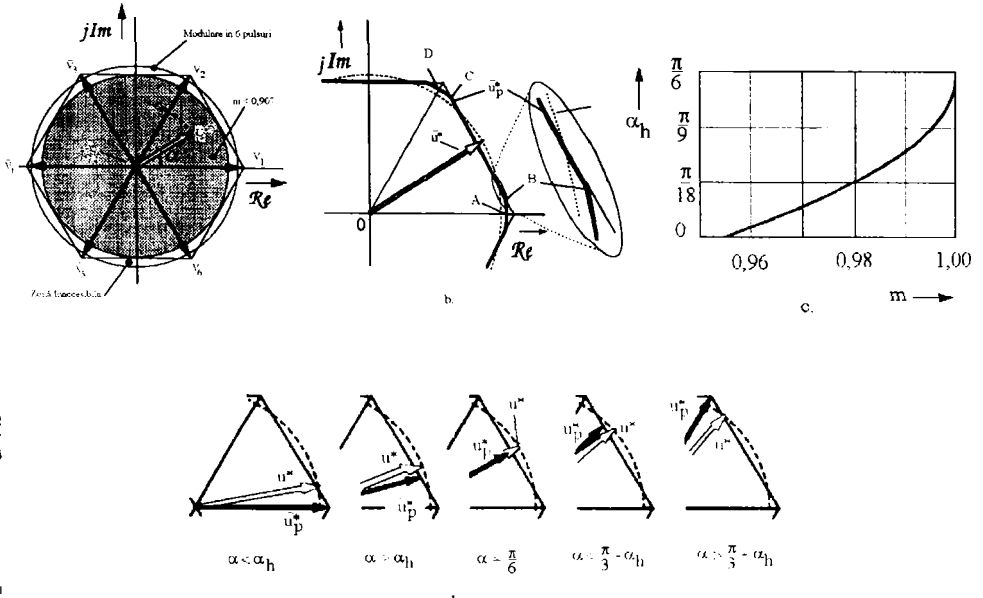


Fig. 1.17 Supramodulația

al tensiunii de referință  $U^*(t)$  atinge hexagonul, (fig. 1.17.a), iar indicele de modulație atinge valoarea maximă  $m_{max2} = 0,967$ . Domeniul controlabil de modulație liniară se termină în acest punct. Tensiunea de ieșire poate fi crescută în continuare, prin supramodulație până la valoarea maximă, ce se obține comanda în 6 pulsuri [10,29]. Prin supramodulație crește tensiunea de ieșire a invertorului, deci puterea și performanțele dinamice ale acționării. Crește astfel gradul de utilizare a echipamentului. Supramodularea se realizează prin distorsionarea vectorului de tensiune prescris de către un bloc preprocesor. În modul "1" de supramodulația este distorsionată doar amplitudinea vectorului tensiune prescrisă  $U_p^*$ . Aceasta este limitată la conturul hexagonului în zonele unde vectorul  $U^*$  depășește hexagonul și este mărită până la conturul acestuia în zonele

adiacente astfel încât să rezulte în medie tensiunea dorită (fig. 1.17 b). Când  $U_p^*$  se suprapune în totalitate pe conturul hexagonului se obține indicele de modulație maxim pentru supramodulația de ordinul 1,  $m_{max}=0,952$ . Indicele maxim de modulație poate fi crescut în continuare prin modul 2 de supramodulație, care constă în distorsionarea continuă a amplitudinii (fixată la conturul hexagonului) și distorsionarea discontinuă a unghiului  $\alpha_p$  (fig. 1.7.d) după relația:

$$\alpha_p = \begin{cases} 0 & \text{pt. } 0 \leq \alpha_h \leq \alpha_h \\ \frac{\alpha - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} & \text{pt. } \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{\pi}{3} & \text{pt. } \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (1.18)$$

unde  $\alpha_h$  este funcție de indicele de modulație (fig. 1.17 c). Pentru  $m=1$  rezultă  $\alpha_h=\pi/6$  și modulația devine în 6 pulsuri.

#### d. Modulația delta sigma

Principiul metodei prezentat în schema bloc (fig. 1.18.a), constă în obținerea semnalului de comandă  $u'(t)$ , de la un comparator cu histereză. Integrala erorii dintre semnalul prescris  $u(t)$  și semnalul de comandă  $u'(t)$  este comparată cu 0. Metoda este larg răspândită în electronică și se poate realiza simplu cu componente analogice. Se definește gradul de modulare  $m'$  și frecvența ideală de comutație,  $f_i$ , cu relația:

$$\begin{aligned} m' &= \frac{u_{in}}{U_0} \\ f_i &= \frac{U_0}{2 \cdot \tau \cdot U_h} \end{aligned} \quad (1.19)$$

unde:  $u_{in}$  -valoarea instantanee a tensiunii de intrare;

$U_0$  -amplitudinea semnalului de ieșire din comparator;

$U_h$  -banda de histereză a comparatorului cu histereză;

$\tau$  -constanta de timp a integratorului.

Pentru un semnal de intrare  $u^*(t)$  cosinusoidal cu  $m'=0,7$  se

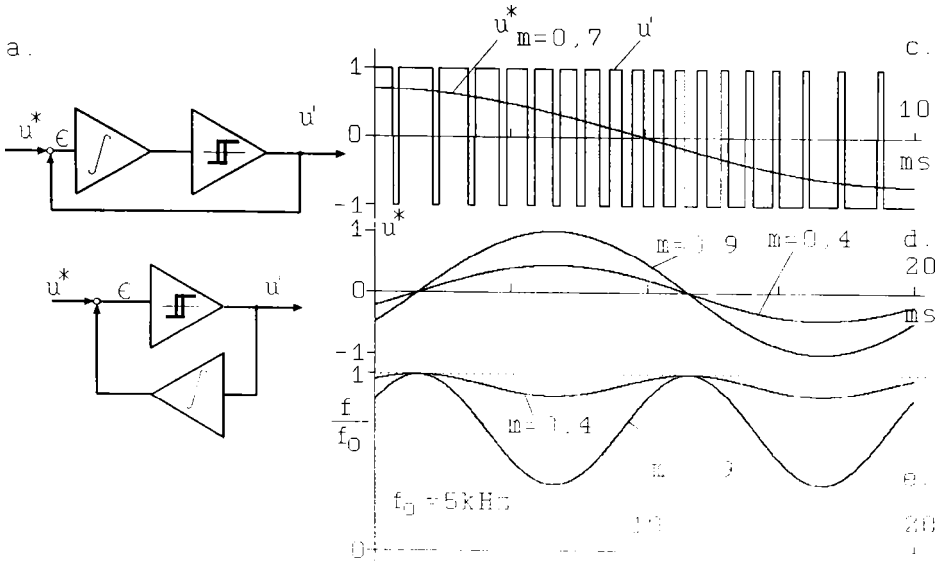


Fig. 1.18 Modularea sigma delta

obține semnalul de comandă din fig. 1.18.c.

Frecvență de comutație depinde de tensiunea de intrare:

$$f_c(m') = f_i \cdot (1 - m'^2) \quad (1.20)$$

Pentru un semnal de intrare sinusoidal (fig. 18 d), rezultă frecvența de comutație variabilă (fig. 1.18.e). Gradul de modulație  $m'(t)$  și frecvența de comutație se calculează cu relațiile:

$$m'(t) = M \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \quad (1.21)$$

$$f_c(t) = f_i \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot M^2 + \frac{1}{2} \cdot M^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 \cdot t)\right) \quad (1.22)$$

La modularea trifazată prin introducerea armonicii de ordinul 3 în semnalul de referință se reduce variația frecvenței de comutație.

O îmbunătățire substanțială se realizează prin utilizarea schemei de modulare delta modificată [30] prezentată în fig. 1.18.b.



### e. Tehnici PWM în buclă deschisă optimale

La puteri mari se lucrează cu frecvențe de comutație reduse. Dacă s-a ales tehnica buclei deschise numai schemele cu sincronizarea impulsurilor pot evita conținutul excesiv de subarmonici. Numărul de impulsuri pe perioadă este mic, existând doar câteva comutații pe perioadă. În acest caz mici variații ale unghiului de comutație pot influența considerabil distorsionarea curentului. Este avantajos în această situație să se determine un număr finit de unghiuri de comutație optimale. Soluția poate fi obținută apriori și memorată. Aplicarea acestei metode este restrictivă doar la regimuri quasi-staționare. Operarea în regimuri tranzitorii produce distorsiuni mai mari decât metodele neoptimale. Schemele optimale "off-line" pot fi clasificate în funcție de obiectivul optimizării.

#### e.1 Eliminarea armonicilor din tensiunea de ieșire

Se elimină un număr bine determinat de armonici din spectrul Fourier discret [31,32,33,34,35]. Unghiurile de comutație (fig.

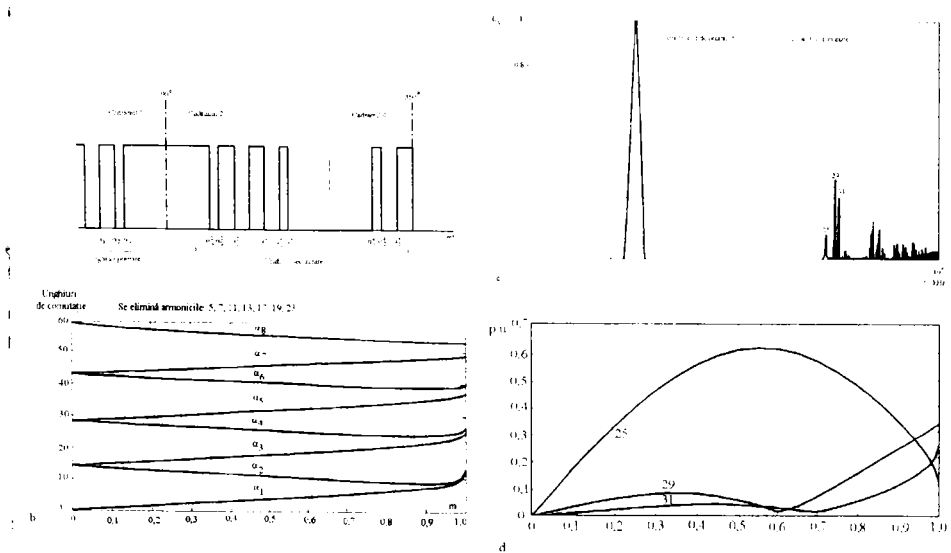


Fig. 1.19 Eliminarea armonicilor

1.19.a) se determină apriori prin rezolvarea ecuațiilor transcendente pe calculatoare puternice și sunt tabelate. În fig. 1.19.b sunt reprezentate grafic unghiurile primare (din primul cadran) pentru eliminarea tuturor armonicilor până la armonica de ordinul 23 inclusiv. Din spectrul tensiunilor de ieșire (fig. 1.19.c) se observă amplitudinea ridicată a primelor armonici care nu au fost eliminate. Dependența amplitudinii armonicilor de ordinul 25,29,31 în funcție de indicii de modulație este prezentată în fig. 1.19.d. Prin utilizarea simetriei și a relațiilor între tensiuni pentru cele 3 faze se reduce domeniul de definiție a funcției de comutație la  $60^\circ$  [32], reducând astfel ordinul sistemului de ecuații transcendente. Cu ajutorul transformatei Walsh problema determinării unghiurilor de comutație se transformă într-o problemă de combinatorică, reducând timpul de calcul [33]. Utilizând o rețea neuronală, câteva comparatoare și porți logice se pot genera în timp real unghiurile și timpii de comutație [34]. În general se elimină primele armonici dar în principiu se poate elimina orice armonică. În [35] este descrisă o metodă de eliminare selectivă a armonicilor cu scopul de a reduce zgomotul acustic. În acest caz se elimină armonicile care produc rezonanțe mecanice prin măsurarea experimentală a nivelului de zgomot. Metoda este o metodă suboptimală și se obțin rezultate bune numai pentru indici mari de modulație. Pentru turații mici frecvența de comutație devine scăzută și performanțele sunt mai slabe decât în cazul metodelor neoptimale.

## e.2 Eliminarea armonicilor din fluxul magnetic

Fazorul spațial al fluxului statoric descrie un cerc perfect iar cuplul mașinii este constant în cazul unei mașini simetrice cu înfășurările repartizate sinusoidal și alimentată de la un sistem simetric de tensiuni sinusoidale. Pentru aceeași mașină alimentată de la un invertor de tensiune cu modulație în lățime de puls, fazorul spațial al fluxului descrie o linie poligonală (fig. 1.20.a) și cuplul mașinii este afectat de ripluri. Între pulsația relativă a cuplului și eroarea de flux (fig. 1.20.b) există relația:

$$\frac{\Delta M_e}{M_{en}} = K_R \Delta \Psi + K_\phi \Delta \phi \quad (1.23)$$

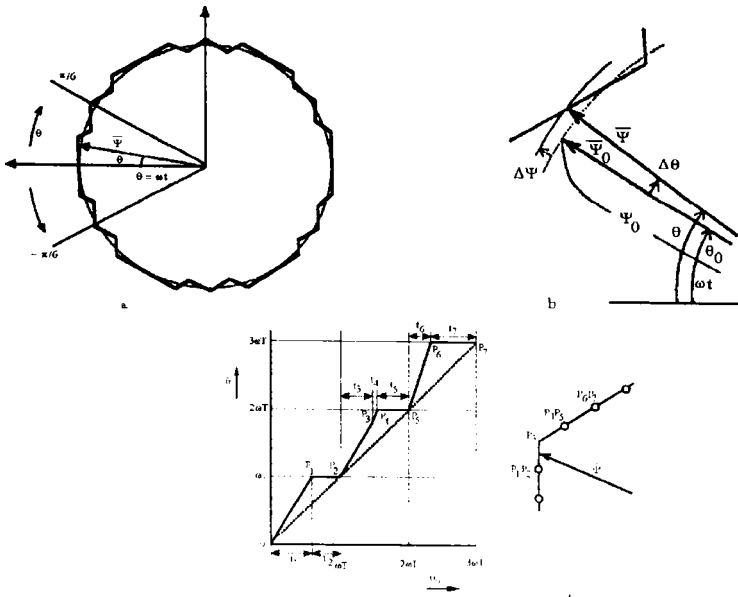


Fig. 1.20 Eliminarea armonicilor din amplitudinea fluxului

unde  $\Delta\Psi$  este abaterea relativă în amplitudine,  $\Delta\varphi$  este abaterea unghiului, iar coeficienții  $K_r$  și  $K_\varphi$ , depind de parametrii mașinii [36]. Minimizarea pulsațiilor în cuplu se realizează prin minimizarea celor două abateri. Condiția  $\Delta\theta=0$  este relativ ușor de îndeplinit prin introducerea de vectori 0 cu frecvență mare (fig. 1.20.c,d). Minimizarea abaterilor în amplitudine se realizează prin eliminarea armonicilor joase din amplitudinea fluxului. Datorită periodicității pe  $60^\circ$  în flux nu există decât armonicile de ordinul 6. Datorită simetriei este suficientă generarea poligonului numai pe un unghi de  $30^\circ$ .

### e.3 Funcția obiectiv

Modularea se realizează astfel încât să se minimizeze funcția obiectiv. Se pot alege următoarele obiective de optimizare:

- minimizarea factorului de pierderi  $d_2$ ;
- minimizarea celui mai mare vârf de curent cu un număr cât mai mic de pulsuri;
- maximizarea eficienței inverter/mașină.

O altă abordare a funcției obiectiv este din punctul de vedere al fluxului magnetic [37]. Se definește vectorul cvaziflux:

$$\vec{U} = \int \vec{V}_k dt + \vec{U}_0 \quad (1.24)$$

Dacă tensiunea este perfect sinusoidală vectorul  $U^*$  descrie un cerc perfect. Se definesc indicii de performanță pentru o perioadă de eșantionare și indicii de performanță globali:

$$J_m = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} |\epsilon|^2 dt, \quad J_{m_r} = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} \epsilon_r^2 dt, \quad J_{m_\varphi} = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} \epsilon_\varphi^2 dt \quad (1.25)$$

$$J = \sum_{m=1}^N J_m, \quad J_r = \sum_{m=1}^N J_{m_r}, \quad J_\varphi = \sum_{m=1}^N J_{m_\varphi} \quad (1.26)$$

unde  $\epsilon_r$  este proiecția vectorului eroare după direcția lui  $U^*$ , și  $\epsilon_\varphi$  proiecția după direcția ortogonală fazorului  $U^*$ .

$$\vec{\epsilon} = \vec{U} - \vec{U}^* \quad (1.27)$$

$J$  corespunde factorului de distorsiuni al curentului sau factorul pierderilor în cupru și este în stânsă corelație cu zgomotul magnetic. O metodă optimală este minimizarea lui  $J$ .  $J_\varphi$  are o puternică influență asupra ripurilor în cuplu și deci o altă metodă optimală ar fi minimizarea lui  $J_\varphi$ . O metodă de minimizare a lui  $J$  sau  $J_\varphi$ , cu menținerea constantă a numărului de pulsuri este modularea în frecvență a pulsurilor sau metoda subciclului optimal. Se împarte perioada fundamentalei la numărul de pulsuri ( $N$ ). Pentru simetrie pe cele 3 faze  $N$  este multiplu de 6. Cunoscând frecvența fundamentalei ( $f$ ) și numărul de eșantioane pe o perioadă se determină durata subciclului  $\Delta T$  funcție de unghiul  $\theta$  cu relația:

$$\Delta T = \frac{1}{N \cdot f} \cdot g(\theta) \quad (1.28)$$

unde  $g(\theta)$  este o funcție arbitrară periodică pe  $60^\circ$  și de medie 1. O funcție ce satisface aceste condiții este, (fig. 1.21.a):

$$g(\theta) = 1 + \zeta \cdot \cos(6 \cdot \theta) \quad (1.29)$$

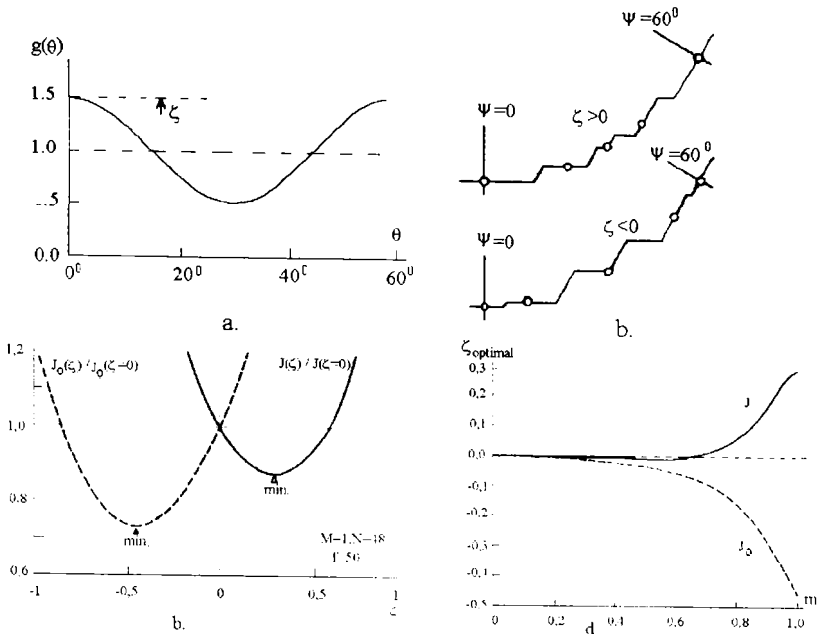


Fig. 1.21 Modularea pulsurilor în frecvență -indici de performanța

În funcție de semnul parametrului  $\zeta$  frecvența de comutație crește în vecinătatea unghiurilor care sunt multiplii impari de  $30^\circ$  sau multiplii de  $60^\circ$  (fig. 1.21.b). Cu indicele de modulație ca parametru se ridică graficele:  $J(\zeta)/J(\zeta=0)$  și  $J_o(\zeta)/J_o(\zeta=0)$  (fig. 1.21.c) și astfel se determină valorile lui  $\zeta$  pentru care se obțin pierderi minime sau pulsații în cuplu minime (fig. 1.21.d). Valorile lui  $\zeta$  determinate se tablează funcție de indicele de modulație. Factorul de distorsiuni al curentului în funcție de  $\zeta$ , pentru mașina de inducție echivalată prin schema din fig. 1.22.a, este prezentat în fig. 1.22.b. În fig. 1.22.c,d,e este prezentat spectrul armonicilor pentru:  $\zeta=0,287$ , valoarea corespunde factorului de distorsiuni minim;  $\zeta=0$  valoarea corespunde modulării vectorului de tensiune (fără modulare în frecvență) și pentru  $\zeta=-0,456$  valoarea corespunde minimului de pulsații în cuplu. Se observă că o comutație optimă din punct de vedere al pulsațiilor în cuplu nu este optimă și din punct

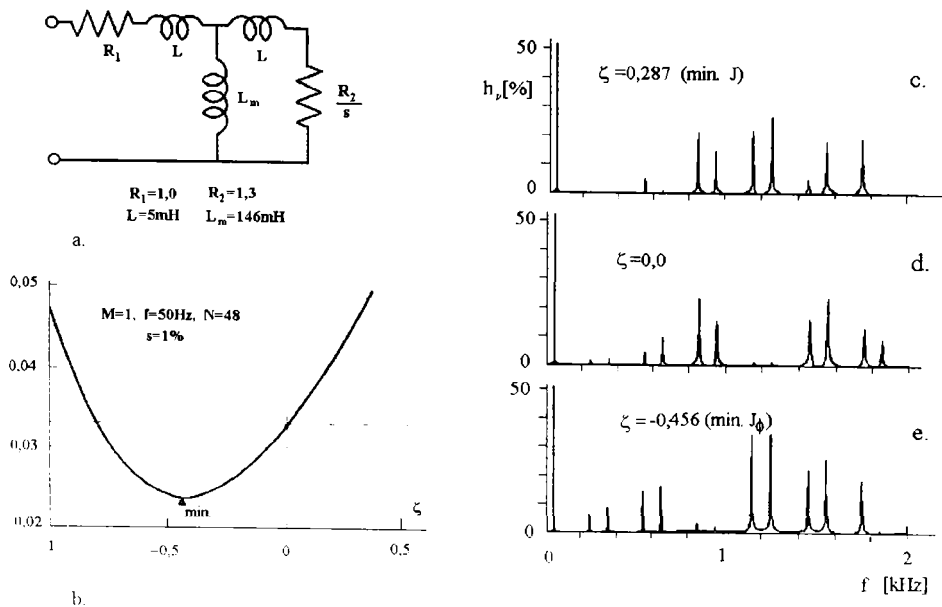


Fig. 1.22 Factorul de distorsiuni și spectrul armonicilor

de vedere al conținutului de armonici.

Funcția obiectiv definită în cazuri particulare prezintă un număr mare de minime locale. Aceasta face ca soluțiile numerice să fie mari consumatoare de timp chiar și pentru calculatoarele puternice.

#### e.4 Metoda subciclului optimal

Această metodă consideră duratele subciclului de comutație ca variabile de optimizare. Pe durata unui subciclu se schimbă de 3 ori vectorul astfel încât distorsiunile curentului sunt 0 la începutul și sfârșitul subciclului. În regim dinamic nu generează componente tranzitorii inacceptabile în curent. Este eliminată astfel deficiența de bază a tehnicilor optimale bazate pe unghiuri de comutație precalculate. Eșantionarea vectorului de referință se face când subciclu anterior s-a terminat, iar durata noului subciclu se citește dintr-un tabel ce conține date optimizate în sensul reducerii curentului armonic pentru un număr de comutații dat [38]. Duratale unui ciclu optim în funcție de argumentul fazorului spațial de

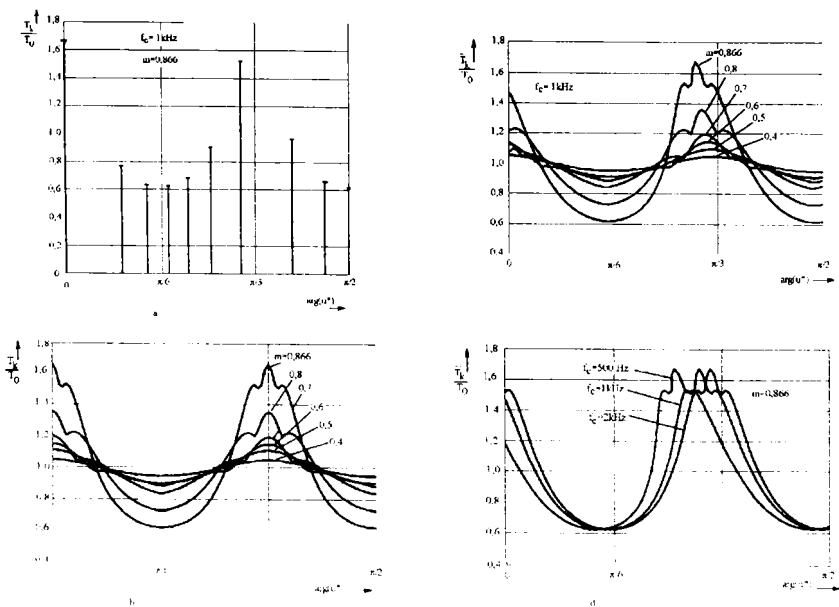


Fig. 1.23 Duratele ciclurilor optime

tensiune prescrisă sunt prezentate în fig. 1.23.a, pentru modularea sincronă și în fig. 1.23.b pentru modulare asincronă. Din graficul  $T_k/T_0$  în funcție de unghi cu indicele de modulație parametru (fig. 1.23.b) se observă variații mari ale duratei ciclui optim numai pentru indici mari de modulație. Aceasta implică o optimizare doar pentru valori mari ale indicelui de modulație. Procesul de modulație este bazat pe vectorul spațial cu subciclu variabil. În comparație cu modularea vectorului spațial vârfurile de curent sunt mai reduse [10]. Frecvența de comutație variabilă produce erori de fază care pot fi compensate dacă se modifică durata ciclului optim funcție de unghi (fig. 1.23.c,d).

#### 1.4.2 Scheme de modulare în buclă închisă

Bucula de reacție este stabilită după vectorul curent statoric [10,39,40] sau după vectorul flux statoric. Controlul este în general destul de rapid să compenseze efectul pulsurilor discontinue și

timpul mort al inverterului. Si în acest caz se deosebesc metode optimale și metode neoptimale.

## a. Metode neoptimale

### a.1 Controlul curentului cu histereză

Comparatoarele cu histereză comandă direct comutarea dispozitivelor semiconductoare ale inverterului de tensiune care, au ca mărime de intrare eroarea de curent (fig. 1.24.a). Metoda este simplă, ușor de aplicat și are performanțe dinamice excelente, dar prezintă următoarele dezavantaje:

- nu există o intercomunicare între histerezese individuale pe fiecare fază și deci nu există o strategie de generare a vectorilor zero. Frecvența de comutație este mare și indicele de modulație este scăzut;

- la viteze mici există tendința de a intra într-un ciclu limită de frecvență înaltă care cuprinde numai vector nonzero (fig.1.24);

- la schemele trifazate eroarea maximă de curent nu este limitată strict la lățimea benzii de histereză, valoarea maximă a erorii fiind de două ori lățimea benzii de histereză;

- procesul de modulare generează subarmonici (fig. 1.24.c);

- indicele de modulație este scăzut și deci inverterul insuficient folosit.

Metoda este performantă dacă funcționează cu frecvență mare de comutație care compensează calitatea inferioară a modulării. Pierderile în comutație restrâng aria de aplicație numai la puteri

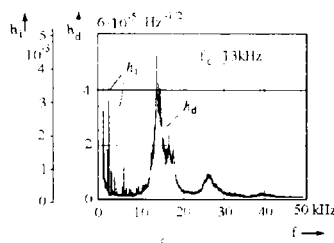
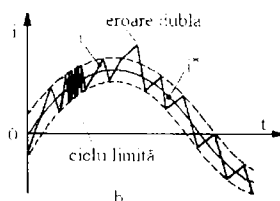
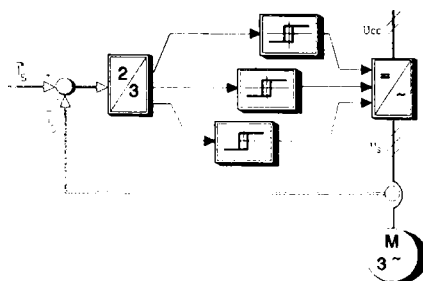


Fig. 1.24 Comparator cu histereză



mici. Frecvența de comutație se poate limita utilizând un bloc de eșantionare și reținere cu o frecvență constantă a ieșirii comparatoarelor [11]. În acest caz, frecvența de comutație este redusă la jumătate în frecvența de eșantionare dar dacă aceasta este mică erorile de curent pot deveni inacceptabile. Impunând restricții asupra diferenței a doi curenți (rotirea liniilor de comutație fig. 1.25.a,b), și prin introducerea unor armonici de secvență 0 (de ordinul 3) în curentul de referință și eșantionarea erorii de curent se reduce frecvența de comutație [41]. Utilizarea unei benzi de histereză sinusoidală și limitarea frecvenței prin eșantionarea și reținerea semnalului cu ajutorul unor bistabile D, poate, de asemenea, îmbunătăți performanțele [42], deși toleranțele impuse curentului pot fi depășite. Simpla rotire a conturului zonei de toleranță reduce eroarea de curent maximă la 1,5 ori lățimea benzii de histereză (fig. 1.25.d). În plus, dacă la alegerea vectorului de tensiune se ține cont de erorile anterioare și de vectorii de tensiune aplicați atunci eroarea poate fi menținută în interiorul zonei de toleranță (fig. 1.25.f) [43,44]. Implementarea s-a realizat cu ajutorul unui automat cu stări finite. Funcționarea la frecvență de comutație aproximativ constantă se realizează prin utilizarea unui regulator de frecvență ce adaptează automat banda de histereză.

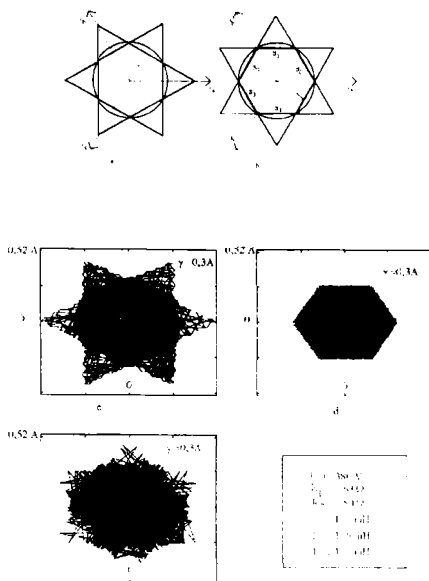


Fig. 1. 25 Rotirea zonei de toleranță

### a.2 Controlul curentului prin metoda subondulării

Comparatoarele cu histereză sunt înlocuite cu un regulator PI

ce are ca intrare vectorul eroare de curent și ca ieșire vectorul tensiune prescrisă care constituie mărimea de intrare pentru blocul de subondulare (fig. 1.26). Față de controlul cu histereză se reduce conținutul de armonici în tensiunea de ieșire. Erorile de fază care încă mai persistă pot fi reduse prin creșterea câștigului

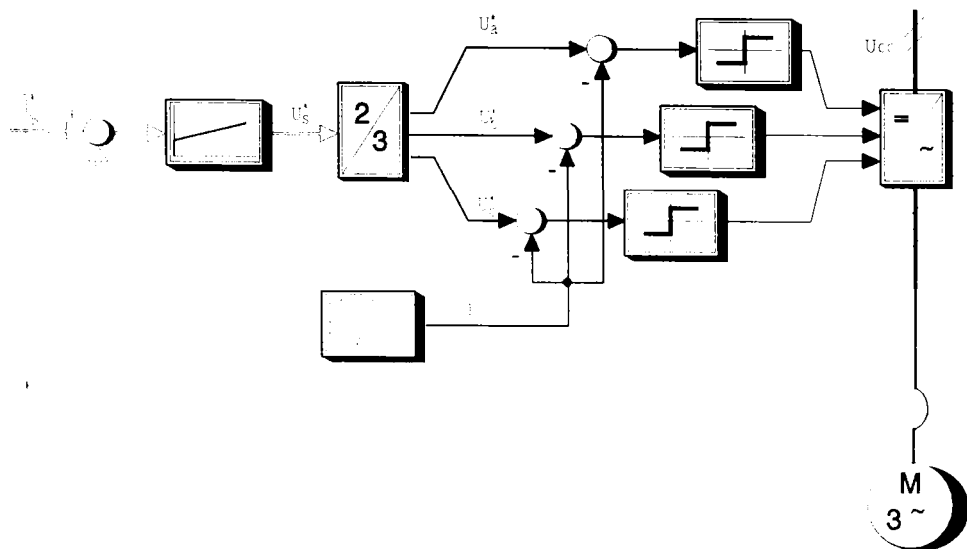


Fig. 1.26 Controlul curentului prin subondulare

regulatorului PI. Pe de altă parte câștigul regulatorului este limitat deoarece panta semnalului de la ieșirea regulatorului de curent trebuie să fie întodeauna mai mică decât panta semnalului triunghiular. Schema nu poate fi văzută ca o simplă suprapunere peste modularea în buclă deschisă a unei bucle de curent deoarece răspunsul rapid în curent schimbă valoarea instantanee a tensiunii prescrise. Se observă diferențe mari în spectrele de armonici în cazul celor două metode [10]. Când amplitudinea semnalului de referință este mult mai mare decât amplitudinea purtătoarei, modulația este periodic întreruptă și un puls este prelungit (fig. 1.27, simulare realizată de autor). Efectul este benefic, tensiunea de ieșire crescând peste limita controlului linear. Metoda este simplu de realizat analogic,

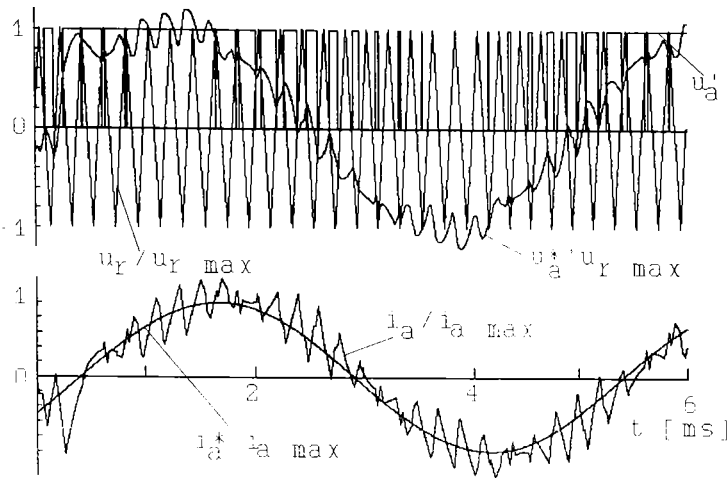


Fig. 1.27 Tensiune prescrisă de regulator, curentul real și , prescris

dar se poate implementa și digital utilizând tehnica eșantionării și implementarea digitală a regulatorului [45].

### a.3 Controlul vectorului de curent

Datorită erorii de fază (urmărire) a curentului în regim staționar schemele anterioare nu pot fi folosite în controlul vectorial de performanță. Dinamica este îmbunătățită prin utilizarea unei componente anticipative de curent (fig. 1.28), de aceea în unele lucrări [40] se mai numește control predictiv de curent. Se calculează vectorul tensiune statorică care forțează curentul la valoarea prescrisă în intervalul de eșantionare:

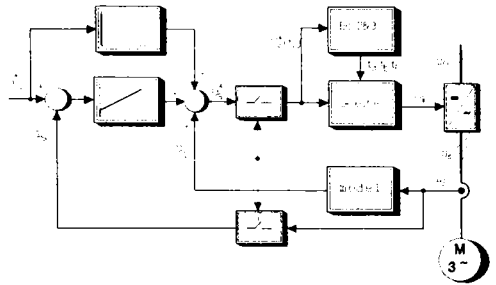


Fig. 1.28 Controlul vectorului curent

$$\vec{V}_s(k) = R_{sc} \cdot \vec{I}(k) + \frac{L_{sc}}{T} \cdot [\vec{I}^*(k+1) - \vec{I}(k)] + \vec{E}(k) \quad (1.30)$$

În paralel cu controlul predictiv funcționează o buclă de tip integral pentru compensarea erorilor. Rezultă tensiunea prescrisă:

$$\vec{V}^*(k) = \vec{V}_s + k_i \cdot \sum_{j=0}^k [\vec{I}^*(j+1) - \vec{I}(j)] \quad (1.31)$$

Termenul al 2-lea al relației este dat de compensatorul integral. Prin utilizarea compensatorului, eroarea de curent rămâne redusă chiar și pentru erori mari ale tensiunii induse și ale tensiunii continue, deci se realizează un reglaj robust. Relațiile au fost date în [40] pentru o mașină sincronă cu magneți permanenți, dar sunt valabile și pentru mașina de inducție. Vectorul tensiune de referință este realizat prin modulare vectorială, metoda subondulării neputând dota această buclă. Modularea trebuie făcută în sincronism cu algoritmul digital de control al curentului și necesită convertoare A/D de bandă largă.

#### a.4 Metoda tabelului

Vectorul tensiune este selectat dintr-un tabel, în funcție de anumite mărimi de stare ale mașinii, cum sunt: erorile curentilor statorici în coordonate sincrone și derivatele acestora (fig. 1.29) [46,47] sau eroarea de cuplu și flux statoric [48,49,50,51]. Factorul de pierderi este cel impus. Prin utilizarea vectorilor zero, frecvența de comutație se reduce fără să crească armonicile în curent. Selectarea vectorului de tensiune din tabel pe baza erorii de flux și cuplu conduce la performanțe dinamice ridicate [51]. Un caz particular de control rapid după eroarea de amplitudine și unghi a curentului realizat cu o schemă cu reglatoare analogice, convertoare analog numeric, numărătoare și EPROM-uri este prezentat în [52]

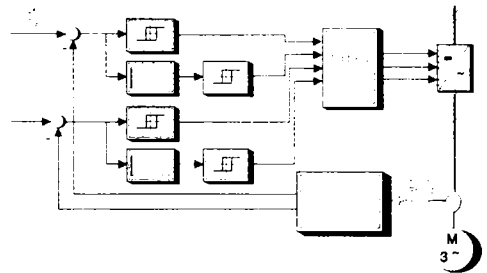


Fig. 1.29 Metoda tabelului

## b. Modularea optimală în buclă închisă în timp real

### b.1 Metoda curentului predictiv

Are elemente comune cu metoda citirii din tabel. Momentele comutației sunt determinate în ambele cazuri de atingerea limitei de eroare. Se consideră în jurul vectorului de curent de referință  $i_s^*$ , o limită de eroare circulară (fig. 1.30).

În jurul vectorului de curent de referință  $i_s^*$ , când vectorul curent  $i_s$  atinge limita de eroare se determină următorul vector prin predicție și optimizare astfel

încât intervalul până la următoarea atingere a limitei de eroare să fie maxim posibil. Traiectoria vectorului curent și durata până la următoarea atingere a limitei de eroare este calculată pentru fiecare stare posibilă a convertorului, ținând cont de localizarea curentă pe limita de eroare și de deplasarea acesteia în planul complex simultan cu vectorul curent prescris. Se alege vectorul de stare care produce cel mai lung interval până la următoarea comutație, ceea ce corespunde minimizării frecvenței de comutație. Algoritmul pentru determinarea vectorului optimal de tensiune poate dura în jur de 20  $\mu s$  pe un DSP [10]. Intârzierea poate fi tolerată la frecvențe mici de comutație. La frecvențe mari devine necesară folosirea metodelor de dublă predicție.

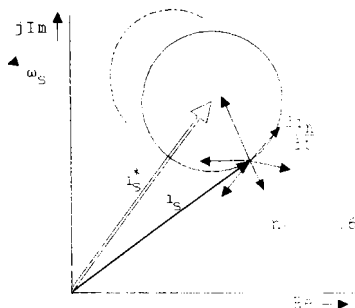


Fig. 1.30 Controlul predictiv al curentului

### b.2 Controlul lățimii pulsului cu orientare după câmp

La puteri foarte mari este necesară o reducere drastică a frecvenței de comutație și păstrarea în limite acceptabile a pulsațiilor în cuplu și viteză. Aceasta este posibil prin definirea unei limite rectangulare a erorii de curent având axele orientate după vectorul flux rotoric (fig. 1.31.b), [53]. Se transferă astfel o parte însemnată a armonicilor curentului statoric după axa  $d$  și deci acestea nu mai influențează direct cuplului mașinii (fig. 1.31.a). Pentru predicția curentului se consideră o variație liniară a curentului în jurul valorii inițiale. Panta curenților este

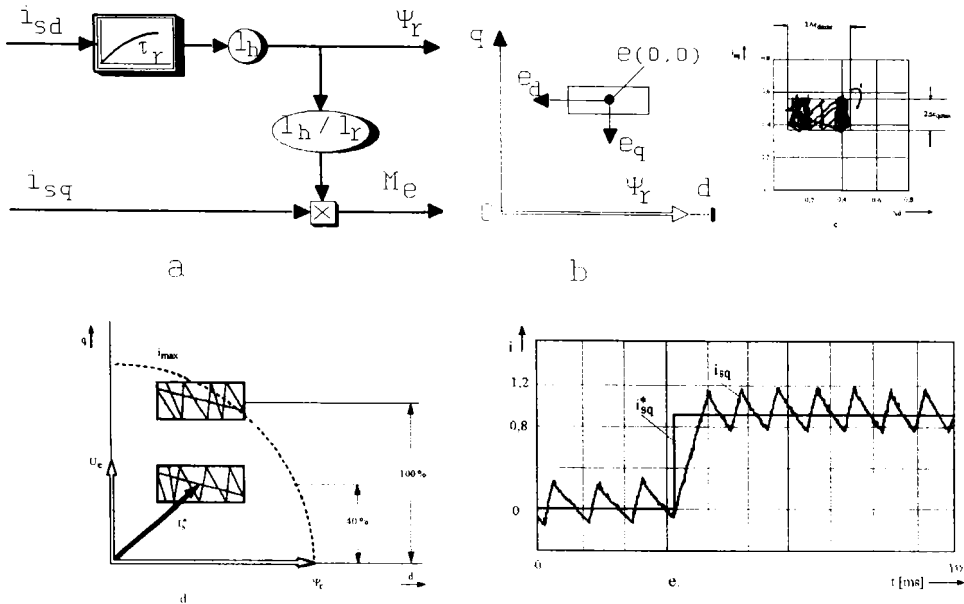


Fig. 1.31 Controlul predictiv de curent cu orientarea limitei erorii după câmpul rotoric

calculată din ecuațiile mașinii în coordonate sincrone:

$$\begin{aligned}
 X_o \frac{di_{sq}}{dt} &= u_{sq} - I_s i_{sq} - \omega_s X_o i_{sd} - u_s \\
 X_o \frac{di_{sd}}{dt} &= u_{sd} - I_s i_{sd} + \omega_s X_o i_{sq}
 \end{aligned}
 \quad (1.32)$$

Sunt cunoscute două strategii de optimizare:

- Optimizarea unei singure componente a curentului

Se alege vectorul tensiune care produce cea mai mică pantă pentru curentul după axa q. Metoda este simplă și dă rezultate bune la viteze mici. La viteze mari, tensiunea indusă devine importantă și apare tendința de concentrare a comutațiilor la extremitatea stângă și dreaptă a marginii de eroare, producând intersecții suplimentare cu limita erorii (fig. 1.31.c). In acest caz frecvența de comutație nu este minimă.

- Optimizarea componentelor duale ale curentului

Se face o predicție a ambelor componente ale curentului pentru toți vectorii de tensiune. Se alege vectorul tensiune ce satisface obiectivul de frecvență de comutație minimă și variație a curentului între limitele rectangulare ale erorii. În condiții dinamice când curentul este în exteriorul zonei de eroare se alege vectorul de tensiune care produce panta cea mai mare a curentului (fig.

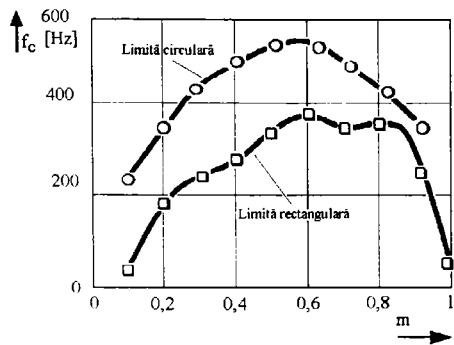


Fig. 1.32 Variația frecvenței de comutație

1.31.d). Se realizează astfel performanțe dinamice ridicate. Din fig. 1.31.e se observă răspunsul rapid în curent după axa  $q$  (deci și în cuplu) la o variație treaptă a curentului prescris. La operarea cu sarcini mari se ajustează marginea de eroare pentru limitarea vârfurilor de curent care depășesc curentul maxim al invertorului (fig. 1.31.d). Utilizarea unei zone de eroare rectangulare, orientate după fluxul rotoric, face posibilă o reducere a frecvenței de comutație comparativ cu utilizarea unei zone circulare (fig. 1.32).

### b.3 Controlul optimal al traiectoriei

Metodele optimale în buclă deschisă realizează o optimizare globală a comutației și a conținutului de armonici, dar sunt sărace în performanțe dinamice. Metodele de optimizare în buclă închisă prezentate anterior realizează doar optime locale, optimizarea mergând până la maxim doi pași și nu pot realiza o sincronizare a pulsurilor cu fundamentală necesară când frecvența de comutație este foarte scăzută. Un mic sacrificiu în criteriul de optim al primului interval poate duce la îmbunătățirea performanțelor globale. De aceea optimul global nu poate fi atins prin aceste metode. În schimb performanțele dinamice sunt excelente. Exploatarea avantajelor celor două metode se poate face prin combinarea lor. Un puls optim este un puls ce duce vectorul flux statoric sau curent statoric spre traiectoria de regim staționar calculată apriori [54,55]. Modularea în lățime de puls de înaltă performanță satisface următoarele

cerințe:

- limitarea frecvenței de comutație;
- posedă o structură "feedforward", tensiunea de referință  $U^*(t)$  controlează direct tensiunea în mașină  $U(t)$ , bucla de curent fiind o buclă exterioară. Acest concept face independentă proiectarea buclei de curent și tensiune iar pentru încercări preliminare convertorul și mașina pot funcționa în buclă deschisă;
- sincronizarea frecvenței purtătoare cu fundamentala, deci absența subarmonicilor,
- buclă de reglaj a curentului de bandă largă pentru a compensa efectul timpului mort al inverterului;
- răspuns rapid al structurii de control dinamic.

Aceste cerințe contradictorii pot fi satisfăcute prin forțarea traiectoriei curentului statoric spre traiectoria de regim staționar. În regim tranzitoriu curentul statoric se descompune în următoarele componente:

$$i_s(t) = i_1(t) + i_{tr}(t) + i_h(t) + \delta(t) \quad (1.33)$$

- unde:
- $i_1(t)$  -fundamentală curentului;
  - $i_{tr}(t)$  -curent tranzitoriu dorit;
  - $i_h(t)$  -curent armonic de regim staționar;
  - $\delta(t)$  -eroare de modulație dinamică.

Obiectivul controlului traiectoriei este eliminarea erorii de modulație dinamică care este rezultatul unor armonici suplimentare în tensiunea de ieșire în regim tranzitoriu.

Componentele tensiunii prescrise sunt:

$$U^*(t) = U_1(t) + U_{tr}(t) \quad (1.34)$$

- unde :
- $U_1(t)$  -fundamentală tensiunii;
  - $U_{tr}(t)$  -tensiune pentru forțarea procesului tranzitoriu dorit.

Componentele tensiunii de ieșire în regim tranzitoriu sunt:

$$U_s(t) = U_1(t) + U_{tr}(t) + U_h(\omega_1 t, m, N) \quad (1.35)$$

- unde:
- $m$  -indice de modulație;
  - $N$  -număr de pulsuri pe o perioadă a fundamentalei;
  - $U_h(\omega_1 t, m, N)$  -sunt armonici în tensiune în regim tranzitoriu,



diferite de armonicile în tensiune în regim staționar  $U_{hd}(\omega_{10}t, m_0, N_0)$  deoarece  $\omega_1, m$  și chiar  $N$  sunt variabile în timp.

$U_h$  conține o perturbație cu media diferită de 0 ce se cumulează în flux producând regimuri tranzitorii nedorite. Estimarea și compensarea erorii de modulație se realizează după schema bloc din fig. 1.33. Cunoscând eroarea de modulație dinamică se modifică în

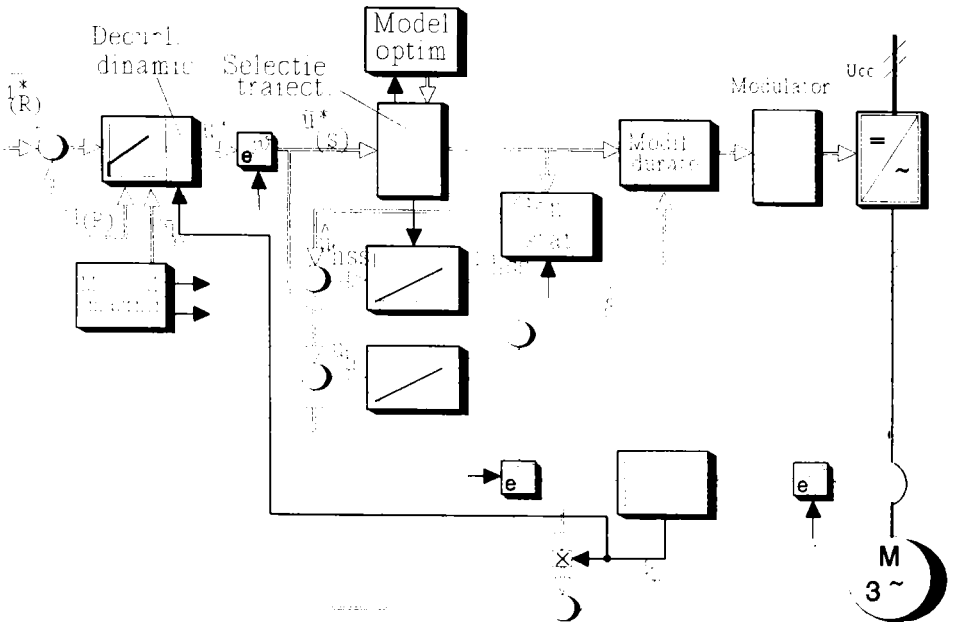


Fig. 1.33 Controlul optimal al traiectoriei - schema bloc

țimp real duratele de aplicare a vectorilor. Dacă eroarea de modulație dinamică este mare la fiecare pas se poate compensa doar o parte a acesteia, compensarea durând mai mulți pași. Acest neajuns poate fi eliminat [55] prin modificarea anticipată a duratelor, deoarece eroare de modulație dinamică, este rezultatul unei modulării bazate pe tabele precalculate. Dacă reacția de tensiune se ia de la ieșirea inverterului erorile produse de timpul mort al inverterului sunt interpretate de bucla de compensare ca erori de modulație dinamică și sunt compensate automat.

## 1.5 Concluzii

Utilizarea pe scară tot mai largă a microprocesoarelor pentru comanda proceselor industriale, inclusiv pentru controlul mișcării a creat premisele dezvoltării tehnicilor digitale de modulare în lățime de puls. Unele din metodele digitale prezentate s-au dezvoltat direct din metodele analogice prin utilizarea tehnicilor de eșantionare, tabelarea marimilor de referință, sau utilizarea unor algoritmi pentru generarea acestora în timp real. În același timp s-au dezvoltat metode ce nu au echivalent în varianta analogică. Numărul foarte mare de metode PWM existente se explică și prin necesitățile practice foarte variate. Astfel, se deosebesc aplicații care nu au nevoie de performanțe dinamice ridicate, dar costul întregului echipament trebuie să fie redus. Există aplicații de mare putere unde performanțele energetice sunt de cea mai mare importanță, costul echipamentului de comandă fiind minor față de cel al întregului echipament. Alegerea metodei de modulare în lățime de puls trebuie să satisfacă necesitățile practice sub aspectul performanțelor tehnice cât, și al costului.

## 1. 6 Bibliografie selectivă

- [1] Bimal K. Bose, "Recent Advances in Power Electronics", IEEE Transaction on Power electronics, vol.7, nr.1, January 1992, pag.2-16.
- [2] Bimal K. Bose, "Evaluation of modern Power Semiconductor devices and future trends of converters", IEEE Trans. on Ind. Appl., March /April, vol. 28, nr. 2, pag. 403-413.
- [3] Hoang Le-Huy, "Microprocesor and digital IC's for motion control", Proceedings of the IEEE august 1994 pag. 1140-1163.
- [4] Dimitrie Alexa, Dan Micu, "Invertoare și redresoare cu parametrii energetici ridicați", Ed. Tehnică București 1986.

- [5] R.Măgureanu, D.Micu, "Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone", Ed. Tehnică București 1985.
- [6] F.Brichant, "Force Comutated Inverters Design and Industrial Applications", translate E. Griffin, Macmillan Publishing Company, New York, 1984.
- [7] S.A. Nasar, I.Boldea, "Electric Machines Dinamics and Control", Macmillan Publishing Company, New York, 1984.
- [8] Sakae Yamamura, "AC. Motors for High-Performance Applications", Marcel Dekker, New York, 1986.
- [9] A. Kelemen, M. Imecs, "Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ", Ed. Academiei, București, 1989.
- [10] Joachim Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion", Proceedings of the IEEE august 1994 pag.1194-1214.
- [11] N. Muntean, "Contribuții la studiul teoretic și experimental al mașiniisincrone reactive" Teză de doctorat, Timișoara, 1994.
- [12] Paul Katz "Digital Control Using Microprocessors", Printece-Hall International, 1981.
- [13] M. M. Moud, Barry W. William, Tim C. Green, "A novel Simulation Tehnic for the Analysis of digital asynchronous pulse width modulation", IEEE Trans. Ind. Applications, September/October, vol. 30, nr. 5, pag. 1284-1289.
- [14] Iosif Pfeiffer, "Contribuții la controlul după câmp mono și multimotor asincron", Teză de doctorat, Timișoara, 1990.
- [15] Raymond B. Sepe, Jeffrey H. Lang, "Inverter nonliniarites and discrete time vector current control", IEEE Trans. Ind. Applic. Jan./Febr. vol. 30, nr. 1, pag. 62-70.

- [16] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, "Power Electronics: Converter, Application and Design", John Wiley & Sons Inc., 1989.
- [17] K. Taniguchi, Masakazu Inoue, Yoji Tachida, Shigeo Morimoto, "A PWM strategy for reducing torque-ripple in inverter-fed induction motor", IEEE Transaction on Industry Applications, January/February 1994, vol.30, nr.1, pag. 71-77.
- [18] Mehran M. Mound, Tim C. Green, Barry W. Williams, "Analysis and comparison of real-time sine-wave generation for PWM circuits", IEEE Trans. on Power Electronics, January 1993 vol. 8, nr. 1, pag. 46-54.
- [19] Sydney R. Bowes, Paul R. Clark, "Transputer based optimal PWM control of inverter drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. January/February 1992, vol. 28, nr. 1, pag. 81-88.
- [20] Nobuyoshi Mutoh, Keiji Sahi, Akiteru Ueda, K. Nandoh, "Magnetic flux compensating torque control method suitable for general purpose inverters with supraaudible switching frequencies", IEEE Trans. on Power Electronics vol. 8, nr.4 1993, pag. 615-625.
- [21] Slobodan N. Vokosavic and Milik R. Stojic, "Reduction of parasitic spectral components of digital space vector modulation by real time numerical method", IEEE Trans. on Power Electronics January 1995 vol. 10, nr. 1, pag. 94-102.
- [22] Remus Teodorescu "Sisteme PWM de acționare reglabilă cu mașini asincrone", Teză de doctorat, Galați 1994.
- [23] Shoji Fukuda, Yoshitaka Iwaji, "Introduction of the Harmonic Distorsion Determining factor and Tts Application to Evaluating Real Time PWM Inverters", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 31, nr. 1, January/February 1995, pag. 149.

- [24] Dorin O. Neacșu, "Optimizarea acțiunilor de curent alternativ cu mașină asincronă prin implementarea cu microprocesor a circuitelor de comandă", Teză de doctorat, Iași 1994.
- [25] Andrej M. Trzynadlowski, Stanislaw Legowski "Minimum-loss vector PWM strategy for three-phase inverters", IEEE Power Electronics, January 1994, vol.9, nr.1, pag. 26-34.
- [26] John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, "Digital quasi-random modulated SFAVM PWM in a.c. drive system", IEEE Transaction on Industrial Electronics, October 1994, vol.41, nr. 5, pag. 518-525.
- [27] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J.K.Pedersen, R.L.Kirlin, S.Legowski, "Random pulse width modulation tehnique for converter fed drive systems -review", IEEE Transaction on Industry Application, September/October 1994, vol.30, nr.5, pag. 1166-1175.
- [28] R. L. Kirlin, S. Kwok, S. Legowski, A. M. Trzynadlowski, "Power Spectra of a PWM inverter with Randomized Pulse Position", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.9, nr. 5, September 1994, pag. 463-472.
- [29] J. Holtz, W. Lotzhat, A. M. Khambadhene, "On continous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the six-step mode", IEEE Transaction on power electronics, vol. 8, nr. 4, October 1993, pag. 546-553.
- [30] G. Joos, D. Ziagos, "On Maximizing Gain and Minimizing Switching Frequency of Delta Modulated Inverters", IEEE Transactions on on Ind. Electronics, August 1993 vol. 40, nr. 4, pag. 436-444.
- [31] H. S. Patel, R. G. Hoft, "Generalized Tehniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Invertes: Part I. Harmonic Elimination", IEEE Transaction on Industry Application, May/June 1973.

- [32] Ajay Maheswari, Khai D. T. Nago, "Synthesis of six-step pulsewidth modulated waveforms with selective harmonic elimination" IEEE Trans. on Power Electronics October vol. 8, nr. 4, pag. 554-561.
- [33] Fred Swift, Adam Kamberis, "A new Walsh Domain Tehnique of Harmonic Elimination and voltage control in pulse-width modulated inverters", IEEE Trans. on Power Electronics January 1993 vol. 8, nr.1, pag. 170-185.
- [34] Andrzej M. Trzynadlowski, Stanislaw Legowski, "Aplication of Neural Networks to the optimal control of three-phase voltage-controlled inverters", IEEE Trans. on Power Electronics July 1994 vol. 9, nr. 4, pag. 397-404.
- [35] Singli Garcia-Otew, Michael Devaney, "Minimization of acustic noise in variable speed induction motors using a modified PWM drive", IEEE Trans. on Ind. Appl. Jan./Febr. vol. 30, nr. 1, pag.111-115.
- [36] Yoshihiro Murai, Yoichi Goshi, Keiju Matsui, Isamu Hosomo, "High-frequency split zero-vector PWM with harmonic reduction for induction motor drive", IEEE Trans. on Ind. Appl. Jan./Febr. vol. 28, nr. 1, pag. 105-112.
- [37] Yoshitaka Iwaji, Shoji Fukuda, "A pulse frequency modulated PWM inverter for induction motor drives", IEEE Trans. on Power Electronics April 1992 vol. 7, nr. 2, pag. 404-410.
- [38] J. Holtz, B.Beyer, "Optimal pulswidth modulation for AC servos and low-cost industrial drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. July/August 1994 vol. 30, nr. 4, pag. 1039-1047.
- [39] Istvan Nagy, "Novel adaptive tolerance band based PWM for field orientated control of induction machines", IEEE Trans. on Ind. Electronics, August 1994 vol. 41, nr. 4, pag. 406-417.

- [40] Hoang Le-Huy, Karim Slimani, Philippe Viarouge, "Analysis and Implementation of a real time predictive current controller for permanent - magnet synchronous servo drives", IEEE Trans. on Ind. Electronics February vol. 41, nr.1, pag. 110-117.
- [41] V. J. Gosbell, Peter M. Dalton, "Current Control of induction motors at low speeds", IEEE Trans. on Ind. Applic. march/april 1992 vol. 28, nr. 2, pag. 482 - 489.
- [42] Ajay Tripathi, Paresh C. Sen, "Comparative Analysis of fixed and sinusoidal band Hysteresis current controllers for voltage source inverters" IEEE Trans. on Ind. Electronics, February 1992 vol. 39, nr. 1, pag. 63-73.
- [43] Carlo Rossi, Alberto Tonielli, "Robust control of permanent magnet motors Vss techniques lead to simple hardware implementations" IEEE Trans. on Ind. Electronics August 1994 vol. 41, nr. 4, pag.
- [44] Carlo Rossi, Alberto Tonielli, "Robust Current Controller for Three - Phase Inverter Using Finite - State Automation", IEEE Trans. on Ind. Electr. April 1995 nr. 2, pag. 169-178.
- [45] Deng Seong Oh, Kwan Yuhl Cho, Myng Joong Youn, "A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage - fed PWM inverter", IEEE Trans. on Power Electronics April 1992 vol.7, nr. 2, pag. 364-373.
- [46] C. T. Pan, T. Y. Chang, "An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency", IEEE Transaction On Power Electronics January 1994, vol.9, nr. 1, pag. 97-104.
- [47] Ting-Yu Chang, Ching-Tsai Pan, "A practical vector control algorithm for  $\mu$ P-Based Induction Motor Drives Using a new space vector current controller", IEEE Trans. on Ind. Electronics February 1994 vol.41, nr. 1, pag. 97-103.

- [48] Sayed A. Mir, Malik E. Elbuluk, Donald S. Zinger, "Fuzzy Implementation of direct self control of induction machines", IEEE Trans. on Ind. Applications May/June 1994 vol. 30, nr. 3, pag. 729-735.
- [49] Sayed A. Mir, Donald S. Zinger, Malik E. Elbuluk, "Fuzzy Contrller for inverter fed induction machines", IEEE Trans. on Ind. Applications January / February 1994 vol. 30, nr. 1, pag. 78-84.
- [50] Tech-Seng Low, Teng Lee, King-Jet Tseng, Kai-Sang Lock, "Servo performance of BLDC Drive with instantaneous Torque Control", IEEE Trans. on Ind. Appl. march/april 1992 vol. 28, nr. 2, pag. 455-462.
- [51] I. Boldea, Z. X. Fu, S. A. Nasar, "Torque vector control (TVC) of axially laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motors", Electric Machines and Power Systems, 19, 1991, pag.381-398.
- [52] Prasad N. Enjeti, Phoivois D. Ziagas, James F. Lindsay, Muhammad H. Rashid, "A new current control scheme for a.c. motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. July/August 1992 vol. 28, nr. 4, pag. 842-849.
- [53] Ashwin Khambadkone, J. Holtz, "Low switching frequency and high dynamic pulsewidth modulation based on field orientation for high power inverter drive" IEEE Trans. on Power Electr., July 1992, vol.7, nr. 3, pag. 627-632.
- [54] Joachim Holtz, Bernad Beyer, "Optimal synnchronous pulswidth modulation with a trajectory - traching scheme for high - dinamic performance", IEEE Trans. on Ind. Appl. November/December 1993 vol. 29, nr. 6, pag. 1098-1105.
- [55] Joachim Holtz, Bernad Beyer, "The trajectory Traking Approach - A new method for minimum distorsion PWM in dynamic high power



drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. July/August 1994 vol. 30,  
nr. 4, pag. 1048-1057.

