

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA  
BIBLIOTECA CENTRALĂ

nr. Inv. 623.752

anulap 1984 Lit. C

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA  
CATEDRA DE AUTOMATICĂ ȘI CALCULATOARE

Ing. GHEORGHE DANIEL ANDREESCU

**CONTRIBUȚII PRIVIND DEZVOLTAREA UNOR STRUCTURI DE  
SISTEME DE CONDUCERE PENTRU ACȚIONĂRI CU  
MAȘINI SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI**

- TEZĂ DE DOCTORAT -

CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC: Prof.dr.ing. ȘTEFAN PREITL

Timișoara, 1998



## CUPRINS

020.720  
189 C

<b>1. Introducere</b>	6
<b>2. Modele matematice ale acționărilor cu mașini sincrone cu magneți permanenți</b>	
2.1. Modele matematice vectoriale (MSMP)	9
2.1.1. Vectori spațiali. Transformări de coordonate	9
2.1.2. Modele matematice ale subsistemului electromagnetic	10
2.1.3. Modele matematice ale subsistemului mecanic	12
2.1.4. Concluzii	13
2.2. Modele matematice vectoriale simplificate	14
2.2.1. Model matematic în referențialul rotoric	14
2.2.2. Model matematic în referențial rotoric estimat	15
2.2.3. Model matematic în referențialul statoric	16
2.3. Determinarea experimentală a parametrilor	17
2.3.1. Determinarea experimentală a parametrilor magnetici	17
2.3.2. Determinarea experimentală a parametrilor mecanici	19
2.3.3. Concluzii	19
2.4. Modelul invertorului de tensiune	20
<b>3. Metode de conducere vectorială a MSMP</b>	
3.1. Metode de conducere vectorială în curent	21
3.1.1. Definirea mărimilor pentru studiul comparativ al metodelor de conducere	21
3.1.2. Metode optimizate de conducere vectorială în curent	23
3.1.3. Analiza comparativă a metodelor. Concluzii	25
3.2. Conducerea vectorială cu orientare după câmp	26
3.2.1. Principiul conducerii vectoriale cu orientare după câmp	26
3.2.2. Structura de conducere	27
3.2.3. Decuplarea curent-tensiune	29
3.2.4. Concluzii	30
3.3. Conducerea vectorială directă în cuplu și flux	30
3.3.1. Principiul conducerii vectoriale directe în cuplu și flux. Structura de conducere	31
3.3.2. Estimarea fluxului și cuplului	34
3.3.3. Concluzii	36
<b>4. Estimatoare de stare și perturbație pentru conducerea MSMP</b>	
4.1. Estimatoare de viteză și accelerație	38
4.1.1. Estimatoare de derivate de ordin $m$ cu tehnica filtrării	38
4.1.2. Estimatoare de derivată de ordin 1 cu metode de integrare numerică	40
4.1.3. Estimatoare de viteză momentană cu aproximări polinomiale	40
4.1.4. Estimatoare de viteză momentană cu diferențe retardate	43
4.1.5. Estimatoare de viteză momentană cu metoda celor mai mici pătrate	44
4.1.6. Observator de viteză momentană din viteza medie	45
4.1.7. Observatoare de viteză, accelerație și cuplu echivalent de sarcină din poziție	48
4.1.7.1. Observator extins de stare și perturbație - caz general	48
4.1.7.2. Observatoare de viteză, accelerație și cuplu echivalent - cazuri particulare	50
4.1.7.3. Rezultate comparative de simulare numerică	52
4.1.8. Observator de accelerație din poziție	55
4.1.9. Observator de viteză cu structură variabilă din poziție	56
4.1.10. Observator de viteză și poziție de ordin complet din curenți și tensiuni	57
4.1.11. Analiza comparativă a estimatoarelor. Concluzii	58

4.2. Estimatoare de flux și cuplu electromagnetic	60
4.2.1. Problematika estimării fluxului	60
4.2.2. Estimatoare de flux fără corecții	60
4.2.3. Observatoare de flux cu modele combinate de tensiune și curent	62
4.2.4. Estimatoare de flux din model de tensiune cu integrator modificat compensat neliniar	66
4.2.5. Estimator de flux din modelul de tensiune cu cascada de filtre trece jos adaptive	71
4.2.6. Estimatoare de cuplu electromagnetic	73
4.2.7. Concluzii	73
4.3. Estimatoare de perturbații	74
4.3.1. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină	74
4.3.1.1. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină - o abordare fizică a fenomenelor	74
4.3.1.2. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină cu tehnica filtrării	75
4.3.1.3. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină de ordin complet	76
4.3.1.4. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină de ordin redus	77
4.3.2. Estimarea cuplului de frecări	79
4.3.3. Estimarea pulsațiilor în cuplul electromagnetic	80
4.3.4. Filtre de zgomot	81
4.3.5. Concluzii	82
<b>5. Structură de conducere vectorială directă în cuplu și flux a MSMP</b>	
5.1. Structura sistemului de conducere	83
5.2. Observator robust de flux și cuplu electromagnetic	84
5.3. Rezultate de simulare numerică	87
5.4. Rezultate experimentale	92
5.5. Concluzii	94
<b>6. Structuri de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP</b>	
6.1. Aspecte introductive. Structură generală de conducere	95
6.2. Structură cu observator de ordin complet în referențial rotoric estimat	96
6.2.1. Preliminarii	97
6.2.2. Observator de poziție și viteză de ordin complet	97
6.2.3. Rezultate de simulare numerică	100
6.2.4. Concluzii	104
6.3. Structură cu observator cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat	104
6.3.1. Preliminarii	104
6.3.2. Observator de perturbație cu moduri alunecătoare - caz general 1	105
6.3.3. Observator de poziție și viteză cu moduri alunecătoare	107
6.3.4. Rezultate de simulare numerică	110
6.3.5. Rezultate experimentale	113
6.3.6. Concluzii	117
6.4. Structură cu observator cu moduri alunecătoare în referențial statoric	118
6.4.1. Preliminarii	118
6.4.2. Observator de perturbație cu moduri alunecătoare - caz general 2	118
6.4.3. Observator de tensiune indusă cu moduri alunecătoare	120
6.4.4. Observator de poziție și viteză cu calare pe fază și moduri alunecătoare	122
6.4.5. Rezultate de simulare numerică	125
6.4.6. Concluzii	128
6.4.7. Rezultate experimentale comparative privind structurile cu observatoare cu moduri alunecătoare în referențial statoric și în referențial rotoric estimat	132
6.4.7.1. Preliminarii	132
6.4.7.2. Rezultate experimentale comparative	132
6.4.7.3. Concluzii	138



6.5. Structură cu observator de viteză adaptiv cu model de referință	138
6.5.1. Preliminarii	138
6.5.2. Estimator de tensiune indusă cu tehnica filtrării adaptive	139
6.5.3. Observator de tensiune indusă cu observator de perturbație adaptiv	141
6.5.4. Observator de viteză adaptiv cu model de referință	141
6.5.5. Concluzii	145
6.6. Structură cu observator de poziție și viteză adaptiv cu model de referință	146
6.6.1. Preliminarii. Principiul observatorului adaptiv cu model de referință	146
6.6.2. Observator de flux adaptiv	147
6.6.3. Mecanism de adaptare	148
6.6.4. Structura de conducere	150
6.6.5. Rezultate experimentale	151
6.6.6. Concluzii	154
<b>7. Stand pentru experimentarea structurilor de conducere a MSMP</b>	
7.1. Structura hardware	155
7.2. Structura software	156
7.2.1. Program de administrare a resurselor cuplorului de proces ADA-1100	156
7.2.2. Program principal	158
7.2.3. Programe specifice aplicației de conducere	161
7.3. Concluzii	163
<b>8. Concluzii</b>	
8.1. Concluzii finale	165
8.2. Contribuții originale	167
<b>ANEXE</b>	
<b>A. Implementări în timp real - programe de conducere</b>	
A1. Program de administrare a resurselor cuplorului de proces ADA-1100	169
A2. Interfață de afișare grafică tip instrumentație virtuală	172
A3. Program principal	174
<b>A4. Programe de implementare a algoritmilor de conducere</b>	176
A4.1. -cu metoda vectorială directă în cuplu și flux	176
A4.2. -cu observator de poziție și viteză cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat	178
A4.3. -cu observator de poziție și viteză cu moduri alunecătoare în referențial statoric	180
A4.4. -cu observator de poziție și viteză adaptiv cu model de referință	183
<b>Bibliografie</b>	186

# 1. INTRODUCERE

În ultimii ani, sistemele de conducere a acționărilor electrice cu mașini de curent alternativ cu turație variabilă, în particular cu mașini sincrone cu magneți permanenți (MSMP), au cunoscut o dezvoltare *multidisciplinară* complexă și rapidă ca urmare a progreselor în următoarele domenii: tehnici moderne de conducere automată, sisteme numerice de calcul bazate pe microelectronică cu un înalt grad de integrare, electronică de putere performantă, mașini electrice și traductoare. Câteva informații semnificative din [Bold98] sunt relevante pentru a demonstra *actualitatea și importanța domeniului abordat*: i.) Piața internațională pentru totalul acționărilor electrice are o rată de creștere anuală de 10% și se ridică la ordinul bilioanelor de dolari (USD); ii.) Acționările de curent alternativ (c.a.) au o pondere din ce în ce mai mare față de cele de curent continuu (c.c.): raportul a.c./c.c. va fi de 75/25 în anul 2000, față de cel de 60/40 în 1990; iii.) Circa 20-25% din totalul acționărilor lucrează la turație variabilă, iv.) Prețul convertoarelor electronice de putere este mai mare ca prețul mașinilor electrice utilizate, raportul de prețuri fiind 5...2; acest raport descrește spre puteri mai mari de la kW la MW; v.) Performanțele acestor acționări depind hotărâtor de sistemul de conducere numerică utilizat, din ce în ce mai complex -în principal de structura și tipul algoritmilor de conducere, și de suportul hardware și software al sistemului de calcul utilizat în implementare.

*O comparație detaliată între acționările cu MSMP și cele cu mașini de inducție este prezentată în [Pill91], comparația având la bază următoarele criterii: cost, densitate de putere, raport cuplu /moment de inerție, domeniul de viteze, raport cuplu /curent, traductoare, invertoare, pulsații în cuplu, coeficient de pierderi, sensibilitate la variația parametrilor. Concluziile arată că MSMP este în multe privințe superioară mașinii de inducție și anume, în principal, datorită eficienței mai ridicate privind: densitatea de putere, raportul cuplu /curent, raportul cuplu /moment de inerție. Prin urmare, indicele performanță /preț - decisiv pe piața mondială - este favorabil deseori acționărilor cu turație reglabilă cu MSMP și în consecință aceste acționări, dotate cu sisteme de conducere numerică tot mai complexe, reprezintă o alternativă care câștigă competiția în domeniul aplicațiilor industriale performante. În privința electronicii de putere folosite în aceste acționări, realizări recente sunt prezentate în [Bose97c].*

*O clasificare a mașinilor sincrone fără perii utilizate în acționări reglabile cuprinde:*

- i.) MSMP comandate cu curenți sinusoidali (denumite pe parcursul tezei, pe scurt, MSMP),
- ii.) MSMP comandate cu curenți trapezoidali (numite și mașini de curent continuu fără perii),
- iii.) mașini sincrone cu reluctanță variabilă.

În dezvoltările din teză se abordează structuri pentru acționări cu MSMP comandate cu curenți sinusoidali. În lucrările [Măgu90], [Pill91] se face o comparație documentată între primele două tipuri de MSMP, urmărindu-se criteriile enumerate mai sus, concluziile fiind:

- Pentru aplicații în gama de turații pînă la 1 /1.000 (de exemplu, în domeniul roboților industriali) se recomandă utilizarea MSMP comandate cu curenți trapezoidali, datorită simplității sistemului de conducere și a unei disponibilități în cuplu cu 15% mai mare. Ca dezavantaj esențial însă, pulsațiile în cuplu sunt mari la turații reduse.

- Pentru aplicații de înaltă precizie, în gama extinsă de turații 1 /10.000 (de exemplu, în domeniul mașinilor unelte, în prelucrări fine) se recomandă MSMP comandate cu curenți sinusoidali, datorită pulsațiilor reduse în cuplu inclusiv la turații foarte mici.

- Mașinile sincrone cu reluctanță variabilă au performanțe bune mai ales pentru un raport  $L_d / L_q$  mare [Bold91], dar au pulsații în cuplu relativ însemnate la turații mici.

În acționări performante în viteză și precizie, de puteri relativ mici ( $n \times 1-10$  kW), în gama de turații (1:1000, 1:10000), cu aplicații de exemplu în domeniul roboților industriali, mașinilor

unelte, etc., se utilizează MSMP dotate obligatoriu cu traductoare de mișcare (de poziție, eventual de viteză) [Măgu90], [Pill91], [Bold98].

Pe de altă parte, în aplicații industriale ale acționărilor cu turație reglabilă într-o gamă moderată de turații (1:100), traductoarele de mărimi mecanice ca cele de poziție și/sau viteză se pot elimina folosind estimatoare de stare. Aceste traductoare prezintă următoarele dezavantaje [Mats96a]: -măresc costul, gabaritul și greutatea, -sunt sensibile la perturbații electromagnetice și la variații de temperatură, -necesită o cablare suplimentară, -constituie surse suplimentare de defectare. Iată de ce, în ultima perioadă există preocupări intense care se constituie într-un pol de interes util și actual pentru dezvoltarea unor *structuri de conducere fără traductoare de mișcare, bazate pe tehnici moderne de estimare a stărilor*. Gama de turații unde performanțele sunt acceptabile este de 1: nx10, 1: nx100, cu puteri de la nx10 W pînă la nx1 MW, ceea ce înseamnă aplicații în instalații industriale diverse, ca de exemplu: mașini de bobinat, lițat, trefilat, tăiere termică, instalații din industria textilă, și cea a hârtiei, agregate, pompe, ventilatoare, mori de ciment, instalații de foraj petrolier, etc.

Importanța acordată pe plan mondial acestui domeniu este demonstrată și de interesul crescând al centrelor de cercetare și al marilor companii de profil (ABB, Siemens, Hitachi, Klockner Moeller, ș.a.) privind dezvoltarea și implementarea structurilor de sisteme de conducere pentru acționări cu MSMP. De asemenea, la conferințele și simpoziioanele internaționale de prestigiu (IEEE-IAS, PEMC, OPTIM, EPE, PCIM, ș.a.) sunt dedicate secțiuni tot mai largi privind rezultatele cercetărilor de dezvoltare și implementare a sistemelor moderne de conducere a acționărilor cu MSMP.

*Tematica tezei se încadrează în domeniul tehnicilor moderne de conducere automată a proceselor rapide*. Având în vedere considerațiile prezentate care dovedesc actualitatea și importanța preocupărilor în domeniul conducerii MSMP, prezenta teză are ca *obiective principale* studiul, cunoașterea și dezvoltarea unor structuri de sisteme de conducere a MSMP, atât din punct de vedere teoretic cât și cu finalizare practică. Teza nu rezolvă în extensie toate aspectele conducerii MSMP ci dezvoltă câteva probleme de bază legate în principal de:

- i.) -structuri de conducere vectorială a MSMP - în special dezvoltări asupra conducerii vectoriale directe în cuplu și flux;
- ii.) -structuri de estimatoare de stare și perturbație pentru conducerea MSMP;
- iii.) -structuri de conducere fără traductoare de mișcare. Se consideră pentru MSMP un model simplificat de ordinul patru tip MIMO neliniar și puternic cuplat.

Abordarea problematicii este realizată în ideea sintezei soluțiilor într-un mod specific ingineriei de automată; studiile de caz tratate urmează etape în iterații succesive, -cu reveniri inerente cercetării teoretice cu finalitate practică-: teorie, simulare, implementare, experiment. O linie directoare în abordările din teză este aceea ca structurile de conducere dezvoltate să surprindă esența fenomenelor, având tot timpul în minte ideea: "The nature is simple in essence" -Hideki Yukawa.

Teza este dezvoltată de-a lungul a opt capitole, după cum urmează:

În capitolul 2 se tratează modele matematice în formă vectorială ale acționărilor cu MSMP. Se insistă asupra a trei modele simplificate de ordin patru care constituie baza pentru dezvoltările ulterioare. În scopul identificării parametrilor MSMP se prezintă metode ingineresti eficiente de determinare experimentală a acestora. Se prezintă un model simplificat al invertorului de tensiune util în simulări și în estimarea vectorului de tensiune statoric.

În capitolul 3 se abordează metode de conducere vectoriale a MSMP, metode moderne, performante: metode optimizate de conducere vectorială în curent -cu un studiu critic comparativ, conducerea vectorială cu orientare după câmp, și conducerea vectorială directă în cuplu și flux, prezentându-se principii și structuri de conducere aferente.

Capitolul 4 este dedicat unei sinteze ample asupra estimatoarelor de stare și perturbație utilizate în conducerea MSMP și nu numai. Se prezintă soluții de estimare pentru: estimatoare de viteză și accelerație; estimatoare de flux și cuplu electromagnetic; estimatoare de perturbații de: cuplu echivalent de sarcină, cuplu de frecări și filtre de zgomot. Acolo unde au fost mai multe soluții pentru aceeași problemă, s-au întocmit studii critice comparative concluzionate cu recomandări practice concrete de utilizare.

Capitolul 5 dezvoltă teoretic și practic o variantă de structură de conducere vectorială directă în cuplu și flux, aplicațiile acestei metode performante la MSMP fiind de dată foarte recentă. Se dezvoltă un observator robust de flux și cuplu electromagnetic cu funcționare în gamă extinsă de turații, inclusiv turația zero. Rezultatele extensive de simulare numerică și testele experimentale arată fezabilitatea și performanțele soluției propuse.

Capitolul 6, cu cea mai mare întindere, dezvoltă cinci structuri de observatoare de poziție și viteză utilizate la conducerea fără traductoare de mișcare a MSMP și anume:

- i.) -observator de ordin complet în referențialul rotoric estimat;
- ii.) -observator cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat;
- iii.) -observator cu moduri alunecătoare în referențial static;
- iv.) -observator de viteză adaptiv cu model de referință;
- v.) -observator de poziție și viteză adaptiv cu model de referință.

Se prezintă fundamentat, sinteza teoretică a acestor structuri. Se studiază critic, prin simulări numerice extensive: robustețea, performanțele de regim tranzitoriu și permanent precum și limitele structurilor propuse, -în gama vitezelor mari cât și mici, cu încărcare de cuplu, și pentru o variație reală a parametrilor MSMP. Rezultatele experimentale prezentate urmăresc îndeaproape testarea performanțelor, pe cât posibil în condițiile folosite la simulări.

Capitolul 7 prezintă standul experimental de conducere în timp real, realizat de autor, destinat implementărilor și testărilor structurilor de conducere pentru MSMP. Se prezintă structura hardware și se detaliază structura software privind următoarele aspecte: administrare a resurselor cuplorului de proces; program principal; și programe specifice structurilor de conducere implementate.

Capitolul 8 prezintă concluziile generale privind rezultatele tezei. În acest context sunt enumerate și sintetizate și principalele contribuții originale aduse de autor.

Teza de doctorat totalizează 194 pagini, incluzând un număr ridicat de figuri, care în principal, reprezintă structuri de conducere sau detalii asupra acestora, grafice obținute ca rezultate de simulare numerică și rezultate experimentale. Bibliografia conține 178 referințe, dintre care peste 55 % sunt apariții după 1994. Contribuțiile aduse în cadrul tezei au fost prezentate în 13 lucrări ale autorului cu tematica strict în domeniul tezei, în perioada 1994-1998, unele dintre acestea fiind comunicate și publicate la conferințe internaționale de renume în domeniul abordat (OPTIM'96, OPTIM'98, PEMC'98).

Autorul tezei mulțumește conducătorului științific, prof.dr.ing. Ștefan Preitl, pentru discuțiile, observațiile și încurajările primite de-a lungul perioadei de pregătire a doctoratului.

Pe această cale autorul adresează mulțumiri pentru sprijinul acordat prin discuții și prin furnizarea unor lucrări domnilor: prof.dr.ing. Toma-Leonida Dragomir, prof.dr.ing. Ion Boldea, prof.dr.ing. Gheorghe Atanasiu, de la Universitatea "Politehnica" din Timișoara, precum și tuturor celor care prin diverse căi au contribuit la finalizarea tezei.

Autorul ține să aducă mulțumiri colegilor colaboratori apropiați ș.l.ing. Adrian Spilcă și prep.ing. Adrian Popa pentru solitudinea și sprijinul acordat la partea de implementare a standului experimental de conducere a MSMP, precum și foștilor studenți cu care a colaborat la teme cuprinse în teză, în cadrul proiectelor de diplomă și la dizertații, în perioada 1995-1998.

În final, dar nu în ultimul rând, autorul mulțumește familiei pentru înțelegerea acordată precum și părinților pentru sprijinul și încurajările permanente primite.

## 2. MODELE MATEMATICE ALE ACȚIONĂRILOR CU MAȘINI SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI (MSMP)

### 2.1. Modele matematice vectoriale

#### Clasificarea modelelor matematice ale mașinilor electrice

Modelele matematice ale mașinilor electrice se pot clasifica în *modele cu parametri concentrați (modele de circuit)* și *modele cu parametri distribuți (modele de câmp)*. Primele modele prezintă interes pentru sistemele de conducere a acționărilor electrice -în analiza, proiectarea și simularea acestor sisteme, pe când celelalte modele se folosesc în analiza și proiectarea mașinilor electrice și în simulări pretențioase.

Modelele matematice cu parametri concentrați se pot împărți în două categorii principale ținând cont de sistemul de referință (referențialul) în care se lucrează: *modele în coordonatele fazelor* și *modele în axe ortogonale*.

Modelele în coordonatele fazelor se referă la mașina reală, cu ecuațiile de tensiune ale fazelor, la care parametrii (inductanțele) sunt variabili în timp cu poziția rotorului [Bold91b].

Modelele în axe ortogonale, numite și modele bifazate, au avantajul că echivalează mașina m-fazată cu o mașină bifazată și în anumite condiții parametrii (inductanțele) sunt independenți de poziția rotorului, deci constanți din acest punct de vedere.

#### 2.1.1. Vectori spațiali. Transformări de coordonate

##### Vectori spațiali

În cadrul modelelor ortogonale, o metodă modernă, eficientă, frecvent utilizată în analiza și sinteza sistemelor de conducere pentru acționări cu mașini de curent alternativ este metoda vectorilor (fazurilor) spațiali [Kova88], [Kele89], [Leon85]. Metoda folosește o *singură ipoteză simplificatoare*: -*câmpul magnetic în întrefierul mașinii are o distribuție spațială sinusoidală*. Neglijând armonicile de spațiu, această ipoteză este satisfăcută, în general, pentru mașini electrice simetrice cu înfășurări cu repartiție sinusoidală.

În referențialul ortogonal  $\alpha\beta$ , fix față de statorul trifazat, cu axa reală  $\alpha$  de-a lungul fazei  $a$ , se definește vectorul curent statoric  $i_s$ , ca fiind rezultanta vectorială a curenților din fazele  $a, b, c$  ale mașinii, cu proprietatea:  $i_a = \text{Re}(i_s)$ , conform relației:

$$i_s = 2/3 (i_a a + i_b b + i_c c), \quad a = 1, \quad b = e^{j2\pi/3}, \quad c = e^{j4\pi/3} \quad (2.1.1-1)$$

unde:  $i_a, i_b, i_c$  sunt curenții pe fazele  $a, b, c$  având orice formă de variație în timp, iar  $a, b, c$  sunt versorii axelor  $a, b, c$  îndreptați de-a lungul axelor magnetice ale fazelor respective, axa  $a$  fiind considerată axă reală.

În mod similar se definesc și vectorii tensiune statorică  $u_s$  și flux statoric  $\lambda_s$ .

##### Transformări de coordonate

Sistemele de referință (de coordonate) uzuale pentru vectorii mărimilor electrice din mașini electrice sunt: i.) -sistem de referință  $abc$  fix față de stator; ii.) -sistem de referință  $\alpha\beta$  fix față de stator; iii.) -sistem de referință  $dq$  fix față de rotor. La MSMP axa  $d$  este fixată de-a lungul fluxului magnetului permanent  $\lambda_0$ . Transformările de coordonate sunt transformări vectoriale echivalente, adică generează modele echivalente ale mașinii electrice.

Legătura dintre sistemul mărimilor reale  $abc$  și sistemul mărimilor transformate  $dq$  se face prin transformarea de coordonate  $abc \rightarrow dq$ , numită transformare Park  $P(\theta)$ , care este în fond o

transformare de rotație de unghi electric  $(-\theta)$ . Ea se obține prin proiecția vectorilor electrice asociați fazelor  $a, b, c$  pe cele două axe ortogonale  $dq$ . Transformarea directă  $abc \rightarrow dq$  și inversă  $dq \rightarrow abc$  sunt [Bold83], [Kele89]:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(-\theta) & \cos(-\theta + 2\pi/3) & \cos(-\theta + 4\pi/3) \\ \sin(-\theta) & \sin(-\theta + 2\pi/3) & \sin(-\theta + 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.1.1-2)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1.1-3)$$

$$[d \ q \ 0]^T = [P(\theta)] [a \ b \ c]^T, \quad [a \ b \ c]^T = [P(\theta)]^{-1} [d \ q \ 0]^T \quad (2.1.1-4)$$

unde componenta notată cu "0" este componenta homopolară.

Alte transformări de coordonate utile în sistemele de conducere a acțiunilor cu mașini electrice sunt:  $abc \rightarrow \alpha\beta$ ,  $\alpha\beta \rightarrow abc$ ,  $\alpha\beta \rightarrow dq$ ,  $dq \rightarrow \alpha\beta$ , fiind caracterizate, în corespondență, de următoarele matrice de transformări:  $T_{\alpha\alpha}$ ,  $T_{\alpha a}$ ,  $T_{\alpha d}$ ,  $T_{d\alpha}$  [Bold83], [Kele89]:

$$T_{\alpha\alpha} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix}, \quad T_{\alpha a} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1.1-5)$$

$$[\alpha \ \beta \ 0]^T = T_{\alpha\alpha} [a \ b \ c]^T, \quad [a \ b \ c]^T = T_{\alpha a} [\alpha \ \beta \ 0]^T \quad (2.1.1-6)$$

$$T_{\alpha d}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}, \quad T_{d\alpha}(\theta) = T_{\alpha d}(\theta)^{-1} = T_{\alpha d}(-\theta) \quad (2.1.1-7)$$

$$[d \ q]^T = T_{\alpha d} [\alpha \ \beta]^T, \quad [\alpha \ \beta]^T = T_{d\alpha} [d \ q]^T \quad (2.1.1-8)$$

## 2.1.2. Modele matematice ale subsistemului electromagnetic

### Ecuatii vectoriale ale tensiunilor

Ecuatia vectorială a tensiunii statorice în referențialul  $\alpha\beta$ , este:

$$\lambda_s^* = \mathbf{u}_s - R \mathbf{i}_s, \quad \lambda_s(0) = \lambda_{s0} \quad (2.1.2-1)$$

unde  $R$  este rezistența unei faze statorice, iar  $\lambda_s = \lambda_s(i_s, \theta)$ . Pentru a scrie ecuația vectorială a tensiunii și pentru rotor, se alege un referențial comun pentru stator și rotor. Fie acesta un sistem care se rotește față de stator cu o turație oarecare (la alegere)  $\omega_b$ , constantă, sau variabilă în timp. *Ecuatiile vectoriale ale tensiunilor statorice  $\mathbf{u}$  și rotorice  $\mathbf{u}_r$* , în acest referențial rotitor sunt [Kova88]:

$$\lambda^* = -j \omega_b \lambda + \mathbf{u} - R \mathbf{i}, \quad \lambda(0) = \lambda_0 \quad (2.1.2-2)$$

$$\lambda_r^* = -j (\omega_b - \omega_r) \lambda_r + \mathbf{u}_r - R_r \mathbf{i}_r, \quad \lambda_r(0) = \lambda_{r0} \quad (2.1.2-3)$$

unde:  $i$ ,  $u$  și  $\lambda$  -sunt respectiv vectorii curent, tensiune și flux statoric (s-a omis indicele inferior "s" pentru a nu confunda mărimile electrice statorice exprimate în referențialul rotoric  $dq$  cu cele din referențialul statoric  $\alpha\beta$ ),  $\omega_r$  -turația electrică a rotorului,  $R_r$  -rezistența echivalentă rotorică, iar  $i_r$ ,  $u_r$  și  $\lambda_r$  -sunt respectiv vectorii curent, tensiune și flux rotoric. În relațiile (2.1.2-2), (2.1.2-3) se evidențiază vectorii tensiune electromotoare indusă totală, cu cele două componente: -de pulsație și de rotație.

Prin proiecția vectorilor din relațiile (2.1.2-2), (2.1.2-3) pe cele două axe ortogonale ale referențialului ales se obține o echivalare a mașinii m-fazate cu o mașină bifazată.

Pentru anumite valori  $\omega_b$  rezultă următoarele referențiale particulare:  $\omega_b = 0$  -referențial  $\alpha\beta$  sau  $abc$ , fix față de stator;  $\omega_b = \omega_r$  -referențial  $dq$ , fix față de rotor;  $\omega_b = \omega$  -referențial sincron, unde  $\omega$  este pulsația curenților statorici. La mașini sincrone  $\omega_r = \omega$ , caz în care modelul  $dq$  corespunde modelului Blondel-Park [Bold91b].

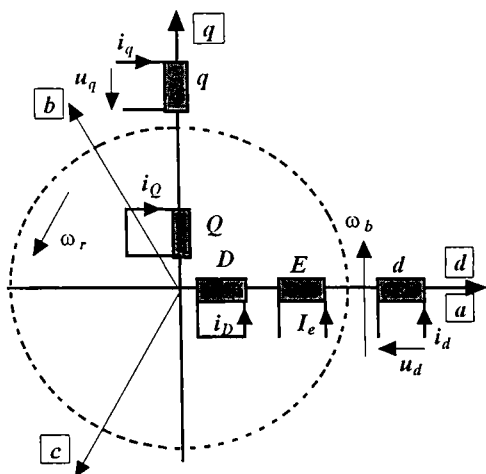


Fig.2.1.2\_1. Modelul bifazat în  $dq$  al MSMP

Modelul bifazat al MSMP trifazate în referențialul ortogonal  $dq$  fix față de rotor, cu axa reală  $d$  de-a lungul fluxului magnetului permanent  $\lambda_0$ , este prezentat în fig.2.1.2\_1. Înfășurările statorice  $a$ ,  $b$ ,  $c$  s-au înlocuit cu înfășurări echivalente  $d$  și  $q$  plasate respectiv pe axele  $d$ ,  $q$ . Colivia de amortizare din rotor, existentă în unele variante constructive, s-a înlocuit cu două înfășurări echivalente sinusoidal distribuite în scurtcircuit  $D$  și  $Q$ , plasate respectiv pe axele  $d$ ,  $q$ . Magnetul permanent (MP) din rotor se poate înlocui printr-o înfășurare echivalentă supraconductoare  $E$  plasată pe axa  $d$ , înfășurare al cărei curent echivalent  $I_e$  este constant indiferent de regimul de funcționare [Fran84], [Măgu90] și deci fluxul MP este  $\lambda_0 = L_e I_e$ .

Componentele ecuațiilor vectoriale ale tensiunilor în referențialul  $dq$ , pentru  $\omega_b = \omega_r = \omega$ , se obțin prin proiectarea relațiilor (2.1.2-2), (2.1.2-3) pe axele  $d$ ,  $q$  rezultând:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_d(0) \\ \lambda_q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{d0} \\ \lambda_{q0} \end{bmatrix} \quad (2.1.2-4)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix}^* = -R_r \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_D(0) \\ \lambda_Q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{D0} \\ \lambda_{Q0} \end{bmatrix} \quad (2.1.2-5)$$

$u(u_d, u_q)$ ,  $i(i_d, i_q)$ ,  $\lambda(\lambda_d, \lambda_q)$  sunt vectorii tensiune, curent și flux statoric având componente  $d$ ,  $q$  iar  $i_r(i_D, i_Q)$ ,  $\lambda_r(\lambda_D, \lambda_Q)$  sunt vectorii curent și flux rotoric având componente  $D, Q$ .

În ecuațiile (2.1.2-4), (2.1.2-5) nu s-au luat în considerare pierderile în fier. Considerarea acestora impune adăugarea unor înfășurări (și deci ecuații) după fiecare axă în stator [Bold91b], și în consecință ordinul modelului crește cu doi.

*Observația 2.1.2-1.* În relațiile (2.1.2-2) - (2.1.2-5) nu apar explicit inductanțele, deci aceste relații au avantajul că înglobează, sub această formă, fenomenul de saturație magnetică.

### Relații dintre fluxuri și curenți

Având în vedere că axele magnetice ale mașinii bifazate echivalente în referențialul  $dq$  sunt ortogonale, rezultă [Măgu90]:

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{dD} i_D + \lambda_0 \quad (2.1.2-6)$$

$$\lambda_q = L_q i_q + L_{qQ} i_Q$$

$$\lambda_D = L_D i_D + 3/2 L_{Dd} i_d + \lambda_0 \quad (2.1.2-7)$$

$$\lambda_Q = L_Q i_Q + 3/2 L_{Qq} i_q$$

unde:  $L_d, L_q$  -inductanțe sincrone, -longitudinală și respectiv transversală;

$L_D, L_Q$  -inductanțe proprii ale înfășurărilor  $D, Q$ ;

$L_{dD}, L_{qQ}$  -inductanțe de cuplaj mutual între înfășurările specificate ca indice.

Aceste inductanțe sunt independente de poziția rotorului, și în absența saturației magnetice, ele sunt independente și de curenți, deci sunt constante.

### Saturația magnetică

Saturația magnetică este un fenomen complex, care conduce la modele matematice cu parametri variabili în timp [Bold91b]. În prezența saturației inductanțele depind de curenți, și în plus apare un cuplaj suplimentar între circuitele magnetice de pe cele două axe ortogonale.

La MSMP cu rotor cu MP înecați,  $L_q > L_d$  saturația magnetică se manifestă preponderent pe axa  $q$ . La MSMP cu rotor cu MP aparenti,  $L_d = L_q$ , inductanțele au valori mai mici, iar saturația se poate neglija.

Degradarea performanțelor acționării datorită saturației circuitelor magnetice se poate evita prin controlul (limitarea) curenților, sarcină realizată de sistemul de conducere.

În mod obișnuit, în literatura de specialitate, modelele utilizate în sistemele de conducere a acționărilor cu MSMP nu țin cont de saturația magnetică.

### Cuplul electromagnetic

Cuplul electromagnetic momentan  $T_e$ , în orice referențial, este dat de interacțiunea dintre vectorul flux și vectorul curent [Leon85]:

$$T_e = 3/2 p \operatorname{Im}(\lambda^* i) \quad (2.1.2-8)$$

unde:  $\lambda^*$  -conjugat al vectorului flux,  $i$  -vector curent,  $p$  -număr de perechi de poli și  $\operatorname{Im}$  -operator parte imaginară. În particular, în referențialul  $dq$ , respectiv  $\alpha\beta$ ,  $T_e$  are expresia:

$$T_e = 3/2 p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d), \quad T_e = 3/2 p (\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha) \quad (2.1.2-9)$$

## 2.1.3. Modele matematice ale subsistemului mecanic

În general, mașina electrică este cuplată cu sarcina (mașina de lucru) printr-o transmisie mecanică caracterizată prin: factor de transmisie, elasticitate și joc mecanic. Analiza dinamicii acționării având un cuplaj elastic este prezentată în [Leon85]. În continuare se consideră că sarcina este cuplată rigid cu mașina electrică, sarcina având un moment de inerție echivalent redus la arborele mașinii  $J = \text{constant}$ . Dinamica mișcării este caracterizată de legea a doua a dinamicii corpului solid în mișcare de rotație, cu  $T_r$  -cuplul total de sarcină:



$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 0 \\ -p/J \end{bmatrix} T_r, \quad \begin{bmatrix} \theta(0) \\ \omega(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_0 \\ \omega_0 \end{bmatrix} \quad (2.1.3-1)$$

$$\omega = p \Omega \quad (2.1.3-2)$$

unde:  $\Omega$  este viteza unghiulară mecanică a rotorului.

Dacă  $J$  este dependent de poziția unghiulară:  $J = J(\theta)$ , caz întâlnit de exemplu la acționări pentru roboți industriali, ecuația de echilibru a cuplurilor devine:

$$J d\Omega/dt + \Omega^2 dJ/d\theta = T_e - T_r \quad (2.1.3-3)$$

*Componentele cuplului total de sarcină  $T_r$*  sunt următoarele [Leon85], [Bold92]:

- cuplul de frecări având principalele componente: i.) cuplul de frecări statice  $T_s$  la viteza zero;
- ii.) cuplul de frecări coulombiene  $T_c$ , care este constant cu viteza; iii.) cuplul de frecări vâscoase  $T_v$ , care este direct proporțional cu viteza:  $T_v = B' \Omega$ ,
- cuplul de ventilație  $T_w$  cauzat de frecarea cu aerul, care este aproximat prin:  $T_w = C \Omega^2$ ,
- cuplul mecanic util de sarcină  $T_L$ .

O metodă interesantă, cu caracter ingineresc, pentru identificarea experimentală a componentelor cuplului de frecări și compensarea acestora în conducerea mecanismelor de poziționare precisă este prezentată în [John92].

Într-o primă aproximație, des utilizată în literatură, ecuația (2.1.3-1) se rescrie:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 0 \\ -p/J \end{bmatrix} T_L, \quad \begin{bmatrix} \theta(0) \\ \omega(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_0 \\ \omega_0 \end{bmatrix} \quad (2.1.3-4)$$

unde  $B$  este coeficientul echivalent de frecări vâscoase.

## 2.1.4. Concluzii

Considerând ipotezele simplificatoare prezentate, modelul matematic cu vectori spațiali pentru MSMP în referențialul  $dq$  este dat de: ecuațiile tensiunilor (2.1.2-4), (2.1.2-5); ecuațiile de legătură între fluxuri și curenți (2.1.2-6), (2.1.2-7); ecuația cuplului electromagnetic (2.1.2-9); și ecuația de echilibru a cuplurilor (2.1.3-4). Modelul matematic este multivariabil la intrare și ieșire (MIMO), neliniar, cuplat, cu parametri constanți și are ordinul 6.

*Variabilele de stare* ale modelului se pot alege din două seturi -fluxuri sau curenți:

- (i)  $\lambda_d, \lambda_q, \lambda_D, \lambda_Q, \theta$  și  $\omega$ ; sau (ii)  $i_d, i_q, i_D, i_Q, \theta$  și  $\omega$ . Se fac următoarele observații [Andr94a]:

Setul de variabile de stare (i) are avantajul că include și fenomenul de saturație magnetică, dar în schimb variabilele  $\lambda_d, \lambda_q, \lambda_D, \lambda_Q$  sunt dificil de măsurat direct. În sistemele de conducere fluxurile pot fi estimate din ecuațiile de tensiune (2.1.2-1) - (2.1.2-5).

Setul de variabile de stare (ii), la care în ecuații intervin inductanțele mașinii, este influențat de saturație, dar are avantajul că variabilele  $i_d, i_q$  pot fi calculate cu ușurință din  $i_a, i_b$ .

Modelul matematic al MSMP se poate separa în două subsisteme [Andr94a] -fig.2.1.4\_1.

a.) *Subsistemul electromagnetic* (EM), care are, în referențialul  $dq$ : mărimi de intrare - tensiunile statorice  $u_d, u_q$ ; mărime de ieșire -cuplul electromagnetic  $T_e$ ; variabile de stare - fluxurile din (i) sau curenții din (ii); mărime de perturbație -turația  $\omega$ .

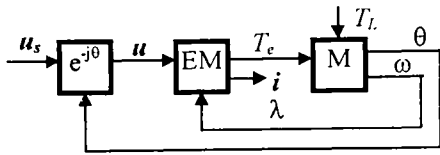


Fig.2.1.4\_1. Modelul structural al MSMP

b.) *Subsistemul mecanic (M)* care are: mărime de intrare -cuplul electromagnetic  $T_e$ ; mărimi de ieșire -mărimile cinematice  $\theta, \omega$ ; variabile de stare - $\theta, \omega$ ; mărime de perturbație - cuplul de sarcină  $T_L$ .

*Observația 2.1.4-1.* Datorită faptului că  $\omega$  este perturbație în subsistemul EM, în vederea decuplării celor două subsisteme, apare ideea compensării acestuia în EM.

*Observația 2.1.4-2.* În general, subsistemul electromagnetic are constante de timp mici, deci este rapid, pe când subsistemul mecanic are constante de timp mai mari, deci este mai lent. Acest fapt sugerează ca în structura sistemului de conducere să existe două bucle de reglare: una rapidă -pentru cuplul electromagnetic, și alta mai lentă -pentru mărimile cinematice  $\omega, \theta$ .

## 2.2. Modele matematice vectoriale simplificate

### 2.2.1. Model matematic în referențialul rotoric

Modelul matematic de ordin 6 se poate simplifica eliminând ecuațiile corespunzătoare înfășurărilor  $D, Q$ . Se obține astfel un model de ordin 4, frecvent utilizat în literatura de specialitate. Aceste simplificări se pot efectua datorită faptului că, în general, constantele de timp aferente circuitelor  $D, Q$  sunt mult mai mici (cu un ordin de mărime) decât constantele de timp aferente circuitelor  $d, q$ . Mai mult, sunt variante constructive ale MSMP la care colivia de amortizare lipsește, deci implicit lipsesc circuitele magnetice  $D, Q$ .

În referențialul  $dq$ , în exprimare vectorială, ecuația de tensiune (2.1.2-2) devine (2.2.1-1) iar relația flux-curent (2.1.2-6) devine (2.2.1-2).

$$\lambda^* = -j\omega\lambda + u - Ri, \quad \lambda(0) = \lambda_0 \quad (2.2.1-1)$$

$$\lambda = \lambda_0 + L_d i_d + jL_q i_q \quad (2.2.1-2)$$

*Modelului matematic simplificat al MSMP de ordin 4* având ca variabile de stare  $i_d, i_q, \theta$  și  $\omega$ , este dat de ecuațiile (2.2.1-3), unde s-au partajat relațiile corespunzătoare subsistemelor electromagnetic (EM) și mecanic (M). Fig.2.2.1\_1 prezintă schema bloc informațională a acestui model în referențialul  $dq$ . Se evidențiază caracterul nelinier al modelului caracterizat prin blocurile care înmulțesc variabile și cuplajele existente între canalele de intrare ieșire.

$$\text{EM: } \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} -R & \omega L_q \\ -\omega L_d & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \omega \lambda_0, \quad \begin{bmatrix} i_d(0) \\ i_q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} \quad (2.2.1-3)$$

$$T_e = 3/2 p i_q [ \lambda_0 - (L_q - L_d) i_d ], \quad L_q \geq L_d$$

$$\text{M: } \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{p}{J} \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{bmatrix} T_L, \quad \begin{bmatrix} \theta(0) \\ \omega(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_0 \\ \omega_0 \end{bmatrix}$$

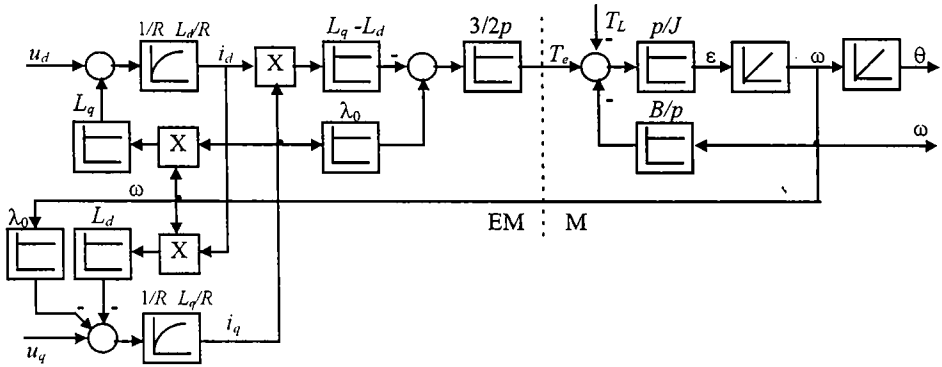


Fig.2.2.1\_1. Modelul matematic de ordin 4 al MSMP în referențialul rotoric  $dq$

Acest model în referențialul rotoric  $dq$  este cel mai utilizat model în sistemele de conducere vectorială a acționărilor cu MSMP și în simulări. El are *avantajul că inductanțele sunt constante* și vectorul flux  $\lambda$  depinde doar de vectorul curent statoric  $i$ . În regim permanent variabilele electrice sunt constante în timp. Un *dezavantaj* îl constituie faptul că variabile electrice în referențialul echivalent  $dq$  se obțin din variabilele din referențialul statoric asupra cărora se aplică transformări de rotație care necesită cunoașterea precisă a poziției unghiulare a rotorului  $\theta$ , și care cer un aport suplimentar de calcul.

### 2.2.2. Model matematic în referențial rotoric estimat

Problema care se pune este de a determina modelul matematic al subsistemului EM al MSMP într-un referențial rotoric estimat  $dq^{\wedge}(\theta^{\wedge})$ , care diferă față de referențialul rotoric  $dq(\theta)$  cu unghiul  $\Delta\theta = \theta - \theta^{\wedge}$  (fig.2.2.2\_1). În referențialul  $dq(\theta)$ , unde mărimile electrice s-au notat cu indicele 1, vectorul flux  $\lambda_1(i_1)$  are expresia :

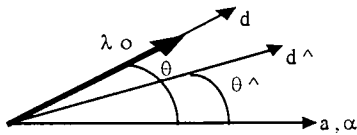


Fig.2.2.2\_1. Referențialele rotorice

$$\lambda_1 = \lambda_0 + L_d i_{d1} + j L_q i_{q1} \quad (2.2.2-1)$$

În referențialul estimat  $dq^{\wedge}(\theta^{\wedge})$ , unde mărimile electrice s-au notat fără indice, vectorul flux  $\lambda$  se obține din relația (2.2.2-1) asupra căreia s-a aplicat operatorul de rotație  $e^{j\Delta\theta}$ .

$$\lambda = \lambda_0 e^{j\Delta\theta} + L_d i_d + j L_q i_q \quad (2.2.2-2)$$

$$\text{unde: } \lambda = \lambda_1 e^{j\Delta\theta}, \quad i = i_1 e^{j\Delta\theta}, \quad u = u_1 e^{j\Delta\theta}, \quad (2.2.2-3)$$

și se consideră aproximațiile  $L_d(\Delta\theta) \approx L_d$  și  $L_q(\Delta\theta) \approx L_q$  valabile pentru  $\Delta\theta$  suficient de mic [Mats96b]. Ecuația de tensiune în referențialul estimat  $dq^{\wedge}(\theta^{\wedge})$  este [Kova88]:

$$\lambda^{\circ} = -j \omega^{\wedge} \lambda + u - R i, \quad \lambda(0) = \lambda_0 \quad (2.2.2-4)$$

Modelul matematic al subsistemului EM explicat în referențialul  $dq^{\wedge}(\theta^{\wedge})$  se obține din relațiile (2.2.2-2) și (2.2.2-4) și este:

$$\begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} -R & \hat{\omega} L_q \\ -\hat{\omega} L_d & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ -\cos \Delta\theta \end{bmatrix} \omega \lambda_0 \quad (2.2.2-5)$$

Relația (2.2.2-5) evidențiază un model nelinier cuplat, cu parametri variabili în timp ce depind de  $\omega$ , și care are ca perturbație matricea ce conține  $\omega \lambda_0$  -tensiunea electromotoare indusă prin rotație. Pentru  $\Delta\theta$  suficient de mic, această matrice devine:  $\omega \lambda_0 [\Delta\theta \ -1]^T$ .

Este de notat faptul că *matricea din termenul de perturbație conține informații prețioase asupra erorii de poziție  $\Delta\theta$  între referențialul real și cel estimat*. Modelul (2.2.2-5) reprezintă punctul de plecare în abordarea unor metode de conducere fără tractoare de mișcare, metode tratate pe larg în paragrafele 6.2 și 6.3.

### 2.2.3. Model matematic în referențialul statoric

În referențialul statoric  $abc$ , în ipoteza neglijării circuitelor din rotor, inductanța echivalentă  $L_{aa}$  a fazei  $a$  are expresia (2.2.3-1) [Bold92], unde  $L_{s\sigma}$  -inductanța proprie de dispersie,  $L_0$  -inductanța proprie principală,  $L_2$  -inductanța de cuplaj mutual.

$$L_{aa} = L_{s\sigma} + L_0 + L_2 \cos 2\theta \quad (2.2.3-1)$$

În referențialul statoric  $\alpha\beta$ , cu axa  $\alpha$  suprapusă peste axa fazei  $\alpha$ , expresia vectorului flux  $\lambda_s(i_s, \theta)$  este funcție de vectorul curent statoric  $i_s$ , și poziția  $\theta$  [Bold92]:

$$\lambda_s = L i_s + 3/2 L_2 i_s^* e^{j2\theta} + \lambda_0 e^{j\theta} \quad , \quad L = L_{s\sigma} + 3/2 L_0 \quad (2.2.3-2)$$

unde:  $i_s^*$  -conjugatul vectorului  $i_s$ .

Inductanțele corespunzătoare axelor  $d, q$   $L_d, L_q$  sunt:

$$L_d = L - 3/2 L_2, \quad L_q = L + 3/2 L_2 \quad (2.2.3-3)$$

Pentru MSMP izotropă,  $L_2=0$  sau se poate neglija comparativ cu  $L$ , și deci  $L_d=L_q=L$ . Relația (2.2.3-2) devine:

$$\lambda_s = L i_s + \lambda_0 e^{j\theta} \quad (2.2.3-4)$$

Ecuția de tensiune este cea dată de relația (2.1.2-1) care se rescrie local:

$$\lambda_s^* = u_s - R i_s, \quad \lambda_s(0) = \lambda_{s0} \quad (2.2.3-5)$$

Modelul matematic în referențialul statoric  $\alpha\beta$  sau  $abc$  are avantajul că nu necesită utilizarea transformărilor de rotație și permite determinarea vectorului flux  $\lambda_s$  prin integrarea relației (2.2.3-5), dar cu probleme datorate offsetului la măsurarea tensiunii  $u_s$  și curentului  $i_s$ , precum și prezenței unei componente continue la ieșirea integratorului care poate să apară în procese tranzitorii [Bose97a], vezi paragraful 4.2. Un dezavantaj este acela că vectorul flux  $\lambda_s = \lambda_s(i_s, \theta)$  este dependent nu numai de vectorul curent  $i_s$ , ci și de poziția  $\theta$ . Acest model este utilizat în metoda de conducere vectorială directă în cuplu și flux prezentată în paragraful 3.3 și în metode de conducere fără tractoare de mișcare prezentate în paragrafele 6.4 -6.6.

## 2.3. Determinarea experimentală a parametrilor

Cunoașterea parametrilor modelului matematic al MSMP este cerută în analiza și proiectarea sistemelor de conducere pentru acționări cu MSMP. Determinarea parametrilor se poate face teoretic sau experimental. Cea de a doua cale -determinarea experimentală a parametrilor, este de preferat deoarece se referă la mașina reală -cu parametri reali, nu la cea proiectată -cu parametri calculați.

În lucrarea de referință [Bold91b] se prezintă pe larg metode de determinare a parametrilor mașinilor electrice, tratându-se unitar identificarea, estimarea și validarea parametrilor. Pentru mașina sincronă, metodele de estimare a parametrilor sunt:

i.) cu mașina în repaus: -probe de stingere a curentului în axa  $d$ , respectiv  $q$  și -probe de răspuns în frecvență,

ii.) cu mașina în rotație: -probe de mers în gol și -probe de răspuns în frecvență.

În continuare se prezintă soluții de determinare experimentală a parametrilor principali ai modelului MSMP de ordin 4 (2.2.1-3). Se determină: inductanțele sincrone  $L_d$  și  $L_q$ , fluxul  $\lambda_0$ , momentul de inerție echivalent redus la arbore  $J$ , și coeficientul de frecări vâscoase  $B$ .

### 2.3.1. Determinarea experimentală a parametrilor magnetici

#### Determinarea inductanțelor $L_d$ , $L_q$ prin metoda stingerii curentului în repaus

Inductanțele sincrone  $L_d$  și  $L_q$  apar în modelul subsistemului electromagnetic și de aceea punctul de plecare pentru determinarea experimentală a acestora îl constituie prima relație matriceală din (2.2.1-3). Conform observației aferente relației (2.1.1-1), aceste ecuații sunt valabile pentru orice formă de variație în timp a tensiunilor și deci a curenților fazelor  $a, b, c$ .

Se consideră restricția cum că măsurătorile se efectuează numai la bornele mașinii cu nului neaccesibil, fazele fiind legate în stea. În plus, în scopul achiziției unui număr minim de mărimi se particularizează variabilele din relațiile (2.2.1-3), condițiile particulare impuse fiind:

(i)  $\omega = 0$  (mașina în repaus),

(ii)  $\mathbf{u}(u_d, u_q) = \mathbf{0}$ , adică  $u_d = 0$ ,  $u_q = 0$  (scurtcircuit la borne). Rezultă deci:

$$\begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix}^* = -R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_d(0) \\ i_q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} \quad (2.3.1-1)$$

Aceste ecuații sunt decuplate, și prezintă pentru curentul  $\mathbf{i}(i_d, i_q)$  o evoluție de tip element PT1 cu intrare nulă, plecând din starea inițială  $\mathbf{i}_0(i_{d0}, i_{q0})$ . Inductanțele  $L_d, L_q$  pot fi determinate separat prin achiziția pe un interval de timp dat a unui singur curent corespunzător lui  $i_d$  respectiv  $i_q$ , urmată de o integrare numerică. Vectorul curent statoric  $\mathbf{i}(i_d, i_q)$  se exprimă funcție de curenții pe faze cu transformata Park:

$$\mathbf{i}(i_d, i_q) = i_d + j i_q = [i_a + j(i_b - i_c) / \sqrt{3}] e^{-j\theta} \quad (2.3.1-2)$$

O prima soluție pentru determinarea inductanței  $L_d$  constă în a impune în (2.3.1-2) condiția particulară suplimentară:

iii)  $\theta = 0$ , adică axa  $d$  suprapusă peste axa  $a$  și deci  $i_d = i_a$ .

Pentru a realiza această condiție se alimentează mașina cu o tensiune continuă constantă  $E$  sau cu o sursă de curent constant  $I$ , având faza  $a$  inseriată cu fazele  $b$  și  $c$  conectate în paralel, conform schemei din fig.2.3.1\_1a, energizând-o cu un curent  $i_{d0}$ . În consecință rotorul se va deplasa automat în poziția dorită  $\theta = 0$ . Mai mult, cum  $i_b = i_c = -i_d/2$ , rezultă  $i_q = 0$ .

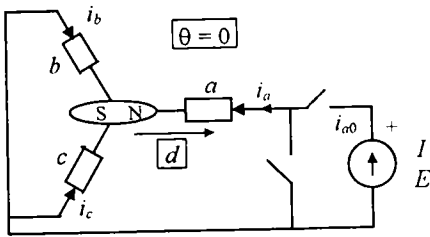


Fig.2.3.1\_1a.  $\theta = 0$

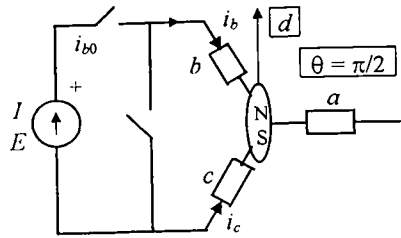


Fig.2.3.1\_1b.  $\theta = \pi/2$

Fig.2.3.1\_1a, b. Determinarea inductanței  $L_d$  prin metoda stingerii curentului în axa  $d$

După aceasta, se aplică condiția de scurtcircuit (ii), se achiziționează curentul  $i_a$  cu perioada de eșantionare  $h$ , apoi se integrează prima ecuație din (2.3.1-1) pentru  $t \in (0, \infty)$  și se obține (2.3.1-3). Pentru integrarea numerică s-a utilizat metoda dreptunghiului.

$$L_d = \frac{R_s}{i_{a0}} \int_0^{\infty} i_a dt, \quad \text{cu } i_{a0} = \frac{2E}{3R_s}, \quad i_{a\infty} = 0 \quad \text{sau} \quad L_d = \frac{hR_s}{i_{a0}} \sum_{k=0}^N i_{ak} \quad (2.3.1-3)$$

O soluție pentru determinarea inductanței  $L_q$  este impunerea în (2.3.1-2) a condiției [Andr94a]: iv)  $\theta = -\pi/2$ , condiție realizată după energizarea schemei din fig.2.3.1\_1a și rotirea forțată din exterior a rotorului cu  $-\pi/(2p)$ , urmată de blocarea mecanică a rotorului (cuplând frâna). Din (2.3.1-2) rezultă  $i_q = i_a$  și  $i_d = 0$ . Aplicând condiția de scurtcircuit (ii), se achiziționează curentul  $i_a$ , apoi se integrează a doua ecuație din (2.3.1-1) și se obține pentru  $L_q$  aceeași expresie (2.3.1-3) ca pentru  $L_d$ .

În concluzie, pentru determinarea inductanțelor  $L_d, L_q$  se utilizează proba stingerii curentului în axa  $d$ , respectiv  $q$ , cu mașina în repaus. În cadrul acesteia, se achiziționează, cu o perioadă de eșantionare corespunzătoare, curentul  $i_a(t)$  în regim tranzitoriu până când  $i_a$  atinge câteva procente din  $i_{a0}$ , startând achiziția sincron cu realizarea condiției de scurtcircuit, după care se efectuează numeric integrala din relația (2.3.1-3).

O a doua soluție pentru determinarea inductanței  $L_d$  este prezentată în schema din fig.2.3.1\_1b, în care tensiunea continuă  $E$  sau o sursă de curent constant  $I$ , alimentează fazele  $b$  și  $c$  legate în serie. În această situație rotorul se va deplasa automat în poziția  $\theta = \pi/2$  și deci  $i_q = i_a = 0$  și cum  $i_b = -i_c$ , din (2.3.1-2) rezultă că  $i_d = 2/\sqrt{3} i_b$ , cu  $i_{b0} = E/(2R)$ . Calculul inductanței  $L_d$  se face similar cu relația (2.3.1-3) în care în locul lui  $i_a$  se folosește  $i_b$ , la efectuarea integralei.

*Observația 2.3.1-1.* Fixând diferite valori pentru curentul inițial  $i_{a0}$  se pot ridica experimental curbele  $L_d, L_q$  funcție de  $i_{a0}$ . Aceste dependențe dau informații cu privire la saturarea inductivităților respective.

Fenomenul de stingere a curentului de la valori tot mai mari ale acestuia conduce la fluxuri remanente tot mai mari în mașină și deci apar erori. Pentru a elimina acest efect de histererezis, este util ca după fixarea curentului  $i_{a0}$  să se inverseze sensul curentului de câteva ori pentru a se anihila fluxul remanent din mașină [Bold91b].

### Determinarea fluxului magnetului permanent $\lambda_0$ prin proba de mers în gol

O soluție o constituie proba de mers în gol. Particularizând în relația (2.2.1-3):  $i_d = 0$ ,  $i_q = 0$  și deci  $u_d = 0$ , și cum din transformarea Park  $u_a = -u_q \sin\theta$ , se obține:

$$\lambda_0 = \frac{u_q}{\omega} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{aef}}}{p \Omega} \quad (2.3.1-4)$$

Mașina se antrenează mecanic din exterior cu o turație  $\Omega$  constantă, cunoscută sau măsurată. Mașina este în regim de generator, și prin măsurarea tensiunii efective induse între două faze  $U_{ab}$  se determină  $u_q$ , după care se calculează  $\lambda_0$  cu relația (2.3.1-4).

### **2.3.2. Determinarea experimentală a parametrilor mecanici**

#### Determinarea momentului de inerție echivalent $J$

O soluție o constituie o probă de accelerare a mașinii, cu plecare din repaus ( $\Omega_0 = 0$ ), la un cuplu controlat  $T_e = \text{constant}$ , având cuplul mecanic util  $T_L = 0$ . Cum în general, factorul de frecări vâscoase se poate neglija ( $B \cong 0$ ), din (2.1.3-4) rezultă:

$$J d\Omega / dt = T_e \quad \text{deci: } J = T_e t_1 / \Omega_1 \quad (2.3.2-1)$$

unde  $\Omega_1$  este turația măsurată la momentul  $t_1$ , în zona de mișcare cu accelerație constantă.

#### Determinarea factorului de frecări vâscoase $B$

O soluție o constituie o probă de oprire liberă ( $T_e = 0$ ), fără cuplu de sarcină ( $T_L = 0$ ), plecând de la o turație cunoscută  $\Omega(0) = \Omega_0$ . Se achiziționează  $\Omega$  și din (2.1.3-4) rezultă prin integrare, cu  $\Omega_{\infty} = 0$

$$B = J \Omega_0 / \int_0^{\infty} \Omega dt \quad (2.3.2-2)$$

### **2.3.3. Concluzii**

În acest paragraf s-au prezentat metode ingineresti eficiente de determinare experimentală a parametrilor modelului de ordin 4 (2.2.1-3) al MSMP și anume:

- probe de stingere a curentului în axa  $d$  sau  $q$  cu mașina în repaus, pentru determinarea inductanțelor sincrone  $L_d$ ,  $L_q$  considerând mașina cu nul neaccesibil;
- proba de mers în gol, pentru determinarea fluxului magnetului permanent  $\lambda_0$ ;
- proba de accelerare la cuplu controlat, pentru determinarea momentului de inerție  $J$ ;
- proba de oprire liberă fără cuplu de sarcină, pentru determinarea coeficientului de frecări vâscoase  $B$ .

Parametrii modelului matematic al MSMP se utilizează pe larg în analiza și proiectarea sistemelor de conducere pentru acționări cu MSMP. Unele dintre metodele prezentate de determinare experimentală a parametrilor MSMP au fost aplicate în cadrul tezei și anume: determinarea inductivităților sincrone  $L_d$  și  $L_q$ , și determinarea momentului de inerție echivalent redus la arbore  $J$ .

## 2.4. Modelul inverterului de tensiune

În mod uzual, inverterul din structura unei acționări cu MSMP este un inverter de tensiune trifazat, realizat cu elemente de comutație statică rapide, de exemplu IGBT. Acest inverter poate fi modelat utilizând trei funcții de comutație binară:  $S_a, S_b, S_c \in \{0, 1\}$ . Funcția binară  $S_a$ , pentru faza  $a$ , se definește astfel:  $S_a = 1$  dacă faza  $a$  este conectată la borna plus a sursei de tensiune continuă  $V_{dc}$  de la intrarea inverterului și  $S_a = 0$  dacă faza  $a$  este conectată la borna minus a sursei.

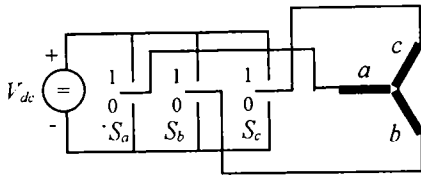


Fig.2.4\_1 Modelul inverterului de tensiune

În mod similar se definesc și funcțiile  $S_b$  și  $S_c$  pentru fazele  $b$  și  $c$  (fig.2.4\_1). Neglijând timpul mort la comutația inverterului, vectorul tensiune statorică  $\mathbf{u}_s$  în referențialul  $\alpha\beta$  este de tip discret având opt valori vectoriale  $\mathbf{u}_s = V_i(S_a, S_b, S_c)$ ,  $i = 0-7$ . Șase vectori au modul constant și poziții fixate succesiv la  $\pi/3$  radiani:

$$\mathbf{u}_s = 2/3 V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3}, \quad k = 1 \dots 6, \quad (2.4-1)$$

Doi vectori sunt nuli:  $V_0(0,0,0)$  și  $V_7(1,1,1)$ , deoarece în aceste situații fazele mașinii sunt în scurtcircuit fiind conectate fie la borna minus a sursei de tensiune continuă de la intrarea inverterului, fie la borna plus.

În referențialul  $abc$ , vectorul tensiune statorică  $\mathbf{u}_s (u_a, u_b, u_c)$  are componentele [Xue 91]:

$$\begin{aligned} u_a &= 1/3 V_{dc} (2S_a - S_b - S_c) \\ u_b &= 1/3 V_{dc} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_c &= 1/3 V_{dc} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (2.4-2)$$

În referențialul  $\alpha\beta$ , vectorul tensiune statorică  $\mathbf{u}_s (u_\alpha, u_\beta)$  se obține din (2.4-2) cu ajutorul transformării  $abc \rightarrow \alpha\beta$  și are componentele:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= 1/3 V_{dc} (2S_a - S_b - S_c) \\ u_\beta &= 1/\sqrt{3} V_{dc} (S_b - S_c) \end{aligned} \quad (2.4-3)$$

În concluzie, modelul matematic simplificat al inverterului de tensiune stabilește legătura dintre funcțiile de comutație binară  $S_a, S_b, S_c$  -livrate de sistemul de conducere al inverterului funcție de o anumită strategie, și vectorul tensiune statorică  $\mathbf{u}_s (u_a, u_b, u_c)$ . Indiferent de metoda de conducere utilizată, comanda curentă a inverterului de tensiune se materializează prin generarea unui cuvânt de 3 biți ( $S_a, S_b, S_c$ ).

Acest model al inverterului de tensiune cu vectori discreți se utilizează în strategii de conducere vectorială, ca de exemplu în conducerea directă în cuplu și flux (paragraful 3.3) și în simulări. Sunt situații, de exemplu în conducerea fără senzori de mișcare a MSMP (capitolul 6), care necesită cunoașterea vectorului tensiune statorică. Din relațiile (2.4-2) sau (2.4-3) se poate estima vectorul tensiune statorică  $\mathbf{u}_s$  din funcțiile de comutație binară  $S_a, S_b, S_c$  livrate de sistemul de conducere al inverterului, eventual măsurând tensiunea  $V_{dc}$  și prin urmare se elimină traductoarele de tensiune statorică de pe fazele mașinii.



### 3. METODE DE CONDUCERE VECTORIALĂ A MSMP

În ultimul deceniu, în scopul obținerii unor performanțe ridicate pentru acționări cu MSMP se utilizează metode moderne de conducere: conducerea vectorială în curent, conducerea vectorială cu orientare după câmp, și recent, conducerea vectorială directă în cuplu și flux.

Metodele de conducere vectorială în curent au la bază criteriile de optim pentru elaborarea vectorului de curent prescris  $i^*$  funcție de cerința de cuplu  $T_e^*$ .

Conducerea vectorială cu orientare după câmp are la bază conducerea decuplată cu două bucle de reglare principale paralele: o buclă de reglare după cuplu (rapidă) și o buclă de reglare după modulul fluxului din întrefier (mai lentă). În acest caz performanțele dinamice ale acționării se îmbunătățesc radical, deoarece menținând constant fluxul în mașină, constantele de timp relativ mari aferente circuitelor fluxului nu mai intervin în răspunsul tranzitoriu în cuplu.

Conducerea vectorială directă în cuplu și flux conduce direct cuplul electromagnetic și vectorul flux statoric din mașină folosind un tabel al comutațiilor optime pentru comanda inverterului de tensiune. Această metodă inginerească asigură un răspuns rapid, o funcționare în gamă extinsă de turații, o rejectare eficientă a perturbațiilor și o implementare relativ simplă.

#### 3.1. Metode de conducerea vectorială în curent

Performanțele sistemelor de acționare a MSMP cu turație reglabilă, precum și capacitatea cerută inverterului de tensiune, depind în mare măsură de metoda de conducere utilizată și de geometria rotorului. În acest paragraf se analizează cinci metode de conducere vectorială în curent pentru acționări cu MSMP [Take88], [Mori90a]. În esență, metodele de conducere prezentate impun anumite criterii de optim care se materializează prin controlul unghiului de sarcină  $\beta$  funcție de cuplul dorit, deci prin controlul vectorului curent statoric  $i(i_d, i_q)$  determinat de impunerea componentelor  $i_d$  și  $i_q$  prescrise. Pentru fiecare metodă se studiază: cuplul electromagnetic, capacitatea inverterului, factorul de putere, factorul de demagnetizare în funcție de modulul vectorului curent statoric  $I_0$  și de geometria rotorului ( $\rho = L_q/L_d$ ). În final se trag concluzii utile cu privire la alegerea optimă a metodei de conducere în funcție de cerințele impuse.

##### 3.1.1. Definirea mărimilor pentru studiul comparativ al metodelor de conducere

În referențialul rotoric  $dq$ , componentele  $i_d$  și  $i_q$  ale curentului statoric  $i$  se pot exprima funcție de modulul curentului statoric  $I_0$  și unghiul de sarcină  $\beta$ , definit ca unghi dintre vectorul curent statoric  $i$  și axa  $q$  (fig.3.1.1\_1).

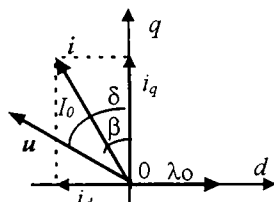


Fig.3.1.1\_1. Vectorul  $i(I_0, \beta)$

$$i_d = -I_0 \sin\beta, \quad (3.1.1-1)$$

$$i_q = I_0 \cos\beta$$

Ecuatiile tensiunii statorice în *regim permanent* ale MSMP sunt:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = I_0 \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin\beta \\ \cos\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \lambda_0 \end{bmatrix} \quad (3.1.1-2)$$

Cuplul electromagnetic  $T_e$  se poate exprima funcție de  $I_0$  și  $\beta$ . Din (2.1.2-9) și (3.1.1-1) rezultă:

$$T_e = 3/2 p I_0 [ \lambda_0 \cos \beta + 1/2 (L_q - L_d) I_0 \sin 2\beta ] \quad (3.1.1-3)$$

unde, primul termen reprezintă cuplul datorită magnetului permanent (MP), iar al doilea termen reprezintă cuplul de reluctanță.

Se definesc următorii coeficienți importanți în analiza eficienței metodelor de conducere:

a.) Coefficientul de tensiune  $K$  este definit ca raport între modulul tensiunii statorice în sarcină și respectiv fără sarcină ( $I_0 = 0$ ) și deci din (3.1.1-2) rezultă:

$$K = \frac{U_0}{\omega \lambda_0} = \frac{\sqrt{u_d^2 + u_q^2}}{\omega \lambda_0}, \text{ sau}$$

$$K = \frac{1}{\omega \lambda_0} \sqrt{(R I_0 \sin \beta + \omega L_q I_0 \cos \beta)^2 + (R I_0 \cos \beta - \omega L_d I_0 \sin \beta + \omega \lambda_0)^2} \quad (3.1.1-4)$$

Acest coeficient caracterizează capacitatea inverterului de tensiune. Dacă  $K$  este mare, se cere o largă capacitate în tensiune a inverterului.

b.) Coefficientul de demagnetizare  $\xi$  este definit ca raport între fluxul de reacție pe axa  $d$  și fluxul  $\lambda_0$  al MP, deci:

$$\xi = -\frac{L_d i_d}{\lambda_0} = \frac{L_d I_0 \sin \beta}{\lambda_0} \quad (3.1.1-5)$$

Dacă  $\xi$  este mare și intensitatea câmpului magnetic coercitiv al MP nu este suficientă, atunci MP se poate demagnetiza ireversibil, rezultând o scădere a cuplului electromagnetic.

c.) Factorul de putere  $\cos \phi$ , unde  $\phi = \delta - \beta$  este unghiul între vectorii  $u$  și  $i$  este:

$$\cos \phi = \cos (\delta - \beta) \quad (3.1.1-6)$$

$$\tan \delta = -\frac{u_d}{u_q} = \frac{R I_0 \sin \beta + \omega L_q I_0 \cos \beta}{R I_0 \cos \beta - \omega L_d I_0 \sin \beta + \omega \lambda_0} \quad (3.1.1-7)$$

Acești trei coeficienți definiți mai sus și ecuația cuplului (3.1.1-3) decid caracteristicile de performanță ale MSMP și capacitatea de tensiune a inverterului. Ecuațiile de definiție prezentate conțin parametri MSMP și anume:  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $\lambda_0$ ,  $R$ .

În scopul exprimării acestor ecuații independent de parametri absoluți ai MSMP, se utilizează mărimile normate, scrise cu caractere drepte:  $I_0$ ,  $T_e$ ,  $R$ .

$$I_0 = \frac{L_d}{\lambda_0} I_0, \quad T_e = \frac{T_e}{3p \lambda_0^2 / 2L_d}, \quad R = \frac{R}{\omega L_d}, \quad \rho = \frac{L_q}{L_d} \quad (3.1.1-8)$$

Coefficientul  $\rho$  caracterizează geometria rotorului:  $\rho \cong 1$  (MP izotrop) pentru rotor MP cu poli plini și  $\rho > 1$  pentru rotor MP cu poli înecați (MP anizotrop).