## Simularea mașinii de inducție conectată la un inverter de tensiune

---

### 2.1. Necesitatea simulării, problema simulării

Conceperea și proiectarea unor acționări de curent alternativ asociate cu convertoare statice este deosebit de laborioasă și implică numeroase simplificări ale fenomenelor reale. În etapa de proiectare a filtrelor și reguletoarelor, se operează adesea cu modele matematice simplificate și liniarizate, astfel încât să fie posibilă apelarea la experiența anterioară. În cele mai multe cazuri, este necesară reabordarea filtrelor și reguletoarelor pe modele experimentale, valorile obținute prin calcule fiind de multe ori departe de optim din cauza fenomenelor care nu au fost cuprinse în modelele matematice utilizate în faza de proiectare. În unele cazuri, se constată că strategia și schema de comandă și reglare nu este cea mai potrivită aplicației, deși din calculele inițiale pe modelele matematice simplificate și liniarizate nu rezultă această concluzie. În astfel de situații este utilă realizarea unor simulări digitale ale întregului proces. De asemenea simularea este utilă și în etapa de punere la punct a algoritmilor de reglare digitală. În acest caz algoritmul de reglare (care trebuie verificat) poate fi inclus direct în programul de simulare. Invertorul, mașina electrică, traductoarele, filtrele analogice dacă există se simulează prin modele matematice, dar algoritmul de reglare numerică este chiar algoritmul de reglare numerică utilizat în timp real cu mici modificări asupra interfeței cu procesul. În acest mod, pot fi

depistate și înlăturate erorile conținute în algoritmul de reglare mult mai simplu decât în cazul funcționării în timp real. Dificultățile ridicate în depanarea programelor utilizate în timp real au determinat multe firme producătoare de soft pentru microcontrolere și procesoare de semnal să dezvolte propriile simulatoare pentru depanarea aplicațiilor de timp real. Aceste programe sunt deosebit de utile în depanarea aplicațiilor de timp real, dar în multe cazuri nu dispunem de astfel de programe și în plus acestea nu pot emula decât algoritmul numeric și deci nu se pot obține date asupra procesului pe care dorim să-l controlăm. Astfel de date se pot obține dacă folosim un program propriu de simulare care utilizează direct algoritmul numeric și simulează partea fixă a procesului (invertorul, mașina electrică și mașina de lucru).

Pentru obținerea rezultatelor dorite cu eforturi minime este necesară alegerea cu discernământ a limbajului și a mediului de programare. La ora actuală cele mai răspândite și cunoscute medii pentru simularea sistemelor electromecanice și a sistemelor de reglare automată sunt: Simnon, Matlab împreună cu aplicația Simulink, Pspice, Ansim, iar dintre limbajele de programare se pot considera limbajele Basic, Turbo Pascal, Turbo C. În continuare vor fi prezentate pe scurt programele mai sus menționate.

Aplicația Simnon a fost scrisă special pentru simularea sistemelor cu reglare automată. Descrierea aplicației se face în mod text prin scrierea ecuațiilor diferențiale asociate părții fixe a procesului, a ecuațiilor diferențiale asociate reguletoarelor și filtrelor și a unor fișiere care conțin sursele externe de semnal. Se pot descrie comod aplicații care modelează realitatea utilizând ecuații diferențiale și surse de semnal. Dacă dorim să ținem cont de saturația mașini electrice, de efectul timpului mort al invertorului, de saturarea ieșirilor reguletoarelor și de funcționarea discretă a reguletoarelor numerice, atunci descrierea aplicației și obținerea soluției utilizând programul Simnon devine dificilă.

Dezvoltarea unor aplicații în Simulink [1,2] este facilitată de editarea acestora în mod grafic prin desenarea schemei operaționale asociate procesului utilizând module predefinite în biblioteca Simulink. În cazul modelării realiste a unor fenomene complexe cum sunt acționările de curent alternativ cu mașină de inducție și

inverter de tensiune, numărul de blocuri necesar este mare, și în plus constantele de timp din proces sunt distribuite într-o plajă largă de valori necesitând simularea pe durate mari cu pași de integrare mici. Rezultă un volum mare de calcule ce necesită utilizarea unor calculatoare puternice pentru perioade mari de timp. În nici una din metodele prezentate anterior nu se poate face verificarea directă a subrutinelor ce conțin algoritmi numerici de reglare în timp real.

Folosirea programului Pspice pentru simularea unei acționări electrice cu turație reglabilă este utilă în cazul implementării analogice a reguletoarelor. Mașina de inducție este echivalată cu un circuit electric, astfel încât și mărimile mecanice, cum sunt cuplul și turație, să se regăsească sub forma unor mărimi electrice [3]. Se poate pune în evidență funcționarea electronicii de comandă și în special a inverterului de tensiune [4]. În cazul utilizării de algoritmi numerici de reglare este necesară echivalarea acestora prin scheme electrice și electronice. Pentru realizarea unei aplicații este nevoie de un program Pspice care să accepte un număr mare de noduri. Rezultă durate mari de rulare a programului pe calculatoare performante.

ANSIM [5] este un pachet de programe dedicat simulării acționărilor electrice asociate cu electronică de putere. În [6] este prezentată o sinteză asupra reglajului scalar, semivectorial și vectorial al mașinii de inducție. Pentru realizarea simulărilor prezentate în [6] s-a utilizat mediul de dezvoltare ANSIM.

Spre deosebire de programele dedicate realizării de simulări, unde durata dezvoltării aplicației este mică, dar apoi necesită mult timp de calcul, în cazul utilizării limbajelor de programare pentru crearea propriilor programe de simulare, efortul dezvoltării aplicației este mare, dar odată scris programul, acesta poate fi rulat mult mai rapid. Dintre limbajele de nivel înalt limbajul "C" [7] produce codul cel mai rapid. Compilatorul "C" este disponibil pe toate calculatoarele începând de la calculatoarele personale până la supercalculatoare și, de asemenea, sunt disponibile compilatoarele "C" pentru aproape toate microcontrolerele și procesoarele de semnal. Un alt avantaj al utilizării limbajului C este portabilitatea ridicată la nivelul de program sursă. Astfel programul sursă scris pentru

conducerea în timp real a procesului poate fi reutilizat cu mici modificări pentru realizarea simulării. Se pot face astfel verificări ale rutinelor de conducere în timp real a procesului.

Pentru dezvoltarea programelor de simulare s-a utilizat programarea pe obiecte în C++ [8]. În general în programele de simulare prezentate în acesta lucrare se pot distinge următoarele module:

- interfața cu utilizatorul pentru introducerea datelor;
- interfața grafică pentru afișarea grafică a rezultatelor;
- modulul pentru simularea mașinii;
- modulul pentru simularea invertorului;
- modulul de comandă.

Prin programarea modulară pe obiecte se pot reutiliza unele module pentru realizarea de noi programe, crescând eficiența dezvoltării aplicațiilor. În continuare vor fi prezentate principalele module ale programului de simulare.

## 2.2. Interfața cu utilizatorul

După lansarea în execuție, programul prezintă o bară de meniu superioară care permite selectarea și introducerea datelor de intrare și o bară inferioară cu ajutorul căreia se pot selecta comenzile. Parametrii simulării sunt încărcăți automat din fișierele a căror nume este înscris în fișierul "sim.cfg". Bara de meniu superioară conține următoarele opțiuni: Masina, Invertor, Comanda, Sarcina, Simulare, Setup. Prin poziționarea cursorului pe opțiunea dorită, cu ajutorul tastelor, sageată dreapta respectiv stânga și selectarea acesteia tastând "Enter" se vizualizează parametrii corespunzători opțiunii selectate. Parametrii pot fi modificați individual prin selectarea parametrului dorit și introducerea noii valori de la tastatură sau simultan prin încărcarea acestora dintr-un fișier existent. Pentru a încărcă parametrii dintr-un fișier se deplasează cursorul pe bara de comandă cu ajutorul tastei "Page Down", apoi se selectează comanda "Load" și se introduce numele fișierului. Prin același mecanism parametrii pot fi salvați în fișiere utilizând comanda "Save". Cu ajutorul comenzii "Start" se pornește simularea,

interfața cu utilizatorul transferând controlul funcției "start". Această funcție va deține controlul programului până la terminarea simulării și afișării rezultatelor sub formă grafică. După lansarea în execuție a funcției "start", aceasta va trece interfața video în mod grafic și va inițializa obiectele grafice. De asemenea va fi declarat și inițializat câte un obiect grafic pentru mașină, invertor și comandă. După inițializarea obiectelor se intră în bucla de simulare care constă în: apelarea succesivă și repetată a funcțiilor specifice din obiectele comandă, invertor, mașină, calcularea cuplului rezistent în funcție de turație și de timp și incrementarea variabilei timp. De asemenea asigură legătura între funcțiile obiectului invertor și cele ale obiectului mașină calculând curenții de linie din valorile curenților statorici în coordonate ortogonale și ale tesionilor statorice în coordonate ortogonale din valorile de linie. Aceste transformări se realizează ținând cont de conexiunea înfășurărilor mașinii. Când timpul devine egal sau mai mare decât durata simulării se părăsește bucla de simulare și se așteaptă confirmarea utilizatorului că a văzut și interpretat rezultatele simulării. Acestea pot fi salvate sub formă de figură prin capturarea directă de pe ecran prin utilizarea unui program rezident în memorie, dedicat acestui scop (de exemplu grab.com). Apoi are loc reînțoarcerea la meniul principal, pentru schimbarea unor date și continuarea simulării sau părăsirea programului.

Programul poate simula atât funcționarea mașinii de inducție asociată cu invertor de tensiune cât și conectarea directă la rețea și funcționarea la rețea. Această facilitate este utilă pentru verificarea în primă instanță a corectitudinii programului iar apoi pentru validarea parametrilor determinați experimental. Prin intermediul submeniului "Par sim" se poate simula funcționarea mașinii cu convertor static sau alimentată direct de la rețea. De asemenea, prin acest submeniu se specifică durata simulării, exprimată în secunde și intervalul de eșantionare exprimat, în microsecunde pentru a facilita introducerea comodă a acestei mărimi.

### 2.3. Modelarea mașinii electrice și programul de simulare

În general, pentru modelarea mașinii electrice se poate utiliza modelul de câmp sau modelul de circuit. Rezolvarea ecuațiilor cu derivate parțiale asociate modelului de câmp al mașinii, prin metoda elementului finit, necesită un volum mare de calcule pentru obținerea soluției la un singur moment de timp. Timpul de calcul se reduce prin cuplarea modelului de câmp cu ecuațiile de circuit [9]. O reducere importantă a volumului de calcule se poate realiza dacă se echivalează mașina prin domenii cilindrice omogene dar anizotrope și apoi se generează o soluție analitică iterativă [10]. Utilizarea tuburilor de câmp, a circuitelor magnetice echivalente și transformarea sistemului de ecuații diferențiale și cu derivate parțiale într-un sistem format numai din ecuații algebrice și diferențiale este o metodă care de asemenea permite reducerea volumului de calcule [11].

În acționările electrice prezintă interes comportarea întregului sistem. De aceea se preferă utilizarea modelului de circuit al mașinii electrice pentru studiul regimurilor tranzitorii [12]. În acest caz pentru elaborarea programului de simulare s-a ales ca punct de plecare ecuațiile mașinii în coordonate statorice ortogonale (ec. 2.1, 2.2).

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\
 \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \\
 \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} &= -R_r i_{r\alpha} - \omega \Psi_{r\beta} \\
 \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= -R_r i_{r\beta} + \omega \Psi_{r\alpha} \\
 \frac{d\omega}{dt} &= P_1 \frac{M_e - M_r}{J}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned}
 \Psi_{s\alpha} &= L_{s\sigma} i_{s\alpha} + \Psi_{m\alpha} \\
 \Psi_{s\beta} &= L_{s\sigma} i_{s\beta} + \Psi_{m\beta} \\
 \Psi_{r\alpha} &= L_{r\sigma} i_{r\alpha} + \Psi_{m\alpha} \\
 \Psi_{r\beta} &= L_{r\sigma} i_{r\beta} + \Psi_{m\beta} \\
 M_{em} &= P_1 (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha})
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații este necesară definirea

fluxurilor magnetice principale după cele două axe. Acestea sunt funcții neliniare de curentul de magnetizare deoarece intervin fenomenele de saturație și histereză magnetică. Datorită saturației, cele două axe vor fi cuplate magnetic prin expresiile fluxurilor de magnetizare[13,14].

Dacă se neglijează fenomenele de saturație și histereză magnetică atunci fluxurile de magnetizare depind liniar de curentul de magnetizare:

$$\begin{aligned}\Psi_{m\alpha} &= L_m (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \\ \Psi_{m\beta} &= L_m (i_{s\beta} + i_{r\beta})\end{aligned}\quad (2.3)$$

In acest caz sistemul de ecuații (ec. 2.2) admite soluția analitică:

$$\begin{aligned}i_{s\alpha} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\alpha} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\alpha} \\ i_{r\alpha} &= \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\alpha} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\alpha} \\ i_{s\beta} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\beta} \\ i_{r\beta} &= \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\beta}\end{aligned}\quad (2.4)$$

Utilizând notațiile (2.5) din sistemul de ecuații diferențiale (1)

$$\begin{aligned}k_{sr} &= \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \\ k_{sm} &= \frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2} \\ k_{rs} &= \frac{R_r L_s}{L_s L_r - L_m^2} \\ k_{rm} &= \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2}\end{aligned}\quad (2.5)$$

rezultă sistemul de ecuații (2.6).

Sistemul de ecuații diferențiale (2.6) este neliniar deoarece în expresia cuplului apar produse de variabile. Sistemul se rezolvă numeric prin metoda Runge-Kutta de ordinul 4. Dacă se neglijează saturația și efectul pelicular atunci parametrii mașinii sunt constanți și deci  $k_{sr}$ ,  $k_{sm}$ ,  $k_{rs}$ ,  $k_{rm}$  sunt constante. Durata de rezolvare



$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} + k_{sm}\psi_{s\alpha} - k_{sr}\psi_{r\alpha} \\
\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} + k_{sm}\psi_{s\beta} - k_{sr}\psi_{r\beta} \\
\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= -k_{rs}\psi_{s\alpha} + k_{rm}\psi_{r\alpha} - \omega\psi_{r\beta} \\
\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= -k_{rs}\psi_{s\beta} + k_{rm}\psi_{r\beta} + \omega\psi_{r\alpha} \\
\frac{d\omega}{dt} &= p_1 \frac{M_e - M_r}{J}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

a sistemului scade considerabil dacă aceste constante se evaluează o singură dată la inițializarea obiectului mașină. Pentru calcularea rapidă a curentului statoric și evaluarea cuplului se definesc și constantele:

$$\begin{aligned}
k_{1r} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \\
k_{1m} &= \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Cu aceste notații rezultă expresiile curenților statorici:

$$\begin{aligned}
i_{s\alpha} &= k_{1r}\psi_{s\alpha} - k_{1m}\psi_{r\alpha} \\
i_{s\beta} &= k_{1r}\psi_{s\beta} - k_{1m}\psi_{r\beta}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Se pot face simulări pentru conexiunea triunghi sau stea a mașinii, aceasta specificându-se prin variabila "Conex" din submeniul "MASINA".

În general mașinile de inducție sunt saturate. Pentru studierea unor regimuri de funcționare cu variații ale amplitudinii câmpului principal, trebuie să se țină cont de modificările inductanței de magnetizare în funcție de câmpul principal. Deoarece există o singură curbă de magnetizare [14], se va calcula modulul fazorului spațial al câmpului magnetic principal (2.9). În acest sens, se folosesc fluxurile statorice calculate prin metoda Runge-Kutta pentru momentul curent și curenții statorici la momentul anterior (2.9).

$$\begin{aligned}
\psi_{m\alpha} &= \psi_{s\alpha} - L_{s\sigma} i_{s\alpha} \\
\psi_{m\beta} &= \psi_{s\beta} - L_{s\sigma} i_{s\beta} \\
\psi_m^2 &= \psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2
\end{aligned} \tag{2.9}$$

Inductanța de magnetizare este o funcție de flux, dar nu se cunoaște

o expresie analitică exactă a acestei funcții. În aceste condiții există mai multe funcții care aproximează inductanța de magnetizare în funcție de fluxul de magnetizare sau inductanța de magnetizare în funcție de curentul de magnetizare [15]. În acest caz pentru aproximarea inductanței de magnetizare s-a utilizat o serie de exponențiale:

$$L_m = C_0 + \sum_{i=1}^n C_i e^{i \cdot a \cdot k_1 \cdot \Psi_m^2} \quad (2.10)$$

unde: -  $n+1$  este numărul de termeni ai seriei;

-  $C_i$  sunt coeficienții seriei și sunt determinați experimental prin metoda celor mai mici pătrate;

-  $a$  este un factor de scală care se alege prin încercări succesive astfel încât eroarea pătratică să fie minimă pentru un  $n$  dat (în acest caz  $a=-2$ );

$k_1 = 2/3$  și este necesar deoarece inductanța de magnetizare a fost determinată experimental în funcție de amplitudinea fluxului de magnetizare pe o fază, iar în expresia 10 intervine modulul fazorului spațial al fluxului.

Cu inductanța de magnetizare determinată, se recalculează inductanțele statorice și rotorice și apoi coeficienții din (2.5) care vor fi utilizați pentru calculul fluxului pentru pasul curent. Dacă pasul de integrare pentru ecuațiile diferențiale este suficient de mic nu este necesară calcularea iterativă a inductanței de magnetizare pentru același moment de timp deoarece variațiile modulului flux magnetic pe un pas de integrare sunt mici.

Prin intermediul variabilei "model" din submeniul "MASINA" [A.1] se alege modelul mașinii: saturat sau nesaturat. Din lista de parametri introduși prin intermediul submeniului mașină în cazul utilizării modelului nesaturat (model 0) se utilizează numai rezistențele înfășurărilor, inductanțele statorice și rotorice, inductanța de magnetizare, numărul perechilor de poli, momentul de inerție, conexiunea înfășurărilor. Toate mărimile vor fi introduse în unități fundamentale de măsură. În cazul modelului saturat inductanțele statorice, rotorice și de magnetizare, din lista submeniului "MASINA" nu sunt interpretate. În schimb trebuie introduse inductanțele de dispersie în mH, factorul "a" (din ec.

2.10) în  $Wb^{-2}$ , numărul de coeficienți din serie  $N_c$  și primii  $N_c$  coeficienți exprimați în Henry. Aceștia vor fi determinați experimental (vezi cap. 2.6).

Sarcina aplicată mașinii va fi descrisă prin relațiile (2.11). Cu ajutorul acestei relații pot fi modelate sarcini cu variație treaptă în momentul  $t_1$ .

$$M = \begin{cases} M_{1p} + \text{sign}(\Omega) M_{1f} + C_{11} \Omega + \text{sign}(\Omega) C_{12} \Omega^2 & \text{pt. } t < t_1 \\ M_{2p} + \text{sign}(\Omega) M_{2f} + C_{21} \Omega + \text{sign}(\Omega) C_{22} \Omega^2 & \text{pt. } t > t_1 \end{cases} \quad (2.11)$$

Prin alegerea valorilor termenilor din relația (2.11) se pot simula diferite tipuri de sarcini. Astfel se poate simula o sarcină independentă de turație, de tip potențial (sensul cuplului rezistent nu depinde de sensul de rotație), sau de tip frecare (cuplul rezistent se opune întodeauna mișcării), sau sarcină cu dependența liniară sau pătratică de turație. În plus toate aceste posibilități pot fi combinate.

#### 2.4. Modelarea inverterului și programul de simulare

Un inverter ideal de tensiune amplifică fără distorsiuni tensiunea de comandă, comportându-se ca o sursă ideală de tensiune cu impedanță internă nulă. Tensiunea de linie la ieșirea inverterului poate obține numai valorile  $U_{cc}$ , 0,  $-U_{cc}$ , unde  $U_{cc}$  este constantă în timp indiferent de curentul absorbit de sarcină. În realitate tensiunea reprodusă de inverter este distorsionată deoarece dispozitivele de putere comută după un anumit timp de la primirea comenzii, fronturile nu mai sunt perfect dreptunghiulare, are loc o cădere de tensiune pe elementele în conducție, condensatorul din circuitul intermediar nu este de valoare infinită, deci  $U_{cc}$  nu este constantă în timp și depinde de valoarea și sensul curenților. Programele de simulare nu pot ține cont de toate aceste fenomene, dar se pot modela cele mai importante. Efectele cele mai importante asupra performanțelor și stabilității acționării o reprezintă timpul mort introdus de blocurile de comandă. Se poate ține cont de întârzierile produse în mod voit de blocul de comandă cât și de cele intrinseci dispozitivelor de putere. Ultimele depind de valoarea

curentului comutat, caracterul sarcinii, temperatura jonctiunii și nu pot fi cunoscute decât ca valori medii. Întârzierile introduse de blocul de comandă au rolul de a asigura comutare în siguranță în cele mai dificile condiții de funcționare în regim de suprasarcină sau scurtcircuit la ieșirea inverterului. Pentru îndeplinirea acestor cerințe întârzierile produse intenționat de blocul de comandă sunt mult mai mari decât întârzierile medii intrinseci dispozitivelor de putere în condiții normale de funcționare. Pentru simplificarea programului de simulare va considera blocarea instantanee a dispozitivelor de putere iar durata întârzierii în conducție se poate alege de utilizator, independent pentru fiecare din cele 6 dispozitive de putere. Valoarea întârzierii reprezintă durata întârzierii voite produsă de blocul de comandă plus diferența dintre întârzierea la intrare în conducție și cea de blocare a dispozitivelor de putere. Pentru invertoarele de tensiune echipate cu tranzistoare bipolare sau tranzistoare IGBT durata comutației este foarte redusă și poate fi considerată instantanee. Efectele produse de căderea de tensiune pe dispozitivele de putere este mai redusă

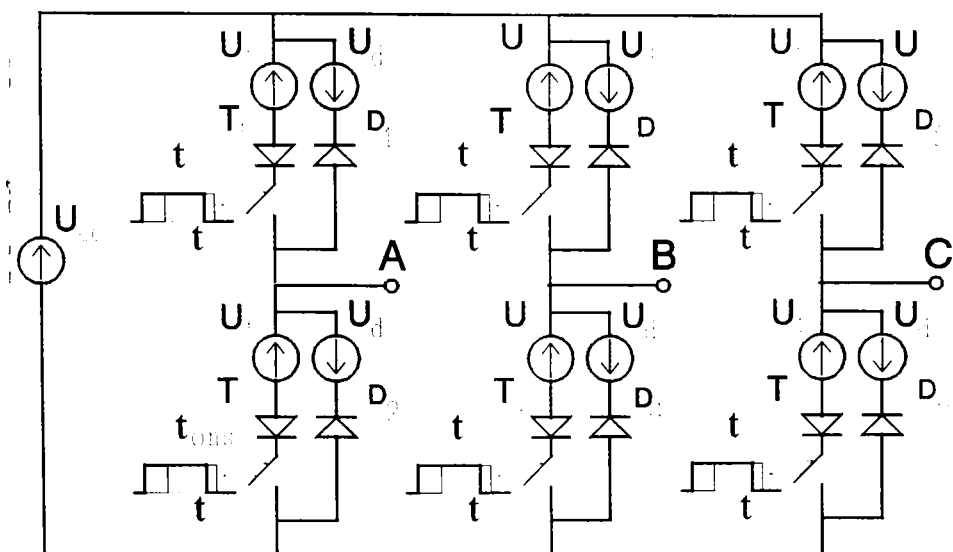


Fig. 2.1 Schema echivalentă a inverterului de tensiune.

decât efectul timpului mort. Programul de simulare va considera căderea de tensiune pe dispozitivele de putere independentă de valoarea curentului dar dependentă de sensul acestuia deoarece în funcție de sens, curentul se închide prin elementele comandate sau prin diodele aflate în antiparalel cu acestea. Invertorul de tensiune va fi echivalat pentru simulare cu schema din fig. 2.1. Implementarea acestui model se realizează prin intermediul funcțiilor: "ini", "comutari", "tens\_linie" grupate în clasa invertor. Funcția "ini" este apelată de regulă o singură dată după declararea unui obiect invertor. Ea are rolul de a inițializa variabilele din obiectul invertor, atribuindu-le acestora datele citite din fișierul de intrare sau introduse de la tastatură prin intermediul submeniuului "Invertor". Pentru a facilita introducerea timpilor morți aceștia sunt introduși, stocați și afișați în microsecunde. Funcția "ini" are rolul de a realiza inițializarea corectă a obiectului invertor efectuând transformarea acestor mărimi în unitați fundamentale de măsură. Pentru a mări viteza de execuție a funcțiilor "comutări" respectiv "tens\_linie" [A.1] apelate de zeci de mii respectiv sute de mii de ori pentru simularea unei singure secunde de funcționare a acționării se inițializează următoarele tablouri:

- Nrstari - este un tablou bidimensional cu 8 linii și 8 coloane. Elementul Nrstari(vv,vn) conține numărul stărilor schemei echivalente (fig. 2.1), când comanda trece din starea vv în starea vn. Indexul vv, respectiv vn reprezintă codurile binare ale vectorilor de tensiune.

- Vstări - este un tablou tridimensional 8x8x4. Elementul Vstări(vv,vn,k) cu  $0 \leq k < \text{Nrstări}(vv,vn)$  conține o codificare a stărilor invertorului în ordinea în care se succed la modificarea comenzii din starea vv în starea vn. Ultimul cod corespunde stării stabile produsă de vectorul de comandă vn.

- Tstări - este un tablou tridimensional 8x8x3. Elementele tabloului conțin duratele stărilor tranzitorii. Durata stării stabile nu este conținută de acest tablou deoarece aceasta depinde de context, fiind stabilită de funcția "modulare" din clasa comandă.

Prin aceste tablouri sunt considerate toate stările intermediare prin care trece invertorul când se comută între oricare două stări din cele 8 stări stabile posibile. Când blocul de modulare PWM

transmite un nou vector la intrarea de comandă a invertorului se consideră că sunt blocate instantaneu toate tranzistoarele care nu mai trebuie să conducă potrivit noii comenzi. Apoi cu întârzierile corespunzătoare sunt trecute în conducție tranzistoarele care vor conduce potrivit comenzii date. In cazul cel mai general când comută toate ramurile invertorului și întârzierile la intrare în conducție a tranzistoarelor, (întârzieri produse de blocul de timp mort), sunt diferite, rezultă numărul maxim de stări obținute de invertor pentru a ajunge în starea finală. Duratele întârzierilor în general sunt aceleași pentru toate tranzistoarele din invertor. Ele sunt diferite numai din cauza toleranțelor prea largi a componentelor utilizate. Unul din scopurile programului de simulare este și de a pune în evidență efectele toleranțelor unor componente reflectate prin întârzieri diferite de intrare în conducție pentru cele 6 dispozitive de putere comandabile. Un algoritm de modulare optimizat nu comută niciodată simultan toate cele trei ramuri ale invertorului. In tabelul Vstari nu apar decât stările distincte a căror durată este mai mare decât 0.

Funcția "comutări" definită pentru obiectul invertor este apelată după fiecare apelare a funcției "modulare", (funcția modulare este definită în obiectul comandă), și are rolul de a extrage din țabele numărul de stări ale invertorului, codurile acestor stări, durata stărilor intermediare și respectiv cea calculată de funcția "modulare".

Funcția "tens\_linie" este apelată întodeauna înaintea funcției de integrare a ecuațiilor diferențiale ale mașinii electrice și are rolul de a calcula tensiunile de linie în funcție de starea invertorului și sensul curenților de linie. Starea invertorului este codificată prin primii 6 biți ai octetului de stare. In tabelul 2.1 este reprezentată asocierea dintre starea tranzistoarelor, având notațiile din fig. 2.1 și octetul de stare.

Tabelul 2.1

Bitul	0	1	2	3	4	5
Trazist.	T1	T2	T3	T4	T5	T6

Semnificația bitului de stare este:

- 0 -tranzistorul blocat,
- 1 -tranzistor în conducție.

Potențialul fazei x se calculează în funcție de starea dispozitivelor de putere corespunzătoare ramurii x a invertorului și a curentului liniei x după cum urmează:

Dacă curentul de linie este pozitiv și conduce tranzistorul X1 atunci:

$$V_x = U_{cc} - U_t \quad (2.12)$$

Dacă curentul este pozitiv dar tranzistorul X1 este blocat atunci:

$$V_x = -U_d \quad (2.13)$$

Dacă curentul de linie este negativ și tranzistorul X2 conduce atunci:

$$V_x = U_t \quad (2.14)$$

Dacă curentul de linie este negativ și tranzistorul X2 este blocat atunci:

$$U_x = U_{cc} + U_d \quad (2.15)$$

Unde prin X s-a notat una din cele trei faze A,B,C.

Tensiunile de linie au fost calculate cu relația:

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_a - V_b \\ U_{bc} &= V_b - V_c \end{aligned} \quad (2.16)$$

Funcția "tens\_linie" ține și o evidență a timpului scurs prin intermediul variabilei  $t_r$  care este actualizat prin incrementarea cu pasul de integrare. Dacă prin incrementarea cu pasul maxim ales de utilizator se depășește durata stării atunci pasul de integrare este modificat temporar (ec. 2.17).

Unde  $t_1$  este momentul la care urmează o nouă comutație în invertor. Pentru ca obiectul invertor să fie independent de conexiune funcțiile

$$h = D_i - t_r \quad (2.17)$$

din clasa invertor vor utiliza numai mărimi de linie. Din același motiv funcțiile clasei mașină nu vor utiliza decât mărimi în coordonate ortogonale (alfa, beta). Transformările de coordonate pentru curenți și tensiuni sunt descrise în ecuațiile 2.18-19 pentru conexiunea stea și 2.20-21 pentru conexiunea triunghi a mașinii.

$$\begin{aligned} U_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}} U_{ab} \\ U_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_{ab} + \sqrt{2} U_{bc} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} I_a &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} I_\beta \\ I_b &= -\sqrt{\frac{3}{2}} I_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} I_\beta \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} U_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_{ab} + \frac{1}{\sqrt{6}} U_{bc} \\ U_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_{bc} \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} I_a &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_\alpha \\ I_b &= -\frac{1}{\sqrt{6}} I_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} I_\beta \end{aligned} \quad (2.21)$$

În aplicațiile unde mașina funcționează în regim de generator, considerarea circuitului intermediar ca o sursă ideală de tensiune nu este satisfăcătoare și, deci, este necesară modelarea acestuia.

## 2.5. Modulul de comandă

Simularea blocului de comandă s-a realizat prin reutilizarea programelor de comandă în timp real a invertorului cu ajutorul calculatorului. Aceste programe independente au fost transformate în



obiectul "comandă", pentru izolarea variabilelor globale ale acestora de variabilele globale ale programului de simulare. Toți parametrii necesari modulului de comandă vor fi introduși prin intermediul submeniuului "Control". Lista de parametri ai acestui submeniu va fi adaptată cerințelor fiecărei strategii de comandă. S-au făcut modificări asupra interfeței cu procesul înlocuindu-se operațiile de scriere directă în porturile plăcii ADA-1100 cu operații de atribuire ale valorilor respective unor variabile recunoscute de funcțiile din clasa "inverter" și de funcția "start". Programele pentru comanda inverterului vor fi descrise pe larg în capitolele următoare.

## 2.6. Determinarea parametrilor mașinii de inducție

Pentru efectuarea simulărilor trebuie determinați parametrii mașinii electrice. Incercările experimentale cât și simulările s-au efectuat cu ajutorul unui stand echipat cu o mașină de inducție având datele nominale:  $P_n=1,1$  kW,  $f_n=50$  Hz,  $U_n=220/380$  V,  $I_n=4,82/2,77$  A, D/Y,  $n_n=1410$  rot/min.

Parametrii de circuit ai mașinii s-au determinat din probe de gol ideal și scurtcircuit de probă [16,17] plus măsurarea în curent continuu a rezistenței înfășurării statorice. Probele s-au efectuat cu mașina în conexiune triunghi. Curentul de fază și puterea activă absorbită măsurate în funcție de tensiunea de fază sunt reprezentate în fig. 2.2. Pentru reducerea erorilor de măsură cauzate de nesimetria mașinii, nesimetria rețelei și imprecizia aparatelor de măsură s-au măsurat curenții și respectiv tensiunile pe toate cele trei faze (s-au măsurat mărimi de linie din care s-au calculat mărimile de fază) și apoi - ..... m\_i aritmetică a celor trei curenți respectiv celor trei tensiuni.

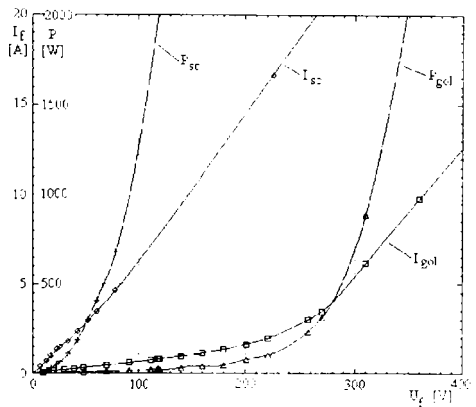


Fig. 2.2 Proba de gol și scurtcircuit

In fig. 2.2 sunt reprezentate punctele măsurate prin care s-a ridicat graficele aferente utilizând interpolarea cu funcții spline cubice. Din proba de scurtcircuit s-au determinat inductanța de scurtcircuit și rezistența de scurtcircuit în funcție de curentul de fază. Din cauza erorilor de măsură și a variației temperaturii înfășurărilor, pe durata măsurătorilor s-au constatat modificări ale rezistenței de scurtcircuit. S-a admis rezistența de scurtcircuit ( $R_{sc}$ ) media aritmetică a valorilor măsurate din proba de scurtcircuit efectuată după cel puțin 16 de la ultima funcționare. Valorile rezistențelor mașinii sunt:  $R_{sc}=10,95\Omega$ ;  $R_1=5,314\Omega$ ;  $R'_2=5,636\Omega$ . Variația inductanței de scurtcircuit este corelată cu valoarea efectivă a curentului de fază și poate fi explicată prin saturarea capetelor de dinți. Pentru a evalua saturația capetelor de dinți, la curenți foarte mari, s-au înregistrat curenții și tensiunile de fază pe durata pornirii mașinii la conectare directă la rețea. Pe durata primelor două perioade (40 ms) turația rămâne practic 0 și deci mașina poate fi considerată în regim de scurtcircuit. Impedanța de scurtcircuit, formată din rezistența de scurtcircuit și reactanța de scurtcircuit, s-au calculat prin descompunerea în serie Fourier[18]:

$$Z_{sc} = R_{sc} - jX_{sc} = \frac{U_1}{I_1} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{U_{1s} + jU_{1c}}{\sqrt{2}} \\ I_1 &= \frac{I_{1s} + jI_{1c}}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Unde  $U_{1s}$ ,  $U_{1c}$ ,  $I_{1s}$ ,  $I_{1c}$  sunt coeficienții seriei Fourier pentru armonica fundamentală pentru tensiune respectiv curent și au fost calculați cu relația:

$$\begin{aligned} U_{1s} &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+2T} u(t) \sin(\omega_1 t) dt = \frac{1}{n_p} \sum_{i=n_0}^{n_0+2n_p} u(t_i) \sin(\omega_1 t_i) \\ U_{1c} &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+2T} u(t) \cos(\omega_1 t) dt = \frac{1}{n_p} \sum_{i=n_0}^{n_0+2n_p} u(t_i) \cos(\omega_1 t_i) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Pentru a reduce erorile introduse de necunoașterea exactă a perioadei

$$\begin{aligned}
 I_{1s} &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+2T} i(t) \sin(\omega_1 t) dt = \frac{1}{n_p} \sum_{i=n_0}^{n_0+2n_p} i(t_i) \sin(\omega_1 t_i) \\
 I_{1c} &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+2T} i(t) \cos(\omega_1 t) dt = \frac{1}{n_p} \sum_{i=n_0}^{n_0+2n_p} i(t_i) \cos(\omega_1 t_i)
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

semnalului este necesară efectuarea integralei pe mai multe perioade. In acest caz calculul a fost limitat la primele două perioade deoarece prin creșterea turăției, alunecarea scade. De asemenea calculul pe durata a două perioade reduce eroarea produsă de componenta tranzitorie aperiodică prezentă în curent imediat după conectare, care se amortizează rapid [12]. In acest caz componenta tranzitorie aperiodică se poate considera amortizată după o jumătate de perioadă.

Coeficienții seriei Fourier au fost calculați prin transformarea integralelor în sume (ec. 2.24 și 2.25) unde  $n_p$  este numărul de puncte pe o perioadă iar  $n_0$  este primul punct utilizat.

Pentru calculul rezistenței de scurtcircuit și a reactanței de scurtcircuit s-au utilizat relațiile:

$$\begin{aligned}
 R_{sc} &= \frac{U_{1s} I_{1s} + U_{1c} I_{1c}}{I_{1s}^2 + I_{1c}^2} \\
 X_{sc} &= \frac{U_{1c} I_{1s} - U_{1s} I_{1c}}{I_{1s}^2 + I_{1c}^2}
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

Variația inductanței de scurtcircuit în funcție de curentul de fază este reprezentată în fig. 2.3. Pe grafic sunt reprezentate punctele determinate experimental din scurtcircuitul de probă și ultimul punct determinat din proba de conectare directă la rețea. Variația inductanței de scurtcircuit funcție de curentul de fază

$$L_{sc} = c_0 + c_1 \sqrt{I_f} + c_2 I_f + c_3 \sqrt{I_f^3}
 \tag{2.27}$$

efectiv este descrisă de relația 2.27. Coeficienții expresiei au fost calculați prin metoda celor mai mici pătrate și sunt:  $c_0=0,068835$  [H];  $c_1=-0,03088$  [H/A<sup>0,5</sup>];  $c_2=0,012381$  [H/A];  $c_3=0,001773$  [H/A<sup>1,5</sup>]. Suma pătratelor erorilor este  $6.54 \cdot 10^{-7}$  [H<sup>2</sup>]. Inductanța de dispersie a înfășurării statorice  $L_{1\sigma}$  s-a considerat egală cu inductanța de

dispersia a înfășurătoarelor raportată la stator  $L'_{2\sigma}$  și sunt calculate cu relația:

$$L_{1\sigma} = L'_{2\sigma} = \frac{L_{sc}}{2} \quad (2.28)$$

Inductanța de magnetizare statorică  $L_{1m}$  este calculată cu relația:

$$L_{1m} = L_1 - L_{1\sigma} \quad (2.29)$$

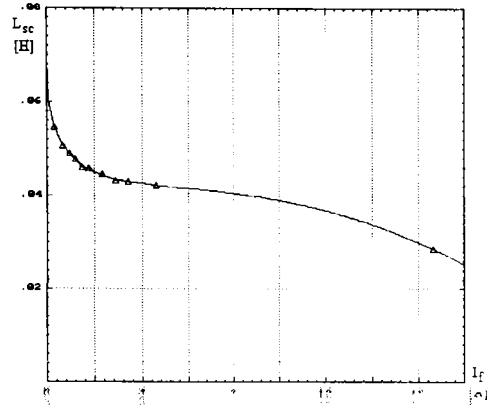


Fig. 2.3 Inductanța de scurtcircuit

unde: -  $L_1$  este inductanța statorică principală determinată din proba de gol;

-  $L_{1\sigma}$  este inductanța de dispersie statorică și este calculat în funcție de curentul de fază utilizând expresiile 24 și 25.

Variația lui  $L_{1m}$  funcție de valoarea de vârf a fluxului de magnetizare pe fază  $\psi_{1m}$  este reprezentată în fig. 2.4. Relația dintre  $L_{1m}$  și  $\psi_{1m}$  s-a aproximat prin expresia:

$$L_{1m} = c_0 + \sum_{i=1}^{i=5} c_i e^{-2i\psi_{1m}^2} \quad (2.30)$$

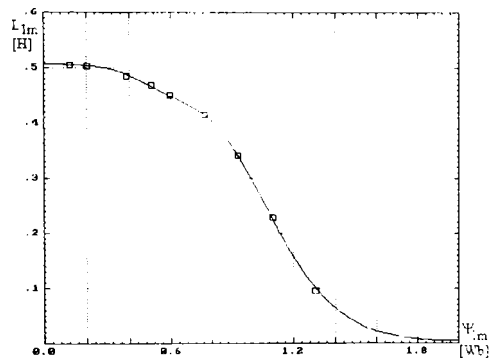


Fig. 2.4 Inductanța de magnetizare

Coefficienții  $c_i$  s-au calculat prin metoda celor mai mici pătrate și sunt:  $c_0=0,002093$  [H],  $c_1=3,3311$  [H],  $c_2=-10,6093$  [H],  $c_3=17,1183$  [H],  $c_4=-13,2716$  [H],  $c_5=3.93556$  [H]. Suma pătratelor erorilor în punctele măsurate este  $0,000174$  [H<sup>2</sup>].

Pentru ca aproximarea să fie realistă și pentru fluxuri mai mari decât cel mai mare flux pentru care s-au făcut experimentări se introduce valoarea inductanței de magnetizare când fluxul de magnetizare tinde la infinit. Această inductanță este egală cu inductanța de cuplaj a înfășurării statorice cu înfășurarea

rotorică când înfășurările sunt plasate în aer. În acest caz, s-a introdus  $L_{11}(\infty)=0,003$  [H]. Dacă nu se impune punctul de la infinit coeficienții expresiei 27 ar fi:  $c_0=-0,000068$  [H],  $c_1=3.37392$  [H],  $c_2=-10,8488$  [H],  $c_3=17,6651$  [H],  $c_4=-13,8183$  [H],  $c_5=4,134151$  [H], iar suma pătratelor erorilor este  $0,000171$  [H<sup>2</sup>]. Se observă că prin introducerea punctului de la infinit practic eroarea nu s-a modificat, dar în schimb inductanța de magnetizare este pozitivă pentru orice valoare a fluxului de magnetizare.

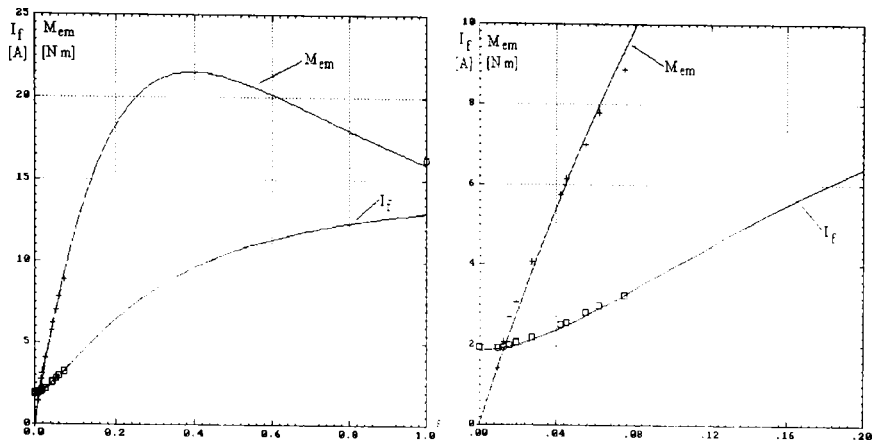


Fig. 2.5 Curba cuplului

Din determinările experimentale rezultă o dependență pronunțată a inductanței de magnetizare de fluxul magnetic principal și a inductanței de dispersie de curentul care parcurge înfășurările. Se pune problema în ce măsură sunt afectate rezultatele obținute considerând parametrii mașinii constanți. Valorile considerate vor fi cele determinate pentru fluxul de magnetizare nominal, respectiv curentul de fază nominal. Între curentul de fază, respectiv cuplul electromagnetic calculat pe baza acestor parametri și valorile măsurate experimental la funcționare în sarcină nu există erori semnificative (fig. 2.5 a,b). Pentru întregul domeniu de funcționare la rețea de la golul ideal până la sarcina nominală fluxul de magnetizare este aproximativ constant iar din fig. 2.3 se observă că inductanța de dispersie este aproximativ constantă pentru o plajă largă de variație a curentului în jurul valorii nominale. În schimb

la conectare directă (alunecarea  $s=1$ ) curentul real este mult mai mare decât cel calculat (fig. 2.5 a) deoarece inductanța de scurtcircuit este puternic saturată (fig. 2.3). În cazul utilizării electronicii de putere curentul maxim nu depășește de 2-2,5 ori curentul nominal nici în cele mai grele regimuri tranzitorii, deci inductanța de dispersie va fi considerată constantă. De asemenea în majoritatea regimurilor de funcționare fluxul principal este aproximativ constant și în aceste condiții se poate neglija saturația miezului magnetic. Dacă se studiază funcționarea în regimuri cu slăbire de câmp la turații peste turația nominală sau sub turația nominală pentru îmbunătățirea factorului de putere la sarcină redusă atunci trebuie să se țină cont de efectul saturației.

Programul permite și simularea funcționării mașinii la rețea, inclusiv pornirea prin conectarea directă la rețea. În fig. 2.6 este prezentată simularea conectării directe la rețea a mașinii electrice utilizând modelul "nesaturat" pentru mașina electrică. Pentru a pune în evidență efectul saturației în fig. 2.7 este prezentată aceeași simulare dar utilizând modelul "saturat" pentru mașina de inducție. Ambele modele consideră saturația mașinii dar în mod diferit. Astfel în cazul modelului "nesaturat" inductanța de magnetizare este considerată constantă și este valoarea determinată din proba de gol la tensiunea nominală. Evident această valoare este saturată. Modelul "saturat" consideră inductanța de magnetizare dependentă de flux (ec. 2.30). Pe durata pornirii fluxul de magnetizare este mai mic decât valoarea nominală, deci saturația inductanței de magnetizare este mai redusă decât cea utilizată de modelul "nesaturat". În cazul conectării directe la rețea utilizând cele două modele s-au constatat următoarele diferențe: între fluxurile statorice diferența maximă este de 1,5%, curentul calculat cu modelul "saturat" este cu maxim 6,5% mai mic, turația cu maxim 4,4% mai mare decât cele date de modelul "nesaturat" pentru intervalul de timp 0,2-0,4s. Cuplul electromagnetic calculat cu modelul "saturat" este mai mare pe intervalul 0-0,28s apoi devine mai mic decât cel calculat cu modelul nesaturat până la realizarea pornirii. Procesul de pornire este puțin mai rapid în cazul utilizării modelului "saturat". Utilizarea modelului "nesaturat" este acoperitoare în acest caz. Modelul "saturat" al mașinii este util la studiul funcționării mașinii la

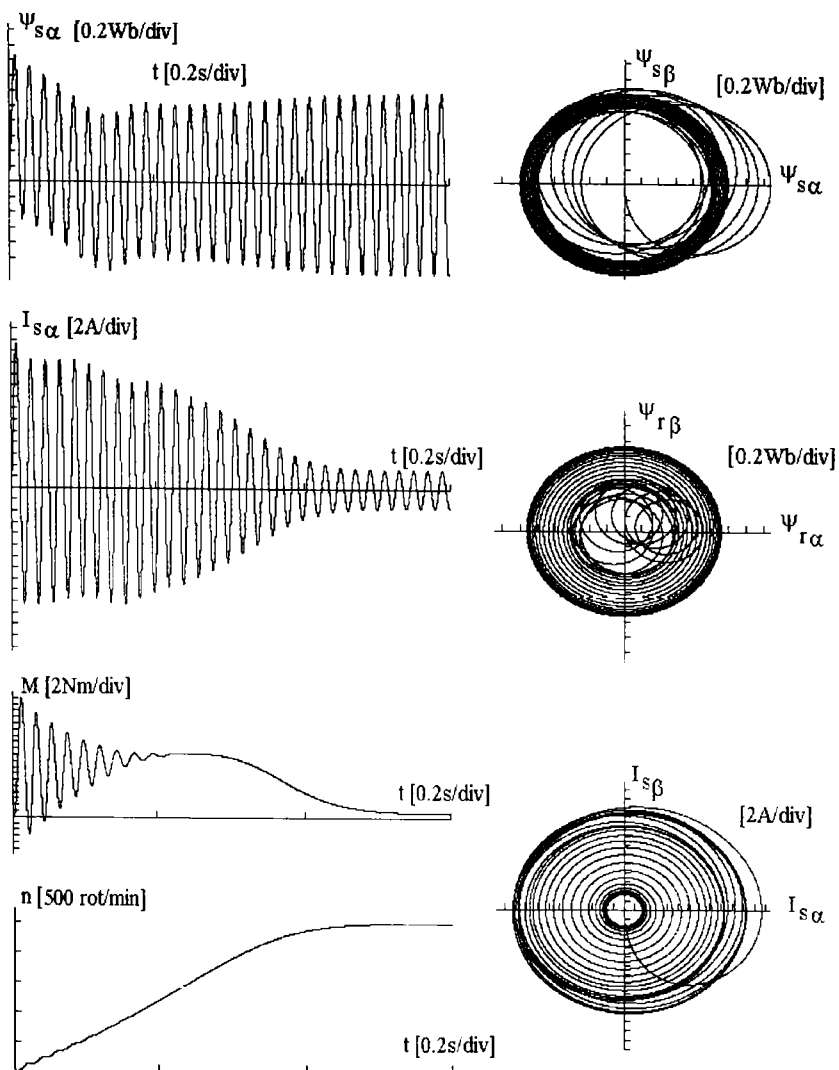


Fig. 2.6 Simularea conectării la rețea, model "nesaturat"

turații mari cu slăbire de câmp când amplitudinea câmpului se modifică. De asemenea modelul "saturat" a fost util în descoperirea unor erori în programul de comandă. Ca urmare a unor erori la calculul tensiunilor mașina a funcționat saturată deci cu curent de gol mare. În simulările pe modelul "nesaturat" nu s-au regăsit acești curenți, în schimb prin utilizarea modelului "saturat" din simulare

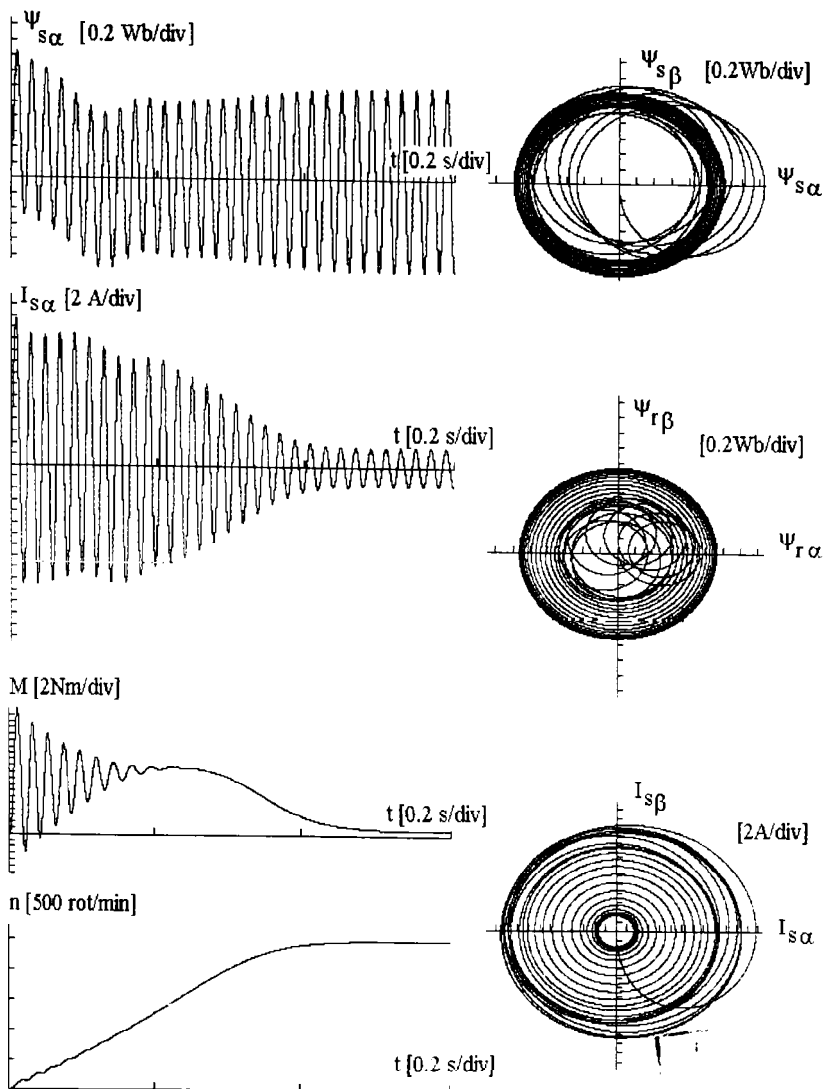


Fig. 2.7 Simularea conectării la rețea, modelul "saturat"

rezultau curenții măsurați experimental.

Prin compararea simulării conectării directe la rețea cu înregistrările experimentale s-a realizat o verificare parțială a programului. In cazul conectării directe la rețea curentul pe durata



primelor sinusoidale a fost mai mare decât în cazul simulării din cauza saturației capetelor de dinți ai mașinii.

Validarea corectitudinii obiectelor "comanda" și "inverter" va fi prezentată în capitolele următoare prin compararea simulărilor cu rezultatele experimentale obținute.

## 2.7 Bibliografie selectivă

- [1] \*\*\* "MATLAB version 4.0 with SIMULINK version 1.2", The MATH Works, 1993.
- [2] Gh. Atanasiu "Introducere în Simulink" Fundația pentru promovarea tehnicilor de simulare Timișoara, 1996.
- [3] \*\*\* "The Design Center. Circuit analysis User's Guide, Version 5.4", Microsim Corporation, 1993.
- [4] L. Salazan, G. Joos, "Pspice simulation of three-phase inverters by means of Switching Functions", IEEE Power Electronics vol.9, no.1, 1994, pag. 35-42.
- [5] \*\*\* "ANSIM Simulation Software, Version 7.0", Universitat Erlangen\_Nurnberg, Lehrstuhl fur Elektrische Antriebe und Steuerungen, 1989, 1991.
- [6] M. Imecs, N. Patriciu, E. Benk, "Synthesis about modeling and simulation of the scalar and vector control system for induction motors", Proc. Electromotion '97 Cluj\_Napoca, pag. 121-126.
- [7] B. W. Kernighan, D. M. Ritchie, "The C programming language", Second Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [8] O. Catrina, I. Cojocaru, "Turbo C++", Ed. Teora 1993.
- [9] F. David, O. Craiu, M. Covrig, L. Melcescu, "Finite Element study of the induction motor transient regime", Proceedings

Electromotion'97 May, Cluj-Napoca, pag. 111-115.

- [10] Gh. Madescu "Modelul neliniar al mașinilor de inducție adaptat problemelor de optimizare", Teză de doctorat U.P.T. Timișoara 1996.
- [11] Vlado Ostovic "Dynamic of Saturated Electric Machines" Springer-Verlag New-York, 1989.
- [12] Kovac K. Pal "Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice" - traducere A. Kelemen, M. Imecs, Ed. Tehnică, București 1990.
- [13] I. Boldea, S. A. Nasar "Upon unitary treatment of magnetic saturation in ortogonal axis models of electric machines", Proceedings ICEM vol.1, 1986.
- [14] I. Boldea "Parametrii mașinilor electrice", Editura Academiei Române, București 1991.
- [15] N. R. Klaes "Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 29, No. 6, November/December 1993 pag. 1135-1140.
- [16] G. K. Jerve "Incerările mașinilor electrice rotative" (traducere) Ed. Tehnică, București 1972.
- [17] O. Gh. Drăgănescu "Incerările mașinilor electrice rotative" Ed. Tehnică, București, 1987.
- [18] A. Gastli and N. Matsui, "Stator flux-controlled V/F PWM inverter with identification of I.M. Parameters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 39, no. 4 1992, pag. 335.

## Controlul poligonal al fluxului statoric

---

### 3.1 Introducere

În acest capitol va fi dezvoltat conceptul de control poligonal al fluxului statoric. Acesta se referă la o metodă de modulare în lăţime de puls bazată pe controlul traiectoriei fazorului spaţial al fluxului statoric. În cazul maşinilor de curent alternativ simetrice, în regim sinusoidal staţionar, vectorul flux magnetic statoric descrie un cerc [1]. Vectorul flux magnetic statoric rezultă din ecuaţia statorică a maşinii:

$$\Psi_s(t) = \int_{t_0}^t (\vec{U}_s(t) - R_s \cdot \vec{I}_s(t)) dt + \Psi_s(t_0) \quad (3.1)$$

unde:  $U_s$  - este vectorul tensiune statorică;

$R_s$  - rezistenţă înfăşurărilor statorice;

$I_s$  - vectorul curent statoric.

Vectorii tensiune statorică şi curent statoric se calculează în funcţie de valorile instantanee ale tensiunilor de fază, respectiv ale curenţilor de fază:

$$\begin{aligned} \vec{U}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (u_a + u_b \cdot e^{\frac{2\pi}{3}j} + u_c \cdot e^{-\frac{2\pi}{3}j}) \\ \vec{I}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (i_a + i_b \cdot e^{\frac{2\pi}{3}j} + i_c \cdot e^{-\frac{2\pi}{3}j}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Intr-o primă aproximație, calculul fluxului magnetic statoric nominal se poate face independent de valoarea curenților dacă se consideră  $R_s=0$ . Pentru conexiunea stea a înfășurărilor mașinii rezultă amplitudinea fluxului statoric:

$$\Psi_{sn} \approx \frac{U_n}{\omega_{1n}} = \frac{U_n}{2 \cdot \pi \cdot f_{1n}} \quad (3.3)$$

unde:  $U_n$  este tensiunea nominală de linie;

$f_{1n}$  este frecvența nominală.

Prin alimentarea mașinii de la un invertor de tensiune, vectorul flux magnetic statoric descrie o curbă poligonală. Modulul vectorului flux statoric, cât și viteza de rotație a acestuia, nu mai sunt constante. Invertoarele de tensiune uzuale (fig. 1.1.a) produc doar 6 vectori activi de tensiune și 2 vectori zero (fig. 1.1.b). Modulul vectorului tensiune este:

$$U_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{cc} \quad (3.4)$$

Inlocuind simbolurile "+", respectiv "-" din fig. 1.b, cu "1", respectiv "0" se obțin codurile binare ale celor 8 vectori. Tensiunile de linie, respectiv de fază raportate la tensiunea continuă din circuitul intermediar și unghiul vectorului cu faza "a" sunt prezentate în tabelul 3.1. Pentru conexiunea triunghi (sfârșitul fazei conectat cu începutul fazei următoare), tensiunile de fază sunt egale cu tensiunile de linie ( $U_a=U_{ab}, \dots$ ), iar unghiul vectorului cu faza "a" este  $\theta_a$  din tabelul 3.1.

Tabelul 3.1.

Vct.	Cod b.	$U_{ab}$	$U_{bc}$	$U_{ca}$	$U_a$	$U_b$	$U_c$	$\theta_V$	$\theta_{\Delta}$
0	000	0	0	0	0	0	0	-	-
1	100	1	0	-1	2/3	-1/3	-1/3	0	$-\pi/6$
2	110	0	1	-1	1/3	1/3	-2/3	$\pi/3$	$\pi/6$
3	010	-1	1	0	-1/3	2/3	-1/3	$2\pi/3$	$\pi/2$
4	011	-1	0	1	-2/3	1/3	1/3	$\pi$	$5\pi/6$
5	001	0	-1	1	-1/3	-1/3	2/3	$4\pi/3$	$7\pi/6$
6	101	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3	$5\pi/3$	$3\pi/2$
7	111	0	0	0	0	0	0	-	-

Dacă se neglijează căderea de tensiune pe rezistența statorică atunci funcția de sub semnul integrală devine constantă pe porțiuni și deci integrala se transformă într-o sumă:

$$\begin{aligned} \Psi_s(t) &= \bar{U}_s(k) \cdot (t - t_k) + \Psi_s(t_k) \\ \Psi_s(t_k) &= \sum_{i=0}^{k-1} \bar{U}_s(i) \cdot (t_{i+1} - t_i) + \Psi_s(t_0) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Cel mai simplu tip de comandă este cu undă nemodulată, în 6 pulsuri, când se aplică succesiv cei 6 vectori de tensiune pe durata  $T/6$ , unde  $T$  este perioada fundamentalei. Vectorul flux magnetic statoric va descrie în acest caz un hexagon regulat (fig. 3.1.a). Modulul vectorului flux magnetic statoric, variază între valoarea minimă  $\Psi_{min}$  și valoarea maximă  $\Psi_{max}$ , periodic cu o frecvență de 6 ori mai mare decât frecvența fundamentalei (fig. 3.1.b). Rezultă valoarea maximă, respectiv minimă a fluxului:

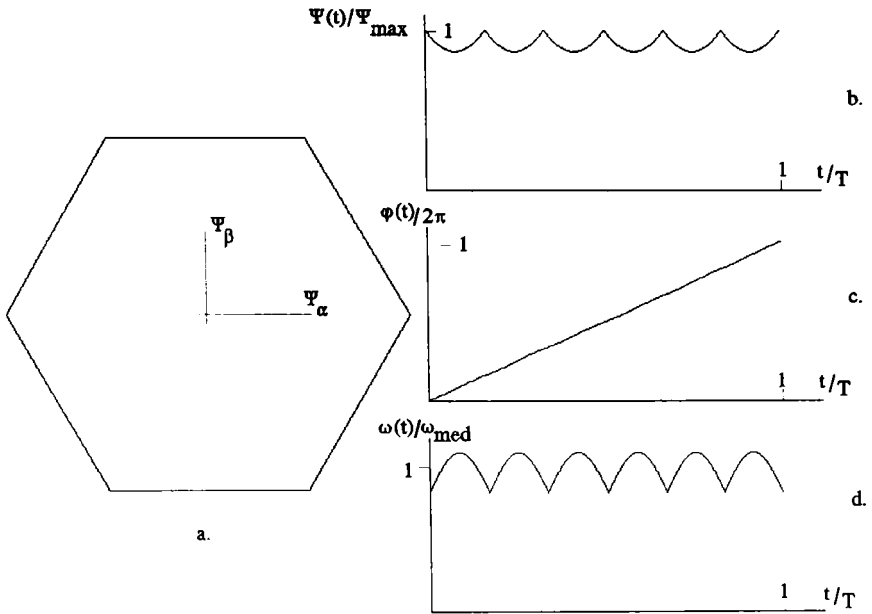


Fig. 3.1 Undă nemodulată: a. hodograful fluxului; b. amplitudinea vectorului flux; c. unghiul dintre vectorul flux și faza "a"; d. viteza instantanee a vectorului flux.