Dacă turația  $\omega$  nu este prea mică, se poate neglija  $R$  în relația (3.1.1-2) și deci ecuațiile (3.1.1-3) - (3.1.1-7) se rescriu în formă normată funcție de  $I_0$  și  $\beta$  astfel:

$$T_e = I_0 [ \cos\beta + 1/2 ( \rho - 1 ) I_0 \sin 2\beta ] \quad (3.1.1-9)$$

$$K = \sqrt{(1 - I_0 \sin\beta)^2 + (\rho I_0 \cos\beta)^2} \quad (3.1.1-10)$$

$$\xi = I_0 \sin\beta \quad (3.1.1-11)$$

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\rho I_0 \cos\beta}{1 - I_0 \sin\beta} \quad (3.1.1-12)$$

### 3.1.2. Metode optimizate de conducere vectorială în curent

Prin controlul unghiului de sarcină  $\beta$  funcție de cuplul dorit  $T_e^*$  -proporțional cu  $I_0$ , deci prin controlul vectorului curent statoric, impunând anumite criterii de optim, se obțin caracteristici de performanță remarcabile pentru MSMP.

Pentru toate cele 5 metode de conducere vectorială în curent pentru MSMP considerate în continuare se urmărește găsirea relației între  $I_0$  și  $\beta$  în condițiile unui criteriu de optim impus.

#### (i) Metoda de conducere cu $i_d = 0$

Această metodă impune  $\beta=0$  și deci din (3.1.1-9) rezultă  $I_0 = T_e$ , adică modulul curentului este proporțional cu cuplul electromagnetic. Cum  $i_d = 0$ , rezultă  $i_q = I_0$ . Din (3.1.1-11) rezultă  $\xi = 0$  și deci demagnetizarea MP nu există. Din (3.1.1-12) rezultă  $\operatorname{tg}\delta = \rho I_0$  adică unghiul  $\delta$  între vectorul  $\mathbf{u}$  și axa  $q$  crește cu sarcina, și de asemenea  $U_0$  crește, fiind deci cerută o largă capacitate a invertoarelor (3.1.1-4). Din (3.1.1-6) rezultă  $\delta = \phi$  și considerând relațiile de mai sus rezultă:

$$\phi = \operatorname{arctg}(\rho T_e) \quad (3.1.2-1)$$

*Observația 3.1.2-1.* Cum unghiul  $\phi$  poate fi calculat ușor din  $\mathbf{u}$  și  $i$  măsurate în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , rezultă o idee de conducere interesantă, fără a utiliza traductoare de mișcare [Andr94a]. Pentru o turație  $\Omega = \omega/p$  impusă prin fixarea pulsatiei  $\omega$  a curenților statorici printr-o prescriere  $\Omega^*$  în rampă cu limitare, se poate introduce o buclă de reglare după  $\phi$ : prescrierea este  $\phi^* = \operatorname{arctg}(\rho T_e^*)$  conform (3.1.2-1), unde  $T_e^*$  se obține la ieșirea regulatorului de turație, iar mărirea de reacție este  $\phi$  calculată din  $\mathbf{u}$  ( $S_a, S_b, S_c$ ) cu (2.4-3) și  $i$  măsurat.

#### (ii) Metoda de conducere cu factor de putere unitar $\cos\phi = 1$

Din (3.1.1-6) această condiție este realizată pentru  $\beta = \delta$  și deci rezultă:

$$I_0 = \frac{\sin\beta}{\sin^2\beta + \rho\cos^2\beta} \quad (3.1.2-2)$$

#### (iii) Metoda de conducere având cuplu liniar dependent de curent

Pentru îndeplinirea condiției  $T_e = I_0$  este necesar ca în (3.1.1-9) paranteza dreaptă [...] să fie egalată cu 1, și deci rezultă:

$$I_0 = \frac{2(1 - \cos\beta)}{(\rho - 1)\sin 2\beta} \quad (3.1.2-3)$$

(iv) Metoda de conducere cu flux rezultant  $\lambda = \text{constant}$

În regim permanent, în referențialul rotoric  $dq$ , neglijând rezistența statorică  $R$  rezultă:  
 $u \equiv j\omega\lambda$  și impunând condiția  $\lambda = \lambda_0 = \text{constant}$ , pentru oricare  $I_0$ , rezultă  $U_0 \equiv \omega \lambda_0$ , adică din  
 (3.1.1-4)  $K = 1$  și din (3.1.1-10) rezultă:

$$I_0 = \frac{2 \sin\beta}{\sin^2\beta + \rho^2 \cos^2\beta} \quad (3.1.2-4)$$

(v) Metoda de conducere cu cuplu maxim pentru un curent dat

Această optimizare se obține din (3.1.1-3) impunând condiția ca  $dT_e/d\beta = 0$  și  $d^2T_e/d^2\beta < 0$   
 [Mori93b].

$$\beta = \arcsin \frac{-1 + \sqrt{1 + 8(\rho - 1)^2 I_0^2}}{4(\rho - 1)I_0} \quad (3.1.2-5)$$

Metoda se poate aplica în zona de cuplu maxim constant. Pentru  $\rho = 1$  rezultă  $\beta = 0$ , din  
 (3.1.1-3).

În concluzie, unghiul de sarcină  $\beta$  rezultă funcție de modulul curentului  $I_0$  din relațiile neliniare (3.1.2-2) - (3.1.2-5) corespunzător metodelor de conducere (ii-v), având ca și parametru coeficientul  $\rho$ .  $I_0$  este proporțional cu cuplul dorit  $T_e^*$  disponibil la ieșirea regulatorului de turație. Pentru metoda (i),  $\beta = 0$  pentru oricare  $I_0$ , pe când la celelalte metode  $\beta$  crește cu  $I_0$ . Relațiile dintre  $\beta$  și  $I_0$  sunt afectate de configurația geometrică a rotorului prin coeficientul  $\rho$ .

O soluție de implementare a sistemului de conducere a MSMP folosind oricare din metodele de conducere (i-v) este prezentată în schema bloc din fig.3.1.2\_1.

Amplitudinea  $I_0^*$  a curentului se obține la ieșirea regulatorului de turație  $R\omega$ ,  $I_0^* \sim T_e^*$ . Unghiul  $\beta$  este tabelat într-o memorie conform relației stabilite  $\beta(I_0^*)$ . Sistemul de curenți trifazați simetrici prescriși  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$  se obține prin proiecția vectorului  $i^*$  pe axele  $a, b, c$ :

$$\begin{aligned} i_a^* &= I_0^* \sin(\theta_r + \beta) \\ i_b^* &= I_0^* \sin(\theta_r + \beta - 2\pi/3) \\ i_c^* &= -(i_a^* + i_b^*) \end{aligned} \quad (3.1.2-6)$$

Implementarea acestei transformări [Mori93a] se poate realiza prin tabelarea celor două funcții sinus în memorii EPROM care sunt adresate cu  $\theta^* = \theta_r + \beta$ , unde  $\theta_r$  este obținut de la

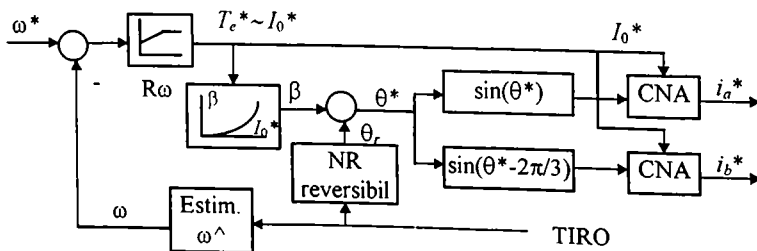


Fig.3.1.2\_1. Sistem de conducere vectorială în curent

un traductor de poziție al rotorului ( $\theta_r$ ) aliniat cu fluxul  $\lambda_0$ , iar înmulțirile din (3.1.2-6) se pot realiza cu convertoare numeric analogice (CNA) care înmulțesc o mărime analogică  $I_0^*$  cu o mărime numerică  $\sin(\cdot)$ , rezultatul fiind o mărime analogică. În această situație regulatoarele de curent pe faze se implementează în tehnică analogică.

### 3.1.3. Analiza comparativă a metodelor. Concluzii

Caracteristicile de performanță ale MSMP sunt afectate de metoda de conducere vectorială în curent folosită ( $i-v$ ) și de configurația geometrică a rotorului  $\rho$ . Având la bază relațiile din paragraful 3.1.2, se prezintă un studiu comparativ asupra dependenței cuplului  $T_e$ , a factorului de tensiune  $K$ , a factorului de putere  $\cos\phi$  și a coeficientului de demagnetizare  $\xi$  în funcție de curentul  $I_0$  pentru coeficienți  $\rho$  tipici, pentru metodele de conducere ( $i-v$ ).

#### a.) Cazul $\rho > 1$ , tipic $\rho = 2$

La metoda de conducere ( $i$ ), cuplul  $T_e$  este proporțional cu  $I_0$  iar  $\xi = 0$ . De aceea performanțele în cuplu sunt foarte bune, iar demagnetizarea MP nu există. Ca dezavantaj, factorul de tensiune  $K$  crește și factorul de putere descrește rapid cu creșterea sarcinii  $I_0$  rezultând cerința unei largi capacități a inverterului.

La metoda de conducere ( $ii$ ), raportul cuplu/curent este mic și are un maxim, cuplul  $T_e$  fiind limitat. Tensiunea  $U_0$  nu crește cu creșterea sarcinii  $I_0$ .

La metoda de conducere ( $iii-v$ ), cuplul  $T_e$  este proporțional cu  $I_0$  și se obține un factor de putere bun. Metoda ( $v$ ) generează cuplu maxim la un curent dat deci are un optim energetic.

Capacitatea cerută a inverterului este mai mică la metodele ( $ii$ ) și ( $iv-v$ ).

Coeficientul de demagnetizare este relativ mare la metodele ( $ii-v$ ), fapt de care se ține cont pentru a preveni demagnetizarea ireversibilă a MP. Se recomandă folosirea MP cu o intensitate mare a câmpului magnetic coercitiv, cum sunt MP cu pamânturi rare [Mori90a].

#### b.) Cazul $\rho = 1$

Metodele ( $i$ ) și ( $v$ ) sunt identice. La metoda de conducere ( $ii$ ) caracteristicile pentru  $K$  și  $\cos\phi$  sunt asemănătoare cu cele de la cazul  $\rho = 2$ . La metodele ( $iii-iv$ ),  $\cos\phi$  se înrăutățește și  $\xi$  este mai mic.

O comparație concisă între metodele de conducere în curent studiate în acest paragraf, funcție de  $\rho$  și mărimile definite în paragraful 3.1.1, se prezintă în tabelul 3.1.3-1, în care notațiile au următoarele semnificații: E - excelent; B - bun; M - mediu; S - slab; N - necorespunzător.

Se reamintesc notațiile pentru metodele de conducere:

( $i$ )  $i_d = 0$ ;      ( $ii$ )  $\cos\phi = 1$ ;      ( $iii$ )  $T_e \sim I_0$ ;      ( $iv$ )  $\lambda = \lambda_0$ ;      ( $v$ )  $T_e/I_0$  - maxim

Tabel 3.1.3-1. Comparație între metodele de conducere vectorială în curent a MSMP

$\rho$	$\rho > 1$					$\rho = 1$					$\rho < 1$				
	$i$	$ii$	$iii$	$iv$	$v$	$i$	$ii$	$iii$	$iv$	$v$	$i$	$ii$	$iii$	$iv$	$v$
metoda de conducere	$i$	$ii$	$iii$	$iv$	$v$	$i$	$ii$	$iii$	$iv$	$v$	$i$	$ii$	$iii$	$iv$	$v$
cuplu electromag. $T_e$	E	N	E	B	E	E	N	E	M	E	E	N	E	E	E
factor de tensiune $K$	N	E	B	E	E	S	E	S	E	S	B	E	N	E	M
factor de putere $\cos\phi$	N	E	B	B	B	S	E	S	M	S	B	E	S	B	B
coef.de demagnet. $\xi$	E	S	S	S	S	E	S	E	S	E	E	M	B	B	B

Concluziile privind metodele de conducere vectorială în curent a MSMP sunt:

- 1.) Metoda de conducere în curent a MSMP se alege ținând cont de coeficientul  $\rho = L_q/L_d$  care caracterizează geometria rotorului.
- 2.) Metoda de conducere (i) cu  $i_d = 0$ , are performanțe foarte bune pentru cuplu,  $T_e$  fiind proporțional cu curentul  $I_0$ , iar demagnetizarea nu apare. Ca dezavantaj, însă capacitatea cerută inverterului este mare. Această metodă se recomandă pentru MSMP cu  $\rho \leq 1$ . Pentru  $\rho = 1$  metoda (i) este identică cu metoda (v)  $T_e/I_0$  - maxim.
- 3.) Metoda de conducere (ii) cu  $\cos\phi = 1$ , are raportul cuplu/curent mic și caracteristica cuplului este neliniară, deci performanțele în cuplu sunt slabe. Această metodă nu se recomandă pentru acționări cu turație reglabilă, dar este bună pentru acționări cu turație constantă, pentru care cerințele privind capacitatea inverterului sunt mici.
- 4.) Metodele de conducere (iii)  $T_e \sim I_0$ , (iv)  $\lambda = \lambda_0 = \text{constant}$  și (v)  $T_e/I_0$  - maxim, au performanțe asemănătoare. Ele se recomandă pentru MSMP cu  $\rho > 1$  pentru care caracteristica de cuplu este practic liniară, iar capacitatea cerută inverterului este comparativ mai mică.

## 3.2. Conducerea vectorială cu orientare după câmp

### 3.2.1. Principiul conducerii vectoriale cu orientare după câmp

Conducerea vectorială cu orientare după câmp (CVOC) a mașinilor de curent alternativ (m.c.a.), numită și conducere transvector, este o metodă de conducere modernă, performantă, tratată pe larg în literatura de specialitate [Leon85], [Kele89], [Măgu90], [Bold92], [Bose97b].

Principiul CVOC pentru m.c.a. are la bază conducerea decuplată după două bucle de reglare principale paralele: o buclă de reglare după cuplu (rapidă) și o buclă de reglare după modulul fluxului din întrefier (mai lentă). În acest caz performanțele dinamice ale m.c.a. se îmbunătățesc radical, deoarece menținând constant fluxul în mașină, constantele de timp relativ mari aferente circuitelor fluxului nu mai intervin în răspunsul tranzitoriu în cuplu, cuplul fiind mărirea de ieșire esențială din subsistemul electromagnetic.

Ideea conducerii vectoriale cu orientare după câmp a m.c.a. își are originea în analogia cu conducerea mașinii de curent continuu (m.c.c.) cu excitație derivație și anume: la flux de excitație constant, în cazul plasării periiilor pe axa neutră, cuplul electromagnetic este direct proporțional cu curentul rotoric. Principiul de funcționare al m.c.c. asigură decuplarea intrinsecă a celor două bucle de reglare de cuplu și flux, mărimile scalare de execuție fiind tensiunea din circuitul rotoric, și respectiv tensiunea din circuitul de excitație.

Problema fundamentală care se pune la CVOC este: *cum să se asigure decuplarea celor două bucle de reglare de cuplu și flux?*

Problema se ridică pentru că m.c.a. sunt mașini conduse vectorial, mărirea de execuție fiind sistemul trifazat simetric de tensiuni (de curenți) și deci nu se dispune direct de mărimi de execuție care să controleze decuplat cele două mărimi esențiale de conducere -cuplul și fluxul în mașină. Pentru aceasta, în mod natural, să examinăm relația cuplului  $T_e$  din (2.1.2-8):

$$T_e = 3/2 p \text{Im} (\lambda^* \mathbf{i}) \quad (3.2.1-1)$$

*relație valabilă în orice referențial.* În vederea decuplării procesului de reglare, particularizăm relația (3.2.1-1) pentru un referențial  $d_e q_e$  fix față de rotor, cu axa reală  $d_e$  fixată de-a lungul

fluxului din întrefier  $\lambda$ . Această alegere motivează denumirea de conducere vectorială cu orientare după câmp. Cum  $\lambda_{de} = \lambda$  și  $\lambda_{qe} = 0$ , deci:

$$T_e = 3/2 p (\lambda_{de} i_{qe} - \lambda_{qe} i_{de}) = 3/2 p \lambda i_{qe} \quad (3.2.1-2)$$

Pentru MSMP fără colivie de amortizare, în referințialul  $dq$  vectorul flux  $\lambda$  are expresia:

$$\lambda = \lambda_0 + L_d i_d + j L_q i_q \quad (3.2.1-3)$$

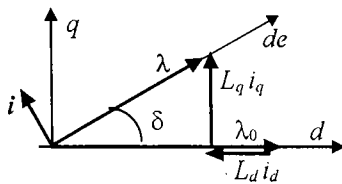


Fig.3.2.1\_1. Referențiale  $dq$  și  $d_e q_e$

Diagrama vectorială aferentă relației vectoriale (3.2.1-3) este prezentată în fig.3.2.1-1 unde  $\delta$  este unghiul între vectorul flux  $\lambda$  (axa  $d_e$ ) și axa  $d$ , iar  $\theta$  este unghiul electric al rotorului măsurat cu un traductor de poziție  $\theta = p\theta_r$ ,  $\theta_r$  fiind poziția unghiulară mecanică a rotorului.

Din relația (3.2.1-2) se observă că pentru  $\lambda = \text{constant}$ , cuplul  $T_e$  este direct proporțional cu componenta  $i_{qe}$ , iar modulul  $\lambda$  al fluxului rezultat poate fi controlat prin componenta  $i_{de}$ .

În concluzie, problema decuplării procesului de reglare de cuplu și flux la m.c.a. se realizează în referințialul rotorului  $d_e q_e$  astfel:

- pentru bucla de reglare de cuplu mărimea de execuție este componenta  $i_{qe}$  a curentului;
- pentru bucla de reglare de flux mărimea de execuție este componenta  $i_{de}$  a curentului.

### 3.2.2. Structura de conducere

Concluziile din paragraful 3.2.1, privind decuplarea procesului de reglare în două bucle de reglare paralele pentru cuplu și flux, conduc la o variantă de structură de conducere vectorială cu orientare după câmpul din întrefier prezentată în fig.3.2.2\_1.

Ieșirea regulatorului de turație  $R\omega$  este proporțională cu cuplul de referință  $T_e^*$  și deci cu componenta  $i_{qe}^*$  așa cum rezultă din (3.2.1-2).

*Observatia 3.2.2-1.* La ieșirea oricărui regulator de mișcare (de poziție sau de turație) se obține o mărime proporțională cu cuplul de referință dorit  $T_e^*$ , deoarece modificări ale turației se obțin acționând asupra cuplului activ dezvoltat de mașină (vezi legea a II-a a dinamicii

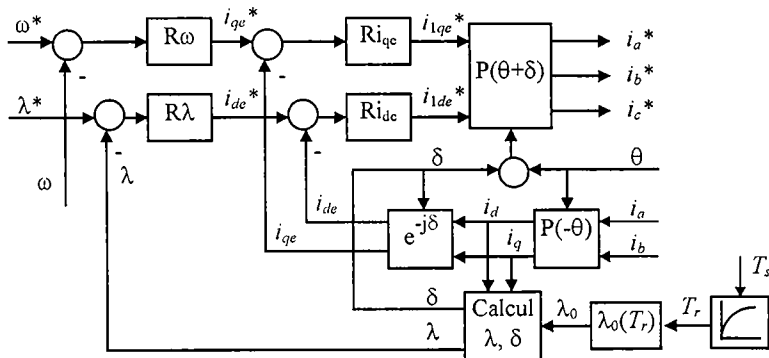


Fig.3.2.2\_1. Structură de conducere vectorială cu orientare după câmp

solidului rigid aflat în mișcare de rotație (2.1.3-1)). Deci, mărimea de execuție pentru controlul mărimilor cinematice  $\theta$ ,  $\omega$  este cuplul electromagnetic  $T_e$ .

Ieșirea regulatorului de flux  $R\lambda$  este proporțională cu componenta  $i_{de}^*$ . Erorile corespunzătoare curenților  $i_{de}$ ,  $i_{qe}$  sunt prelucrate de bucle de reglare interioare realizate cu regulatoarele  $Ri_{qe}$  și  $Ri_{de}$ . În scopul obținerii curenților echivalenți  $i_{de}$ ,  $i_{qe}$  din curenții statorici măsurati  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  se utilizează transformările de coordonate prezentate în paragraful 2.1.1:  $abc \rightarrow dq$  -transformata Park  $P(-\theta)$  și  $dq \rightarrow d_c q_c$  -transformata de rotație  $e^{j\delta}$  de unghi  $\delta$ .

Pentru obținerea curenților prescriși în referențialul statoric  $abc$  se utilizează transformata Park inversă  $P(\theta+\delta)$ ,  $d_c q_c \rightarrow abc$ . Aceste transformări implică măsurarea unghiului  $\theta$  cu un traductor de poziție, respectiv calculul unghiului  $\delta$ .

O soluție de realizare a blocului de calcul pentru  $\lambda$  și  $\delta$  lucrează în referențialul rotorici  $dq$  și livrează cele două mărimi conform relațiilor:

$$\lambda_{d} = \lambda_0 + L_d i_d, \quad \lambda_{q} = L_q i_q \quad (3.2.2-1)$$

$$\lambda = \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2}, \quad \sin\delta = \lambda_q / \lambda, \quad \cos\delta = \lambda_d / \lambda \quad (3.2.2-2)$$

Unghiul  $\delta$  poate fi calculat din (3.2.2-2), dar acest lucru nu este necesar deoarece în transformările de coordonate care utilizează  $\delta$  apar funcțiile  $\sin\delta$  și  $\cos\delta$  și deci se utilizează direct valorile acestora date de (3.2.2-2).

Deoarece fluxul magnetului permanent  $\lambda_0$  variază cu temperatura rotorică  $T_r$  [Măgu90], [Pill91], dependența  $\lambda_0(T_r)$  se poate tabela într-o memorie EPROM. În cazul uzual când dependența  $\lambda_0(T_r)$  este liniară, calculul este mai simplu și se face direct. Cum  $T_r$  nu se poate măsura direct,  $T_r$  se calculează funcție de temperatura statorică  $T_s$ , temperatură care se poate măsura direct, spre exemplu, cu o termorezistență plasată în stator. Funcția de transfer  $T_r/T_s$  se aproximează cu cea a unui element de transfer de ordin unu (PT1) având constanta de timp  $T_i$  de ordinul minutelor [Bose88]:

$$\frac{T_r(s)}{T_s(s)} = \frac{1}{1 + s T_i} \quad (3.2.2-3)$$

*În concluzie*, din punct de vedere informațional, structura de conducere vectorială cu orientare după fluxul din întrefier, prezentată în fig.3.2.2\_1, are:

- mărimi de conducere (de prescriere): turația prescriasă  $\Omega^*$  și modulul fluxului prescriș  $\lambda^*$ ;
- mărimi de reacție măsurate: poziția  $\theta$ , viteza  $\Omega$ , curenții  $i_a$ ,  $i_b$ , temperatura statorică  $T_s$ ;
- mărimi de ieșire: curenții prescriși  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$ ;
- mărimi de perturbație: cuplul de sarcină, tensiunea de alimentare a inverterului, temperatura rotorică, saturația magnetică.

Structura prezentată este dependentă de parametrii electromagnetici ai MSMP:  $\lambda_0$ ,  $L_d$  și  $L_q$  (3.2.2-1), (3.2.2-2) care se modifică cu temperatura și saturația.

*Observația 3.2.2-2.* Având în vedere că există regulatoare de curent în referențialul rotorici  $d_c q_c$ , nu mai sunt necesare regulatoare de curent din referențialul statoric  $abc$ . Comanda inverterului de tensiune se poate realiza folosind principiul modulației în durată (PWM) cu un semnal modulator triunghiular de frecvență ridicată (zeci de kHz).



### 3.2.3. Decuplarea curent-tensiune

Sistemele de conducere prezentate până acum folosesc conducerea în curent. Alte variante perfecționate de conducere, dezvoltate în ultimul deceniu, folosesc decuplarea curent-tensiune [Schr91b], [Levi91], [Roby92], [Roby94], [Kra94], [Mori94a], [Andr94a], [Andr96c] cu avantajul compensării perturbației  $\omega$  în subsistemul electromagnetic (vezi observația 2.1.4-1) în scopul decuplării conducerii pe cele două axe  $d, q$ . Ecuțiile aferente subsistemului electromagnetic în referențialul rotoric  $dq$  sunt (2.2.1-3), care se reiau mai jos:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_o \end{bmatrix} \quad (3.2.3-1)$$

În vederea decuplării subsistemului electromagnetic de subsistemul mecanic se compensează în (3.2.3-1) termenii neliniari care conțin viteza  $\omega$  ca și perturbație. Considerând condiția de realizabilitate fizică, comanda  $u_d^*$  conține doi termeni: primul este proporțional cu componenta  $i_d^*$  dorită, iar cel de-al doilea conține termenul de compensare neliniară  $\omega L_{qo} i_q$ . Comanda  $u_q^*$  conține de asemenea doi termeni: primul este proporțional cu componenta  $i_q^*$  dorită, iar cel de-al doilea conține termenul de compensare neliniară  $\omega(\lambda_o + L_{do} i_d)$ . În concluzie, comanda în tensiune livrată de blocul de decuplare curent-tensiune va fi:

$$\begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} = R_o \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_{qo} \\ \omega L_{do} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{o0} \end{bmatrix} \quad (3.2.3-2)$$

unde:  $R_o, \lambda_{o0}, L_{do}$  și  $L_{qo}$  sunt valorile estimate ale parametrilor corespunzători. Schema bloc a părții aferente decuplării curent-tensiune este prezentată în fig.3.2.3\_1, unde mărimile  $\omega, i_q, i_d$  sunt mărimi de reacție.

În situația de acordare ideală, atunci când valorile estimate ale parametrilor din (3.2.3-2) coincid cu valorile reale din (3.2.3-1) și considerând inverterul de tensiune ideal, adică  $u = u^*$ , se obține pentru ansamblul bloc de decuplare curent-tensiune, inverter de tensiune și MSMP, următorul model cu două canale independente, decuplate tip PT1:

$$\frac{1}{R} \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (3.2.3-3)$$

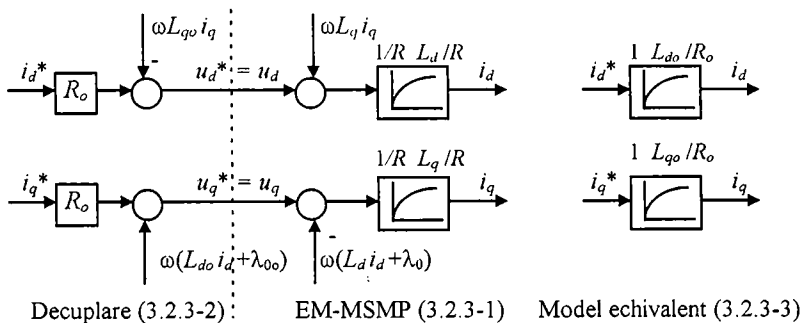


Fig.3.2.3\_1. Principiul decuplării curent-tensiune

În concluzie, blocul de decuplare curent-tensiune (3.2.3-2) decuplează subsistemul electromagnetic de subsistemul mecanic prin compensarea termenilor care conțin perturbația  $\omega$  din (3.2.3-1), rezultând un model (3.2.3-3) liniar, decuplat, tip PT1 pentru subsistemul electromagnetic. În această situație, proiectarea reguletoarelor  $R\omega$  și  $R\lambda$  din fig.3.2.2\_1 se simplifică, partea fixată pentru reguletoare fiind procese de tip PT1. Această structură este dependentă de estimarea parametrilor electromagnetici  $R_o$ ,  $\lambda_{o0}$ ,  $L_{do}$  și  $L_{qo}$ , dar chiar fără ca estimarea să fie ideală, efectul compensării este benefic [Andr96c].

### 3.2.4. Concluzii

Conducerea vectorială cu orientare după fluxul din întrefier a MSMP constă în esență în conducerea decuplată prin două bucle de reglare paralele: una pentru cuplu (rapidă) și alta pentru flux (mai lentă). Mărimile de execuție corespunzătoare celor două bucle sunt curenții  $i_{qe}$ , respectiv  $i_{de}$  într-un referențial fix față de rotor cu axa  $d_c$  de-a lungul fluxului rezultat.

Această metodă de conducere asigură un răspuns dinamic foarte rapid - de exemplu, pentru MSMP cu puteri de ordinul kW, răspunsul în cuplu la semnal treaptă este  $t_r = n \times msec$ . În consecință, perioada de eșantionare  $h$  pentru sistemul numeric de conducere este cu un ordin de mărime mai mică și deci este  $h = n \times 100 \mu sec$ .

Implementarea sistemului de conducere este relativ complexă datorită unui volum mare de calcule în timp real (tipic  $h = 100 \mu s$ ): transformări de coordonate, calculul modulului fluxului  $\lambda$  și al unghiului  $\delta$ , determinarea dependenței  $\lambda_o(T_s)$ , calcule aferente celor patru reguletoare. Ca urmare, implementarea se realizează cu sisteme de calcul rapide (eventual sisteme multimicroprocesor) și anume: procesoare de semnal în virgulă fixă sau mobilă (ex. -familia TMS320 a firmei Texas Instruments), procesoare de semnal cu resurse de microcontroler TMS320F240, procesoare cu set redus de instrucții (RISC), procesoare specializate pe aplicație, sau microcontrolere pe 16 biti (de exemplu familia MCS'96 a firmei INTEL). Pentru MSMP conduse cu curenți trapezoidali, cu o strategie de conducere mult mai simplă s-a realizat, spre exemplu, procesorul de ax integrat HCTL-1100 al firmei Hewlett Packard.

Conform observației 3.2.2-2, nu sunt necesare reguletoare de curent în referențialul  $abc$ .

În paragraful 3.2.3 s-a arătat că prin introducerea blocului de decuplare curent-tensiune dat de relațiile (3.2.3-2), în cazul ideal, se obține o decuplare totală a subsistemului electromagnetic de cel mecanic. Subsistemul electromagnetic se reduce la un sistem liniar cu două canale independente, decuplate intrare-ieșire de tip PT1 (3.2.3-3) pentru cele două axe  $d, q$ . Această realizare asigură performanțe dinamice îmbunătățite, în special privind răspunsul la perturbații de cuplu, și o proiectare simplă a reguletoarelor de turație și de flux, cu toate că decuplarea este dependentă de estimarea parametrilor electromagnetici.

## 3.3. Conducere vectorială directă în cuplu și flux

Sistemele de conducere vectorială în curent și cele cu orientare după câmp au la bază criteriul de optim pentru elaborarea vectorului de curent prescris  $i^*$  funcție de cerința de cuplu  $T_c^*$ . La turații ridicate, la trecerea din zona de cuplu constant în zona de putere constantă (slăbire de câmp) apar însă întârzieri în răspunsul în curent datorită intrării în limitare a reguletoarelor de curent din cauza reducerii rezervei de tensiune a invertoarelor. Ca urmare apar degradări ale performanțelor de regim dinamic și staționar. O rezolvare a acestei probleme constă în folosirea conducerii combinate curent-tensiune, dar cu un efort de calcul ridicat și unele probleme la trecerea dintr-un regim în altul [Dhao90], [Mori90b], [Bold92], [Mori94c].

Conducerea vectorială directă în cuplu și flux (CVDCF) conduce direct cuplul electromagnetic și vectorul flux statoric din mașină folosind un tabel al comutațiilor optime pentru comanda inverterului de tensiune. Această metodă inginerească asigură un răspuns rapid, o funcționare în gamă extinsă de turații, o rejectare eficientă a perturbațiilor și o implementare relativ simplă. Metoda CVDCF este de dată relativ recentă, a fost aplicată mai întâi de I. Takahashi la conducerea mașinii de inducție cu rotor în colivie [Taka86], fiind generalizată de I. Boldea pentru conducerea oricărei mașini electrice [Bold88]. În [Bold91a] se prezintă CVDCF pentru o mașină sincronă cu reluctanță variabilă, cu simulări extensive. Aplicații ale CVDCF la MSMP sunt de dată foarte recentă: [Andr94c], [Andr95], [Andr96a], [Fren96b], [Zhon97], [Rahm97]. Acest fapt este confirmat și de lucrarea de referință asupra stadiului conducerii acționărilor cu MSMP [Jahn94] în care CVDFC a MSMP nu apare.

### 3.3.1. Principiul conducerii vectoriale directe în cuplu și flux. Structura de conducere

Schema de principiu a CVDCF este prezentată în fig.3.3.1\_1 [Bold92]. CVDCF are la bază conducerea directă a mașinii după cele două mărimi esențiale -cuplul  $T_e$  și fluxul  $\lambda$ -, prin regulatoare bipoziționale sau tripoziționale cu histereză care comandă direct ( $S_{abc}$ ) vectorul tensiunii statorice livrat către inverterul de tensiune (INV) prin intermediul unei tabel al comutațiilor optime.

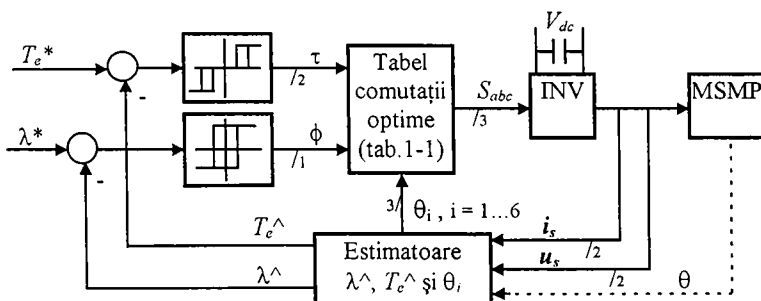


Fig.3.3.1\_1. Schema de principiu a CVDCF

Ideea fundamentală a CVDCF se concretizează prin următoarele două aspecte majore:

- i. Mașina electrică se conduce urmărind două deziderate esențiale concretizate prin bucle de reglare independente pentru cuplu și flux statoric, bucle care lucrează în paralel;
- ii. Elementul de execuție final este inverterul de tensiune care este comandat în ultimă instanță prin selecția stării cheilor din puntea trifazată.

*Problema fundamentală* care se pune la CVDCF este: *care este dependența dintre tendințele de modificare pentru cuplu și flux -livrate de sistemul de conducere- și starea cheilor inverterului de tensiune?*

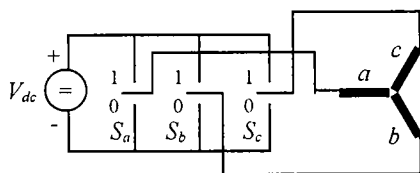


Fig.3.3.1\_2. Model inverter de tensiune

Pentru aceasta, să analizăm mai întâi funcționarea inverterului de tensiune al cărui model a fost prezentat în paragraful 2.4 și este reluat concis în fig.3.3.1\_2. Se definește funcția de comutare binară  $S_a \in \{0, 1\}$  pentru faza  $a$  astfel:  $S_a = 1$  atunci când cheia  $S_a$  este închisă la plusul sursei de alimentare;  $S_a = 0$  atunci când cheia  $S_a$  este închisă la minusul sursei.

Cheia  $S_a$  este un comutator basculant realizat fizic din cele două tranzistoare de pe un braț al punții trifazate corespunzătoare fazei  $a$ . În mod similar se definesc și celelalte funcții de comutare binare  $S_b$  și  $S_c$ . Funcție de starea celor trei funcții  $S_a, S_b, S_c$  se pot genera opt vectori discreți de tensiune statorică  $\mathbf{u}_s = 2/3 V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3}$ ,  $k = 1..6$ , adică  $V_k(S_a, S_b, S_c)$  cu  $k = 0..7$ , dintre care șase vectori au modul constant și poziții fixate succesiv cu  $\pi/3$  în planul referențialului  $\alpha\beta$  (fig.3.3.1\_3a), iar doi vectori sunt nuli:  $V_0(0,0,0)$  și  $V_7(1,1,1)$ .

Componentele vectorului tensiune statorică  $\mathbf{u}_s$  în referențialul statoric  $abc$  se pot exprima analitic într-o forma concisă funcție de starea comutatoarelor  $S_a, S_b, S_c$  și de tensiunea continuă de alimentare a invertoareului  $V_{dc}$  [Xue 91].

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.3.1-1)$$

În referențialul statoric  $\alpha\beta$  componentele vectorului  $\mathbf{u}_s$  se determină din (3.3.1-1) cu ajutorul transformării de coordonate  $abc \rightarrow \alpha\beta$  rezultând:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.3.1-2)$$

Relațiile (3.3.1-1) sau (3.3.1-2) modelează invertoareul de tensiune într-o formă simplificată (vezi și paragraful 2.4), utilă în simulări și în proiectare. S-a neglijat timpul mort al invertoareului, frecvența de comutație a acestuia fiind de ordinul zecilor de  $kHz$ , tipic 10-20  $kHz$ .

Principiul CVDCF are la bază ecuația vectorială a tensiunii exprimată în referențialul  $\alpha\beta$ .

$$\lambda_s^\circ = \mathbf{u}_s - R \mathbf{i}_s, \quad \lambda_s(0) = \lambda_{s0} \quad (3.3.1-3)$$

Dacă  $R \mathbf{i}_s \ll \mathbf{u}_s$ , relație valabilă la turații nu prea mici, se poate neglija  $R \mathbf{i}_s$  și prin integrarea relației (3.3.1-3) rezultă relația vectorială care arată evoluția vectorului  $\lambda_s$  funcție de  $\mathbf{u}_s$ .

$$\lambda_s = \lambda_{s0} + \int_0^t \mathbf{u}_s dt \quad (3.3.1-4)$$

În intervalul de timp  $t \in [0, t_1]$  dintre două comutații succesive ale invertoareului, vectorul discret de tensiune  $\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_s(S_a, S_b, S_c)$  este constant ca amplitudine și orientare fiind fixat de starea cheilor invertoareului  $S_a, S_b, S_c$  și prin urmare relația (3.3.1-4) devine:

$$\lambda_s = \lambda_{s0} + \mathbf{u}_s(S_a, S_b, S_c) t, \quad t \in [0, t_1] \quad (3.3.1-5)$$

Această relație vectorială fundamentală pentru CVDCF reprezintă legătura vectorială directă dintre evoluția fluxului statoric și starea comutatoarelor invertoareului de tensiune.

Planul  $\alpha\beta$  în care evoluează vectorul de tensiune  $\mathbf{u}_s$  se împarte, într-o primă aproximație, în șase sectoare  $\theta_i$ ,  $i = 1..6$ . Fiecare sector este de  $\pi/3$  radiani și are ca bisectoare vectorul  $V_i$  corespunzător (fig.3.3.1\_3a). Fie spre exemplu situația când vectorul flux  $\lambda_{s0}$  se află în sectorul  $\theta_1$ . Vectorii optimi de tensiune  $\mathbf{u}_s = V_i(S_a, S_b, S_c)$  posibil a fi aplicați și efectele lor privind evoluția vectorului flux statoric  $\lambda_s$ , dată de relația (3.3.1-5) și a cuplului electromagnetic sunt

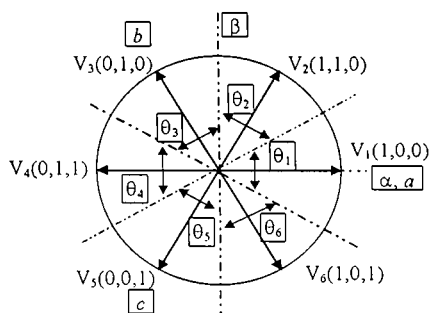


Fig.3.3.1\_3a. Vectorii discreți  $V_i(S_a, S_b, S_c)$

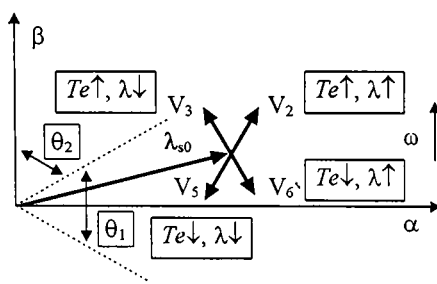


Fig.3.3.1\_3b. Vectorii optimi de tensiune și efectele lor asupra evoluției  $Te$  și  $\lambda_s$

prezentați în fig.3.3.1\_3b [Bold92]. Dacă se aplică un vector de tensiune nul, din (3.3.1-5) rezultă:  $\lambda_s = \lambda_{s0}$ , deci fluxul se oprește păstrând o amplitudine constantă. În realitate modulul fluxului descreește lent datorită termenului  $Ri_s$ , care a fost neglijat în (3.3.1-5) și în consecință cuplul descreește lent.

Concluziile care rezultă din analiza figurii 3.3.1-3b, considerând cazul general când  $\lambda_{s0}$  se află în sectorul  $\theta_i$ , sunt [Andr94b], [Andr94c]:

- i.) Vectorii de tensiune din sectorul  $\theta_i$  și cel opus acestuia nu se folosesc pentru că nu discriminează în mod univoc, pe întreg sectorul  $\theta_i$ , cerința de evoluție a cuplului.
- ii.) Pentru accelerarea cuplului în sensul de rotație dat se aleg vectorii de tensiune din primele două sectoare care urmează lui  $\theta_i$  în acest sens, respectiv în sens opus -pentru decelerare.
- iii.) Pentru creșterea fluxului statoric se aleg vectorii de tensiune imediat vecini sectorului  $\theta_i$ , iar pentru descreeșterea fluxului se aleg vectorii mai îndepărtați de sectorul  $\theta_i$ .

Comanda directă a comutatoarelor invertorului de tensiune se realizează prin alegerea optimă a tripletului  $(S_a, S_b, S_c)$  funcție de:

- 1.) -eroarea de cuplu, aplicată de exemplu unui regulator tripozițional cu histereză cu ieșirea  $\tau(1, 0, -1)$ ;
- 2.) -eroarea de flux, aplicată de exemplu unui regulator bipozițional cu histereză cu ieșirea  $\phi(1, 0)$ ;
- 3.) -sectorul  $\theta_i$ ,  $i = 1 \dots 6$  în care se află vectorul flux  $\lambda_s$ .

Convențiile privind acțiunea dorită a variabilelor de la ieșirea reguletoarelor sunt:

- $\tau = 1$  - cuplul va crește;  $\tau = 0$  - cuplul rămâne nemodificat;  $\tau = -1$  - cuplul va descreește.  
 $\phi = 1$  - fluxul va crește;  $\phi = 0$  - fluxul va descreește.

Luând în considerație concluziile privind alegerea vectorilor de tensiune statorică  $u_s = V_i(S_a, S_b, S_c)$  funcție de cerințele de evoluție ale cuplului și fluxului (fig.3.3.1\_3b), rezultă tabelul 3.3.1-1 de comutații optime. Tabelul se poate implementa într-o memorie care are ca intrări

Tabelul 3.3.1-1. Tabel de comutații optime

$\phi, \tau$	$\theta_i$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$
$\phi = 1$	$\tau = 1$	1 1 0	0 1 0	0 1 1	0 0 1	1 0 1	1 0 0
	$\tau = 0$	0 0 0	1 1 1	0 0 0	1 1 1	0 0 0	1 1 1
	$\tau = -1$	1 0 1	1 0 0	1 1 0	0 1 0	0 1 1	0 0 1
$\phi = 0$	$\tau = 1$	0 1 0	0 1 1	0 0 1	1 0 1	1 0 0	1 1 0
	$\tau = 0$	1 1 1	0 0 0	1 1 1	0 0 0	1 1 1	0 0 0
	$\tau = -1$	0 0 1	1 0 1	1 0 0	1 1 0	0 1 0	0 1 1

șase biți de adresă (doi biți pentru  $\tau$ , un bit pentru  $\phi$ , și trei biți pentru  $\theta_i$ ) și care are ca ieșiri trei biți de dată care indică starea comutatoarelor inverterului ( $S_a, S_b, S_c$ ).

*Observația 3.3.1-1.* Tabelul 3.3.1-1 este valabil atât pentru mașina de inducție cu rotor în colivie [Taka86], pentru mașina sincronă cu reluctanță variabilă [Bold91a], cât și pentru MSMP [Andr94c] deoarece statorul acestor mașini este în principiu identic, iar CVDCF conduce mașina luând în considerare fluxul statoric.

*Observația 3.3.1-2.* Dacă în scopul obținerii unui răspuns rapid și robust în bucla de mișcare se folosesc algoritmi de reglare cu moduri alunecatoare (sliding mode) cu funcția de comutare tip releu bipozițional, atunci regulatorul de cuplu poate lipsi. Variabila  $\tau$  se va lua de la ieșirea regulatorului de mișcare și deci este implicit de forma  $\tau(1, 0)$ . În acest caz regulatorul de flux se poate modifica din regulator bipozițional cu histereză în tripozițional cu histereză. Pentru această situație rezultă un alt tabel al comutațiilor optime obținut în mod similar [Bold91a].

*Observația 3.3.1-3.* În scopul unui control mai fin al vectorului  $\lambda_s$ , numărul de sectoare  $\theta_s$  se poate extinde, de exemplu: la 12 [Bold92], sau la 24 [Kazm91].

Frânarea recuperativă este asigurată direct, fără intervenție în schemă, prin simpla reducere a prescrierii de turație, fapt care duce la o referință de cuplu  $T_e^*$  de semn opus.

Pentru MSMP apare problema *estimării poziției inițiale* a fluxului magnetului permanent, deci a axei  $d$ . O soluție simplă este ca la pornire să se comande inverterului de tensiune cu un vector de tensiune predeterminat fixat, de exemplu  $V_1(1,0,0)$ , aplicat repetitiv în impulsuri cu durata de câteva milisecunde, fapt care va aduce rotorul într-o poziție cunoscută, în acest caz  $\theta = 0$ . La pornirea acționării, mai întâi se fixează prescrierea de turație la zero până când fluxul statoric ajunge la o valoare impusă, adică până când bucla lentă de reglare a fluxului ajunge în regim permanent. După aceea se aplică prescrierea de turație dorită.

Cum CVDCF conduce direct mașina în cuplu, și după modulul și poziția fluxului statoric, prin urmare este necesară estimarea cuplului și a vectorului flux.

### 3.3.2. Estimarea fluxului și a cuplului

Estimarea fluxului și a cuplului electromagnetice se poate face în două moduri funcție de modelele matematice ale MSMP folosite în cele două referențiale: (i.) referențialul rotoric  $dq$ , sau (ii.) referențialul statoric  $\alpha\beta$ .

#### (i.) Estimator de flux în referențialul rotoric $dq$ .

Considerând MSMP fără colivie de amortizare, estimata vectorului flux  $\lambda^{\wedge}$  este dată de (3.3.2-1) cu componentele (3.3.2-2). Estimata modulului  $\lambda^{\wedge}$  și estimata unghiului  $\gamma^{\wedge}$  al fluxului  $\lambda^{\wedge}$  față de axa reală  $d$  rezultă din (3.3.2-3).

$$\lambda^{\wedge} = \lambda_{0o} + L_{do} i_d + j L_{qo} i_q \quad (3.3.2-1)$$

$$\lambda_d^{\wedge} = \lambda_{0o} + L_{do} i_d, \quad \lambda_q^{\wedge} = L_{qo} i_q \quad (3.3.2-2)$$

$$\lambda^{\wedge} = \sqrt{\hat{\lambda}_d^2 + \hat{\lambda}_q^2}, \quad \gamma^{\wedge} = \arcsin(\lambda_q^{\wedge} / \lambda^{\wedge}) \quad (3.3.2-3)$$

Curenții  $i_d, i_q$  se obțin din curenții statorici mășurați utilizând transformările de coordonate:  $abc \rightarrow \alpha\beta \rightarrow dq$ .

Sectorul  $\theta$ , unde se află vectorul flux estimat se determină în referențialul  $\alpha\beta$  din unghiul de poziție  $\theta_{\lambda^{\wedge}}$  al lui  $\lambda^{\wedge}$  care este  $\theta_{\lambda^{\wedge}} = \theta + \gamma^{\wedge}$ ,  $\theta$  fiind poziția electrică măsurată a rotorului.

Estimata cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$  se calculează din relația:

$$T_e^{\wedge} = 3/2 p i_q [ \lambda_{0o} - (L_{qo} - L_{do}) i_d ], \quad L_{do} < L_{qo} \quad (3.3.2-4)$$

Transformarea de rotație  $\alpha\beta > dq$  utilizată la determinarea în referențialul rotoric  $dq$  a vectorului curent statoric  $i_s(i_d, i_q)$  necesită cunoașterea poziției  $\theta$  provenită, de exemplu, de la un traductor de poziție de tip TIRO sau rezolver.

*Observația 3.3.2-1.* Pentru determinarea unghiului  $\gamma^{\wedge}$  s-a utilizat funcția arcsin și nu arctg pentru că argumentul celei dintâi este cuprins în intervalul  $[0, 1]$ , pe când la cea de-a doua argumentul este cuprins între  $[-\infty, \infty)$ . Cum aceste funcții sunt de obicei tabelate în memorii, rezultă o precizie mult mai bună de reprezentare pentru arcsin comparativ cu arctg pentru aceeași capacitate de memorie folosită.

(ii.) *Estimator de flux în referențialul statoric  $\alpha\beta$ .*

În acționările mai puțin pretențioase privind turațiile mici, în scopul scăderii costului acționării, se utilizează estimarea fluxului și cuplului în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , fapt care nu necesită un traductor de poziție. Din ecuația de tensiune (3.3.1-3) rezultă estimatele componentelor vectorului flux  $\lambda_s^{\wedge}(\lambda_{\alpha}^{\wedge}, \lambda_{\beta}^{\wedge})$  (3.3.2-5), estimatele modulului  $\lambda^{\wedge}$  precum și a poziției  $\theta_{\lambda^{\wedge}}$  vectorului flux fiind date în (3.3.2-6).

$$\lambda_{\alpha}^{\wedge} = \int (u_{\alpha} - R i_{\alpha}) dt, \quad \lambda_{\beta}^{\wedge} = \int (u_{\beta} - R i_{\beta}) dt \quad (3.3.2-5)$$

$$\lambda^{\wedge} = \sqrt{\lambda_{\alpha}^2 + \lambda_{\beta}^2}, \quad \theta_{\lambda^{\wedge}} = \arcsin(\lambda_{\beta}^{\wedge} / \lambda^{\wedge}) \quad (3.3.2-6)$$

La turații mici, apar probleme aferente integratoarelor pure (3.3.2-5) datorită modificării rezistenței  $R$  cu temperatura, precum și datorită prezenței offsetului la măsurarea curenților și tensiunilor. Pentru estimări mai precise se pot folosi următoarele procedee: se ia în considerație dependența rezistenței statorice  $R$  cu temperatura; se înlocuiesc integratoarele cu elemente PT1 cu erorile de aproximare corespunzătoare; se folosesc estimatoare și observatoare de flux prezentate în paragraful 4.2.

Estimata cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$  este dată de relația:

$$T_e^{\wedge} = 3/2 p (\lambda_{\alpha}^{\wedge} i_{\beta} - \lambda_{\beta}^{\wedge} i_{\alpha}) \quad (3.3.2-7)$$

Curenții și tensiunile în referențialul statoric  $\alpha\beta$  se obțin din curenții și tensiunile fazelor  $a, b, c$  cu ajutorul transformării de coordonate  $abc > \alpha\beta$ . Pentru determinarea vectorului curent statoric  $i_s$  sunt necesare doar două traductoare de curent pe faze, deoarece curenții  $i_a, i_b, i_c$  nu sunt liniar independenți. Pentru configurația în stea, acești curenți satisfac relația:  $i_a + i_b + i_c = 0$ .

*Observația 3.3.2-2.* Vectorul tensiune statorică  $u_s$  poate fi determinat conform relațiilor (3.3.1-1), (3.3.1-2) fără a folosi traductoare de tensiune pe faze, măsurând eventual doar tensiunea continuă  $V_{dc}$  de la intrarea inverterului de tensiune. Tensiunile pe faze  $u_a, u_b, u_c$  sunt fixate de tripletul stărilor comutatoarelor inverterului de tensiune  $S_a, S_b, S_c$ , stări pe care sistemul de conducere le comandă, deci implicit aceste stări se cunosc. Apare însă ca problemă considerarea compensării, în principal, a tensiunii de saturație a elementelor de comutație și a timpului mort al inverterului.

O altă variantă pentru determinarea vectorului  $\mathbf{u}_s$  este folosirea a doar două traductoare de tensiune pe faze, din considerente similare cu cele prezentate la determinarea vectorului  $\hat{i}_s$ .

**Observația 3.3.2-3.** Pentru cazul estimării fluxului și cuplului în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , în relațiile (3.3.2-5) - (3.3.2-7) nu intervin inductanțe și nici fluxul magnetului permanent  $\lambda_0$ . Rezultă că aceste relații includ fenomenul de saturație a circuitelor magnetice ale MSMP, și deci se recomandă din acest punct de vedere implementarea cu varianta (ii).

**Observația 3.3.2-4.** Pentru determinarea tabelului comutațiilor optime pentru invertorul de tensiune este necesară doar cunoașterea numărului asociat sectorului de  $\pi/3$  radiani  $\theta_i$ ,  $i = 1..6$  unde se afla  $\lambda_s^\wedge$ . Aceasta se poate realiza prin compararea  $\theta_\lambda^\wedge = \arctg(\lambda_p^\wedge/\lambda_\alpha^\wedge)$  cu limitele impuse pentru fiecare sector. O soluție simplă constă numai în compararea semnelor pentru  $\lambda_\alpha^\wedge$ ,  $\lambda_p^\wedge$  și  $(\sqrt{3}|\lambda_p^\wedge| - |\lambda_\alpha^\wedge|)$ , astfel că sectorul  $\theta_i$  se obține din tabelul 3.3.2-1 [Bold92].

Tabel 3.3.2-1. Determinarea sectorului  $\theta_i$

sign $\lambda_\alpha^\wedge$	+	+	-	-	-	+
sign $\lambda_p^\wedge$		+	+		-	-
sign $(\sqrt{3} \lambda_p^\wedge  -  \lambda_\alpha^\wedge )$	-	+	+	-	+	+
$\theta_i$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$

În concluzie, structurile de calcul pentru estimatoare de flux  $\lambda^\wedge$ , cuplu  $T_e^\wedge$  și sector  $\theta_i$ , corespunzător metodelor (i.) și (ii.) sunt prezentate în figurile 3.3.2\_1a, respectiv 3.3.2\_1b. Estimările în referențialul rotoric  $dq$  depind de parametrii electromagnetici:  $\lambda_0$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  și necesită cunoașterea poziției  $\theta$ . Estimările în referențialul statoric  $\alpha\beta$  depind de rezistența statorică  $R$ , necesită cunoașterea tensiunii statorice  $\mathbf{u}_s$ , dar prezintă probleme cu integratoarele pure.

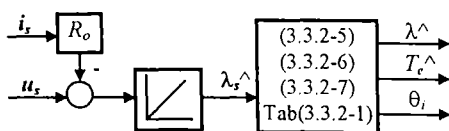


Fig.3.3.2\_1a. Estimatoare în  $\alpha\beta$

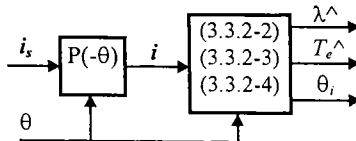


Fig.3.3.2\_1b. Estimatoare în  $dq$

### 3.3.3. Concluzii

Sistemele de conducere vectorială directă în cuplu și flux CVDFC pentru MSMP sunt puțin tratate în literatura de specialitate fiind de dată foarte recentă, autorul aplicând pentru prima dată principiul CVDCF la conducerea MSMP. O problemă esențială este estimarea fluxului și a cuplului electromagnetic într-o gamă largă de turații, în special la turații mici.

Performanțe comparative între răspunsul în cuplu cu CVDCF și cu conducerea vectorială cu orientare după câmp (CVOC) pentru o mașină de inducție cu rotor în colivie de 1 kW arată că răspunsul este rapid în ambele cazuri, dar cu aproximativ 30% mai lent în cazul CVDCF ( $t_r \cong 4$  ms), dar în schimb pulsațiile în cuplu sunt mai mici fiind controlate direct [Taka86].

În cazul unei mașini sincrone cu reluctanță variabilă de 1,5 kW cu CVDFC și regulator de turație cu moduri alunecatoare [Bold91a], rezultatele simulării arată că se asigură o conducere robustă într-o gamă extinsă de turație (0,2-12.000 rpm) fără o adaptare specială a structurii.

Pentru o MSMP de 0,5 kW cu CVDCF, rezultatele de simulare [Andr94c] dovedesc un răspuns rapid în cuplu. Utilizarea unor observatoare robuste de flux și cuplu electromagnetic



cu modele combinate de tensiune și curent [Andr95], [Andr96a], prezentate în paragraful 4.2.3, asigură performanțe ridicate ale acționării inclusiv la turații mici și la variații reale în limite largi ale parametrilor acționării.

Problemele care apar la conducerea MSMP cu CVDCF și care pot fi îmbunătățite sunt:

- estimarea mai exactă a fluxului și a cuplului electromagnetic cu ajutorul observatoarelor de stare, în special la turații mici;
- îmbunătățirea tabelului comutațiilor optime prin considerarea unui număr mai mare de sectoare  $\theta$ , analizate;
- utilizarea suplimentară a unei modulări în durată PWM, cu folosirea vectorului de tensiune zero în cadrul unei perioade de eşantionare, în scopul îmbunătățirii pulsațiilor la turații mici;
- compensarea timpului mort al inverterului;
- utilizarea informațiilor de curent continuu ( $V_{dc}$ ,  $I_{dc}$ ) de la intrarea inverterului de tensiune, asociate cu starea comutatoarelor inverterului, în scopul determinării curenților și tensiunilor statorice;
- conducerea fără traductoare de mișcare.

## 4. ESTIMATOARE DE STARE ȘI PERTURBAȚIE PENTRU CONDUCEREA MSMP

Estimarea stării și a perturbației constituie o problemă majoră în conducerea performantă a acționărilor electrice. Problema se pune în cazul când aceste mărimi nu sunt măsurabile, sau se dorește funcționarea fără traductoare de mărimi specificate.

Estimatoarele au la bază modele ale proceselor conduse. Funcția lor este de a estima mărimi nemăsurabile din alte mărimi măsurabile.

Estimatoarele se pot clasifica în două categorii principale:

- i.) *estimatoare fără corecție* (fără reacție), sau mai pe scurt *-estimatoare*.
- ii.) *estimatoare asimptotice sau observatoare* (cu reacție) care dispun de o corecție predictivă în scopul asigurării unei convergențe mai rapide și a unei mai bune robusteți de estimare la variația parametrilor sistemului și la perturbații exogene.

În conducerea specifică a MSMP, funcție de cerințe, se întâlnesc următoarele tipuri de estimatoare care se prezintă, se analizează și se dezvoltă în teză:

1. Estimatoare de viteză și accelerație din poziția măsurată care se folosesc în regulatoare de mișcare -poziție / viteză-, regulatoare după stare, regulatoare cu moduri alunecatoare, etc.;
2. Estimatoare de poziție și viteză din curenți și tensiuni statorice măsurate care se folosesc în conducerea fără traductoare de mișcare (capitolul 6);
3. Estimatoare de flux și cuplu electromagnetic care se folosesc în conducerea vectorială cu orientare după câmp și conducerea vectorială directă în cuplu și flux;
4. Estimatoare de perturbații care se folosesc în compensatoare de perturbație echivalentă.

### 4.1. ESTIMATOARE DE VITEZĂ ȘI ACCELERAȚIE

În practica conducerii acționărilor electrice este necesar deseori estimarea derivatelor unor mărimi măsurabile, spre exemplu estimarea vitezei  $\omega$  și accelerației  $\varepsilon$  din informația de poziție  $\theta$

$$\omega = \dot{\theta}, \quad \varepsilon = \ddot{\theta} \quad (4.1-1)$$

Câteva cazuri concrete unde se folosesc aceste estimări sunt: regulatoare de poziție și/sau de viteză, regulatoare după stare, regulatoare cu moduri alunecătoare, sisteme de conducere fără traductoare specifice, etc.

#### 4.1.1. Estimatoare de derivate de ordin $m$ cu tehnica filtrării

O soluție pentru a obține estimatele  $\omega^{\wedge}$ ,  $\varepsilon^{\wedge}$  din  $\theta$ , este utilizarea operatorului de derivare. Se prezintă două direcții de abordare pentru estimatoare de derivate de ordin  $m$ .

i.) Cum elementul de derivare ideal de ordin  $m$  nu este fizic realizabil datorită caracterului său pur anticipativ, se utilizează elementul de derivare real. Acesta poate fi considerat ca o inseriere de două elemente de transfer: un filtru trece-jos de ordin  $n$  (PT $n$ ), urmat de un element derivator pur  $s^m$  de ordin  $m$ , cu  $n \geq m$ .

ii.) Orice mărime fizică măsurată din proces este necesar a se filtra pentru a reduce efectul perturbațiilor asupra măsurătorilor. Deci implicit pe calea de măsură există un filtru, în caz general de ordin  $n$  (PT $n$ ). Pentru a obține derivata de ordin  $m$  a mărimii măsurate, de data aceasta și filtrate, se conectează în serie cu filtrul un element de derivare ideal de ordin  $m$ .

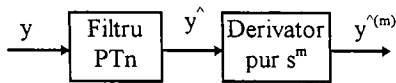


Fig.4.1.1\_1. Estimator derivată ordin  $m$

În concluzie, cele două abordări prezentate conduc la schema bloc a estimatorului de derivată de ordin  $m$  prezentată în fig.4.1.1\_1. Funcția de transfer echivalentă a estimatorului de derivată de ordin  $m$  este:

$$\frac{\hat{y}^{(m)}}{y} = \frac{a_0 s^m}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad n \geq m \quad (4.1.1-1)$$

O realizare a funcției de transfer (4.1.1-1), cu proprietăți deosebit de utile, este dată de forma canonică controlabilă prezentată în fig.4.1.1\_2. Cazul limită se obține pentru  $m = n$ .

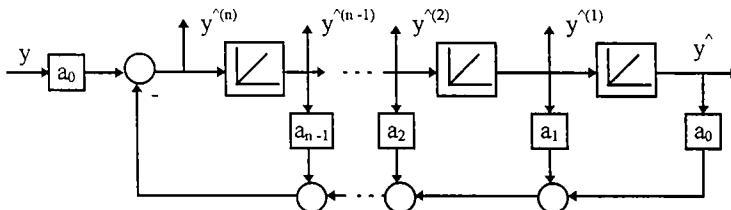


Fig. 4.1.1\_2. Estimator de derivate - formă canonică controlabilă

*Observația 4.1.1-1.* Se remarcă faptul că realizarea din fig.4.1.1\_2 generează nu numai estimata pentru derivata de ordin  $m$ , ci și toate estimatele de derivată de ordin  $1 \dots (n-1)$ , precum și mărimea măsurată filtrată. În cazul  $m = n$  estimata  $y^{(n)}$  este cea mai sensibilă la perturbații deoarece se obține la ieșirea sumatorului care are ca intrare mărimea măsurată  $y$ . O soluție care elimină acest dezavantaj este utilizarea unui estimator (4.1.1-1) cu  $n > m$ , de exemplu  $n = m+1$ .

În fig.4.1.1\_3a și fig.4.1.1\_3b se prezintă două cazuri particulare pentru estimatoare de derivată de ordin 1 și respectiv 2, cazuri care rezolvă problema de estimare din relația (4.1-1). Coeficienții filtrelor sunt notați în conformitate cu forma standard pentru elemente PT1 și PT2.

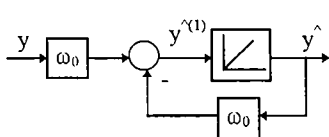


Fig.4.1.1\_3a. Estimator derivată de ordin 1

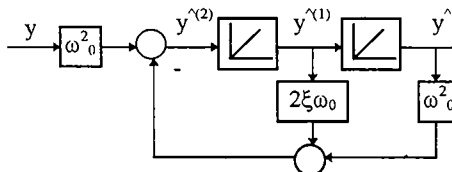


Fig.4.1.1\_3b. Estimator derivată ordin 1 și 2

*Proiectarea estimatorului* dat de relația (4.1.1-1) se realizează printr-o alocare adecvată a polilor și anume: spectrul estimatorului trebuie să fie situat la stânga spectrului sistemului condus, în semiplanul stâng operațional "s", pentru a realiza o estimare rapidă a valorilor dorite, dar nu exagerat spre stânga pentru a nu amplifica zgomotele din semnalul măsurat.

O realizare a estimatorului general de derivată de ordin  $m$  din fig.4.1.1\_2 se regăsește și în [Buhl86], unde este utilizat în conducerea cu moduri alunecătoare. Ideea prezentată în acest paragraf de obținere a estimatorului general de derivată de ordin  $m$  utilizând un filtru de rejecție a perturbațiilor pentru mărimea măsurată înseriat cu un derivator ideal (vezi fig.4.1.1\_1) și implementarea acestuia folosind forma canonică controlabilă este naturală, inginerescă și mai directă.

#### 4.1.2. Estimatoare de derivată de ordin 1 cu metode de integrare numerică

O altă soluție pentru determinarea derivatei de ordinul 1 este folosirea metodelor de integrare numerică, unde funcția de sub integrală (integrantul) este aproximată printr-un polinom de aproximare de ordin  $N$  care utilizează valorile eșantionate ale integrantului.

Estimatoare de derivată de ordin 1 în domeniul timp discret, care utilizează un polinom de aproximare de grad  $N$ , au expresiile (4.1.2-1) [Vanl85] de o deosebită frumusețe matematică:

$$\frac{\hat{y}_N}{y} = \frac{Z[s^{-(N+1)}]}{Z[s^{-(N+2)}]}, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (4.1.2-1)$$

Cazurile particulare pentru  $N = 0, 1, 2$  conduc la reguli de integrare cunoscute: regula dreptunghiului întârziată, regula trapezului (Tustin), formula lui Simpson [Prei92], [Drag87].

În tabelul 4.1.2-1 sunt date transformatele  $Z$  ale integratoarelor pure  $s^{-i}$ ,  $i = 1..6$  în vederea utilizării în relația (4.1.2-1) pentru estimarea derivatei de ordinul 1, unde  $h$  este perioada de eșantionare folosită.

Tabel 4.1.2-1. Transformatele  $Z$  [ $s^{-i}$ ]

$s^{-i}$	$Z$ [ $s^{-i}$ ]
$s^{-1}$	$z(z-1)^{-1}$
$s^{-2}$	$hz(z-1)^{-2}$
$s^{-3}$	$(1/2)h^2 z(z+1)(z-1)^{-3}$
$s^{-4}$	$(1/6)h^3 z(z^2+4z+1)(z-1)^{-4}$
$s^{-5}$	$(1/24)h^4 z(z^3+11z^2+11z+1)(z-1)^{-5}$
$s^{-6}$	$(1/120)h^5 z(z^4+26z^3+66z^2+26z+1)(z-1)^{-6}$

#### 4.1.3. Estimatoare de viteză momentană cu aproximări polinomiale

Problema care se pune este de a estima viteza momentană  $\hat{\omega}$  din viteza medie pe o perioadă de eșantionare  $\bar{\omega}$ , aceasta fiind obținută prin prelucrarea impulsurilor provenite de la un traductor de poziție incremental rotativ optic (TIRO).

În procesele tranzitorii, în cazul folosirii vitezei medii  $\bar{\omega}$  apare o întârziere între viteza reală  $\omega$  și viteza medie  $\bar{\omega}$ . Această întârziere duce la înrăutățirea stabilității sistemului în cazurile când se cere un răspuns rapid în viteză, ca de exemplu în aplicațiile unde există un cuplu de sarcină cu vibrații mecanice accentuate cum ar fi în acționări pentru mașini unelte, roboți industriali, mori de ciment, etc. Pentru a înlătura aceste dezavantaje este necesară estimarea vitezei momentane  $\hat{\omega}$  din viteza medie  $\bar{\omega}$ .

Ideea fundamentală de obținere a estimatei  $\hat{\omega}$  are la bază ipoteze apriorice privind evoluția vitezei reale  $\omega$  între puncte succesive eșantionate rezultând *estimatoare cu predicție*.

##### a.) Evoluții polinomiale ale vitezei

O primă soluție pentru a estima viteza momentană  $\hat{\omega}$  din valori ale vitezei medii  $\bar{\omega}$  o constituie considerarea unei evoluții polinomiale a vitezei [Sait88].

Fie  $\bar{\omega}_k$  valoarea medie a vitezei într-o perioadă de eșantionare  $h$  la pasul  $k$ :

$$\bar{\omega}_k = \frac{1}{h} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \omega(t) dt, \quad h = t_k - t_{k-1} \quad (4.1.3-1)$$

unde  $h$  este perioada de eșantionare constantă utilizată în bucla de viteză. Având în vedere această ipoteză, se poate reconstitui viteza momentană  $\omega_k$  la pasul  $k$  din valori măsurate ale vitezei medii  $\bar{\omega}_{k-i}$ ,  $i = 0, \dots, N$ , unde  $N$  este gradul polinomului de aproximare.

a1.) Estimator de ordin 1

Se consideră că evoluția  $\omega(t)$  între două puncte succesive de eșantionare este liniară:

$$\omega(t) = at + b \quad (4.1.3-2)$$

Ecuțiile în timp discret pentru  $\bar{\omega}_k$  și  $\omega_{k-1}$  se obțin din (4.1.3-1) și (4.1.3-2) funcție de  $\omega_k$ , după care se determină  $\bar{\omega}_{k-1}$  funcție de  $\omega_k$ , rezultând în final estimata  $\hat{\omega}_{1k}$ .

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_k &= \omega_k - \frac{ah}{2}, & \omega_{k-1} &= \omega_k - ah \\ \hat{\omega}_{1k} &= \frac{1}{2}(3\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) = \bar{\omega}_k + \frac{1}{2}(\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) \end{aligned} \quad (4.1.3-3)$$

a2.) Estimator de ordin 2

Se consideră că evoluția  $\omega(t)$  între trei puncte succesive de eșantionare este parabolică:

$$\omega(t) = at^2 + bt + c \quad (4.1.3-4)$$

Similar ca în cazul (a1), se determină din (4.1.3-1) și (4.1.3-4)  $\bar{\omega}_k$  și  $\omega_{k-1}$  funcție de  $\omega_k$ , după care se determină  $\bar{\omega}_{k-1}$  și  $\bar{\omega}_{k-2}$  funcție de  $\omega_k$ , se elimină apoi  $a$ ,  $b$  și  $c$  rezultând în final  $\hat{\omega}_{2k}$ .

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_k &= \omega_k - aht_k + \frac{1}{3}ah^2 - \frac{1}{2}bh, & \omega_{k-1} &= \omega_k - 2aht_k + ah^2 - bh \\ \hat{\omega}_{2k} &= \frac{1}{6}(11\bar{\omega}_k - 7\bar{\omega}_{k-1} + 2\bar{\omega}_{k-2}) \end{aligned} \quad (4.1.3-5)$$

a3.) Estimator simplificat de ordin 2

Utilizarea relației (4.1.3-5) necesită trei înmulțiri. În scopul reducerii timpului de calcul și având în vedere relația (4.1.3-3), se propune estimatorul simplificat de ordinul 2  $\hat{\omega}_{3k}$ , în calcule fiind necesară doar operația de deplasare:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{3k} &= \bar{\omega}_k + \frac{1}{2}(\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) + \frac{1}{2}[(\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) - (\bar{\omega}_{k-1} - \bar{\omega}_{k-2})], \\ \hat{\omega}_{3k} &= \frac{1}{2}(4\bar{\omega}_k - 3\bar{\omega}_{k-1} + \bar{\omega}_{k-2}) \end{aligned} \quad (4.1.3-6)$$

Performanțele comparative ale celor trei estimatoare de viteză momentană prezentate se analizează în domeniul frecvență în timp discret. Se introduce parametrul  $m$  care reprezintă numărul de determinări ale vitezei  $\hat{\omega}$  într-o perioadă  $T$  a semnalului sinusoidal aplicat la intrarea estimatorului,  $h$  fiind perioada de eșantionare.

$$m = T / h \quad (4.1.3-7)$$

Conform teoremei eșantionării a lui Shanon  $m \geq 2$ .

Analiza caracteristicilor de frecvență (atenuare și fază) conduce la următoarele observații:

- pentru  $m \in [2,5)$  atenuarea este supraunitară iar întârzierea de fază este pronunțată, estimarea fiind nesatisfăcătoare pentru toate cele trei estimatoare;
- pentru  $m \in [5,10]$  estimatoarele de ordin 2 au caracteristici apropiate și au o comportare satisfăcătoare practic, fără întârzieri de fază;
- pentru  $m > 10$  toate cele trei estimatoare au o comportare practic ideală.

În concluzie, se recomandă:

- i. alegerea unei perioade de eșantionare  $h$  cât mai mici astfel ca pentru cazul cel mai defavorabil (pentru frecvența maximă a perturbațiilor cuplului de sarcină) să fie îndeplinită relația:  $m \geq 5$ ;
- ii. utilizarea estimatoarelor de ordin 2: (a2) și (a3), cel mai bun fiind (a2).

Utilizarea acestor estimatoare micșorează timpul de răspuns al buclei de viteză și reduce substanțial, spre exemplu cu 50% [Sait88], efectul vibrațiilor mecanice asupra vitezei reale  $\omega$ .

### b.) Aproximări polinomiale utilizând dezvoltări în serie Taylor

O a doua soluție pentru a estima viteza momentană  $\hat{\omega}$  din valori ale vitezei medii  $\bar{\omega}$  o constituie aproximările polinomiale ale evoluției vitezei utilizând dezvoltări în serie Taylor [Brow92].