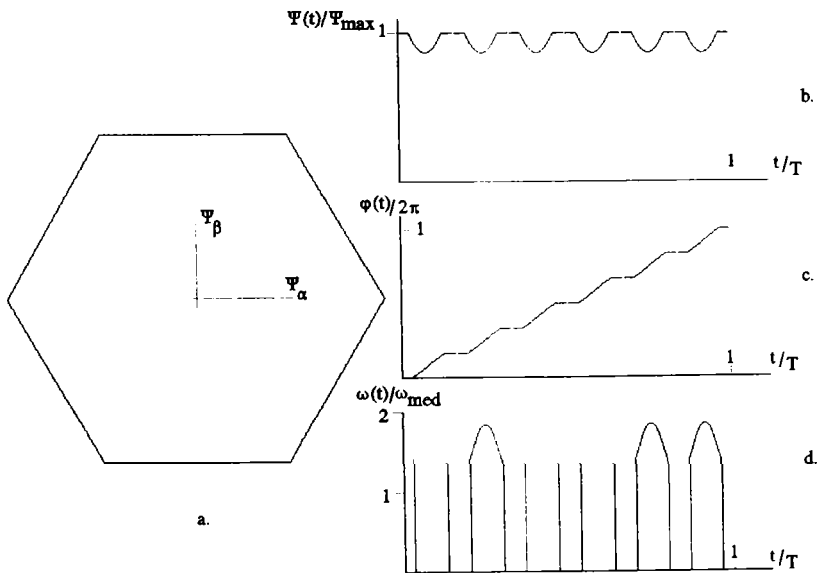


Fig. 3.2 Efectul introducerii vectorilor zero: a,b,c,d au semnificația din fig. 3.1.

$$\Psi_{\min} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{cc} \cdot \frac{T}{6} \quad (3.6)$$

$$\Psi_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{cc} \cdot \frac{T}{6}$$

$$\Psi_s(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{cc} \cdot \frac{T}{6} \cdot \sqrt{1 - 6 \cdot \frac{t}{T} + (6 \cdot \frac{t}{T})^2} \quad (3.7)$$

Vârful vectorului flux statoric se deplasează cu viteză constantă pe conturul hexagonului, rezultând viteza unghiulară variabilă și periodică, cu perioada de 6 ori mai mică decât perioada fundamentalei (fig. 3.1.d). Pentru limitarea fluxului la valoarea nominală, la turații mai mici decât turația de bază, între doi vectori activi de tensiune se introduce un vector de tensiune zero. Pe durata aplicării vectorilor 0, amplitudinea fluxului este constantă (fig. 3.2.b), iar viteza unghiulară este 0 (fig.3.2.d). La turații mici pulsațiile cuplului sunt de frecvență redusă și nu mai pot fi filtrate de momentul de inerție rezultând oscilații în turație. Modularea în 6 pulsuri se caracterizează prin armonici mari în curenți și pulsații mari în cuplu. Din această cauză, nu se utilizează decât la turații mari când se dorește obținerea tensiunii maxime. Mașina electrică are un caracter de filtru trece-jos atenuând armonicile de frecvență ridicată. La turații mici, frecvența armonicilor nu mai este suficient de ridicată și filtrarea realizată de mașină devine inefficientă. Eliminarea armonicilor de frecvență redusă se realizează prin modulare pulsurilor în durată (în lățime) [2]. Există un număr mare de tehnici PWM foarte diferite ca și concepție și realizare, toate având în comun tensiunea constantă pe intervalul dintre două comutații succesive. Pentru toate aceste metode vectorul flux statoric este dat în general de ecuația (3.1), iar în cazul  $R=0$  de ecuațiile (3.2). Fluxul statoric va descrie o curbă poligonală deschisă în cazul modulării asincrone, sau un poligon în cazul modulării sincrone. Deoarece între hodograful fluxului statoric și conținutul de armonici în curent și pulsațiile în cuplu există o strânsă corelație s-au conceput metode de modulare în lățime de puls care au ca obiectiv apropierea hodografului

fluxului de un cerc, [3,4,5,6,7] și uniformizarea vitezei fluxului. Unghiurile de comutare a vectorilor activi se pot calcula astfel încât să se elimine primele armonici din amplitudinea fluxului [4]. Calculul timpilor de conducție se face în timp real utilizând unghiurile din tabel și respectând condiția de uniformizare a vitezei prin introducerea vectorilor zero. O metodă des utilizată este modularea vectorului spațial de tensiune [2, 5]. Intervalul de timp între două eșantioane poate fi modificat astfel încât să se reducă armonicile în curent sau pulsațiile în cuplu [6]. Metodele prezentate, deși simple, presupun efectuarea unor înmulțiri în timp real. În continuare, se propune o nouă metodă [8] care nu are nevoie de nici o înmulțire în timp real pentru efectuarea modulării în lățime de puls. Metoda propusă presupune duratele de aplicare a vectorilor activi și a vectorilor zero independente de poziție. În aceste condiții, duratele respective pot fi calculate la inițializare pentru fiecare turație și tabelate. Succesiunea vectorilor activi de tensiune este, de asemenea, tabelată. Metoda propusă este o metodă sincronă, la turație constantă ciclul comutațiilor este reluat identic pentru fiecare rotație a vectorului flux. Numărul vectorilor de tensiune activi, utilizați pentru o rotație completă a fluxului magnetic, se alege astfel încât frecvența de comutație să rămână între două limite impuse. Volumul de calcul în timp real este scăzut. Metoda poate fi implementată pe procesoare ieftine de 8 biți sau chiar analogic utilizând o memorie EPROM și o logică de adresare cu numărătoare și bistabile. O problemă importantă este generarea tabelelor cu succesiunea vectorilor activi, sau cu alte cuvinte, generarea poligoanelor descrise de vectorul flux statoric.

### 3.2 Generarea poligoanelor

Pentru reducerea distorsiunilor curentului statoric și a pulsațiilor în cuplu se vor comuta vectorii activi de tensiune astfel încât hodograful fluxului statoric să se apropie cât mai mult de un cerc, iar viteza unghiulară să fie cât mai uniformă. În acest scop, se vor considera cei 6 vectori activi de tensiune, (fig. 1.1.b) de lungime unitară. Vârful fiecărui vector poate fi considerat o nouă



origine pentru alți 6 vectori. Procedeeul poate fi repetat rezultând în final o rețea de noduri (fig. 3.3). Din fiecare nod al rețelei se poate ajunge în unul din cele 6 noduri vecine utilizând vectorul adecvat. Tensiunile și curenții pe cele 3 faze sunt simetrice dacă numărul vectorilor activi de tensiune, pentru o rotație completă este multiplu de 6. Numărul de vectori activi pe o rotație completă este dat de relația:

$$N_v = 6 \cdot N_{vs} \quad (3.8)$$

unde:  $N_v$  -numarul total de vectori activi;

$N_{vs}$  -numărul de vectori activi pe un sector de  $60^\circ$ .

Pentru  $N_{vs}=1$  se obține unda nemodulată, în 6 pulsuri. Hodograful fluxului este un hexagon regulat, iar amplitudinea fluxului inițial este egală cu variația fluxului pe durata aplicării unui vector activ de tensiune (fig. 3.2.a). Pentru construirea prin metode numerice a unui poligon cu mai multe laturi care să aproximeze cât mai

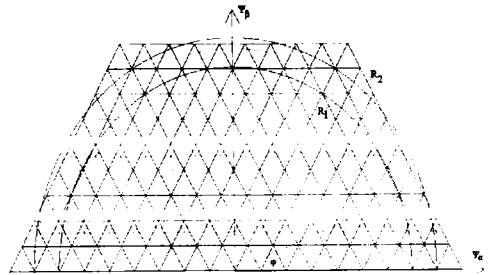


Fig. 3.3 Rețea generare poligoane.

bine cercul trebuie cunoscut nodul inițial și o serie de reguli concrete pentru alegerea nodurilor următoare. În continuare se propune o metodă iterativă de generare a poligoanelor [A. 2.1]. Pentru generarea unui poligon format din 6  $N_{vs}$  vectori activi se alege nodul inițial de coordonate  $x=N_{vs0}$ ,  $y=0$  (fig. 3.3). La prima iterație, se consideră  $N_{vs0}=N_{vs}$ . Pentru fiecare nod situat între cercurile de rază  $R_1=N_{vs0}$  și  $R_2=N_{vs0}+1$  se va trasa câte un cerc cu centru în origine. Se obțin cercuri distincte doar pentru nodurile situate în primul sector de  $30^\circ$ . Pornind din nodul inițial și considerând un cerc de rază  $r_k$ , se caută între cele 6 noduri vecine nodul care satisface următoarele condiții: este situat în interiorul cercului, distanța până la conturul acestuia este minimă și produce rotirea vectorului flux magnetic în sens trigonometric. Nodul care a satisfăcut aceste condiții devine noul nod curent și algoritmul se reia identic până

când este regăsit chiar nodul inițial, închizându-se astfel poligonul după o rotație completă. Viteza de căutare poate fi crescută dacă algoritmul este întrerupt după găsirea primului nod pentru care unghiul  $\phi > 30^\circ$  (fig. 3.3), celelalte noduri fiind determinate prin simetrie.

În acest moment numărul total de vectori utilizați pentru închiderea poligonului  $N_{vs}$  și numărul de vectori pe un sector de  $60^\circ$  fiind cunoscut se calculează durata vectorilor activi astfel încât să nu se depășească fluxul nominal:

$$t_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\Psi_{sn}}{r_k \cdot U_{cc}} \quad (3.9)$$

Între doi vectori activi de tensiune se introduce un vector zero cu durata calculată astfel încât să rezulte turația cerută. Pentru  $N_{vso} = N_{vs}$  se generează mai multe poligoane cu numărul de vectori activi mai mare sau egal cu numărul de vectori dorit ( $6N_{vs}$ ). După decrementarea lui  $N_{vso}$  se reia algoritmul generându-se un nou set de poligoane între care există și poligoane cu numărul dorit de laturi. Algoritmul este reluat până când pentru ultima valoare a lui  $N_{vso}$ , toate poligoanele generate sunt formate dintr-un număr de vectori activi mai mic decât numărul dorit. În această etapă au fost generate toate poligoanele cu numărul de laturi propus. Un pas important este alegerea poligonului pentru care distorsiunile în curent și pulsațiile în cuplu sunt minime. Calculul acestor mărimi presupune o simulare a mașini electrice pentru fiecare poligon generat și apoi alegerea poligonului. S-a evitat simularea mașinii în această etapă utilizând pentru selectarea poligonului următoarele criterii: raportul dintre aria poligonului și aria cercului circumscris poligonului, spectrul tensiunii de linie, spectrul vitezei fluxului, pseudo factorul de distorsiuni al curentului și pseudo factorul de distorsiuni a vitezei fluxului statoric.

Raportul dintre aria poligonului și aria cercului circumscris arată cât de mult se apropie poligonul de cercul circumscris și este 0,827 pentru modularea în 6 pulsuri și tinde spre 1 când numărul de vectori activi crește. Calculul ariei cu relația (3.10), nu implică un efort suplimentar, deoarece elementele de arie  $dA$ , au fost

calculate pentru a verifica dacă vectorul tensiune rotește fluxul în sens trigonometric.

$$A_p = \sum_{i=1}^{N_v} \Delta A_i \quad (3.10)$$

$$\Delta \vec{A}_i = \vec{\Psi}_i \times \vec{V}_i = (\Psi_{xi} \cdot V_{yi} - \Psi_{yi} \cdot V_{xi}) \cdot \vec{k} \quad (3.11)$$

Spectrul armonicilor de tensiune este calculat din tensiunea de linie cu ajutorul relației:

$$h_v = \frac{4}{\pi} \sum_{i=0}^{i < \frac{N_v}{4}} U(v_i) \cdot \left[ \sin \frac{\pi v \cdot (1 + k_u + 2 \cdot i)}{N_v} - \sin \frac{\pi v \cdot (1 - k_u + 2 \cdot i)}{N_v} \right]$$

unde:  $h_v$  - este amplitudinea armonicii de ordinul  $v$ ;

$U(v_i)$  - este tensiunea de linie produsă de vectorul  $V_i$  și este dată în tabelul 3.1 pentru toți vectorii produși de invertor;

$k_u$  - este echivalentul factorului de umplere din curent continuu și reprezintă raportul dintre durata vectorilor activi și durata totală a vectorilor activi și zero. Timpul de calcul s-a redus, prin efectuarea integralei doar pe un sfert de perioadă (tensiunea de linie fiind o funcție simetrică). Deoarece tensiunea de linie este constantă pe porțiuni, integrala se transformă într-o sumă.

Tensiunea de linie efectivă se calculează cu relația de definiție:

$$U_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} = \sqrt{\frac{k_u}{N_v} \sum_{i=1}^{i=N_v} U^2(v_i)} \quad (3.13)$$

Factorul de distorsiuni pentru tensiune este dat de relația:

$$\sigma = \sqrt{\frac{U^2}{U_1^2} - 1} = \sqrt{\frac{2 \cdot U^2}{h_1^2} - 1} \quad (3.14)$$

Amplitudine tensiunii fundamentale depinde aproape liniar de  $k_u$  în timp ce tensiunea efectivă depinde de rădăcina pătrată a lui  $k_u$ . Rezultă o dependență puternică a factorului de distorsiuni de gradul de modulație și o slabă dependență de modul de realizare a modulării. Pentru a compara calitatea diferitelor poligoane generate ar fi util factorul de distorsiuni în curent, dar calculul acestuia presupune cunoașterea parametrilor mașinii și deci se poate calcula numai pentru-un sistem caz particular. Echivalând mașina electrică printr-o inductanță se poate calcula un pseudo-factor de distorsiuni în curent fără a cunoaște parametrii mașinii.

$$\sigma_i = \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} \frac{h_v^2}{v^2 h_1^2}} \quad (3.15)$$

Deși între armonicile în curent și pulsațiile în cuplu există o strânsă legătură, pulsațiile în cuplu nu sunt direct proporționale cu armonicile curentului [2,6]. Pentru a compara pulsațiile în cuplu, fără a simula mașina electrică, se va calcula spectrul vitezei unghiulare a fluxului statoric. Viteza unghiulară a fluxului statoric este o funcție periodică cu perioada  $T/6$  și în plus este o funcție pară deci dezvoltarea în serie Fourier va conține numai componentele în cosinus. Timpul de calcul se reduce dacă se efectuează integrala doar pe o jumătate de perioadă.

$$\omega_{\psi v} = 2 \int_0^{\frac{T}{12}} \omega_{\psi}(t) \cos(12\pi v \frac{t}{T}) dt \quad (3.16)$$

Pentru a transforma integrala într-o sumă se consideră viteza unghiulară constantă pe porțiuni. Pe durata vectorilor zero, viteza unghiulară este 0, iar pe durata vectorilor activi viteza unghiulară se va considera constantă pe porțiuni, ceea ce este echivalent cu o variație liniară a unghiului  $\varphi$ .

$$\omega_{\psi}(t_{i+}) = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} \approx \frac{\psi_x' V_y - \psi_y' V_x}{\psi_x'^2 + \psi_y'^2} \quad (3.17)$$

$\psi_x$ , respectiv  $\psi_y$ , reprezintă fluxul statoric după axa reală, respectiv după axa imaginară a planului complex. Pe durata vectorilor zero  $\psi_x$  și  $\psi_y$  sunt constante iar pe durata vectorilor activi se modifică conform expresiei:

$$\begin{aligned}\psi_x(t) &= \psi_x(t_i) + v_x(t-t_i) \\ \psi_y(t) &= \psi_y(t_i) + v_y(t-t_i)\end{aligned}\quad (3.18)$$

Componentele după axa reală,  $v_x$  respectiv după axa imaginară,  $v_y$ , pentru cei 6 vectori activi rezultă din fig. 1.1 și din tabelul 3.1. În final rezultă componentele spectrale din viteza fluxului:

$$\omega_{\psi v} = \frac{1}{v} \cdot \sum (\omega_{i+} - \omega_{i-}) \cdot \sin(12\pi v \frac{t_i}{T}) \quad (3.19)$$

Pulsațiile transmise în cuplu sunt filtrate de inductanța de scurtcircuit a mașinii. Compararea pulsațiilor produse la utilizarea diferitelor secvențe de comutație se poate realiza prin definirea unui pseudo factor de pulsație:

$$k_p = \frac{\sqrt{\sum_{v=1}^{v_{\max}} \left( \frac{\omega_{\psi v}}{v} \right)^2}}{\omega_{\psi 0}} \quad (3.20)$$

În final din mulțimea poligoanelor generate se alege poligonul pentru care pseudo-factorul de pulsație a vitezei este minim. Pentru un număr mare de vectori activi pe rotație numărul poligoanelor generate este mare, iar selectarea unui poligon performant devine o problemă dificilă. În general, poligoanele generate prin metoda descrisă se apropie foarte mult de un cerc, dar viteza unghiulară nu este uniformă având un conținut important în armonici de ordinul multiplu de 6. Pentru eliminarea acestor dezavantaje se propune

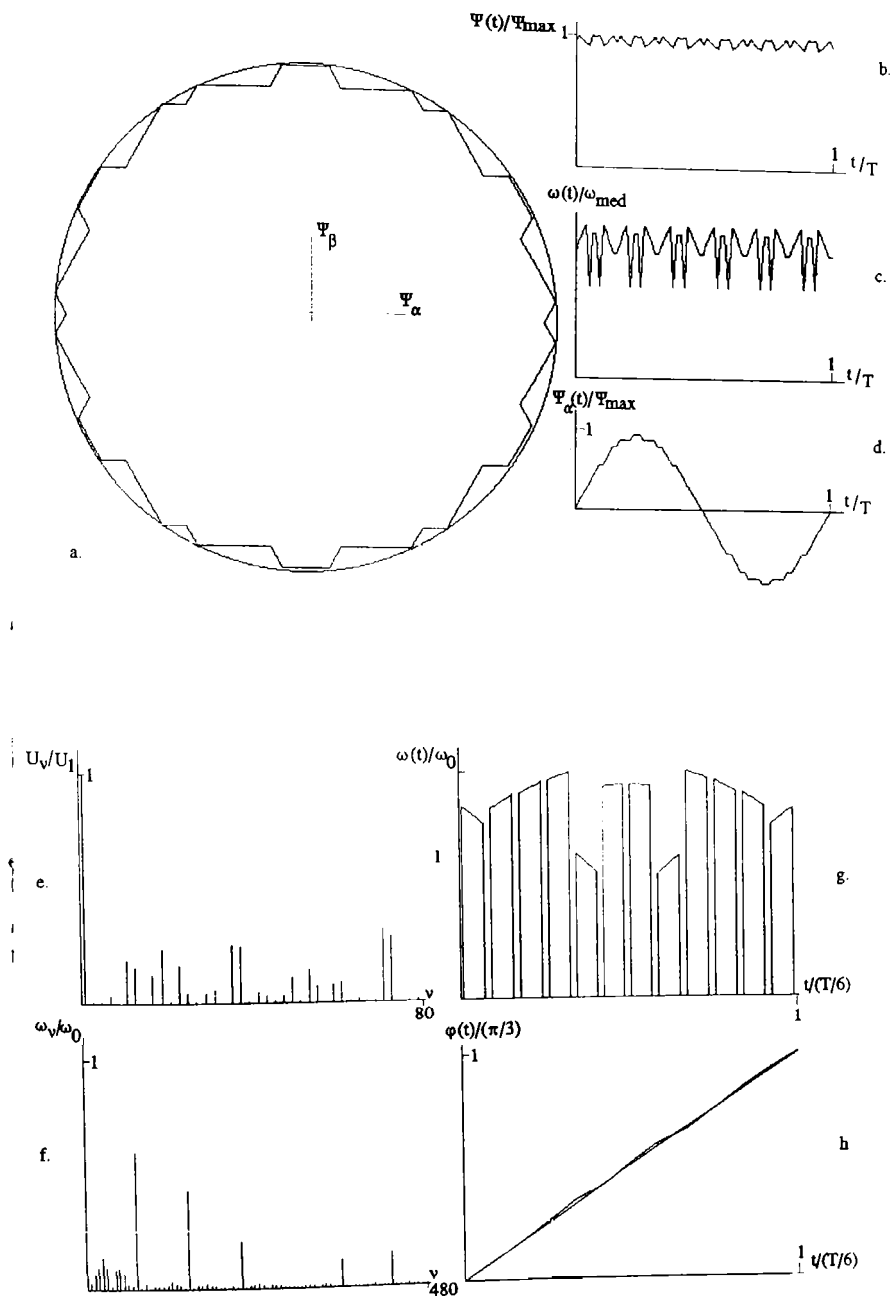


Fig. 3.4. Controlul poligonal al fluxului: a. hodograful; b. amplitudinea; c. viteza; d. proiecția după axa  $\alpha$ ; e. spectrul tensiunii; f. spectrul vitezei fluxului; g. viteza fluxului (detaliu); h. unghiul fluxului față de axa  $\alpha$ .

Dacă expresia este adevărată rezultă că viteza medie trebuie scăzută prin introducerea unui vector zero și se incrementează numărul de vectori pe un sector de 60°. Vectorii zero nu modifică hodograful fluxului, dar scad viteza unghiulară medie a fluxului și cresc numărul total de vectori utilizați pentru parcurgerea unui sector de 60°. Dacă algoritmul de conducere, în timp real, nu poate introduce un vector zero neînsoțit de un vector activ, atunci viteza este scăzută prin utilizarea unui nod suplimentar (fig. 3.5.c) din rețea astfel încât un vector activ este înlocuit de cei doi vectori activi adiacenți. Ordinea celor doi vectori se alege astfel încât distanța nodului suplimentar față de cercul mediu să fie minimă. Dacă se utilizează un număr mare de vectori activi, atunci această metodă este mai eficientă decât prima metodă descrisă. Realizarea celor două metode de calcul s-a concretizat prin două programe de calcul: "polig" pentru prima metodă și "poligv" pentru a doua metodă. Când unul din poligoanele generate urmează să fie utilizat, se va memora numărul de vectori activi pe un sextant și secvența acestora într-un fișier ASCII. Se observă că pentru un sector de 60° se utilizează numai vectorul folosit la modularea în 6 pulsuri și cei doi vectori adiacenți. În acest caz se tabelează secvența vectorilor pentru un sector generalizat, notând cu 1 vectorul corespunzător sectorului la modularea în 6 pulsuri, cu 0 vectorul corespunzător sectorului anterior și cu 2 vectorul corespunzător sectorului următor. Într-un fișier pot fi memorate secvențele vectorilor pentru mai multe poligoane urmînd ca programele ce utilizează acest fișier să recunoască fiecare secvență după antetul: "n="x, unde x este numărul de vectori pentru un sextant [A. 2.3, A. 2.4].

O mărime importantă pentru comanda PWM este frecvența de comutație a dispozitivelor semiconductoare de putere. În cazul controlului poligonal al fluxului pe un sextant se observă că frecvența de comutație a celor trei ramuri ale invertorului nu este aceeași, existînd o ramură care comută rapid. Pe un alt sextant o altă ramură va fi cea care comută rapid astfel încât pentru o rotație completă a fluxului fiecare ramură trece prin fazele de comutație rapidă și lentă. Se poate defini o frecvență de comutație medie:

$$f_{c\ med} = \frac{N_c}{T_1} \quad (3.22)$$

o metodă de generare a poligoanelor care să respecte ambele cerințe [A. 2.2]. În prima etapă se generează poligonul astfel încât conturul acestuia să fie situat între cercurile de rază  $N_{vso}-0,5$  și  $N_{vso}+0,5$ , iar vectorul activ necesar deplasării în noul nod să producă viteza maximă. Se determină astfel nodurile situate în primul sector de  $30^\circ$ . Coordonatele celorlalte noduri se pot determina prin simetrie, dar nu sunt necesare în această etapă. În a doua etapă se calculează unghiurile  $\varphi_i$ , descrise de vectorul flux și se compară cu unghiurile ideale  $\varphi_i^*$ . Viteza de deplasare a fluxului este maximă (fig. 3.5.a). Pentru uniformizare se scade viteza în zonele unde este mai mare decât viteza medie, prin introducerea unor vectori zero suplimentari având durata egală cu suma duratelor unui vector activ și a unui vector zero (fig. 3.5.b). Pentru fiecare nod se verifică relația:

$$\varphi_i < \frac{i-0,5}{N_{vs}} \cdot \frac{\pi}{3} \quad (3.21)$$

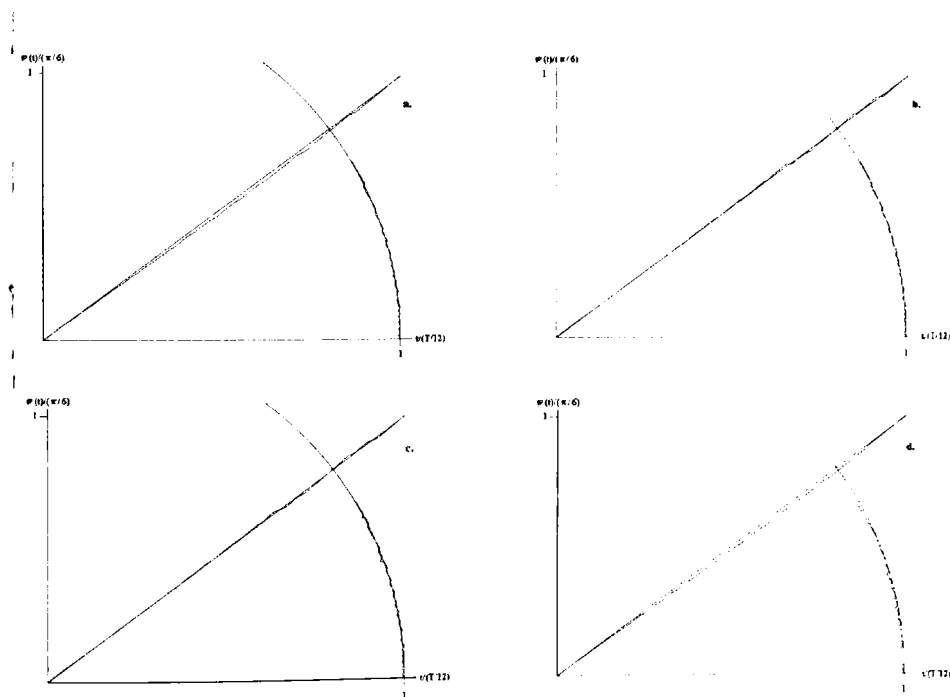


Fig. 3.5 Unghiul fluxului față de axa  $\alpha$ : a. poligon generat cu programul "poligv" înainte de optimizare; b., c. după optimizare; d. poligonul generat cu programul "polig".



unde  $N_c$  este numărul de comutații al unei ramuri pentru o rotație completă a fluxului, iar  $T_1$  este perioadă unei rotații complete. Frecvența de comutație maximă este frecvența de alternanță a vectorilor activi și zero. Dacă nu se aplică slăbire de câmp, frecvența de comutație pentru ramura cea mai rapidă este:

$$f_c = N_v \cdot f_1 \quad (3.23)$$

Peste turația de bază se elimină utilizarea vectorilor zero și frecvența de comutație scade. Din relația (3.23) se observă că pentru un număr fix de vectori de tensiune pe o rotație, frecvența de comutație depinde liniar de frecvența fundamentală. Pentru ca frecvența de comutație să nu scadă, sub o valoare minimă acceptabilă, este necesară creșterea numărului vectorilor de tensiune la turații mici. Programul de conducere dispune, de un set de poligoane dat prin numărul de vectori activi și secvența acestora pe un sector de  $60^\circ$ . În funcție de frecvența fundamentalei, pe baza frecvenței de comutație maxime  $f_{cmax}$  și a setului de poligoane disponibil, se alege numărul de vectori activi pentru o rotație completă, astfel încât frecvența de comutație obținută să fie cea mai mare valoare care satisface relația:

$$f_c \leq f_{cmax} \quad (3.24)$$

În tabelul 3.2 este dat numărul de vectori activi pentru o rotație completă în funcție de frecvența fundamentală la  $f_{cmax}=5000$  Hz. Deoarece dispozitivele de putere nu comută simultan cu frecvența maximă rezultă o scădere a frecvenței medii de comutație și deci o scădere a pierderilor în comutație din inverter.

Evitarea regimurilor tranzitorii nedorite la trecerea de la un poligon la altul se realizează prin schimbarea poligoanelor în punctele de intersecție a acestora. Schimbarea poligoanelor exact în punctele de intersecție implică modificarea duratelor

Tabelul 3.2.

Nr. poligon	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Nr. de vectori activi	4608	2304	1152	576	288	144	72	48	36
Frecvența minimă	0.1	1.1	2.2	4.4	8.4	17.4	34.8	69.5	104.3
Frecvența maximă	1	2.1	4.3	8.3	17.3	34.7	69.4	104.2	120

vectorilor ce se intersectează. Pentru un sistem cu posibilități de calcul reduse calcularea și realizarea unor durate diferite față de a celorlalți vectori este dificil de realizat. Dacă schimbarea poligoanelor se realizează în apropierea acestor puncte, procesul tranzitoriu produs de o singură schimbare este practic imperceptibil.

La turații mici tensiunea indusă este mică și căderea de tensiune pe rezistența statorică nu mai poate fi neglijată. Calculul exact a tensiunii statorice la flux statoric constant necesită cunoașterea curentului statoric. În acționările cu U/f constant tensiunea depinde numai de frecvență [9,10]. Considerând curentul în fază cu tensiunea rezultă relația:

$$\frac{U_1}{U_{1n}} = (1-b) \frac{f_1}{f_{1n}} + b \quad (3.25)$$

Tensiunea relativă la turație 0, notată cu  $b$ , se alege astfel încât la turația cea mai mică să fie posibilă producerea cuplului nominal. La funcționarea în gol sau cu sarcină redusă pentru anumite frecvențe are loc o saturație pronunțată a miezului magnetic (fig. 3.6.1). Unele firme constructoare de invertoare utilizează o funcție tensiune - frecvență, continuă și liniară numai pe porțiuni [11], (fig. 3.6.2). În acest caz se fixează tensiunea relativă pentru mai multe frecvențe. Dacă se consideră

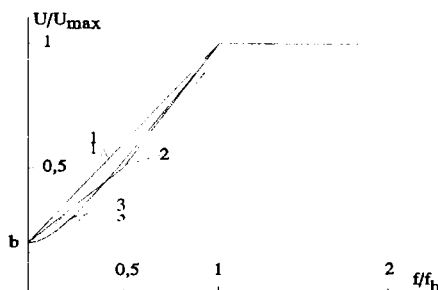


Fig. 3.6. Funcția tensiune-frecvență: 1. liniară; 2. liniară pe porțiuni; 3. după relația 3.26.

curentul defazat față de tensiune cu  $90^\circ$  rezultă, funcția tensiune - frecvența neliniară:

$$\frac{U_1}{U_{1n}} = \sqrt{\left(\frac{f_1}{f_{1n}}\right)^2 + b^2} \quad (3.26)$$

La turația de bază tensiunea atinge valoarea maximă. Funcționarea la turații mai mari decât turația de bază se face la tensiune constantă cu slăbire de câmp.

### 3.3 Controlul poligonal al fluxului calculat "off-line"

În numeroase domenii de activitate modificarea turației acționărilor electrice poate duce la reducerea consumului de energie, creșterea productivității și chiar îmbunătățirea calității unor

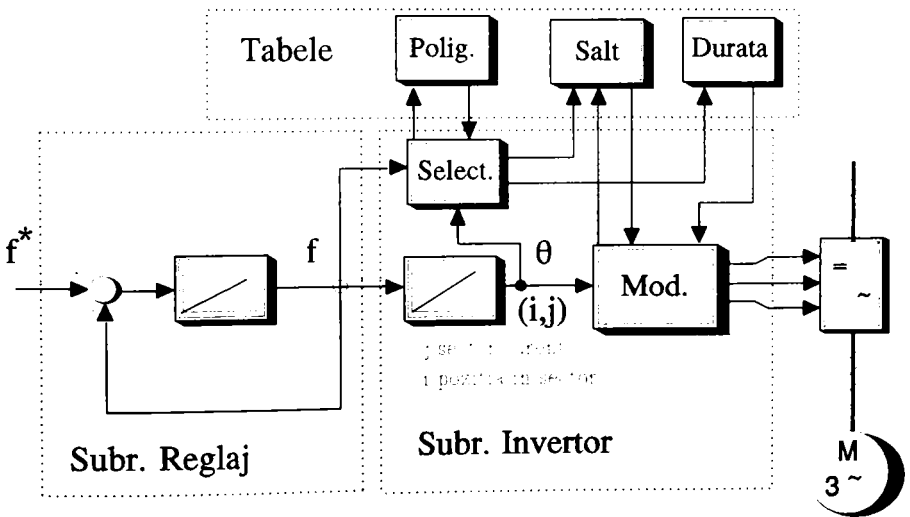


Fig. 3.7 Controlul poligonal al fluxului

produse. In multe din aceste domenii nu se cer performanțe tehnice deosebite pentru sistemul de acționare dar acestea trebuie să fie ieftine. Implementarea digitală a controlului poligonal al fluxului statoric se poate realiza cu echipamente modeste. Conducerea unui proces în timp real necesită intervenția promptă a sistemului de comandă și orice ezitare a răspunsului acestuia duce la scăderea performanțelor sistemului și reduce fiabilitatea sistemului. In cazul controlului poligonal al fluxului se comandă direct stările dispozitivelor de putere ale inverterului și orice întârziere în comutarea acestora produc modificări nedorite ale fluxurilor și curenților prin mașină. Pentru a se realiza aceste cerințe algoritmul de conducere a fost structurat pe mai multe nivele de prioritate (fig. 3.7). Astfel s-au calculat "off-line" și apoi s-au tabelat duratele vectorilor de tensiune și frecvențele la care sunt schimbate poligoanele. Aceste tabele vor fi folosite apoi pentru servirea rapidă a întreruperilor.

Pentru comanda în timp real a inverterului, algoritmul a fost implementat pe un calculator PC compatibil IBM pentru studiu și încercări de laborator și apoi rescris pentru un sistem pe 8 biți echipat cu microcontrollerul SAB80(C)535 pentru aplicații industriale.

### 3.3.1. Comanda inverterului cu calculatorul, programul "cpf"

Pentru comanda inverterului de tensiune cu ajutorul programului "cpf" se poate utiliza orice calculator compatibil IBM-PC sub sistemul de operare DOS și prevăzut cu o placă de achiziții ADA 1100 [12]. Programul "cpf" a fost scris în totalitate în limbaj C. Prin intermediul primului port paralel de pe placa ADA 1100 programul "cpf" comandă direct starea de conducție a dispozitivelor de putere ale inverterului de tensiune. Blocul de intrare al inverterului are rolul de separare galvanică, adaptarea nivelului semnalelor de comandă și asigură protecția hard la scurtcircuit, suprasarcină, supratensiune și absența comenzii. Comanda în timp real utilizând sisteme cu putere de calcul redusă, este posibilă dacă se transferă o parte însemnată a calculelor necesare în timp real, spre rutinele de inițializare, asupra cărora nu există restricții de timp. Pentru

a asigura flexibilitatea necesară unor încercări de laborator, cât și pentru acoperirea unui număr mare de cazuri ce apar în exploatare, s-a prevăzut posibilitatea de a modifica următorii parametrii:

- valoarea minimă și maximă a frecvenței fundamentale;
- valoarea frecvenței fundamentale prescrise (implicit turajia);
- sensul inițial de rotație;
- rampa de accelerare până la frecvența de bază;
- rampa de accelerare peste frecvența de bază;
- rampa de frânare sub frecvența de bază;
- rampa de frânare peste frecvență de bază;
- frecvența maximă de comutație;
- tensiunea nominală a mașinii;
- frecvența nominală a mașinii;
- tensiunea din circuitul intermediar;
- tensiunea la frecvență zero raportată la tensiunea nominală, exprimată în procente;
- perioada de eșantionare pentru calculul frecvențelor exprimată în milisecunde.

Introducerea unui volum mare de date la fiecare lansare a programului este neplăcută pentru utilizator. Acest dezavantaj este eliminat prin salvarea parametrilor într-un fișier. Se pot realiza mai multe fișiere cu parametri. O facilitate importantă a programului este posibilitatea de a modifica numărul de poligoane utilizate, numărul de vectori activi pe un poligon și secvența acestora. Aceste date sunt organizate într-un fișier având structura prezentată în tabelul 3.3. Generarea unui astfel de fișier se realizează cu ajutorul programului "conv" ,[A. 2.3], pornind de la unul s-au mai multe fișiere de tip "laturi" concatenate. Programul "conv" determină numărul de poligoane descrise în fișierul de intrare prin numărarea secvențelor "n=", ordonează seturile de vectori în ordinea descrescătoare a numărului de vectori pe un sextant și adaugă două tabele ce descriu trecerile de la un poligon la altul în cazul creșterii vitezei, respectiv reducerii vitezei. O parte a informației citite din fișier (tabelul 3.3) este interpretată chiar în momentul citirii și folosită pentru alocarea dinamică a memoriei și interpretarea datelor ce urmează. Astfel al 17-lea număr citit reprezintă numărul total de poligoane  $N_p$ . Următoarele  $N_p$  numere

reprezintă numărul de vectori activi pe un sextant pentru poligoanele utilizate și sunt memorate într-un tablou de lungime  $N_p$ . Suma acestor  $N_p$  numere reprezintă numărul total de vectori activi pe un sextant utilizați de toate poligoanele și este folosit pentru alocarea memoriei pentru tablourile ce conțin secvențele vectorilor și tabelele de trecere de la un poligon la altul. Introducerea unor nume de fișiere la fiecare lansare a programului este anevoioasă pentru utilizator. Numele fișierelor ce conțin setul de parametri respectiv numărul și secvența vectorilor activi sunt memorate în fișierul de configurare "cpf.cfg". La fiecare lansare în execuție, sunt citite automat fișierele a căror nume este înscris în "cpf.cfg" și apoi,

Tabelul 3.3

Conținut fișier	Obsevații
5 4 6 2 3 1 5 4 3 3 2 6 4 5 1 3 7 96 48 24 12 8 2 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 2 1 1 1 1 1 1 1 2 1 1 1 1 2 1 1 1 2 1 1 1 2 1 1 2 1 1 2 1 2 1 2 1 2 1 0 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 1 1 2 1 1 1 1 1 1 1 2 1 1 2 1 1 1 2 1 2 1 2 1 2 0 1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 2 1 1 1 1 1 1 1 1 2 1 1 2 1 1 1 2 1 2 1 1 1 2 1 2 1 0 1 1 0 1 1 1 1 2 1 1 2 1 0 1 1 1 1 2 1 1 1 1 1 97 3 98 5 99 7 100 9 101 11 102 13 103 15 104 17 105 19 106 21 107 23 108 25 109 27 110 29 111 31 112 33 113 35 114 37 115 39 116 41 117 43 118 45 119 47 120 49 121 51 122 53 123 55 124 57 125 59 126 61 127 63 128 65 129 67 130 69 131 71 132 73 133 75 134 77 135 79 136 81 137 83 138 85 139 87 140 89 141 91 142 93 143 95 96 97 145 99 146 101 147 103 148 105 149 107 150 109 151 111 152 113 153 115 154 117 155 119 156 121 157 123 158 125 159 127 160 129 161 131 162 133 163 135 164 137 165 139 166 141 167 143 144 145 169 147 170 149 171 151 172 153 173 155 174 157 175 159 176 161 177 163 178 165 179 167 168 169 170 182 172 173 184 175 176 186 178 179 180 181 182 183 189 185 186 187 188 189 190 190 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32 34 36 38 40 42 44 46 48 50 52 54 56 58 60 62 64 66 68 70 72 74 76 78 80 82 84 86 88 90 92 94 0 98 100 102 104 106 108 110 112 114 116 118 120 122 124 126 128 130 132 134 136 138 140 142 96 146 148 150 152 154 156 158 160 162 164 166 144 181 171 183 174 185 177 187 168 184 180 188	<p>Coduri vectori: - sens trig. - sens orar.</p> <p>Nr. poligoane Nr. vectori activi pe 60° pt. polig. Secvența vectorilor activi pt. un sector generalizat: 1 - vectorul corespunzător sectorului curent. 0 - vectorul corespunzător sectorului anterior celui curent. 2 - vectorul corespunzător următorului sector</p> <p>Taboul de trecere pe poligonul următor (cu număr mai mic de laturi).</p> <p>Taboul de trecere pe poligonul anterior (cu număr mai mare de laturi)</p>

este afișat un meniu cu următoarele opțiuni:

- "Fisiere" - această opțiune permite modificarea conținutului fișierului de configurare, acesta conținând numele fișierelor de unde se citesc scvențele de comutație, parametrii acționării, regimuri de funcționare automată;

- "Variabile" - permite schimbarea parametrilor acționării prin citirea lor dintr-un fișier sau direct de la tastatură și salvarea noilor parametri într-un fișier; parametri care se pot modifica sunt cei enumerați la începutul acestui paragraf;

- "Pornire" - se pornește acționarea; pe durata funcționării acționării se poate modifica de la tastatură prescrierea de turație, sensul de rotație și se poate transmite comanda stop sau stop de avarie;

- "Demo" -pornirea acționării și controlul turației pe baza unor prescrieri memorate;

- "Exit" -părăsirea programului.

Dacă se optează pentru controlul programat al acționării se va încărcă automat fișierul cu prescrieri a cărui nume este înscris în "cpf.cfg". In acest caz sunt pescrise: turația, sensul de rotație și pantele de accelerare și frânare. In fișierul de prescriere este specificată mărimea prescrisă, noua valoare pe care o primește și durata până la următoarea modificare. Controlul timpului se realizează prin interceptarea întreruperii de timp real a calculatorului.

! Mulțimea frecvențelor prescrise este numărabila având  $N_f$  elemente:  
!

$$N_f = \frac{f_{pmax} - f_{pmin}}{\Delta f_p} \quad (3.27)$$

unde:  $f_{max}$ ,  $f_{min}$  -prescrierea maximă, respectiv minimă de frevență;

$\Delta f_p$  -rezoluția prescrierii de frecvență.

Pentru fiecare frecvență prescrisă se calculează suma duratelor vectorului activ și a vectorului zero cu relația:

$$t = \frac{1}{f \cdot N_v} = \frac{1}{6 \cdot f \cdot N_{vs}} \quad (3.28)$$

Pentru o mașină ideală cu  $R_e=0$ , durata vectorului activ nu depinde

explicit de frecvența și este dată de relația (3.9). Pentru a menține fluxul statoric aproximativ constant tensiunea statorică se modifică conform expresiei (3.25) sau (3.26). Rezultă variația tensiunii față de cazul ideal:

$$\frac{U}{U_{R_s=0}} = 1 - b + \frac{f_n}{f} \cdot b \quad (3.29)$$

pentru funcția tensiune frecvență din (3.25), respectiv

$$\frac{U}{U_{R_s=0}} = \frac{f_n}{f} \sqrt{\left(\frac{f}{f_n}\right)^2 + b^2} \quad (3.30)$$

pentru funcția tensiune frecvență din (3.26). Considerînd o dependență liniară a tensiunii funcție de durata vectorilor activi, din (3.29) respectiv (3.30) rezultă expresia duratei vectorului activ:

$$t_c = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2} \frac{U_n}{U_{cc}}} k_p \left[ (1-b) \frac{f}{f_n} + b \right] t \quad (3.31)$$

respectiv,

$$t_c = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2} \frac{U_n}{U_{cc}}} K_p \sqrt{\left(\frac{f}{f_n}\right)^2 + b^2} t \quad (3.32)$$

$K_p$  este un factor ce depinde de secvența vectorilor activi și este dat pentru fiecare poligon de expresia:

$$k_p = \frac{N_{vs}}{R_p} \quad (3.33)$$

unde:  $R_p$  este raza cercului circumscris poligonului (fig. 3.4);

$N_{vs}$  numărul de vectori activi pe un sextant; s-a considerat modulul vectorilor activi egal cu o unitate.

Controlul efectiv al timpului este realizat cu numărătorul programabil 8253 de pe placa ADA 1100. Cele trei canale ale numărătorului s-au legat în cascadă pentru a păstra compatibilitatea



programului, cu programul "Pegasus" [13]. Frecvența de intrare pentru canalul 0 al numărătorului este de 5 MHz și este produsă cu ajutorul unui circuit pilotat cu cristal de cuarț. Primele două canale au fost programate ca divizore cu 2 rezultând pentru cel de-al treilea canal un semnal de intrare cu perioada  $t_{ceas}=0,8 \mu s$ . Cel de-al teilea canal este programat în mod 3, "Timer counter" cu startare la programare și întrerupere la contor 0. Cererea de întrerupere este fixată pe nivelul IRQ 5. Intervalul de timp scurs între momentul programării și cererea de întrerupere este direct proporțional cu valoarea înscrisă în registru numărătorului, constanta de proporționalitate fiind inversa cuantei de timp  $t_{ceas}$ . Duratele vectorului activ, respectiv durata sumei unui vector activ și a unui vector zero, se împart la cuanta de timp  $t_{ceas}$ , iar rezultatele sunt memorate în tablourile  $t_{c\_tab}$  respectiv  $t\_tab$ .

$$t_{c\_tab}[i] = \frac{t_c}{t_{ceas}} \quad (3.34)$$

$$t_{tab}[i] = \frac{t}{t_{ceas}}$$

Indexul  $i$  este funcție de frecvență și este dat de expresia:

$$i = \frac{f - f_{pmin}}{\Delta f} \quad (3.35)$$

După inițializarea tuturor tabelelor, rutina invertor este asociată vectorului de întrerupere "0D" corespunzător nivelului IRQ5 [14,15,16]. Conținutul registrului de control a priorității întreruperilor s-a rotit astfel încât cererea de întrerupere de pe nivelul IRQ5 să devină cea mai prioritară [17]. Se programează canalul 2 al numărătorului și se validează întreruperea IRQ5. Canalele 0 și 1 ale numărătorului, și portul paralel au fost programate imediat după lansare programului, deoarece programarea lor nu depinde de modificarea parametrilor. Pe durata controlului în timp real al acționării se suprapun trei tascuri: programul principal, subrutina "reglaj" și subrutina "invertor" [A. 3]. Programul principal constă într-o buclă în care se verifică starea tastaturii, se actualizează frecvența și sensul prescris conform stării

tastaturii și se reafișează pe ecran mărimile ce s-au modificat. Apăsarea tastelor: "s" sau "S" produc o prescriere de frecvență minimă, iar când această frecvență este atinsă se parăsește bucla și se apelează rutina de stop acționare. Subrutina de reglaj calculează noua valoare a frecvenței pe baza frecvenței prescrise, a rampelor de viteză și a frecvenței curente. Se compară valorile din  $t_{tab}$  și  $tc_{tab}$  corespunzătoare frecvenței calculate și dacă durată vectorului activ este mai mare decât suma duratelor vectorilor activi și zero, atunci se elimină utilizarea vectorului zero iar durata vectorului activ se modifică devenind egală cu durata totală calculată. Acest fenomen are loc la viteze mai mari decât viteza de bază și deoarece s-a redus durata vectorilor activi rezultă scăderea câmpului în mașină. Durata unui vector este limitată inferior de durata de comutație ai inverterului. La invertoarele cu tranzistoare IGBT durata de comutație este sub o microsecundă dar practic trebuie asigurată comutația în cea mai defavorabilă situație plus un factor de siguranță, rezultând durata minimă a unui vector de câteva microsecunde. Pe durata de aplicare a vectorului zero calculatorul trebuie să execute cel puțin ramura corespunzătoare vectorilor zero din subrutina "inverter". Pentru un calculator '286 la frecvența de 12 MHz rezultă durata minimă a vectorului zero 15 microsecunde. Vectorii zero de durată mai mică decât durata minimă sunt eliminați și se mărește corespunzător durata vectorului activ. Rezultă o creștere a tensiuni efective prin aplicarea tensiuni maxime începând de la viteze mai mici decât viteza de bază. Pentru o frecvență de comutație de 2 KHz rezultă creștere maximă a tensiunii cu 3%. Această creștere este acceptabilă pentru mașina electrică. Pentru un calculator '486 SLC la 50MHz durata minimă se reduce substanțial devenind comparabilă cu durata minimă impusă de comutația inverterului. In acest caz se poate lucra cu frecvențe de comutație ridicate (s-au făcut încercări la 10 kHz). Pentru reducerea efectului timpului mort al inverterului, frecvența de comutație maximă a fost limitată la 5 kHz în majoritatea încercărilor. La fiecare apelare rutina de reglaj verifică dacă sensul de rotație prescris coincide cu sensul real. Dacă cele două mărimi sunt diferite este necesară schimbarea sensului de rotație. In prima etapă rutina de reglaj prescrie frecvența minimă și la fiecare apelare calculează noua

valoarea a frecvenței. Când frecvența curentă este egală cu frecvența minimă, prin intermediul variabilei de stare "alt\_polig", se transmite rutinei "invertor" comanda de reversarea sensului de rotație a câmpului magnetic învârtitor. La următoarea apelare a rutinei de reglaj sensul de rotație coincide cu sensul de rotație prescris. Prescrierea de frecvență minimă este înlocuită cu ultima frecvență prescrisă de la tastatură. Dacă pe durata reversării nu au fost efectuate modificări de către operator frecvența prescrisă va fi chiar frecvența prescrisă în momentul comenzii de reversare. Prin aceeași variabilă de stare sunt transmise rutinei "invertor" cereri de schimbare a frecvenței curente și a numărului de vectori pe sextant dacă este necesar, iar aceasta transmite rutinei de reglaj realizarea sarcinii primite. Spre deosebire de programarea obișnuită unde ordinea executării instrucțiunilor este cea stabilită de programator, în programarea în timp real ordinea anumitor secvențe este rezultatul unor evenimente externe. Pentru ca rutinele de tratarea întreruperilor să nu folosească rezultate parțiale, calculate de rutinele ce tocmai au fost întrerupte este necesară semnalizarea între aceste subprograme. Rutina "invertor" poate întrerupe în orice moment rutina de reglaj și pentru a nu citi parametri în curs de modificare aceștia sunt citați numai dacă variabila de stare este diferită de zero după care pune variabila de stare pe zero. Rutina de reglaj nu modifică parametrii decât după ce ei au fost citați de rutina "invertor" și deci "alt-polig" este 0. Parametri transmiși rutinei "invertor" sunt duratele vectorului activ și a vectorului zero și variabila booleană "slb" care indică dacă vectorul activ este urmat de vectorul zero. Corectitudinea acestor parametri este anunțată de o variabilă de stare "alt\_polig" diferită de zero. Rutina "invertor" este apelată la fiecare cerere de întrerupere sosită pe nivelul IRQ5. Prima instrucțiune testează indicatorul de stare "contr\_vector". Dacă "contr-vector" este 0, atunci în portul paralel al plăcii ADA 1100, respectiv în registrul numărătorului programabil se înscrie codul vectorului zero, respectiv durata acestui vector și se atribuie variabilei "contr\_vctor" valoarea 1 după care se părăsește rutina de întrerupere. Dacă variabila "contr\_vector" este 1 în portul paralel se înscrie codul vectorului activ iar în registru numărătorului se înscrie durata

acestui vector. Se testează starea indicatorului de slăbire de câmp "slb" și dacă este 0 se determină vectorul zero ce urmează, astfel încât trecerea la acest vector să se facă prin comutarea unei singure ramuri a invertorului. Durata acestui vector este copiată într-o variabilă temporară pentru a nu fi modificată de instrucțiunile ce urmează, care pregătesc în avans următoarele pereche de vectori. Indicatorul "contr\_vector" este făcut 0. Dacă "slb" este 1, nu se mai introduc vectorii 0, variabila "contr\_vector" rămâne la valoarea 1. Se continuă cu pregătirea următoarei perechi de vectori. Dacă indicatorul de stare "alt\_polig" este 0 duratele vectorilor nu s-au modificat. Codul vectorului este extras din tabloul cu vectori (tabelul 3.3 rândul 1 sau 2). Indexul în tablou variază între 0 și 7, valoarea sa curentă este calculată cu relația:

$$k = j + \text{laturi}[i] \quad (3.36)$$

unde: -j este numărul sectorului de 60°, cuprins între 1 și 6;

-laturi este un tablou ce conține poziția relativă a vectorului curent față de vectorul corespunzător sectorului la modularea în 6 pulsuri. Elementele tabloului "laturi" sunt -1,0 și 1 și sunt mai mici cu o unitate decât elementele corespunzătoare din tabelul 3.3, unde s-au folosit numai numere întregi pozitive, astfel încât conversia ASCII - binar, să nu depindă de numărul de octeți pe care se face reprezentarea.

Indexul tabelului laturi "i", este incrementat la fiecare pas, exceptând cazul când "i" este egal cu indexul maxim corespunzător poligonului curent, când se atribuie lui "i" valoarea indexului minim corespunzător poligonului curent. În acest caz se incrementează și numărul sectorului dacă j este mai mic decât 6. Dacă j=6 se va face atribuirea j=1. Există 6 coduri distincte pentru vectori activi, cuprinse în tabelul cu vectori între pozițiile 1 și 6 inclusiv. Pentru a evita verificarea la fiecare pas a încadrării indexului între aceste valori, s-au adăugat elementele 0, respectiv 7, identice cu elementele 6, respectiv 1.

Variabila "alt\_polig" egală cu 1 indică modificarea duratele vectorilor. Duratale extrase din tabele de rutina "reglaj" sunt copiate în variabilele rutinei "invertor" și se semnalizează

cele două sensuri de rotație.

Tabelul 3.4

Sectorul curent	1	2	3	4	5	6
Sectorul curent după reversare	1	6	5	4	3	2

Nu se recomandă utilizarea programului sub "windows" deoarece durata vectorilor este controlată direct de procesor prin intermediul rutinelor de întrerupere, iar unele funcții din nucleul programului windows invalidează întreruperile pe durata de execuție a acestora. Vor exista momente în care procesorul nu poate deservi prompt cererile de întrerupere menite să schimbe vectorul curent. Intârzierile introduse produc scădere dinamică a acționării, creșterea armonicilor în curent și oscilații de viteză.

### 3.3.2. Comanda inverterului cu microcontroller

S-a utilizat un microsistem pe 8 biți produs de firma "Data-Bit". Placa de dezvoltare conține microcontrollerul SAB80(C)535, [18], memoria RAM și memoria EPROM în care a fost încărcat programul "monitor" produs de aceeași firmă. Programul "monitor" după punerea sub tensiune sau după reset inițializează portul serial, afișează pe ecranul calculatorului vectorii de întrerupere și așteaptă încărcarea aplicației. Codul programului de aplicație este transferat serial în memoria RAM a microsistemului utilizând programul "Procom" pentru calculator și programul "monitor" din EPROM-ul microsistemului. Se vor prezenta doar diferențele față de implementarea pe calculator. Cea mai mare parte a programului a fost scrisă în limbaj de asamblare. Rutinele de calcul a tabelelor ce conțin duratele vectorilor sunt scrise în limbaj C și apelate ca funcții din programul scris în asamblare [19]. Tabelele cu numărul de laturi pe poligon, secvența vectorilor activi și modul de trecere de la un poligon la altul sunt introduse în codul executabil. Transcrierea acestor tabele din fișierul dorit în programul sursă s-a realizat cu un program auxiliar "copcod". Acest program identifică cuvintele

cheie "DATA0", "DATA1", ..., "DATA6" în fișierul sursă și înserează în pozițiile respectiv codurile vectorilor, secvența vectorilor pe un sector generalizat, modul de schimbare a poligonului la scăderea respectiv la creșterea numărului de laturi, tabele cu indexul minim respectiv indexul maxim pentru un poligon. Numărul de vectori activi pe un sector a fost limitat la 96, astfel încât numărul vectorilor activi pentru toate poligoanele să nu fie mai mare decât 255. Adresele de bază ale tabelelor au fost aliniate la multipli de 256. Prin această metodă s-a redus timpul de accesare a datelor din tabele. Pentru comanda invertorului sunt necesare 3 semnale logice, codurile celor 8 vectori fiind pe 3 biți. Pentru a crește viteza de comandă, pe un octet s-a repartizat codul vectorului activ pe biții 0,1,2 și codul vectorului 0 care urmează după acesta pe biții 4,5,6. Controlul duratei vectorilor se realizează cu ajutorul numărătorului programabil T2, programat în modul de reîncărcare automată și generarea unei întreruperi pe nivelul cel mai prioritar posibil la depășirea numărului hexazecimal FFFF. Diferența dintre FFFF și conținutul registrului de reîncărcare reprezintă durata totală a vectorului activ și a vectorului zero exprimată în  $\mu$ s. Prin registrul de comparare se controlează durata vectorului activ, care este egală cu diferența dintre registrul de comparare și cel de reîncărcare. Prin utilizarea unui registru extern și a unui multiplexor comutarea vectorilor activ-zero-activ este realizat hard. Când contorul numărătorului depășește valoarea FFFF semnalul extern generat comandă reîncărcarea registrului extern cu conținutul portului P4 iar la ieșirea multiplexorului se regăsește jumătatea cea mai puțin semnificativă a octetului. După ce contorul numărătorului devine egal sau mai mare decât valoarea registrului de comparare semnalul extern comută ieșirea multiplexorului pe jumătatea cea mai semnificativă a octetului de intrare. Rutina de servire a întreruperii generate la depășire, realizează următoarele operații: înscrie durata vectorului activ în registrul de comparare; extrage din tabel durata următorului ciclu și o înscrie în registrul de reîncărcare; extrage din tabel codul vectorilor și-l depune în portul P4; extrage din tabel durata vectorului activ și o depune într-un registru intern pentru a fi utilizată rapid la următoarea întrerupere. Când nu se mai dorește utilizarea vectorilor 0, nici chiar pentru o durată foarte scurtă (2

$\mu s$ ), se incrementează cu 8 adresa de bază a tabelului care conține codurile vectorilor. La aceste adrese sunt memorate codurile vectorilor activi și în jumătatea semnificativă a octetului și deci comutarea realizată de multiplexor nu mai are efect. Sunt eliminate astfel pulsurile foarte scurte. Rutina reglaj este apelată periodic la întreruperea generată de numărătorul programabil T0 la depășire.

### 3.4 Simulare numerică și rezultate experimentale

Strategia de control poligonal al fluxului statoric cât și programul "cpf" au fost validate prin numeroase încercări experimentale. S-au efectuat încercări experimentale cu mașină de inducție și mașină sincronă reactivă, cu un invertor de tensiune cu tranzistoare bipolare și cu un invertor de tensiune cu tranzistoare IGBT. Pentru testarea în sarcină s-a utilizat un stand cu mașină de curent continuu, iar pentru realizarea măsurătorilor s-a utilizat un al doilea calculator PC echipat cu o placă ADA1100 (fig. 3.8).

Rezultatele experimentale obținute pentru o mașină de inducție cu puterea  $P_n=1,5$  kW, cât și pentru o mașină sincronă reactivă cu bariere magnetice cu  $P_n=1,5$  kW, au fost prezentate în [8,20]. În acest paragraf vor fi prezentate numai simulările numerice și rezultatele experimentale obținute pentru o mașină de inducție cu puterea 1.1kW. Parametrii mașinii de inducție utilizate atât pentru simulările digitale, cât și pentru încercările experimentale, au fost prezentați pe larg în paragraful 2.6.

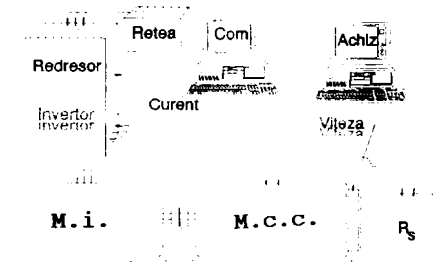


Fig. 3.8 Montaj experimental

Încărcarea s-a produs cu o mașină de curent continuu cu magneți permanenți cu datele:  $n_{max}=2000$  rot/min,  $M_n=20,3$  Nm,  $M_p=180$  Nm,  $V_{max}=118$ ,  $I_n=36,2$  A,  $I_p=321$  A,  $\Delta V_p=36,3$  V,  $K_e=0,56$  V sec/rad,  $K_m=0,56$  Nm/A. S-au determinat experimental: rezistența indusului  $R_s=0,12$   $\Omega$ , momentul de inerție  $J=0,043$  Nm<sup>2</sup>, variația cuplului rezistent produs de pierderile mecanice ( $M_o=0,8+0,00193\Omega$ ) funcție de viteza unghiulară

Ω. Măsurarea turației s-a efectuat cu tahogeneratorul inclus în carcasa mașinii de curent continuu cu constanta 20 mV/(rot/min). Generatorul de curent continuu a fost încărcat prin conectarea unui reostat la bornele sale.

Invertor de tensiune utilizat a fost echipat cu tranzistoare IGBT cu datele:  $V_{ce}=1200V$ ,  $I_c=50A$ ,  $V_{ce}(on)=2V$  (la 25°C),  $P_{dmax}=125W$ . Principalele caracteristici ale inverorului sunt: vîrfurile maxime de curent  $I_{vmax}=25 A$ , tensiune maximă în circuitul intermediar  $U_{cc}=310 V$ , durata timpului mort  $t_n=1,4 \mu s$ .

Comanda invertorului s-a efectuat cu un calculator compatibil IBM dotat cu placa de achiziții ADA 1100 utilizând programul "cpf".

Achiziția datelor s-a efectuat cu un al doilea calculator prevăzut tot cu o placă de achiziții ADA 1100. Achiziția și prelucrarea datelor s-a realizat cu programul "pegasus". Timpul de conversie al convertorului analog-digital care echează placa ADA1100 este de 20 microsecunde, deci teoretic se pot prelua cel mult 50000 de eșantioane pe secundă. Practic utilizând programul Pegasus nu s-a putut depăși un număr de 20000 eșantioane pe secundă. Numărul total de eșantioane este împărțit la numărul total de canale utilizate. În cazul utilizării a 5 canale rezultă frecvența maximă de eșantionare mai mică decât 4 kHz (3,9 kHz). În plus dacă printre semnalele urmărite există și semnalele lent variabile, atunci este nevoie de urmărirea acestora pe o perioadă lungă de timp. Numărul total de eșantioane ce pot fi reținute cu ajutorul programului Pegasus este aproximativ 32000. Pentru un număr de canale dat și o durată de urmărire a semnalului dată rezultă o nouă restricție asupra frecvenței de eșantionare. Astfel pentru 5 canale de semnal și o durată de urmărire a acestora mai mare de 1,6s frecvența maximă de eșantionare este limitată de numărul maxim de puncte posibil și nu de timpul de conversie al convertorului AD. Pentru a se respecta teorema eșantionării toate semnalele de intrare au fost filtrate cu ajutorul unui filtru RC trece jos acordat pe frecvența de tăiere de 660Hz. Astfel teorema eșantionării este respectată la limită. Spectrul semnalului discret obținut după eșantionare conține numai frecvențele joase. Componentele de frecvență mare (peste jumătate din frecvența de eșantionare) existente în semnalul analogic s-au reflectat și însumat cu semnalul util producând alterarea acestuia.