Viteza medie  $\bar{\omega}_k$  de la TIRO are expresia:

$$\bar{\omega}_k = \Delta x_k / T_k, \quad T_k = t_k - t_{k-1} \quad (4.1.3-8)$$

unde:  $\Delta x_k$  reprezintă numărul de impulsuri contorizate de la TIRO, într-un interval de timp  $T_k$ . Prin normarea expresiei (4.1.3-8) rezultă două metode de determinare a vitezei medii:

b1.) metoda măsurării frecvenței (MF) pentru care:

$$T_k = 1, \quad \bar{\omega}_k = \Delta x_k, \quad x_k(t) \quad (4.1.3-9)$$

b2.) metoda măsurării perioadei (MT) pentru care:

$$\Delta x_k = 1, \quad \bar{\omega}_k = 1 / T_k, \quad t_k(x), \quad T_k = t_k - t_{k-1} \quad (4.1.3-10)$$

Metoda expusă în continuare determină derivata unei funcții  $x(t_k)$  sau  $t(x_k)$ , în ipoteza că funcția se aproximează cu un polinom de grad  $N$  care trece exact prin valorile funcției, pentru valori specificate ale argumentului funcției.

În cazul metodei MF,  $x_k(t)$  și dezvoltarea în serie Taylor a funcției  $x_{k-i}$  în jurul valorii  $k$  este:

$$x_{k-i} = x_k + \frac{(-i)}{1!} \frac{dx_k}{dt} + \frac{(-i)^2}{2!} \frac{d^2 x_k}{dt^2} + \frac{(-i)^3}{3!} \frac{d^3 x_k}{dt^3} + \dots \quad (4.1.3-11)$$

Prin particularizarea relației (4.1.3-11) pentru  $i = 1 \dots N$  și trunchierea derivatelor de ordin superior lui  $N$ , se obține un sistem de  $N$  ecuații având ca necunoscute derivatele de ordin  $1 \dots N$ . Din acest sistem rezultă derivata de ordin 1  $dx_k/dt$  prin eliminarea derivatelor de ordin superior. Estimata de ordin  $N$  a vitezei momentane este:

$$\hat{\omega}_k \cong dx_k / dt = f(x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-N}) \quad (4.1.3-12)$$

Având în vedere că  $\Delta x_k = x_k - x_{k-1}$ , rezultă expresiile estimatei  $\hat{\omega}_k$  de ordin  $i = 1 \dots 3$  cu metoda MF, expresii prezentate în tabelul 4.1.3-1 coloana din dreapta.

Tabel 4.1.3-1. Estimările vitezei  $\hat{\omega}_k$  de ordin 1...3 obținute cu metodele MT și MF

ordin	MT ( $\Delta x_k = 1$ )	MF ( $T_k = 1$ )
1	$\hat{\omega}_k = 1/T_k$	$\hat{\omega}_k = \Delta x_k$
2	$\hat{\omega}_k = 1/T_k + 1/2 (1/T_k - 1/T_{k-1})$	$\hat{\omega}_k = \Delta x_k + 1/2 (\Delta x_k - \Delta x_{k-1})$
3	$\hat{\omega}_k = 1/T_k + 1/2 (1/T_k - 1/T_{k-1}) + \frac{T_k}{8} \left( \frac{1/T_k - 1/T_{k-1}}{T_k} - \frac{1/T_{k-1} - 1/T_{k-2}}{T_{k-1}} \right)$	$\hat{\omega}_k = \Delta x_k + 1/2 (\Delta x_k - \Delta x_{k-1}) + 1/8 (\Delta x_k - 2\Delta x_{k-1} + \Delta x_{k-2})$

În cazul metodei MT se consideră  $t_k(x)$  și pentru a obține estimările  $\hat{\omega}_k$  de ordin  $i = 1...3$ , se înlocuiește în expresiile obținute cu metoda MF:  $x$  cu  $t$  și  $\Delta x$  cu  $T$  [Brow92], rezultând expresiile prezentate în tabelul 4.1.3-1 coloana din stânga.

#### 4.1.4. Estimatoare de viteză momentană cu diferențe retardate

Estimata  $\hat{\omega}_k$  a vitezei momentane la timpul  $t_k$  se poate obține din estimata  $\hat{\omega}_\beta$  a vitezei momentane la timpul  $t_\beta$  prin dezvoltarea în serie Taylor [Brow92]:

$$\hat{\omega}_k = \hat{\omega}_\beta + \frac{1}{1!} \frac{d\hat{\omega}_\beta}{dt} (t_k - t_\beta) + \frac{1}{2!} \frac{d^2\hat{\omega}_\beta}{dt^2} (t_k - t_\beta)^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3\hat{\omega}_\beta}{dt^3} (t_k - t_\beta)^3 + \dots$$

$$\hat{\omega}_k = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!} \hat{\omega}_\beta^{(j)} (t_k - t_\beta)^j \quad (4.1.4-1)$$

unde  $\hat{\omega}_\beta^{(j)}$  este derivata de ordin  $j$  a lui  $\hat{\omega}_\beta$ .

Dacă  $\hat{\omega}_\beta$  se estimează ca fiind egală cu valoarea vitezei medii măsurate pe durata celei mai recente durate de măsură  $T_k$  (4.1.4-2), atunci momentul de timp  $t_\beta$  este probabil să se găsească în centrul duratei de măsură  $T_k$  (4.1.4-3):

$$\hat{\omega}_\beta \approx \Delta x_k / T_k \quad (4.1.4-2)$$

$$(t_k - t_\beta) \approx T_k / 2 \quad (4.1.4-3)$$

Derivatele de ordinul 1... $j$  ale lui  $\hat{\omega}_\beta$ , utilizând diferențe retardate, au expresiile:

$$\hat{\omega}_\beta^{(1)} \approx \Delta \hat{\omega}_\beta / T_k = (\hat{\omega}_\beta - \hat{\omega}_{\beta-1}) / T_k \approx \left( \frac{\Delta x_k}{T_k} - \frac{\Delta x_{k-1}}{T_k} \right) / T_k \quad (4.1.4-4)$$

$$\hat{\omega}_\beta^{(j)} \approx \Delta \hat{\omega}_\beta^{(j-1)} / T_k = (\hat{\omega}_\beta^{(j-1)} - \hat{\omega}_{\beta-1}^{(j-1)}) / T_k \quad (4.1.4-5)$$

Estimata  $\hat{\omega}_k$  de ordin  $N$  se obține trunchiind în dezvoltarea (4.1.4-1) derivatele superioare lui  $N$  și înlocuind apoi expresiile (4.1.4-3) și (4.1.4-5).

Similar cu cele expuse în paragraful 4.1.3 privind normarea lui  $\hat{\omega}_k$ , considerând  $j = 1...3$ , se obțin următoarele rezultate: -în cazul metodei MT, se ia  $\Delta x_k = 1$ , iar  $\hat{\omega}_k$  are expresiile prezentate în tabelul 4.1.4-1 coloana din stânga; -în cazul metodei MF, se ia  $T_k = 1$ , iar  $\hat{\omega}_k$  are expresiile prezentate în tabelul 4.1.4-1 coloana din dreapta.

Tabel 4.1.4-1. Estimatoarele vitezei  $\hat{\omega}_k$  de ordin 1...3 obținute cu metodele MT și MF

ordin	MT ( $\Delta x_k = 1$ )	MF ( $T_k = 1$ )
1	$\hat{\omega}_k = 1/T_k$	$\hat{\omega}_k = \Delta x_k$
2	$\hat{\omega}_k = 1/[T_k + 1/2(T_k - T_{k-1})]$	$\hat{\omega}_k = \Delta x_k + 1/2(\Delta x_k - \Delta x_{k-1})$
3	$\hat{\omega}_k = 1/[T_k + 1/2(T_k - T_{k-1}) + 1/3(T_k - 2T_{k-1} + T_{k-2})]$	$\hat{\omega}_k = \Delta x_k + 1/2(\Delta x_k - \Delta x_{k-1}) + 1/3(\Delta x_k - 2\Delta x_{k-1} + \Delta x_{k-2})$

#### 4.1.5. Estimatoare de viteză momentană cu metoda celor mai mici pătrate

Ideea fundamentală folosită pentru obținerea acestei clase de estimatoare de derivată constă în aproximarea unei funcții cu un polinom de grad  $N$  pe baza ultimelor  $M$  valori eșantionate ( $M > N + 1$ ) utilizând metoda celor mai mici pătrate, și apoi derivarea acestui polinom [Brow92], [Dote90].

Fie cazul măsurării vitezei prin metoda măsurării perioadei (MT), unde  $\Delta x_k = 1$ , iar  $t_k(x)$ . Polinomul de aproximare de grad  $N$  este:

$$\hat{t}_k = \sum_{i=0}^N c_i x_k^i \quad (4.1.5-1)$$

Ecuția (4.1.5-1) se particularizează pentru cele mai recente  $M$  eșantioane consecutive  $t_k$ ,  $k = 1 \dots M$  și cum  $\Delta x_k = 1$ , rezultă sistemul:

$$t = A C \quad (4.1.5-2)$$

$$\text{unde: } t = \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_M \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 2 & 2^2 & \dots & 2^N \\ \vdots & & & \dots & \\ 1 & M & M^2 & \dots & M^N \end{bmatrix} \quad (4.1.5-3)$$

Pentru  $M \geq N + 1$ , sistemul de ecuații (4.1.5-3) este nedeterminat. În acest caz coeficienții  $C$  se determină utilizând *tehnica minimizării erorii totale medii pătratice*, eroare între vectorul eșantioanelor măsurate  $t$  și vectorul estimatelor  $\hat{t}$ , rezultând:

$$C = (A^T A)^{-1} A^T t = A^+ t, \quad \text{unde: } A^+ = (A^T A)^{-1} A^T \quad (4.1.5-4)$$

Derivata  $d\hat{t}_M / dx$  se obține din (4.1.5-1):

$$d\hat{t}_M / dx = \sum_{i=0}^N c_i (i x_k^{i-1}) \quad (4.1.5-5)$$

Cum coeficienții  $c_i$  se cunosc din (4.1.5-4), expresia (4.1.5-5) devine:

$$d\hat{t}_M / dx = \hat{q}^T A^+ t = \hat{h}^T t \quad (4.1.5-6)$$

$$\text{unde: } \hat{q}^T = [0 \ 1 \ 2M \ 3M^2 \ \dots \ NM^{N-1}], \quad \hat{h}^T = \hat{q}^T A^+ \quad (4.1.5-7)$$



Viteza estimată  $\hat{\omega}_M$  este inversa relației (4.1.5-6):

$$\hat{\omega}_M = (d\hat{t}_M / dx)^{-1} = 1 / \sum_{i=1}^M \hat{h}_i t_i \quad (4.1.5-8)$$

Estimatorul (4.1.5-8) se poate implementa ca un filtru digital de ordin  $M$  cu răspuns la impuls în timp finit (FIR).

Etapele proiectării estimatorului sunt:

- se alege  $N$  -gradul polinomului de aproximare, uzual  $N = 1 \dots 3$ ;
- se alege  $M$  -numărul celor mai recente eşantioane consecutive măsurate  $t$ , uzual  $M \in \{4; 8\}$ ;
- se calculează  $A$  din relația (4.1.5-3);  $A^+$  din (4.1.5-4);  $\hat{q}^T$  și apoi  $\hat{h}^T$  din (4.1.5-7).

Implementarea estimatorului presupune achiziția celor mai recente  $M$  eşantioane  $t$  și calculul lui  $\hat{\omega}_M$  cu (4.1.5-8).

În tabelul 4.1.5-1 se dau coeficienții  $\hat{h}_i$  ai FIR pentru următoarele cazuri:

- aproximare liniară prin 4 puncte ( $N = 1, M = 4$ );
- aproximare parabolică prin 8 puncte ( $N = 2, M = 8$ );
- aproximare cubică prin 8 puncte ( $N = 3, M = 8$ ).

Tabel 4.1.5-1. Coeficienții  $\hat{h}_i$  ai FIR

$\hat{h}_i$   $N/M$	1/4	2/8	3/8
$\hat{h}_1$	- 0,3	0,2083333	- 0,2777778
$\hat{h}_2$	- 0,1	- 0,0178571	0,3293651
$\hat{h}_3$	0,1	- 0,1607143	0,3253968
$\hat{h}_4$	0,3	- 0,2202381	- 0,0119048
$\hat{h}_5$		- 0,1964286	- 0,4047619
$\hat{h}_6$		- 0,0822857	- 0,5753968
$\hat{h}_7$		0,1011905	- 0,2460317
$\hat{h}_8$		0,3750000	0,8611111

Se recomandă această clasă de estimatoare la viteze mari, rezultatele cele mai bune fiind pentru ( $N = 2, M = 8$ ) [Brow92], sau ( $N = 1, M = 4$ ) [Dote90].

#### 4.1.6. Observator de viteză momentană din viteză medie

La acționările reglabile de poziționare, utilizarea unui traductor special de viteză prezintă următoarele dezavantaje: cost mai ridicat; existența unor frecvențe joase de rezonanță mecanică ale ansamblului traductor-cuplaj datorită erorilor de centrare mecanică; elasticitatea cuplajului.

Frecvent, la aceste acționări reglabile se utilizează, ca traductoare de poziție, traductoare incrementale rotative optice (TIRO). Viteza se calculează fie prin metoda măsurării frecvenței (MF) -care determină numărul de impulsuri generate de TIRO într-o fereastră de timp fixată, fie prin metoda măsurării perioadei (MT) -care determină intervalul de timp dintre două impulsuri succesive.

Aceste metode calculează o viteză medie  $\bar{\omega}$  și deci din principiu introduc un timp mort. Mai mult, la viteze mici, calculate cu metoda MT, perioada impulsurilor generate de TIRO devine mai mare decât o perioadă de eşantionare. În această situație nu se obțin informații

asupra vitezei medii în perioada curentă de eşantionare, timpul mort creşte cu micşorarea vitezei ducând la instabilitate. Este necesară deci estimarea unei viteze momentane care să reducă timpul mort şi să prezinte o cât mai mare precizie de estimare, în special la viteze mici.

O soluţie pentru estimarea vitezei momentane  $\hat{\omega}$  la viteze mici este folosirea unui observator de stare şi perturbaţie de tip Luenberger extins (4.1.6-1). Acesta are la bază modelul dinamic al acţionării (subsistemul mecanic) având ca intrare cuplul electromagnetic estimat  $\hat{T}_e$ , şi consideră pentru cuplul de sarcină  $\hat{T}_L$  un model exogen din clasa semnalelor treaptă, model adecvat având în vedere că într-o perioadă de eşantionare  $T_L \cong \text{constant}$ . Corecţia predictivă a compensatorului utilizează eroarea de viteză medie  $\Delta\bar{\omega} = \bar{\omega} - \hat{\bar{\omega}}$ .

$$\begin{bmatrix} J_o \dot{\hat{\omega}} \\ \hat{T}_{L1} \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_{L1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_e + \begin{bmatrix} k_p \\ k_i \end{bmatrix} (\bar{\omega} - \hat{\bar{\omega}}), \quad \begin{bmatrix} \hat{\omega}(0) \\ \hat{T}_{L1}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_0 \\ \hat{T}_{L10} \end{bmatrix} \quad (4.1.6-1)$$

unde:  $J_o$  este estimata momentului de inerţie echivalent redus la arbore.

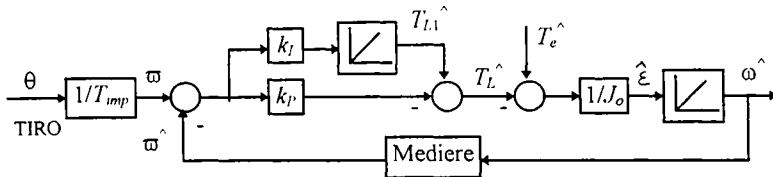


Fig.4.1.6\_1. Observator de viteză momentană din viteză medie folosind TIRO

Schema bloc a observatorului de viteză momentană  $\hat{\omega}$  este prezentată în fig.4.1.6\_1. În acest caz, se observă că se estimează în plus acceleraţia  $\hat{\varepsilon}$  precum şi cuplul de sarcină  $\hat{T}_L$ . Estimata cuplului de sarcină are două realizări:  $\hat{T}_{L1}$  care conţine cuplul de sarcină mediu şi  $\hat{T}_L$  care are o dinamică mai bună datorită corecţiei  $k_p$ . În regim staţionar constant cele două estimate coincid pentru că  $\Delta\bar{\omega} = 0$ . Structura de compensare este echivalentă cu un regulator PI de urmărire care prelucrează eroarea de estimare a vitezei medii în scopul anulării asimptotice a acesteia.

În continuare se dau ecuaţiile de implementare în timp discret a observatorului. Există două perioade de eşantionare luate în consideraţie:

- $h_{imp}$  -durata între două impulsuri provenite de la TIRO;
- $h$  -perioada de eşantionare care utilizează în calcule viteza momentană, ca de exemplu perioada de eşantionare pentru bucla de reglare de viteză. În notaţia  $(i, j)$ ,  $i$  se referă la  $h_{imp}$ , iar  $j$  se referă la  $h$ . Pentru discretizare s-a utilizat metoda lui Euler (regula dreptunghiului), dar pentru discretizări mai precise se recomandă formula lui Tustin (regula trapezului) (4.1.6-2):

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{h} \text{ (dreptunghi)}, \quad s = \frac{2}{h} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \text{ (Tustin)} \quad (4.1.6-2)$$

Cuplul de sarcină estimat  $\hat{T}_L$  este calculat la sosirea fiecărui impuls  $i$  de la TIRO:

$$\hat{T}_L(i+1) = k_p[\bar{\omega}(i) - \hat{\bar{\omega}}(i)] + h_{imp} k_i \sum_{k=1}^i [\bar{\omega}(k) - \hat{\bar{\omega}}(k)] \quad (4.1.6-3)$$

unde:  $\bar{\omega}(i)$  - viteza medie măsurată între impulsurile  $i$  şi  $i+1$ ;  $\hat{\bar{\omega}}(i)$  - estimata lui  $\bar{\omega}(i)$ .

Pentru un cuplu de sarcină  $\hat{T}_L(i)$  constant în perioada  $h_{imp}$ , viteza momentană estimată  $\hat{\omega}$  este:

$$\hat{\omega}(i, j) = \hat{\omega}(i, j - 1) + \frac{h}{J_o} [\hat{T}_e(i, j) - \hat{T}_L(i)] \quad (4.1.6-4)$$

unde:  $T_e(i, j)$  este cuplul electromagnetic momentan calculat folosind una din metodele arătate în paragraful 4.2.6, sau cuplul disponibil cu aproximație la ieșirea regulatorului de viteză.

O altă soluție (4.1.6-5) mediază  $T_e$ , de exemplu, pe două perioade de eșantionare  $h$ .  $\hat{\omega}(i)$  se obține prin medierea lui  $\hat{\omega}(i, j)$  cu o rată  $h$  pe durata  $h_{imp}$  (4.1.6-6).

$$\hat{\omega}(i, j) = \hat{\omega}(i, j - 1) + \frac{h}{2J_o} [\hat{T}_e(i, j) + \hat{T}_e(i, j - 1) - 2\hat{T}_L(i)] \quad (4.1.6-5)$$

$$\hat{\omega}(i) = \frac{1}{h_{imp}} \sum_{j=1}^m \hat{\omega}(i, j), \quad h_{imp} \cong mh \quad (4.1.6-6)$$

Dinamica observatorului de viteză momentană se fixează prin alocare de poli, urmărind o convergență a algoritmului într-un timp impus.

În concluzie, observatorul implementează relațiile (4.1.6-3) - (4.1.6-6). Ca și dezavantaj, observatorul este sensibil în regim dinamic la variația momentului de inerție echivalent  $J_o$ .

Viteza medie  $\bar{\omega}$  necesară în algoritmul de mai sus se poate calcula din impulsuri provenite de la TIRO cu următoarele metode, arătându-se domeniul de aplicare funcție de precizia metodei [Dote90], [Will85].

- metoda determinării frecvenței impulsurilor (MF), recomandabilă la viteze mari;
- metoda determinării perioadei impulsurilor (MT), recomandabilă la viteze mici.

Pentru acționări reglabile care necesită un domeniu larg de viteză se recomandă utilizarea combinată a metodelor (MF) și (MT), prin selectarea lor funcție de domeniul de viteză, sau metoda (MTF) prezentată în continuare, metodă deosebit de elegantă.

- Metoda (MTF) utilizează două numărătoare de impulsuri separate, diagramele de timp fiind prezentate în fig. 4.1.6\_2. Un numărător  $N_i$  contorizează numărul de impulsuri livrate de TIRO, având constanta  $n$  [impulsuri /rotație], într-o fereastră de timp fixată  $h$ . Al doilea numărător  $N_f$  contorizează numărul de impulsuri provenite de la un generator de frecvență ridicată cu frecvența  $f_i$ , într-o fereastră de timp  $(h+\alpha)$ , unde  $\alpha$  este un timp variabil, fereastră determinată exact între fronturile ridicătoare ale primului și ale ultimului impuls contorizat de  $N_i$ . În consecință conținutul celor două numărătoare dat de variabilele  $N_i$  și  $N_f$  au semnificațiile:

$$N_i - 1 = (h + \alpha) n \bar{\omega}, \quad N_f = (h + \alpha) f_i \quad (4.1.6-7)$$

Din (4.1.6-7) se elimină  $(h+\alpha)$  rezultând  $\bar{\omega}$  care este independentă de durata  $(h+\alpha)$ .

$$\bar{\omega} = \frac{f_i}{n} \frac{N_i - 1}{N_f} \quad (4.1.6-8)$$

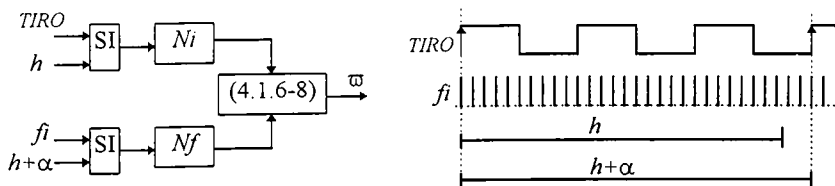


Fig.4.1.6\_2. Metoda MTF de determinare a vitezei de la TIRO

#### 4.1.7. Observatoare de viteză, accelerație și cuplu echivalent de sarcină din poziție

În ultima perioadă, eliminarea traductoarelor de mișcare în conducerea sistemelor de acționare electrică a constituit o preocupare importantă a specialiștilor. Aceste traductoare prezintă următoarele dezavantaje: introduc surse semnificative de erori, costuri adiționale și adaugă acționării în ansamblu volum și greutate suplimentară în spațiul de lucru.

În cadrul sistemelor de conducere performante pentru acționări electrice, destinate spre exemplu roboților industriali și mașinilor unelte cu comandă numerică, în scopul obținerii unor rezoluții și precizii dinamice cerute privind poziția, se utilizează obligatoriu traductoare de poziție de tip TIRO sau rezolver pentru a măsura poziția unghilară  $\theta$ .

Problema care se pune este de a estima viteza  $\omega^\wedge$ , accelerația  $\varepsilon^\wedge$ , și cuplul echivalent de sarcină  $T_l^\wedge$  utilizând ca informație de intrare poziția măsurată  $\theta$  și eventual estimata cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$ . Mărimile astfel estimate sunt cerute în sisteme de conducere a vitezei, sisteme de conducere după stare, sisteme de conducere cu reacție după accelerație [Lore91], în sisteme de conducere cu moduri alunecătoare [Buhl86], [Namd92], [Namd95], etc., fără a utiliza traductoare specifice acestor mărimi.

Dacă este necesară estimata cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$ , aceasta poate fi calculată astfel:

a.) Pentru MSMP, și în general pentru mașini de curent alternativ

$$T_e^\wedge = 3/2p \operatorname{Im}(\lambda^* i) = 3/2p (\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha) \quad (4.1.7-1)$$

$$\lambda^* = u - R_o i, \quad \lambda(0) = \lambda_0 \quad (4.1.7-2)$$

Relația (4.1.7-1) este valabilă în orice referențial. În referențialul statoric  $\alpha\beta$ , se reamintește semnificația simbolurilor utilizate:  $\lambda(\lambda_\alpha, \lambda_\beta)$  -vector flux din întrefier,  $i(i_\alpha, i_\beta)$  -vector curent statoric,  $u(u_\alpha, u_\beta)$  -vector tensiune statorică,  $R_o$  -rezistența unei faze statorice,  $p$  -număr de perechi de poli.  $\lambda$  poate fi calculat în principiu cu relația (4.1.7-2), sau mai bine poate fi estimat cu observatoare de flux statoric prezentate în paragraful 4.2. În final,  $T_e^\wedge$  se obține utilizând mărimi măsurate  $i, u$ , și eventual  $\theta$ .

b.) Pentru mașini de curent continuu cu excitație derivație,  $T_e^\wedge$  este un caz particular al relației (4.1.7-1)

$$T_e^\wedge = k_o i_d i_q, \quad (4.1.7-3)$$

unde:  $i_d$  -curent de excitație, și  $i_q$  -curent rotoric.

O soluție pentru a estima viteza  $\omega^\wedge$ , accelerația  $\varepsilon^\wedge$  și cuplul echivalent de sarcină  $T_l^\wedge$  utilizând informația de poziție  $\theta$  și eventual estimata cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$  este folosirea observatoarelor de ordin complet de stare și perturbație. În această situație, un avantaj major este acela că rezoluția mărimilor estimate de observator nu mai este limitată de rezoluția traductorului de poziție utilizat ci numai de precizia de calcul numeric, recomandându-se calculul în virgulă mobilă.

##### 4.1.7.1. Observator extins de stare și perturbație - caz general

Fie un sistem continuu liniar (fig.4.1.7.1\_1a) multivariabil la intrare și ieșire (MIMO), cu ecuațiile de stare (4.1.7.1-1), unde:  $u \in R^m$  -vector de intrare,  $v \in R^r$  -vector de perturbație externă,  $x \in R^n$  -vector de stare,  $y \in R^p$  -vector de ieșire, și  $A, A_1, B, B_1, C$  -matrice cu dimensiuni corespunzătoare. Perturbația  $v$  este specificată de un model exogen dat de matricea

$A_1$  și de condițiile inițiale  $v_0$  [Mull89], [Drag95], model care utilizează informații din experiența practică asupra evoluției lui  $v(t)$ , deci un model pentru o clasă particulară a perturbației  $v$ .

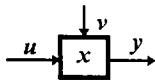


Fig.4.1.7.1\_1a. Sistem MIMO

$$\begin{aligned} \dot{x}^* &= A x + B_1 v + B u, & x(0) &= x_0 \\ \dot{v}^* &= A_1 v, & v(0) &= v_0 \\ y &= C x \end{aligned} \quad (4.1.7.1-1)$$

Sistemul extins este prezentat în fig.4.1.7.1\_1b, și modelul (4.1.7.1-1) devine:

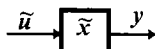


Fig.4.1.7.1\_1b. Sistem extins

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}^* &= \tilde{A} \tilde{x} + \tilde{B} \tilde{u}, & \tilde{x}(0) &= \tilde{x}_0 \\ y &= \tilde{C} \tilde{x} \end{aligned} \quad (4.1.7.1-2)$$

unde:  $\tilde{x} = \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix}$ ,  $\tilde{u} = \begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & B_1 \\ 0 & A_1 \end{bmatrix}$ ,  $\tilde{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $\tilde{C} = [C \ 0]$  (4.1.7.1-3)

Un observator extins de ordin complet (OEOC) tip Luenberger [Drag79], [Mull89], [Andr96b] pentru sistemul echivalent extins (4.1.7.1-2) estimează starea echivalentă  $\tilde{x}$ , deci estimează atât starea  $x$  cât și perturbația  $v$ . Cu perechea  $(\tilde{C}, \tilde{A})$  observabilă ecuațiile OEOC sunt:

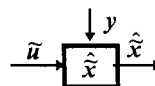


Fig.4.1.7.1\_1c. OEOC

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\tilde{x}}}^* &= \tilde{A} \hat{\tilde{x}} + \tilde{B} \tilde{u} + K (y - \hat{y}), & \hat{\tilde{x}}(0) &= \hat{\tilde{x}}_0 \\ \hat{y} &= \tilde{C} \hat{\tilde{x}} \end{aligned} \quad (4.1.7.1-4)$$

unde  $\hat{\tilde{x}}$  este valoarea estimată a lui  $\tilde{x}$ , iar  $K$  este matricea compensatorului aplicată erorii ieșirii pentru a realiza o corecție predictivă asupra estimării stării în scopul obținerii unei viteze de convergență dorite și pentru a îmbunătăți robustețea estimării la variații ale parametrilor sistemului. Din (4.1.7.1-2) și (4.1.7.1-4), ecuația dinamică a erorii de estimare  $e$  este:

$$\dot{e}^* = (\tilde{A} - K \tilde{C}) e, \quad e = \tilde{x} - \hat{\tilde{x}} \quad (4.1.7.1-5)$$

Stabilitatea asimptotică a observatorului, adică  $e \rightarrow 0$  sau echivalent  $\hat{\tilde{x}} \rightarrow \tilde{x}$ , poate fi garantată printr-o proiectare adecvată a matricei  $K$  utilizând spre exemplu metoda alocării polilor. Polii  $P_o \in \mathbb{R}^{n+r}$  ai sistemului (4.1.7.1-4) sunt aleși reali negativi în stânga polilor sistemului (4.1.7.1-2), în scopul asigurării unei bune dinamici a estimării și a unei viteze de convergență rapide, fără suprareglaj. Pentru proiectarea matricei  $K$ , se poate utiliza funcția  $PLACE()$  din mediul Matlab [Matl].

$$K = PLACE(\tilde{A}, \tilde{C}, P_o) \quad (4.1.7.1-6)$$

În continuare se prezintă două aplicații [Andr96b], care sunt cazuri particulare ale OEOC analizat, în scopul estimării vitezei  $\omega^\wedge$ , accelerației  $\epsilon^\wedge$  și cuplului echivalent de sarcină  $T^\wedge$  utilizând informația de poziție  $\theta$  și eventual estimata cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$ .

#### 4.1.7.2. Observatoare de viteză, accelerație și cuplu echivalent - cazuri particulare

##### a.) OEOC cu intrările $\theta$ și $T_e^\wedge$ (OEOC+Te)

O soluție pentru a estima mărimile  $\omega^\wedge$ ,  $\varepsilon^\wedge$  și  $T_L^\wedge$  este de a utiliza OEOC (4.1.7.1-4) având ca termen de corecție predictivă eroarea de poziție  $\Delta\theta$  și ca intrare directă cuplul calculat  $T_e^\wedge$ . Se utilizează modelul dinamic al acționării cu un model exogen pentru  $T_L$  din clasa semnalelor treaptă. Ecuațiile și matricea  $A$  a OEOC+Te sunt date de (4.1.7.2-1), unde  $B_o$  -factor de frecări vâscoase,  $J_o$  -moment de inerție echivalent.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_o}{J_o} & -\frac{1}{J_o} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{J_o} \hat{T}_e + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (\theta - \hat{\theta}), \quad A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -k_2 & -\frac{B_o}{J_o} & -\frac{1}{J_o} \\ -k_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1.7.2-1)$$

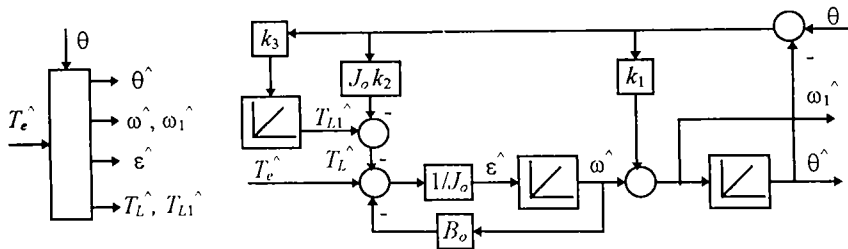


Fig.4.1.7.2\_1a. Observator OEOC+Te pentru a estima  $\omega^\wedge$ ,  $\varepsilon^\wedge$  și  $T_L^\wedge$

Structura OEOC+Te este prezentată în fig.4.1.7.2\_1a. Este de remarcat faptul că pentru a estima  $\omega^\wedge$  și  $T_L^\wedge$  sunt disponibile două estimate pentru fiecare mărime: ( $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\omega}_1$ ) și ( $\hat{T}_L$ ,  $\hat{T}_{L1}$ ). Se recomandă utilizarea estimatelor ( $\hat{\omega}_1$  și  $\hat{T}_{L1}$ ) deoarece acestea conțin termeni suplimentari de corecție care fac ca estimarea să fie mai rapidă în regim dinamic.

Proiectarea matricei  $K = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T$  folosește metoda alocării de poli. Polii OEOC rezultă din polinomul caracteristic  $\Delta(s) = \det(sI - A)$ . Pentru polii impuși  $P_\sigma = \{p_1, p_2, p_3\} \in \mathbf{R}_-$ , reali negativi, cu notațiile (4.1.7.2-2), componentele matricei  $K$  sunt date de (4.1.7.2-3).

Dacă  $P_\sigma = \{p_{1,2} = r(-\cos\varphi \pm j \sin\varphi), p_3 = p \mid r > 0, \varphi \in [0, \pi/2], p < 0\}$ , deci  $P_\sigma$  conține doi poli complexi conjugați, rezultă (4.1.7.2-2').

$$S = p_1 + p_2 + p_3, \quad SP_2 = p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1, \quad P = p_1 p_2 p_3 \quad (4.1.7.2-2)$$

$$S = -2r \cos\varphi + p, \quad SP_2 = r^2 - 2pr \cos\varphi, \quad P = p r^2 \quad (4.1.7.2-2')$$

$$k_1 = -S - B_o/J_o, \quad k_2 = SP_2 - k_1 B_o/J_o, \quad k_3 = J_o P \quad (4.1.7.2-3)$$

Coefficienții matricei  $K$  de ponderare a erorii OEOC+Te depind, așa cum era de așteptat, de parametrii subsistemului mecanic -în special de  $J_o$ . Acești coeficienți determină dinamica vitezei de convergență a observatorului și se aleg pentru a satisface dezideratele impuse: timp de răspuns minim fără suprareglaj. În această situație polii observatorului se aleg practic pe axa reală negativă în punctul unde pentru o mică creștere a coeficienților se obține un ușor suprareglaj.

Ideea utilizării ca intrări în observator a tuturor mărimilor disponibile fizic (inclusiv cuplul electromagnetic  $T_e^\wedge$ ), alături de o bună estimare a parametrilor acționării ( $J_o$ ), conduce la o realizare performantă a observatorului, cu întârzieri dinamice minime.

O variantă de realizare în domeniul  $Z$  (în timp discret) este prezentată în fig.4.1.7.2\_1b, unde pentru discretizare s-a folosit regula dreptunghiului avansată și cea întârziată precum și regula trapezului (Tustin),  $h$  fiind perioada de eșantionare.

Rezoluția observatorului nu mai este limitată de rezoluția traductorului de poziție utilizat, ci numai de precizia de calcul numeric, recomandându-se implementarea în virgulă mobilă.

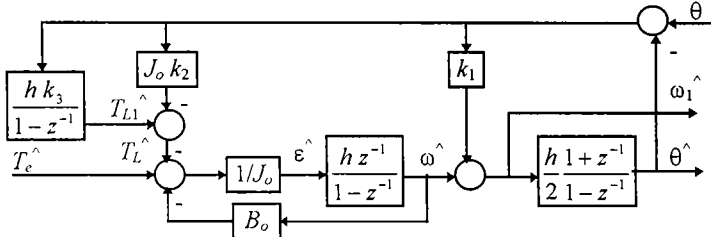


Fig.4.1.7.2\_1b. Realizare discretă a observatorului OEOC+Te din fig.4.1.7.2\_1a

*b.) OEOC cu intrarea  $\theta$  fără  $T_e^\wedge$  (OEOC-Te)*

O altă soluție pentru a estima  $\omega^\wedge$  și  $\varepsilon^\wedge$  este de a utiliza OEOC (4.1.7.1-4) considerând doar termenul de corecție al eroarii de poziție  $\Delta\theta$ , fără altă intrare. Modelul mișcării este ales cu  $\varepsilon = \text{constant}$ , caz frecvent întâlnit în regimurile permanente de mișcarea cu viteză constantă, și în regimul de accelerare la cuplul electromagnetic constant. În acest caz, ecuațiile OEOC-Te și matricea  $A$  sunt:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (\theta - \hat{\theta}), \quad A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -k_2 & 0 & 1 \\ -k_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1.7.2-4)$$

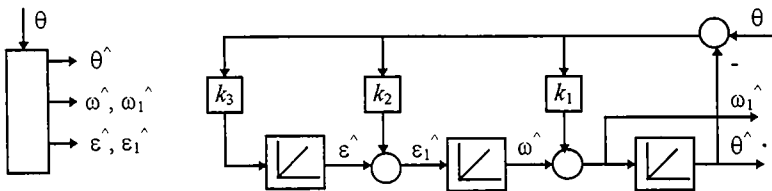


Fig.4.1.7.2\_2. Observator OEOC-Te pentru a estima  $\omega^\wedge$  și  $\varepsilon^\wedge$

Structura OEOC-Te e prezentată în fig.4.1.7.2\_2. Ca și în cazul OEOC+Te din fig.4.1.7.2\_1, pentru a estimarea  $\omega^\wedge$  și  $\varepsilon^\wedge$  sunt două posibilități pentru fiecare, de preferat fiind  $\omega_1^\wedge$  și  $\varepsilon_1^\wedge$ .