Prin utilizarea filtrului trece jos componentele de frecvență ridicată au fost atenuate și alterarea semnalului util discretizat este redusă. Practic alterările produse de alierea frecvențelor sunt imperceptibile la afișarea grafică a acestora. În schimb calculul fluxului prin integrare numerică a tensiunii este puternic afectat de erori deoarece prin integrare frecvențele joase sunt amplificate foarte mult (integrarea pură produce la ieșire un semnal nelimit dacă semnalul de intrare conține componentă continuă). Din acest motiv fluxurile statorice nu au fost calculate. Scăderea și mai pronunțată a frecvenței de trecere a filtrelor de gardă nu a fost posibilă deoarece s-ar fi redus foarte mult lărgimea de bandă a semnalelor vizualizate. În plus prin filtrare se introduce și o distorsionare a fazei semnalelor de frecvență ridicată.

Pentru a pune în evidență performanțele cât și deficiențele metodei descrise s-au efectuat numeroase simulări numerice și încercări experimentale grupate prin care s-au urmărit următoarele regimuri de funcționare:

- regimuri dinamice în gol (accelerări, frânări, reversări la diferite frecvențe);
- regimuri staționare în gol la diferite frecvențe;
- regimuri tranzitorii la frecvență constantă (încărcare și descărcare cu sarcină tip treaptă);
- regimuri tranzitorii în sarcină.

Toate încercările experimentale și simulările s-au efectuat pentru conexiunea triunghi a mașinii deoarece invertorul disponibil nu a permis tensiuni mai mari de 310V în circuitul intermediar.

#### 3.4.1 Regimuri dinamice în gol

Simularea pornirii în gol pentru o frecvență prescrisă de 50 Hz este prezentată în fig. 3.9. Frecvența maximă de comutație a invertorului a fost de 5 kHz, rampa de accelerare prescrisă a fost stabilită la 50 Hz/s, frecvența tensiunii de ieșire s-a recalculat la 4ms iar factorul de corecție a tensiunii este 6,5%.

Din hodograful fluxului statoric la pornire (fig. 3.9.e) se observă schimbarea numărului de laturi ale poligoanelor pe măsură ce

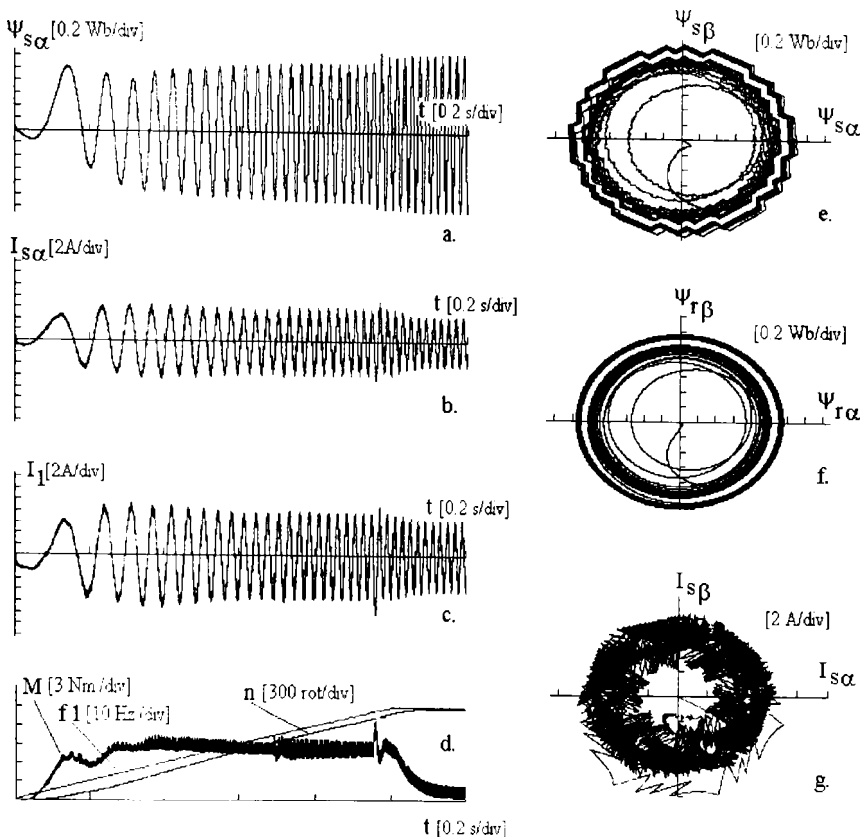


Fig. 3.9. Simularea pornirii cu  $f_p=50$  Hz

frecvența fundamentală a tensiunii crește. Pe nici una din mărimile prezentate nu se pot observa fenomene tranzitorii cauzate de schimbarea numărului de laturi ale poligoanelor. Pe curba curentului de linie (fig. 3.9.c), dar în special pe curba cuplului (fig. 3.9.e) și hodograful curentului (fig. 3.9.g) în apropierea frecvenței de 50 Hz se observă un proces tranzitoriu nedorit de amplitudine redusă. Acesta este cauzat de eliminarea vectorilor zero, când durata acestora scade sub 12 microsecunde. Această măsură produce la  $f_{\max}=5000$ Hz un salt de tensiune de 6% pentru  $f_1=47$ Hz și a fost necesară pentru a putea rula programul și pe un calculator PC 286. Pentru calculatoare mai performante duratele minime ale vectorilor pot fi reduse.

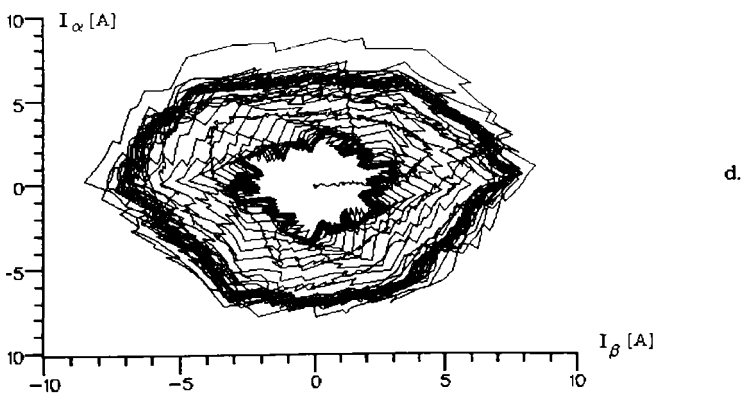
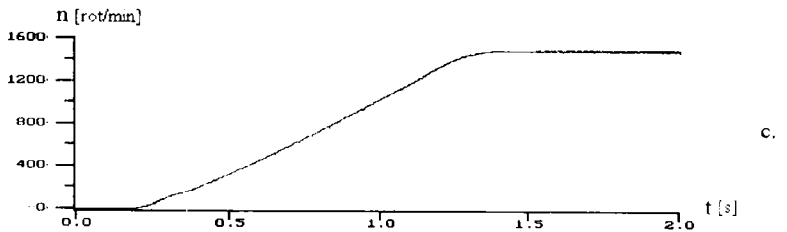
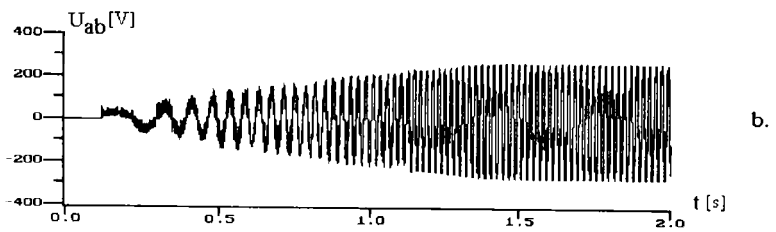
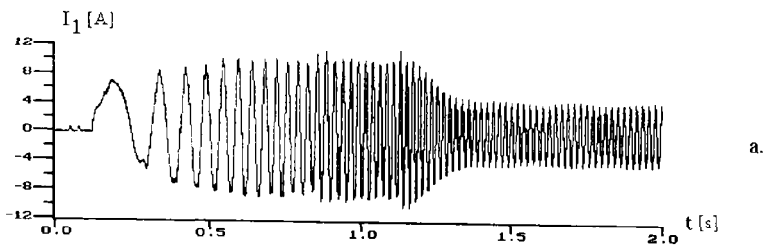


Fig. 3.10 Testarea pornirii cu  $f_p=50$  Hz

In cazul implementării pe microcontroler prin folosirea unui multiplexor și a unui registru extern această durată minimă a fost redusă la 2 microsecunde. In fig. 3.10 sunt redată variația curentului, tensiunii (componentele de joasă frecvență) și a turației măsurate pe durata pornirii mașinii cu  $f_p=50$  Hz. Se observă o creștere bruscă a curentului de linie (fig. 3.10.a) în apropiere frecvenței de 50 Hz cauzată de eliminarea vectorilor 0. Acesta va fi regăsită și pe hodograful curentului statoric (fig. 3.10.d). Forma reală a tensiunii de linie este rectangulară dar componentele de frecvență ridicată au fost filtrate la eșantionare (fig. 3.10.b).

Acceptând curenți de pornire mai mari poate fi impusă o rampă

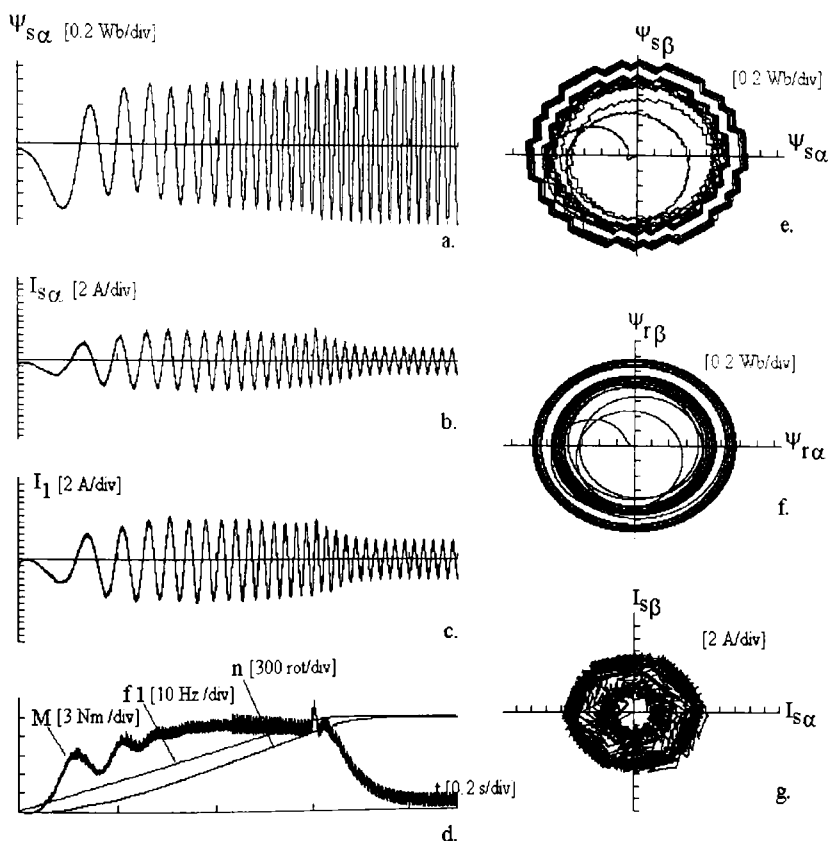


Fig. 3.11. Simularea pornirii cu rampă mare de accelerare (80 Hz/s).

de accelerare mai mare (fig. 3.11). Se poate observa creșterea cuplului de pornire ca urmare a creșterii frecvenței rotorice. Prin alegerea scărilor de reprezentare a frecvenței statorice și turației ca în fig. 3.11.c, diferența dintre cele două reprezentări grafice este frecvență rotorică la scara frecvențelor (10 Hz/div). Datorită căderilor de tensiune pe rezistența statorică fluxul statoric este mai mic pe durata pornirii. În cazul fluxului rotoric diferențele sunt mai mari deoarece există cădere de tensiune și pe inductanțele de dispersie.

Simularea, respectiv rezultate experimentale în cazul pornirii cu prescriere de turație dublă ( $f_1=100$  Hz) sunt prezentate în fig.

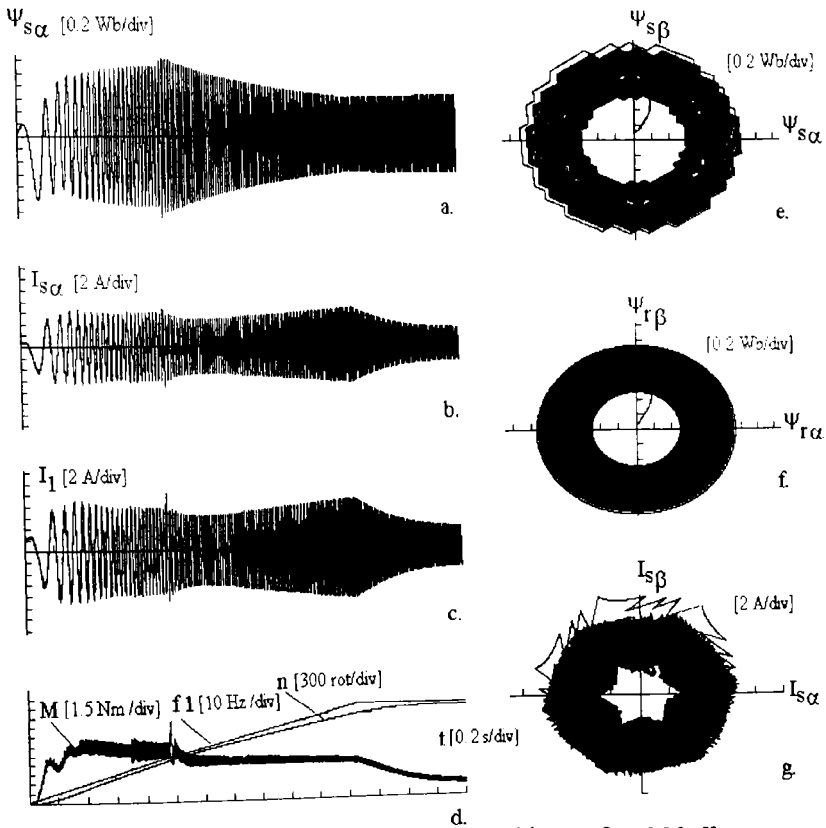


Fig. 3.12 Simularea pornirii cu  $f_{1p}=100$  Hz

3.12 respectiv 3.13. Din fig. 3.12. se observă realizarea slăbirii de câmp peste turația de bază (50 Hz). Ca urmare a scăderii ratei de creștere a frecvenței statorice de la 50Hz/s la 40 Hz/s se observă o scăderea bruscă a cuplului în vecinătatea frecvenței de 50Hz. Ca urmare curenții din mașină scad. Pe măsură ce frecvența crește are loc și scăderea câmpului. Peste o anumită frecvență pentru a produce cuplul necesar accelerării cu panta de 40 Hz/s este necesară creșterea curentului. Această creștere a curentului are loc ca urmare a frecvenței de alunecare prin rămânerea turației în urma frecvenței statorice corespunzătoare. In fig. 3.13.a respectiv 3.13.b s-a reprezentat variația amplitudinii fazorului curentului statoric respectiv a fazorului tensiunii statorice. Aceste mărimi au fost calculate din curenții de linie și tensiunile de linie măsurate.

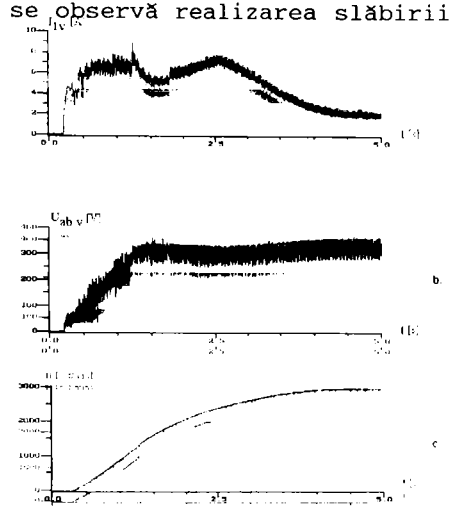


Fig. 3.13. Testarea pornirii cu  $f_p=100$  Hz.

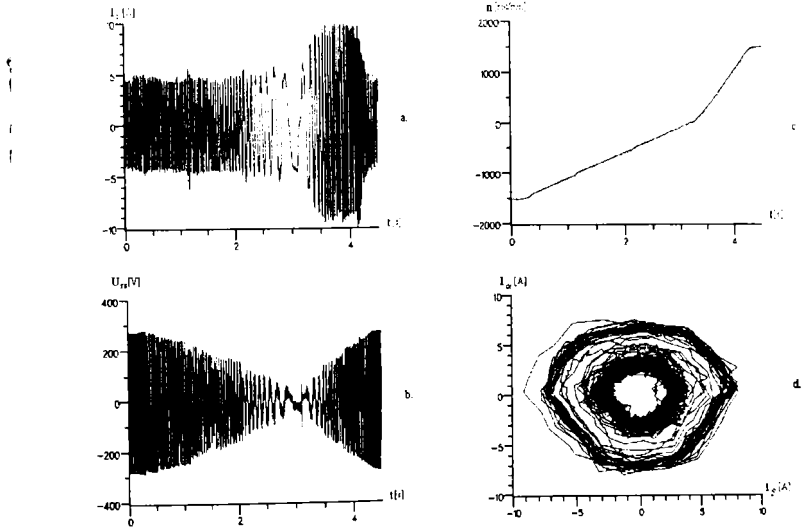


Fig. 3.14. Reversare între -1500 și 1500 rot/min

Variația mărimilor pe durata procesului tranzitoriu de reversare lentă este prezentată în fig. 3.14, respectiv 3.15 pentru reversarea turației între -1500 și 1500 rot/min, respectiv între -3000 și 3000 rot/min. Deoarece în circuitul intermediar al invertorului nu a existat reostat de frânare panta de frânare s-a prescris la 18 Hz/s pentru viteze mai mici decât viteza de bază și 12 Hz/s pentru viteze

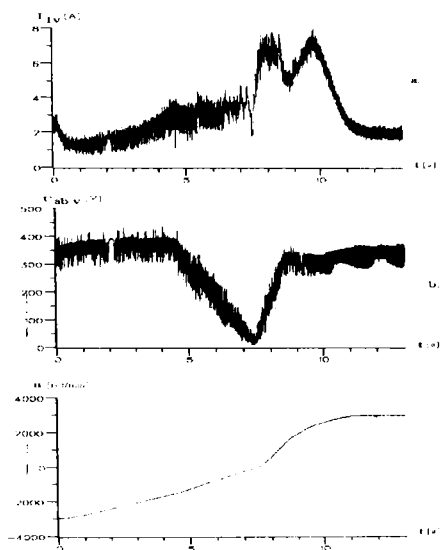


Fig. 3.15. Reversare la 100 Hz.

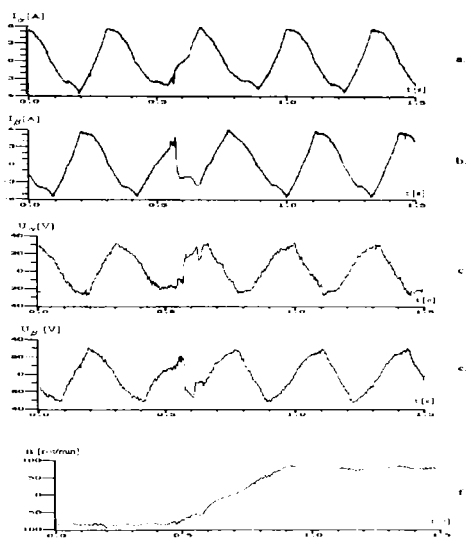


Fig.3. 16. Reversare la 3 Hz

mai mari decât viteza de bază. Frânarea cu pante mai mari produce creșterea tensiunii în circuitul intermediar și declanșarea protecției de supratensiune. Pentru reversarea la turația de bază sunt reprezentate variația curentului (fig. 3.14.a) și a tensiunii de linie (fig. 3.14.b). Pentru reversarea la dublul turației de bază s-au reprezentat numai variația amplitudinii fazorilor spațiali ai curentului statoric respectiv tensiunii statorice (fig. 3.15.a,b). Pentru reversarea la dublul turației de bază se observă existența celor 4 nivele de accelerație (12 Hz/s, 18Hz/s, 50Hz/s și 40Hz/s).

Punerea în evidență a schimbării fazei tensiunilor și curenților în momentul reversării turației câmpului magnetic învârtitor s-a realizat prin urmărirea unei reversări la turație mică (fig. 3.16). Curenții și tensiunile au fost reprezentate în coordonate ortogonale

și se poate observa schimbarea bruscă a fazei tensiunii și curentului. Forma aproximativ sinusoidală a tensiunii s-a datorat filtrului trece jos care a atenuat componentele de frecvență ridicată din spectrul tensiunii.

### 3.4.2 Regimuri staționare în gol

Studiul regimurilor staționare în gol la mai multe frecvențe

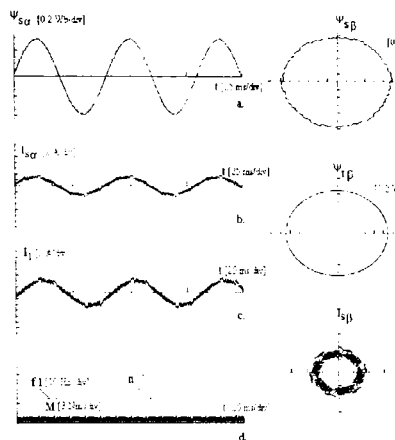


Fig. 3.17. Simulare în gol la 25 Hz

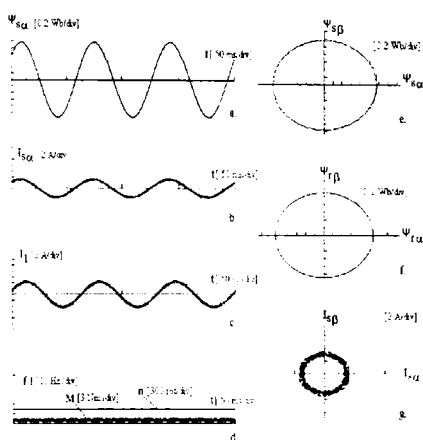


Fig. 3.18. Simulare în gol la 15 Hz

prescrise s-a realizat pentru a pune în evidență funcționarea mașinii în cazul modulării poligonale a fluxului statoric pentru secvențele de comutație a vectorilor prezentate în tabelul 3.3. Legătura dintre frecvența statorică și numărul de laturi ale poligonului utilizat este dată în tabelul 3.2. În general se constată un număr mare de laturi pentru turații mici și puține laturi pentru turațiile mari.

Funcționarea la frecvențe de 50Hz și 100Hz se poate urmări pe simulările și încercările experimentale

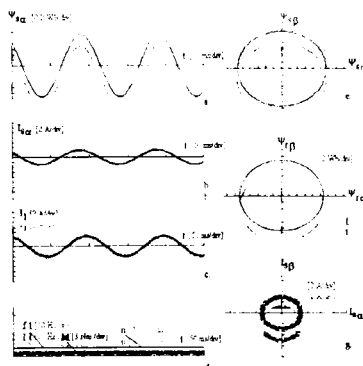


Fig. 3.19 Simulare în gol la 10 Hz



corespunzătoare pornirii. In acest paragraf se va prezenta funcționarea în gol la frecvențele de 25Hz (fig. 3.17), 15Hz (fig. 3.18) și 10Hz (fig.3.19).

### 3.4.3 Regimuri tranzitorii la frecvență constantă

In acest paragraf sunt prezentate regimurile tranzitorii la frecvență constantă produse de variația sarcinii. In fig. 3.20 este prezentată o simulare numerică pentru o variație treaptă a cuplului rezistent cu 6 Nm mașina fiind încărcată în final cu cuplul nominal. Datorită saturației mașinii variația curentului este mică la încărcare din gol la sarcina nominală.

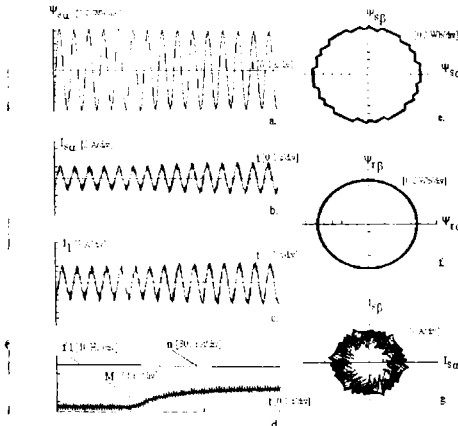


Fig. 3.20. Simulare încărcare cu  $M_n$  ( $f_1=50\text{Hz}$  conex.  $\Delta$ )

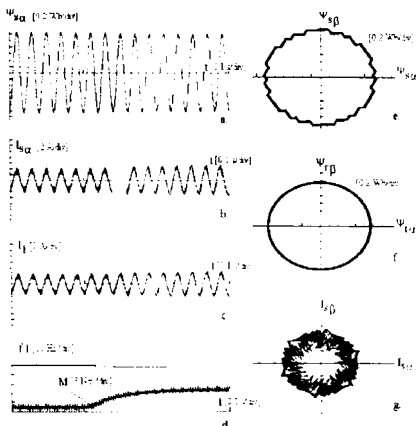


Fig. 3.21. Simulare încărcare cu  $M_n$  ( $f_1=50\text{Hz}$  conex.  $Y$ )

Pentru conexiunea stea tensiunea în circuitul intermediar a fost  $U_{oc}=537\text{V}$ . Se observă rotirea hodografului fluxului statoric și al curentului statoric cu  $30^\circ$ . S-au efectuat simulări și pentru încărcarea treaptă a mașinii cu de două ori cuplul nominal la frecvența de 50 Hz (fig. 3.22) și cu treaptă de  $0,62 M_n$  ( $4.6 \text{ Nm}$ ) la frecvența de 75Hz (fig. 3.23). Treapta de cuplu pentru încărcarea la  $f_1=75\text{Hz}$  s-a stabilit astfel încât curentul statoric să fie egal cu cel nominal. Se observă slăbirea de câmp și reducerea numărului de laturi ale poligonului descris de fazorul spațial al fluxului

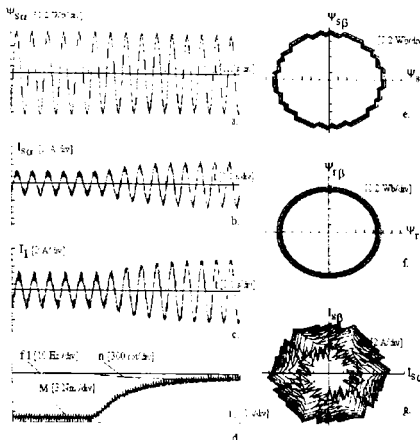


Fig. 3.22. Simulare încărcare cu  $2 M_n$  la  $f_1=50$  Hz

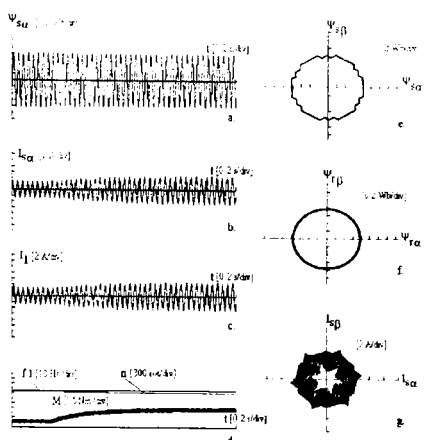


Fig. 3.23. Simulare încărcare cu  $0.62 M_n$  la  $f_1=75$ Hz

statoric.

Simulările digitale au fost dublate de măsurători experimentale. In fig. 3.24 sunt prezentate variația curentului statoric (a), cuplului (b) și turației (c) pentru o treaptă de cuplu care în final încarcă mașina cu cuplul nominal. Hodograful curentului statoric este prezentat în fig. 3.24.d. In fig.3.24 e,f,g este reprezentat curentul, cuplul și turația în cazul descărcării mașinii.

Inercările de încărcare și descărcare la frecvența de 75 Hz sunt prezentate în fig. 3. 25.

#### 3.4.4 Regimuri dinamice în sarcină

Simularea pornirii mașinii direct cu un cuplu rezistent la arbore egal cu cuplul nominal este prezentată în fig. 3.26. In cazul testelor experimentale încărcarea s-a realizat cu un generator de curent continuu prin încărcarea rezistivă a acestuia. In acest caz cuplul rezistent este proporțional cu viteza. In fig. 3.27 este simulată pornirea mașinii cu o sarcină dependentă de turație:  $M_r=0,8+0,047\Omega$  [Nm], similară celei produse la testările experimentale (fig. 3.28). In 3.29 este prezentată oprirea mașini cu cuplu rezistent la arbore.

In general pentru testările experimentale s-au prezentat numai curenții și tensiunile care au fost măsurate direct s-au au putut fi

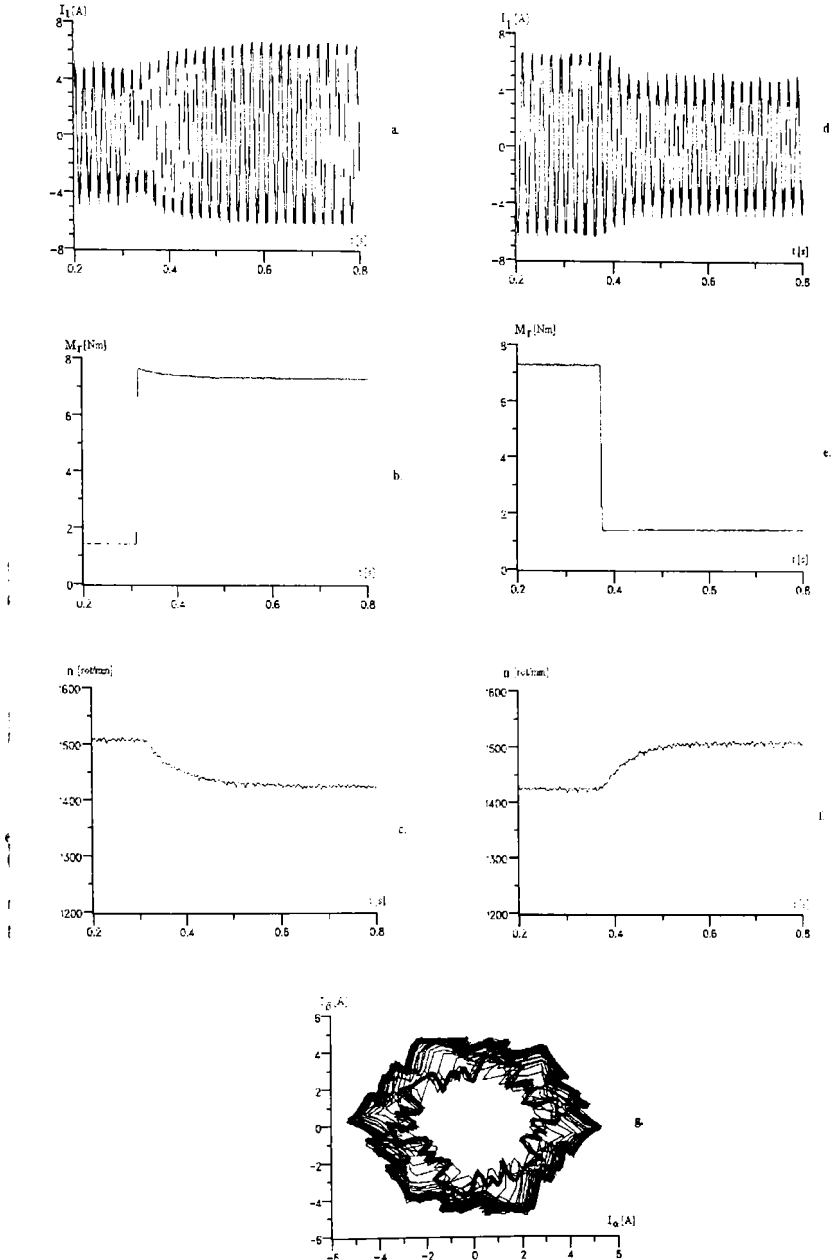


Fig. 3.24. Variații treaptă a cuplului cu  $M_n$  la  $f_1=50\text{Hz}$ .

calculate independent de parametri mașinii (calculul curenților și tensiunilor în coordonate ortogonale statorice din mărimile de linie măsurate). Mărimile măsurate sunt afectate de perturbațiile puternice produse de comutația dispozitivelor de putere din inverter și de filtrarea acestora. În cazul simulărilor digitale s-au putut reprezenta mult mai multe mărimi cum ar fi de exemplu fluxul statoric și rotoric cuplul electromagnetic și frecvență statorică prescrisă. Prin prezentarea în paralel a simulărilor numerice și a rezultatelor experimentale s-a urmărit posibilitatea comparării rezultatelor experimentale cu premisele teoretice. În unele cazuri nu s-au prezentat decât simulări digitale s-au încercări experimentale urmărindu-se o prezentare eficientă. În cazul proceselor tranzitorii de lungă durată s-a preferat prezentarea amplitudinii curenților și tensiunilor în locul valorilor instantanee.

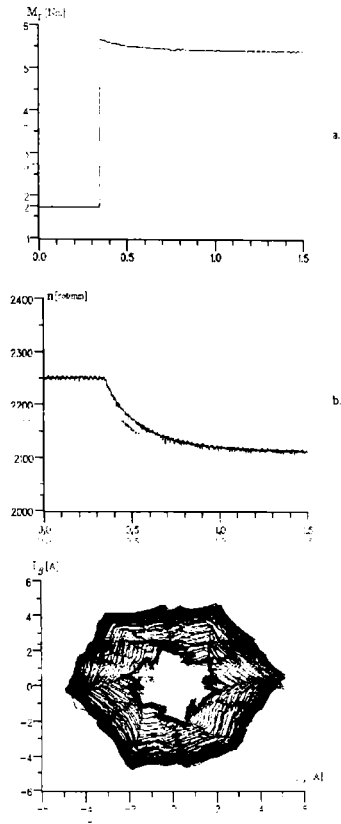


Fig. 3.25 Treaptă de cuplu la  $f_1=75$  Hz

### 3. 5. Concluzii

Metoda prezentată este o metodă directă de realizare a modulației în lățime de puls, care elimină etapele intermediare de calcul. De asemenea nu necesită calcule sofisticate în timp real,

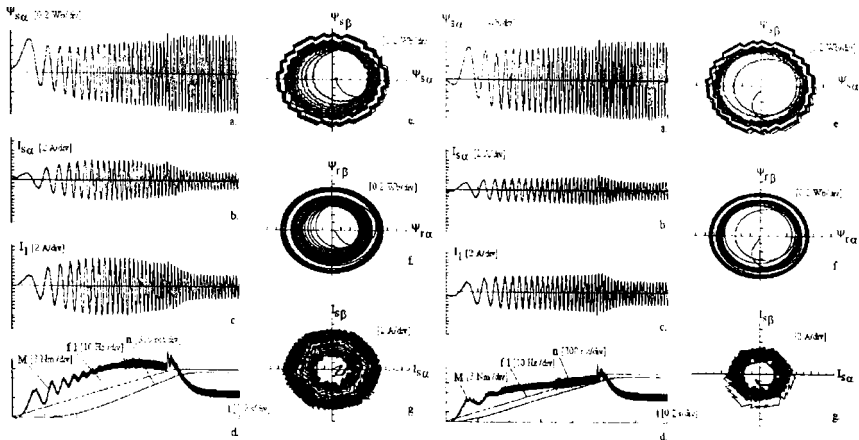


Fig. 3.26 Simulare pornire  
 $M_r = M_n$

Fig. 3.27. Simulare pornire  
 $M_r = 0.8 + 0.047\Omega$  [Nm]

pretându-se astfel la implementarea cu un microcontroller ieftin de 8 biți, sau cu un calculator și o interfață care conține un port paralel și un numărător programabil. Metoda permite adăugarea de noi poligoane sau schimbarea celor existente. Se poate ajusta tensiunea funcție de frecvență după o lege pătratică sau după o lege liniară pe porțiuni. Permite alegerea frecvenței de comutație de la valori mici tipice invertoarelor cu tiristoare până la valori foarte mari tipice invertoarelor cu IGBT-uri. Metoda se poate aplica în domenii care nu cer performanțe dinamice ridicate și un control riguros al turației sau cuplului cum sunt de exemplu acționările cu pompe, ventilatoare, benzi transportoare. În general modificarea turației nu este un scop în sine, urmărindu-se de fapt modificarea unor mărimi din proces cum sunt debit, presiune sau temperatură. Dacă controlul procesului este în buclă închisă viteza prescrisă nu este decât o mărime intermediară, reprezentând ieșirea unui regulator, și va fi astfel ajustată încât ieșirea întregului sistem să fie cea dorită. Pentru procese ce nu sunt foarte rapide, regulatorul poate fi realizat cu procesorul care comandă invertorul, rezultând un sistem de reglaj optim sub aspectul performanță cost/cost.

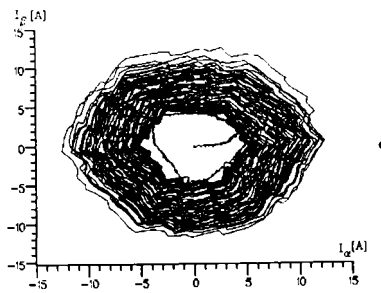
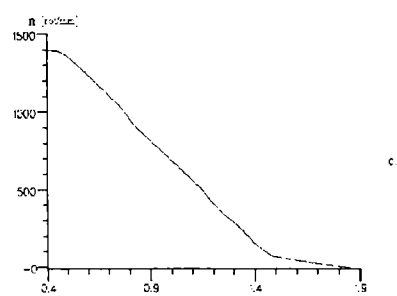
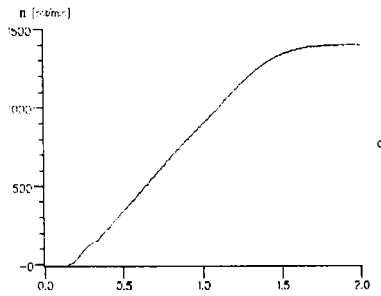
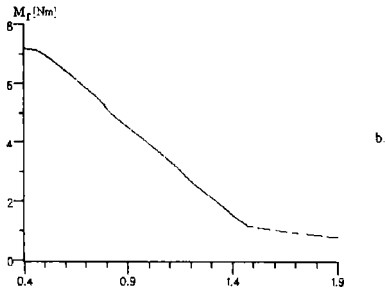
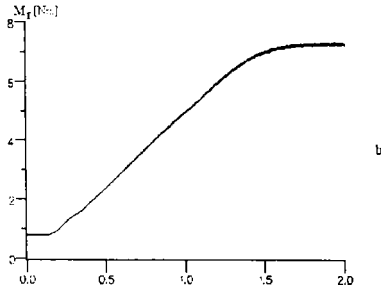
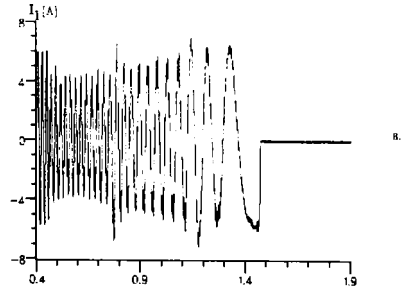
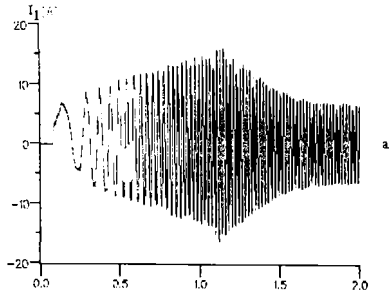


Fig. 3.28. Pornire în sarcină

Fig. 3.29 Opreire în sarcină

### 3.6 Bibliografie selectivă

- [1] A. Kelemen, Maria Imecs, "Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ", Ed. Academiei RSR București 1989.
- [2] Joachim Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion", Proceedings of the IEEE august 1994, pag. 1194.
- [3] Hao Yun Zhong, Herry P. Messinger, "A new microcomputer - Based Direct Torque Control System for three-phase induction motor", IEEE Transaction on Industry Applications vol. 27 nr. 2 March/April 1991.
- [4] Yoshihiro Murai et al., "High-frequency Split Zero-Vector PWM with Harmonic Reduction for Induction Motor Drive", IEEE Transaction on Industry Applications vol. 28 nr. 1 January/February 1992.
- [5] Nobuyoshi Mutoh et al., "Magnetic Flux Compensating Torque Control Method Suitable for General Purpose Inverter with Superaudible Switching Frequencies", IEEE Transactions on Power Electronics vol.8 nr.4 october 1993.
- [6] Yoshitaka Iwaji, Shoji Fukuda, "A pulse frequency modulated PWM Inverter for induction motor drives", IEEE Trans. on Power Electronics April 1992 vol. 7, nr. 2, pag. 404-410.
- [7] A. Veltman, The Fish Method - Interaction between AC Machines and Switching Power Converters, Teză de doctorat, Delft University Press, 1994.
- [8] I. Boldea, L. Tutelea, N. Muntean, "Polygonal flux-modulation in V/f a.c. drives", Electromotion '95 Cluj-Napoca, May 25-26, 1995.
- [9] Gh. Tunsoiu, E. Seracin, C. Saal, "Acționări electrice", Ed.

Didactică și Pedagogică, București-1982.

- [10] Gopal K. Dubey, "Power semiconductor controlled drives", Prentice Hall Englewood, New Jersey, 1989.
- [11] \*\*\* "Hitachi Inverter Instruction Manual", Hitachi, Ltd. Tokyo Japan.
- [12] \*\*\* "ADA 1100 User's Manual", Real time Device, Inc. Pennsylvania, 1990.
- [13] \*\*\* "Pegasus Acquire - Analysis Software for Scientists and Engineers version 2.2", Lakeshore Technologies, Incorporated Chicago.
- [14] V. Căprariu, A. Enyedi, M. Muntean, M. Chiorean, " Sistemul de operare DOS Ghidul programatorului", Editura Romanian Software Comp. Cluj-Napoca, 1991.
- [15] B. W. Kernighan, D. M. Ritchie, The C programming language, Second Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [16] O. Catrina, I. Cojocaru, " Turbo C++ ", Ed. Teora, 1993.
- [17] A. Petrescu, T. Moisa, N. Tăpuș, A. Gayraud, C. Botez, "Microcalculatoare Felix M18, M18B, M118", vol. 1, Editura Tehnică București, 1984.
- [18] \*\*\* "SAB 80(C)515 Family User's Manual", Siemens Aktiengesellschaft.
- [19] \*\*\* "C-Compiler -51" User's Guide 3.89", Siemens Aktiengesellschaft.
- [20] L. Tutelea "Controlul poligonal al fluxului static" Referat de doctorat 31 ianuarie 1996.



## Controlul poligonal al fluxului static pentru mașina de inducție în buclă închisă

---

### 4.1 Controlul poligonal al fluxului cu buclă de viteză

In capitolul anterior modificarea prescrierii de turație era urmată de modificarea în rampă a frecvenței statorice [1,2]. In regim staționar frecvența statorică era egală cu produsul dintre turația prescrisă și numărul perechilor de poli ai mașinii electrice. In acest caz, turația prescrisă s-a realizat numai la funcționarea în gol. In acest capitol, se prezintă o metodă de compensare a alunecării mașinii. Prin măsurarea vitezei se estimează frecvența rotorică (fig. 4.1) utilizând în acest sens eroarea de turație:

$$\varepsilon_n = n_1^* - n \quad (4.1)$$

Frecvența rotorică necesară pentru funcționare stabilă și fără statism s-a estimat cu ajutorul unui regulator de turație de tip PI (proporțional-integrativ) cu limitare. Semnalul de reacție pentru turație preluat de la un tahogenerator de curent continuu, a fost puternic perturbat. Utilizarea sa ca mărime de reacție a fost posibilă numai după eliminarea zgomotului cu ajutorul unor filtre trece-jos implementate analogic și digital. Aceste filtre introduc și o întârziere a semnalului de reacție. La alegerea tipului de regulator, cât și pentru acordarea acestuia, trebuie să se țină seama și de eroarea de fază introdusă în semnalul de reacție de către filtrele trece jos. Utilizarea unor regulatoare rapide de tip PID (proporțional-integrator-derivativ) sau "sliding-mode" [3,4] nu este

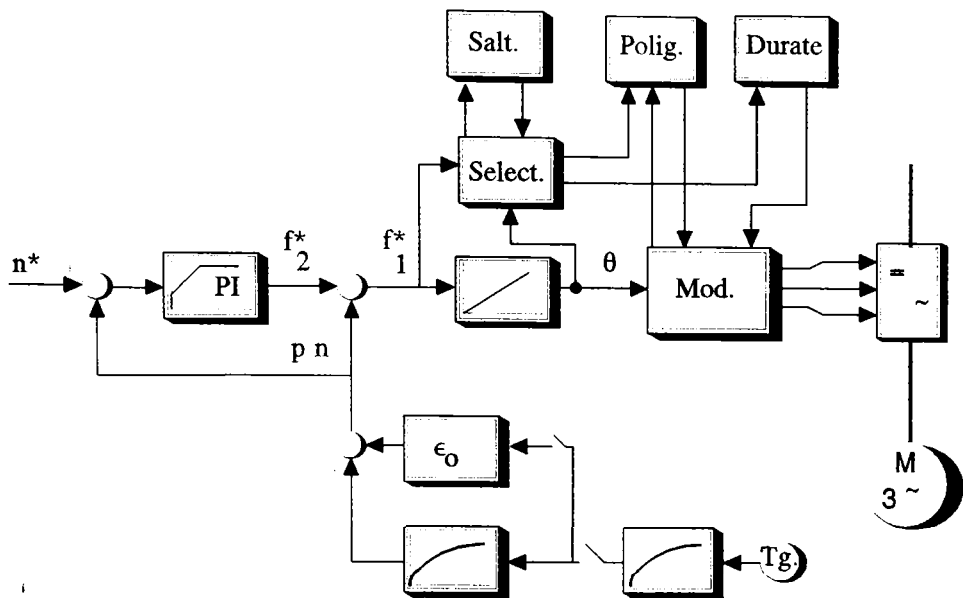


Fig. 4.1 Controlul poligonal al fluxului statoric în buclă de viteză, - schema bloc.

justificată în acest caz deoarece:

- prin derivarea semnalului se amplifică zgomotul prezent în semnalul de reacție;

- datorită erorilor de fază prezente în semnalul de reacție apar oscilații ale turației, acționarea devenind instabilă.

Discretizarea funcției de transfer  $H(s)$  a regulatorului PI (4.2) s-a realizat prin metoda trapezelor [5].

$$H(s) = k \left( 1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (4.2)$$

unde: -  $k$  este amplificarea regulatorului,  
 -  $T_i$  este constanta de timp.

În 4.3 este prezentată relația de legătură dintre operatorul Laplace și operatorul  $z$  pentru metoda trapezelor.

$$s = \frac{2}{T_e} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.3)$$

unde:  $T_e$  este intervalu de eșantionare.

Ecuția discretă a regulatorului PI în domeniul timp este prezentată în 4.4, unde coeficienții  $c_1$  și  $c_2$  sunt în funcție de amplificarea și constanta de timp a regulatorului (4.5).

$$f_2^*(t_k) = f_2^*(t_{k-1}) + c_1 \epsilon_n(t_k) + c_2 \epsilon_n(t_{k-1}) \quad (4.4)$$

$$c_1 = k \left( \frac{T_e}{2 T_i} + 1 \right) \quad (4.5)$$

$$c_2 = k \left( \frac{T_e}{2 T_i} - 1 \right)$$

Ieșirea regulatorului PI este limitată inferior la  $-f_{2\max}$  și superior la  $f_{2\max}$ . Această limitare este necesară, deoarece creșterea frecvenței rotorice peste frecvența rotorică critică  $f_{2k}$ , nu mai produce creșterea cuplului, chiar mai mult acesta va scădea. În general  $f_{2\max}$  se alege mai mic decât  $f_{2k}$ , pentru a evita depășirea frecvenței rotorice critice ca urmare a necunoașterii exacte a parametrilor mașinii și a întârzierilor din semnalul de turație. De asemenea prin alegere lui  $f_{2\max}$  se limitează cuplul maxim produs și curentul absorbit de mașină în regim staționar sau în regimuri tranzitorii lente.

Utilizând turația măsurată și frecvența rotorică dată de regulator se calculează frecvența statorică prescrisă cu relația:

$$f_1^* = p_1 n' + f_2^* \quad (4.6)$$

unde: -  $n'$  este turația măsurată și filtrată exprimată în rotați pe secundă;

-  $p_1$  este numărul de perechi de poli ai mașinii.

Cu frecvența statorică calculată în acest mod s-a realizat comanda inverterului prin metoda controlului poligonal al fluxului statoric.

Filtrul digital trece jos utilizat pentru eliminarea zgomotului din turație s-a realizat prin discretizarea funcției de transfer 4.7

$$H(s) = \frac{1}{1+sT} \quad (4.7)$$

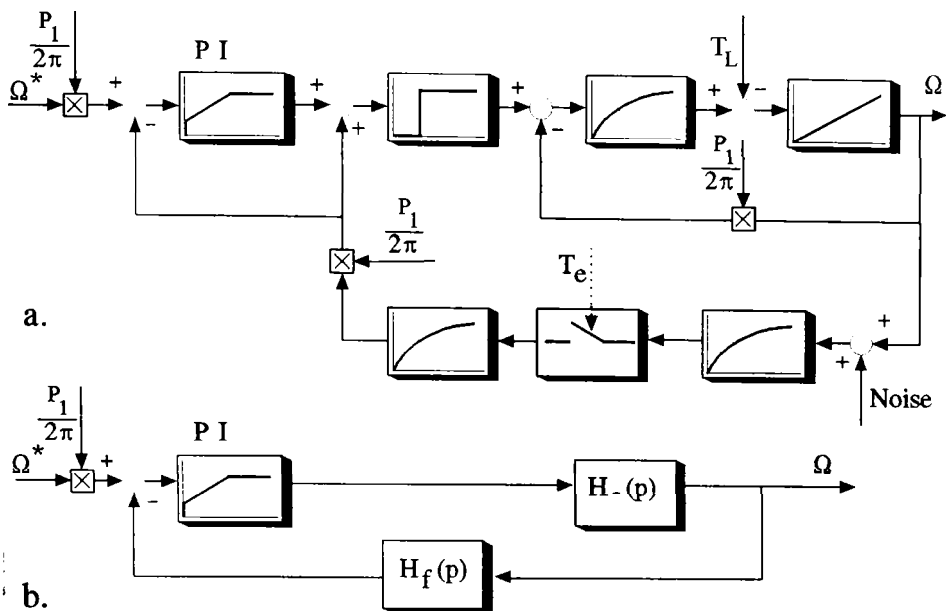


Fig. 4.2 Funcțiile de transfer

utilizând metoda trapezelor (relația 4.3.)

Ecuția discretă în domeniul timp a filtrului trece jos este prezentată în 4.7, iar coeficienții  $\alpha$  și  $\beta$  s-au calculat în funcție de constanta de timp a filtrului, ( $T_{fd}$ ), și perioada de eșantionare, ( $T_e$ ) (4.9).

$$n'(t_k) = \alpha n'(t_{k-1}) + \beta n(t_k) + \beta n(t_{k-1}) \quad (4.8)$$

$$\alpha = \frac{2 T_{fd} - T_e}{2 T_{fd} + T_e} \quad (4.9)$$

$$\beta = \frac{T_e}{2 T_{fd} + T_e}$$

Ofseturile circuitelor electronice analogice utilizate pentru separarea galvanică și ofseturile convertorului analog numeric pot produce erori importante la turații foarte mici. Dacă considerăm că ofsetul nu se modifică după momentul pornirii acționării atunci se poate face eliminarea soft a acestuia prin scăderea lui  $\epsilon$ . (fig 4.1). Acesta se determină înainte de pornire prin medierea a unui număr

mare (100) de măsurători efectuate la turație 0. Această medie este apoi scăzută din fiecare măsurătoare.

#### 4.2 Funcțiile de transfer ale sistemului

Pentru acordarea regulatorului este necesară cunoașterea funcțiilor de transfer ale sistemului (fig. 4.2). Blocul modulator și invertorul de tensiune s-au considerat printr-un bloc de întârziere pură cu durata întârzierii egală cu jumătate din perioada de eșantionare. Pentru calculul funcției de transfer globale se aproximează funcția de transfer a invertorului  $H_i(p)$  printr-un bloc PT1.

Mașina electrică s-a echivalat prin două blocuri: un bloc PT1 reprezentând funcția de transfer frecvența rotorică-cuplu și un bloc integrator reprezentând funcția de transfer cuplu-viteză unghiulară. Funcția de transfer frecvență rotorică - cuplu electromagnetic s-a aproximat prin relația:

$$M_e = M_{en} \frac{f_2}{f_{2n}} \frac{1}{1 + s T_{sc}} \quad (4.10)$$

unde  $M_{en}$  - cuplu electromagnetic;

$f_{2n}$  - frecvența rotorică nominală;

$p$  - variabila transformatei Laplace;

$T_{sc}$  - constanta de timp la scurtcircuit a mașinii.

Prin eliminarea buclei interne a mașinii electrice rezultă funcția de transfer, frecvență statorică -turație:

$$H_{me} = \frac{1}{p_1} \frac{1}{1 + T_{em} s + T_{sc} T_{em} s^2} \quad (4.11)$$

unde  $p_1$  - numărul perechilor de poli;

$T_{em}$  - constanta de timp electromagnetică dată de relația:

$$T_{em} = \frac{2\pi f_{2n} J}{p_1 M_{en}} \quad (4.12)$$

unde  $J$  este momentul de inerție total.

In continuare schema structurală a fost rearanjată astfel încât să se elimine bucla de reacție pozitivă care nu se închidea prin regulator. S-a obținut schema din fig. 4.2.b unde:

$H_f(p)$  - este funcția de transfer pentru calea de reacție și include funcțiile de transfer ale filtrului analogic și digital și funcția de transfer a blocului de eșantionare de tip întârziere pură dar aproximată printr-un PT1 cu constanta de timp  $T_e/2$ ;

$$H_f(p) = \frac{1}{(1+pT_{fa})(1+pT_{fd})(1+p\frac{T_e}{2})} \quad (4.13)$$

$H_s(p)$  este funcția de transfer a sistemului reglat:

$$H_s(p) = \frac{H_i(p) H_{mi}(p)}{1 - H_i(p) H_f(p) H_{mi}(p)} \quad (4.14)$$

Renunțând la termeni de grad mai mare decât 1 pentru numărător și cu grad mai mare decât 2 pentru numitor se obține funcția de transfer simplificată:

$$U_s(p) = k_s \frac{1+pT_1}{p(1+pT_b)} \quad (4.15)$$

Amplificarea sistemului  $k_s$  respectiv constantele de timp  $T_1$  și  $T_b$  sunt date de relația:

$$k_s = \frac{2\pi}{p_1(T_{em} + T_e + T_a + T_d)} \quad (4.16)$$

$$T_b = \frac{T_{em}T_{sc} + T_{em}T_e + T_{em}T_a + T_{em}T_d + \frac{T_e^2}{4} + TeT_a + TeT_d + T_aT_d}{T_{em} + T_e + T_a + T_d} \quad (4.17)$$

unde:  $T_{fa}$  - constanta de timp a filtrului analogic;

$T_e$  - intervalul de eșantionare;

$T_{fd}$  - constanta de timp a filtrului digital;

$T_a$  - întârzierea introdusă de etajul modulator (controlul poligonal al fluxului),  $T_a$  se consideră egal cu jumătate din intervalul de eșantionare.

Pentru acordarea regulatorului s-a utilizat criteriul modulului

varianta Kessler[6]. Amplificarea și constanta de timp a regulatorului sunt date de relația:

$$k = \frac{1}{2 K_s T_b} \quad (4.18)$$
$$T_i = 4 T_b$$

### 4.3 Simularea numerică și rezultate experimentale

Programul de comandă a acționării în buclă de viteză a fost obținut prin înlocuirea filtrului trece jos, de pe calea de turație prescrisă, cu un regulator de turație și adăugarea unor instrucțiuni pentru citirea turației [A. 4]. Programul pentru simularea numerică s-a obținut prin introducerea programului de comandă în buclă de viteză, în clasa comandă din programul de simulare descris în capitolul 2. Pentru efectuarea încercărilor experimentale s-a utilizat montajul experimental descris în paragraful 3.4. În plus s-a utilizat tensiunea de la bornele tahogeneratorului ca mărime de reacție pentru turație. Parametrii mașinilor electrice și ai învertorului au fost cei prezentați în paragraful 3.4.

Parametrii modulului de comandă adăugat sunt prezentați în continuare:

- Constantele de timp ale filtrelor trece jos au fost:
  - $T_{fa}=13$  ms (filtru analogic antialiasing),
  - $T_{fd}=35$  ms (filtru soft pentru eliminarea perturbațiilor).
- Perioada de eșantionare și perioada de discretizare a regulatorului de viteză:  $T_s=4$  ms.

Amplificarea regulatorului  $K_i=1$ . În final această valoare a fost aleasă pentru o mai bună rejecție a zgomotului introdus de traductorul de turație. Din diagrama structurală prezentată în fig. 4.2 rezultă că pentru  $K_i=1$  perturbațiile de frecvență ridicată nu afectează frecvența statorică prescrisă. Pentru perturbațiile introduse de tahogenerator dar și pentru cele provocate de cuplu rezistent regulatorul PI se comportă similar unui regulator integrator. În acest mod a crescut imunitatea la zgomot a sistemului dar în același timp a crescut și timpul de răspuns a sistemului la perturbații treaptă de cuplu.

Constanta de timp a regulatorului utilizată în simulările digitale și pentru testările experimentale prezentate în continuare a fost:  $T_I=276$  ms.

Pentru a pune în evidență performanțele acționării s-au efectuat simulări numerice și încercări experimentale pentru porniri și reversări în gol, încercări la perturbație treaptă de cuplu și pornire în sarcină. În continuare vor fi prezentate cele mai reprezentative rezultate.

#### 4.3.1 Regimuri tranzitorii în gol

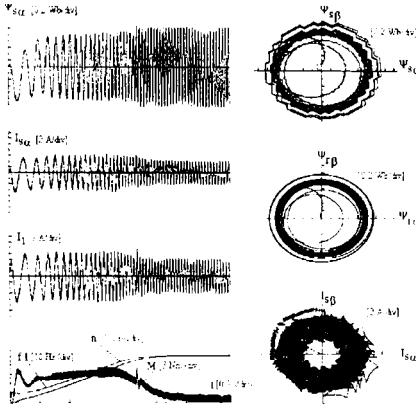


Fig. 4.3 Simularea pornirii,  
 $f_{1p}=50\text{Hz}$ ,  $f_{2max}=7,5$  Hz

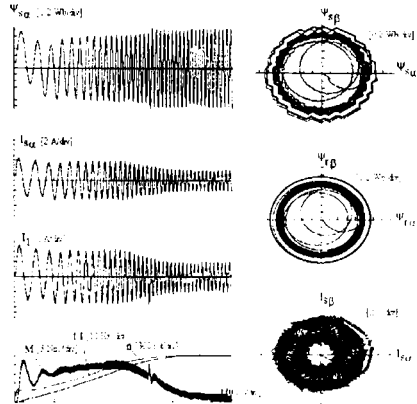


Fig. 4.4 Simularea pornirii,  
 $f_{1p}=50\text{Hz}$ ,  $f_{2max}=10\text{Hz}$

În fig. 4.3 este prezentată simularea pornirii mașinii în gol, în cazul unei limitări a ieșirii regulatorului PI la 7,5Hz. Durata pornirii poate fi redusă prin creșterea nivelului maxim a ieșirii regulatorului de turație până la frecvența rotorică critică (19 Hz în cazul mașinii pe care s-au efectuat testările). Prin creșterea limitei impuse regulatorului PI de la 7,5 Hz la 10 Hz se reduce durata pornirii de la 1 s la 0,8 s (fig. 4.4). O influență hotărâtoare asupra performanțelor dinamice a acționării o au filtrele de pe calea de reacție care produc întârzieri și deci frecvența de



alunecare în mașină în regimuri tranzitorii este mai redusă decât cea maxim impusă de regulator. Se pot efectua simulări fără aceste filtre cu reaccordarea regulatorului pentru această situație. În acest caz performanțele dinamice au fost mult îmbunătățite atât la pornire cât și la perturbații treaptă ale cuplului rezistent. Simulările obținute fără filtre pe calea de reacție nu s-au prezentat în această lucrare deoarece în cazul experimentărilor nu au putut fi înlăturate filtrele de pe calea de reacție.

Simularea unei porniri pentru o turație prescrisă de 3000 rotații pe minut este prezentată în fig. 4.5. Peste turația de bază intervine slăbirea de câmp, cuplul produs de mașină la frecvență rotorică dată se reduce pe măsură ce turația crește. Panta de accelerare se reduce implicit peste turația de bază. Din fig. 4.5 se observă că la pornirea cu prescriere de 100 Hz există suprareglaj și oscilații ale turației și cuplului. Cuplul maxim cu care se poate încărca mașina la dublul turației de bază este jumătate din cuplul nominal. Dacă se ține cont de relația dintre cuplul rezistent și turație, pentru standul prezentat în cap. 3. 4 la turația de 3000 rot./min. rezultă că mașina este încărcată aproape cu jumătate din cuplul nominal ceea ce reprezintă cuplul maxim în regim de lungă durată.

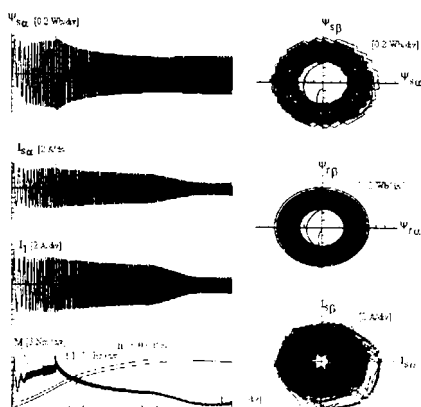


Fig. 4.5 Simularea pornirii  
pt.  $n_p=3000$  rot/min

#### 4.3.2 Regimuri tranzitorii la turație prescrisă constantă

În acest paragraf vor fi prezentate rezultatele obținute prin simulări digitale și experimentale [7] pentru variații treaptă ale cuplului rezistent la diferite turații. Din simulare (fig. 4.6) și din încercările experimentale (fig. 4.8) se observă că în cazul unui salt treaptă a cuplului rezistent are loc

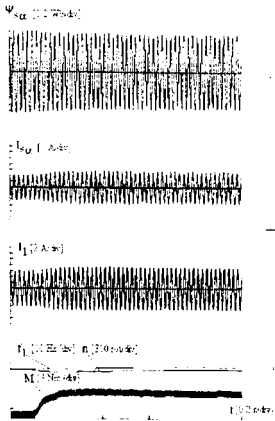


Fig. 4.6 Simulare încărcare  
cu  $M_n$  la  $f_{1p}=50\text{Hz}$

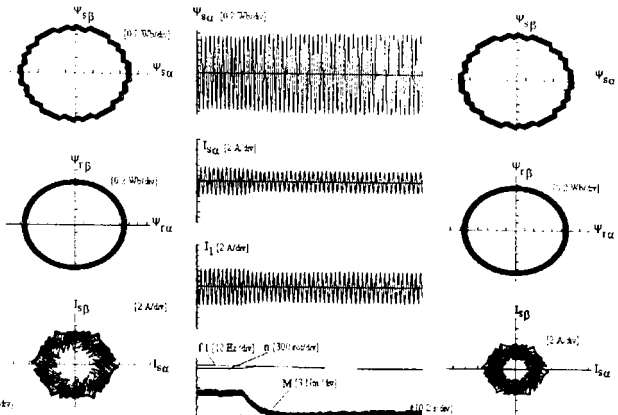


Fig. 4.7 Simulare descărcare  
de la  $M_n$  la  $g_{ol}$ ,  $f_{1p}=50\text{Hz}$

o scădere a turației imediat după saltul treaptă a cuplului rezistent. Ca urmare a erorii de turație are loc creșterea frecvenței statorice  $f_1$  urmată de creșterea turației. Componenta integratoare a regulatorului de turație produce creșterea frecvenței până la anularea erorii de turație. În cazul unui salt treaptă de cuplu negativ (dispariția bruscă a cuplului rezistent) imediat după dispariția cuplului are loc o accelerare a mașinii (fig. 4.7 și fig. 4.9). Ca urmare a unei erori de turație negative frecvența statorică este redusă până la anularea erorii din turație.