Proiectarea compensatorului  $K = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T$  pentru OEOC-Te se face prin metoda alocării de poli, în mod analog cu proiectarea prezentată pentru OEOC+Te. Utilizând notațiile (4.1.7.2-2 sau -2'), componentele matricei  $K$  sunt:

$$k_1 = -S, \quad k_2 = SP_2, \quad k_3 = -P \quad (4.1.7.2-5)$$

Este de remarcat faptul că parametrii OEOC-Te nu depind de parametrii procesului.

c.) Observator de viteză și accelerație utilizând tehnica filtrării (OTF)

În scopul efectuării unui studiu comparativ asupra performanțelor de estimare a vitezei  $\omega^\wedge$  și a accelerației  $\varepsilon^\wedge$  se ia în considerare și un estimator care utilizează tehnica filtrării. Având disponibil prin măsurare poziția  $\theta$ , se pot estima  $\omega^\wedge$  și  $\varepsilon^\wedge$  utilizând metode de derivare cu tehnica filtrării. Așa cum s-a prezentat în paragraful 4.1.1, operatorul de derivare ideal de ordin  $m$  ( $D^m$ ) este caracterizat printr-o dinamică anticipativă pură, deci acesta nu este practic realizabil. O soluție realizabilă este aceea de a utiliza un filtru de ordin  $n$  ( $PTn$ ) pentru mărimea măsurată  $\theta$ , conectat în serie cu un operator de derivare pur  $D^m$ , respectând restricția  $n \geq m$ . Ținând cont că  $\varepsilon = \dot{\omega} = \ddot{\theta}$ , deci  $m = 2$ , alegem  $n = 3$ . Estimatele pentru  $\omega^\wedge$  și  $\varepsilon^\wedge$  sunt:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{a_0 s^2}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \theta, \quad \text{sau} \quad \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a_0 \end{bmatrix} \theta \quad (4.1.7.2-6)$$

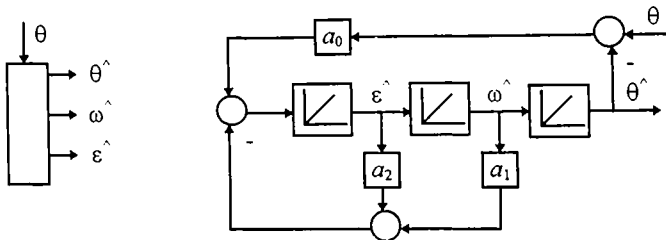


Fig.4.1.7.2\_3. Observator OTF pentru a estima  $\omega^\wedge$ ,  $\varepsilon^\wedge$

În fig.4.1.7.2\_3 este prezentată structura observatorului care utilizează forma canonică controlabilă (4.1.7.2-6). Cu toate că la estimarea cu tehnica filtrării nu s-a plecat de la ideea corecției după eroarea de estimare a ieșirii ca în cazul observatoarelor, realizarea din fig.4.1.7.2\_3 evidențiază o corecție de acest tip care îndreptățește denumirea de observator a structurii. Se remarcă faptul că există un singur termen de corecție directă după eroarea  $\Delta\theta$  prin intermediul coeficientului  $a_0$ , deci din acest punct de vedere este de așteptat ca răspunsul dinamic al estimării să fie mai lent. Termenii  $a_1$ ,  $a_2$  apar ca reacții după stare, nu după eroarea de estimare. Relațiile între estimatele mărimilor cinematice arată ca și în cazul real:  $\hat{\varepsilon} = \dot{\hat{\omega}} = \ddot{\hat{\theta}}$ , fapt care nu se întâmplă la cele două observatoare studiate mai înainte.

Proiectarea estimatorului utilizează de asemenea metoda alocării de poli, în relația (4.1.7.2-6) punându-se în evidență matricea estimatorului. Cu notațiile (4.1.7.2-2 sau -2') rezultă coeficienții estimatorului:

$$a_2 = -S, \quad a_1 = SP_2, \quad a_0 = -P \quad (4.1.7.2-7)$$

**4.1.7.3. Rezultate comparative de simulare numerică**

În scopul testării comparative prin simulare numerică a performanțelor dinamice ale celor trei observatoare studiate (OEOC+Te, OEOC-Te, OTF) se utilizează o structură tipică simplificată a unui sistem de acționare electrică, structură prezentată în fig.4.1.7.3\_1. Subsistemul electromagnetic (EM) al acționării este redus la un element PT1 cu o constantă mică de timp  $Tem$ , fapt real pentru acționări implementate cu metode moderne de conducere vectorială. Regulatorul de viteză este de tip PI cu constantele  $K_p$ ,  $K_i$  și este în mod intenționat acordat pentru a obține un răspuns la semnal treaptă cu suprareglaj în scopul comparării



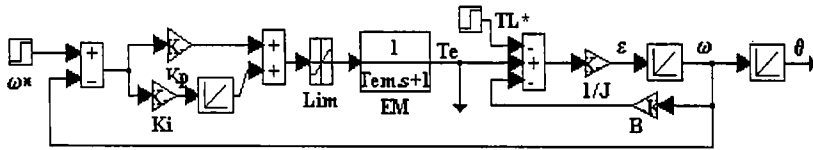


Fig.4.1.7.3\_1. Sistem de conducere simplificat al unei acționări electrice pentru testarea estimărilor dinamice ale observatoarelor OEOC+Te, OEOC-Te, OTF

comportării dinamice a celor trei structuri de observatoare. Mărimile de intrare pentru observatoare:  $\theta$  și  $T_e^{\wedge}$  se obțin din fig.4.1.7.3\_1. Parametrii sistemului sunt:  $K_p = 5$ ,  $K = 1$ ,  $T_{em} = 4 \text{ ms}$ ,  $T_{elim} = \pm 30 \text{ Nm}$ ,  $J = 0.005 \text{ kgm}^2$ ,  $B = 0.001 \text{ Nm/(rad/s)}$ .

În scopul unei analize comparative, pentru toate cele trei observatoare s-a alocat același spectru în cadrul proiectării prin alocare de poli:  $P_o = \{-100, -200, -400\}$  rezultând:

- pentru OEOC+Te:  $k_1 = 700$ ,  $J_o k_2 = 700$ ,  $k_3 = -40e3$ ;
- pentru OEOC-Te:  $k_1 = 700$ ,  $k_2 = 140e3$ ,  $k_3 = 8e6$ ;
- pentru OTF:  $\hat{\alpha}_0 = 700$ ,  $\alpha_1 = 140e3$ ,  $\alpha_2 = 8e6$ .

Simulările numerice s-au realizat sub mediul Matlab+Simulink cu metoda de integrare tip Euler cu o perioadă de eșantionare  $h = 1 \text{ ms}$ . Se aplică la intrări semnale treaptă după cum urmează: la  $t_0 = 0$ ,  $\omega^* = 100 \text{ rad/s}$ , și la  $t_1 = 60 \text{ ms}$ ,  $T_L^* = 10 \text{ Nm}$ .

Fig.4.1.7.3\_2 arată un bun răspuns al estimatei cuplului echivalent de sarcină  $T_{L1}^{\wedge}$  obținut cu OEOC+Te. Fig.4.1.7.3\_3 prezintă răspunsul tranzitoriu în cuplu electromagnetic  $T_e$  al acționării din fig.4.1.7.3\_1, răspuns cu suprareglaj mare limitat impus din proiectare. În fig.4.1.7.3\_4 sunt prezentate răspunsurile tranzitorii ale vitezei reale  $\omega$  (fig.4.1.7.3\_4a) și ale celor trei estimate ale vitezei  $\omega^{\wedge}$  (fig.4.1.7.3\_4b,c,d) obținute cu cele trei observatoare analizate. În fig.4.1.7.3\_5 sunt prezentate răspunsurile tranzitorii ale accelerației reale  $\varepsilon$  (fig.4.1.7.3\_5a) și ale celor trei estimate ale accelerației  $\varepsilon^{\wedge}$  (fig.4.1.7.3\_5b,c,d). Se observă că în toate cazurile cele trei structuri de observatoare au o bună stabilitatea asimptotică. În cazul observatoarelor OEOC+Te și OEOC-Te estimatele vitezei  $\omega^{\wedge}$  și accelerației  $\varepsilon^{\wedge}$  converg rapid deoarece aceste structuri utilizează termeni de corecție pentru toate stările estimate. Mai mult, OEOC+Te are ca intrare cuplul electromagnetic  $T_e^{\wedge}$  care este mărimea de execuție principală pentru controlul variabilelor de mișcare și care reduce întârzierile de estimare. Altfel apare cazul structurii observatorului bazat pe tehnica filtrării OTF care are o viteză de convergență mai lentă și ca urmare prezintă o eroare tranzitorie mare deoarece acesta utilizează doar un singur termen de corecție directă după eroarea  $\Delta\theta$  prin intermediul coeficientului  $\alpha_0$ .

În regim staționar, toate cele trei structuri de observatoare au performanțe identice, estimarea asimptotică a variabilelor cinematice fiind fără eroare de regim staționar.

În final, în scopul obținerii unei dinamici de estimare rapide pentru o alocare dată a spectrului observatoarelor se recomandă utilizarea structurilor de observatoare OEOC+Te sau OEOC-Te care prezintă performanțe dinamice apropiate. Observatorul OEOC+Te este ceva mai bun în special privind estimata accelerației și livrează în plus estimata cuplului echivalent de sarcină  $T_L^{\wedge}$ . Acesta are însă dezavantajul că relațiile de proiectare ale constantelor observatorului depind de parametrii procesului, în special de estimata momentului de inerție redus la arbore  $J_o$  și necesită estimarea cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$ . Observatorul OEOC-Te este mai robust la variația parametrilor procesului și nu necesită estimarea cuplului  $T_e^{\wedge}$ .

Utilizarea acestor observatoare conduce la obținerea unor performanțe de regim dinamic și permanent sensibile îmbunătățite. Pulsațiile datorită estimării vitezei și accelerației sunt mai mici, acționarea este mai silențioasă și mai precisă mai ales în aplicații de conducere a proceselor cu vibrații însemnate cum ar fi roboți industriali, mașini unelte cu comandă numerică, mori de ciment, etc. Observatorul OEOC+Te este utilizat în structura din paragraful 6.2.

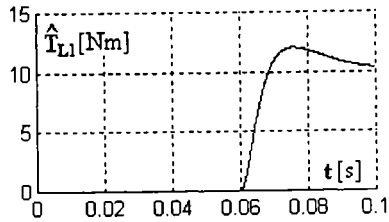


Fig.4.1.7.3\_2. Estimata  $T_{L1}^$  a OEOC+Te

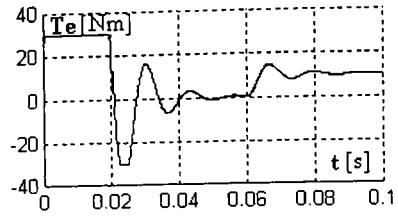


Fig.4.1.7.3\_3. Răspuns în cuplu

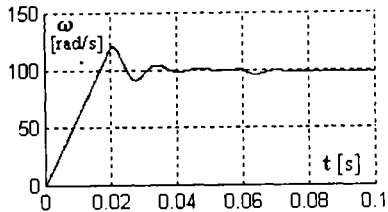


Fig.4.1.7.3\_4a. Răspuns în viteză

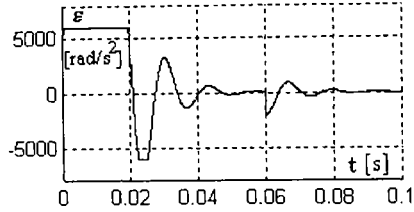


Fig.4.1.7.3\_5a. Răspuns în accelerație

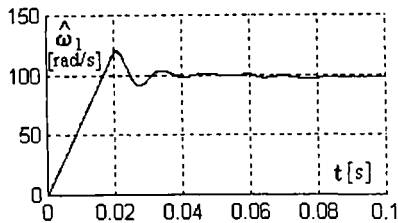


Fig.4.1.7.3\_4b. Estimata  $\omega_1^$  a OEOC+Te

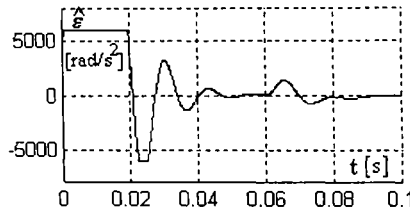


Fig.4.1.7.3\_5b. Estimata  $\epsilon^$  a EOC+Te

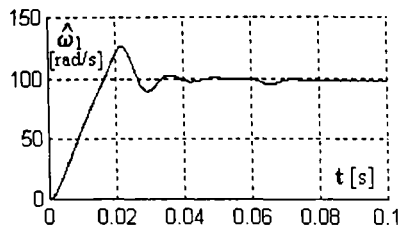


Fig.4.1.7.3\_4c. Estimata  $\omega_1^$  a OEOC-Te

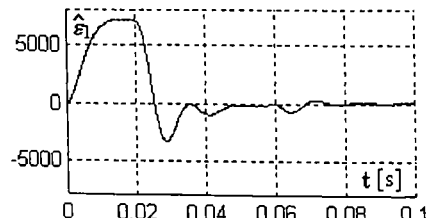


Fig.4.1.7.3\_5c. Estimata  $\epsilon_1^$  a OEOC-Te

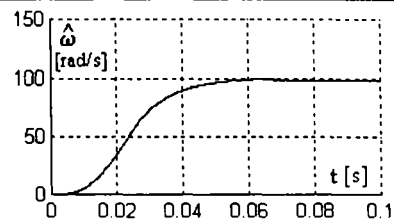


Fig.4.1.7.3\_4d. Estimata  $\omega_1^$  a OTF

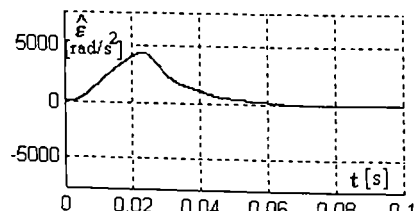


Fig.4.1.7.3\_5d. Estimata  $\epsilon^$  a OTF

#### 4.1.8. Observator de accelerație din poziție

Problema care se pune este de a determina estimata accelerației  $\hat{\varepsilon}$  din mărimea măsurată a poziției  $\theta$ . Observatoarele de accelerație asigură o estimare a accelerației momentane iar rezoluția este determinată de precizia internă de calcul a observatorului implementat numeric.

Topologia observatorului [Schm92], [Wall92] conține două observatoare conectate în paralel. Primul observator este de viteză de tipul celui prezentat în fig.4.1.7.2\_1b iar al doilea este de accelerație prezentat în fig.4.1.8\_1.

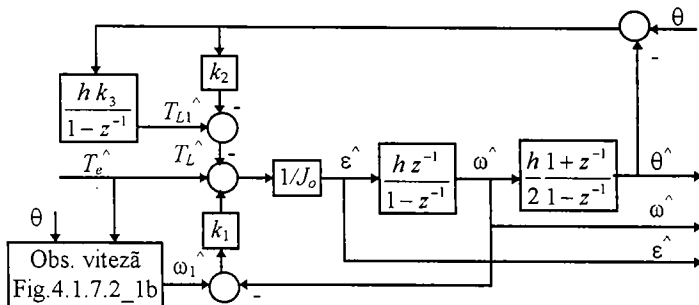


Fig.4.1.8\_1. Observator de accelerație pentru a estima  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\varepsilon}$

Observatorul de accelerație poate fi divizat în două secțiuni principale: prima de tip "feed-forward" și a doua de tip "feed-back".

Secțiunea de tip "feed-forward" are la bază modelul dinamic al acționării care are ca intrare estimata cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$ . Această parte funcționează în paralel cu sistemul condus și poate fi privită ca o estimare fără reacție a mărimilor de interes:  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\varepsilon}$  și  $\hat{\theta}$ . Precizia acestei secțiuni a observatorului este în strânsă dependență de estimarea cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$  și de estimarea momentului de inerție  $J_o$ .

Secțiunea de tip "feed-back" constă în compensatorul de tip PI având parametri  $k_2$ ,  $k_3$  care, în scopul asigurării convergenței de estimare, prinde în buclă închisă prima secțiune utilizând ca referință poziția măsurată  $\theta$  și ca reacție poziția estimată  $\hat{\theta}$ , corecția fiind după eroarea de poziție. Se folosește în plus o buclă paralelă de viteză cu  $k_1$  a cărei referință este estimata vitezei  $\hat{\omega}_1$  provenită de la observatorul de viteză.

Observatorul astfel realizat are o sensibilitate redusă la variația parametrilor acționării ( $J$ ) prin topologia aleasă și printr-o bună optimizare a benzii de frecvență (spectrul) impusă. O banda de frecvență joasă face ca observatorul să fie dependent de variația parametrilor din secțiunea "feed-forward". Din acest punct de vedere este favorabilă deci impunerea unei benzi largi (valori mari ale coeficienților reguletoarelor) pentru a reduce sensibilitatea la variația parametrilor procesului. Acest lucru are însă dezavantajul amplificării zgomotului din semnalul măsurat  $\theta$ . Perioada de eșantionare este un alt parametru de proiectare important, având în vedere că ea stabilește limita superioară a benzii observatorului.

Un compromis practic între cerințele contradictorii privind alegerea benzii de frecvență a observatorului conduce la fixarea experimentală a frecvențelor de frângere ale observatorului spre exemplu: 5, 50, 150 Hz [Wall92].

În concluzie, observatorul de accelerație se poate implementa utilizând un singur traductor de mișcare și anume de poziție  $\theta$ , fără a folosi operatorul de derivare numerică. Topologia aleasă permite estimarea valorilor momentane pentru  $\hat{\omega}$  și  $\hat{\varepsilon}$  cu o bună robustețe la variația

parametrilor și o convergență rapidă. Mărimile estimate care se vor utiliza în buclele de reglare a mișcării sunt:  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\varepsilon}$  mărimi obținute din fig.4.1.8\_1.

Structura observatorului prezentat se recomandă pentru acționări unde există un cuplu de sarcină perturbator cu o dinamică pronunțată. Este cazul roboților industriali unde apare efectul de cuplaj între axe și modificarea în limite largi a cuplului de sarcină funcție de configurația momentană a structurii mecanice. Alt exemplu este cel al morilor de ciment unde apar vibrații puternice.

Alte variante pentru estimarea accelerației utilizează viteza medie  $\bar{\omega}$  și au aplicații directe în conducerea cu moduri alunecătoare a vitezei. Soluții de acest tip sunt prezentate în [Nand90], [Nand92]: observator de ordin complet; observator de stare adaptiv și observator de ordin redus rapid. Studiul și analiza acestor variante arată clar importanța estimării corecte, cu întârzieri minime, a accelerației în conducerea cu moduri alunecătoare în vederea obținerii robusteții sistemului de reglare. Implementarea cea mai simplă este cea a observatorului de ordin redus, care dacă este rapid și satisface cerințele impuse.

#### 4.1.9. Observator de viteză cu structură variabilă din poziție

Altă variantă remarcabilă de observator neliniar robust de viteză este prezentată în fig.4.1.9\_1. Structura este asemănătoare cu cea din fig.4.1.6\_1 însă, de această dată, legea de compensare este neliniară, cu structură variabilă [Dote90]. S-a adoptat această lege în scopul asigurării unei convergențe cât mai rapide și pentru o cât mai bună rejecție a perturbațiilor externe, deci pentru a realiza robustețea observatorului.

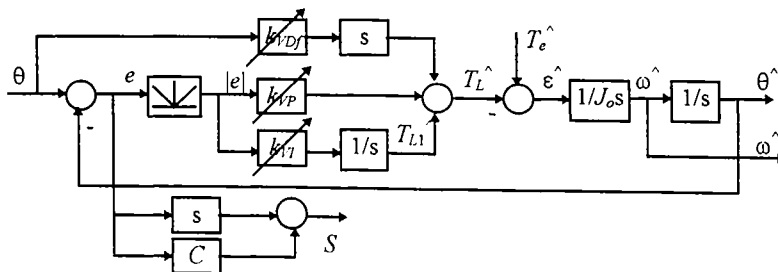


Fig.4.1.9\_1. Observator de viteză cu structură variabilă

Noutatea structurii constă în continua adaptare a coeficienților  $k_{vp}$  și  $k_{l1}$  ai compensatorului PI, care are ca intrare modulul erorii  $|e|$ , precum și utilizarea unei reacții de tip "feedforward" derivativă având coeficientul  $k_{vdf}$  de asemenea adaptabil. Legile de adaptare ale coeficienților folosesc structuri variabile cu moduri alunecătoare având dreapta de comutație  $S$ , și au expresiile:

$$k_{vp} = \frac{S}{|S| + \delta_b} k_p, \quad k_p > 0, \delta_b > 0 \quad (4.1.9-1)$$

$$k_{l1} = \left[ 1 - \frac{|S|}{|S| + \delta_b} \right] \text{sgn}(S) k_l, \quad k_l > 0, \delta_b > 0 \quad (4.1.9-2)$$

$$k_{vdf} = \left[ 1 + \frac{S}{|S| + \delta_f} \text{sgn}(\dot{\theta}) \right] k_{df}, \quad k_{df} > 0, \delta_f > 0 \quad (4.1.9-3)$$

$$S = C e + \dot{\varepsilon}, \quad C > 0 \quad (4.1.9-4)$$

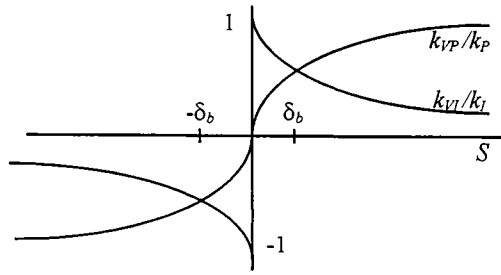


Fig.4.1.9\_2.  $k_{vp}$  și  $k_{vl}$  funcție de  $S$

*Observația 4.1.9-1.* Dependențele  $k_p(S)$ ,  $k_l(S)$  prezentate în fig.4.1.9\_2, realizează dezideratele ideale pentru un observator: pentru  $|S|$  mare  $k_{vp}$  este mare pentru a accelera convergența, iar pentru  $|S|$  mic  $k_{vl}$  este mare pentru ca în regim staționar să nu existe eroare de estimare și zgomotele de măsură să nu fie amplificate.

Alt avantaj este acela că se păstrează robustețea dată de tehnica modurilor alunecătoare, însă fără a produce oscilații mici în jurul originii erorii de estimare pentru că legea de modificare a coeficienților este continuă. Referiri la problema stabilității unei clase de observatoare neliniare din care face parte și observatorul prezentat este tratată în [Suyi93].

#### 4.1.10. Observator de viteză și poziție de ordin complet din curenți și tensiuni

Ecuatiile de stare ale MSMP sunt neliniare și cuplate. În referențialul  $dq$  fix față de rotor, cu notațiile cunoscute privind variabilele, aceste ecuații au forma:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}} &= \mathbf{A}\mathbf{i} + \omega \mathbf{A}_2 \mathbf{i} + \mathbf{H}\omega + \mathbf{B}\mathbf{u}, & \mathbf{i}(0) &= \mathbf{i}_0 \\ \dot{\omega} &= \mathbf{C}\mathbf{i} + \mathbf{i}^T \mathbf{C}_2 \mathbf{i} - b\omega - f \operatorname{sgn}(\omega) - T_L, & \omega(0) &= \omega_0 \\ \dot{\theta} &= \omega, & \theta(0) &= \theta_0 \end{aligned} \quad (4.1.10-1)$$

unde  $\mathbf{i} = \mathbf{i}(i_d, i_q)$  și  $\mathbf{u} = \mathbf{u}(u_d, u_q)$  sunt vectorii curenți și tensiune statorică în referențialul  $dq$  obținuți din cei corespunzători din referențialul  $\alpha\beta$  utilizând operarea de rotație având ca argument poziția unghiulară  $\theta$ . Matricele utilizate sunt constante și de dimensiuni corespunzătoare.

În scopul estimării vitezei  $\omega$  și a poziției  $\theta$  din măsurile măsurate ale curenților și tensiunilor se poate folosi un observator de stare de ordin complet (OSOC) tip Luenberger, la care eroarea de predicție este eroarea de curenți ( $\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}$ ). Ecuatiile OSOC sunt de forma:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \hat{\omega} \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{i}} + \mathbf{H}\hat{\omega} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}_i(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}), & \hat{\mathbf{i}}(0) &= \hat{\mathbf{i}}_0 \\ \dot{\hat{\omega}} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{i}} + \hat{\mathbf{i}}^T \mathbf{C}_2 \hat{\mathbf{i}} - b\hat{\omega} - f \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) + \mathbf{K}_\omega(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}), & \hat{\omega}(0) &= \hat{\omega}_0 \\ \dot{\hat{\theta}} &= \hat{\omega}, & \hat{\theta}(0) &= \hat{\theta}_0 \end{aligned} \quad (4.1.10-2)$$

Pentru concizie, s-a utilizat exprimarea relațiilor în timp continuu. Relațiile în timp discret sunt similare, obținându-se prin discretizare cu o perioadă de eșantionare dată, de exemplu prin metoda Euler avansată.

Parametrii acționării care se pot modifica în timp sunt în special cei aferenți părții mecanice: momentul de inerție echivalent  $J_o$ , coeficientul de frecări vâscoase  $b$ , coeficientul de frecări tip Coulomb  $f$ . Acești parametri pot fi estimați folosind un estimator recursiv cu metoda celor mai mici pătrate ponderate cu un factor de uitare [Sepe92], însă implementarea în timp real este dificilă. Cuplul de sarcină  $T_L$  se poate estima cu una dintre metodele prezentate în paragraful 4.3.1.

OSOC (4.1.10-2) este neliniar, ca de altfel și ecuațiile modelului MSMP (4.1.10-1) de la care s-a plecat. Prin urmare, viteza de convergență a OSOC este variabilă cu  $\omega$  pentru o alegere a compensatorului  $K_I, K_\omega$  - matrice constante. În vederea îmbunătățirii convergenței se pot determina prin simulare  $K_I, K_\omega$  pe domenii discriminante funcție de  $\omega$  [Chan94].

O idee asemănătoare privind OSOC (4.1.10-2) este prezentată în [Sepe90], [Sepe92], în care performanțele acționării MSMP la viteze relativ mici sunt deficitare.

*Observația 4.1.10-1.* Relațiile (4.1.10-2) ale OSOC conduc aparent la o structură de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare. Însă referențialul  $dq$  utilizează transformările de coordonate  $abc > dq$  pentru curenți și tensiuni în care apare poziția  $\theta$  care, în această situație este estimată  $\hat{\theta}$ . Prin urmare, *referențialul  $dq$  este estimat* pentru că folosește  $\hat{\theta}$  în loc de  $\theta$ , deci pot apare implicații serioase privind stabilitatea.

Structuri eficiente de conducere fără traductoare de mișcare care utilizează doar traductoare de curenți și tensiuni statorice sunt prezentate extensiv în capitolul 6.

#### 4.1.11. Analiza comparativă a estimatoarelor. Concluzii

În acest capitol s-au prezentat soluții privind algoritmi de estimare a derivatelor cu aplicații la estimarea vitezei momentane și a accelerației momentane utilizând uzual poziția măsurată. Estimatoarele prezentate se împart în două categorii:

- i. estimatoare fără corecții (fără reacție) care utilizează pentru aproximări ipoteze apriorice;
- ii. estimatoare asimptotice sau observatoare, care lucrează în buclă închisă și care dispun de o corecție predictivă în scopul asigurării unei convergențe mai rapide și a unei mai bune robusteți la variația parametrilor sistemului și la perturbații.

##### i.) Estimatoare fără corecții (paragrafele 4.1.1 - 4.1.5)

Estimatoarele de derivate cu filtre sau cu metode de integrare numerică au dezavantajul principal că prezintă o întârziere de estimare care poate afecta stabilitatea sistemului. O soluție de preferat din acest punct de vedere este folosirea estimatoarelor cu predicție, dar care însă presupun ipoteze apriorice privind evoluția în timp a variabilelor de estimat.

O mare parte din aplicații necesită estimarea vitezei momentane din poziția măsurată cu TIRO, mai precis -din viteza medie obținută prin metoda măsurării perioadei (MT) sau prin metoda măsurării frecvenței (MF). Pentru această clasă de estimatoare se prezintă o analiză critică detaliată a performanțelor acestora.

Tipurile de estimatoare de viteză momentană analizate prin simulare, atât din clasa MT, cât și din clasa MF, sunt:

- a.) de ordin 1 cu filtru (fig.4.1.1\_3a), notat EF1;
- b.) de ordin 2 și 3 cu aproximări polinomiale (tabel 4.1.3-1), notate EAP2, EAP3;
- c.) de ordin 2 și 3 cu diferențe retardate (tabel 4.1.4-1), notate EDR2, EDR3;
- d.) de ordin 4 și 8 cu metoda celor mai mici pătrate -ecuația (4.1.5-8) și tabel 4.1.5-1, notate, cu referire la parametrul  $M/N$ : EMP1/4, EMP2/8, EMP3/8.

În scopul testării și evaluării performanțelor dinamice și de regim staționar ale acestor estimatoare, s-au folosit la intrare *semnale de probă de următoarele tipuri* [Brow92]: un profil oscilant amortizat de viteză mică cu suprareglaj de 50%; un profil oscilant amortizat de viteză mare cu suprareglaj de 50%; un profil trapezoidal de viteză mică. Testarea s-a realizat în două situații:

- t1.) cu TIRO perfect, adică impulsurile succesive sunt echidistante cu  $\Delta x_k \approx 1$ ;
- t2.) cu TIRO imperfect, adică cu secvența impulsurilor de forma  $\Delta x_{4i+1} = 0,95$ ,  $\Delta x_{4i+2} = 0,95$ ,  $\Delta x_{4i+3} = 0,90$ ,  $\Delta x_{4i+4} = 1,2$  pentru orice  $i$ .

Analiza erorilor relative de estimare în situațiile t1.) și t2.) pentru metoda MT și respectiv pentru metoda MF conduc la următoarele *concluzii*:

Nu există un tip anume de estimator superior pentru toate situațiile analizate. Alegerea celui mai bun estimator depinde de aplicație, utilizând următoarele *criterii de selecție*:

- La viteze mari se recomandă estimatoarele din clasa MF. Erorile cele mai mici pentru regimul permanent se obțin cu EMP. Erorile minime de urmărire în viteză în regim dinamic se obțin cu EDR3 sau EAP3, pentru viteze mai mari ca 100 impulsuri /perioadă. La viteze foarte mari, unde timpul de calcul devine important, se recomandă EF1.
- La viteze mici se recomandă estimatoarele din clasa MT. Datorită faptului că acestea sunt sensibile la imperfecțiunile TIRO, nu se utilizează EAP sau EDR, ci se recomandă EMP, care filtrează aceste imperfecțiuni și asigură totodată un bun răspuns tranzitoriu.
- Pentru domeniu extins de viteză se recomandă utilizarea îmbinată a estimatoarelor din clasa MT și MF, selecția acestora fiind realizată funcție de domeniul de viteză sau cel mai bine soluția MTF din paragraful 4.1.6.

## ii. *Estimatoare asimptotice - observatoare* (paragrafele 4.1.6 - 4.1.10)

Observatoare de viteză și accelerație din poziție, prin reacția negativă predictivă folosită, au avantajul unei convergențe mai rapide, cu o întârziere de fază minimizată și cu o reducere a sensibilității estimării la variația parametrilor.

Analiza studiilor de caz pe baza rezultatelor de simulare numerică din paragraful 4.1.7.3 conduce la concluziile următoare privind estimarea variabilelor  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\omega}$  din poziția măsurată  $\theta$ . În scopul obținerii unei dinamici de estimare rapide se recomandă utilizarea structurilor de observatoare OEOC+Te sau OEOC-Te din paragraful 4.1.7.2.

- Observatorul OEOC+Te folosește cuplul electromagnetic estimat  $T_e^{\wedge}$ , sau posibil pe cel prescris  $T_e^*$ , obținându-se astfel o întârziere de fază minimă. Acesta livrează în plus estimata cuplului echivalent de sarcină  $T_L^{\wedge}$ , dar are însă dezavantajul că constantele observatorului depind de estimata momentului de inerție  $J_o$ .
- Observatorul OEOC-Te este mai robust la variația parametrilor procesului și nu necesită estimarea cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$ .
- Un observator neliniar eficient este observatorul de viteză cu structură variabilă din poziție, prezentat în paragraful 4.1.9, prevăzut cu filtre de zgomot de tipul celor prezentate în paragraful 4.3.4.
- Observatoare de poziție și viteză din curenți și tensiuni statorice, observatoare eficiente utilizate în structuri de conducere fără traductoare de mișcare sunt prezentate în capitolul 6.

Utilizarea acestor observatoare conduce la obținerea unor performanțe de regim dinamic și permanent sensibil îmbunătățite. Pulsajile datorita estimării vitezei și accelerației sunt mai mici, acționarea este mai silențioasă și mai precisă mai ales în aplicații de conducere a proceselor cu vibrații însemnate cum ar fi roboți industriali, mașini unelte cu comandă numerică, mori de ciment, etc.

## 4.2. ESTIMATOARE DE FLUX ȘI CUPLU ELECTROMAGNETIC

### 4.2.1. Problematika estimării fluxului

Metodele moderne de conducere a MSMP, cum sunt conducerea vectorială cu orientare după câmp sau conducerea vectorială directă în cuplu și flux, necesită estimarea vectorului flux din întrefier și a cuplului electromagnetic. Estimarea fluxului se poate realiza prin:

- i. *Estimatoarele de flux fără corecții* (pe scurt *-estimatoarele*) care folosesc modele ale subsistemului electromagnetic al MSMP fără reacții. Estimarea este sensibilă la variații de parametri și deci prezintă dezavantajul unor erori mai mari de estimare.
- ii. *Observatoarele sau estimatoarele asimptotice de flux* care folosesc modele ale subsistemului electromagnetic al MSMP cu reacții de tip corecție predictivă a erorii de estimare în scopul asigurării unei convergențe mai rapide și a reducerii sensibilității estimării la variația parametrilor mașinii.

Estimarea fluxului la MSMP cu *estimatoarele fără corecții* este larg folosită [Bold91a], [Bold92], [Lage94] pe când observatoarele de flux sunt puțin tratate în literatură [Bile93], [Andr94d], [Andr95], [Andr96a], [Vaga97], [Andr98d].

Altfel stă problema estimării fluxului la mașina asincronă cu rotorul în colivie.

Estimarea fluxului numai cu *model de tensiune* constituie o abordare atractivă datorită simplității soluției, dar apar probleme specifice la implementarea integratorului pur. Foarte recent, în acest domeniu s-au propus câteva soluții interesante și eficiente care se concentrează asupra compensării offsetului integratorului [Bose97a], [Prof98], [Hurs98], [Hu 98].

La mașina asincronă, observatoarele de flux care utilizează o *combinație între modelele de tensiune și modelele de curent* sunt tratate pe larg, în literatură deosebindu-se două direcții:

- i. -o tratare având la bază teoria matematică a observatoarelor (de ordin complet sau de ordin redus) [Verg88];
- ii. -o tratare combinată, punându-se accentul pe aspectul fizic al fenomenelor electromagnetice din mașină [Jans94a], [Jans94b], [Lore94], [Borg95], [Casa96].

Având în vedere această situație, se prezintă în continuare o nouă abordare asupra estimatoarelor de flux și noi structuri pentru observatoarele de flux pentru MSMP.