Eroarea de turație poate fi anulată chiar și pentru o treaptă de cuplu de două ori cuplu nominal dacă limitarea frecvenței rotorice s-a ales suficient de mare. Pentru simularea din fig. 4.10 limitarea regulatorului PI s-a ales egală cu 10Hz. Pentru o treaptă de cuplu de 2,5 ori cuplu nominal eroare de cuplu nu mai poate fi anulată fig. 4.11, iar pentru o treaptă de cuplu de 3 ori cuplu nominal viteza mașinii va scădea la 0 (fig. 4.12). În acest caz se observă scăderea frecvenței statorice. În final aceasta devine egală cu frecvența rotorică maximă. Se limitează astfel curentul maxim absorbit de mașină în regim de suprasarcină. Corecția tensiunii funcție de frecvența s-a realizat considerând numai cădere de tensiune pe rezistența statorică produsă de curentul nominal. În acest scop s-a utilizat relația (3.26). Se observă o scădere importantă a fluxului statoric deoarece curentul este mai mare decât

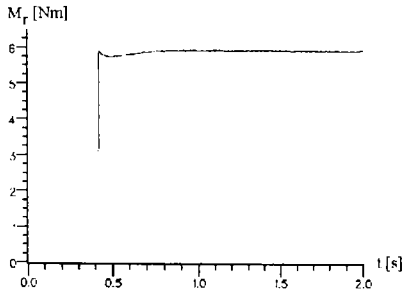
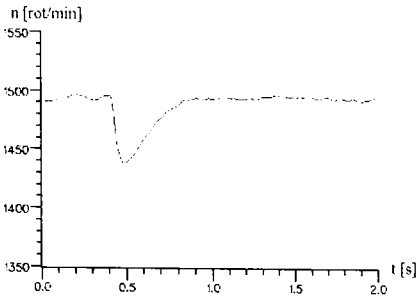


Fig. 4.8 Testare încărcare  
cu  $M_n$  la  $f_{1p}=50\text{Hz}$

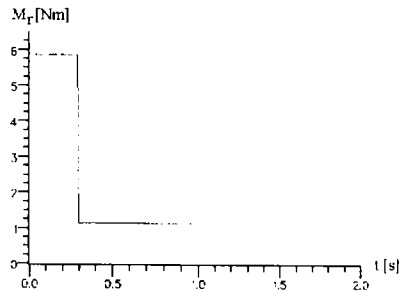
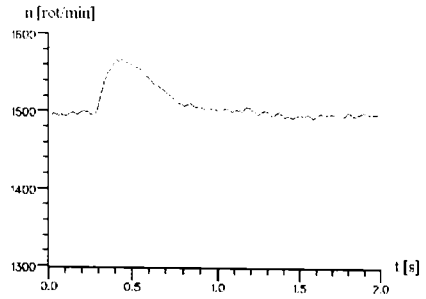


Fig. 4.9. Testare descărcare  
de la  $M_n$  la gol la  $f_{1p}=50\text{Hz}$

cel nominal cât și din cauza efectului timpului mort al inverterului și căderilor de tensiune pe dispozitivele de putere ale inverterului dar și din cauza imperfecțiunilor corecției realizate cu (3.26).

Din simularea încărcării mașinii cu o treaptă de cuplu de 4,6 Nm la frecvența rescrisă  $f_{1p} = 75 \text{ Hz}$  (fig. 4.13), cât și din încercările experimentale la variație treaptă a cuplului rezistent (fig. 4.14 și 4.15) se observă comportarea sistemului la variația treaptă a cuplului pentru turații prescrise peste

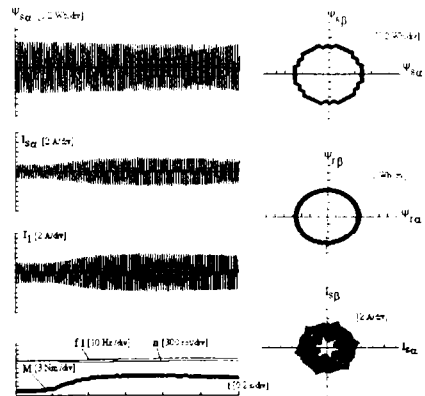


Fig. 4.13 Simulare încărcare cu  
4,6 Nm la  $f_{1p}=75 \text{ Hz}$

turația de bază.

Realizarea compensării frecvenței de alunecare este importantă la turații mici deoarece în acest caz erorile relative de turație devin importante. Comportarea sistemului la turații mici ( $f_{1p}=12$  Hz) pentru o variație treaptă de cuplu este prezentată în fig. 4.16 pentru încărcarea mașinii cu treapta de cuplu nominal respectiv în fig. 4.17 în cazul scăderii cuplului rezistent de la

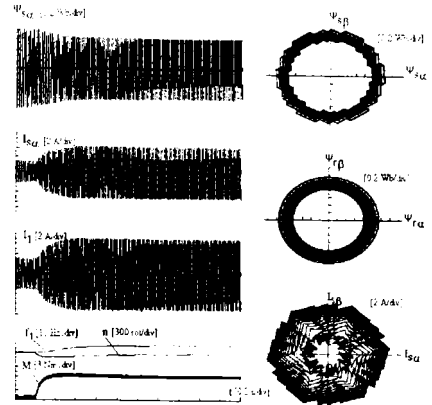


Fig. 4.10 Simulare încărcare cu  $2M_n$  la  $f_{1p}=50$  Hz

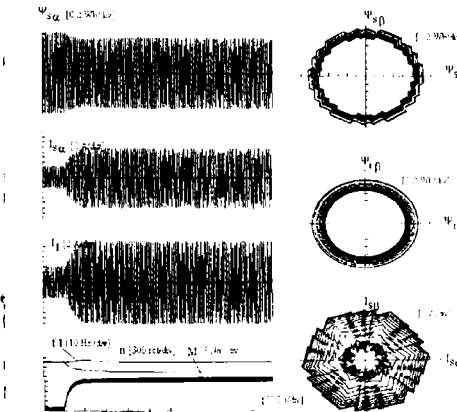


Fig. 4.11 Simulare încărcare cu  $2,5 M_n$  la  $f_{1p}=50$  Hz

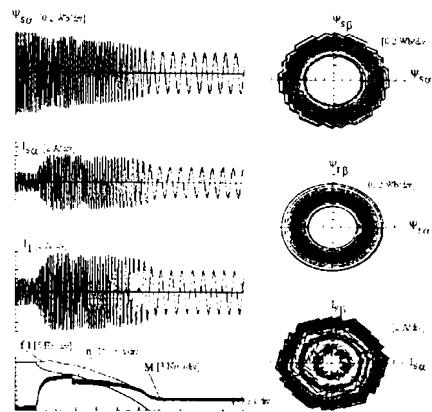


Fig. 4.12 Simulare încărcare cu  $3 M_n$  la  $f_{1p}=50$  Hz

valoarea nominală la cuplul rezistent în gol.

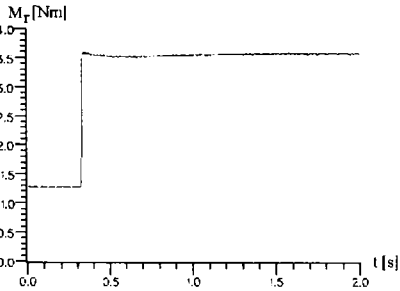
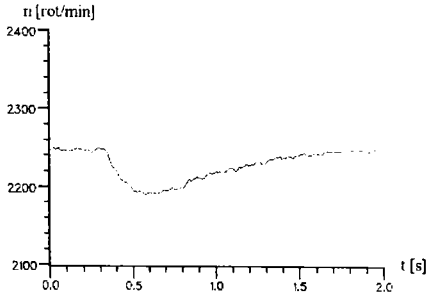


Fig. 4.14 Testare încărcare treaptă cu 4,6Nm la  $f_{1,p}=75$ Hz.

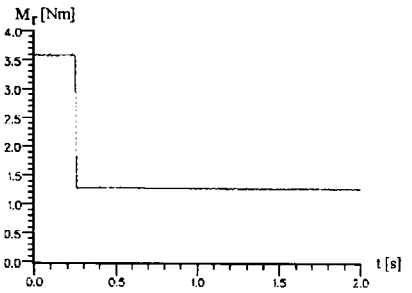
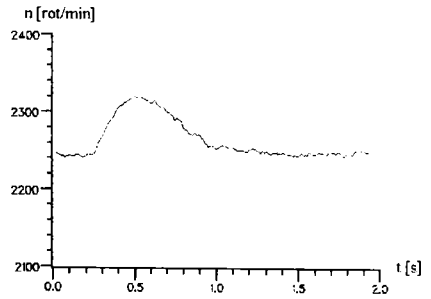


Fig. 4.15 Testare descărcare de la 4,6Nm la gol pt.  $f_1=75$ Hz.

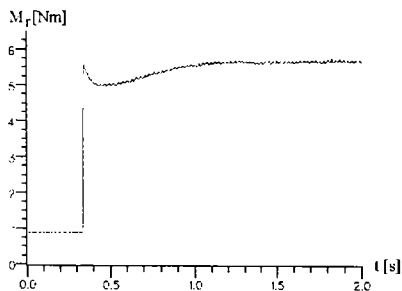
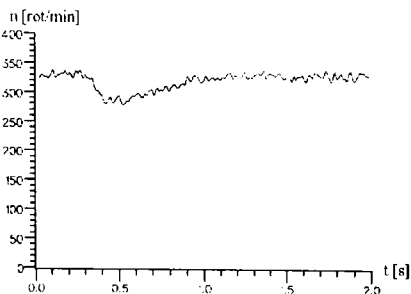


Fig. 4.16 Testare încărcare  
cu  $M_n$  la  $f_{1p}=12\text{Hz}$ .

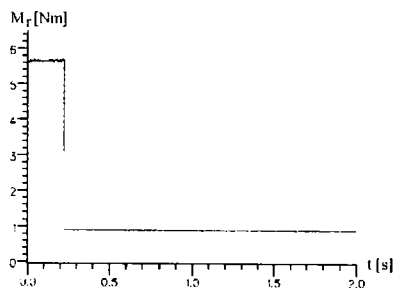
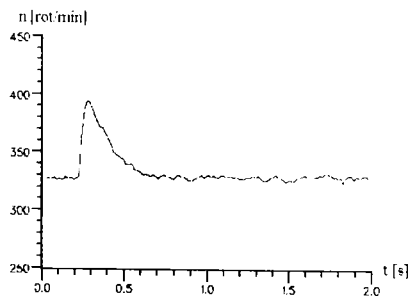


Fig. 4.17 Testare descărcare  
de la  $M_n$  la gol pt.  $f_{1p}=12\text{Hz}$ .

### 4.3.3 Regimuri dinamice în sarcină

În acest paragraf este pusă în evidență capacitatea mașinii de a se accelera de la turație zero la turația prescrisă, în condițiile existenței la arbore a unui cuplu rezistent. Din fig. 4.18, se observă frecvența mare de alunecare pe durată pornirii cu treaptă de cuplu nominal. Pe durata pornirii se observă reducerea fluxului statoric. Această reducere a fluxului se manifestă negativ prin reducerea cuplului electromagnetic pe durata pornirii. Această reducere a fluxului pe durata pornirii se poate compensa prin alegerea unui factor de corecție a tensiunii mai ridicat. Controlul fluxului statoric în buclă închisă (capitolul 5) va elimina acest dezavantaj dar costul echipamentului crește. Această creștere este justificată numai în cazul pornirilor grele (cu cuplu rezistent la pornire ridicat) sau în dacă se doresc porniri rapide.

#### 4.4 Concluzii

Dezvoltarea controlului poligonal al fluxului în buclă de viteză s-a realizat în ideea demonstrării stabilității metodei tabelare de control poligonal al fluxului când întregul sistem funcționează în buclă închisă. Din simulările digitale și din rezultatele experimentale a rezultat că nici în acest caz nu intervin regimuri tranzitorii nedorite legate de schimbarea

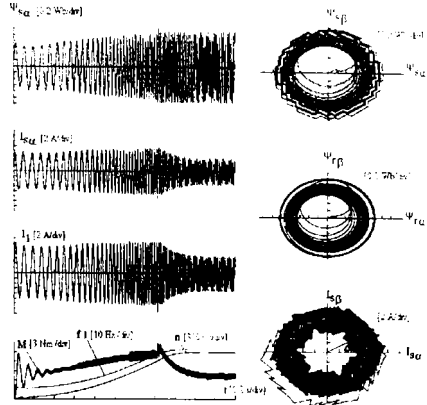


Fig. 4.18 Simulare pornire în nedorite legate de schimbarea sarcină cu  $M_r=M_n$ ,  $f_{1p}=50\text{Hz}$ .

trajectoriei fluxului statoric prin trecerea de pe un poligon pe altul. Mărimea de reacție intervine indirect în realizarea modulării în lățime de puls prin frecvența  $f_1$ . Realizarea modulării, în acest caz, se realizează prin citirea unui sistem de tabele și incrementarea poziției de la care se face citirea următoare. Astfel modularea PWM are o imunitate ridicată la zgomotele introduse în sistemul de reglaj prin intermediul traductorului de turație. Prin alegerea adecvată a parametrilor regulatorului de turație a fost posibilă realizarea experimentelor în condițiile unui nivel de zgomot perturbator ridicat. Metoda se poate aplica în domenii care nu cer performanțe dinamice ridicate și acceptă perturbații de cuplu pe durata procesului tranzitoriu, de exemplu pentru antrenarea unor pompe, ventilatoare sau benzi transportoare. Prin implementarea pe controllere ieftine rezultă un sistem de reglaj optim sub aspectul performanță/cost.

#### 4.5 Bibliografie selectivă

- [1] I. Boldea, L. Tutelea, N. Muntean, "Poligonal flux-modulation in V/f a.c. drives", Proc. Electromotion 1995, 5-26 May 1995, Cluj-Napoca, Romania, pag. 15-20.

- [2] H. Y. Zhong, H. P. Messinger, "A new microcomputer - Based Direct Torque Control Sistem for three-phase induction motor", IEEE Transaction on Industry Aplications vol. 27 no. 2, March/April 1991.
- [3] H. Buhler, "Reglage par mode de glissement", Presses Politechniques Romandes, 1986.
- [4] R. E. Precup, S. Preitl "Sisteme de reglare avansată vol.1", Universitatea " Politehnica" din Timișoara, 1995.
- [5] S. Preitl "Teoria sistemelor și reglaj automat" Universitatea Tehnică Timișoara, 1992.
- [6] T. L. Dragomir, S. Preitl "Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat", Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1979.
- [7] L. Tutelea, "Performance of poligonal flux modulation in induction drives with speed loop", Proceedings Optim'96, Brașov, pag. 1461-1470.



## Controlul "sensorless" utilizând modularea poligonală a fluxului statoric "on-line"

---

### 5.1 Introducere

Domeniul de modificare a turației în buclă deschisă cu control de tip V/f este de 10(20) la 1 [1,2]. Acest domeniu poate fi extins prin realizarea unui control vectorial și reglaj de viteză în buclă închisă. Montarea, alinierea și întreținerea traductoarelor de turație ridică costurile de instalare și exploatare a acționărilor electrice. Evoluția rapidă a sistemelor de reglaj și a puterii de calcul în timp real a procesoarelor a făcut posibilă estimarea turației din mărimile electrice măsurate și deci renunțarea la traductoarele de turație, în cazul multor aplicații. Domeniul de reglare "sensorless" a turației este de 100 la 1 [3,4]. În reglarea "sensorless" a mișcării este importantă cunoașterea precisă a parametrilor mașinii. În general inductanțele mașinii depind de saturație iar rezistențele înfășurărilor de temperaturile acestora. Pentru a reduce efectele variației parametrilor s-au elaborat metode pentru determinarea acestora în timp real [5,6]. În prezent există un număr mare de metode pentru reglajul "sensorless" al vitezei [7,8, 9,10,11]. Scopul acestui capitol este de a studia posibilitatea utilizării reglajului "sensorless" utilizând controlul poligonal al fluxului statoric.

## 5.2. Estimarea fluxului, cuplului și turației

Estimatorul de turație este unul din blocurile cele mai importante în reglajul "sensorless" al turației.

Estimarea turației se realizează pe baza ecuațiilor mașinii electrice cunoscând parametrii mașinii, curenții și tensiunile statorice. Estimatorul de turație se alege în funcție de metoda de reglare utilizată. Estimarea turației este posibilă deoarece în regim staționar turația mașinii înmulțită cu numărul perechilor de poli este aproximativ egal cu frecvența curenților și tensiunilor de alimentare. Diferența dintre cele două mărimi este egală cu frecvența

$$f_2 = f_1 - p_1 n \quad (5.1)$$

curenților din rotor (5.1).

unde:  $f_1$  - frecvență statorică;

$f_2$  - frecvență rotorică;

$p_1$  - numărul perechilor de poli;

$n$  - turația mașinii exprimată în [rot/s].

Frecvența rotorică se poate determina pe baza legăturii dintre cuplu

$$M_{em} = m p_1 \frac{\omega_2 \Psi_r^2}{R_2} \quad (5.2)$$

electromagnetic dezvoltat de mașină și pulsația rotorică. Mărimile din ecuația 2 sunt:

$m$  - numărul de faze statorice;

$\omega_2$  - pulsația rotorică (5.3);

$\Psi_r$  - valoarea efectivă a fluxului rotoric raportat la stator;

$R_2$  - rezistența rotorică raportată la stator.

$$\omega_2 = 2\pi f_2 \quad (5.3)$$

Din relațiile (5.1) și (5.2) rezultă că pentru estimarea vitezei este nevoie de estimarea în prealabil a cuplului electromagnetic și a fluxului rotoric. În plus este necesară cunoașterea cu precizie a rezistenței rotorice, aceasta influențând direct precizia estimării pulsației rotorice. Valoarea rezistenței rotorice depinde de temperatura înfășurării și deci se modifică pe durata funcționării.

Pentru a compensa modificarea rezistenței rotorice, în unele aplicații, acesta se estimează continuu în timp real prin urmărirea regimurilor tranzitorii ale fluxului rotoric. Ecuațiile (5.1) și (5.2) sunt valabile numai în regim staționar. În cazul utilizării electronicii de putere pentru alimentarea mașinii, în general aceasta nu funcționează în regim staționar. Pentru estimarea turației mașinii electrice în regim tranzitoriu se va utiliza ecuațiile de regim tranzitoriu și modelul ortogonal al mașinii. Rezolvarea acestora are ca scop determinarea fluxurilor magnetice și a cuplului electromagnetic din tensiunile și curenții statorici iar apoi pe baza unor relații similare cu (5.1) și (5.2), dar valabile și în regim tranzitoriu, se va estima viteza.

Precizia estimării fluxurilor este afectată de erorile cu care se cunosc parametrii mașinii, de variația acestora în timp și de precizia măsurării curenților și tensiunilor statorice. Pentru a reduce influența parametrilor mașinii și a offseturilor introduse de transductoarele de tensiune și de curent s-au elaborat mai multe scheme de estimatoare. Astfel se cunosc estimatoare de flux bazate pe modelul de tensiune sau modelul de curent al mașinii electrice.

### 5.2.1 Estimatoare de flux bazate pe modelul de tensiune

Direct din ecuațiile în coordonate ortogonale statorice ale mașinii rezultă ecuația estimatorului ideal de tensiune (5.4).

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= \int_0^t (u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \Psi_{s\beta} &= \int_0^t (u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{aligned} \quad (5.4)$$

Acest estimator nu poate fi utilizat practic deoarece la semnalul de intrare treaptă ieșirea estimatorului crește nelimitat. Media căderii de tensiune pe inductanțele mașinii pe o perioadă este zero, deci fluxul real nu crește nelimitat. Media tensiunii la intrare estimatorului de flux este întotdeauna diferită de zero din cauza erorilor rezistenței statorice și din cauza offseturilor introduse de transductoarele de tensiune și de curent. Semnalele de frecvență

foarte redusă nu prezintă interes pentru proces și cel mai adesea sunt cauzate de erorile de măsură. Tocmai pentru aceste semnale răspunsul estimatorului ideal de flux este nelimitat. Limitarea răspunsului estimatorului, la semnal de intrare continuu, se realizează prin utilizarea unei funcții de transfer de tip PT1 (5.5).

$$H(p) = \frac{T}{1+pT} \quad (5.5)$$

Unde T este constanta de timp a filtrului trece jos, iar frecvența de tăiere se calculează cu relația:

$$f_t = \frac{1}{2\pi T} \quad (5.6)$$

Filtrele de tip PT1 pot înlocui filtrele de tip I pentru frecvențe mult mai mari decât frecvența de tăiere a filtrului trece jos unde răspunsul amplitudine-frecvență și fază-frecvență a celor două filtre este practic același (fig. 5.1). Erorile de fază a filtrului trece jos față de estimatorul ideal produce o defazare în față a fluxului estimat față de fluxul real din mașină. În final această eroare de fază se traduce printr-o eroare în cuplul estimat. Pentru a limita aceste erori este necesar ca frecvența cea mai mică pentru care estimatorul este utilizat să fie cu un ordin de mărime mai mare decât frecvența de tăiere a filtrului PT1. Amplificarea componentei de frecvență zero este dată de relația (5.7).

Utilizarea unor frecvențe de tăiere foarte mici produce amplificări

$$A_0 = \frac{1}{2\pi f_t} \quad (5.7)$$

mari a componentei continue. Rejecția totală a offsetului prezent în semnalul de intrare al estimatorului de flux se poate realiza prin

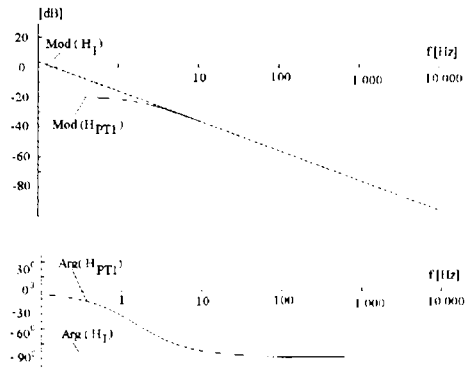


Fig. 5.1 Caracteristicile de transfer ale filtrelor I și PT1 cu  $T=0,1s$

utilizarea unor filtre de tip trece bandă care pentru frecvențele din banda de lucru se comportă ca un filtru de tip integrator, dar are câștig zero pentru componenta continuă.

Influența erorilor rezistenței statorice este neglijabilă la turații mari unde căderea de tensiune pe rezistența statorică este neglijabilă, dar devine importantă la turații mici și foarte mici unde căderea de tensiune pe rezistența statorică este comparabilă cu tensiunea indusă. Pentru calculul cuplului electromagnetic este suficientă estimarea fluxului statoric. Pentru estimarea vitezei este necesară estimarea fluxurilor rotorice. Fluxul rotoric se va estima din fluxul statoric în funcție de schema echivalentă a mașinii. Astfel pentru schema echivalentă în T (fig. 5.2.a) rezultă:

$$\Psi_r = \frac{L_r}{L_m} \Psi_s + \left( L_m - \frac{L_1 L_2}{L_m} \right) I_1 \quad (5.8)$$

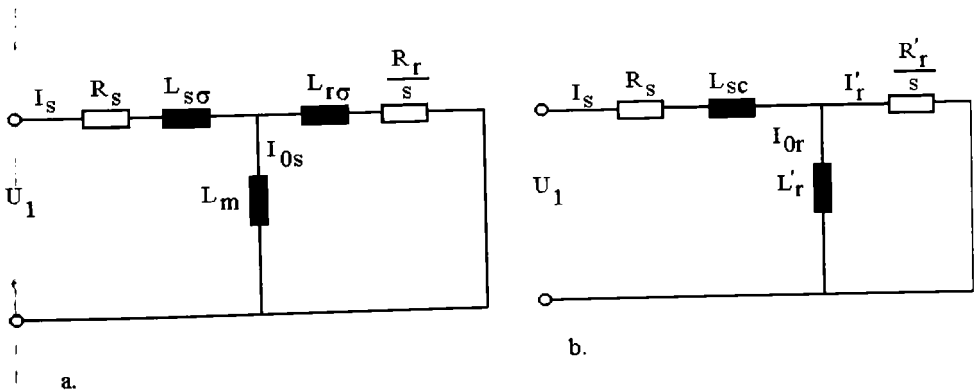


Fig. 5.2 Schema echivalentă a mașinii de inducție

Cu  $\Psi_s$ ,  $\Psi_r$ ,  $I_s$  s-au notat fazorii spațiali ai fluxului statoric, fluxului rotoric și al curentului statoric. Prin schimbarea de variabilă (5.9) rezultă schema echivalentă fără inductuanțe de dispersie în circuitul rotoric (fig. 5.2.b).

$$I_r' = \frac{L_r}{L_m} I_r \quad (5.9)$$

Pentru conservarea puterii electromagnetice și a pierderilor în rotor rezultă:

$$R_r' = \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \quad (5.10)$$

Fluxul rotoric echivalent se calculează cu relația:

$$\Psi_r' = \Psi_s - L_{sc} I_1 \quad (5.11)$$

Echivalența fluxurilor rotorice calculate în cazul celor două scheme este dată de relația (5.12). Expresia inductanțelor în funcție de inductanțele din schema echivalentă în T sunt date de relația (5.13).

$$\Psi_r' = \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \quad (5.12)$$

$$L_{sc} = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (5.13)$$

$$L_r' = \frac{L_m}{L_r} L_m$$

### 5.2.2 Estimarea fluxului utilizând modelul de curent

Estimarea fluxurilor se realizează pe baza relațiilor dintre fluxuri, inductanțe și curenți. Curenții de magnetizare și curenții rotorici trebuie calculați pe baza ecuațiilor diferențiale ale modelului ortogonal al mașinii, deoarece nu sunt măsurați decât curenții statorici.

Din ecuații diferențiale ale mașinii (5.14) se poate calcula direct fluxul statoric, fluxul principal sau fluxul rotoric. În

$$R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_b \vec{\Psi}_s = \vec{U}_s \quad (5.14)$$

$$R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_b - \omega_r) \vec{\Psi}_r = 0$$

continuare se va descrie numai estimarea directă a fluxului rotoric în cazul utilizării schemei echivalente din fig. 5.2.b. În acest caz, se rezolvă numai ecuațiile diferențiale asociate rotorului. Rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale se efectuează pentru

cazuri particulare ale vitezei sistemului de coordonate.

In coordonate statorice  $\omega_s=0$  (coordonate  $\alpha, \beta$ ) ecuațiile rotorice asociate schemei echivalente din fig. 5.2.b sunt:

$$\begin{aligned} R_r' i_{r\alpha}' + \frac{d\psi_{r\alpha}'}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta}' &= 0 \\ R_r' i_{r\beta}' + \frac{d\psi_{r\beta}'}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha}' &= 0 \end{aligned} \quad (5.15)$$

Din (5.15) prin inlocuirea curenților rotorici în funcție de curenții statorici și de magnetizare și exprimarea fluxurile în funcție de curenții de magnetizare se obține:

$$\begin{aligned} R_r' i_{0r\alpha} + pL_r' i_{0r\alpha} + \omega_r L_r' i_{0r\beta} &= R_r' i_{s\alpha} \\ R_r' i_{0r\beta} + pL_r' i_{0r\beta} - \omega_r L_r' i_{0r\alpha} &= R_r' i_{s\beta} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Din ecuația (5.16) rezultă funcțiile de transfer ale estimatorilor curenților de magnetizare. Schema operațională a estimatorului de flux rotorice (fig. 5.3) se simplifică pentru calculul curenților de

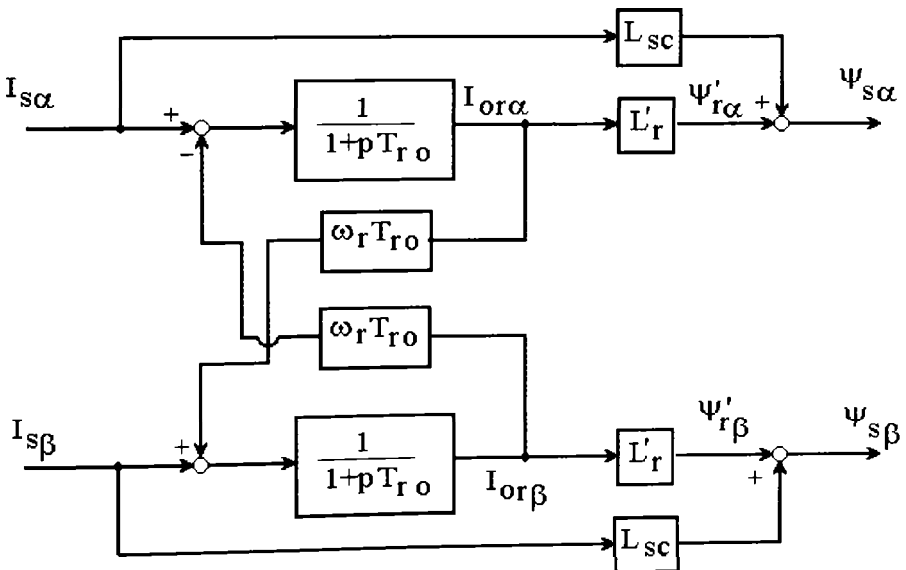


Fig. 5.3 Estimator de flux în coordonate statorice magnetizare dacă se utilizează relațiile (5.17).

$$\begin{aligned} i_{0r\alpha} &= \frac{1}{1+pT_{ro}} i_{s\alpha} - \frac{\omega_r T_{ro}}{1+pT_{ro}} i_{0r\beta} \\ i_{0r\beta} &= \frac{1}{1+pT_{ro}} i_{s\beta} + \frac{\omega_r T_{ro}}{1+pT_{ro}} i_{0r\alpha} \end{aligned} \quad (5.17)$$

unde  $T_{ro}$  este constanta de timp rotorică și se calculează cu relația:

$$T_{ro} = \frac{L_r}{R_r} \quad (5.18)$$

În final rezultă fluxul rotoric (5.19) și fluxul statoric (5.20).

$$\begin{aligned} \Psi'_{r\alpha} &= L_r' i_{0r\alpha} \\ \Psi'_{r\beta} &= L_r' i_{0r\beta} \end{aligned} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= \Psi'_{r\alpha} + L_{sc} i_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} &= \Psi'_{r\beta} + L_{sc} i_{s\beta} \end{aligned} \quad (5.20)$$

Pentru estimarea fluxului din modelul de curent este necesară cunoașterea inductanțelor și a constantei de timp rotorice. Constanta de timp rotorică depinde de rezistența rotorică care este în funcție de temperatura medie a înfășurării rotorice. De asemenea este necesară cunoașterea vitezei rotorului. La viteze mici componenta de cuplaj din curenții de magnetizare este redusă și erorile produse la estimarea vitezei practic afectează puțin estimarea fluxului.

Dacă rezolvarea ecuațiilor circuitului rotoric se efectuează în coordonate rotorice,  $\omega_b = \omega_r$ , (coordonate  $d, q$ ) atunci în rotor nu mai există tensiuni induse prin rotație și dispăre cuplajul dintre cele două axe.

$$\begin{aligned} i_{0rd} &= \frac{1}{1+pT_{ro}} i_{sd} \\ i_{0rq} &= \frac{1}{1+pT_{ro}} i_{sq} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Viteza rotorică nu intervine explicit în estimarea fluxului rotoric (ec 5.21) dar intervine implicit prin transformarea din coordonate statorice în coordonate rotorice (5.22). Prin aplicarea operatorului Laplace  $p$ , asupra curentului statoric în coordonate rotorice se efectuează derivata produselor curenților statorici cu sinusul



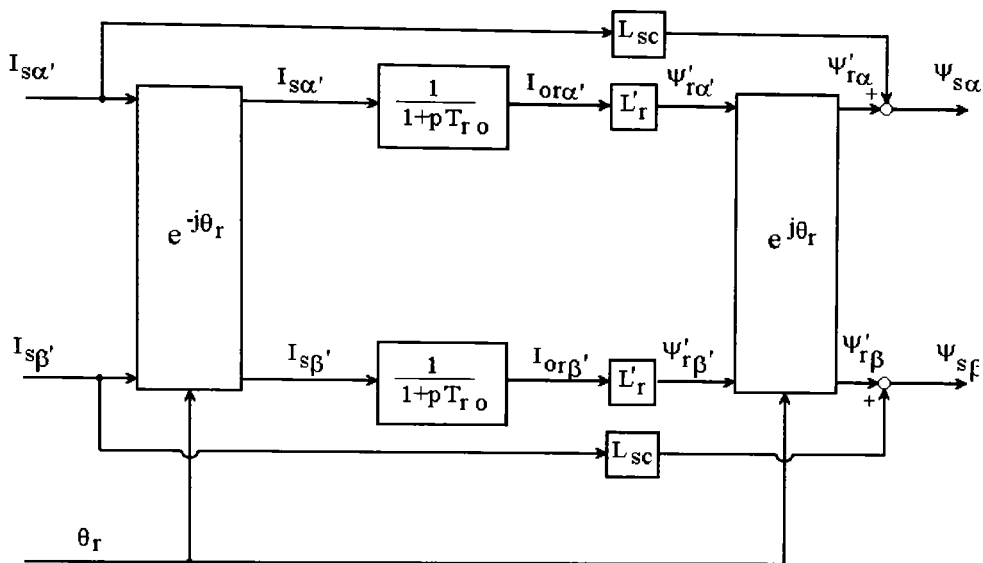


Fig. 5.4 Estimator de flux în coordonate rotorice

respectiv cosinusul unghiului rotorice  $\theta_r$ . Fluxurile rotorice pot fi calculate direct în coordonate rotorice (ec 5.23) și apoi se efectuează transformarea din coordonate rotorice în coordonate statorice (5.24). Diagrama structurală a estimatorului de flux în coordonate rotorice este prezentată în fig. 5.4.

$$\begin{aligned}\psi'_{r\alpha} &= \cos(\theta_r) \psi'_{rd} - \sin(\theta_r) \psi'_{rq} \\ \psi'_{r\beta} &= \sin(\theta_r) \psi'_{rd} + \cos(\theta_r) \psi'_{rq}\end{aligned}\quad (5.22)$$

$$\begin{aligned}i_{ord} &= \cos(\theta_r) i_{ora} + \sin(\theta_r) i_{orb} \\ i_{orq} &= -\sin(\theta_r) i_{ora} + \cos(\theta_r) i_{orb}\end{aligned}\quad (5.23)$$

$$\begin{aligned}\psi'_{rd} &= L'_r i_{rd} \\ \psi'_{rq} &= L'_r i_{rq}\end{aligned}\quad (5.24)$$

Unghiul  $\theta_r$  se calculează prin integrarea vitezei. Prin efectuarea calculului se poate demonstra că cele două estimatoare de flux sunt echivalente.

$$\theta_r = \int_{t=0}^t \omega_r dt \quad (5.25)$$

Dacă sistemul de coordonate este fix față de câmpul magnetic rotorice ( $\omega_b - \omega_r = \omega_{2r}$ ) atunci în cazul cel mai general pentru curenții de magnetizare se obțin expresiile (5.26) și schema operațională a estimatorului de flux din fig. 5.5.a.

$$\begin{aligned} i_{0rd}' &= \frac{1}{1+pT_{r0}} i_{sd}' + \frac{\omega_{2r} T_{r0}}{1+pT_{r0}} i_{0rq}' \\ i_{0rq}' &= \frac{1}{1+pT_{r0}} i_{sq}' - \frac{\omega_{2r} T_{r0}}{1+pT_{r0}} i_{0rd}' \end{aligned} \quad (5.26)$$

Dacă considerăm axa d' axa fluxului atunci fluxul rotorice după axa q' este 0, derivata acestuia după axa q' este 0 și de asemenea curentul de magnetizare după axa q' este 0. Expresiile (5.26) devin mult mai simple:

$$\begin{aligned} i_{0rd}' &= \frac{1}{1+pT_{r0}} i_{sd}' \\ i_{0rq}' &= 0 \end{aligned} \quad (5.27)$$

În plus dacă fluxul rotorice este constant atunci și derivata fluxului după axa d' este 0. În acest caz în rotor nu există curent după axa d', deci curentul statoric după axa d' devine curent de magnetizare. Fluxul rotorice se calculează simplu cu relația (5.28), iar diagrama structurală a estimatorului de flux este prezentată în fig. 5.5.b.

$$\begin{aligned} \psi'_{rd}' &= L_r i'_{sd}' \\ \psi'_{rq}' &= 0 \end{aligned} \quad (5.28)$$

Din ecuația (5.28) se observă că estimarea fluxului rotorice în coordonatele fluxului rotorice nu depinde de rezistența înfășurării rotorice. Relația (5.28) este valabilă numai dacă fluxul rotorice este constant și va produce estimări eronate, dacă există variații ale amplitudinii fluxului rotorice. Din acest motiv se preferă estimarea fluxului rotorice utilizând relația (5.27). În acest caz există o dependență a fluxului rotorice estimat de constanta de timp rotorice dar numai în regimurile tranzitorii ale fluxului rotorice. Dacă fluxul

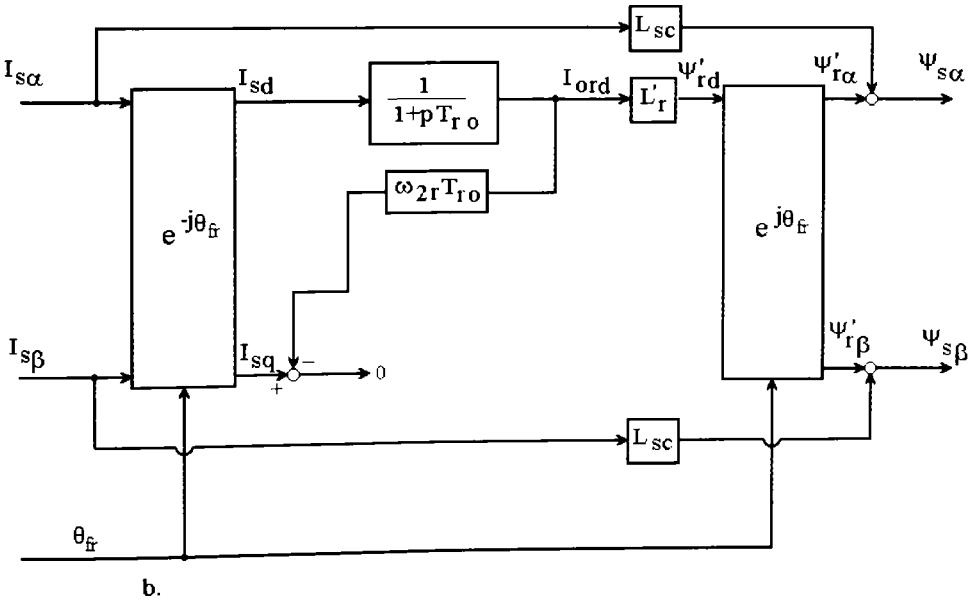
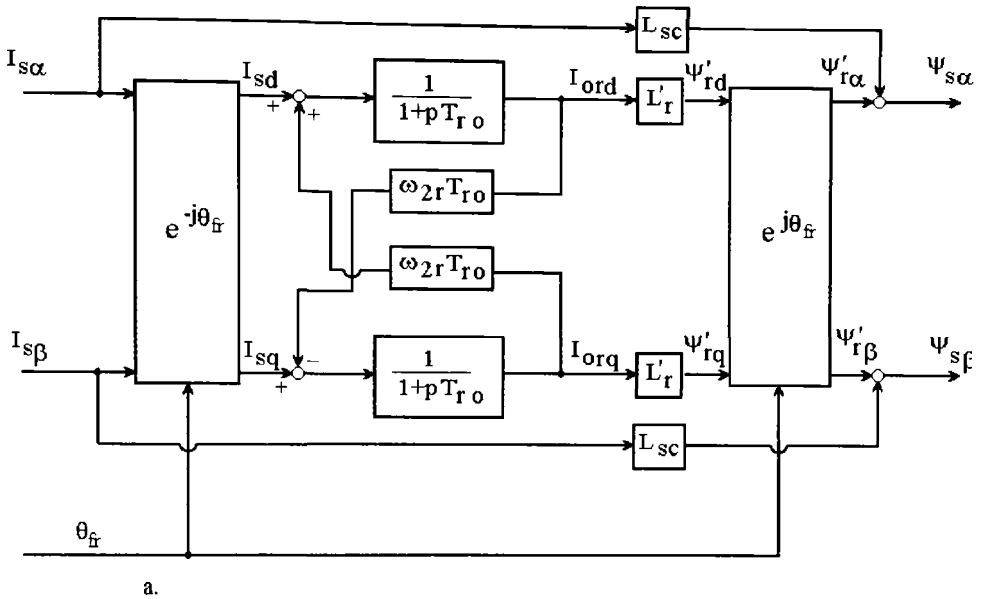


Fig. 5.5 Estimator de flux în coordonatele fluxului rotoric

rotoric este constant atunci filtru trece jos (5.27) nu are nici un

efect asupra curentului statoric după axa d' deoarece este curent continuu și deci nici în acest caz constanta de timp rotorică nu influențează estimarea fluxului.

$$\dot{i}_{sq'} - \omega_{2r} T_{r0} \dot{i}_{0rd'} = 0 \quad (5.29)$$

Ecuția (5.27) este valabilă numai dacă axa d este axa fluxului rotoric. Dacă unghiul fluxului rotoric nu este estimat corect atunci relația (5.27) nu mai este corectă, deci estimarea fluxului rotoric este afectată de erori. Cu ajutorul relației (5.29) se poate calcula  $\omega_{2r}$  sau dacă acesta este calculat din cuplul mașinii, utilizând rezistența rotorică, atunci se poate verifica dacă în sistem există erori.

Pentru estimarea fluxului, utilizând modelul de curent, este necesară cunoașterea inductanțelor mașinii și a rezistenței rotorice. Numai la flux rotoric constant în coordonate sincrone aliniat după fluxul rotoric se poate evita utilizarea rezistenței rotorice.

### 5.2.3 Estimarea fluxului din modelul de tensiune și curent

Prin combinarea celor două metode se încearcă eliminarea dezavantajelor fiecărei metode în parte. Modelul de tensiune este

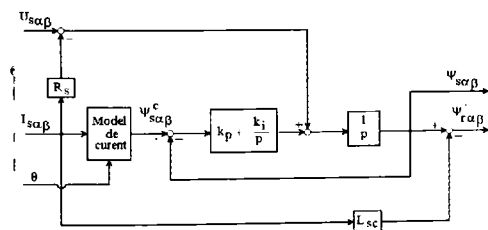


Fig. 5.6 Estimator de flux din tensiune și curent

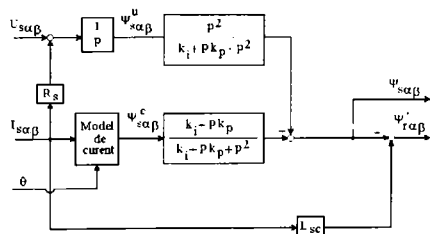


Fig. 5.7 Estimatorul de flux echivalent fără buclă internă

$$\begin{aligned} H_u(p) &= \frac{p}{k_i + p k_p + p^2} \\ H_{\psi_c}(p) &= \frac{k_i + p k_p}{k_i + p k_p + p^2} \end{aligned} \quad (5.30)$$

utilizat la turații mari, unde practic nu este influențat de erorile rezistenței statoreice. Modelul de curent este utilizat la turații mici unde estimările obținute de acesta sunt mai corecte decât cele obținute cu ajutorul modelului de tensiune. Comutarea între cele două modele se realizează prin utilizarea unor filtre de tip trece bandă, pentru estimatorul care utilizează modelul de tensiune și a unui filtru trece jos pentru estimatorul care utilizează modelul de curent. Caracteristicile de transfer ale celor două filtrare trebuie corelate deoarece comutarea estimatorilor nu se face brusc. Pe caracteristicile de frecvență există un domeniu de frecvențe pentru care cele două estimatoare funcționează împreună. Semnalul la ieșire estimatorului mixt este o sumă ponderată a estimărilor obținute din

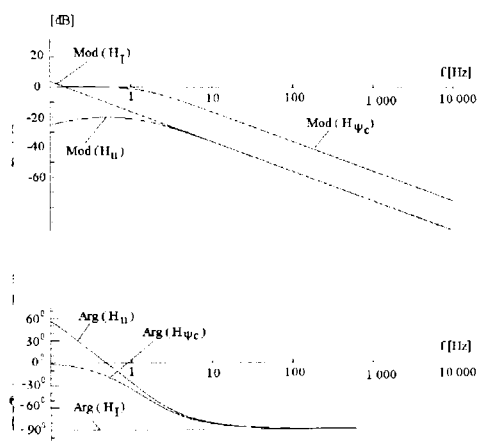


Fig. 5.8 Caracteristici de transfer în tensiune și flux estimat din curent

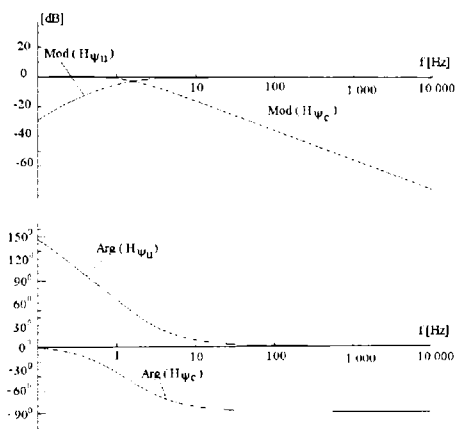


Fig. 5.9 Caracteristici de transfer în flux estimat din tensiune și curent

modelul de curent și modelul de tensiune. In fig. 5.6 este prezentată schema estimatorului de flux utilizând un filtru cu două intrări, o intrare pentru tensiune și o intrare pentru fluxul estimat din modelul de curent. Caracteristica de transfer (5.30) pentru intrarea de tensiune, este de tip trece bandă iar pentru intrarea de flux estimat cu modelul de curent este de tip filtru trece jos. Răspunsul în frecvență al filtrului pentru cele două intrări este prezentat în

fig. 5.8. Pentru intrarea de flux estimat din curent defazajul introdus de filtru trebuie să fie zero în banda de trecere. Pentru intrarea de tensiune filtru trebuie să se manifeste ca filtru de tip integrator, deci trebuie să prezinte o atenuare de 20 dB/decadă și un defazaj de 90°. Se observă că pentru frecvențe mari intrarea fluxului estimat din curent este puternic atenuată și deci la ieșire nu avem decât fluxul produs de intrarea în tensiune. Pentru frecvențe mici intrarea de tensiune este atenuată dar pentru intrarea de curent atenuarea este 0. În acest caz la ieșirea filtrului se regăsește numai fluxul estimat din modelul de curent. În jurul frecvenței de tăiere nici unul dintre cele două intrări luate independent nu pot produce la ieșire fluxul corect. Se observă că pentru astfel de frecvențe ambele semnale sunt atenuate. De asemenea defazajul produs pe fiecare canal în parte nu este corespunzător. Fluxul estimat din curent este defazat în urmă. Fluxul estimat din tensiune ar trebuie să fie defazat în urma acesteia cu 90°, dar în realitate defazajul este mai mic, deci fluxul este defazat în față. Comportarea estimatorului de flux mixt pentru cele două canale se poate pune mai bine în evidență dacă considerăm schema echivalentă pentru sumatorul de fluxuri din fig. 5.7. Pentru această schemă se poate considera o intrare de flux estimat din modelul de tensiune cu funcția de transfer din (5.31).

$$H_{\Psi u}(p) = \frac{p^2}{k_i + pK_p + p^2} \quad (5.31)$$

Dacă fluxurile estimate din modelul de tensiune și din modelul de curent sunt corecte atunci acestea sunt egale și fluxul rezultat la ieșirea sumatorului este corect. Funcția de transfer a sumatorului considerând cele două intrări legate împreună este 1. Din reprezentarea grafică a funcțiilor de transfer pentru cele două canale (fig. 5.9) rezultă că ieșirea estimatorului de flux este corectă dacă există un domeniu de frecvențe pentru care atât estimatorul bazat pe modelul de curent cât și cel bazat pe modelul de tensiune funcționează cu erori acceptabile. Prin alegerea constantelor  $k_i$  și  $k_p$  se stabilește banda de frecvență în care se realizează comutarea între cele două intrări.

#### 5.2.4 Estimarea cuplului electromagnetic și a vitezei

Cuplul electromagnetic se poate calcula direct din fluxurile

$$M_{em} = P_1 (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (5.32)$$

statorice estimate și din curenții statorici mășurați (5.32).

Unghiul fluxului rotorice cu axa  $\alpha$  statorică se calculează cu relația (5.33), iar prin derivarea acestei relații rezultă viteza unghiulară a fluxului rotorice (5.34):

$$\theta_{fr} = \arctg\left(\frac{\Psi'_{r\beta}}{\Psi'_{r\alpha}}\right) \quad (5.33)$$

$$\omega_{fr} = \frac{\Psi_{r\alpha} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \Psi_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}}{\Psi_r^2} \quad (5.34)$$

Relația (5.29) s-a obținut pornind de la ecuațiile circuitului rotorice în regim tranzitoriu în coordonatele fluxului rotorice. Din (5.29) rezultă viteza fluxului rotorice față de rotor  $\omega_{2r}$ :

$$\omega_{2r} = \frac{i_{sq} R_2'}{\Psi'_{rd'}} \quad (5.35)$$

Prin înmulțirea numărătorului și numitorului ecuației (5.35) cu fluxul rotorice și ținând cont că suntem în coordonatele fluxului rotorice rezultă o a două ecuație pentru calculul vitezei de alunecare

$$\omega_{2r} = \frac{M_{em} R_2'}{P_1 \Psi_r'^2} \quad (5.36)$$

în coordonatele fluxului rotorice. Această ecuație permite calculul vitezei de alunecare rotorice cunoscând cuplul electromagnetic. În ambele relații intervine rezistența rotorice și sunt afectate de precizia cunoașterii acesteia. În final se calculează viteza rotorului cu relația:

$$\omega_r = \omega_{fr} - \omega_{2r}$$

(5.37)

### 5.3 Controlul poligonal al fluxului on-line

Estimarea corectă a vitezei necesită procesoare puternice capabile să efectueze în timp real operații în virgulă mobilă. Dotarea echipamentului de comandă cu astfel de procesoare permite creșterea flexibilității modulării în lățime de puls prin realizarea acestuia în timp real. În acest scop, se poate utiliza modularea fazorului spațial de tensiune sau alte metode descrise în cap. 1.

O metodă de modulare în lățime de puls este eficientă dacă satisface următoarele condiții:

- nu necesită multe operații;
- nu necesită impulsuri foarte scurte de tensiune;
- poate funcționa în buclă deschisă, cât și în buclă închisă;
- nu produce regimuri tranzitorii nedorite în flux la pornire;
- poate crește tensiunea de ieșire până la valoarea maximă;
- permite intervenția rapidă a reguletoarelor asupra fluxului;
- nu produce subarmonici.

Controlul poligonal al fluxului satisface aceste condiții cu excepția posibilității intervenției rapide asupra amplitudinii fluxului. Acest dezavantaj este eliminat de metoda controlului poligonal al fluxului în timp real. Deoarece vectorul de tensiune va fi ales numai pe baza diferenței dintre vectorul flux prescris și vectorul flux estimat, nu mai există un control global al modulării și, deci, există posibilitatea generării de subarmonici. Utilizarea unor frecvențe ridicate de eșantionare, ceea ce este în concordanță și cu necesitatea intervenției rapide asupra fluxului reduce nivelul subarmonicilor. Prin utilizarea modulării poligonale a fluxului în timp real nu crește numărul total de operații, dar se schimbă structura acestora predominând operațiile în virgulă mobilă. Operațiile în virgulă mobilă se execută rapid pe procesorul TMS 320, și în plus nu se produc stări de așteptare ca în cazul instrucțiunilor de decizie sau a citirilor din tabele. Deci, pentru procesoare puternice este mai eficientă generarea în timp real a



modulării decât extragerea vectorilor din tabele. Pentru început să considerăm funcționarea în buclă deschisă. În acest caz, fluxul statoric va fi mărimea prescrisă și acesta va descrie o traiectorie circulară cu viteză variabilă. Fluxurile din mașină sunt mărimi continue în timp, dar sistemul de conducere fiind digital, mărimile reale sunt cunoscute doar la momente bine precizate de timp. Componentele vectorului flux în momentele eșantionării sunt date de relația:

$$\begin{aligned}\psi_{\alpha}^*(t_k) &= \Psi^* \cos(\theta_k) \\ \psi_{\beta}^*(t_k) &= \Psi^* \sin(\theta_k)\end{aligned}\quad (5.38)$$

unde :  $\Psi$  - este amplitudinea vectorului flux statoric prescris;  
 $\theta_k$  - unghiul dintre vectorul flux și axa alpha la momentul  $t_k$ .  
 Pentru realizarea modulării este necesară calcularea vectorilor tensiune furnizați de invertor în următorul interval de eșantionare. Pentru aceasta se calculează în prima fază variația fluxului în intervalul  $t_{k+1}, t_{k+2}$  pornind de la diferența dintre fluxul prescris la momentul  $t_{k+2}$  și fluxul estimat într-o mașină ideală la momentul  $t_{k+1}$ .

$$\begin{aligned}\Delta \psi_{\alpha} &= \psi_{\alpha}^*(t_{k+2}) - \psi_{\alpha}(t_{k+1}) \\ \Delta \psi_{\beta} &= \psi_{\beta}^*(t_{k+2}) - \psi_{\beta}(t_{k+1})\end{aligned}\quad (5.39)$$

Se calculează apoi vectorul de tensiune care produce exact această variație a fluxului într-un interval de eșantionare (5.40).

Invertorul nu poate produce exact această tensiune, dar prin modulare în lățime de puls se poate produce același efect asupra fluxului statoric, prin combinarea a doi vectori acțiivi de tensiune și a unui vector zero. Metoda propusă va utiliza un singur vector

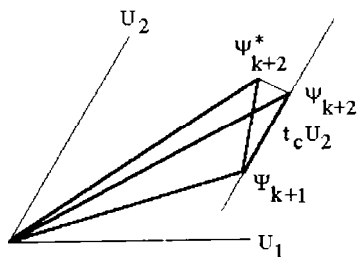


Fig. 5.10 Diagrama vectorială pt. modularea poligonală în timp real

$$\begin{aligned}
 U_{\alpha} &= \frac{\Delta \Psi_{\alpha}}{T_e} \\
 U_{\beta} &= \frac{\Delta \Psi_{\beta}}{T_e}
 \end{aligned}
 \tag{5.40}$$

activ de tensiune cu o durată  $t_c$  astfel încât la sfârșitul intervalului, eroare de flux să fie minimă (fig. 5.10). Metoda prezintă dezavantajul că erorile de flux nu se mai anulează la sfârșitul fiecărui interval de eșantionare (5.41) dar pentru frecvențe de comutare ridicate erorile de flux sunt mici. Rezultă un număr de comutații mai redus pentru inverter.

$$\varepsilon^2 = \varepsilon_{\alpha}^2 + \varepsilon_{\beta}^2 = (U_{i\alpha} t_c - \Delta \Psi_{\alpha})^2 + (U_{i\beta} t_c - \Delta \Psi_{\beta})^2
 \tag{5.41}$$

Se va utiliza vectorul activ de tensiune  $U_i$  care va face cu vectorul  $\Delta \Psi$  un unghi absolut mai mic sau egal cu  $30^\circ$ .

Valoarea duratei vectorului activ de tensiune  $t_c$  se calculează prin

$$t_c = \frac{U_{i\alpha} \Delta \Psi_{\alpha} + U_{i\beta} \Delta \Psi_{\beta}}{U_{i\alpha}^2 + U_{i\beta}^2} = \frac{U_{i\alpha} \Delta \Psi_{\alpha} + U_{i\beta} \Delta \Psi_{\beta}}{U_{cc}^2}
 \tag{5.42}$$

anularea derivatei erori de flux în raport cu timpul. Valoarea maximă a lui  $t_c$  realizabilă este  $T_e$  dar în practică este necesară și eliminare pulsurilor foarte scurte de tensiune. În acest sens, asupra lui  $t_c$  se vor efectua următoarele corecții:

$$t_c = \begin{cases} 0, & t_c < t_{sig}; \\ t_c, & t_{sig} \leq t_c \leq T_e - t_{sig}; \\ T_e, & t_c > T_e - t_{sig}. \end{cases}
 \tag{5.43}$$

Cu valoarea  $t_c$  corectată se stabilește durata vectorului zero de tensiune. Dintre cei doi vectori zero de tensiune se alege acela care se obține prin comutarea unei singure ramuri a inverterului.

În continuare se estimează valoarea fluxului statoric în mașina ideală la momentul  $t_{k+2}$  necesar la următoarea reluare a algoritmului.

$$\begin{aligned}
 \Psi_{\alpha}(t_{k+2}) &= \Psi_{\alpha}(t_{k+1}) + U_{i\alpha} t_c \\
 \Psi_{\beta}(t_{k+2}) &= \Psi_{\beta}(t_{k+1}) + U_{i\beta} t_c
 \end{aligned}
 \tag{5.44}$$

Cu acest tip de modulare dependența dintre tensiune și frecvență este de tip  $U/f$  constant. Pentru a asigura funcționarea în buclă deschisă la turații mici trebuie să se țină cont de căderea de

tensiune pe rezistența statorică. În acest scop fluxul prescris este înmulțit cu un factor de corecție supraunitar dependent de frecvență. Pentru a realiza dependența tensiune-frecvență descrisă în relația (3.26) factorul de corecție  $k_f$  este dat în relația (5.45).

$$k_f = 1 + b \left( \frac{f}{f_1} - 1 \right) \quad (5.45)$$

Unde  $b$  este tensiunea dorită la frecvență 0 raportată la tensiunea nominală. Desigur nu se poate funcționa cu frecvență 0 deoarece relația (5.45) este nedefinită la frecvență 0. Practic la turații mici se prescrie un flux mai mare decât fluxul nominal pentru a forța realizarea fluxului nominal în mașină. Desigur nu există nici un control direct al realizării acestuia.

Dacă modularea se face în buclă închisă, cunoscând curentul măsurat, rezistența înfășurării și fluxul statoric estimat, se poate realiza comanda vectorială a fluxului statoric.

Toate aceste calcule sunt declanșate după momentul  $t_k$  și trebuie terminate pînă la momentul  $t_{k+1}$ . Pentru majoritatea microprocesoarelor evaluarea funcțiilor trigonometrice sinus și cosinus necesită apelarea unor rutine din biblioteca matematică care pot duce la creșterea inacceptabilă a timpului de calcul. Această problemă se rezolvă prin transformarea evaluării funcțiilor trigonometrice într-un calcul recursiv.

$$\begin{aligned} \psi_\alpha(t_{k+2}) &= \Psi \cos(\theta_{k+1} + \Delta\theta) = \psi_\alpha(t_{k+1}) \cos(\Delta\theta) - \psi_\beta(t_{k+1}) \sin(\Delta\theta) \\ \psi_\beta(t_{k+2}) &= \Psi \sin(\theta_{k+1} + \Delta\theta) = \psi_\beta(t_{k+1}) \cos(\Delta\theta) + \psi_\alpha(t_{k+1}) \sin(\Delta\theta) \end{aligned} \quad (5.46)$$

unde variația unghiului este dată de relația:

$$\Delta\theta = \omega_1 T_e \quad (5.47)$$

Deoarece durata  $T_e$  este mică valoarea funcțiilor trigonometrice se poate face prin reținerea primilor termeni din dezvoltarea în serie Taylor.

$$\begin{aligned} \sin(\Delta\theta) &\approx \Delta\theta \\ \cos(\Delta\theta) &\approx 1 - \frac{\Delta\theta^2}{2} \approx 1 \end{aligned} \quad (5.48)$$

O evaluare mai exactă a acestor funcții poate cădea în sarcina regulatorului de viteză deoarece unghiul  $\Delta\theta$  este calculat de

regulatorul de viteză. Regulatorul de viteză este un regulator lent. În majoritatea încercărilor experimentale prezentate în această lucrare pasul de discretizare pentru regulatorul de viteză a fost de 4 ms sau mai mare.

La momentul inițial fluxul prescris este după axa  $\alpha$  și deci:

$$\begin{aligned}\psi_{\alpha}^*(0) &= \Psi^* \\ \psi_{\beta}^*(0) &= 0\end{aligned}\tag{5.49}$$

Fluxul în mașină la momentul inițial se consideră 0 după ambele axe. Deoarece la pornire predomină eroarea de amplitudine față de eroare de unghi, pentru mai multe intervale de eșantionare consecutive se va selecta același vector activ de tensiune. Acest lucru este favorabil instalării rapide a fluxului în mașină. Pe măsura scurgerii timpului eroare de amplitudine se reduce, în timp ce eroare de unghi crește. La un moment dat reducerea valorii absolute a erorii va fi realizată de vectorul tensiune corespunzător următorului sector. Algoritmul va selecta în mod automat acest vector. Acest vector va fi selectat consecutiv pentru mai multe perioade de eșantionare și va contribui la instalarea rapidă a curentului de cuplu. În continuare vectorul flux statoric se înscrie pe o traiectorie poligonală. Dacă tensiunea din circuitul intermediar, cunoscută de algoritmul de modulare (măsurată sau fixată de utilizator), este suficient de mare atunci traiectoria fluxului statoric descrie, cu mici abateri, cercul descris de fluxul prescris. Dacă tensiunea de ieșire cerută este prea mare, comparativ cu tensiunea din circuitul intermediar, atunci traiectoria fluxului statoric va fi deformată prin apariția în conturul traiectoriei a 6 segmente. Acestea se vor extinde ca pondere pe măsură ce tensiunea de ieșire crește până se ajunge la modularea în 6 pulsuri. Pornirea fără procese tranzitorii oscilante în flux și trecerea automată în regim de supramodulație, pentru obținerea de tensiuni mari la ieșire, sunt proprietăți intrinseci ale algoritmului de modulare și nu necesită instrucțiuni suplimentare.