### 4.2.2. Estimatoare de flux fără corecții

Modelele matematice cu vectori spațiali pentru subsistemul electromagnetic al MSMP, în ipoteza neglijării coliviei de amortizare, cuprind ecuații vectoriale ale tensiunii statorice ( $E_u$ ) și relații dintre fluxuri și curenți ( $E_i$ ) (paragraful 2.2), scrise fie în referențialul statoric  $\alpha\beta$  sau  $abc$ , fie în referențialul rotor  $dq$ . *Estimatoarele de flux fără corecții* sunt realizate pe baza acestor modele, având expresiile scrise în formă vectorială [Andr94b], cu notațiile cunoscute:

$$E_u^s: \quad \hat{\lambda}^s = -R_o i^s + u^s, \quad \hat{\lambda}^s(0) = \hat{\lambda}^s 0 \quad (4.2.2-1)$$

$$E_u^r: \quad \hat{\lambda}^r = -j \omega \hat{\lambda}^r - R_o i^r + u^r, \quad \hat{\lambda}^r(0) = \hat{\lambda}^r 0 \quad (4.2.2-2)$$

$$E_i^s: \quad \hat{\lambda}^s = L_o i^s + \frac{3}{2} L_{2o} i^{**} e^{j2\theta} + \lambda_{oo} e^{j\theta}; \quad \text{sau} \quad \hat{\lambda}^s = L_{oo}^s(\theta) i^s + \lambda_{oo}(\theta) \quad (4.2.2-3)$$

$$E_i^r: \quad \hat{\lambda}^r = L_{do} i_d + \lambda_{oo} + j L_{qo} i_q; \quad \text{sau} \quad \hat{\lambda}^r = L_{oo}^r i^r + \lambda_{oo} \quad (4.2.2-4)$$



unde:  $\lambda^s = (\lambda_\alpha, \lambda_\beta)$ ,  $i^s = (i_\alpha, i_\beta)$ ,  $u^s = (u_\alpha, u_\beta)$ ,  $\lambda^r = (\lambda_d, \lambda_q)$ ,  $i^r = (i_d, i_q)$ ,  $u^r = (u_d, u_q)$

Indicele superior arată referențialul considerat "s" -statoric  $\alpha\beta$ , respectiv "r"-rotoric  $dq$ ; " $\wedge$ " indică variabile estimate. Indicele inferior "o" indică parametri estimați. Mărimile electrice vectoriale sunt:  $u$  -tensiune statorică,  $i$  -curent statoric,  $\lambda$  -flux din întrefier, iar  $\theta$  este poziția unghiulară electrică. Parametrii estimați sunt:  $R_o$  -rezistența unei faze statorice;  $L_o = L_{\sigma o} + 3/2L_{o0}$  inductanța echivalentă a unei faze;  $L_{2o}$  -inductanța de cuplaj mutual;  $L_{do}, L_{qo}$  -inductanțele sincrone longitudinală, respectiv transversală;  $\lambda_{o0}$  - fluxul magnetului permanent. Mărimile de intrare măsurabile sunt:  $u^s, i^s, \theta_m$  -poziția unghiulară mecanică a rotorului, iar mărimea de ieșire este  $\lambda^r$  sau  $\lambda^s$ . Transformările din referențialul "s" în "r" și invers, folosesc transformata de rotație  $e^{j\theta}$ , respectiv  $e^{-j\theta}$ , unde  $\theta = p\theta_m$ , cu  $p$  -număr de perechi de poli.

În fig.4.2.2\_1,a,b,c,d se prezintă schemele bloc vectoriale ale celor patru estimatoare de flux corespunzătoare ecuațiilor (4.2.2-1) - (4.2.2-4), estimatoare notate astfel:

**Eu<sup>s</sup>** - estimator de flux cu model de tensiune în referențialul "s";

**Eu<sup>r</sup>** - estimator de flux cu model de tensiune în referențialul "r";

**Ei<sup>s</sup>** - estimator de flux cu model de curent în referențialul "s";

**Ei<sup>r</sup>** - estimator de flux cu model de curent în referențialul "r".

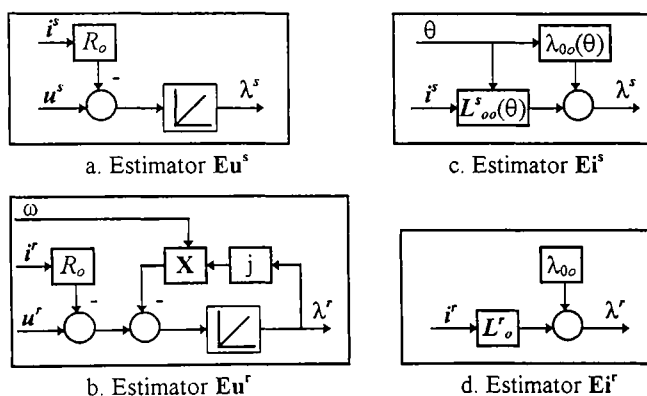


Fig.4.2.2\_1. Estimatoare de flux

În continuare se face o analiză critică a estimatoarelor de flux.

- i.) Estimatorul **Eu<sup>r</sup>** prezintă avantajul că integratorul are reacție locală și deci sistemul este stabil pentru  $\omega \neq 0$ , însă are următoarele dezavantaje: -este neliniar depinzând de  $\omega$  prin termenul  $j \omega \hat{\lambda}^r$ ; -la viteze mici este sensibil cu variația rezistenței  $R_o$ .
- ii.) Estimatorul **Ei<sup>s</sup>** conține parametri magnetici ai MSMP variabili cu  $\theta$  și deci din acest punct de vedere nu se recomandă în implementări.
- iii.) Estimatoarele **Eu<sup>s</sup>** și **Ei<sup>r</sup>** au parametri invarianți cu  $\theta$  și deci se recomandă în implementări. Pe de altă parte, în **Ei<sup>r</sup>** se folosește operatorul de rotație care este funcție de  $\theta$ .
- iv.) Estimatorul **Eu<sup>s</sup>** se recomandă în gama de viteze începând de la viteze nu prea mici ( $\omega > n \times 10 \text{ rad/s}$ ) până în zona de slăbire de câmp inclusiv, situație în care  $R_o i^s \ll u^s$  și deci

estimatorul este practic puțin sensibil la variația rezistenței  $R_o$  cu temperatura statorului  $T_s$ . La viteze mici însă această relație nu mai este îndeplinită deoarece tensiunea electromotoare indusă prin rotație este comparabilă cu  $R_o i^r$  și deci estimatorul este puternic sensibil la variația lui  $R_o$ . Mai mult, integratorul nu are reacție locală și deci sistemul este la limita de stabilitate și este sensibil la zgomote și la *offsetul* provenit din măsurarea curenților  $i^r$  și a tensiunilor  $u^s$ .

- v.) Estimatorul  $Ei^f$  conține parametri magnetici ai MSMP. Matricea inductanțelor  $L'_o (L_{do}, L_{qo})$  este practic constantă până la apariția saturației magnetice, fenomen care poate fi evitat prin limitările impuse curenților  $i^r$  de către sistemul de conducere. Variația cea mai importantă este cea a fluxului magnetului permanent  $\lambda_{o0}(T_r)$  variabil cu temperatura rotorului  $T_r$ , după o lege cunoscută (tabelată). Dacă materialul utilizat este ferită atunci această lege este de tip liniar. Temperatura rotorului  $T_r$  se poate determina din temperatura statorului  $T_s$ , funcția de transfer  $T_r / T_s$  fiind bine aproximată cu cea a unui element de transfer tip PT1 având constanta de timp de ordinul minutelor [Bose88]. Estimatorul  $Ei^f$  nu are dinamică fiind de tip P și deci este stabil.
- vi.) Cu toate că estimatoarele au topologii similare cu modelele electromagnetice ale MSMP, ele se deosebesc profund de acestea prin aceea că în cadrul estimatoarelor nu are loc un transfer fizic de energie, variabilele fiind limitate de domeniul de reprezentare al suportului de implementare numeric.
- vii.) Fluxurile estimate prezintă avantajul că au forme de variație în timp cu un zgomot de comutație mult redus comparativ cu formele de variație în timp a curenților.

*În concluzie, considerațiile prezentate mai sus conduc la următoarele observații și recomandări de utilizare a estimatoarelor de flux.*

- 1.) Estimatorul  $Ei^f$  se recomandă la viteze mici inclusiv viteză zero. Acesta nu are dinamică dar este sensibil în special la variația fluxului magnetului permanent  $\lambda_{o0}(T_r)$  cu temperatura rotorului și în plus folosește operatorul de rotație care este funcție de  $\theta$ .
- 2.) Estimatorul  $Eu^s$  se recomandă la viteze medii și mari unde este practic insensibil la variația parametrilor MSMP fiind deci mai bun ca  $Ei^f$ .
- 3.) Cele două estimatoare  $Ei^f$  și  $Eu^s$  au comportări complementare și sugerează ideea găsirii unei topologii care să îmbine avantajele acestora în sensul folosirii estimatorului  $Ei^f$  la viteze mici și respectiv a estimatorului  $Eu^s$  la viteze mai mari, cu o tranziție lină între cele două variante de estimare funcție de  $\omega$ .
- 4.) Fluxurile estimate prezintă avantajul că au forme de variație în timp mai line, cu un zgomot de comutație mult redus comparativ cu formele de variație în timp a curenților.

#### 4.2.3. Observatoare de flux cu modele combinate de tensiune și curent

Având în vedere observațiile și recomandările privind utilizarea celor patru estimatoare de flux prezentate în paragraful precedent, se propune realizarea unor observatoare de flux folosind combinații între estimatoarele de flux cu modele de tensiune ( $Eu$ ) și cele cu modele de curent ( $Ei$ ). Principial, observatoarele de flux utilizează ideea observatorului tip Luenberger, dar *compensatorul K al erorii de corecție nu mai este liniar ci cu dinamică funcție de viteză  $\omega$* , în scopul selectării estimatorului tip  $Ei$  -la viteze mici, inclusiv viteza zero, respectiv a

estimatorului tip **Eu** -la viteze medii și mari, cu o trecere lină între cele două variante funcție de viteza  $\omega$ . Corecția se aplică la nivelul estimatorului tip **Eu**, care are dinamică și conține un element integrator, în scopul îmbunătățirii stabilității și a eliminării posibilului offset de componentă continuă.

Vectorul de stare măsurabil este vectorul curent statoric  $i^s$ . Estimatoarele **Eu** cu dinamică estimează vectorul flux  $\lambda^e$  funcție de vectorul tensiune indusă  $e^s = u^s - R_o i^s$ . Estimatoarele **Ei** fără dinamică estimează vectorul flux  $\lambda^i$  funcție de vectorul curent statoric  $i^s$ , sau pot realiza operația inversă, adică să estimeze vectorul curent statoric  $i^s$  funcție de estimata vectorului flux  $\lambda^i$ .

În concluzie, ideile prezentate mai sus conduc la propunerea următoarelor criterii de clasificare - și implicit de generare - a structurilor de observatoare de flux:

- i.) - după natura erorii de corecție:
  - corecție după eroarea de flux; estimatoarele **Eu** și **Ei** lucrează în conexiune paralel; observatoarele sunt numite *observatoare paralele*, notate **Oλλ**.
  - corecție după eroarea de curent; estimatoarele **Eu** și **Ei** lucrează în conexiune serie (cascadă); observatoarele sunt numite *observatoare serie*, notate **Oli**.
- ii.) - după tipul referențialului în care se obține corecția:
  - referențial statoric ( $\alpha\beta$ ), notat cu indicele superior "s";
  - referențial rotor (dq), notat cu indicele superior "r".
- iii.) - după tipul perechii de estimatoare de flux folosite (**Eu<sup>s</sup>**, **Ei<sup>r</sup>**) cu referire la referențialul în care lucrează fiecare estimator, pereche notată -xy  $\in \{s, r\}$ .  
 Exemplu: -notația **Oλλ<sup>s</sup>-sr** semnifică: observator de flux cu corecție după eroarea de flux (observator paralel) în referențialul statoric care folosește perechea (**Eu<sup>s</sup>**, **Ei<sup>r</sup>**).

Din punct de vedere al criteriilor i.) și iii.) rezultă următoarele opt tipuri de observatoare de flux prezentate în tabelul 4.2.3-1.

Observatoare paralele - corecție $\Delta\lambda$			Observatoare serie - corecție $\Delta i$		
Eu / Ei	Ei <sup>s</sup>	Ei <sup>r</sup>	Eu / Ei	Ei <sup>s</sup>	Ei <sup>r</sup>
Eu <sup>s</sup>	<b>Oλλ<sup>s</sup>-ss</b>	<b>Oλλ<sup>s</sup>-sr</b>	Eu <sup>s</sup>	<b>Oli<sup>s</sup>-ss</b>	<b>Oli<sup>s</sup>-sr</b>
Eu <sup>r</sup>	<b>Oλλ<sup>s</sup>-rs</b>	<b>Oλλ<sup>r</sup>-rr</b>	Eu <sup>r</sup>	<b>Oli<sup>s</sup>-rs</b>	<b>Oli<sup>r</sup>-rr</b>

Tabel 4.2.3-1. Structuri de observatoare de flux cu modele combinate de tensiune și curent

Luând în considerare și criteriul ii.) numărul structurilor de observatoare de flux s-ar dubla, dar s-au selectat doar acele structuri (topologii) de observatoare care folosesc un număr minim de transformări de rotație. Prin urmare, în fig.4.2.3\_1 se prezintă cele opt topologii de observatoare de flux propuse, care au rezultat din considerentele de mai sus.

În tabelul 4.2.3-2 se prezintă o comparație critică între observatoarele Oλλ și Oli propuse și se dă un clasament al acestora. Se consideră ca dezavantaj faptul că în structura observatorului apar funcții neliniare ca:  $Ei^s(\theta)$  care este funcție de  $\theta$ ;  $Eu^r(\omega)$  care este funcție de  $\omega$ ; operatorii de rotație  $e^{sj\theta}$ . Se consideră ca avantaj faptul că la nivelul observatorului sunt disponibile pe lângă  $\lambda^{s*}$  și/sau  $\lambda^{r*}$  și variabile în referențialul rotor  $dq$ :  $i^r$ ,  $e^r$ .

Studiind cu atenție structurile de observatoare propuse, se evidențiază următoarele observații:

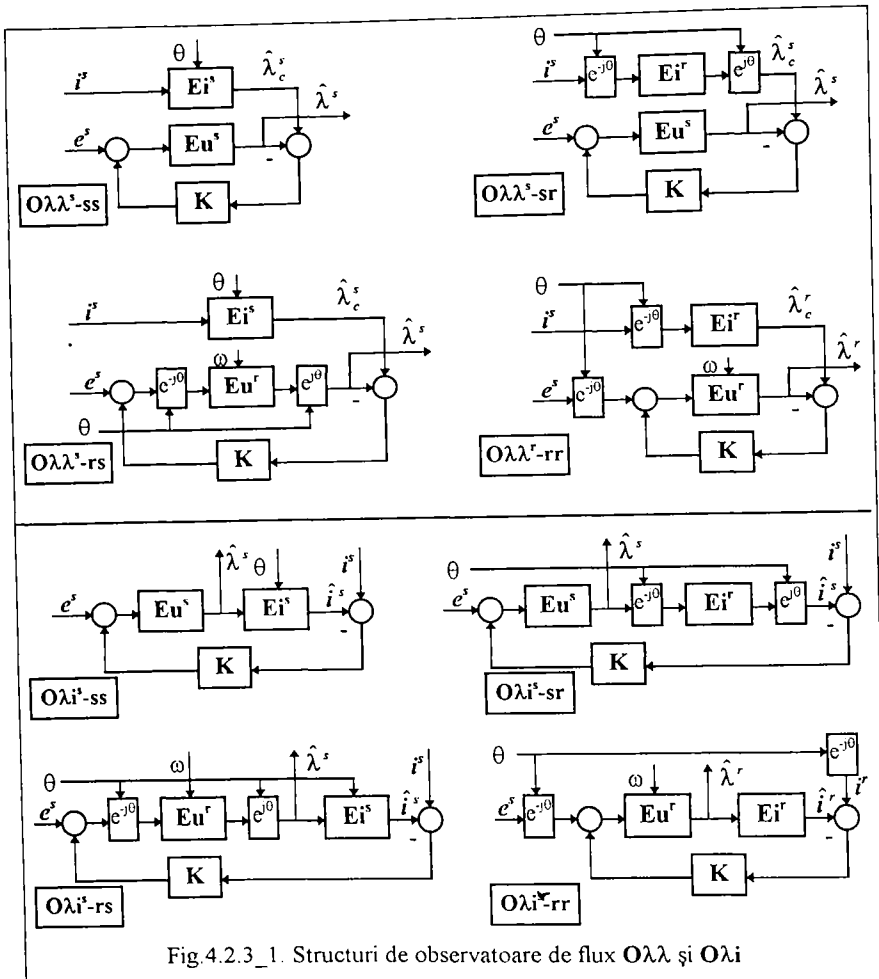


Fig. 4.2.3\_1. Structuri de observatoare de flux  $O\lambda\lambda$  și  $O\lambda i$

$O\lambda / D-A.$	Dezavantaje			Avantaje				Clasat
	$Ei^s(\theta)$	$Eu^r(\omega)$	$e^{j0}$	$\lambda^{s^*}$	$\lambda^{r^*}$	$i^r$	$e^r$	
$O\lambda\lambda^s\text{-ss}$	x			x				3
$O\lambda\lambda^s\text{-sr}$			x	x		x		1
$O\lambda\lambda^s\text{-rs}$	x	x	x	x	x			4
$O\lambda\lambda^r\text{-rr}$		x	x		x	x	x	2
$O\lambda i^s\text{-ss}$	x			x				3
$O\lambda i^s\text{-sr}$			x	x	x			1
$O\lambda i^s\text{-rs}$	x	x	x	x	x			4
$O\lambda i^r\text{-rr}$		x	x		x	x	x	2

Tabel 4.2.3-2. Comparație critică între observatoarele de flux pentru MSMP anizotrope

- i.) Structurile de observatoare de flux  $\mathbf{O}\lambda$  propuse utilizează, într-un mod fericit, părțile bune ale estimatoarelor fără corecții de tip  $\mathbf{E}u$  și  $\mathbf{E}i$  rezultând o estimare mai performantă a fluxului funcție de viteza  $\omega$ , comparativ cu cea obținută numai cu estimatoarele fără corecții.
- ii.) Se accentuează ideea esențială cum că compensatorul  $K$  trebuie să fie cu dinamică (PID, cu moduri alunecătoare, neliniar, etc.) în scopul realizării, în principal, a selecției estimatoarelor  $\mathbf{E}i$  sau  $\mathbf{E}u$  din componența observatorului de flux, și a tranziției line între cele două estimatoare funcție de viteza  $\omega$ . În paragraful 5.1.2 se demonstrează că structura cea mai simplă a compensatorului  $K$ , care satisface dezideratele impuse, este de tip PI, dându-se și relații de proiectare parametrică și recomandări de utilizare. Zona de tranziție între cele două modele este dictată de banda de frecvență a observatorului care se poate ajusta prin alegerea parametrilor compensatorului.
- iii.) Observatoarele de tip  $\mathbf{O}\lambda\lambda$  sunt mai puțin sensibile de perturbații; folosesc estimate ale fluxului care au forme de undă mai puțin zgomotoase comparativ cu formele de undă ale curenților statorici afectate de zgomotele de comutație ale inverterului, mai ales în cazurile defavorabile când MSMP nu este încărcată cu cuplu de sarcină.
- iv.) La observatoarele de tip  $\mathbf{O}\lambda i$  în tensiunea indusă se poate înlocui termenul  $R_{\sigma}i$  cu se termenul  $R_{\sigma}i^{\wedge}$  în scopul îmbunătățirii stabilității, în special în cazul utilizării estimatorului  $\mathbf{E}u^s$  care are caracter de integrator pur.
- v.) Observatoarele de tip  $\mathbf{O}\lambda i$  prind în buclă închisă ambele estimatoare  $\mathbf{E}u$  și  $\mathbf{E}i$  din componența lor și prin urmare este de așteptat ca aceste observatoare să fie mai puțin sensibile la variații ale parametrilor MSMP.
- vi.) Estimatoarele  $\mathbf{E}i^s$  și  $\mathbf{E}i^r$  sunt ambele dependente de poziția  $\theta$ , dar se preferă utilizarea în observator a  $\mathbf{E}i^r$  care are parametrii -inductanțele constante.
- vii.) Estimatorul  $\mathbf{E}u^r$  este dependent de viteza  $\omega$ , dar integratorul are reacție locală, și variabilele în referențialul "r" sunt constante în timp în regim permanent.

În rezumat, observațiile de mai sus împreună cu comparația critică între observatoarele de flux din tabelul 4.2.3-2 evidențiază următoarele recomandări de utilizare în practică:

1. Observatoarele de flux  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-sr}$  și  $\mathbf{O}\lambda i^s\text{-sr}$  sunt clasate pe locul întâi și se recomandă în aplicații;  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-sr}$  are în plus față  $\mathbf{O}\lambda i^s\text{-sr}$  avantajul dat de observația iii.). Aceste structuri au parametrii invarianți cu viteza  $\omega$  și cu poziția  $\theta$ .
2. Pentru MSMP izotrope ( $L_{2\sigma} = 0$ , și deci  $L_d = L_q$ ) se recomandă  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-ss}$  și  $\mathbf{O}\lambda i^s\text{-ss}$  deoarece modelul  $\mathbf{E}i^s$ :  $\hat{\lambda}^s = L_{\sigma} i^s + \lambda_{\sigma 0} e^{j\theta}$  este simplificat și deci efortul de calcul este mai redus.
3. Observatoarele de flux  $\mathbf{O}\lambda\lambda^r\text{-rr}$  și  $\mathbf{O}\lambda i^r\text{-rr}$  sunt clasate pe locul doi și se recomandă în situațiile când se dorește utilizarea variabilelor electrice în referențialul rotor  $dq$ , cu toate că modelul  $\mathbf{E}u^r(\omega)$  este funcție de viteza  $\omega$ .
4. Observatoarele de flux  $\mathbf{O}\lambda\lambda^r\text{-rs}$  și  $\mathbf{O}\lambda i^r\text{-rs}$  sunt clasate pe locul patru și nu se recomandă în aplicații.

În concluzie, acest studiu sintetic a generat șase structuri originale de observatoare de flux care prezintă interes în implementarea practică.

#### 4.2.4. Estimatoarea de flux din model de tensiune cu integrator modificat compensat neliniar

##### Problematika estimării fluxului cu model de tensiune

Estimarea vectorului flux  $\hat{\lambda}$  se poate realiza, în principiu, prin integrarea vectorului tensiune indusă  $e$  din modelul de tensiune  $E u^s$  în referențialul statoric  $\alpha\beta$ .

$$\hat{\lambda} = \int_{t_0}^t e dt + \hat{\lambda}(t_0), \quad \text{unde: } e = u - R_0 i \quad (4.2.4-1)$$

Tensiune indusă  $e$  este de formă armonică. Metoda este deosebit de atractivă deoarece necesită doar informații de tensiune statorică  $u$  și de curent statoric  $i$  și nu necesită informații despre mărimi cinematice -poziție sau viteză. Singurul parametru care depinde de modelul MSMP este rezistența unei faze statorice  $R$  care se modifică liniar cu temperatura statorului. Erori în estimarea acestui parametru influențează negativ estimarea din (4.2.4-1), în special la viteze mici, când căderea de tensiune  $R_0 i$  devine comparabilă cu tensiunea statorică  $u$ .

Pe de altă parte, implementarea unui integrator pur ridică probleme practice dificile legate de compensarea driftului și stabilirea condițiilor inițiale [Wu 91], [Hu 98]. Sunt mai multe cauze care pot destabiliza integratorul [Hurs98]: -offset de curent continuu și zgomote pe canalele de măsură; -erorile de cuantizare și de aproximare numerică; -erori de estimare a parametrilor (rezistența statorică  $R$ ). În practică, la măsurarea curenților statorici  $i$  și/sau a tensiunilor statorice  $u$  apare inevitabil o componentă continuă care, oricât de mică ar fi, poate conduce ieșirea integratorului în saturație. O altă problemă este corecta inițializare a celor două componente ale integratorului, corespunzătoare axelor  $\alpha, \beta$ , cu condiția inițială  $\lambda^{\wedge}(t_0)$ , având în vedere că intrările sunt semnale armonice. Dacă inițializarea nu este corectă rezultă un offset la ieșire de valoare constantă suprapus peste componentele armonice utile. O altă sursă care poate genera offset la ieșire apare în situațiile de modificare bruscă a semnalelor de la intrare [Hu 98] -a caracterului lor armonic, spre exemplu în cazul reversărilor de viteză [Bose97a].

- O primă soluție simplă la aceste probleme este înlocuirea integratorului pur cu un filtru trece jos de ordin 1 (FTJ1), care însă prezintă dezavantajul că produce erori în amplitudine și întârziiri de fază, în special pentru frecvențe mai mici ca frecvența de frângere. Din acest motiv, estimatoarele care folosesc această soluție lucrează într-un domeniu mic de viteze 1:10. O îmbunătățire a acestei soluții ar putea fi utilizarea unui filtru trece jos adaptiv (FTJA1) cu viteza [Hurs98], [Andr98d] și compensarea caracteristicilor de frecvență.
- A doua soluție utilizează un filtru trece jos FTJ1 cu o frecvență de frângere nu prea scăzută și cu un mecanism de compensare rapidă a offsetului. Metoda de detecția a offsetului și driftului se bazează pe determinarea a două valori extreme consecutive ale componentei fluxului pe axa respectivă -un maxim și un minim [Prof98]. Înainte de pornire, se determină offsetul inițial al traductoarelor de curent și/sau tensiune, idee propusă și în [Lage94]. Aplicațiile care utilizează această metodă acoperă un domeniu destul de larg de viteze, viteza minimă atinsă experimental fiind de 10 rpm, pentru o acționare cu motor de inducție [Prof98].
- A treia soluție ingenioasă, prezentată în paragraful 4.2.5, echivalează integratorul, din punct de vedere al caracteristicilor de frecvență, cu o cascadă de filtre trece jos identice adaptive FTJA1, cu frecvența de frângere adaptiv modificată cu viteza și cu compensări ale amplitudinii și fazei după relații neliniare relativ complicate [Bose97a], [Bose97b]. Această soluție dă rezultate bune într-o plajă destul de largă de viteze, inclusiv la viteze mici, dar necesită

măsurarea sau estimarea vitezei și estimarea rezistenței  $R$  în timpul funcționării și un efort de calcul considerabil mărit.

- A patra soluție interesantă constă într-un integrator modificat cu mecanisme neliniare de compensare pentru a rejecta offsetul și a evita distorsiunile [Hu 98]. Metoda dă rezultate bune într-o plajă destul de largă de viteze 1:100, și nu necesită măsurarea mărimilor cinematice, deci se pretează la sisteme de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare. Această soluție inginerească se dezvoltă în continuare în patru variante structurale, ultima fiind originală.

Observator de flux cu integrator modificat cu reacție de compensare - caz principal

Atât un integrator pur (I) cu eventuale reacții de corecție pentru stabilizare, cât și un filtru trece jos de ordin 1 (FTJ1), pot fi exprimate printr-o relație generală (4.2.4-2), unde:  $e$  -mărime de intrare,  $z$  -mărime de compensare,  $\lambda$  -mărime de ieșire.

$$\lambda = \frac{1}{s + \omega_c} e + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z \tag{4.2.4-2}$$

Cele două elemente pot fi privite ca și cazuri particulare ale acestei relații. Pentru  $z = \lambda$  relația (4.2.4-2) este echivalentă cu un integrator pur ( $\lambda = e / s$ ) [Hurs98], iar pentru  $z = 0$  rezultă un FTJ1 cu frecvența de frângere  $\omega_c$ . Pentru semnale armonice, FTJ1 aproximează un integrator, din punct de vedere al caracteristicilor de frecvență, cu atât mai bine cu cât frecvența de intrare  $\omega$  este mai mare ca  $\omega_c$ , și în plus are avantajul că limitează la ieșire efectul unei eventuale componente continue prezente la intrare, deci ieșirea nu se saturează. În continuare se dezvoltă patru integratoare modificate cu reacții de compensare neliniare care se bazează pe relația (4.2.4-2) la care compensarea  $z$  este modificată, obiectivul principal fiind rejectarea offsetului și evitarea distorsiunilor.

1.) Integrator modificat cu reacție de compensare saturată

O variantă de integrator vectorial modificat -cu reacție de compensare saturată, este prezentată în fig.4.2.4\_1. Ieșirea  $\lambda^{\wedge}$  se compune din două componente  $\lambda_1^{\wedge}$  -componentă directă, și  $\lambda_2^{\wedge}$  -componentă de reacție:  $\lambda^{\wedge} = \lambda_1^{\wedge} + \lambda_2^{\wedge}$ . Se analizează cazurile privind limitarea:

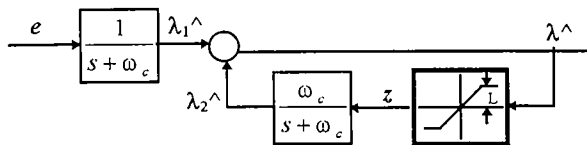


Fig.4.2.4\_1. Integrator vectorial modificat cu compensare saturată

- dacă  $\lambda^{\wedge} < L$ , atunci structura are caracter de integrator pur;
- dacă  $\lambda^{\wedge} > L$ , atunci ieșirea  $\lambda^{\wedge}(\lambda_{\alpha}, \lambda_{\rho})$  devine:

$$\hat{\lambda} = \frac{1}{s + \omega_c} e + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z(L) \tag{4.2.4-3}$$

unde  $z(L)$  este ieșirea blocului de saturare a cărei amplitudine este limitată la valoarea  $L$ . În acest caz estimata  $\lambda^{\wedge}$  este distorsionată cu toate că filtrul trece jos FTJ1 de pe calea de reacție reduce aceste distorsiuni neliniare.

Dacă se consideră la intrare un semnal continuu constant  $e(cc)$  atunci valoarea maximă a ieșirii este:  $\hat{\lambda}(cc) = e(cc) / \omega_c + L$ , care arată că ieșirea nu este condusă spre saturație cu condiția ca nivelul limitării  $L$  să fie corect ales.

În concluzie, principala dificultate constă în determinarea nivelului de limitare  $L$ . În scopul eliminării componente continue de la ieșire, se recomandă a se alege  $L = \lambda$ , unde  $\lambda$  este amplitudinea fluxului. Dacă  $L > \lambda$ , atunci ieșirea conține o componentă armonică utilă plus o componentă continuă nedorită:  $\lambda^\wedge = \lambda^\wedge arm + \lambda(cc)$ . Dacă  $L < \lambda$ , atunci ieșirea nu conține nici o componentă continuă, dar estimata  $\lambda^\wedge$  este distorsionată neliniar [Hu 98].

### 2.) Integrator modificat cu limitator de amplitudine

A doua variantă de integrator modificat se caracterizează prin aceea că reacția de compensare conține un limitator de amplitudine în scopul evitării apariției distorsiunilor neliniare prezente în prima variantă. În fig.4.2.4\_2 se prezintă structura acestei variante care folosește transformări vectoriale de coordonate -din Cartezian în Polar și invers (4.2.4-4), și un bloc care limitează amplitudinea componentelor  $\lambda^\wedge$  la o valoare fixată  $L$ .

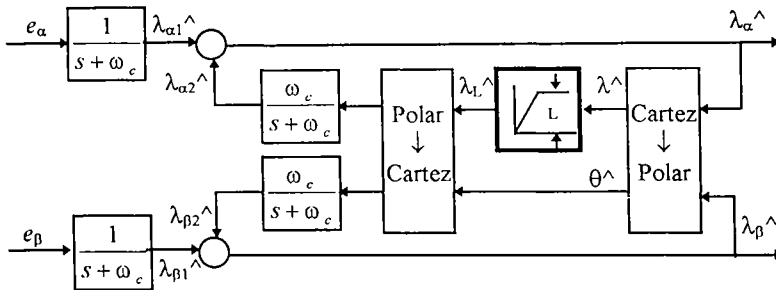


Fig.4.2.4\_2. Integrator modificat cu limitator de amplitudine

$$\hat{\lambda} = \hat{\lambda}_e^{j\theta}, \quad \hat{\lambda}_L = \hat{\lambda}_L e^{j\theta}, \quad \hat{\lambda} = \sqrt{\hat{\lambda}_\alpha^2 + \hat{\lambda}_\beta^2}, \quad \sin\theta = \frac{\hat{\lambda}_\beta}{\hat{\lambda}}, \quad \cos\theta = \frac{\hat{\lambda}_\alpha}{\hat{\lambda}} \quad (4.2.4-4)$$

Avantajul major al soluției constă în faptul că componenta de reacție  $\lambda_2^\wedge$  nu mai este distorsionată neliniar din cauza saturării amplitudinii, ea fiind, de această dată, tot timpul o *mărime armonică* cu amplitudinea limitată

Pe de altă parte, apare următorul dezavantaj: dacă nivelul limitării  $L$  nu este corect ales, sau amplitudinea  $\lambda$  a fluxului nu este constantă rezultă o eroare de fază a vectorului  $\lambda^\wedge$  [Hu98]

În concluzie, integrator modificat cu limitator de amplitudine se recomandă în situațiile când amplitudinea  $\lambda$  a fluxului este constantă. O soluție complementară constă în modificarea adaptivă a nivelului limitării  $L$  corelat cu amplitudinea vectorului  $\lambda^\wedge$ :  $L = \lambda$ . Acest fapt se poate implementa ușor în sistemele de conducere care controlează amplitudinea  $\lambda$  a fluxului - conducere vectorială cu orientare după câmp, conducere vectorială directă în cuplu și flux-, unde amplitudinea  $\lambda$  a fluxului este menținută constantă prin bucla de flux.

### 3.) Integrator modificat cu compensare adaptivă tip $e \perp \lambda$

A treia variantă de integrator modificat este cel cu compensare adaptivă tip  $e \perp \lambda$  prezentat în fig.4.2.4\_3, destinat situațiilor când amplitudinea  $\lambda$  a fluxului este variabilă. Ideea care stă la baza acestei structuri constă în faptul că vectorul tensiune indusă  $e$  și vectorul flux  $\lambda$  sunt



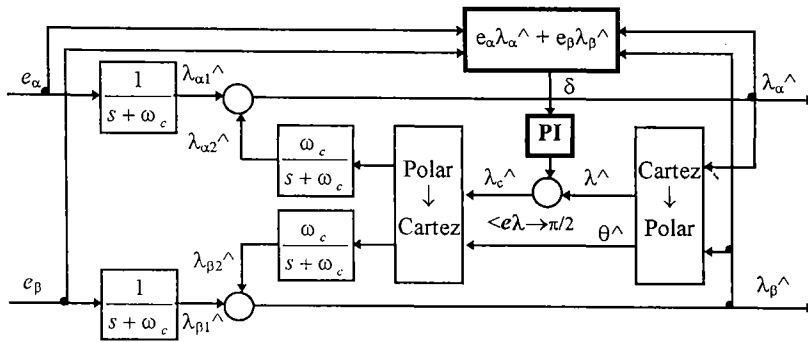


Fig.4.2.4\_3. Integrator modificat cu compensare adaptivă  $e \perp \lambda$

ortogonali, -vezi exprimarea din (4.2.4-5), deci vectorii  $e$  și  $\lambda$  prezintă o diferență de fază de  $\pi/2$  în mașina reală. Datorită unui posibil offset, vectorul flux estimat  $\lambda^{\wedge}$  se poate modifica, un exemplu fiind prezentat în fig.4.2.4\_4 unde noul flux este  $\lambda^{\wedge}$ , și ca urmare apare o eroare de ortogonalitate de unghi  $\delta$  definit de relația (4.2.4-6).

Având în vedere exprimările vectorilor din (4.2.4-5), eroarea de ortogonalitate  $\delta$  din (4.2.4-6) rezultă din expresiile  $\text{Re}(e \lambda^{*\wedge})$  (4.2.4-7) care conduc la relația (4.2.4-8). Este de remarcat faptul că din (4.2.4-8) se observă *limitările acestei metode la viteze mici* când  $e \rightarrow 0$ .

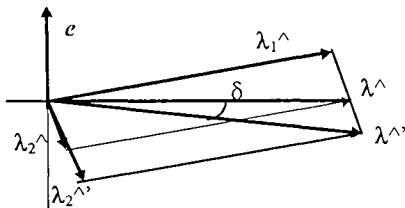


Fig.4.2.4\_4. Vectorii  $e$  și  $\lambda^{\wedge} = \lambda_1^{\wedge} + \lambda_2^{\wedge}$

$$e = e e^{j\theta_e}, \quad \lambda = \lambda e^{j\theta_\lambda}, \quad e \perp \lambda \quad (4.2.4-5)$$

$$\Delta\theta = \theta_e - \hat{\theta}_\lambda = \frac{\pi}{2} + \delta \quad (4.2.4-6)$$

$$\text{Re}(e \hat{\lambda}^*) = -e \hat{\lambda} \sin \delta = e_\alpha \hat{\lambda}_\alpha + e_\beta \hat{\lambda}_\beta \quad (4.2.4-7)$$

$$\delta \cong - \frac{e_\alpha \hat{\lambda}_\alpha + e_\beta \hat{\lambda}_\beta}{e \hat{\lambda}} \quad (4.2.4-8)$$

Un mecanism de adaptare realizează o compensare adaptivă a erorii de ortogonalitate  $\delta$ , mecanism care funcționează după cum urmează. Se calculează  $\delta$  cu relația (4.2.4-8), apoi se forțează această eroare asimptotic către zero cu ajutorul unui compensator tip PI care ajustează amplitudinea  $\lambda_c^{\wedge}$ , și deci amplitudinea componentei de reacție  $\lambda_2^{\wedge}$  care este mărimea de execuție a corecției. Un exemplu de compensare este dat în fig.4.2.4\_4, unde este necesară o tendință de scădere a mării de execuție  $\lambda_2^{\wedge}$  în scopul ca eroarea  $\delta$  să tindă către zero.