## 5.4 Simularea numerică

Prin simularea numerică s-a urmărit posibilitatea compensării scăderii vitezei la funcționarea în sarcină a mașinii. Pentru simulare s-a utilizat un program scris în limbaj C++ dezvoltat din programele descrise în capitolele anterioare. Practic s-a utilizat programul descris în capitolul 2 dar s-a modificat partea de comandă a invertorului. Toate funcțiile și structurile de date adăugate au fost grupate în clasa "comanda" și clasa "filtre" [A. 5]. Clasa comandă cuprinde funcțiile.

Estimarea fluxului s-a realizat utilizând modelul de curent și modelul de tensiune. Pentru estimarea fluxului din modelul de curent s-au utilizat coordonate sincrone aliniate după axa fluxului rotoric. Pentru a compensa erorile de unghi s-a utilizat schema dedusă pentru coordonate de flux rotoric nealiniate (fig. 5.5).

Pentru modularea în lățime de puls s-a utilizat fluxul statoric estimat din modelul de tensiune și modelul de curent. Eroarea de fază a fluxului estimat a fost redusă prin citirea tensiunilor și curenților cu o frecvență mare și medierea valorilor citite pe intervalul de aplicare a unei perechi de vectori de tensiune ( un vector activ de tensiune și un vector zero).

În continuare vor fi prezentate câteva simulări numerice obținute considerând o mașină de inducție cu parametrii prezentați în paragraful 2.6 și parametrii invertorului prezentați în paragraful 3.4.

Pentru o prescriere de turație de 1500 rotații pe minut ( $f_{ip}=50$  Hz) s-a obținut o accelerare rapidă a mașinii în gol (fig. 5. 11 și fig 5.12). După 0,8 s de la pornire s-a realizat încărcarea mașinii cu o treaptă de cuplu egală cu cuplu nominal. În urma simulărilor numerice s-au reprezentat grafic următoarele mărimi:

- a. fluxul statoric din mașină după axa  $\alpha$ ;
- b. fluxul statoric estimat după axa  $\alpha$ ;
- c. curentul după axa  $\alpha$ ;
- d. cuplul și turația mașinii;
- e. cuplul și turația estimată;
- f. hodograful fluxului statoric din mașină;
- g. hodograful fluxului statoric estimat;

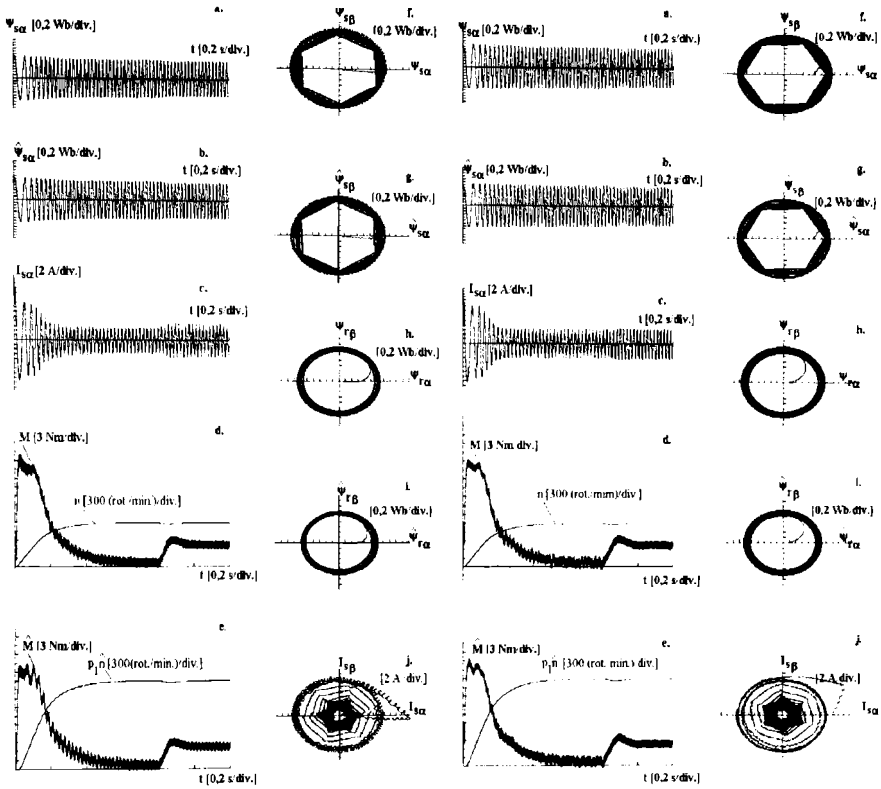


Fig. 5.11 Pornirea și încărcarea M.I. cu  $f_{1p} = 50$  Hz, conexiune  $\Delta$

Fig. 5.12 Pornire și încărcare M.I. cu  $f_{1p} = 50$  Hz, conexiune Y

- h. hodograful fluxului rotoric din mașină;
- i. hodograful fluxului rotoric estimat;
- j. hodograful curentului statoric.

Pentru conexiunea triunghi tensiune din circuitul intermediar s-a considerat 310 V, iar pentru conexiunea stea 537 V. Ciclul de calcul a vectorilor de tensiune a fost de 50  $\mu$ s ceea ce corespunde unei frecvențe maxime de comutație de 20 kHz. Pentru conexiunea stea pulsațiile curentului și cuplului sunt mai reduse.

Funcționarea la turații reduse s-a pus în evidență prin simulări la frecvențe prescrise de 150 rotații pe minut și 60 rotații pe minut. Astfel în fig. 5.13 este prezentată pornirea și încărcarea

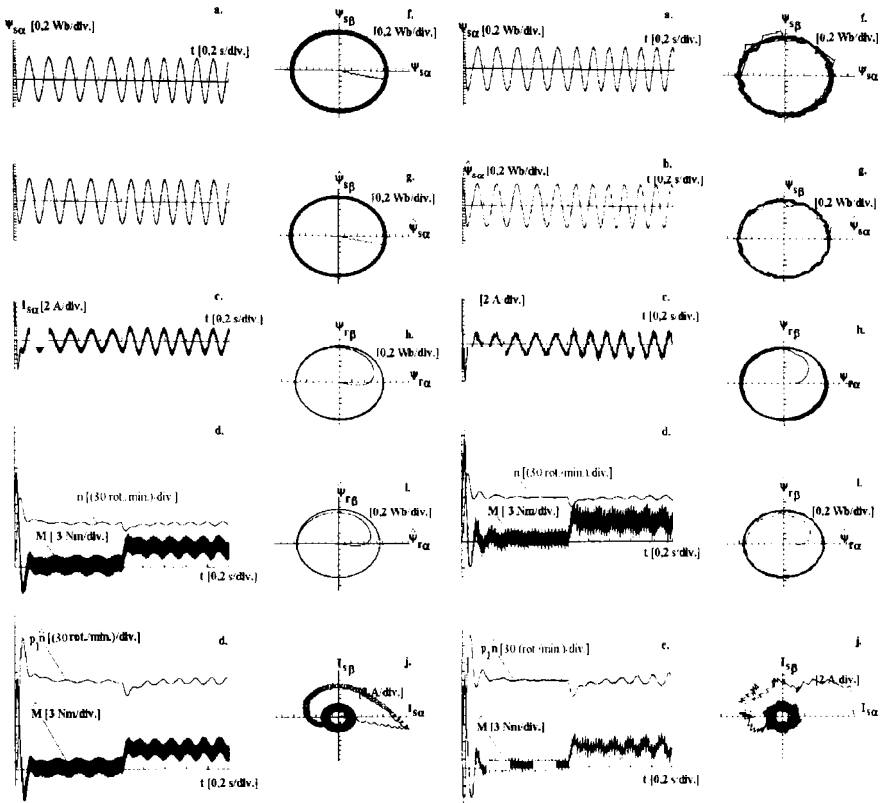


Fig. 5.13 Pornire și încărcare  
 pt.  $f_{1p}=5$  Hz,  $f_{cm}=20$  kHz,  
 conexiune  $\Delta$

Fig. 5.14 Pornire și încărcare  
 pt.  $f_{1p}=5$  Hz,  $f_{cm}=1$  kHz,  
 conexiune Y

mașinii cu treaptă de cuplu nominal la 1s după pornire. Frecvența maximă de comutație este de 20 kHz. Pentru conexiune stea s-a redus frecvența maximă de comutație la 1 kHz (fig. 5.14) și s-a mărit tensiunea în circuitul intermediar la 537V. În general frecvențe mici de comutație se utilizează la puteri mari în cazul invertoarelor cu tiristoare GTO. În acest caz tensiunea din circuitul intermediar se obține prin redresarea bialternanță a tensiunii rețelei trifazate.

Pentru turații de 60 rotații pe minut (fig. 5.15 și 5.16) se observă o scădere la jumătate a turației în momentul încărcării cu cuplul nominal, dar apoi turația revine în jurul valorii prescrise.

Din simulările numerice se observă instalarea rapidă a fluxului

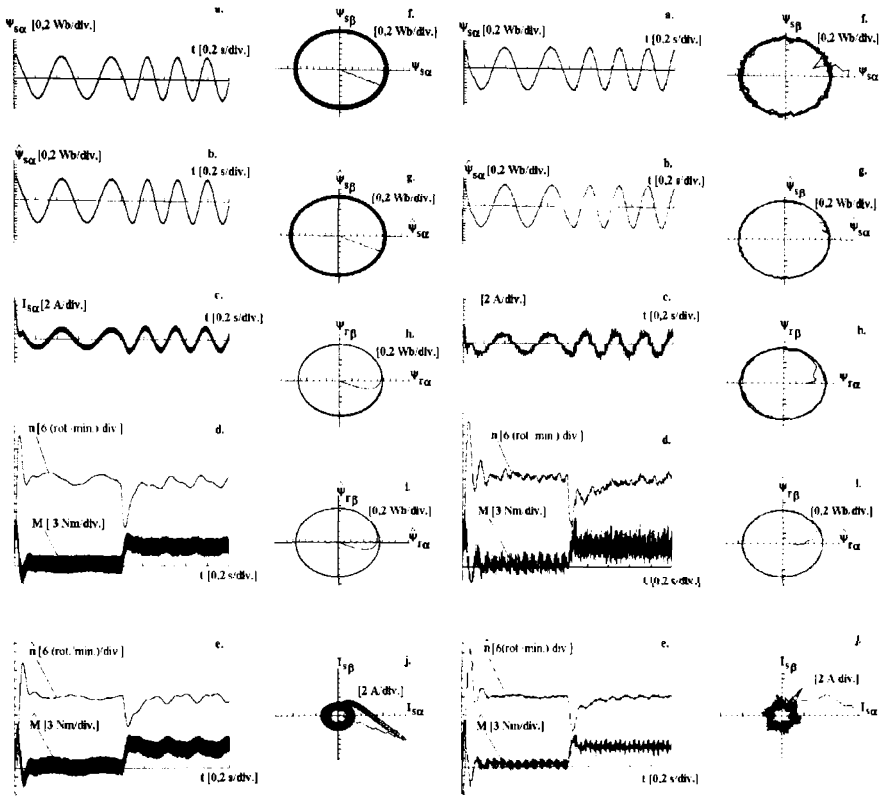


Fig. 5.15 Pornire și încărcare  
 pt.  $f_{1p}=2\text{Hz}$ ,  $f_{cmax}=20\text{ kHz}$ ,  
 conexiune  $\Delta$

Fig. 5.16 Pornire și încărcare  
 pt.  $f_{1p}=2\text{Hz}$ ,  $f_{cmax}=1\text{ kHz}$ ,  
 conexiune Y

și cuplului în mașină. Practic accelerarea se realizează cu un cuplu electromagnetic de câteva ori mai mare decât cuplul nominal. Instalarea rapidă a fluxului produce un șoc de curent care poate fi limitat prin filtrarea prescrierii de flux în momentul pornirii.

### 5.5 Concluzii

Din simulările digitale, dar și din studiul teoretic rezultă că metoda controlului poligonal al fluxului statoric realizată "on-line" real poate fi utilizată împreună cu controlul vectorial și controlul



"sensorless" al vitezei. Avantajul metodei prezentate față de controlul DTC [9] și TVC [10,11] este că poate utiliza frecvențe de comutație mult mai mici. Astfel, pentru turații mici s-au prezentat simulări numerice care au utilizat o frecvența de comutație de 1 kHz. Frecvențe reduse de comutație se pot utiliza și pentru turații mari. In acest caz, pentru evitarea subarmonicilor este necesară sincronizarea modulării în lățime de puls cu tensiunea fundamentală mult mai simplu de realizat decât în cazul DTC sau TVC.

Față de modularea vectorului spațial de tensiune, metoda permite realizarea tensiunilor maxime posibile fără modificarea strategiei de comandă pentru realizarea supramodulării. Din hodograful fluxului statoric pentru turații prescrise de 1500 rotații pe minut se observă obținerea tensiunii maxime posibile prin comanda în 6 pulsuri. De asemenea, metoda permite limitarea duratei minime a unui vector activ sau a unui vector zero de tensiune reducând astfel frecvența de comutație.

## 5.6 Bibliografie selectivă

- [1] R. Ueda, T. Sonoda, K.Kaga, M. Ichikawa, "Stability analysis of induction motor driven by V/f controlled general purpose inverter", IEEE Trans. vol. IA -28, no.2 1992, pag. 463-471.
- [2] K. Kaga, R. Ueda, T. Sonoda, "Constitution Of V/f control for reducing the steady state error to zero In induction motor drive system", IEEE Trans. vol. IA -28, no.2, 1992, pag. 455-462.
- [3] R. Lorentz, T.A. Lipo, D.V. Novotny, "Motion control with induction motors", Proc. IEEE, vol. 82,no. 8, July-Aug. 1994, pag. 1215-1240.
- [4] M. Kubota, K. Matsue, "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motorswithout rotation transducer", Proc. IEE, vol. 112D, no.2, 1992, pag. 1219-1224.
- [5] T. Pana, Y. Hori, "Simultaneous speed estimation and rotor

resistance identification for sensorless induction motor drives", Proc. Japan Industry Applications Society Conference Ehime, Japan, 1994, pag. 135-140.

- [6] A. Gastli and N. Matsui, "Stator flux-controlled V/F PWM inverter with identification of I.M. Parameters", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 39, no. 4 1992, pag. 335.
- [7] N. Mutoh, K. Sakai, A. Ueda, K. Nandoh, "Magnetic flux compensating torque control method suitable for general purpose inverters with superaudible switching frequencies", Trans. IEEE, vol. PE-8, no.4, 1993, pag. 615-625.
- [8] B. Drury, "First unified drive", PCIM-Europe, march-april 1995, pag. 56-58.
- [9] A. Scharf, "Universal drive with direct torque control", PCIM-Europe, may-june, 1995, pag. 98-101.
- [10] I. Boldea, S.A. Nasar, "Torque vector control (TVC) - A class of fast and robust torque, speed and position digital controllers for electric drives", EMPS vol.15, 1998, pag. 135-148.
- [11] I. Boldea, C. Lascu, "The torque vector controlled (T.V.C.) universal A.C. drive", Proc. OPTIM '96 Braşov, pag. 1423-1440.

## Aplicații speciale

### Încărcarea artificială a mașini de inducție

---

#### 6.1 Introducere - Metoda mixării celor două frecvențe

După fabricarea unui nou tip de mașină electrică, modificarea tehnologiei sau a materialelor este necesară încercarea mașinii la încălzire în sarcină. De asemenea poate fi necesară încercarea în sarcină a mașinilor rebobinate deoarece în majoritatea cazurilor nu se mai respectă tehnologia inițială. În cazul mașinilor de putere medie și mare cuplarea mașini de încercat cu o altă mașină este relativ dificilă și costisitoare iar în cazul mașinilor de foarte mare putere sau cu ax vertical utilizarea unei mașini pentru încărcare este practic imposibilă. Aceste dificultăți pot fi depășite prin încărcarea artificială a mașinilor. În [1,2] s-a propus pentru încărcarea artificială a mașinii de inducție "Metoda celor două frecvențe". În principiu metoda constă în alimentarea mașinii de la două surse de tensiune înseriate și cu frecvențe diferite. Considerând o variație sinusoidală a tensiunilor celor două surse  $U_1$  și  $U_2$  (ec.6.1) și neglijând impedanța internă a acestora se obține tensiunea la bornele mașinii (ec. 6.2).

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{1m} \sin(\omega_1 t) \\ U_2 &= U_{2m} \sin(\omega_2 t) \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$U = U_{1m} \sin(\omega_1 t) + U_{2m} \sin(\omega_2 t) \quad (6.2)$$

Pentru  $f_1 = 50$  Hz se recomandă,  $f_2$  între 39 și 44 Hz iar raportul  $U_{2m}/U_{1m}$  aproximativ egal cu 0,2 [1]. În aceste condiții mașina funcționează

stabil, turația oscilînd în jurul turației de bază apropiată de turația nominală. Deoarece mașina este în gol puterea medie absorbită de la cele două surse reprezintă pierderile în mașină. Tensiunile  $U_{1m}$ ,  $U_{2m}$ , și frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  se aleg astfel încât curenții efectivi prin mașina să fie cei nominali și tensiunea efectivă apropiată de cea nominală, obținându-se astfel aproximativ aceeași repartiție a pierderilor în mașină. Rezultatele experimentale obținute pe mașini de mare putere (ordinul MW) au fost prezentate în [1,2].

Pentru realizarea unui ștand de încărcare conform acestei metode sunt necesare cel puțin patru mașini electrice și un transformator reglabil toate avînd puterea nominală cel puțin egală cu puterea nominală a mașinii care se încearcă. Este necesar ca reactanțele sincrone ale generatorul sincron auxiliar (produce  $U_2$ ) să fie mici. Din acest motiv standul se echează cu un generator sincron cu puterea nominală de 2-3 ori mai mare decât puterea celei mai mari mașini care se încearcă. Deși puterea absorbită de mașina încercată este redusă, fiind necesară doar acoperirea pierderilor nominale din mașină, puterea totală absorbită de la rețea este mult mai mare deoarece trebuie să acopere pierderile tuturor mașinilor din ștand. Un alt dezavantaj al acestei metode este spațiul mare necesar amplasării unui astfel de ștand.

## 6.2 Incărcarea artificială cu inverterul

În condițiile dezvoltării electronicii de putere, a automatizării și informatizării s-au căutat soluții moderne și pentru încărcarea artificială a mașinilor electrice. Pentru mașina de inducție este posibilă încărcarea artificială cu ajutorul unui inverter de tensiune, comandat astfel încât prin înfașurările mașinii să se obțină curentul dorit. În funcție de tipul de inverter și accesul la comenzile acestuia se deosebesc următoarele strategii de încărcare artificială a mașini de inducție cu ajutorul inverterului:

- pulsarea cuplului prescris;
- pulsarea frecvenței prescrise;
- sinteza directă a PWM pentru a produce curenți în mașină echivalenți curenților de funcționare în sarcină.

Un criteriu practic, de clasificarea metodelor de încărcare artificială cu invertorul, este după tipul invertorului solicitat, pentru implementarea metodei. Astfel se deosebesc metode ce pot fi implementate pe orice tip de inverter de tensiune, inclusiv pe invertoarele industriale produse în serie și metode care solicită invertoare speciale sau intervenția asupra comenzii fiecărui modul de putere.

### **6.2.1 Metode pentru invertoare industriale de serie**

Aceste metode se pot aplica tuturor invertoarelor de tensiune, inclusiv invertoarelor industriale fabricate în serie și care au întreaga comandă inclusă iar utilizatorul nu poate interveni decât asupra unor prescrieri. După mărimea de intrare asupra căreia se intervine deosebit încărcarea artificială prin:

- pulsarea cuplului prescris;
- pulsarea frecvenței prescrise.

Aceste metode prezintă avantajul că pentru încărcarea artificială se pot utiliza invertoare industriale de tensiune, cu toate facilitățile acestora legate de sistemul de protecții bine pus la punct și fiabilitate ridicată.

#### **6.2.1.1 Metoda pulsării cuplului prescris [3]**

Metoda presupune existența unui inverter al cărui bloc de comandă acceptă o prescriere externă de cuplu (fig. 6.1.a). Cuplul prescris este oscilant astfel încât produce accelerarea și frânarea repetată a mașinii (fig. 6.1.b). Amplitudinea cuplului este calculată astfel încât prin înfășurările mașinii să se stabilească curentul nominal. Media cuplului este puțin mai mare decât 0 pentru a acoperi pierderile mecanice (fig. 6.1.b). Pentru ca turația să oscileze în jurul turației nominale este necesar un traductor de turație sau a un estimator de turație capabil să lucreze în acest regim.

### 6.2.1.2 Metoda pulsării turației prescrise [4]

Această metodă poate fi aplicată și invertoarelor industriale care au blocul de comandă inclus pentru care singura posibilitate de a acționa continuu asupra tensiunii de ieșire este prin intermediul turației prescrise (fig. 6.2). Pentru încărcarea artificială este necesară setarea blocului de comandă astfel încât frecvența tensiunilor de ieșire să reproducă rapid frecvența prescrisă. Frecvența prescrisă oscilează în jurul frecvenței nominale. Amplitudinea " $df$ " și perioada oscilațiilor " $T_2$ " (fig. 6.2.b) se aleg astfel încât prin mașină să se stabilească curentul nominal. Același curent efectiv prin înfășurarea mașini se poate obține pentru o plajă largă de variație a perioadei  $T_2$ . Pentru valori mici ale perioadei de oscilație amplitudinea acestora va fi redusă iar pentru valori mari amplitudinea crește.

### 6.2.2 Sinteza directă a PWM pentru încărcarea artificială

Aceste metode necesită intervenția în blocul de comandă al invertoarelor. Există mai multe

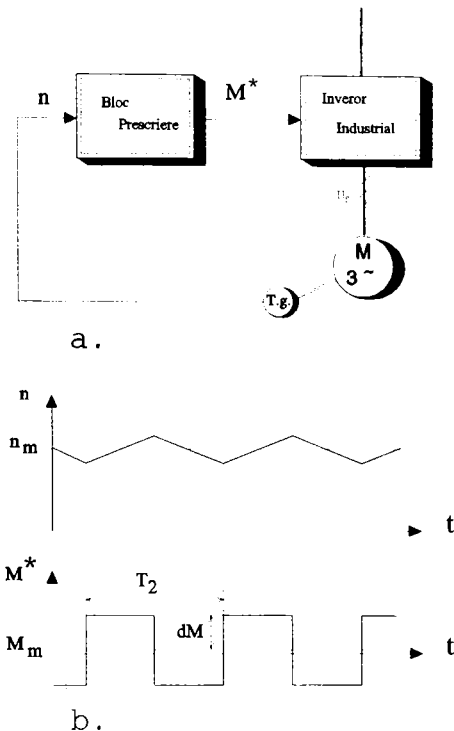


Fig. 6.1 Metoda pulsării cuplului prescris.

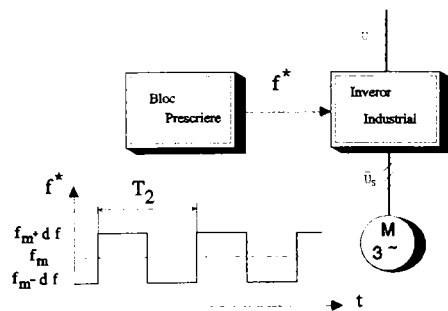


Fig. 6.2 Metoda pulsării frecvenței prescrise.

posibilități de generare a PWM astfel încât să se producă încărcarea artificială a mașinii.

În această lucrare vor fi prezente metodele ce folosesc în acest scop controlul fluxului statoric:

- pulsarea vitezei unghiulare a fluxului statoric prescris;
- pulsarea amplitudinii fluxului rotoric prescris [5];
- reproducerea la bornele mașinii a tensiunilor din cazul mixării frecvențelor [5,6] cu invertorul;

### 6.2.2.1 Pulsarea vitezei fluxului

În acest caz viteza fluxului statoric prescris va oscila în jurul unei valori medii în timp ce amplitudinea fluxului este constantă.

$$\begin{aligned}\psi_{\alpha}(t_k) &= \psi_m \sin(\theta_k) \\ \psi_{\beta}(t_k) &= -\psi_m \cos(\theta_k)\end{aligned}\quad (6.3)$$

$$\theta_k = \int_0^{t_k} \omega dt = \int_0^{t_k} \omega_1 (1 + m \sin(\omega_2 t_k)) dt \quad (6.4)$$

### 6.2.2.2 Pulsarea amplitudinii fluxului

În acest caz amplitudinea fluxului oscilează în jurul unei valori medii în timp ce viteza unghiulară este constantă. Variația în timp a componentelor fluxului prescris este prezentată în relația:

$$\begin{aligned}\psi_{\alpha} &= \psi_m (1 + m \sin(\omega_2 t)) \sin(\omega_1 t) \\ \psi_{\beta} &= -\psi_m (1 + m \sin(\omega_2 t)) \cos(\omega_1 t)\end{aligned}\quad (6.5)$$

### 6.2.2.3. Metoda mixării frecvențelor realizată cu invertorul

Deoarece invertoarele de putere lucrează în clasă D nu pot reproduce exact tensiunile din relația (6.2). În acest caz media tensiunilor produse de inverter va fi egală cu media tensiunilor din

relația (6.2), impunând ca integrala tensiunilor produse de inverter să fie egală la momente bine precizate cu integrala tensiunii din ecuația (6.2). Această formulare matematică este echivalentă cu următoarea formulare fizică: La momente bine precizate de timp tensiunile din relația (6.2) cât și tensiunile de la ieșirea inverterului produc aceleași valori ale fluxului statoric într-o mașină ideală (cu rezistența statorică egală cu 0). Pentru gestionarea simultană a tensiunilor respectiv a fluxurilor pe cele trei faze se vor utiliza fazorii spațiali.

$$\Psi(t) = \int \vec{U}(t) dt \quad (6.6)$$

Rezultă expresiile pe componente:

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha}(t) &= \int (-U_{1m} \sin(\omega_1 t) - U_{2m} \sin(\omega_2 t)) dt \\ \Psi_{s\beta}(t) &= \int (U_{1m} \cos(\omega_1 t) + U_{2m} \cos(\omega_2 t)) dt \end{aligned} \quad (6.7)$$

În urma calculării primitivelor din ecuația (6.4) rezultă componentele fluxului statoric prescris.

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= \frac{U_{1m}}{\omega_1} \cos(\omega_1 t) + \frac{U_{2m}}{\omega_2} \cos(\omega_2 t) \\ \Psi_{s\beta} &= \frac{U_{1m}}{\omega_1} \sin(\omega_1 t) + \frac{U_{2m}}{\omega_2} \sin(\omega_2 t) \end{aligned} \quad (6.8)$$

Fazorul spațial de tensiune ce se aplică mașinii electrice în intervalul  $t_{k+1} - t_{k+2}$  se calculează pe baza diferenței dintre prescrierea de flux în momentul  $t_{k+2}$  și a estimării fluxului realizat în mașina ideală la momentul  $t_{k+1}$ . Prin împărțirea variației fluxului calculat cu relația (6.6) la durata intervalului rezultă tensiunea necesară pe acest interval.

$$\begin{aligned} \Delta \Psi_{s\alpha} &= \Psi_{s\alpha}^*(t_{k+2}) - \Psi_{s\alpha}(t_{k+1}) \\ \Delta \Psi_{s\beta} &= \Psi_{s\beta}^*(t_{k+2}) - \Psi_{s\beta}(t_{k+1}) \end{aligned} \quad (6.9)$$

Inverterul nu poate produce această tensiune, dar prin comutații succesive se poate realiza tensiunea medie. Pentru a realiza o



$$\begin{aligned} \varepsilon_{\alpha} &= V_{i\alpha} t_c - \Delta \Psi_{\alpha} \\ \varepsilon_{\beta} &= V_{i\beta} t_c - \Delta \Psi_{\beta} \\ \varepsilon^2 &= \varepsilon_{\alpha}^2 + \varepsilon_{\beta}^2 \end{aligned} \quad (6.10)$$

tensiune cu o valoare medie dată, în general este necesară aplicarea a doi vectori activi de tensiune și a unui vector 0 [7] cu condiția ca valoarea medie cerută să nu fie foarte mare. Producerea unor tensiuni mai mari se poate realiza prin diferite grade de supramodulație [8], atingându-se la limită tensiunea maximă posibilă, pe care o produce inverterul la modularea în 6 pulsuri. În continuare se propune realizarea unei variații aproximative a fluxului prin utilizarea unui singur vector activ de tensiune și eventual a unui vector zero de tensiune. Vectorul activ de tensiune se alege astfel încât acesta și vectorul de variație a fluxului să facă un unghi de maxim 30°. Durata de aplicare a acestui vector se alege astfel încât diferența dintre variația dorită a fluxului și cea reală să fie minimă. Prin anularea derivatei erorii absolute în raport cu durata vectorului activ se obține durata pentru care eroare de flux este minimă:

$$t_c = \frac{V_{\alpha} \Delta \Psi_{\alpha} + V_{\beta} \Delta \Psi_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} = \frac{V_{\alpha} \Delta \Psi_{\alpha} + V_{\beta} \Delta \Psi_{\beta}}{U_{cc}^2} \quad (6.11)$$

În general durata de aplicare a vectorului activ nu poate să depășească perioada de eșantionare  $T_e$ , dar în practică se impun condiții mai restrictive pentru a elimina vectorii cu durată foarte scurtă comparabilă cu timpul mort al inverterului. Astfel dacă valoarea lui  $t_c$  este mai mică decât durata minimă,  $t_{min}$  de aplicare a unui vector se va considera  $t_c=0$  și deci nu se va mai aplica nici un vector activ de tensiune. Dacă durata lui  $t_c$  este mai mare decât  $T_e - T_{min}$  atunci durata vectorului zero devine prea scurtă și deci se elimină aplicarea vectorului zero. Pentru ca micile erori de flux să nu se cumuleze în timp cu durata  $t_c$  corectată se estimează fluxul la momentul  $t_{k+2}$ , valoare care va servi la calcularea vectorului tensiune la pasul următor. Toate aceste calcule sunt declanșate după momentul  $t_k$  și trebuie terminate până la momentul  $t_{k+1}$ .

Calcularea fluxului prescris cu relația (6.5), în timp real ridică probleme pentru majoritatea procesoarelor sau

microcontrolerelor deoarece numai coprocesoarele matematice pot evalua direct funcții trigonometrice. Calcularea funcțiilor sinus și cosinus utilizând funcțiile standard din biblioteca matematica se face cu cheltuieli mari de timp, iar utilizarea tabelor necesită un volum mare de memorie. In cazul de față este posibilă eliminarea acestor neajunsuri utilizând principiul superpoziției, calculul recursiv și dezvoltarea în serie Taylor. Fluxul statoric în mașina ideală se va considera ca o superpoziție a două fluxuri cu amplitudini și pulsații diferite (ec.6.9).

$$\begin{aligned}\psi_{\alpha}(t_{k+1}) &= \psi_{1\alpha}(t_{k+1}) + \psi_{2\alpha}(t_{k+1}) = \psi_{1m} \cos(\theta_{1,k+1}) + \psi_{2m} \cos(\theta_{2,k+1}) \\ \psi_{\beta}(t_{k+1}) &= \psi_{1\beta}(t_{k+1}) + \psi_{2\beta}(t_{k+1}) = \psi_{1m} \sin(\theta_{1,k+1}) + \psi_{2m} \sin(\theta_{2,k+1})\end{aligned}\quad (6.12)$$

In continuare fluxurile la momentul  $t_{k+1}$  se exprimă recursiv în funcție de fluxurile la momentul  $t_k$  (ec.6.10 și 6.11).

$$\begin{aligned}\psi_{1\alpha}(t_{k+1}) &= \psi_{1m} \cos(\theta_{1,k} + \Delta\theta_1) = \psi_{1\alpha}(t_k) \cos(\Delta\theta_1) - \psi_{1\beta}(t_k) \sin(\Delta\theta_1) \\ \psi_{1\beta}(t_{k+1}) &= \psi_{1m} \sin(\theta_{1,k} + \Delta\theta_1) = \psi_{1\beta}(t_k) \cos(\Delta\theta_1) + \psi_{1\alpha}(t_k) \sin(\Delta\theta_1)\end{aligned}\quad 6.13$$

$$\begin{aligned}\psi_{2\alpha}(t_{k+1}) &= \psi_{2m} \cos(\theta_{2,k} + \Delta\theta_2) = \psi_{2\alpha}(t_k) \cos(\Delta\theta_2) - \psi_{2\beta}(t_k) \sin(\Delta\theta_2) \\ \psi_{2\beta}(t_{k+1}) &= \psi_{2m} \sin(\theta_{2,k} + \Delta\theta_2) = \psi_{2\beta}(t_k) \cos(\Delta\theta_2) + \psi_{2\alpha}(t_k) \sin(\Delta\theta_2)\end{aligned}\quad 6.14$$

$$\begin{aligned}\Delta\theta_1 &= \omega_1 T_e \\ \Delta\theta_2 &= \omega_2 T_e\end{aligned}\quad (6.15)$$

Unde variațiile unghiurilor s-au notat conform relației (6.12).

Deoarece pe durata unui interval de eșantionare variația unghiului este mică se pot face următoarele aproximații:

$$\begin{aligned}\sin(\Delta\theta_1) &\approx \Delta\theta_1 \\ \cos(\Delta\theta_1) &\approx 1 - \frac{\Delta\theta_1^2}{2}\end{aligned}\quad (6.16)$$

Pentru calculul fluxurilor la momentul  $t_1 = T_e$  sunt necesare fluxurile la momentul  $t_0 = 0$ , dar aceste valori sunt cunoscute dacă se consideră unghiurile inițiale egale cu 0 (ec.14).

$$\begin{aligned}
 \psi_{1\alpha}(0) &= \psi_{1m} \\
 \psi_{2\alpha}(0) &= \psi_{2m} \\
 \psi_{1\beta}(0) &= 0 \\
 \psi_{2\beta}(0) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

Fluxurile inițiale sunt zero deoarece în momentul inițial nu există curent și nici câmp în mașină. La pornire, pentru mai multe intervale de eșantionare consecutive, se va selecta acelaș vector activ de tensiune deoarece predomină eroarea de amplitudine față de eroarea de unghi. Acest lucru este favorabil instalării rapide a fluxului în mașină. Pe măsura scurgerii timpului eroare de amplitudine se reduce, în timp ce eroare de unghi crește astfel încât la un moment dat reducerea valorii absolute a erorii va fi realizată de vectorul tensiune corespunzător următorului sector, deci algoritmul va selecta în mod automat acest vector. Acest vector va fi selectat consecutiv pentru mai multe perioade de eșantionare și va contribui la instalarea rapidă a curentului de cuplu. În continuare vectorul flux statoric se înscrie pe o traiectorie poligonală. Dacă tensiunea din circuitul intermediar cunoscută de algoritmul de modulare (măsurată sau fixată de utilizator) este suficient de mare atunci traiectoria fluxului statoric descrie cu mici abateri cercul descris de fluxul prescris. Dacă tensiunea de ieșire cerută este prea mare, comparativ cu tensiunea din circuitul intermediar pe care se bazează algoritmul, atunci traiectoria fluxului statoric va fi deformată. În conturul descris de vectorul flux apar 6 segmente care se extind ca pondere pe măsură ce tensiunea de ieșire crește. În final se ajunge la modularea în 6 pulsuri. Pornirea fără procese tranzitorii oscilante în flux și trecerea automată în regim de supramodulație, pentru obținerea de tensiuni mari la ieșire, sunt proprietăți intrinseci ale algoritmului de modulare și nu necesită instrucțiuni suplimentare.

Avantajul acestei metode este că se produce la bornele mașinii o tensiunea echivalentă cu tensiunea obținută prin utilizarea metodei celor două frecvențe. În tensiunea de linie vor fi prezente și armonicile superioare. Acestea pot fi reduse la un nivel acceptabil prin creșterea frecvenței de comutație și utilizarea unor filtre trece jos la ieșirea invertorului. Dacă mașina testată va funcționa la beneficiar alimentată de la invertor, atunci filtrul de ieșire va

fi dimensionat doar pentru deparazitarea radio. In acest caz metoda prezintă și avantajul unei încercări la încălzire în condiții mai apropiate de cele de exploatare.

### 6.3 Echivalarea încărcării artificiale

Pentru a echivala pierderile din mașina încărcată artificial cu pierderile din cazul încărcării normale este necesară păstrarea repartiției pierderilor și a condițiilor de răcire. Practic răcirea depinde numai de valoarea turației și nu de modul de încărcare a mașinii. Rezultă necesitatea realizării unei turații egale cu turația nominală. In realitate turația oscilează în jurul turației nominale. Pentru realizarea unor condiții identice de răcire se consideră suficient ca media turației să fie egală cu turația nominală și amplitudinea oscilațiilor de turație să fie redusă. Dacă amplitudinea oscilațiilor este mare atunci nu se mai păstrează aceleași condiții de răcire deoarece răcirea nu depinde liniar de turație.

Pentru realizarea aceleași repartiții a pierderilor este necesară respectarea următoarelor condiții:

1. păstrarea pierderilor în înfășurarea statorică;
2. păstrarea pierderilor în înfășurarea rotorică;
3. păstrarea pierderilor în fier;
4. păstrarea pierderilor mecanice.

In continuare va fi prezentat modul de realizare a condițiilor enumerate.

1. Păstrarea pierderilor în înfășurarea statorică se realizează prin stabilirea unui curent statoric efectiv egal cu cel nominal. Modificarea rezistenței statorice datorită efectului pelicular se poate evita prin filtrarea armonicilor superioare. Realizarea curentului efectiv statoric se poate verifica prin măsurare directă. Prin utilizarea unor regulatoare de tip PI care acționează asupra valorii efective a curentului statoric se poate impune în timp real realizarea acestei condiții.

2. Păstrarea pierderilor în înfășurarea rotorică se realizează prin stabilirea unui curent rotoric efectiv, egal cu cel nominal. De asemenea frecvența rotorică trebuie să fie aproximativ egală cu

frecvența rotorică în regim nominal. Efectul pelicular pentru înfășurarea rotorică se manifestă la frecvențe mult mai mici decât în stator deoarece rotorul este bobinat cu conductor masiv.

3. Pierderile în fier se modifică din cauza modificării valorii maxime a câmpului magnetic și din cauza modificării formei de variație a câmpului magnetic. În general în cazul alimentării mașinii de inducție de la invertoare de tensiune cu modulare PWM pierderile în fier cresc datorită armonicilor superioare prezente în tensiunea de alimentare [9]. În cazul încărcării artificiale a mașinii de inducție prin metoda clasică a mixării frecvențelor, pierderile în fier se modifică deoarece frecvența și amplitudinea câmpurilor magnetice este alta decât în cazul încărcării nominale. Dacă încărcarea artificială se realizează cu inverterul atunci pierderile în fier se vor modifica din cauza prezenței armonicilor superioare cât și din cauza existenței a două unde de frecvență joasă care se suprapun. Pierderile în fier produse de armonicile superioare pot fi diminuate prin utilizarea unor filtre la ieșirea inverterului. Calculul pierderilor în fier produse prin curenți turbionari este foarte complexă. Curba pierderilor în fier prin histereză, produse în câmp magnetic învârtitor, în funcție de amplitudinea câmpului prezintă un maxim iar apoi scad brusc [8,9].

Pentru echivalarea pierderilor în fier se vor neglija pierderile produse de armonicile superioare și apoi se consideră că toate pierderile în fier sunt produse prin curenți turbionari și au loc într-o colivie fictivă pur rezistivă. În acest caz pierderile în fier sunt direct proporționale cu pătratul tensiunii induse. Aplicând principiul superpoziției pentru echivalarea pierderilor în fier rezultă:

$$V_{1n}^2 = V_{1m}^2 + V_{2m}^2 \quad (6.18)$$

- Unde: -  $V_{1n}$  este amplitudinea tensiunii nominale;  
-  $V_{1m}$  amplitudinea tensiunii de frecvență  $f_1$ ;  
-  $V_{2m}$  amplitudinea tensiunii de frecvență  $f_2$ .

Cele două frecvențe și una din tensiuni se stabilesc din celelalte condiții iar cu ajutorul acestei relații se calculează cea de-a doua tensiune și apoi se calculează amplitudinea celor două fluxuri.

Pentru echivalarea pierderilor mecanice trebuie satisfăcute

aceleași condiții ca și pentru păstrarea condițiilor de răcire, adică păstrarea turației nominale cu oscilații în jurul acesteia de amplitudine cât mai redusă. Dacă cele două câmpuri au amplitudini aproximativ egale atunci turația mașinii poate fi considerată aproximativ egală cu media turațiilor produse de cele două câmpuri magnetice învârtitoare. Această medie se dorește a fi egală cu turația nominală deci rezultă:

$$\omega_n = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = \omega_{1n} (1 - s_n) \quad (6.19)$$

- Unde: -  $\omega_n$  - viteza unghiulară nominală electrică a mașinii;  
 -  $\omega_{1n}$  - pulsația tensiunii nominale;  
 -  $s_n$  - alunecarea nominală;  
 -  $\omega_1$  - pulsația corespunzătoare frecvenței  $f_1$ ;  
 -  $\omega_2$  - pulsația corespunzătoare frecvenței  $f_2$ .

Prin limitarea diferenței dintre cele două pulsații s-a limitat efectul pelicular în rotor dar totodată s-a limitat și limitele între care oscilează viteza rotorului. Pentru calculul celor două pulsații se va utiliza pulsația medie (6.19) și abaterea pulsației (6.20), acestea fiind stabilite din condițiile de repartitie a pierderilor în mașină.

$$\Delta\omega = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \quad (6.20)$$

Realizarea unei repartiții a pierderilor în mașină ca și în cazul încărcării reale se realizează impunând condițiile din ec. (6.18, 6.19, 6.20) și realizarea curentului efectiv nominal în înfășurarea statorică. Din aceste 4 condiții se va calcula în timp real  $V_{1n}$ ,  $V_{2n}$ ,  $f_1$  și  $f_2$ .

#### 6.4 Implementarea metodei

Pentru implementarea metodei s-a utilizat un inverter de tensiune cu tranzistoare IGBT, iar comanda a fost realizată digital utilizând un calculator PC 486 DX2 la 66Mhz echipat cu o placă ADA 1100 pentru interfațarea cu inverterul [A. 6]. Pentru realizarea mixării celor două frecvențe alternează intervale de timp pentru care sunt necesare



aplicată la intrarea filtrului. Pe durata pornirii cvazifluxul magnetic  $\lambda$ , prescris este fluxul nominal iar pentru  $\lambda$ , prescrierea este 0. Tensiunea  $V_{1n}$  nu este calculată dar rezultă implicit direct proporțională cu frecvența (pulsăția  $\omega_1$ ). Pe durata pornirii valoarea lui  $\omega_2$  este cea calculată cu relația (6.21) dar amplitudinea  $\lambda_2$  este 0 și deci acesta nu produce nici un efect. Tensiunea  $V_{2n}$  de asemenea nu este calculată dar implicit este 0. Panta de accelerare se alege astfel încât pornirea să se realizeze cu curentul nominal s-au până de 2 ori mai mare pentru a realiza o pornire mai rapidă. În momentul când ieșirea filtrului trece jos este egală cu intrarea ( $\omega_1 = \omega_1^*$ ) atunci blocul de pornire decide că pornirea s-a realizat și se începe procedeul de încărcare artificială, blocul de pornire cedând controlul primului regulator de curent efectiv. Acesta este un regulator de tip PI, ce are la intrare eroarea de curent efectiv, iar la ieșire amplitudinea tensiunii  $V_2$ . Regulatorul PI este implementat digital prin ecuația (6.22). Coeficienții care intervin în această ecuație sunt în funcție de parametrii regulatorului (6.23).

$$V_2(k) = V_2(k-1) + \beta_{vi} \varepsilon_I(k) + \beta_{vo} \varepsilon_I(k-1) \quad (6.22)$$

$$\beta_{vi} = \frac{k_v (T_{ni} + 2T_i)}{2T_i}; \quad \beta_{vo} = \frac{k_v (T_{ni} - 2T_i)}{2T_i} \quad (6.23)$$

Unde: -  $k_v$  este amplificarea regulatorului;  
 -  $T_i$  constanta de timp a regulatorului;  
 -  $T_{ni}$  perioada de discretizare.

Regulatorul acționează asupra erorii de curent efectiv care este calculată ca diferența dintre pătratele curentului efectiv prescris și cel măsurat (6.24).

$$\varepsilon_I = I_{ef}^{*2} - I_{ef}^2 \quad (6.24)$$

În momentul preluării controlului de către primul regulator tensiunea  $V_2$  este 0. Ca urmare a erorii de curent existente tensiunea  $V_2$  va crește în timp până la anularea erorii de curent sau până la atingerea valorii maxime, acest regulator de curent fiind cu limitare. Cunoscând tensiunea  $V_2$  și cele două pulsății din condiția



de echivalare a pierderilor în fier rezultă:

$$V_1 = \sqrt{V_{1n}^2 - V_2^2} \quad (6.25)$$

În continuare se calculează amplitudinea celor două fluxuri:

$$\begin{aligned} \lambda_{1m}^* &= \frac{V_1}{\omega_1} \\ \lambda_{2m}^* &= \frac{V_2}{\omega_2} \end{aligned} \quad (6.26)$$

Amplitudinea celor două fluxuri și cele două pulsații sunt mărimi de intrare în blocul modulator descris în paragraful 6.2. Valoarea maximă a tensiunii  $V_2$  a fost limitată la jumătate din amplitudinea tensiunii nominale. Prin această limitare s-au stabilit extremele între care oscilează amplitudinea câmpului statoric rezultat în mașină. Dacă primul regulator PI intră în limitare și eroarea de curent nu a fost anulată atunci controlul procesului va fi preluat de al doilea regulator PI care va mări diferența dintre cele două frecvențe prescrise pînă la anularea erorii de curent efectiv. Ecuațiile discrete a celui de-al doilea regulator sunt prezentate în (6.27, 6.28).

$$\Delta\omega(k) = \Delta\omega(k-1) + \beta_{\omega_1} \varepsilon_I(k) + \beta_{\omega_0} \varepsilon_I(k-1) \quad (6.27)$$

$$\beta_{\omega_1} = \frac{k_\omega (T_{ei} + 2T_i)}{2T_i}; \quad \beta_{\omega_0} = \frac{K_\omega (T_{ei} - 2T_i)}{2T_i} \quad (6.28)$$

Unde  $k_\omega$  este amplificarea celui de-al doilea regulator PI. Diferența de pulsație va fi crescută pînă la anularea erorii de curent. Diferența maximă de pulsație este limitată la pulsația rotorică critică. Dacă pentru această diferență nu s-a obținut curentul prescris rezultă că acesta nu poate fi obținut fie că a fost prescrisă o valoare prea mare peste valoarea nominală fie că există probleme serioase în instalație. Pe durată acționării acestui regulator amplitudinea tensiunilor prescrise nu se modifică. Dacă prescrierea de curent efectiv scade atunci eroare de curent devine negativă și diferența de frecvență scade. Valoarea minimă a acesteia

este limitată. Dacă s-a atins valoarea minimă a diferenței de frecvență și eroarea de curent este în continuare negativă controlul va fi preluat de primul regulator de curent. În continuare diferența de frecvență va fi menținută constantă și va fi scăzută amplitudinea tensiunii  $V_2$  până la anularea erorii de curent efectiv. Dacă amplitudinea tensiunii  $V_2$  atinge valoarea 0 aceasta va rămâne la această valoare chiar dacă eroarea de curent nu a fost anulată. Deoarece în acest caz fluxul  $\lambda_2$  este 0 mașina se află practic în regim de gol. Nu s-a considerat necesară scăderea curentului de funcționare în gol. Dacă eroarea de curent efectiv este negativă controlul procesului este preluat de filtru trece jos care a realizat pornirea. În acest caz mașina funcționează în gol și turația se poate modifica conform prescrierii de turație. Dacă se primește comanda stop se prescrie automat o valoare mică pentru turație iar când aceasta este atinsă invertorul este blocat. Dacă comanda stop este primită în timp ce mașina funcționează în sarcină artificială se realizează o descărcare rapidă prin înmulțirea pătratului curentului prescris cu  $-1$ . În acest caz pentru orice curent efectiv prin mașină eroarea de curent este negativă și suficient de mare ca să producă o descărcare rapidă a mașinii.

Pentru reglajul curentului efectiv în buclă închisă este nevoie să se calculeze acest curent din valorile instantanee măsurate. În principiu acesta se poate calcula utilizând definiția curentului efectiv, dar calculul valorii efective a curentului prin integrarea curentului instantaneu la pătrat pe o perioadă prezintă următoarele dezavantaje:

- perioada semnalului nu este definită în regim tranzitorii și nu este suficient de bine cunoscută nici în regim staționar;
- perioadă curentului de linie este mare din cauza bățăilor de frecvență joasă;
- valoarea efectivă nu este calculată numai la sfârșitul unei perioade întregi a curentului statoric și nu există nici o informație asupra evoluției curentului efectiv în acest interval. Din această cauză regulatoarele de curent vor produce oscilații.

Valoarea efectivă a curentului de linie s-a calculat prin utilizarea unui filtru trece jos de tip PT1 cu constantă mare de timp și amplificare 1, care are ca mărime de intrare pătratul valorilor

instantanee ale curentului de linie măsurat. Prin utilizarea acestei metode nu este necesară cunoașterea exactă a perioadei curentului, și există o informații asupra evoluției curentului efectiv cvazi-continuă. Valoarea curentului calculat prin această metodă este similară valorii indicate de ampermetrele feromagnetice. În plus filtru fiind de ordinul 1 la semnal treaptă nu produce oscilații ale mărimi de ieșire. Ecuația digitala filtrului este prezentată în relațiile (6.29, 6.30).

$$I_{ef}^2(k) = \alpha I_{ef}^2(k-1) + \beta_1 i^2(k) + \beta_0 i^2(k-1) \quad (6.29)$$

$$\alpha_0 = \frac{2T - T_e}{T_e + 2T} \quad \beta_0 = \beta_1 = \frac{kT_e}{T_e + 2T} \quad (6.30)$$

Unde - T este constanta de timp a filtrului trece jos;

-  $T_e$  este intervalul de discretizare pentru acest filtru.

Pentru a evita calculul rădăcinii pătrate a curentului efectiv estimat la pătrat s-a utilizat la intrarea reguletoarelor de curent efectiv diferența dintre pătratele curenților. Pentru afișarea și înregistrarea curentului efectiv se efectuează calculul rădăcinii pătrate dar nu este nevoie decât de câteva astfel de operații într-o secundă.

## 6.5 Simularea numerică

Simularea numerică s-a realizat utilizând programul prezentat în capitolul 2 la care s-a adăugat "clasa comanda". Practic clasa comandă cuprinde, cu mici modificări, sursa programului utilizat pentru comanda în timp real a inverterului. Simulările s-au realizat pentru o mașină de inducție de 1,1 KW având parametrii prezentați în capitolul 2. Mașina se afla pe un stand cuplată cu o mașină de curent continuu. Cuplul rezistent produs de frecările în lașare și cu aerul a fost:  $M_r = 0,8053 + 0,0038\Omega$  [Nm]. Pasul de integrare pentru rezolvarea ecuațiilor mașinii a fost de maxim  $10\mu s$ . În cazul unor pulsuri de tensiune ale inverterului mai mici de  $10\mu s$  pasul de integrare s-a adaptat automat la durata pulsului de tensiune cu durată mică și apoi a revenit la valoarea maximă impusă.

Pasul de eșantionare pentru achiziția curentului de linie, calculul pătratului curentului efectiv și pasul pentru realizarea modulării în lațime de puls a fost:  $T_e=0,1$  ms.

Pasul pentru discretizarea filtrelor PI pentru urmărirea curentului efectiv cât și pasul discretizării filtrului trece jos pentru turația prescrisă la pornire și oprire a fost:  $T_{s1} = 4$  ms.

Amplificarea reguletoarelor PI a fost:

$$k_v=1,4 \text{ V/A}^2, k_o=0.1 \text{ rad}/(\text{sA}^2).$$

Constantele de timp ale reguletoarelor PI au fost  $T_1=0,5$ s. De asemenea constanta de timp a filtrului PT1 pentru calculul pătratului curentului a fost  $T=0,5$ s.

Limitările reguletoarelor PI au fost:  $V_2=V_{1n}/2$  și  $\Delta\omega_{n1n}=25$  rad/s.

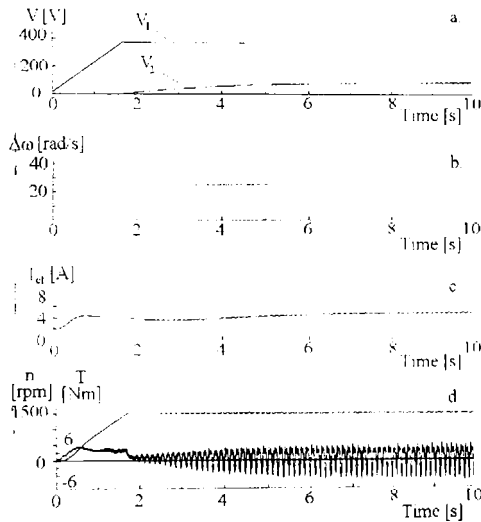


Fig. 6.4 Regim tranzitoriu, la sarcină nominală.

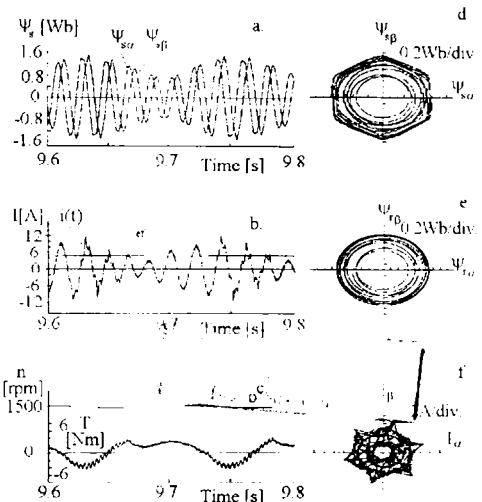


Fig. 6.5 Regim cvasistaționar, la sarcină nominală.

In fig. 6.4 este prezentat regimul tranzitoriu de pornire cu o prescriere de sarcină nominală. Se observă creșterea tensiunii  $V_1$  pe durata pornirii. Pornirea se realizează în gol iar după ce s-a realizat pornirea se declanșează procesul de încărcare artificială. Primul reglator PI de curent efectiv produce creșterea tensiunii  $V_2$  până la anularea erorii de curent efectiv. Din momentul realizării pornirii până în momentul realizării încărcării artificiale prescise, există un interval de timp în care curentul prin mașină

este mai mic decât curentul prescris.

În fig. 6.5 sunt prezentate variațiile fluxurilor în mașină curentului de fază instantaneu și valoarea efectivă estimată a curentului în regim cvasistaționar. Din hodograful fluxului statoric dar și din hodograful curentului statoric se observă trecerea repetată din regim de modulare PWM în regim de modulare în 6 pulsuri.

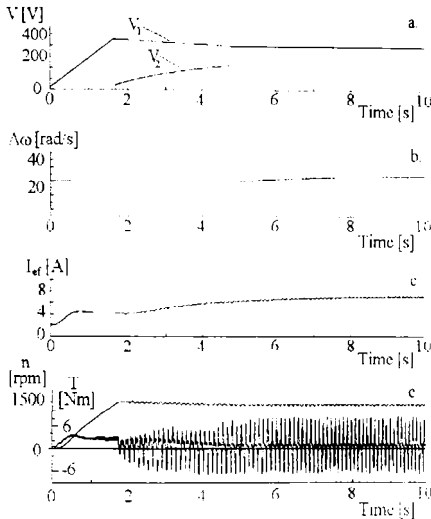


Fig. 6.6 Regim tranzitoriu, încărcare cu  $1,5 I_n$ .

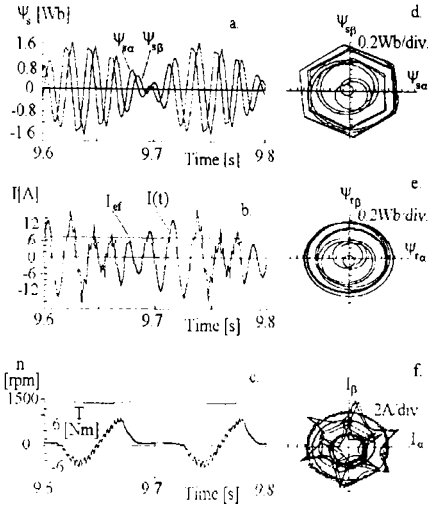


Fig. 6.7 Regim cvasistaționar încărcare cu  $1,5 I_n$ .

În fig. 6.6 și 6.7 sunt prezentate variațiile mărimilor în regim tranzitoriu respectiv în regim cvasistaționar pentru încărcarea cu o sarcină de 150% din sarcina nominală. În acest caz se observă că tensiunea  $V_2$  atinge valoarea maximă înaintea încărcării mașinii electrice cu curentul efectiv prescris. Din momentul saturării primului regulator PI de curent se observă funcționarea celui de-al doilea regulator de curent și creșterea diferenței dintre cele două frecvențe pînă la atingerea curentului efectiv prescris. Pentru a se realiza un curent efectiv cu 50% mai mare decât cel nominal creșterea lui  $\Delta\omega$  este mică. Pînă la saturarea celui de-al doilea regulator PI există încă o rezervă suficient de mare pentru a fi posibilă obținerea chiar a unor încărcări cu de două ori sarcina nominală.

## 6.6 Rezultate experimentale

Simulările digitale au fost dublate de testări experimentale realizate în aceleași condiții ca și simulările digitale. Pentru înregistrarea rezultatelor experimentale s-a utilizat un al doilea calculator PC echipat cu o placă ADA 1100 (montajul prezentat în paragraful 3.4). În fig. 6.8 este prezentată variația curentului de linie și a turației într-un regim cvasistaționar de încărcare artificială cu o sarcină nominală. Se poate observa o ușoară oscilație a turației în jurul unei valori medii aproximativ egală cu valoarea turației nominale.

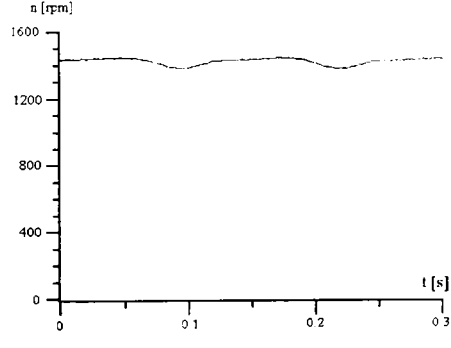
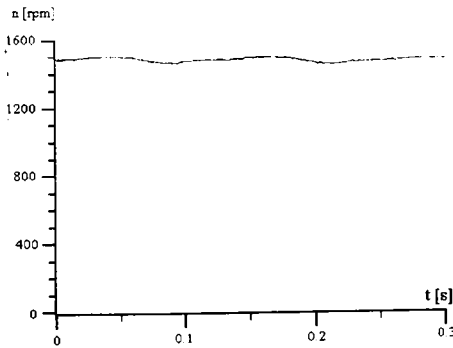
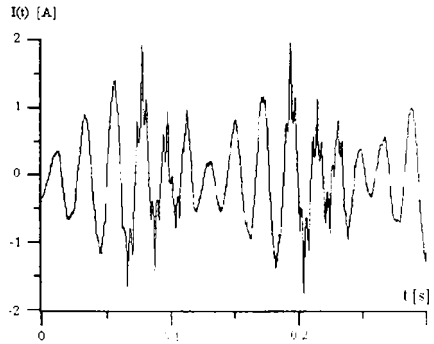
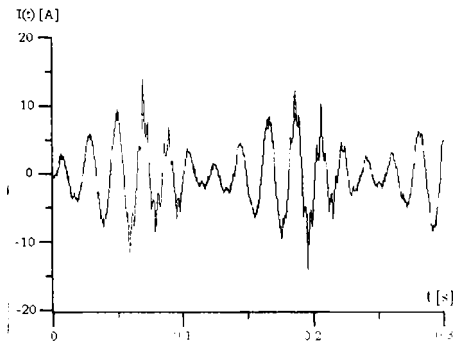


Fig. 6.8 Curentul și turația la sarcină nominală.

Fig. 6.10 Curentul și turația la suprasarcină ( $1,5 I_n$ ).

În fig. 6.9 este prezentat cvasifluxul mașinii după axa  $\alpha$  și  $\beta$  estimat analogic prin integrarea tensiunii de alimentare. Practic

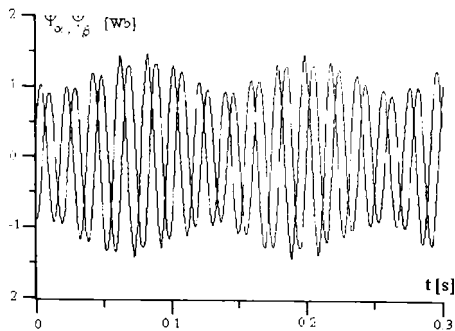


Fig. 6.9 Fluxul static, sarcină nominală.

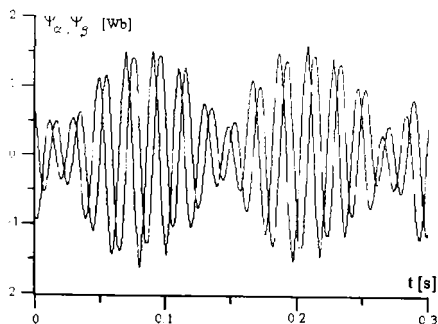


Fig. 6.11 Fluxul static, suprasarcină ( $1,5 I_n$ ).

estimatorul analogic de flux este un filtru trece jos cu constanta de timp foarte mare.

În fig. 6.10 și 6.11 sunt prezentate rezultatele experimentale pentru o sarcină de 150% sarcina nominală. Pentru încărcarea cu sarcină peste cea nominală turația este ceva mai scăzută iar modularea în amplitudine a fluxului este mai mare.

## 6.7 Concluzii

Prin metoda de încărcare artificială descrisă se pot controla independent amplitudinile celor două fluxuri și pulsațiile acestora, deci dispunem de patru variabile de intrare independente. Aceste variabile se determină prin echivalarea repartiției pierderilor din cazul încărcării artificiale cu repartiția pierderilor în cazul încărcării reale. Simulările digitale cât și rezultatele experimentale confirmă posibilitatea realizării încărcării artificiale cu sarcina nominală dar și realizarea de suprasarcini. În lucrare au fost prezentate simulări digitale și încercări experimentale pentru sarcina nominală și pentru o suprasarcină de 1,5 ori sarcina nominală. În laborator s-au realizat suprasarcini de peste două ori sarcina nominală. De asemenea s-au făcut încercări și cu invertoare industriale (Hitachi), utilizându-se metoda pulsației frecvenței prescrise. Și în acest caz pentru un motor de 7,5kW cu  $p_1=3$ , s-au realizat încărcări de peste 200% din sarcina nominală.

Metoda mixării frecvențelor realizată cu inverterul de tensiune prin alegerea celor 4 mărimi de intrare în blocul modulator permite și un control al repartiției pierderilor în mașină.

## 6.8 Bibliografie selectivă

- [1] M. Biriescu, "Masini Electrice determinari de parametri caracteristici și incercari", Universitatea Tehnica Timisoara 1995.
- [2] Gh. Liuba, M. Biriescu, "Inercarea la încălzire a mașinilor asincrone de putere mare pe un stand de proba industrial prin metoda celor două frecvențe", Conferința națională de Electrotehnică și Energetică, Craiova 1984.
- [3] P. Templin, M. Alakula, L. Gertmar, "Dynamic thermal loading of inverter-fed induction machine", IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conference, Stockholm, Sweden, June 18-22 1995.
- [4] S. Garvey, I. Kolak, M.T. Wright "Aspects of mixed frequency testing for induction machines" Record of ICEM-1994, D14, Paris, France
- [5] C. Grantam, M. Sheng "The synthetic loading of three-phase induction motors using microprocessor controlled power electronics" Record IEEE catalogue No 95 TM 8025/1995.
- [6] I. Boldea, L. Tutelea, N. Muntean, A new approach to inverter-fed mixed frequency testing of induction machines, Proc. Electromotion'97 Symposium 1997, Cluj-Napoca, pag.85-87.
- [7] N. Mutoh, K. Sakai, A. Ueda, K. Nandoh, "Magnetic flux compensation torque control method suitable for general purpose inverters with superaudible switching frequencies", IEEE Trans. on Power Electronics, vol 8, nr. 4, 1993, pag. 615- 625.



- [8] J. Holtz, W. Lotzhat, A. M. Khambadhene, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode", IEEE Trans. On power Electronocs, vol.8 nr. 4, 1993, pag. 546-553.
- [7] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Influence of the Inverter Characteristics on the iron losses in PWM inverter-fed induction motors", IEEE Trans. on Industry Applications vol. 32, nr. 5, 1996 pag. 1190-1194.
- [8] T. Dordea, "Maşini electrice", Ed. Didactică și Pedagogică, 1977.
- [9] T. Dordea, M. Biriescu, "Proiectarea maşinilor electrice vol. 1-1", IPTVT 1992.

## Concluzii și contribuții

---

În acest capitol, vor fi prezentate principalele concluzii și contribuții aduse de autor, prin această lucrare, la dezvoltarea tehnicii acționărilor electrice cu mașină de inducție și invertor de tensiune. În lucrare, este descrisă o nouă metodă de modulare în lățime de puls bazată pe controlul poligonal al fluxului statoric.

În primul capitol, s-a realizat un studiu sistematic al metodelor de modulare în lățime de puls pentru invertorul de tensiune. Acest capitol reprezintă o sinteză originală, realizată de autor, și cuprinde 55 referiri bibliografice. Unele scheme de modulare în lățime de puls, propuse în literatura de specialitate, au fost verificate de autor prin simulare numerică, cu ajutorul unor programe de concepție proprie dezvoltate în limbaj C. Rezultatele unor astfel de simulări au fost prezentate în fig. 1.18. c,d,e și 1.27.

În capitolul 2, s-a studiat simularea acționărilor electrice echipate cu mașină de inducție și invertor de tensiune. După trecerea în revistă a principalelor posibilități de simulare a acționărilor electrice este prezentat un program de simulare original dezvoltat în C++. Pentru realizarea acestui program s-au elaborat modele matematice pentru invertor și pentru mașina de inducție. Pentru modelarea invertorului, s-a ținut cont de căderile de tensiune în conducție pe dispozitivele de putere și de decalajul introdus în comanda perechilor de tranzistoare de pe aceeași fază. Pentru mașina electrică, s-a realizat un model cu parametri constanți (denumit model "nesaturat") și un model, care consideră modificarea inductanței de magnetizare în funcție de fluxul de magnetizare

(modelul "saturat"). Autorul a propus și utilizat o expresie analitică a inductanței de magnetizare în funcție de fluxul de magnetizare (ec. 2. 30). Coeficienții din ec. 2.30 au fost calculați prin metoda celor mai mici pătrate, din curba de magnetizare ridicată experimental. O contribuție originală este reprezentată de includerea directă a sursei programului de conducere în timp real în programul de simulare. Astfel se pot verifica și depana programele de conducere în timp real.

În capitolul 3, s-a propus controlul poligonal al fluxului statoric în buclă deschisă. Se disting două etape în dezvoltarea modulării în lățime de puls prin metoda controlului poligonal al fluxului statoric. În prima etapă, se stabilește traiectoria poligonală a fluxului statoric optimală și se memorează, în tabele, succesiunea vectorilor de tensiune care produc traiectoria fluxului magnetic statoric dorită. În cea de-a doua etapă, sunt dezvoltate programele de conducere în timp real, prin utilizarea tabelelor cu succesiunea vectorilor, pentru modularea în lățime de puls.

Sinteza traiectoriei fluxului magnetic statoric s-a realizat considerând că acesta este un poligon format din laturi elementare de lungime egală, dar unele laturi vecine pot forma între ele unghiuri de  $180^\circ$ . Sinteza traiectoriei fluxului magnetic statoric a fost realizată prin două metode. Prima metodă realizează sinteza traiectoriei fluxului statoric, impunând condiția ca vârfurile poligonului să se situeze în interiorul unui cerc, iar distanța acestora față de cerc să fie minimă. Prin modificarea razei cercului rezultă mai multe contururi poligonale. Prin această metodă se obțin mai multe poligoane cu același număr de laturi. Dintre acestea este reținut poligonul pentru care pulsațiile în viteza fluxului sau factorul de distorsionare a curentului este minim. Prin această metodă se pot obține poligoane pentru care amplitudinea fluxului este aproape constantă (practic poligonul degenerază într-un cerc) dar erorile din viteza fluxului nu sunt minime. Pentru un număr mare de laturi, în viteza fluxului se regăsește armonica de ordinul 6. Cea de-a doua metodă propusă construiește poligonul astfel încât acesta să fie cuprins într-o coroană circulară. La fiecare pas, este ales vectorul de tensiune care produce viteza maximă de rotire a fluxului statoric și păstrează fluxul resultant în interiorul coroanei

circulare. Se obține un poligon pentru care viteza de rotire a fluxului statoric este maximă, dar nu este uniformă. La următorul pas, poligonul este optimizat, prin introducerea unor vectori zero suplimentari, astfel încât eroarea de unghi a fluxului statoric să fie minimizată. Cele două metode pot fi folosite împreună. Prima va fi utilizată pentru turații mari, când se folosesc poligoane cu număr redus de laturi. Cea de-a doua va fi folosită pentru generarea poligoanelor cu un număr ridicat de laturi.

Secvențele vectorilor de tensiune pentru un sector de  $60^\circ$  pentru toate poligoanele generate prin cele două metode enumerate, sunt concatenate și memorate într-un singur fișier. Acest fișier va fi folosit direct, în cazul implementării conducerii în timp real pe un calculator PC compatibil IBM, sau va fi înscris în EPROM, împreună cu programul, în cazul implementării pe microcontrollere.

Conducerea în timp real a acționării s-a realizat în două variante. O variantă pentru comanda cu ajutorul unui calculator PC echipat cu o placă ADA 1100 și o variantă pentru comanda cu ajutorul unui microsistem pe 8 biți construit în jurul microcontrollerului SAB 80(C)515. Strategia de conducere este de tipul U/f constant. Prin utilizarea întreruperilor de timp real programele funcționează multitasking. La implementarea subrutinelor s-a realizat un sistem de comunicație bazat pe semafoare astfel încât să nu fie posibilă utilizarea de către taskurile rapide a unor rezultate parțiale produse de tascurile mai lente.

Principalele contribuții aduse de autor în acest capitol sunt: conceperea și realizarea controlului poligonal al fluxului statoric "of-line"; conceperea și realizarea celor două programe pentru generarea "of-line" a poligoanelor; stabilirea unor indici de performanță pentru alegerea poligonului optimal; elaborarea unei strategii de trecere de pe un poligon pe altul; elaborarea programelor de comandă în timp real pentru calculator și pentru microcontroler; elaborarea programului de simulare; conceperea și realizarea verificărilor experimentale.

Prin controlul poligonal al fluxului statoric modularea PWM este sincronizată cu componenta fundamentală din tensiunea produsă, deci prin acest procedeu nu se produc subarmonici în tensiunile de linie, în curenți sau în turație. Prin schimbarea numărului de laturi ale

poligoanelor, frecvența de comutație este păstrată între limite acceptabile pentru domenii largi de variație a turației prescrise. Schimbarea numărului de laturi ale poligonului utilizat (schimbarea numărului de pulsuri) nu produce fenomene tranzitorii nedorite în variația fluxului statoric deoarece trecerea de pe un poligon pe altul se realizează în apropierea punctelor de intersecție a acestora. Implementarea metodei se poate realiza cu microcontrollere ieftine de 8 biți. Frecvența de comutație a invertorului este mai redusă deoarece nu toate ramurile invertorului comută la frecvența maximă simultan. Există o strategie de introducere a vectorilor zero, astfel încât pentru trecerea de la un vector activ la un vector zero să nu comute decât o singură ramură a invertorului. Prin utilizarea acestei metode se elimină vectorii de tensiune cu durate foarte scurte necesari la turații mici. În regim staționar, la o turație dată, toți vectorii activi de tensiune au aceeași durată. Prin rotunjirea duratelor vectorilor la un număr întreg de pulsuri ale ceasului de timp real nu se modifică forma poligonului descris de vectorul flux și deci nu se produc distorsiuni ale acestuia. Metoda controlului poligonal al fluxului poate fi utilizată atât pentru frecvențe mici de comutație, cât și pentru frecvențe mari de comutație.

În capitolul 4, se prezintă funcționarea controlului poligonal al fluxului statoric în buclă de viteză. Se consideră contribuții aduse de autor în acest capitol: elaborarea programului de control poligonal al fluxului statoric în buclă de viteză; simularea digitală a acționării cu mașină de inducție și inveror de tensiune comandat în strategia de control poligonal al fluxului statoric în buclă de viteză. De asemenea conceperea și realizare experimentelor au fost realizate de autor. Prin limitările impuse regulatorului PI, s-a realizat și o protecție la suprasarcină.

În capitolul 5, se prezintă controlul poligonal al fluxului statoric realizat în întregime în timp real. Această metodă a fost propusă ca strategie de modulare în lățime de puls pentru controlul vectorial al fluxului statoric. Pe durata unui interval de calcul se aplică un vector activ de tensiune și un vector zero. Față de modularea fazorului spațial de tensiune, cu care se aseamănă, metoda propusă prezintă avantajul realizării tensiunii maxime posibile a

invertorului fără schimbarea algoritmului. La turații mici, nu este necesară utilizarea unor vectori de tensiune cu o durată foarte scurtă, ca în cazul modulării fazorului spațial de tensiune.

Contribuțiile aduse de autor, în acest capitol, sunt: elaborarea controlului poligonal al fluxului statoric "on-line" și elaborarea programului de simulare a mașinii de inducție asociată cu invertor de tensiune, comandat în strategia de control poligonal al fluxului statoric "on-line". Pentru elaborarea programului au fost realizate estimatoare de flux, cuplu și turație. Apoi s-au realizat simulări numerice pentru pornire și încărcare cu cuplul nominal la turații de 1500 [rot/min], dar și la turații de 60 rotații pe minut. Pentru turațiile de 60 și 150 rotații pe minut au fost prezentate și simulări cu frecvența maximă de comutație de 1 kHz.

În capitolul 6, este prezentată o metodă de încărcare artificială a mașinii de inducție originală prin utilizarea unui invertor de tensiune și a controlului poligonal a fluxului statoric. Pentru încărcarea artificială a mașinii de inducție s-a sintetizat la bornele mașinii un sistem de tensiuni echivalent cu tensiunile obținute prin mixarea frecvențelor. Fluxul magnetic statoric s-a considerat ca o superpoziție a două câmpuri magnetice cu viteză unghiulară și amplitudine constante. O contribuție importantă adusă în acest capitol este echivalarea pierderilor în mașină. Amplitudinea și viteza celor două câmpuri s-a stabilit astfel încât să se realizeze aceeași repartiție a pierderilor în mașină ca în cazul încărcării reale. Curentul statoric este fixat de regulatorul de curent efectiv la valoarea nominală. Tensiunea efectivă indusă de ambele componente ale fluxului este egală cu tensiunea nominală, pentru păstrarea pierderilor în fier. Media frecvențelor celor două câmpuri magnetice este egală cu frecvența nominală din care s-a scăzut frecvența rotorică nominală. Efectul pelicular în rotor se păstrează prin limitarea diferenței dintre cele două frecvențe.

Conceperea și realizarea programelor de încărcare artificială, de simulare a încărcării, cât și realizarea experimentelor sunt de asemenea contribuții aduse în acest capitol.

În concluzie controlul poligonal al fluxului statoric este o metodă de modulare în lățime de puls care poate fi utilizată pentru un număr mare de aplicații.

## Bibliografie generală

1. Alexa D., Micu D., "Invertoare și redresoare cu parametri energetici ridicați", Ed. Tehnica București 1986.
2. Atanasiu Gh., "Introducere în Simulink" Fundația pentru promovarea tehnicilor de simulare Timișoara, 1996.
3. Biriescu M., "Masini Electrice determinari de parametri caracteristici și incercari", Universitatea Tehnica Timisoara 1995.
4. Boglietti A., Ferraris P., Lazzari M., Pastorelli M., "Influence of the Inverter Characteristics on the iron losses in PWM inverter-fed induction motors", IEEE Trans. on Industry Applications vol. 32, nr. 5, 1996, pag. 1190-1194.
5. Boldea I., Nasar S. A., "Torque vector control (TVC) - A class of fast and robust torque, speed and position digital controllers for electric drives", EMPS vol.15, 1998, pp. 135-148.
6. Boldea I., "Parametrii mașinilor electrice", Editura Academiei Române, București 1991.
7. Boldea I., Fu Z. X., Nasar S. A., "Torque vector control (TVC) of axially laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motors", Electric Machines and Power Systems, 19, 1991, pag.381-398.
8. Boldea I., Lascu C., "The torque vector controlled (T.V.C.) universal A.C. drive", Proc. OPTIM '96, pag. 1423-1440.
9. Boldea I., Nasar S. A., "Upon unitary treatment of magnetic saturation in ortogonal axis models of electric machines", Proceedings ICEM vol.1, 1986.
10. Boldea I., Tutelea L., Muntean N., "Polygonal flux-modulation in V/f a.c. drives", Electromotion '95 Cluj-Napoca, May 25-26, 1995.
11. Boldea I., Tutelea L., Muntean N., A new aproach to inverter-fed mixed frequency testing of induction machines, Proc. Electromotion'97 Simposion 1997, Cluj-Napoca, pag.85-87.
12. Bose B. K. "Evaluation of modern Power Semiconductor devices and future trends of converters", IEEE Trans. on Ind. Appl., March /April, vol. 28, nr. 2, pag. 403-413.
13. Bose B. K., "Recent Advances in Power Electronics", IEEE Transaction on Power electronics, vol.7, nr.1, January 1992, pag.2-16.
14. Bowes S. R., Clark P. R., "Tansputer Based optimal PWM control of inverter drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. January / February 1992, vol. 28, nr. 1, pag. 81-88.
15. Brichant F."Force comutated inverters design and industrial applications", translate E. Griffin, Macmillan Publishing Company, New York, 1984.
16. Buhler H., "Reglage par mode de glissement", Presses Politechniques Romandes.
17. Caprariu V., Enyedi A., Muntean M., Chiorean M., " Sistemul de operare DOS Ghidul programatorului", Editura Romanian Software Comp. Cluj-Napoca, 1991.

18. Carlo Rossi, Alberto Tonielli, "Robust Current Controller for Three-Phase Inverter Using Finite - Stat Automation", IEEE Trans. on Ind. Electr. April 1995 nr. 2, pag. 169-178.
19. Catrina O., Cojocaru I., " Turbo C++ ", Ed. Teora.
20. Chang T. Y., Pan C. T., "A practical vector control algorithm for  $\lambda$ -Based Induction Motor Drives Using a new space vector current controller", IEEE Trans. on Ind. Electronics February vol.41, nr. 1, pag. 97-103.
21. David F., Craiu O., Covrig M., Melcescu L., "Finite Element study of the induction motor transient regime", Proceedings Electromotion'97 May, Cluj-Napoca, pag. 111-115.
22. Dordea T., "Maşini electrice", Ed. Didactica şi Pedagogica, 1977.
23. Dordea T., Biriescu M., "Proiectarea maşinilor electrice vol. 1-1", IPTVT 1992.
24. Draganescu O. Gh., "Incarcarile maşinilor electrice rotative" Ed. Tehnica, Bucureşti, 1987.
25. Dragomir T. L., Preitl S., "Elemente de teoria sistemelor şi reglaj automat", Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timişoara, 1979.
26. Drury B., "First unified drive", PCIM-Europe, march-april 1995, pag. 56-58.
27. Enjeti P. N., Ziagas P. D., Lindsay J. F., Rshid M. H., "A new current control scheme for a.c. motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. July/August 1992 vol. 28, nr. 4, pag. 842-849.
28. Fukuda S., Iwaji Y., "Introduction of the Harmonic Distorsion Determining factor and Tts Application to Evaluating Real Time PWM Inverters", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 31,nr. 1, January/February 1995, pag. 149.
29. Garcia-Otew G., Devaney M., "Minimization of acoustic noise in variable speed induction motors using a modified PWM drive", IEEE Trans on Ind. Appl. Jan./Febr. vol. 30, nr. 1, pag.111-115.
30. Garvey S., Kolak I., Wright M. T., "Aspects of mixed frequency testing for induction machines" Record of ICEM-1994, D1, Paris, France.
31. Gastli A., Matsui N., "Stator flux-controlled V/F PWM inverter with identification of I.M. Parameters", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 39, no. 4 1992, pag. 335.
32. Gopal K. Dubey, "Power semiconductor controlled drives", Prentice Hall Englewood, New Jersey, 1989.
33. Gosbell V. J., Dalton P. M., "Current Control of induction motors at low speeds", IEEE Trans. on Ind. Applic. march/april 1992 vol. 28, nr. 2, pag. 482 - 489.
34. Grantam C., Sheng M., "The synthetic loading of three-phase induction motors using microprocessor controlled power electronics" Record IEEE catalogue No 95 TM 8025/1995.
35. Hoang Le-Huy, "Microprocesor and digital IC's for motion control". Proceedings of the IEEE august 1994, pag. 1140-1163.
36. Holtz J., "Pulsewidth modulation for electronic power conversion", Proceedings of the IEEE august 1994, pag. 1194-1214.



37. Holtz J., Beyer B., "Optimal Pulswidth modulation for AC servos and Low -cost industrial drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. July/August 1994 vol. 30, nr. 4, pag. 1039-1047.
38. Holtz J., Beyer B., "Optimal synchrous pulswidth modulation with a trajectory - traching scheme for high - dynamic performance", IEEE Trans. on Ind. Appl. November / December 1993 vol. 29, nr. 6, pag. 1098-1105.
39. Holtz J., Beyer B., "The trajectory Traking Approach - A new method for minimum distorsion PWM in dynamic high power drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. July/August 1994 vol. 30, nr. 4, pag. 1048-1057.
40. Holtz J., Lotzhat W, Khambadhene A. M., "On continous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode", IEEE Trans. On power Electronocs, vol.8 nr. 4, 1993, pag. 546-553.
41. Imecs M., Patriciu N., Benk E., "Synthesis about modeling and simulation of the scalar and vector control system for induction motors", Procidings Electromotion '97 Cluj-Napoca, pag. 121-126.
42. Iwaji Y., Fukuda S., "A pulse frequency modulated PWM Inverter for induction motor drives", IEEE Trans. on Power Electronics April 1992 vol. 7, nr. 2, pag. 404-410.
43. Jerve G. K., "Incarcarile maşinilor electrice rotative" (traducere) Ed. Tehnica, Bucureşti 1972.
44. Joos G., Ziagos D., "On Maximizing Gain and Minimizing Switching Frequency of Delta Modulated Inverters", vol.40, nr. 4, august 1993, pag. 436-444.
45. Kaga K., Ueda R., Sonoda T., "Constitution Of V/f control for reducing the steady state error to zero In induction motor drive system", IEEE Trans. vol. IA -28, no.2, 1992, pag. 455-462.
46. Katz P, "Digital control using microprocessors", Prentice-Hall International, 1981.
47. Kelemen A, Imecs M., "Sisteme de reglare cu orientare dupa câmp ale maşinilor de curent alternativ", Ed. Academiei, Bucureşti, 1989.
48. Kernighan B. W., Ritchie D. M., "The C programing language". Second Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
49. Khambadkone A., Holtz J., "Low switching frequency and high dynamic pulsewidth modulation based on field orientation for high power inverter drive" IEEE Trans. on Power Electr., July 1992, vol.7, nr. 3, pag. 627-632.
50. Kirlin R. L., Kwok S., Legowski S, Trzynadlowski A. M., "Power Spectra of a PWM inverter with Randomized Pulse Position", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.9, nr. 5, september 1994, pag. 463-472.
51. Klaes N.R., "Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 29, No. 6, November/December 1993 pag. 1135-1140.
52. Kovacs K. Pal, "Analiza regimurilor tranzitorii ale maşinilor electrice" - traducere A. Kelemen, M. Imecs, Ed. Tehnica, Bucureşti 1990.
53. Kubota M., Matsue K., "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motorswithout rotation transducer", Proc. IEE. vol. 112D, no.2, 1992. pag. 1219-1224.
54. Le-Huy H., Slimani K., Viorage F., "Analysis and Implementation of a real time predictive curent controller for permanent - magnet synchronous servo drives", IEEE Trans on Ind. Electronics February vol. 41, nr.1. pag. 110-117.

55. Liuba Gh., Birescu M., "Incarcarea la incalzire a mașinilor asincrone de putere mare pe un stand de proba industrial prin metoda celor doua frecvențe", Conferința naționala de Electrotehnica și Energetica, Craiova 1984.
56. Lorentz R., Lipo T.A., Novotny D.V., "Motion control with induction motors", Proc. IEEE, vol. 82, no. 8, July/Aug. 1994, pag. 1215-1240.
57. Magureanu R., Micu D., "Convertizoare statice de frecvență în acționari cu motoare asincrone", Ed. Tehnica București 1985.
58. Madescu Gh., "Modelul neliniar al mașinilor de inducție adaptat problemelor de optimizare", Teza de doctorat U.P.T. Timișoara 1996.
59. Maheswari A., Nago K. D. T., "Synthesis of six step pulsewidth modulated waveforms with selective harmonic elimination" IEEE Trans. on Power Electronics October vol. 8, nr. 4, pag. 554-561.
60. Mir S. A., Elbuluk M. E., Zinger D. S., "Fuzzy Implementation of direct self control of induction machines", IEEE Trans. on Ind. Applications May/June 1994 vol. 30, nr. 3, pag. 729-735.
61. Mir S. A., Zinger D. S., Elbuluk M. E., "Fuzzy Controller for inverter fed induction machines", IEEE Trans. on Ind. Applications January / February 1994 vol. 30, nr. 1, pag. 78-84.
62. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P., "Power Electronics: converter, application and design"
63. Moud M. M., Barry W., Green T. C., "A novel Simulation Technique for the Analysis of digital asynchronous pulse width modulation", IEEE Trans. Ind. Applications, September/October, vol. 30, nr. 5, pag. 1284-1289.
64. Moud M. M., Green T. C., Williams B. W., "Analysis and comparison of real-time sine-wave generation for PWM circuits", IEEE Trans. on Power Electronics, January 1993 vol. 8, nr. 1, pag. 46-54.
65. Muntean N., "Contribuții la studiul teoretic și experimental al mașinii sincrone reactive" Teza de doctorat. Timișoara, 1994.
66. Murai Y., Goshi Y., Matsui K., Hosono I., "High-frequency split zero-vector PWM with Harmonic reduction for induction motor drive", IEEE Trans. on Ind. Appl. Jan/Febr. vol. 28, nr. 1, pag. 105-112.
67. Mutoh N., Sahi K., Ueda A., Nandoh K., "Magnetic flux compensating torque control method suitable for general purpose inverters with supraaudible switching frequencies", IEEE Trans. on Power Electronics October 1993 vol. 8, nr. 4, pag. 615-625.
68. Nagy I., "Novel adaptive tolerance band based PWM for field orientated control of induction machines", IEEE Trans on Ind. Electronics, August 1994 vol. 41, nr. 4, pag. 406-417.
69. Nasar S. A., Boldea I., "Electric Machines Dynamics and Control", Macmillan Publishing Company, New York, 1984.
70. Neacșu D. O., "Optimizarea acționării de curent alternativ cu mașina asincronă prin implementarea cu microprocesor a circuitelor de comandă", Teza de doctorat, Iași 1994.
71. Novotny D.W., Lipo T.A., "Vector control and dynamics of A C drives", Clarendon Press, Oxford 1996.
72. Oh D. O., Cho K. Y., Youn M. J., "A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage - fed PWM inverter" April 1992 vol. 7, nr. 2, pag. 364-373

73. Ostovic V., "Dynamic of Saturated Electric Machines" Springer-Verlag New-York.
74. Pan C. T., Chang T. Y., "An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency", IEEE Transaction On Power Electronics, vol.9, nr. 1 January, pag. 97-104.
75. Pana T., Hori Y., "Simultaneous speed estimation and rotor resistance identification for sensorless induction motor drives", Proc. Japan Industry Applications Society Conference Ehime, Japan, 1994, pag. 135-140.
76. Patel H. S., Hoft R. G., "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I. Harmonic Elimination", IEEE Transaction on Industry Application, mai/iunie 1973.
77. Pedersen J. K., Blabjerg F., "Digital quasi-random modulated SFAVM PWM in a.c. drive system" IEEE Transaction on Industrial Application, October 1994, vol.41, nr. 5, pag.518-525.
78. Petrescu A., Moisa T., Tapuş N., Gayraud A., Botez C., "Microcalculatoare Felix M18, M18B, M118", vol. 1, Editura Tehnica Bucureşti, 1984.
79. Pfeiffer I., "Contribuţii la controlul după câmp mono şi multimotor asincron", Teza de doctorat, cordonator prof.dr.ing. Tiberiu Mureşan, Timişoara, 1990.
80. Precup R. E., Preitl S., "Sisteme de reglare avansata vol.1", Universitatea "Politehnica" din Timişoara, 1995.
81. Preitl S., "Teoria sistemelor şi reglaj automat" Universitatea Tehnica Timişoara, 1992.
82. Rossi C., Tonielli A., "Robust control of permanent magnet motors Vss techniques lead to simple hardware implementations" IEEE Trans. on Ind. Electronics August 1994 vol. 41, nr. 4, pag.
83. Salazan L., Joos G., "Pspice simulation of three-phase inverters by means of Switching Functions", IEEE Power Electronics vol.9, no. 1, 1994, pag. 35-42.
84. Scharf A., "Universal drive with direct torque control", PCIM-Europe, may june, 1995, pg. 98-101.
85. Sepe R. B., Lang J. H., "Inverter nonlinearities and discrete time vector current control", IEEE Trans. Ind. Applic. Jan./Febr. vol. 30, nr. 1, pag. 62-70.
86. Swift F., Kamberis A., "A new Walsh Domain Technique of Harmonic Elimination and voltage control in pulse width modulated inverters", IEEE Trans on Power Electronics January 1993 vol. 8, nr.1, pag. 170-185.
87. Taniguchi K., Inoue M., Tachida Y., Morimoto S., "A PWM strategy for reducing torque ripple in inverter fed induction motor", IEEE Transaction on Industry Applications, January/February 1994, vol.30, nr.1, pag. 71-77
88. Tech - Seng Low, Teng Lee, King-Jet Tseng, Kai-Sang Lock, "Servo performance of BLDC Drive with instantaneous Torque Control", IEEE Trans. on Ind. Appl. march/april 1992 vol. 28, nr. 2, pag. 455-462.
89. Templin P., Alakula M., Gertmar L., "Dynamic thermal loading of inverterfed induction machine", IEEE/KTH Stockholm Power Tech. Conference, Stockholm, Sweden, June 18-22 1995.
90. Teodorescu R., "Sisteme PWM de acţionare reglabila cu maşini asincrone", Teza de doctorat, Galaţi 1994
91. Tripathi A., Sen P. C., "Comparative Analysis of fixed and sinusoidal band Hysteresis current controllers for voltage source inverters" IEEE Trans. on Ind. Electronics, February 1992 vol. 39, nr. 1, pag. 63-73.

92. Trynadłowski A. M., Legowski S., "Minimum-loss vector PWM strategy for three-phase inverters", IEEE Power Electronics, January 1994, vol.9, nr.1, pag. 26-34
93. Tryndłowski A. M., Blaabjerg F., Pedersen J.K., Kirlin R.L., Legowski S., "Random pulse width modulation technique for converter fed drive systems -review", IEEE Transaction on Industry Application, September/October 1994, vol.30, nr.5, pag.1166-1175.
94. Trzynadłowski A. M., Legowski S., "Application of Neural Networks to the optimal control of three-phase voltage-controlled inverters", IEEE July 1994 vol. 9, nr. 4, pag. 397-404.
95. Tunsoiu Gh., Seracin E., Saal C., "Acționari electrice", Ed. didactica și Pedagogica, București-1982.
96. Tutelea L., "Controlul poligonal al fluxului statoric" Referat de doctorat 31 ianuarie 1996.
97. Tutelea L., "Performance of polygonal flux modulation in induction drives with speed loop", Proceedings Optim'96 pag. 1461-1470.
98. Ueda R., Sonoda T., Kaga K., Ichikawa M., "Stability analysis of induction motor driven by V/f controlled general purpose inverter", IEEE Trans. vol. IA -28, no.2 1992, pag. 463-471.
99. Veltman A., The Fish Method - Interaction between AC Machines and Switching Power Converters, Teza de doctorat, Delft University Press, 1994.
100. Vokosavic S. N., Stojic N. M., "Reduction of parasitic spectral components of digital space vector modulation by real time numerical method", IEEE Trans. on Power Electronics January 1995 vol. 10, nr. 1, pag. 94-102.
101. Yamamura S., "AC. motors for High-performance applications", Marcel Dekker, New York, 1986.
102. Yoshitaka Iwaji, Shoji Fukuda, "A pulse frequency modulated PWM Inverter for induction motor drives", IEEE Trans. on Power Electronics April 1992 vol. 7, nr. 2, pag. 404-410.
103. Zhong H. Y., Messinger H. P., "A new microcomputer - Based Direct Torque Control System for three-phase induction motor", IEEE Transaction on Industry Applications vol 27 nr. 2 March/April 1991.
104. \*\*\* "ADA 1100 User's Manual", Real time Device, Inc. Pennsylvania, 1990.
105. \*\*\* "ANSIM Simulation Software, Version 7.0", Universitat Erlangen-Nurnberg. Lehrstuhl fur Elektrische Antriebe und Steuerungen, 1989, 1991.
106. \*\*\* "C-Compiler -51" User's Guide 3.89", Siemens Aktiengesellschaft.
107. \*\*\* "Hitachi Inverter Instruction Manual", Hitachi, Ltd. Tokyo Japan.
108. \*\*\* "MATLAB version 4.0 with SIMULINK version 1.2", The Math Works, 1993.
109. \*\*\* "Pegasus Acquire - Analysis Software for Scientists and Engineers version 2.2", Lakeshore Technologies, Incorporated Chicago.
110. \*\*\* "SAB 80(C)515 Family User's Manual", Siemens Aktiengesellschaft.
111. \*\*\* "The Design Center. Circuit analysis User's Guide, Version 5.4", Microsim Corporation, 1993.

# Anexa 1

## Simularea mașinii de inducție conectată la un invertor de tensiune

---

Programul pentru simularea mașinii cu control poligonal al fluxului conține 1060 de linii. In acesta anexa sunt prezentate numai clasele: grafic, masina, invertor și funcțiile start și sarcina.

```
void start(void);
void retea(void);
void setari_grafic(void);
void sarcina(void);

typedef struct {float alfa, beta;} ab_struct;
ab_struct Fs,Fr,Is,Us;
float h,t,tsim,tig, Mr=0, omega, OMEG_A,
U_linie[3],I_linie[3],timp_r,durata_v;

class grafic {
float l0,h0,xv,yv,kx,ky,c;
public:
void ini_grafic(float, float, float, float, float, float, float, float, float, float, int );

void linie(float x, float y)
{
int yc;
float xc;
xc=l0+x*kx; yc=h0-y*ky;
setcolor(c);
line(xv,yv,xc,yc);
xv=xc; yv=yc;
}

void punct(float x, float y)
{
putpixel(l0+x*kx, h0-y*ky, c) ;
}
~grafic(void)
{ closegraph() ; }
};
```

```

// ini_grafic(origine axe: x0,y0; capete axae: stinga, jos, dreapta, sus;
// deplasare grafic: x,y; factor de scara: x, y; grid: x, y; culoare)

grafic fluxa, fluxb, curenta, curentb, turatie, cuplu,fluxs,fluxr,curent, frecv1;

class masina {

float Ls,Lr,Lm,Rs,Rr,Ls_sigma, Lr_sigma,*Lm_sat,Lm_exp,
      Msr,Ks,Kr,Ksm,Krm,Ksr,Krs,Klr,Klm,J;
int p1,Nc_Lm,Model;

public:
masina(void)
{
// Ls,Lr,Lm - sunt utilizati numai de modelul nesaturat
// Ls_sigma,Lr_sigma, Lm_sat, Lm_exp, Nc_Lm sunt utilizate numai de // modelul saturat
Rs=Pmi[0]; Rr=Pmi[1]; Ls=Pmi[2]; Lr=Pmi[3]; Lm=Pmi[4];
p1=Pmi[5]; J=Pmi[6];
Ls_sigma=.001*Pmi[9]; Lr_sigma=.001*Pmi[10]; Lm_exp=2.*Pmi[11]/3.;
Lm_sat=Pmi+13;
Nc_Lm=Pmi[12];
Model=Pmi[8];
Msr=Ls*Lr-Lm*Lm; Ks=Rs/Msr; Kr=Rr/Msr;
Ksm=Ks*Lm; Krm=Kr*Lm;
Ksr=Ks*Lr; Krs=Kr*Ls;
Klr=Lr/Msr; Klm=Lm/Msr;
}

void Param_sat(void)
{
float Fma,Fmb,Fmp;
int j;

Fma=Fs.alfa-Ls_sigma*Is.alfa; Fmb=Fs.beta-Ls_sigma*Is.beta;
Fmp=Fma*Fma+Fmb*Fmb;
Lm=Lm_sat[0]; for(j=1;j<Nc_Lm;j++) Lm=Lm+Lm_sat[j]*exp(j*Lm_exp*Fmp);
Ls=Ls_sigma+Lm; Lr=Ls;
Msr=Ls*Lr-Lm*Lm; Ks=Rs/Msr; Kr=Rr/Msr;
Ksm=Ks*Lm; Krm=Kr*Lm;
Ksr=Ks*Lr; Krs=Kr*Ls;
Klr=Lr/Msr; Klm=Lm/Msr;
}

void mi(void)
{
float r,s,u,v,w,sr,ss,su,sv,sw,Fsa,Fsb,Fra,Frb,Isa,Isb.omeg;
int i;
sr=0; ss=0; su=0; sv=0; sw=0;
if(Model==1) Param_sat();
for(i=0;i<4;i++)
{
switch(i)
{
case 0: Fsa=Fs.alfa; Fsb=Fs.beta;
Fra=Fr.alfa; Frb=Fr.beta;
omeg=omega;

```

```

        break;
    case 3: Fsa = Fs.alfa + r; Fsb = Fs.beta + s;
           Fra = Fr.alfa + u; Frb = Fr.beta + v;
           omeg = omega + w;
           break;
    default: Fsa = Fs.alfa + r/2; Fsb = Fs.beta + s/2;
            Fra = Fr.alfa + u/2; Frb = Fr.beta + v/2;
            omeg = omega + w/2;
}
Isa = Klr*Fsa-Klm*Fra;
Isb = Klr*Fsb-Klm*Frb;

r = h*(Us.alfa-Ksr*Fsa + Ksm*Fra);
s = h*(Us.beta-Ksr*Fsb + Ksm*Frb);
u = h*(Krm*Fsa-Krs*Fra-omeg*Frb);
v = h*(Krm*Fsb-Krs*Frb + omeg*Fra);
w = h*p1*(p1*(Fsa*Isb-Fsb*Isa)-Mr)/J;

if( (i == 1) || (i == 2)) {sr=sr+2*r; ss=ss+2*s; su=su+2*u; sv=sv+2*v; sw=sw+2*w;}
else { sr+=r; ss+=s; su+=u; sv+=v; sw+=w;}
}
Fs.alfa = Fs.alfa + sr/6;
Fs.beta = Fs.beta + ss/6;
Fr.alfa = Fr.alfa + su/6;
Fr.beta = Fr.beta + sv/6;
omega = omega + sw/6;
Is.alfa = Klr*Fs.alfa-Klm*Fr.alfa;
Is.beta = Klr*Fs.beta-Klm*Fr.beta;
OMEG_A = omega/p1;
if(t >= tig)
{
    fluxa.linie(t-tig,Fs.alfa);
    fluxb.linie(t-tig,Fs.beta);
    curenta.linie(t-tig,Is.alfa);
    curentb.linie(t-tig,Is.beta);
    fluxr.punct(Fs.alfa,Fs.beta);
    fluxr.punct(Fr.alfa,Fr.beta);

    cuplu.punct(t-tig,p1*(Fs.alfa*Is.beta-Fs.beta*Is.alfa));
    turatie.punct(t-tig,9.5493*OMEG_A);
    curent.punct(Is.alfa,Is.beta);
}
};

class invertor
{
    unsigned char Nrstari[8][8], Vstari[8][8][4], stare[4], Bit_3_6[8];
    char i;
    float Tstari[8][8][3], Durate[4], hmax,Ucc, Uigbt, Ud;
public:
    void ini(float *Date_invert, float pas_integr);
    void comutari(unsigned char vn, float durata);
    void tens_linie(void);

```

```

};
void invertor::comutari(unsigned char vn, float durata)
{
    static unsigned char vv=0;
    char lmax;
    lmax=Nrstari[vv][vn];
    for(i=0;i<lmax;i++)
    { stare[i]=Vstari[vv][vn][i]; Durate[i]=Tstari[vv][vn][i]; }
    vv=vn; Durate[lmax-1]=durata; timp_r=0; i=0;
}

void invertor::tens_linie(void)
{
    char j,p;
    float V[3];
    for(j=0,p=1;j<3;j++)
    {
        if(l_linie[j]>0) { if(stare[i] & p) V[j]=Ucc-Uight; else V[j]=-Ud;}
        else { if (stare[i] & (2*p)) V[j]=Uight; else V[j]=Ucc+Ud; }
        p*=4;
    }
    if(timp_r+hmax<Durate[i]) { h=hmax; timp_r+=hmax;}
    else { h=Durate[i]-timp_r; timp_r=Durate[i]; i++;}
    U_linie[0]=V[0]-V[1]; U_linie[1]=V[1]-V[2];
}

void invertor :: ini(float *Date_invert, float pas_integr)
{
    float Tmort_sec[8];
    char i,j,lmax;
    unsigned char vv,vn,p1,p2,p3,q1,q2,q3;
    Bit_3_6[0]=21; Bit_3_6[1]=22; Bit_3_6[2]=25; Bit_3_6[3]=26;
    Bit_3_6[4]=37; Bit_3_6[5]=38; Bit_3_6[6]=41; Bit_3_6[7]=42;
    hmax=pas_integr;
    for(i=0;i<6;i++) Tmort_sec[i]=Date_invert[i+3]*.000001;
    Ucc=Date_invert[0]; Uight=Date_invert[1]; Ud=Date_invert[2];
    for(vv=0;vv<8;vv++)
    {
        for(vn=0;vn<8;vn++)
        {
            stare[0]=Bit_3_6[vv] & Bit_3_6[vn];
            stare[3]=Bit_3_6[vn];
            p1=Bit_3_6[vn] & 3 ; p2=Bit_3_6[vn] & 12 ; p3=Bit_3_6[vn] & 48;
            q1=p1-1; q2=p2/4+1; q3=p3/16+3;
            if(Tmort_sec[q1]<Tmort_sec[q2])
            {
                if(Tmort_sec[q1]<Tmort_sec[q3])
                {
                    Durate[1]=Tmort_sec[q1]; stare[1]=stare[0] | p1;
                    if(Tmort_sec[q2]<Tmort_sec[q3])
                    {
                        Durate[2]=Tmort_sec[q2]; Durate[3]=Tmort_sec[q3]; stare[2]=stare[1] | p2;
                    }
                }
            }
            else
            {
                Durate[2]=Tmort_sec[q3]; Durate[3]=Tmort_sec[q2]; stare[2]=stare[1] | p3;
            }
        }
    }
}

```



```

}
else
{
    Durate[1]=Tmort_sec[q3]; Durate[2]=Tmort_sec[q1]; Durate[3]=Tmort_sec[q2];
    stare[1]=stare[0] | p3 ; stare[2]=stare[1] | p1;
}
}
else
{
    if(Tmort_sec[q1]<Tmort_sec[q3])
    {
        Durate[1]=Tmort_sec[q2]; Durate[2]=Tmort_sec[q1]; Durate[3]=Tmort_sec[q3];
        stare[1]=stare[0] | p2; stare[2]=stare[1] | p1;
    }
    else
    {
        if(Tmort_sec[2]<Tmort_sec[3])
        {
            Durate[1]=Tmort_sec[q2]; Durate[2]=Tmort_sec[q3]; Durate[3]=Tmort_sec[q1];
            stare[1]=stare[0] | p2; stare[2]=stare[1] | p3;
        }
        else
        {
            Durate[1]=Tmort_sec[q3]; Durate[2]=Tmort_sec[q2]; Durate[3]=Tmort_sec[q1];
            stare[1]=stare[0] | p3; stare[2]=stare[1] | p2;
        }
    }
}
}
}
Imax=3;
for(i=3; i>1; i--)
{
    if(stare[i]==stare[i-1] || Durate[i]==0 || Durate[i]==Durate[i-1])
    {
        for(j=i-1; j<Imax;j++) { stare[j]=stare[j+1]; Durate[j]=Durate[j+1];}
        Imax--;
    }
}
if(stare[1]==stare[0] || Durate[1]==0)
{
    for(j=0; j<Imax; j++) { stare[j]=stare[j+1]; Durate[j]=Durate[j+1];}
    Imax--;
}
Imax++; Durate[0]=0; Nrstari[vv][vn]=Imax;
for(i=0;i<Imax;i++)
{
    Vstari[vv][vn][i]=stare[i];
    if(i<Imax-1) Tstari[vv][vn][i]=Durate[i+1];
}
}
}
}

void start(void)
{
    unsigned char vect;
    char conex;

```

```

comanda cpf;
invertor igt;
igt.ini(Pinv,.000001*Pprog[1]);
if(Pmi[7]==0) conex='D'; else conex='Y';
cpf.read_file(Fis_setup+40*(N_psetup-1));
cpf.fprag();
cpf.timpi();
cpf.primu_polig();
ini_graf();
setari_grafic();
frecv1.ini_grafic(0,.99,0,.81,.6,.99,0,0,.6/(tsim-tig),.003,.2,10,WHITE); //BROWN);
masina mi;
Fs.alfa=0; Fs.beta=0; Fr.alfa=0; Fr.beta=0; omega=0; Is.alfa=0; Is.beta=0;
t=0;
cpf.reglaj();
while(t < tsim)
{
vect=cpf.modulare();
igt.comutari(vect,durata_v);
timp_r=0;
while(timp_r < durata_v)
{
igt.tens_linie();
if(conex=='D')
{
Us.alfa=1.2247449*U_linie[0];
Us.beta=.7071067*U_linie[0]+1.4142136*U_linie[1];
}
else
{
Us.alfa=.8164965*U_linie[0]+.4082482*U_linie[1];
Us.beta=.7071067*U_linie[1];
}
mi.mi();
sarcina();
if(conex=='D')
{
I_linie[0]=1.2247449*Is.alfa+.7071067*Is.beta;
I_linie[1]=.7071067*Is.beta-1.2247449*Is.alfa;
}
else
{
I_linie[0]=.8164965*Is.alfa;
I_linie[1]=.7071067*Is.beta-.4082482*Is.beta;
}
I_linie[2]=-I_linie[0]-I_linie[1];
curentb.linie(t-tig,I_linie[0]);
t+=h;
}
}
getch();
closegraph();
gotoxy(25,23); cputs("Terminat Simulare. OK.");
}

```

```

void sarcina(void)
{
    if(t < Psarc[8])
    {
        if(OMEG_A > 0)
            Mr = Psarc[0] + Psarc[1] + Psarc[2]*OMEG_A + Psarc[3]*OMEG_A*OMEG_A;
        else
            Mr = Psarc[0] - Psarc[1] + Psarc[2]*OMEG_A - Psarc[3]*OMEG_A*OMEG_A;
        }
    else
        {
            if(OMEG_A > 0)
                Mr = Psarc[4] + Psarc[5] + Psarc[6]*OMEG_A + Psarc[7]*OMEG_A*OMEG_A;
            else
                Mr = Psarc[4] - Psarc[5] + Psarc[6]*OMEG_A - Psarc[7]*OMEG_A*OMEG_A;
            }
        }
}

```

```

:
:
:

```

## Anexa 2

### Generarea poligoanelor

---

#### Anexa 2.1

#### Programul "polig.c"

Funcțiile "grafica" și "afișare" au doar rolul de a prezenta rezultatele în mod grafic și în mod text.

Organigrama programului este la pag. 221-a,b.

```
#include <conio.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>
#include <graphics.h>
#include <dir.h>
#include <alloc.h>

/* Prototip functii */

void creatraz(void) ;
void creatpolig(void) ;
void adraz(void) ;
int cautraz(void) ;
int grafica(void) ;
void afisare(void) ;
void flux_abs(void) ;
void armonici_tensiune(void) ;
void U_efectiv(void) ;
void viteza(void) ;
void salvare_laturi(void) ;
void stop(char mesaj[80],int x) ;

/* Declarati variabile */

int *zx,*zy,*listvect ;
long int *listraze ;
float far *fluxa, far *fluxv, far *au, far *av, far *omega, far *t;
int nl, ntl, ntle, nraz, nraze, npmin, np, fmax, i, j, k, n_bloc ;
int v[6][2]={{2,0},{1,1},{-1,1},{-2,0},{-1,-1},{1,-1}} ;
```

```

int u[6]={0,1,1,0,-1,-1} ;
float r0,rx,r1,ky,pi,arie,eri,rmed,kmm,dp,ku,uef,sigma,kdv ;
long int rp,zp ;

void creatraz(void)
{
int i,j,jbun,darie ;
long int rp1,x,y;
float er,erc ;
rx=r0 ;
rp=r0*r0 ;
rp1=r1*r1 ;

for(i=1,nraz=0,listraze[0]=rp,zx[0]=r0,zy[0]=0,arie=0,dp=0;i < nraze;i++)
{
for(j=0,jbun=0,er=eri;j < 6;j++)
{
x=zx[i-1]+v[j][0] ;
y=zy[i-1]+v[j][1] ;
zp=x*x+3*y*y ;
if((zp > rp) && (zp < rp1)) adraz() ;
darie=zx[i-1]*v[j][1]-zy[i-1]*v[j][0] ;
erc=rp-zp ;
if((darie > 0) && (erc >= 0) && (erc < er))
{
jbun=j ;
er=erc ;
}
}
arie+=ky*(zx[i-1]*v[jbun][1]-zy[i-1]*v[jbun][0])/8 ;
zx[i]=zx[i-1]+v[jbun][0] ;
zy[i]=zy[i-1]+v[jbun][1] ;
listvect[i-1]=jbun ;
dp+=er ;
if((zx[i]==zx[0]) && (zy[i]==zy[0])) break ;
}
ntl=i ;
dp=dp/(ntl*rp) ;
afisare() ;
printf("\n numarul de raze detectate %d \n ",nraz) ;
printf(" razele detectate sunt : ") ;
for(i=0;i <= nraz;i++) printf(" %ld ",listraze[i]) ;
getch() ;
}

void adraz(void)
{
char gasit ;
gasit=cautraz() ;
if(gasit==0)
{
nraz++ ;
if(nraz > nraze) printf("lista de raze este mai mare decat sa estimat \n nraz= %d ",nraz) ;
else listraze[nraz]=zp ;
}
}

```

```

int cautraz()
{
    int i ;
    for(i=0;i <= nrnaz;i++)
        if(zp==listraze[i])
            return (1) ;
    return (0) ;
}

void creatpolig(void)
{
    long int x,y,zp ;
    int i,j,jbun ;
    float darie,er,erc ;
    for(k=1;k <= nrnaz;k++)
    {
        rp=listraze[k] ;
        for(i=1,zx[0]=r0,zy[0]=0,arie=0,dp=0;i < nrnaz;i++)
        {
            for(j=0,jbun=0,er=eri,j < 6;j++)
            {
                x=zx[i-1]+v[j][0] ;
                y=zy[i-1]+v[j][1] ;
                zp=x*x+3*y*y ;
                darie=zx[i-1]*v[j][1]-zy[i-1]*v[j][0] ;
                erc=rp-zp ;
                if((darie > 0) && (erc > =0) && (erc < er))
                {
                    jbun=j ;
                    er=erc ;
                }
            }
            arie += ky*(zx[i-1]*v[jbun][1]-zy[i-1]*v[jbun][0])/8 ;
            zx[i]=zx[i-1]+v[jbun][0] ;
            zy[i]=zy[i-1]+v[jbun][1] ;
            listvect[i-1]=jbun ;
            dp+=er ;
            if((zx[i]==zx[0]) && (zy[i]==zy[0])) break ;
        }
        ntl=i ;
        dp=dp/(ntl*rp) ;
        afisare() ;
    }
}

void salvare_laturi(void)
{
    FILE *fis ;
    char n_fis[MAXPATH];
    int nls,i ;
    nls=ntl/6 ;
    printf("\n introduceti numele fisierului") ;
    scanf("%s",n_fis) ;
    if((fis=fopen(n_fis,"a"))!=NULL)
    {
        fprintf(fis," n= %d\n",nls) ;
    }
}

```

```

for(i=0;i<nls;i++) fprintf(fis,"%d ",listvect[i]-1);
fprintf(fis,"\n");
fclose(fis);
}
else { printf("nu pot descide %s",n_fis); getch(); }
}

void flux_abs(void)
{
int i;
float x,y,x1,y1,rp;
for(i=0;i<ntl;i++)
{
x=zx[i];
x1=zx[i+1];
y=zy[i];
y1=zy[i+1];
rp=listraze[k];
fluxa[i]=sqrt((x*x+3*y*y)/rp);
fluxv[i]=.5*ntl/pi*asin((ky*(x*y1-x1*y))/sqrt(x*x+3*y*y)/sqrt(x1*x1+3*y1*y1));
}
}

void armonici_tensiune(void)
{
int i,f;
float alf1,alf,xmax;
for(f=0;f<=fmax;f++) au[f]=0;
xmax=ntl/4;
for(i=0;i<xmax;i++)
{
alf1=((1-ku)/2+i)/ntl;
if(alf1<=xmax)
{
for(f=1;f<=fmax;f+=2)
{
alf=fmod(f*alf1,1);
au[f]=au[f]-u[listvect[i]]*sin(2*pi*alf);
}
}
alf1=((1+ku)/2+i)/ntl;
if(alf1<=xmax)
{
for(f=1;f<=fmax;f+=2)
{
alf=fmod(f*alf1,1);
au[f]=au[f]+u[listvect[i]]*sin(2*pi*alf);
}
}
}
for(f=1;f<=fmax;f+=2) au[f]=4*au[f]/f/pi;
}

void U_efectiv(void)
{

```

```

int i ;
float fund ;
uef=0 ;
for(i=0;i<ntl;i++) uef=uef+(u[listvect[i]])*(u[listvect[i]]) ;
uef=ku*uef/ntl ;
fund=au[1]*au[1] ;
sigma=sqrt(2*uef/fund-1) ;
uef=sqrt(uef) ;
}

void viteza(void)
{
int i,k,j,nls,nps,f ;
float t0,x,y,a,b,a1,b1,prodv,omegv,omegm,sigma,alf,alf1,avm ;

nls=ntl/6 ;
nps=npmin/nls ;
if(nps*nls<npmin) nps++ ;
if(nps==1) nps++ ;
np=(nps+2)*nls ;
if((t=(float far *)farcalloc(np,sizeof(float)))==NULL) stop(" timp",2) ;
n_bloc++ ;
if((omega=(float far *)farcalloc(np,sizeof(float)))==NULL) stop(" omega",2);
n_bloc++ ;
for(f=0;f<=fmax;f++) av[f]=0 ;
t0=.5*(1/ku-1) ;
x=n1 ;
y=0 ;
for(k=0,j=0;k<nls;k++)
{
t[j]=k/ku+t0 ;
omega[j]=0 ;
j++ ;

'a=.5*v[listvect[k]][0] ;
'b=.5*ky*v[listvect[k]][1] ;
prodv=x*b-y*a ;
a1=a/nps ;
b1=b/nps ;
omegv=0 ;

for(i=0;i<nps;i++,j++)
{
t[j]=k/ku+1.0*i/(nps-1)+t0 ;
omega[j]=prodv/((x+a1*i)*(x+a1*i)+(y+b1*i)*(y+b1*i)) ;
if(i<(nps-1))
{
omegm=prodv/((x+a1*(.5+i))*(x+a1*(.5+i))+(y+b1*(.5+i))*(y+b1*(.5+i))) ;
sigma=omegm-omegv ;
omegv=omegm ;
alf1=t[j]*ku/nls ;
av[0]=av[0]+omegm ;
for(f=1;f<=fmax;f++)
{
alf=fmod(f*alf1,1) ;
av[f]=av[f]-sigma*sin(2*pi*alf) ;

```



```

    }
  }
}
x=x+a ;
y=y+b ;
t[j]=t[j-1] ;
omega[j]=0 ;
omegm=0 ;
sigma=omegm-omegv ;
alf1=t[j]*ku/nls ;
for(f=1;f<=fmax;f++)
{
  alf=fmod(f*alf1,1) ;
  av[f]=av[f]-sigma*sin(2*pi*alf) ;
}
j++ ;
}
av[0]=ku*av[0]/(nls*(nps-1)) ;
kdv=0 ;
for(f=1;f<=fmax;f++)
{
  av[f]=av[f]/(f*pi) ;
  avm=av[f]/(f*av[0]) ;
  kdv=kdv+avm*avm ;
}
kdv=sqrt(kdv) ;
}

void main(void)
{
  ky=sqrt(3) ;
  pi=3.1415927 ;
  n_bloc=0 ;

  clrscr() ;
  printf("Introduceti numarul de laturi pe un sector de 60 grade \n") ;
  scanf("%d",&n) ;
  printf(" n= %d \n",n) ;
  printf("Introduceti ordinul maxim al armonicilor superioare ") ;
  scanf("%d",&fmax) ;
  printf(" Introduceti factorul de umplere ") ;
  scanf("%f",&ku) ;
  npmin=100 ;
  r0=2*n ;
  r1=r0+2 ;
  eri=r1*r1-r0*r0 ;
  ntle=7*(n+1) ;
  nraze=7*(n+1) ;

  if((zx=(int *)malloc(ntl* sizeof(int)))==NULL) stop(" zx",2) ;
  n_bloc++ ;
  if((zy=(int *)malloc(ntl* sizeof(int)))==NULL) stop(" zy",2) ;
  n_bloc++ ;
  if((listvect=(int *)malloc(ntl* sizeof(int)))==NULL) stop(" listvect",2) ;
  n_bloc++ ;
  if((listraze=(long int *)malloc(nraze* sizeof(long int)))==NULL) stop(" listraze",2) ;

```

```

n_bloc++ ;
if((fluxa=(float far *)malloc(n_tle*sizeof(float)))==NULL) stop(" fluxa",2) ;
n_bloc++ ;
if((fluxv=(float far *)malloc(n_tle*sizeof(float)))==NULL) stop(" fluxv",2) ;
n_bloc++ ;
if((au=(float far *)malloc((fmax+1)*sizeof(float)))==NULL) stop(" armonici de tensiune",2) ;
n_bloc++ ;
if((av=(float far *)malloc((fmax+1)*sizeof(float)))==NULL) stop(" armonici de viteza",2) ;
n_bloc++ ;
creatriz() ;
creatpolig() ;
stop(" SFIRSIT \n -normal, programul a rulat pina la sfirsit.",0) ;
}
void stop(char mesaj[80],int x)
{
switch(n_bloc)
{
case 10 : farfree(omega) ;
case 9 : farfree(t) ;
case 8 : farfree(av) ;
case 7 : farfree(au) ;
case 6 : farfree(fluxv) ;
case 5 : farfree(fluxa) ;
case 4 : free(listraze) ;
case 3 : free(listvect) ;
case 2 : free(zy) ;
case 1 : free(zx) ;
}
if(x==2) printf("\n\n Nu pot aloca memorie pentru %s",mesaj) ;
else printf("\n\n %s",mesaj) ;
exit(x) ;
}

```

## Anexa 2.2

### Programul "poligvit"

Se genereaza secvența de comutație astfel încât viteza fluxului statoric sa fie uniforma. Funcția "grafica" nu va fi prezentata. Organigrama este prezentata la pag. 221-c.

```

#include <conio.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <graphics.h>
#include <math.h>

void avans(void) ;
void grafic(void) ;
void optim(void);
void optim2(void);
void stop(char mesaj[80], int x) ;

unsigned int n,ns,nsp,pas,n_pas,n_bloc;

```

```

int x,y,*traiect, *vector ;
int V[7][2]={{2,0},{1,1},{-1,1},{-2,0},{-1,-1},{1,-1},{0,0}};
int tabel[5][3]={{0,3,0},{4,0,2},{0,0,0},{5,0,1},{0,0,0}} ;
float mv=1.732051,pi=3.14,*unghi,rp1,rp2;

void main(void)
{
    n_bloc=0 ;
    clrscr() ;
    printf("\n introduceti raza cercului in numar de segmente : \n n= ") ;
    scanf("%d",&n) ;
    rp1=(n-.5)*(n-.5) ;
    rp2=(n+.5)*(n+.5) ;
    if((unghi=(float *)malloc(n*sizeof(float)))==NULL) stop("Unghi",2) ;
    n_bloc++ ;
    if((traiect=(int *)malloc(2*n*sizeof(int)))==NULL) stop("traietorie",2);
    n_bloc++ ;
    if((vector=(int *)malloc(n*sizeof(int)))==NULL) stop("vector",2);
    n_bloc++ ;
    x=2*n ;
    y=0 ;
    traiect[0]=x ;
    traiect[1]=0 ;
    avans() ;
    if(ns==0) stop("",4);
    grafic() ;
    // optim2();
    optim();
    grafic() ;
    printf("\n ns= %d \n nsp= %d \n n_pas= %d \n",ns,nsp,n_pas) ;
    stop("Sfirsit normal",1) ;
}

void avans(void)
{
    float rpc,compi,comps,sxy,tfi,tfimax=0;
    int i,ibun=0 ;

    ns=0 ;
    for(pas=1; pas<n && x>3*y ; pas++)
    {
        rpc=(.25*x*x+.75*y*y)+1 ;
        compi=rp1-rpc;
        comps=rp2-rpc;
        for(i=0;i<6;i++)
        {
            sxy=.5*(x*V[i][0]+3*y*V[i][1]) ;
            if(compi<=sxy && sxy<=comps && (tfi=(1.0*(y+V[i][1]))/(x+V[i][0]))>tfimax)
            {
                tfimax=tfi ;
                ibun=i ;
            }
        }
        x+=V[ibun][0] ;
        y+=V[ibun][1] ;
        traiect[2*pas]=x ;
        traiect[2*pas+1]=y ;
    }
}

```

```

ungghi[pas]=atan(mv*tfimax) ;
if(3*y==x) ns=2*pas ;
if(3*y>x) ns=2*pas-1 ;
}
n_pas=pas-1 ;
nsp=ns ;
for(pas=0;pas<=n_pas;pas++) printf("\n %d %d ",traiect[2*pas],traiect[2*pas+1]);
getch();
}

```

void optim(void)

```

{
int nsp1,i,vi,vs ;
float e1,e2 ;
do
{
nsp1=nsp;
for(pas=1;pas<n_pas;pas++)
if(ungghi[pas] < (pas-.5)*pi/(3*nsp))
nsp+=2 ;
}
while(nsp1 < nsp);
traiect[0]=2*n ;
traiect[1]=0 ;
i
for(pas=1,i=1;pas<=n_pas;pas++,i++)
{
x=traiect[2*pas]-traiect[2*pas-2] ;
y=traiect[2*pas+1]-traiect[2*pas-1] ;
vector[i]=tabel[x+2][y+1] ;
if(ungghi[pas] >=(i+.5)*pi/(3*nsp))
{
vi=vector[i]-1 ;
if(vi<0) vi=5 ;
vs=vector[i]+1 ;
if(vs>5) vs=0 ;
rp1=traiect[2*pas]+V[vi][0];
rp2=traiect[2*pas+1]+V[vi][1];
e1=rp1*rp1+3*rp2*rp2+1.*n*n ;
if(e1<0) e1=-e1 ;
rp1=traiect[2*pas]+V[vs][0] ;
rp2=traiect[2*pas+1]+V[vs][1];
e2=rp1*rp1+3*rp2*rp2-1.0*n*n ;
if(e2<0) e2=-e2 ;
if(e1<e2)
{
vector[i]=vi ;
i++ ;
vector[i]=vs ;
}
else
{
vector[i]=vs ;
i++ ;
vector[i]=vi ;
}
}
}

```

```

}
}
n_pas=(nsp+1)/2 ;
for(pas=1;pas <=n_pas;pas++)
{
    traiect[2*pas]=traiect[2*pas-2]+V[vector[pas]][0] ;
    traiect[2*pas+1]=traiect[2*pas-1]+V[vector[pas]][1] ;
    unghi[pas]=atan(mv*traiect[2*pas+1]/traiect[2*pas]) ;
}
}

void stop(char mesaj[80], int x)
{
    switch (n_bloc)
    {
        case 3 : free(vector) ;
        case 2 : free(traiect) ;
        case 1 : free(unghi) ;
    }
    if(x==1) printf("\n %s",mesaj) ;
    if(x==2) printf("\n Nu pot aloca memorie pentru %s ",mesaj) ;
    if(x==3) printf("\n Eroare la instalarea modului grafic: %s",mesaj) ;
    getch() ;
    exit(0);
}

```

## Anexa 2.3

### Programul "conv.c"

Acest este utilizat pentru asamblarea mai multor fişire cu secvenţe de comutaţie ( Anexa 2.4) şi ataşarea tabelului de trecere de pe un poligon pe altul. În final este produs un fişier similar celui prezentat în tabelul 3.3

```

#include <stdio.h>
#include <dir.h>
#include <io.h>
#include <fcntl.h>
#include <stdlib.h>

ldiv_t x,y ;
char n_fis[MAXPATH],c ;
int n_polig,fis,total_laturi ;
int *tab, *limite,*index,*salt,*saltb,*limit_s ;
char *laturi,
    vector[8]={5,4,6,2,3,1,5,4},vectorb[8]={1,3,2,6,4,5,1,3};

int salvare_rez(void) ;
int conv(int handle)
{
    char p[4]={0,0,0,0};
    int i=1;
    int eof=1;

    do{

```

```

eof=_read(handle, p, 1);
if(!eof) return -1;

}while(((p[0]<'0')|| (p[0]>'9'))&&(eof));

do{
    eof=_read(handle,p+i,1);
    i++;

    }while(
        ((p[i-1]>='0')&&(p[i-1]<='9'))
        &&(i<4)
        &&(eof));

p[i-1]=0;

    return atoi(p);
}

void main(void)
{
    int i,polig,inversat,temp,l,v,control ;
    long int j ;
    do {
        printf("\n Introduceti numele fisierului sursa ");
        scanf("%s",n_fis) ;
        if((fis=_open(n_fis,O_RDONLY))!=-1)
        {
            perror("Eroare : ") ;
            printf("\n Incercati alt fisier: 'y' / 'n' ") ;
            c=getch() ;
            if(c=='n') exit(1) ;
        }
        else c='n';
    }
    while(c!='n');
    n_polig=0 ;
    total_laturi=0 ;
    do {
        _read(fis,&c,1) ;
        if(c=='n')
        { n_polig++ ;
          total_laturi+=conv(fis) ;
        }
    } while(!eof(fis)) ;
    lseek(fis,0L,SEEK_SET) ;
    if((tab=(int *)malloc((n_polig+1)*sizeof(int)))==NULL) exit(1) ;
    if((laturi=(char *)malloc((total_laturi)*sizeof(char)))==NULL) exit(1) ;
    for(polig=0,i=0;polig<n_polig;polig++)
    {
        do _read(fis,&c,1) ; while(c=='n') ;
        tab[polig]=conv(fis) ;
        for(j=0;j<tab[polig];j++,i++) laturi[i]=conv(fis) ;
    }

    _close(fis) ;

```

```

printf("\n Numarul poligoanelor este %d ",n_polig) ;
printf("\n Numarul total de laturi %d \n",total_laturi) ;
getch() ;
for(i=0;i<n_polig;i++) printf(" %d ",tab[i]);
for(i=0;i<total_laturi;i++) printf(" %d ",laturi[i]) ;

if((limite=(int *)malloc((n_polig+2)*sizeof(int)))==NULL) exit(1) ;
if(index=(int *)malloc((n_polig+1)*sizeof(int)))==NULL) exit(1) ;
for(i=0,limite[0]=0;i<n_polig;i++)
{ limite[i+1]=limite[i]+tab[i] ;
  index[i]=i ;
}
do {
for(i=0,inversat=0;i<n_polig-1;i++)
{ if(tab[index[i]]<tab[index[i+1]])
  { temp=index[i] ;
    index[i]=index[i+1] ;
    index[i+1]=temp ;
    inversat=1;
  } } while(inversat) ;
printf("\n");
for(i=0;i<n_polig;i++) printf(" %d ",tab[index[i]]) ;
for(i=0;i<n_polig;i++)
{ printf("\n") ;
for(j=limite[index[i]];j<limite[index[i]+1];j++) printf(" %d ",laturi[j]) ;
}

if((limit_s=(int *)malloc((n_polig+2)*sizeof(int)))==NULL) exit(1) ;
if((salt=(int *)malloc((total_laturi+1)*sizeof(int)))==NULL) exit(1) ;
if((saltb=(int *)malloc((total_laturi+1)*sizeof(int)))==NULL) exit(1) ;
for(i=0,limit_s[0]=0;i<n_polig;i++)
{
  limit_s[i+1]=limit_s[i]+tab[index[i]] ;
  for(j=limit_s[i];j<limit_s[i+1];j++)
  {
    y=ldiv((j+1-limit_s[i]),tab[index[i]]);
    salt[j]=limit_s[i]+y.rem ;
    saltb[j]=salt[j] ;
  }
}
for(i=0;i<(n_polig-1);i++)
{
  for(j=limit_s[i];j<limit_s[i+1];j++)
  {
    x=ldiv(((j+1-limit_s[i])*tab[index[i+1]]),tab[index[i]]) ;
    if(x.rem==0)
    {
      y=ldiv(x.quot,tab[index[i+1]]) ;
      salt[j]=limit_s[i+1]+y.rem ;
      if(y.rem==0) l=tab[index[i+1]]-1 ;
      else l=y.rem-1 ;
      l=l+limit_s[i+1] ;
      v=j+1 ;
      if(v==limit_s[i+1]) v=limit_s[i] ;
      saltb[l]=v ;
    }
  }
}

```

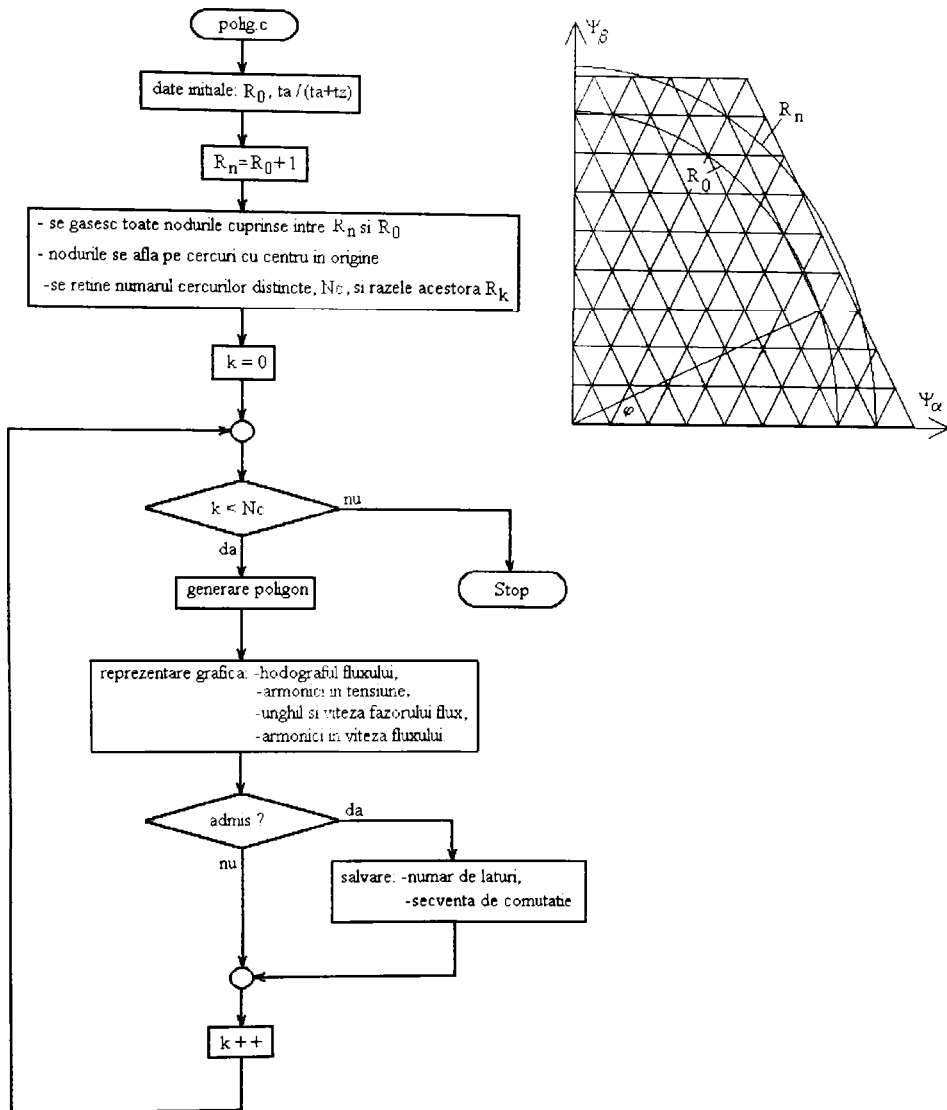
```

}
}
printf("\n");
for(i=0;i<n_polig;i++)
{ printf("\n");
  for(j=limit_s[i];j<limit_s[i+1];j++) printf(" %d ",salt[j]) ;
}
printf("\n");
for(i=0;i<n_polig;i++)
{ printf("\n");
  for(j=limit_s[i];j<limit_s[i+1];j++) printf(" %d ",saltb[j]) ;
}
do control=salvare_rez(); while(control) ;
free(saltb) ;
free(salt) ;
free(limit_s) ;
free(index) ;
free(limite) ;
free(tab) ;
free(laturi) ;
}
int salvare_rez(void)
{
FILE *fis;
int i,j;
printf("\n Introduceti numele fisierului pentru salvarea rezultatelor\n");
scanf("%s",n_fis) ;
if((fis=fopen(n_fis,"w"))==NULL)
{
perror("Eroare : ") ;
printf("\n Incercati alt fisier: 'y' / 'n' ") ;
c=getch() ;
if(c=='n') return(0) ;
else return(1) ;
}
for(i=0;i<8;i++) fprintf(fis,"%d ",vector[i]) ;
fprintf(fis,"\n") ;
for(i=0;i<8;i++) fprintf(fis,"%d ",vectorb[i]) ;
fprintf(fis,"\n") ;
fprintf(fis,"%d \n",n_polig) ;
for(i=0;i<n_polig;i++) fprintf(fis,"%d ",tab[index[i]]) ;
for(i=0;i<n_polig;i++)
{ fprintf(fis,"\n") ;
  for(j=limite[index[i]];j<limite[index[i+1]];j++) fprintf(fis,"%d ".laturi[j]) ;
}
for(i=0;i<n_polig;i++)
{ fprintf(fis,"\n") ;
  for(j=limit_s[i];j<limit_s[i+1];j++) fprintf(fis,"%d ",salt[j]) ;
}
for(i=0;i<n_polig;i++)
{ fprintf(fis,"\n") ;
  for(j=limit_s[i];j<limit_s[i+1];j++) fprintf(fis,"%d ",saltb[j]) ;
}
fclose(fis) ;
return(0) ;
}

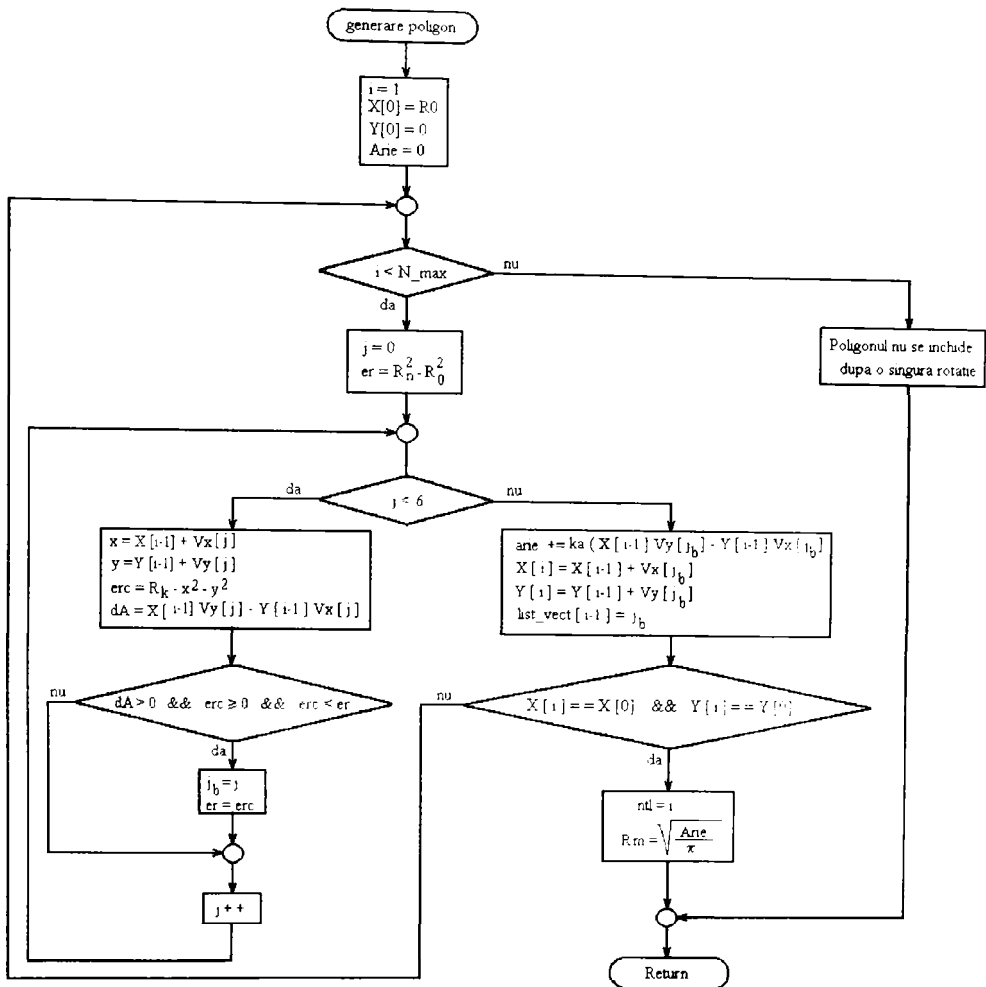
```



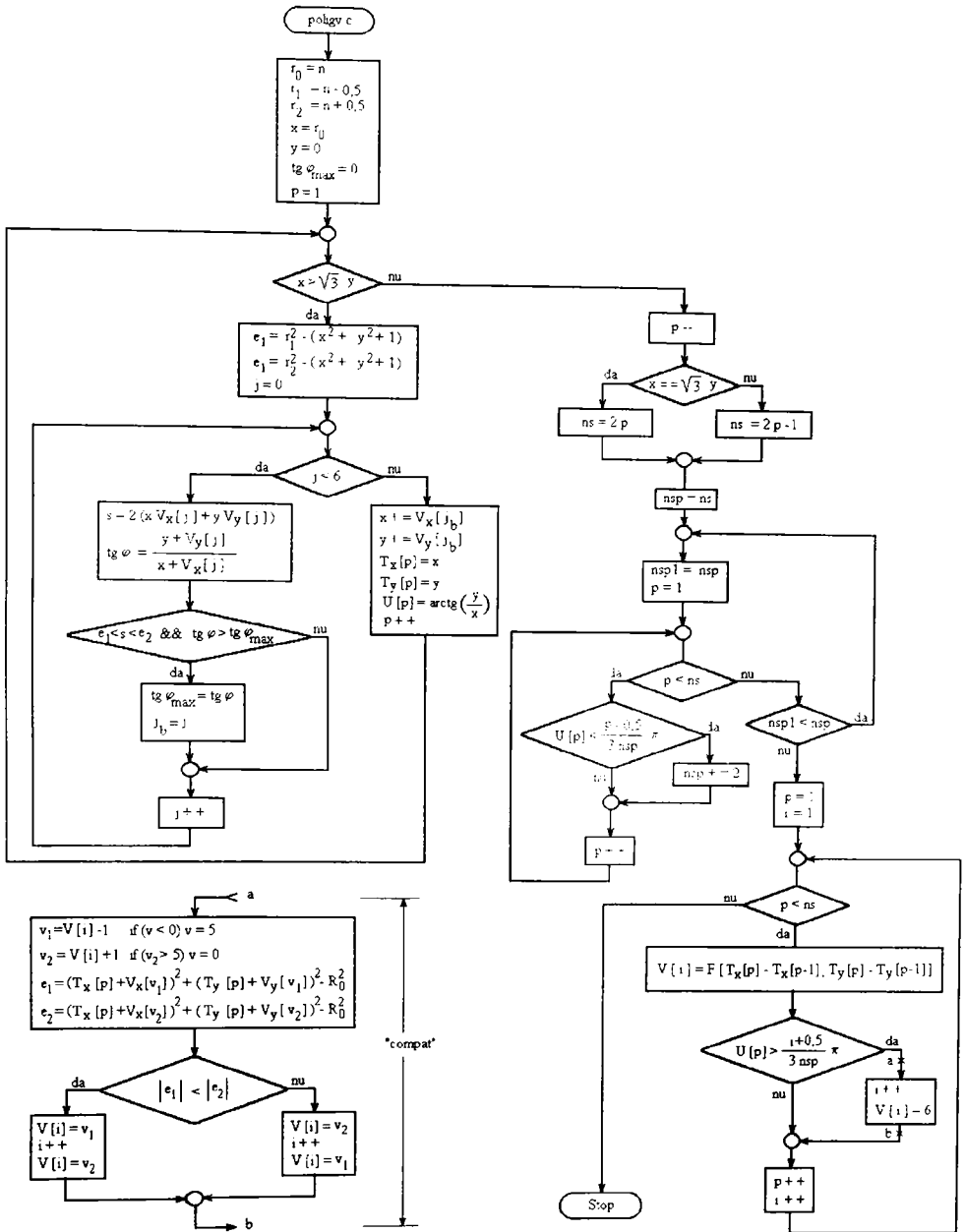




Organigrama programului "polig.c"



Organigrama generarii poligonului (functia "creatpolig")



Organigrama programului "poligvit"

## Anexa 3

### Programul "cpf"

---

Programul "cpf.c" realizeaza conducerea în timp real a mașinii de inducție prin intermediul unui calculator PC. Programul CPF conține 1499 linii. În continuare sunt prezentate numai funcțiile invertor, reglaj, timpi și fprag.

Funcția invertor comanda în timp real invertorul, prin înscrierea codurilor binare ale vectorilor de tensiune la portul paralel al plăcii ADA 1100 conectat la intrarea de comandă a invertorului.

Funcția reglaj calculează frecvența statorică astfel încât acesta să convergă spre frecvența prescrisă cu panta impusă și verifică necesitatea schimbării poligonului. Pentru schimbarea poligonului se emite o cerere către funcția invertor.

Funcția timpi calculează offline timpurile de conducție pentru vectorii activi și pentru vectorii 0 în funcție de frecvența și tablează aceste valori.

Funcția Fprag calculează frecvențele pt. care are loc schimbarea poligonului. Aceste frecvențe sunt tabelate.

Organigrama programului este prezentată pe paginile 226-a,b,c.

```
void interrupt invertor(void)
{
unsigned char *temp ;
static char slba=0 ;
static unsigned int tpa, tpa=30000, tca=30000, ta=30000 ;
if(contr_vector==0)
{
outportb(adr,zer) ;
outportb(adr, tpa) ;
outportb(adr, tpa >> 8) ;
tastr+=tpa ;
contr_vector=1 ;
}
else
{
outportb(adr,v) ;
outportb(adr, tca) ;
outportb(adr, tca >> 8) ;
tastr+=tca ;
if(slba==0)
{
zer=zero[v] ;
tpa=tpa ;
contr_vector=0 ;
}
}
```

```

switch(alt_polig)
{
  case 1 :
    tca=tc ;
    tpa=tp ;
    ta=t ;
    slba=slb ;
    alt_polig=0 ;
  case 0 :
    if(i==limits[polig])
    {
      if(j==6) j=1 ;
      else j++ ;
      i=limit[polig] ;
    }
    else i++ ;
    break ;
  case 2 :
    if(i==limits[polig])
    {
      if(j==6) j=1 ;
      else j++ ;
    }
    i=salt[i] ;
    if(i>limits[polig])
    {
      tca=tc ;
      tpa=tp ;
      ta=t ;
      slba=slb ;
      alt_polig=0 ;
      polig++ ;
    }
    break ;
  case 3 :
    if(i==limits[polig])
    {
      if(j==6) j=1 ;
      else j++ ;
    }
    i=saltb[i] ;
    if(i<limit[polig])
    {
      tca=tc ;
      tpa=tp ;
      ta=t ;
      slba=slb ;
      alt_polig=0 ;
      polig-- ;
    }
    break ;
  case 4 :
    temp=vector ;
    vector=vectorb ;
    vectorb=temp ;
    j=rev[j] ;

```

```

        i=limits[polig]-i+limit[polig] ;
        alt_polig=0 ;
        sens=sensp ;
        break ;
    }
    v=vector[j+sector[i]] ;
}
outporth(32,32) ;
}

```

```

void reglaj(void)
{
    int apolig ;

    if(sensp!=sens)
    {
        fpa=0 ;
        if(f==fpa) apolig=4 ;
        else goto ct1 ;
    }
    else
    {
        fpa=fp ;
        if(f<fpa)
        {
            if (slb==0)
                f1=f1+df1 ;
            else
                f1=f1+df2;

            f=f1 ;
            if(f>fpa) f=fpa ;
        }
        else
        ct1 :
        {
            if(f>fpa)
            {
                if (slb==0)
                    f1=f1-df3 ;
                else
                    f1-=df4;

                if(f1 > fpa) f=f1;
                else f=fpa ;
            }
        }
        if(f<f_prag[polig])
        {
            apolig=3 ;
            if(f<f_prag[polig-1]) f=f_prag[polig-1] ;
        }
        else
        {

```

```

    if(f>f_prag[s[polig]])
    {
        apolig=2 ;
        if(f>f_prag[s[polig+1]) f=f_prag[s[polig+1] ;
    }
    else apolig=1 ;
}
}
if(alt_polig==0)
{
    t=t_tab[f] ;
    tc=tc_tab[f] ;
    if(t<(tc+tsig)) { tc=t; slb=1 ; }
    else { tp=t-tc ; slb=0 ; }
    if(cormin*t>tc+tsig) contr_cor=0 ;
    else contr_cor=1 ;
    alt_polig=apolig ;
}
}

void fprag (void)
{
    float temp ;
    if((f_prag=(int *)malloc(2*(np+1)))==NULL) mesaj("f_prag") ;
    if((f_prag[s]=(int *)malloc(2*(np+1)))==NULL) mesaj("f_prag[s") ;
    i=0 ;
    polig_i=0 ;
    do {
        temp=(fc_max/(6*ptab[i])-fpmin)/scrf ;
        if(temp<=0)
        {
            f_prag[s[i]=0 ;
            f_prag[i]=0 ;
            polig_i=i ;
        }
        else
        {
            if(temp<fpmax) f_prag[s[i]=temp ;
            else f_prag[s[i]=fpmax ;
            if(i==0) f_prag[i]=0 ;
            else
            {
                if(f_prag[s[i-1])=0) f_prag[i]=0 ;
                else f_prag[i]=f_prag[s[i-1])+1 ;
            }
        }
        polig_s=i ;
        i++ ;
    } while((i<np)&&(f_prag[s[i-1])<fpmax)) ;

}

timi(void)
{
    unsigned int i,j,k ;

```

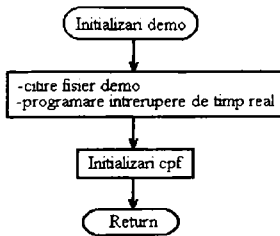
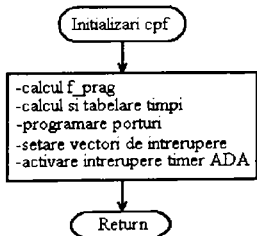
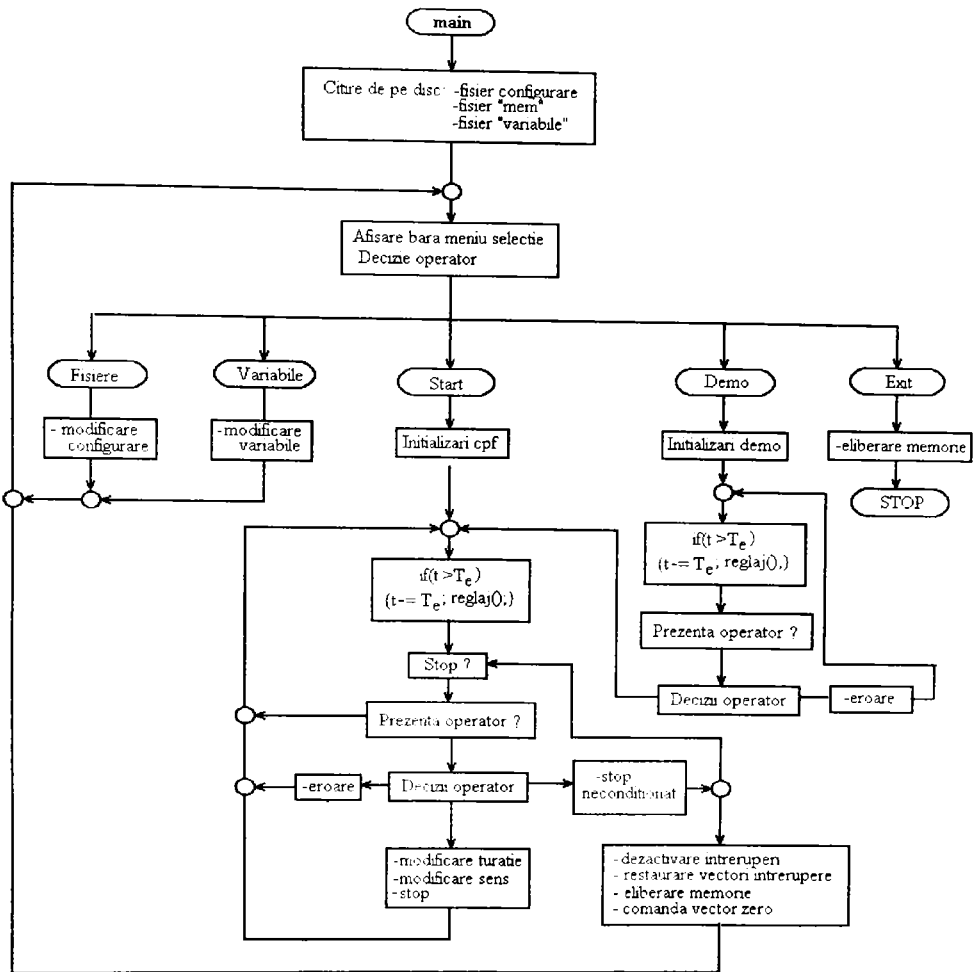


```

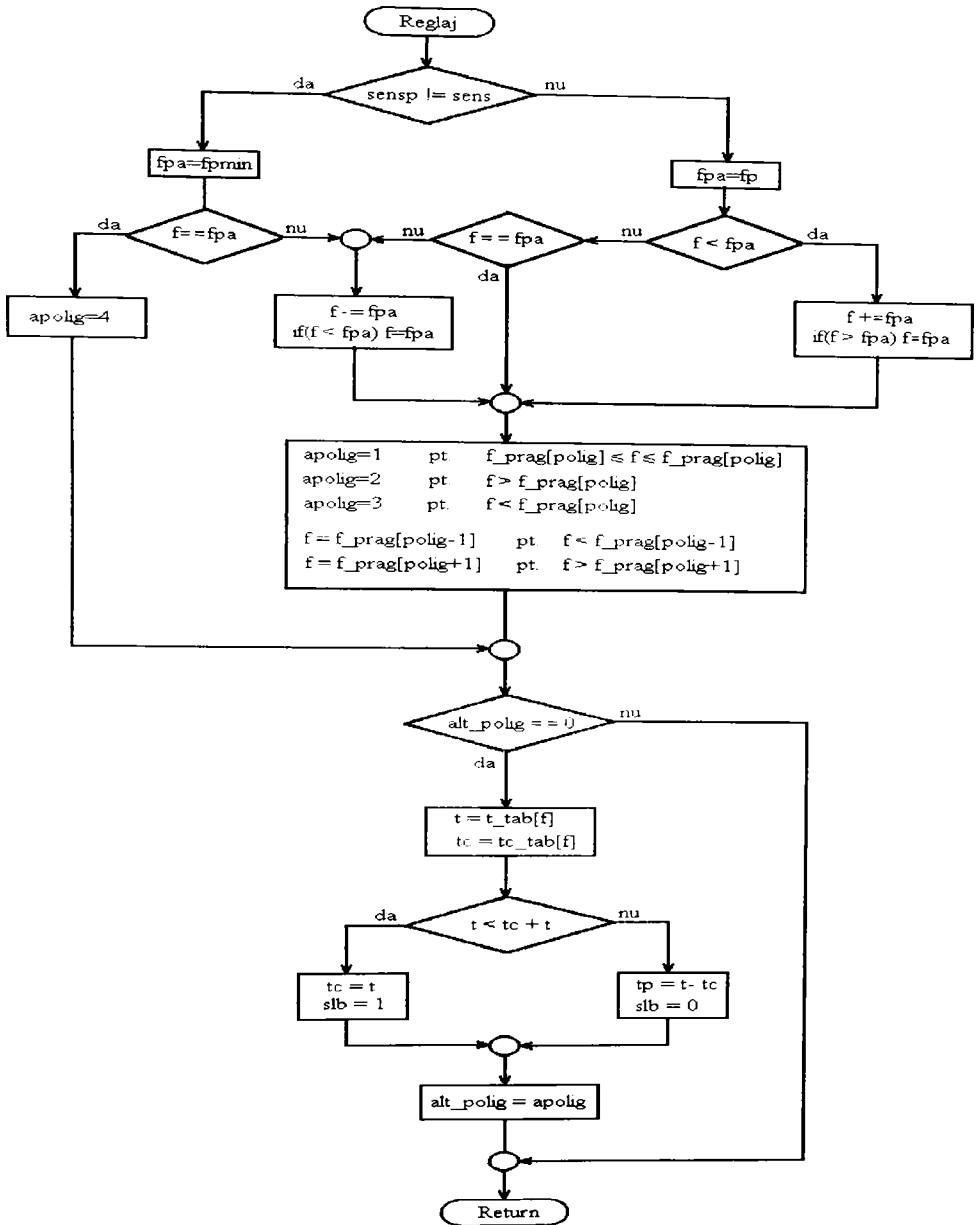
int vx[8]={1,-1,-2,-1,1,2,1,-1},vy[8]={1,1,0,-1,-1,0,1,1} ;
long int x,y,x0,sx,rp,rpmax ;
float a,kcf,r,r0,ki,k0,kv,kn,ky,arie ;

if((t_tab=(unsigned int *)malloc(2*fpmax+4))==NULL) mesaj("t_tab") ;
if((tc_tab=(unsigned int *)malloc(2*fpmax+4))==NULL) mesaj("tc_tab") ;
commin=1 ;
for(i=polig_i;i<=polig_s;i++)
{
for(k=1,x=0,sx=0;k<=6;k++)
{
for(j=limit[i];j<=limits[i];j++)
{
x+=vx[k+my_sector[j]] ;
sx+=x ;
}
}
x0=-sx/(6*ptab[i]) ;
for(j=limit[i],x=x0,y=0,rpmax=0;j<=limits[i];j++)
{
x+=vx[1+my_sector[j]] ;
y+=vy[1+my_sector[j]] ;
rp=x*x+3*y*y ;
if(rp>rpmax) rpmax=rp ;
}
kcf=ptab[i]/sqrt(.25*rpmax) ;
for(j=f_prag[i];j<=f_prag[i];j++)
{
t_tab[j]=1/((j*scrf+fpmin)*6*ptab[i]*tic) ;
a=(j+1)*scrf/fb ;
tc_tab[j]=1.1695*Pcontr[8]/Pcontr[10]*kcf*sqrt(bost*bost+a*a)*t_tab[j] ;
}
/* Un masina Ucc */
}

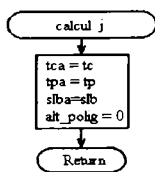
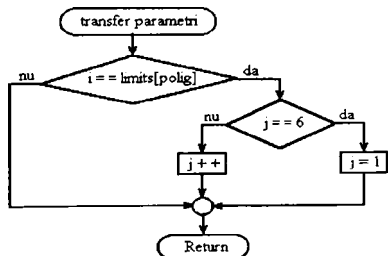
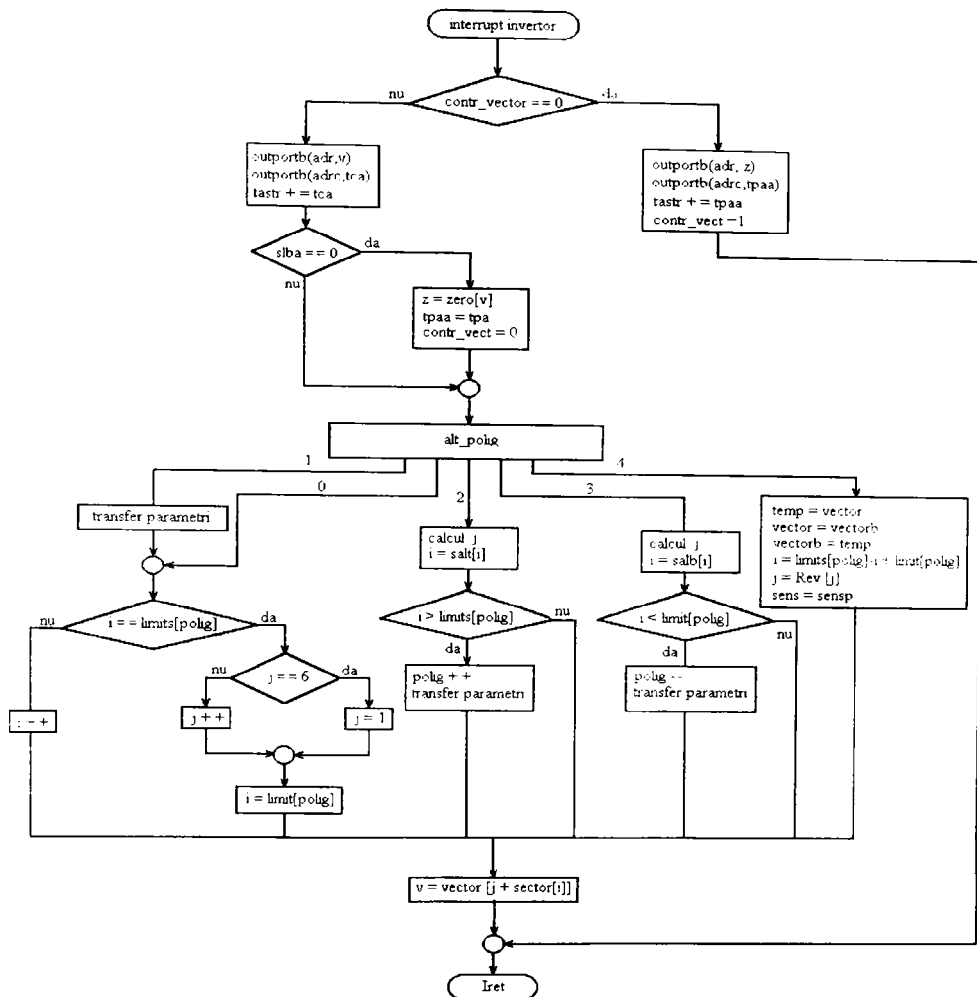
```



Organigrama programului "cpf.c"



Organigrama funcției "reglaj"



Organigrama funcției "invertor"

## Anexa 4

### Programul "cpfv"

---

Programul de conducere în timp real prin controlul poligonal al fluxului statoric în bucla de viteză a fost scris în C și conține 1538 de linii. Programul este foarte asemănător cu programul de conducere în bucla deschisă. În această anexă va fi prezentată numai funcția "reglaj" și funcția "calibrare". Funcția "reglaj" conține majoritatea modificărilor față de programul "cpf" iar funcția "calibrare" s-a dațat numai pentru compensarea ofseturilor circuitelor de măsură pentru turație.

```
void reglaj(void)
{
    int apolig, f1, fpminc ;
    static int f2max = 75 ;
    float Ef;
    fax = b1*fax + b0*(ktg*((inorth(adrmsb) << 4) + (inorth(adrlsb) >> 4) - 2048) - fax0) ;
    outporth(adrmsb, 0) ;
    if(sensp = 1)
    {
        fpa = fp ;
        fpminc = fpmind ;
    }
    else
    {
        fpa = -fp ;
        fpminc = -fpmind ;
    }

    Ef = fpa - fax + fpminc ;
    f2 = f2 + c1*Ef + c2*Ef1 ;
    Ef1 = Ef ;

    if(f2 > f2max) f2 = f2max ;
    if(f2 < -f2max) f2 = -f2max ;

    f1 = fax + f2 + .5 ;

    if((sens && (f1 < 0)) | ((sens == 0) && (f1 > 0)))
    {
        apolig = 4 ;
        goto et1 ;
    }
    if(f1 < 0) f = -f1 - fpmind ;
```

```

else f=f1-fpmind ;
if(f<0) f=0 ;
if(f<f_prag[polig])
{
    apolig=3 ;
    if(f<f_prag[polig-1]) f=f_prag[polig-1] ;
}
else
{
    if(f>f_prag[polig])
    {
        apolig=2 ;
        if(f>f_prag[polig+1]) f=f_prag[polig+1] ;
    }
    else apolig=1 ;
}
}
et1 :
if(alt_polig==0)
{
    t=t_tab[f] ;
    tc=tc_tab[f] ;
    if(t<(tc+tsig)) { tc=t; slb=1 ; }
    else { tp=t-tc ; slb=0 ; }
    if(cormin*t>tc+tsig) contr_cor=0 ;
    else contr_cor=1 ;
    alt_polig=apolig ;
}
}

void calibrare(void)
{
int n=100,i;

outportb(board,0) ;
outportb(adrmsb,0) ;
for(i=1;i<=n;i++)
{
    while(!(inportb(board+13) & 128)) ;
    fax0+=(inportb(adrmsb)<<4)+(inportb(adrlsb)>>4)-2048 ;
    outportb(adrmsb,0) ;
}
fax0=ktg*fax0/n ;
}

```

## Anexa 5

### Programul "cpfvect.c"

---

Programul "cpvect" realizeaza o simulare a controlului sensorless, în condițiile utilizării, controlului poligonal al fluxului statoric în timp real. Programul este scris în C++ și conține în total 890 linii. În această anexa vor fi prezentate numai funcțiile din clasa comanda și cele din clasa filtre.

```
class filtre
{
float a,b1,b0,yv,xv,kff,Tff,ymax,ymin;

public:
void PT1(float kf, float Tf, float Te)
    { a=(2*Tf-Te)/(2*Tf+Te); b0=kf*Te/(2*Tf+Te); b1=b0; xv=0 ;yv=0; }
void PT1_pas_var(float kf, float Tf)
    { kff=kf; Tff=Tf; xv=0; yv=0; }
void PI(float kf, float Tf, float Te)
    { a=1; b0=.5*kf*(Te-2*Tf)/Tf; b1=.5*kf*(Te+2*Tf)/Tf; xv=0; yv=0;}
void PI_limit(float kf, float Tf, float Te, float min, float max)
    { PI(kf,Tf,Te); ymin=min; ymax=max; xv=0; yv=0; }

float ftd(float x)
{
float y;
y=a*yv+b1*x+b0*xv; xv=x; yv=y;
return(y);
}
float ftd_PT1_pvar(float x, float Te)
{
a=(2*Tff-Te)/(2*Tff+Te); b0=kff*Te/(2*Tff+Te); b1=b0;
return(ftd(x));
}

float ftd_limit(float x)
{
float y;
y=a*yv+b1*x+b0*xv;
if(y>ymax) y=ymax;
if(y<ymin) y=ymin;
xv=x; yv=y;
return(y);
}
};
```

```
filtre F_U1, F_U2, F_I1, F_I2, Rpi_a,Rpi_b,reg_vit,F_U3,F_U4,F_I3, F_I4,
F_fsa,F_fsb,F_id,F_iq,F_fr,F_w,Er_a,Er_b;
```

```
class comanda
```

```
{
float flux,w1,w1p,w2,w2max,fln,U1,f1,Vcc,flmin,w1_deconnect,
w_est,k_flux,pi2,Te_f,Te_v,teta,dteta,tg30,tic,b0,wn,
p1,R1,R2,Ls,Lm,Lr,Lsc,Lm2,a2,Frav,Frbv,tetar2,tr1,tr2,tetar,rav,rbv;
float nm,sia,sib,sua,sub,isd0,isdq0,er_tetar;
ab_struct Flux,Flux_est,F_estc,Fluxp,Dflux,V_U[6],VU[6];
unsigned char c_v[6], c_z[6], vect_a, vect_z, sect;
char vect_zv,vect_out;
unsigned int d_a, d_z, Ntic_tef,d_amax,d_amin, Nrf_tev,nrf;
int next, tip_vect, d_zv;
```

```
public:
```

```
void ini(float *P_comanda)
{
float Ucc;
tic=.0000008; nrf=0; tip_vect=1;
R1=5.3; R2=5.634; Ls=.36313; Lr=Ls; Lm=.34043; p1=2;
Lm2=Lm*Lm/Lr; Lsc=Ls-Lm2; a2=Lm/Lr; a2=a2*a2;
U1=1.5*P_comanda[0];
fln=P_comanda[2]; f1=P_comanda[3];
Vcc=sqrt(3)*P_comanda[5];
Te_f=.001*P_comanda[6]; Te_v=.001*P_comanda[7];
w1_deconnect=pi2*P_comanda[9];
w_est=0;
pi2=2*M_PI;
flux=U1/(pi2*f1n);
// initializari filtre PI estimare fluxuri
Rpi_a.PI(10,.1,Te_f);
Rpi_b.PI(10,.1,Te_f);
// initializare filtru PI cu limitare, estimare w2
reg_vit.PI_limit(2,.14,Te_v,-90.,90.);
F_fsa.PT1(1,.008,Te_f);
F_fsb.PT1(1,.00015,Te_f);
F_id.PT1(1,Lr/R2,Te_f);
F_iq.PT1(1,Lr/R2,Te_f);
F_fr.PT1(1,.004,Te_f);
F_w.PT1(1,.008,Te_f);
Er_a.PI(1,.01,Te_f);
Er_b.PI(1,.01,Te_f);
w1p=f1*pi2;
w1=f1*pi2;
```

```
Flux.alfa=0; Flux.beta=0;
Flux_est.alfa=0; Flux_est.beta=0;
F_estc.alfa=0; F_estc.beta=0;
Iaf=0; Ibf=0; Uaf=0; Ubf=0;
Frav=0; Frbv=0;
Ntic_tef=(Te_f/tic+.5);
d_amin=15; d_amax=Ntic_tef-15;
Nrf_tev=Te_v/(Ntic_tef*tic)+.05;
```



```

Te_v=Nrf_tev*Ntic_tef*tic;

c_v[0]=1; c_v[1]=3; c_v[2]=2; c_v[3]=6; c_v[4]=4; c_v[5]=5;
c_z[0]=0; c_z[1]=7; c_z[2]=0; c_z[3]=7; c_z[4]=0; c_z[5]=7;
Ucc=Vcc*tic;
V_U[0].alfa=1/Ucc; VU[0].alfa=Ucc; V_U[0].beta=0; VU[0].beta=0;
V_U[1].alfa=.5/Ucc; VU[1].alfa=.5*Ucc;
V_U[1].beta=.5*sqrt(3)/Ucc; VU[1].beta=.5*sqrt(3)*Ucc;
V_U[2].alfa=-V_U[1].alfa; VU[2].alfa=-VU[1].alfa;
V_U[2].beta=V_U[1].beta; VU[2].beta=VU[1].beta;
V_U[3].alfa=-V_U[0].alfa; VU[3].alfa=-VU[0].alfa;
V_U[3].beta=0; VU[3].beta=0;
V_U[4].alfa=V_U[2].alfa; VU[4].alfa=VU[2].alfa;
V_U[4].beta=-V_U[1].beta; VU[4].beta=-VU[1].beta;
V_U[5].alfa=V_U[1].alfa; VU[5].alfa=VU[1].alfa;
V_U[5].beta=V_U[4].beta; VU[5].beta=VU[4].beta;
tg30=tan(M_PI/6);
w1=w1_deconnect;
if(Pmi[7]==1) teta=0; else teta=-M_PI/6;
tsim=Pprog[0];
tig=Pprog[2];
wn=314.; b0=.06;
tetar2=0; tr1=0;tr2=0 ;
tetar=0;
rav=0; rbv=0;
sia=0; sib=0; sua=0; sub=0; nm=0;
isd0=0; isq0=0;
er_tetar=0;
}

void estimari(void)
{
float M_est,Fra,Frb,Frp,Fr,tetar1,isd,isq,Frc,Frca,Frcb,w_fr,w2,ra,rb ;
if(nm>0)
{
laf=sia/nm; sia=0;
lbf=sib/nm; sib=0;
Uaf=sua/nm; sua=0;
Ubf=sub/nm; sub=0; nm=0;
}
ra=.5*(Uaf-R1*Iaf+Rpi_a.ftd(F_estc.alfa-Flux_est.alfa))*Te_f;
rb=.5*(Ubf-R1*Ibf+Rpi_b.ftd(F_estc.beta-Flux_est.beta))*Te_f;
Flux_est.alfa=Flux_est.alfa+ra+rav;
Flux_est.beta=Flux_est.beta+rb+rbv;
rav=ra;
rbv=rb;
Fra=Flux_est.alfa-Lsc*Iaf;
Frb=Flux_est.beta-Lsc*Ibf;
Frp=pow(Fra,2)+pow(Frb,2); Fr=sqrt(Frp);
M_est=p1*(Flux_est.alfa*Ibf-Flux_est.beta*Iaf);
Fr=F_fr.ftd(Fr);
if(Fr>.1)
{
w_fr=(Frav*Frb-Fra*Frbv)/(Te_f*Frp);
w2=M_est*R2*a2/(p1*Frp);
w_est=w_fr-w2;
}
}

```

```

w_est=F_fsa.ftd(w_est);
tetar += .5*(w_fr)*Te_f+tetar2;
tetar2 = .5*(w_fr)*Te_f;
if(tetar > M_PI) { tetar -= pi2; tetar2 -= pi2; }
tr2 = tr1; tr1 = tetar;
isd = Iaf*cos(tetar) + Ibf*sin(tetar);
isq = Iaf*sin(tetar) + Ibf*cos(tetar);
isd0 = F_id.ftd(isd + w2*Lr/R2*isq0);
isq0 = F_iq.ftd(isq - w2*Lr/R2*isd0);
Frc = Lm2*sqrt(isd0*isd0 + isq0*isq0);
Frca = Frc*cos(tetar); Frcb = Frc*sin(tetar);
F_estc.alfa = Frca + Lsc*Iaf; F_estc.beta = Frcb + Lsc*Ibf;

w_est = F_w.ftd(w_est);
}
else { w_fr = 0; w2 = 0; F_estc.alfa = Lsc*Iaf; F_estc.beta = Lsc*Ibf; }

Frav = Fra; Frbv = Frb;

fluxb.linie(t-tig, Flux_est.alfa);
if(t > tig) fluxr.linie(Flux_est.alfa, Flux_est.beta);
curenta.linie(t-tig, Is.alfa);
turatie.linie(t-tig, 30*w_est/M_PI);
cuplu.linie(t-tig, M_est);
fluxs.linie(Flux_est.alfa, Flux_est.beta);
fluxr.linie(Fra, Frb);
}

void masura(float h)
{
sia += Is.alfa*h;
sib += Is.beta*h;
sua += Us.alfa*h;
sub += Us.beta*h;
nm += h;
}

void reglaj_viteza(void)
{
w1 = w_est + reg_vit.ftd_limit(w1p-w_est);
dteta = w1*Te_f;
if(teta > pi2) teta -= pi2;
if(teta < pi2) teta += pi2;
}

void reglaj_flux(void)
{
float hf, temp, tc, Ip;
estimari();
Flux.alfa = Flux_est.alfa; Flux.beta = Flux_est.beta;

Fluxp.beta = flux*sin(teta);
Fluxp.alfa = flux*cos(teta);
teta += dteta;
k_flux = 1;
Dflux.alfa = Fluxp.alfa - k_flux*Flux.alfa;

```

```

Dflux.beta=Fluxp.beta-k_flux*Flux.beta;
hf=Dflux.alfa*tg30;
if(Dflux.alfa>0)
{
if(Dflux.beta>hf) sect=1;
else
{
if(Dflux.beta<-hf) sect=5;
else sect=0;
}
}
else
{
if(Dflux.beta>-hf) sect=2;
else
{
if(Dflux.beta<hf) sect=4;
else sect=3;
}
}
tc=V_U[sect].alfa*Dflux.alfa+V_U[sect].beta*Dflux.beta;
if(tc>d_amax)
{
next=1;
d_a=Ntic_tef;
vect_a=c_v[sect];
Flux.alfa+=d_a*VU[sect].alfa; Flux.beta+=d_a*VU[sect].beta;
}
else
{
if(tc>d_amin)
{
next=0;
d_a=tc; d_z=(Ntic_tef-d_a);
vect_a=c_v[sect]; vect_z=c_z[sect];
Flux.alfa+=d_a*VU[sect].alfa; Flux.beta+=d_a*VU[sect].beta;
}
else
{
next=1;
d_a=Ntic_tef;
vect_a=vect_z;
}
}
if(nrf<Nrf_tev) nrf++;
else {nrf=0; reglaj_viteza();}
Flux.alfa=R1*Iaf*Te_f; Flux.beta=-R1*Ibf*Te_f;
}

```

```

char pwm(void)
{
if(tip_vect)
{
durata_v=d_a*tic;
vect_out=vect_a;
if(next==0) { tip_vect=0; vect_zv=vect_z; d_zv=d_z; }
}
}

```

```
    reglaj_flux();
}
else
{
    durata_v=d_z*tic;
    vect_out=vect_zv;
    tip_vect=1;
}
return(vect_out);
}
};
```

## Anexa 6

### Încărcarea artificială a mașinii de inducție

---

Se prezintă programul cu care s-a comandat invertorul pentru încărcarea artificială a mașinii de inducție.

```
#include <math.h>
#include <dos.h>
#include <stdlib.h>
#include <conio.h>
#include <stdio.h>

#define adr_inv 780
#define adr_ceas 786
#define adr_end_intr 32
#define adr_masc_intr 33
#define end_intr5 32
#define adr_ain1 0x300
#define adr_msb 0x308
#define adr_lsb 0x309

void ini(float *M_c);
void ini_ADA(void);
void reglaj_viteza(void);
void reglaj_flux(void);
void interrupt (*F5_OLD)(void);
void interrupt pwm(void);

typedef struct {float alfa, beta;} ab_struct;
float flux1, flux2, w1, w2, w1p, dw1, fln, U1n, U1, U2, U2max, Un_patrat, fmed, df_min,
dw, dwmax, dwmin, wmed, Vcc, flmin, w1_deconnect, rf1, pi2, Te_f, Te_v, teta1,
teta2, dteta1, dteta2, tg30, lef, lef_patrat, lef_presc, lefp_patrat,
ki, cf1, cf2, bu1, bu0, bf1, bf0, er_ief, er_iefv;
ab_struct Flux, Fluxp, Dflux, V_U[6], VU[6], Flux1, Flux2;
unsigned char c_v[6], c_z[6], vect_a, vect_z;
unsigned int d_a, d_z, Ntic_tef, d_amax, d_amin, Nrf_tev;
int next, conv, tip_reg;

void main(void)
{
int INTR5=0x0D, Intr_masc_adr=33;
unsigned char c, Intr_masc;
```

```

int i_afis, Nr_marimi=16;
char *Marimea[16]={ "U1n", "U2", "f1n", "fmed", "dfmin", "Ucc", "Te_f", "Te_v", "Rcf",
    "f_dec.", "Mod", "Ief_presc", "Tf_ief", "Kui", "Kfi", "Ti"},
    *U_masura[16]={ "V", "V", "Hz", "Hz", "Hz", "V", "ms", "ms", "Hz/s",
    "Hz", "0/1 Man/Auto", "A", "s", " ", " ", " ", "s"};
float M_curent[16]={310,0,50,47,4,310,.1,4,10,2,0,4.82,.5,1.4,.1,.5};
char s_intrare[40];
int bag; // inlatura o eroare
c=1;
clrscr();
for(i_afis=0; i_afis<Nr_marimi; i_afis++)
{
    gotoxy(5,i_afis+5);
    printf("%s %f %s",Marimea[i_afis],M_curent[i_afis],U_masura[i_afis]);
}
i_afis=0;
while(c!='s')
{
    c=getch();
    if(!c)
    {
        c=getch();
        gotoxy(5,i_afis+5);
        printf("%s %f %s",Marimea[i_afis],M_curent[i_afis],U_masura[i_afis]);
        switch(c)
        {
            case 72: if(i_afis>0) i_afis--; else i_afis=Nr_marimi-1;
                    break;
            case 73: i_afis=0;
                    break;
            case 80: if(i_afis<Nr_marimi-1) i_afis++; else i_afis=0;
                    break;
            case 81: i_afis=0;
                    break;
        }
        textcolor(BLACK); textbackground(WHITE);
        gotoxy(5,i_afis+5);
        printf("%s %f %s",Marimea[i_afis],M_curent[i_afis],U_masura[i_afis]);
        textcolor(WHITE); textbackground(BLACK);
    }
    if(c==13)
    {
        gotoxy(40,12);
        printf("Introduceti %s in %s",Marimea[i_afis],U_masura[i_afis]);
        gotoxy(40,14); gets(s_intrare); M_curent[i_afis]=atof(s_intrare);
        gotoxy(40,12); printf("
        ");
        gotoxy(40,14); printf("
        ");
        gotoxy(5,i_afis+5);
        printf("%s %f %s",Marimea[i_afis],M_curent[i_afis],U_masura[i_afis]);
    }
    if(c==27) c='s';
}

clrscr();
ini(M_curent);
gotoxy(18,12); printf("Ief prescis %f",Ief_presc);
gotoxy(18,16); printf("Ief");

```

```

reglaj_viteza();
reglaj_flux();
disable();
F5_OLD=getvect(INTR5);
setvect(INTR5,pwm);
ini_ADA();
enable();
Intr_masc=(~32) & (inportb(Intr_masc_adr));
outportb(Intr_masc_adr,Intr_masc);
c=0;
while(c!='s')
{
gotoxy(33,16); cprintf("%f A",sqrt(Ief_patrat));
if(kbhit())
{
c=getch();
if(!c)
{
c=getch();
switch(c)
{
case 72: Ief_presc+=.1; break;
case 73: Ief_presc+=1.; break;
case 80: Ief_presc-=.1; break;
case 81: Ief_presc-=1.;
}
}
if(Ief_presc<0) Ief_presc=0;
Iefp_patrat=Ief_presc*Ief_presc;
gotoxy(33,12); cprintf("%f A ",Ief_presc);
}
}
}
Iefp_patrat=-10;
w1p=w1_deconnect;
c=0;
while(c!=27)
{
if(kbhit()) c=getch();
if(w1==w1_deconnect) c=27;
gotoxy(33,18); cprintf("%f %f",er_ief, w1);
}
Intr_masc=32 | inportb(Intr_masc_adr);
outportb(Intr_masc_adr,Intr_masc);
outportb(adr_inv,0);
disable();
setvect(INTR5,F5_OLD);
enable();
gotoxy(37, 15); cputs("E N D");
}

void ini_ADA(void)
{
const int board=768, T0_adr=16, T1_adr=17, T2_adr=18, Tcomand_adr=19,
Pcomand_adr=15; // PortA_adr=12, PortB_adr=13, PortC_adr=14;

outportb(board+Pcomand_adr,128);

```

```

outportb(board+Tcomand_adr,20); //C0 Mod 2 - lsb
outportb(board+T0_adr,2);
outportb(board+Tcomand_adr,84); //C1 Mod 2 - lsb
outportb(board+T1_adr,2);
outportb(board+Tcomand_adr,152); //C2 Mod 4 - lsb
outportb(board+T2_adr,200);
outportb(0x300,1);
outportb(adrs_msb,0);
}

```

```

void ini(float *M_c)
{
const float tic=.0000008;
float Ucc, T_ftj, kui, kfi, Ti;
U1n=M_c[0]; U2=M_c[1]; f1n=M_c[2]; fmed=M_c[3]; df_min=M_c[4]; Vcc=M_c[5];
Te_f=.001*M_c[6]; Te_v=.001*M_c[7]; rfi=M_c[8]; f1min=M_c[9];
Ief_presc=M_c[11]; T_ftj=M_c[12]; kui=M_c[13]; kfi=M_c[14]; Ti=M_c[15];
pi2=2*M_PI;
w1_deconnect=pi2*M_c[9];
w1p=(fmed+df_min)*pi2;
w2=(fmed-df_min)*pi2; wmed=pi2*fmed;
dwmin=pi2*df_min; dw=dwmin; dwmax=4*dwmin;
Un_patrat=2.25*U1n*U1n; U2max=.75*U1n;
flux1=1.5*U1n/(pi2*f1n); flux2=U2/w2;
Flux.alfa=0; Flux.beta=0;
Ntic_tef=(Te_f/tic+.5);
d_amin=15; d_amax=Ntic_tef-15;
Nrf_tev=Te_v/(Ntic_tef*tic)+.05;
Te_v=Nrf_tev*Ntic_tef*tic;
dw1=pi2*rfi*Te_v;
c_v[0]=1; c_v[1]=3; c_v[2]=2; c_v[3]=6; c_v[4]=4; c_v[5]=5;
c_z[0]=0; c_z[1]=7; c_z[2]=0; c_z[3]=7; c_z[4]=0; c_z[5]=7;
Ucc=Vcc*tic*sqrt(3);
V_U[0].alfa=1/Ucc; VU[0].alfa=Ucc; V_U[0].beta=0; VU[0].beta=0;
V_U[1].alfa=.5/Ucc; VU[1].alfa=.5*Ucc;
V_U[1].beta=.5*sqrt(3)/Ucc; VU[1].beta=.5*sqrt(3)*Ucc;
V_U[2].alfa=-V_U[1].alfa; VU[2].alfa=-VU[1].alfa;
V_U[2].beta=V_U[1].beta; VU[2].beta=VU[1].beta;
V_U[3].alfa=-V_U[0].alfa; VU[3].alfa=-VU[0].alfa;
V_U[3].beta=0; VU[3].beta=0;
V_U[4].alfa=V_U[2].alfa; VU[4].alfa=VU[2].alfa;
V_U[4].beta=-V_U[1].beta; VU[4].beta=-VU[1].beta;
V_U[5].alfa=V_U[1].alfa; VU[5].alfa=VU[1].alfa;
V_U[5].beta=V_U[4].beta; VU[5].beta=VU[4].beta;
tg30=tan(M_PI/6);
Flux.alfa=0; Flux.beta=0;
Flux1.alfa=flux1; Flux1.beta=0;
Flux2.alfa=flux2; Flux2.beta=0;
w1=pi2*f1min;
teta1=0; teta2=0;

// initializari Filtru curent efectiv
ki=.0488*1.105; Ief_patrat=0;
cf1=(2*T_ftj-Te_f)/(Te_f+2*T_ftj);
cf2=2*Te_f/(Te_f+2*T_ftj);
if(cf1 <= 0 || cf2 <= 0) {printf("EROARE coeficienti FTJ negativi"); exit(0);}

```



```

conv=0x800;
// initializari regulator PI
bu1=kui*(Te_v+2*Ti)/(2*Ti); bu0=kui*(Te_v-2*Ti)/(2*Ti);
bf1=kfi*(Te_v+2*Ti)/(2*Ti); bf0=kfi*(Te_v-2*Ti)/(2*Ti);
er_iefv=0;
Iefp_patrat=Ief_presc*Ief_presc;
Ief_patrat=0;
tip_reg=0;
}

```

```

void reglaj_viteza(void)
{
if(tip_reg==0)
// Regulator de viteza -actioneaza la pornire si oprire
{
if(w1 < w1p) { w1 += dw1; if(w1 > w1p) w1 = w1p; flux2=0;}
else
{
if(w1 > w1p) { w1 -= dw1; if(w1 < w1p) w1 = w1p; flux2=0;}
else tip_reg=1;
}
}
else
{
er_ief=Iefp_patrat-Ief_patrat;
if(tip_reg==1)
// Regulator de curent efectiv actioneaza pe U2
{
U2=U2+bu1*er_ief+bu0*er_iefv;
if(U2 > U2max) {U2=U2max; tip_reg=2;}
if(U2 < 0) {U2=0; tip_reg=0;}
U1=sqrt(Un_patrat-U2*U2);
}
}

```

```

if(tip_reg==2)
// Regulator de curent efectiv actioneaza pe df
{
dw=dw+bf1*er_ief+bf0*er_iefv;
if(dw > dwmax) dw=dwmax;
if(dw < dwmin) {dw=dwmin; tip_reg=1;}
w1=wmed+dw; w2=wmed-dw;
}
er_iefv=er_ief;
flux1=U1/w1; flux2=U2/w2;
}
dteta1=w1*Te_f; dteta2=w2*Te_f;
if(teta1 > pi2) teta1 -= pi2;
if(teta2 > pi2) teta2 -= pi2;
}

```

```

void reglaj_flux(void)
{
float hf,tc;
unsigned char sect;
static unsigned int nrf=0;

```

```

Ief=(conv-0x800)*ki;
Ief_patrat=cf1*Ief_patrat+cf2*Ief*Ief;

teta1 += dteta1; teta2 += dteta2;
Fluxp.beta=flux1*sin(teta1)+flux2*sin(teta2);
Fluxp.alfa=flux1*cos(teta1)+flux2*cos(teta2);
Dflux.alfa=Fluxp.alfa-Flux.alfa;
Dflux.beta=Fluxp.beta-Flux.beta;
hf=Dflux.alfa*tg30;
if(Dflux.alfa>0)
{
if(Dflux.beta>hf) sect=1;
else
{
if(Dflux.beta<-hf) sect=5;
else sect=0;
}
}
else
{
if(Dflux.beta<hf) sect=4;
else
{
if(Dflux.beta>-hf) sect=2;
else sect=3;
}
}
tc=V_U[sect].alfa*Dflux.alfa+V_U[sect].beta*Dflux.beta;
if(tc>d_amax)
{
next=1;
d_a=Ntic_tef;
vect_a=c_v[sect];
Flux.alfa+=d_a*VU[sect].alfa; Flux.beta+=d_a*VU[sect].beta;
}
else
{
if(tc>d_amin)
{
next=0;
d_a=tc; d_z=(Ntic_tef-d_a);
vect_a=c_v[sect]; vect_z=c_z[sect];
Flux.alfa+=d_a*VU[sect].alfa; Flux.beta+=d_a*VU[sect].beta;
}
else
{
next=1;
d_a=Ntic_tef;
vect_a=vect_z;
}
}
if(nrf<Nrf_tev) nrf++;
else {nrf=0; reglaj_viteza();}
d_a-=2; if(next==0) d_z-=2;
}

```

```

void interrupt pwm(void)
{
static int tip_vect=1, d_zv;
static char vect_zv;

if(tip_vect)
{
outportb(adr_ceas,d_a);
outportb(adr_inv,vect_a);
conv=((inportb(adr_lsb))>>4)+((inportb(adr_msb))<<4); outportb(adr_msb,1);
if(next==0) { tip_vect=0; vect_zv=vect_z; d_zv=d_z; }
outportb(adr_end_intr,end_intr5);
reglaj_flux();
}
else
{
outportb(adr_ceas,d_zv);
outportb(adr_inv,vect_zv);
tip_vect=1;
outportb(adr_end_intr,end_intr5);
}
}
}

```