În concluzie, integratorul modificat cu compensare adaptivă tip  $e \perp \lambda$  se poate utiliza cu succes în situațiile când amplitudinea  $\lambda$  a fluxului este variabilă.

#### 4.) Integrator modificat cu compensare adaptivă tip $\lambda_1 \perp \lambda_2$

A patra variantă de integrator modificat este cel cu compensare adaptivă tip  $e \perp \lambda$  prezentat în fig.4.2.4\_5, constituind o alternativă la varianta a treia. Ideea acestui tip de compensare adaptivă provine din următoarea observație, cu referire la fig.4.2.4\_4: în situația corectă de funcționare când  $\delta = 0$ , componentele vectoriale ale fluxului  $\lambda^{\wedge}$ :  $\lambda_1^{\wedge}$  și  $\lambda_2^{\wedge}$  sunt ortogonale, ele fiind fixate de aceeași întârziere de fază  $\Phi = -\text{atan}(\omega/\omega_c)$  introdusă de filtrele FTJ1 de pe calea directă și respectiv calea de reacție. Această constatare conduce la o altă variantă a



#### 4.2.5. Estimator de flux din model de tensiune cu cascadă de filtre trece jos adaptive

Problema care se pune este de a estima vectorul flux din modelul de tensiune  $\mathbf{Eu}^s$  în cazul în care acționarea lucrează într-un domeniu mai larg de viteze, inclusiv la viteze apropiate de zero. În acest scop, o soluție simplă constă în a integra vectorul tensiune indusă  $e = u - Ri$  în referențialul statoric  $\alpha\beta$  cu ajutorul unui integrator real implementat cu un filtru trece jos de ordin 1 (FTJ1) care este proiectat cu o constantă de timp foarte mare. Această soluție are un dezavantaj major la viteze mici prin aceea că compensarea offsetului (componenta continuă) se realizează cu o viteză de convergență foarte lentă dictată de constanta de timp aleasă. Cum fluxul este o mărime armonică, componenta continuă de offset conduce la erori grave în sistemul de conducere.

Pe de altă parte, dacă integratorul este echivalat cu o cascadă de filtre FTJ1 cu constante de timp mici, compensarea offsetului se realizează mult mai rapid, și deci se rezolvă problema ridicată. În continuare se dezvoltă această soluție [Bose97a], [Bose97b] având în vedere că semnalele de intrare  $u$  și  $i$  sunt armonice.

Fie un filtru trece jos FTJ1 cu funcția de transfer în domeniul frecvență:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\tau\omega} = K e^{j\Phi}, \quad K(\omega) = 1 / \sqrt{1 + (\tau\omega)^2}, \quad \Phi(\omega) = -\arctg(\tau\omega) \quad (4.2.5-1)$$

unde:  $\tau$  -constanta de timp a filtrului,  $\omega$  -frecvența (pulsatia) la intrare,  $K(\omega)$  - atenuarea și  $\Phi(\omega)$  -faza (întârzierea) filtrului. Dacă se conectează în cascadă un număr de  $n$  astfel de filtre, atunci faza totală  $\Phi_T$  și atenuarea totală  $K_T$  au respectiv următoarele expresii:

$$\Phi_T = \Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_n = -\arctg(\tau_1\omega) - \arctg(\tau_2\omega) - \dots - \arctg(\tau_n\omega) \quad (4.2.5-2)$$

$$K_T = K_1 K_2 \dots K_n = 1 / \sqrt{[1 + (\tau_1\omega)^2][1 + (\tau_2\omega)^2] \dots [1 + (\tau_n\omega)^2]} \quad (4.2.5-3)$$

Dacă toate cele  $n$  filtre sunt identice, expresiile (4.2.5-2), respectiv (4.2.5-3) devin:

$$\Phi_T = n\Phi = -n \arctg(\tau\omega), \quad K_T = K^n = 1 / \sqrt{[1 + (\tau\omega)^2]^n} \quad (4.2.5-4)$$

Dacă cascada de filtre are ca scop realizarea integrării unui semnal armonic, atunci caracteristicile de frecvență ale cascadei trebuie să fie identice cu ale unui integrator pur, deci:  $\Phi_T = -\pi/2$  și  $G K_T = 1/\omega$ , unde  $G$  -factor de compensare a atenuării cerută de integrare. Cu alte cuvinte, din punct de vedere al caracteristicilor de frecvență, integratorul este echivalat cu cascada de filtre FTJ1. Substituind condițiile de mai sus în relațiile (4.2.5-4) rezultă:

$$\tau(\omega) = \frac{1}{\omega} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (4.2.5-5)$$

$$G(\omega) = \frac{1}{\omega} \sqrt{[1 + (\tau\omega)^2]^n} \quad (4.2.5-6)$$

Relațiile (4.2.5-5), (4.2.5-6) dau parametrii adaptivi  $\tau(\omega)$  și  $G(\omega)$  funcție de frecvența  $\omega$ , deci filtrele trece jos sunt adaptive cu  $\omega$  (FTJA1). În scopul reducerii constantei de timp  $\tau(\omega)$  este necesar ca numărul  $n$  de filtre să fie cât mai mare, dar acest fapt necesită un efort de calcul mărit care ar putea conduce la creșterea nesatisfăcătoare a perioadei de eșantionare.

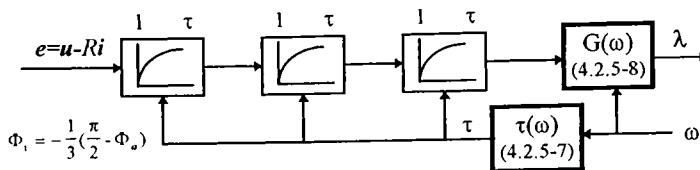


Fig.4.2.5\_1. Estimatoar de flux cu cascada de filtre trece jos adaptive,  $n = 3$ .

*Observația 4.2.5-1.* Din relația (4.2.5-5) rezultă că  $\tau\omega = \text{tg} [\pi/(2n)] = \text{constant}$  pentru un  $n$  dat. Deci, prin utilizarea parametrilor adaptivi  $\tau(\omega)$ ,  $G(\omega)$  calculați din (4.2.5-5), (4.2.5-6) în toate etajele cascadei de filtre adaptive întârzierile de fază  $\Phi_i$  și atenuările  $K_i$ ,  $i=1 \dots n$ , definite de relațiile (4.2.5-1) sunt egale și constante -invariante cu frecvența  $\omega$ .

În fig.4.2.5\_1 se prezintă un estimator de flux pentru mașini de curent alternativ, inclusiv MSMP, la care integratorul este implementat cu o cascada de  $n$  filtre adaptive identice FTJA1 ( $n = 3$ ), unde  $\omega$  este pulsația mărimilor electrice din stator. În plus, se consideră și corecția de fază  $\Phi_a$  și de atenuare  $K_a$  introdusă de filtre analogice cu parametri constanți FTJ1, plasate pe căile de măsură a semnalelor de intrare  $i$  și  $u$ . Pentru un inverter cu perioada de comutație  $T_{inv}$ , filtrele analogice antialiasing sunt proiectate cu constanta de timp  $\tau_a = 1,6 T_{inv}$ ; în concret pentru o valoare tipică  $T_{inv} = 0,1 \text{ ms}$  rezultă  $\tau_a = 0,16 \text{ ms}$ . Prin urmare, ținând cont și de corecția necesară datorită utilizării filtrelor antialiasing, parametrii adaptivi  $\tau(\omega)$  și  $G(\omega)$  din (4.2.5-5), (4.2.5-6) devin:

$$\tau(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{tg} \left( \frac{\pi/2 - \arctg(\tau_a \omega)}{n} \right) \quad (4.2.5-7)$$

$$G(\omega) = \frac{1}{\omega} \sqrt{[1 + (\tau\omega)^2]^n [1 + (\tau_a \omega)^2]} \quad (4.2.5-8)$$

Se remarcă faptul că în acest caz filtrele antialiasing pot fi proiectate în scopul filtrării armonicelor datorită comutațiilor inverterului fără a considera suplimentar măsuri de compensare a atenuării și a întârzierii de fază introduse, deoarece acestea sunt compensate prin software de către cascada de filtre.

În concluzie, soluția prezentată este elegantă, dar are totuși probleme la viteze mici apropiate de zero, după cum urmează:

- 1.) La viteze apropiate de zero ( $\omega \rightarrow 0$ ), din relațiile (4.2.5-7), (4.2.5-8) rezultă că soluția propusă se degradează.
- 2.) Eroarea de estimare a rezistenței statorice  $R$  are efect dominant asupra acurateței de estimare a fluxului la viteze apropiate de zero. Prin urmare, este necesară o bună estimare și compensare în timp real a rezistenței  $R$  care este funcție liniară de temperatura statorică dependentă și de curentul statoric. O soluție simplă constă în a măsura temperatura statorului cu un termistor și a corecta rezistenței  $R$ . Altă soluție nu utilizează senzori de temperatură, rezistența fiind estimată din modelul termic al mașinii, cu tehnici fuzzy [Bose97b].
- 3.) Eroarea de estimare a frecvenței  $\omega$  (viteza unghiulară electrică), dacă nu este măsurată direct, afectează semnificativ acuratețea de estimare a fluxului, ea intervenind în calculul parametrilor adaptivi  $\tau(\omega)$ ,  $G(\omega)$ .

#### 4.2.6. Estimatoare de cuplu electromagnetic

În general, dacă există o bună estimare a fluxului  $\lambda$ , estimarea cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$  se poate face simplu, prin calcul direct în orice referențial  $xy$  din  $\hat{\lambda}(\hat{\lambda}_x, \hat{\lambda}_y)$  și  $i(i_x, i_y)$ :

$$\hat{T}_e = 3/2 p (\hat{\lambda}_x i_y + \hat{\lambda}_y i_x) \quad (4.2.6-1)$$

Această estimare este simplu de implementat, dar prezintă o dependență pronunțată de estimarea corectă a lui  $\lambda$ .

O altă soluție, estimează cuplul  $T_e^{\wedge}$  considerând armonicile de cuplu. Coeficienții armonice se identifică în timp real cu un estimator recursiv cu metoda celor mai mici pătrate ponderate cu un factor de uitare exponențial. Metoda este laborioasă și necesită o putere mare de calcul în timp real. Implementarea raportată în [Low 92] folosește procesor de semnal, dar identificarea parametrilor se face doar off-line.

#### 4.2.7. Concluzii

Principalele concluzii și contribuții sunt:

1. Analiza critică a celor patru *estimatoare de flux fără reacție* conduce la concluzia utilizării în practică a următoarelor estimatoare discriminate funcție de viteză:
  - i.) -în zona vitezelor mici, inclusiv viteza zero, se recomandă estimatorul  $Ei^f$ , fără dinamică, dar sensibil la variația parametrilor magnetici ai MSMP;
  - ii.) -în gama de viteze începând de la viteze nu prea mici până în zona slăbirii de câmp inclusiv se recomandă estimatorul  $Eu^s$ , de tip integrator pur, sensibil la variația lui  $R$  și cu probleme de offset, dar numai la viteze mici. Aceste estimatoare sunt invariante cu  $\theta$ .
2. Studiul sintetic efectuat a generat *șase structuri originale de observatoare de flux în gamă extinsă de viteze care utilizează o combinație a modelelor de tensiune și de curent*, și care prezintă interes în practică. S-au introdus două clase de observatoare de flux: de tip paralel  $O\lambda\lambda$  -cu o corecție după eroarea de flux, și de tip serie  $O\lambda i$  -cu o corecție după eroarea de curent. Se recomandă  $O\lambda\lambda$  care au forme de variație în timp mai puțin perturbate.
3. Comparația critică tabelată între observatoarele de flux recomandă în practică:  $O\lambda\lambda^s$ -sr și  $O\lambda i^s$ -sr -pentru MSMP anizotrope; și  $O\lambda\lambda^s$ -ss și  $O\lambda i^s$ -ss pentru MSMP izotrope.
4. *Estimatoarele de flux din modelul de tensiune cu integroare modificate cu reacții de compensare neliniară adaptivă* tip  $e\perp\lambda$  sau  $\lambda_1\perp\lambda_2$  elimină problemele de offset și de condiții inițiale și se recomandă în gama de viteze 1:nx100, la flux variabil. Estimatorul tip  $\lambda_1\perp\lambda_2$  cu mecanism de adaptare original are avantajul că utilizează doar componente filtrate.
- 5.) Estimatoarele de flux cu integroare modificate nu necesită măsurarea mărimilor cinematice, deci se pretează la sisteme de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare.
- 6.) *Estimatoarele de flux din model de tensiune cu cascada de filtre trece jos adaptive* dau rezultate bune în gama de viteze 1:100, dar la viteze mici necesită adaptarea rezistenței  $R$ .
- 7.) Estimarea cuplului electromagnetic se realizează simplu prin calcul din estimata fluxului.

### 4.3. ESTIMATOARE DE PERTURBAȚII

În sistemele de acționare electrică, o problemă importantă este compensarea perturbațiilor în scopul obținerii unor performanțe superioare privind rapiditatea și robustețea răspunsului.

Perturbația echivalentă are următoarele componente principale: cuplul de sarcină, cuplul de frecări, pulsațiile în cuplul electromagnetic dezvoltat, erorile și zgomotele de măsurare a curenților, vitezei sau poziției, și variația parametrilor mecanici ai sistemului de acționare.

În principiu, compensarea perturbației echivalente se realizează printr-o reacție de tip "feed-forward", perturbația echivalentă fiind estimată cu un observator de perturbație cu o întârziere de fază minimă.

#### 4.3.1. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină

O componentă preponderentă a perturbației echivalente este cuplul echivalent de sarcină. Observatoarele de cuplu echivalent de sarcină (OCES) prezentate în continuare, au ca punct de plecare modelul dinamic al acționării.

$$J\dot{\omega} = T_e - T_L, \quad \omega(0) = \omega_0 \quad (4.3.1-1)$$

$$T_L = T_{L_{ext}} + T_{Cb} + B\omega + (J - J_n)\dot{\omega} + (K_m - K_i)J'_\alpha \quad (4.3.2-2)$$

Componentele cuplului echivalent de sarcină  $T_L$  sunt [Mura93]:  $T_{L_{ext}}$  - cuplul de sarcină extern;  $T_{Cb}$  - cuplul de frecări tip Coulumb;  $B\omega$  - cuplul de frecări vâscoase; iar ultimii doi termeni se datoresc variației momentului de inerție echivalent  $J$ , și respectiv distribuției nesinusoidale a fluxului magnetic în întrefier (pulsații ale cuplului  $T_e$ ), indicele  $n$  semnificând valorile nominale.

În continuare se prezintă soluții care conduc la obținerea  $\hat{T}_L$  cu OCES.

##### 4.3.1.1. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină - o abordare fizică a fenomenelor

Pornind de la relația (4.3.1-1), schema bloc a OCES este prezentată în fig.4.3.1.1\_1, schemă care folosește ideea din fig.4.1.6\_1 de la observatorul de viteză momentană  $\hat{\omega}$ .

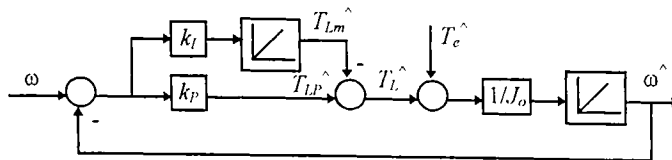


Fig.4.3.1.1\_1. Observator de cuplu echivalent de sarcină

Intrările în observator sunt viteza măsurată  $\omega$  și cuplul electromagnetic estimat  $\hat{T}_e$ .

În scopul obținerii estimatei asimptotice a vitezei  $\hat{\omega}$  mărirea de execuție la ieșirea blocului compensator proporțional  $k_p$  are interpretarea fizică de cuplu echivalent de sarcină  $\hat{T}_{LP}$ .

$$\hat{T}_{LP} = k_p(\omega - \hat{\omega}) \quad (4.3.1.1-1)$$

Dacă compensatorului  $k_p$  i se adaugă o componentă integrală cu ponderea  $k_I$ , atunci la ieșirea acesteia se obține valoarea medie a estimatei cuplului echivalent de sarcină  $\hat{T}_{Lm}$ . OCES prezintă un caracter astatic eliminându-se erorile provenite prin estimarea cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$ . OCES din fig.4.3.1.1\_1 se implementează numeric utilizând o metodă de discretizare cunoscută ca de exemplu transformarea bilineară (Tustin) cu corecție de frecvență. O structură asemănătoare cu cea din fig.4.3.1.1\_1 se regăsește în [Dote90], dar fără a se insista asupra interpretării fizice a fenomenelor.

#### 4.3.1.2. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină cu tehnica filtrării

Din relația (4.3.1-1) rezultă:

$$T_L = T_e - J\dot{\omega}, \quad \omega(0) = \omega_0 \quad (4.3.1.2-1)$$

Cum mărimea măsurată este  $\omega$ , iar accelerația  $\varepsilon = \dot{\omega}$  nu se poate obține cu un element de derivare pur datorită nerespectării condiției de realizabilitate fizică, estimata  $\hat{T}_L$  se poate obține utilizând un filtru trece jos (FTJ)  $Q_n(s)$  de ordin  $n \geq 1$  a cărui intrare este  $T_L$  din (4.3.1.2-1).

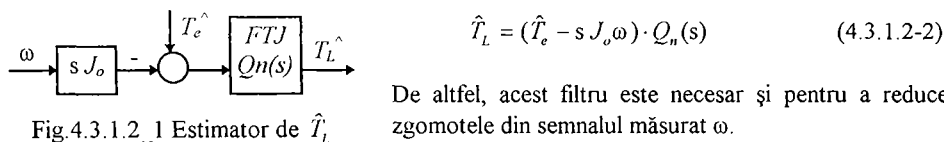


Fig.4.3.1.2\_1 Estimator de  $\hat{T}_L$

De altfel, acest filtru este necesar și pentru a reduce zgomotele din semnalul măsurat  $\omega$ .

În fig.4.3.1.2\_1 se prezintă structura estimatorului de  $\hat{T}_L$  cu tehnica filtrării. Un exemplu de un astfel de filtru este cel din clasa filtrelor de tip Butterworth de ordin 1-3 [Umen91], având caracteristici apropiate de cele ale unui FTJ ideal și un singur parametru de proiectare  $\tau$ .

$$Q_1(s) = \frac{1}{(s\tau) + 1} \quad (4.3.1.2-3a)$$

$$Q_2(s) = \frac{1,41 (s\tau) + 1}{(s\tau)^2 + 1,41 (s\tau) + 1} \quad (4.3.1.2-3b)$$

$$Q_3(s) = \frac{2(s\tau)^2 + 2(s\tau) + 1}{(s\tau)^3 + 2(s\tau)^2 + 2(s\tau) + 1} \quad (4.3.1.2-3c)$$

Obținerea  $\hat{T}_L$  din (4.3.1.2-2) prin tehnica filtrării cu un filtru de ordin 1 se regăsește în diverse variante echivalente în [Umen91], [Mats93], [Mura93].

*Observația 4.3.1.2-1.* Pentru un filtru de ordin 1 (4.3.1.2-3a) cu  $\tau = J_o / k_p$  OCES (4.3.1.2-2) este echivalent cu OCES prezentat în fig.4.3.1.1\_1, cu compensator  $k_p$ .

Valoarea constantei  $\tau$  a filtrelor se determină experimental în mod specific funcție de zgomotele din semnalul măsurat  $\omega$ , o primă aproximare fiind [Mats93]:

$$\tau \approx 10 h \quad (4.3.1.2-4)$$

unde  $h$  este perioada de eșantionare. Concret, spre exemplu pentru  $h = 200\mu s$  rezultă  $\tau = 2 ms$ .

### 4.3.1.3. Observator de cuplu echivalent de sarcină de ordin complet

Din ecuația dinamică (4.3.1.3-1) și în ipoteza în care cuplul de sarcină  $T_L$  este modelat ca fiind de tip semnal treaptă, modelul matematic intrare stare ieșire (MMISI) extins al acționării este (4.3.1.3-2).

$$J\dot{\omega} = -B\omega - T_L + T_c, \quad \omega(0) = \omega_0 \quad (4.3.1.3-1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_c, \quad \begin{bmatrix} \omega(0) \\ T_L(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_0 \\ T_{L,0} \end{bmatrix} \quad (4.3.1.3-2)$$

$$y = \omega = [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega \\ T_L \end{bmatrix}^T$$

Sistemul linear extins (4.3.1.3-2) are perechea corespunzătoare (AC) observabilă. Observatorul de stare de ordin complet (OSOC) tip Luenberger, având matricea de ponderare a erorii de predicție  $[k_1 \ k_2]^T$ , intrările  $\omega$ ,  $T_c$  și ieșirile  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{T}_L$  are expresia:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_o}{J_o} & -\frac{1}{J_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_c + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}), \quad \begin{bmatrix} \hat{\omega}(0) \\ \hat{T}_L(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_0 \\ \hat{T}_{L,0} \end{bmatrix} \quad (4.3.1.3-3)$$

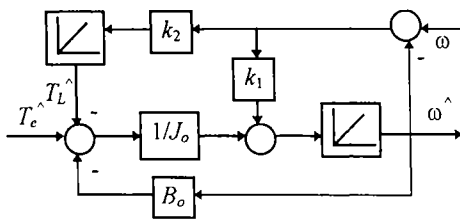


Fig.4.3.1.3\_1. OSOC pentru  $\hat{T}_L$

*Observația 4.3.1.3-1.* OSOC (4.3.1.3-3) prezentat în fig.4.3.1.3\_1 care estimează  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{T}_L$  este echivalent cu OCES prezentat în fig.4.3.1.1\_1 cu compensator PI.

*Proiectarea matricei de corecție  $[k_1 \ k_2]^T$  se face prin metoda alocării de poli pentru o dinamică de convergență a OSOC impusă. Fie cei doi poli impuși ai OSOC de forma:*

$$P_o = \{p_{1,2} = r(-\cos\alpha \pm j \sin\alpha) \mid \alpha \in (0, \pi/2)\} \quad (4.3.1.3-4)$$

Coefficienții  $k_1, k_2$  rezultă:

$$k_1 = -B_o / J_o + 2r \cos\alpha, \quad k_2 = -J_o r^2 \quad (4.3.1.3-5)$$

Matricea  $K = [k_1 \ k_2]^T$  se poate obține și utilizând comanda Matlab:  $K = \text{PLACE}(A, C, P_o)$

Se recomandă utilizarea OSOC (4.3.1.3-3) în sisteme de conducere care necesită atât  $\hat{T}_L$  cât și  $\hat{\omega}$ , de exemplu în conducerea cu moduri alunecatoare a poziției  $\theta$ , care folosește și compensarea perturbației  $\hat{T}_L$ .

În paragraful 4.1.7.2 s-a prezentat un observator extins de ordin complet OEOC+Te care are ca intrări poziția măsurată  $\theta$  și cuplul electromagnetic estimat  $T_c^{\wedge}$  și care estimează, pe lângă mărimilor cinematice  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{e}$ , și cuplul echivalent de sarcină  $\hat{T}_L$ .



#### 4.3.1.4. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină de ordin redus

Pentru început, se prezintă un rezumat al metodologiei de proiectare a unui observator de stare de ordin redus (OSOR) [Vanl85].

Fie sistemul linear MMISI cu  $x \in R^n$ ,  $y \in R^m$ , notațiile fiind cele cunoscute:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, & x(0) &= x_0 \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (4.3.1.4-1)$$

Se face o schimbare de variabile de stare de forma:

$$x = P \begin{bmatrix} y \\ x_u \end{bmatrix} \quad (4.3.1.4-2)$$

unde  $x_u$  este un vector  $(n - m)$  dimensional ce conține stările nemăsurabile.

Folosind această schimbare de variabile, sistemul (4.3.1.4-1) devine:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{x}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ x_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u, \quad \begin{bmatrix} y(0) \\ x_u(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_0 \\ x_{u0} \end{bmatrix} \quad (4.3.1.4-3)$$

$$y = [I \quad \theta] \begin{bmatrix} y \\ x_u \end{bmatrix}$$

În cazul când perechea  $(A_{22}, A_{12})$  este observabilă, OSOR de ordin minim  $(n - m)$  al sistemului (4.3.1.4-3) este:

$$\hat{x}_u = w + Ly \quad (4.3.1.4-4)$$

$$\dot{w} = (A_{22} - LA_{12})w + (B_2 - LB_1)u + (A_{22}L - LA_{12}L + A_{21} - LA_{11})y$$

Ca și în cazul OSOC, matricea  $L$  determină dinamica OSOR adică viteza sa de convergență.

Proiectarea OSOR, adică determinarea matricei  $L$ , se face prin alocare de poli, astfel ca spectrul OSOR sa fie un spectru impus  $P_\sigma^*$ :

$$\sigma(A_{22} - LA_{12}) \equiv P_\sigma^* \quad (4.3.1.4-5)$$

Matricea  $L$  se poate obține utilizând comanda PC - Matlab:

$$L = \text{PLACE}(A_{22}, A_{12}, P_\sigma^*).$$

Se revine la variabilele de stare originale  $x$  cu (4.3.1.4-2).

Proiectarea OSOR în timp discret este similară cu cea a OSOR continuu. După discretizarea modelului matematic, în relații se face înlocuirea variabilelor:

$$(\cdot)' \rightarrow (\cdot)_{i+1} \quad \text{și} \quad (\cdot) \rightarrow (\cdot)_i \quad (4.3.1.4-6)$$

iar spectrul impus  $P_\sigma^*$  devine cercul unitar.

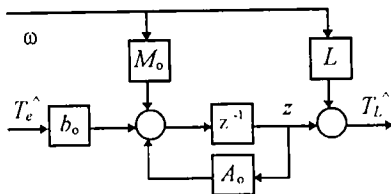
Pentru exemplificare, se analizează cazul OSOR discret pentru sistemul extins (4.3.1.3-2). Se discretizează (4.3.1.3-2) cu perioada de eşantionare  $h$ , rezultând:

$$\begin{bmatrix} \omega_{i+1} \\ T_{L,i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{hB_o}{J_o} & -\frac{h}{J_o} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_i \\ T_{L,i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{h}{J_o} \\ 0 \end{bmatrix} T_{c,i}, \quad \begin{bmatrix} \omega_i(0) \\ T_{L,i}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{i0} \\ T_{L,i0} \end{bmatrix} \quad (4.3.1.4-7)$$

$$y_i = \omega_i = [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega_i \\ T_{L,i} \end{bmatrix}^T$$

Se reaminteşte ipoteza cum că  $T_{L,i}$  este de tip treaptă și deci  $T_{L,i}$  nu se modifică în cursul unei perioade de eşantionare.

Se identifică matricele partajate din (4.3.1.4-3) pentru sistemul (4.3.1.4-7). Din (4.3.1.4-4) rezultă ecuațiile OSOR discret (4.3.1.4-8) în acest caz particular.



$$\hat{T}_{L,i} = z_i + L\omega_i \quad (4.3.1.4-8)$$

$$z_{i+1} = A_o z_i + b_o T_{c,i} + M_o \omega_i, \quad z_i(0) = z_{i0}$$

$$A_o = 1 + hL / J_o, \quad b_o = -hL / J_o,$$

$$M_o = hL(L + B_o) / J_o$$

Fig.4.3.1.4\_1. OSOR pentru  $\hat{T}_L$  OSOR discret este prezentat în fig.4.3.1.4\_1.

Toate mărimile din OSOR (4.3.1.4-8) sunt scalare. Polul acestuia este:

$$\eta = A_o = 1 + hL / J_o, \quad |\eta| < 1 \quad (4.3.1.4-9)$$

Inegalitatea din (4.3.1.4-9) este impusă de condiția de stabilitate, prin urmare rezultă  $L < 0$ .

*Observația 4.3.1.4-1* În scopul reducerii zgomotelor conținute în viteza măsurată  $\omega$ , precum și reducerii componentei pulsațiilor din cuplul electromagnetic estimat  $T_e$  cauzate de asimetrie în comanda inverterului, în structurile prezentate ale OCES se includ filtre de valoare medie (FVM) cât și filtre nelineare cu structură variabilă (FSV). În fig.4.3.1.4\_1 se prezintă o structură de OCES care folosește astfel de filtre [Dote90] care sunt tratate în paragraful 4.3.4.

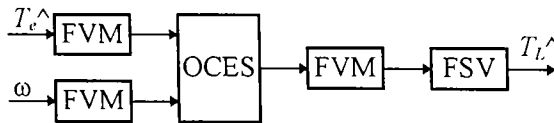


Fig.4.3.1.4\_1. OCES cu filtre

O altă variantă de OSOR estimează  $\hat{T}_L$  și apoi calculează  $\hat{\omega}$  utilizând ca intrare  $T_e(i_T)$  și viteza medie  $\bar{\omega}$  [Fuji92] obținută prin metoda măsurării perioadei impulsurilor livrate de TIRO. În scopul identificării momentului de inerție echivalent  $J_o$  se utilizează un sistem adaptiv cu model de referință (SAMR) care utilizează un estimator recursiv în timp discret de tip Landau. În final se autoadaptează atât parametrii OSOR cât și parametrii regulatorului de turație rezultând un sistem robust de reglare a vitezei.

#### 4.3.2. Estimarea cuplului de frecări

Cuplul de frecări  $T_f$  are un caracter nelinear complex și reprezintă factorul dominant care determină limitarea performanțelor sistemelor de poziționare precisă a servo-mecanismelor, în special controlul vitezei la valori foarte mici inclusiv zero.

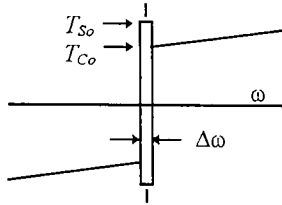


Fig.4.3.2\_1. Model al lui  $T_f$

În fig.4.3.2\_1 se prezintă un model cauzal nelinear al cuplului de frecări cu zonă de "înțepenire" [John92], care înglobează componentele fizice ale fenomenului de frecare. Există două zone distincte specifice, discriminate funcție de  $\omega$ :

i.  $|\omega| < \Delta\omega$  : zona statică de "înțepenire", caracterizată prin aceea că viteza  $\omega$  este zero până când cuplul activ depășește cuplul static de "înțepenire"  $T_{so}$ .

$$\hat{T}_f = \min\{\hat{T}_e; T_{so} \operatorname{sgn}(\hat{T}_e)\} \quad , \quad |\omega| < B_o\omega \quad (4.3.2-1)$$

unde  $\hat{T}_e$  este estimata cuplului electromagnetic dezvoltat.

ii.  $|\omega| > \Delta\omega$  : zona de alunecare caracterizată prin cuplul de frecări tip Coulomb  $T_c$ ,

$T_c = \text{constant}$  și cuplul de frecări vâscoase proporțional cu  $\omega$ . În acest caz  $\hat{T}_f$  are expresia:

$$\hat{T}_f = T_{co} \operatorname{sgn}(\omega) + B_o\omega \quad , \quad |\omega| > \Delta\omega \quad (4.3.2-2)$$

Pentru identificarea parametrilor modelului nelinear (4.3.2-1), (4.3.2-2) se cunosc mai multe metode experimentale:

a.) Cu mașina în repaus, se crește foarte lent cuplul electromagnetic  $T_e$  și se măsoară valorile acestuia imediat înainte și imediat după ce mișcarea a început. Aceste valori estimează  $T_{so}$  și respectiv  $T_{co}$ . Ca dezavantaj, metoda nu ține cont de cuplul de inerție, care necesită determinarea cu precizie a accelerației, lucru dificil de realizat în acest caz limită.

b.) Metoda de identificare prezentată în continuare are la bază determinarea parametrilor modelului (4.3.2-1), (4.3.2-2) din erorile de reglare a mișcării [John92].

Fie sistemul de conducere a mișcării din fig.4.3.2\_2, sistem care conține un bloc de tip "feed-forward" și un bloc reglare paralelă a poziției și vitezei. Primul bloc asigură comanda de urmărire  $T_{ff}$  a referințelor de mișcare. Al doilea bloc asigură în principal, prin comanda  $T_{fb}$ , *rejecția perturbațiilor de tip sarcină sau a perturbațiilor dinamice necunoscute*, cum ar fi cele datorate frecării, și deci acționează ca un estimator de perturbație. În această structură de conducere cele două blocuri se proiectează separat.

Fie la intrare un semnal de probă periodic triunghiular simetric pentru  $\omega^*$  și semnale în corespondență pentru  $\theta^*$  și  $\dot{\omega}^*$ . În fig.4.3.2\_2a,b,c,d sunt prezentate răspunsurile  $T_{fb}$  în etape iterative succesive de acordare a componentelor de compensare  $J_o$ ,  $B_o$ ,  $T_{co}$ ,  $T_{so}$ . În concluzie aceste componente se obțin implicit în procesul de acordare depinzând de parametrii sistemului.

Compensarea  $T_f$  se realizează adăugând la  $T^*$  componenta nelineară  $\hat{T}_f$  din (4.3.2-1) și (4.3.2-2), unde  $\omega$  poate fi  $\omega$  măsurat sau cel de referință  $\omega^*$ . În ambele variante performanțele sunt asemănătoare obținându-se o îmbunătățire substanțială a preciziei prin reducerea erorilor de poziție și viteză. În [John92] se arată că pentru un dispozitiv de prehensiune al unui robot,

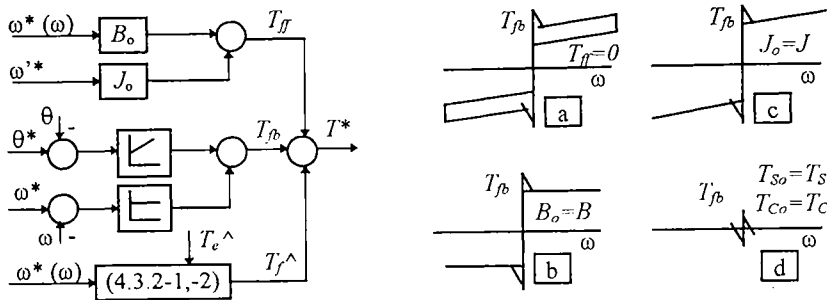


Fig.4.3.2\_2. Procedeu de compensare și identificare progresivă a modelului  $T_f^{\wedge}$

eroarea de urmărire în poziție se reduce de patru ori în cazul compensării neliniare a  $T_f$ , sistemul având o bună robustețe la variația parametrilor acționării.

O altă soluție [KimS94] compensează cuplul de frecări cu zonă de "înțepenire" utilizând logica fuzzy, natural aplicată în acest caz. Structura cuprinde două nivele ierarhice: un precompensator fuzzy urmat de un compensator PD fuzzy. Rezultatele arată o îmbunătățire substanțială a performanțelor și robustețe la neliniaritățile din zona de "înțepenire".

### 4.3.3. Estimarea pulsațiilor în cuplul electromagnetic

La MSMP, pulsațiile în cuplul electromagnetic se datoresc în special factorilor legați de construcția imperfectă a mașinii și sunt [Mats93], [Holt96]: cuplul în creștături  $T_{cr}$  (4.3.3-1) și armonicile datorate distribuției nesinusoidale a inducției magnetice  $B$  din întrefier (4.3.3-2):

$$T_{cr} = T_{cr0} \cos 6\theta \quad (4.3.3-1)$$

$$B(\theta) = B_0 (\cos \theta + K_3 \cos 3\theta + K_5 \cos 5\theta + \dots) \quad (4.3.3-2)$$

unde  $\theta$  este unghiul electric, iar  $K_i$  sunt coeficienții armonicilor de ordin  $i$  ale inducției (fluxului) din întrefier.

În această situație cuplul electromagnetic dezvoltat  $T_e$  este [Mats93]:

$$T_e \cong T_{e0} [1 - (K_5 - K_7) \cos 6\theta] \quad (4.3.3-3)$$

unde  $T_{e0}$  este cuplul de referință prescris.

Pulsațiile în cuplul electromagnetic sunt prezente în (4.3.3-3) prin termenul cosinusoidal de argument  $6\theta$ :

$$\Delta T = - T_{e0} (K_5 - K_7) \cos 6\theta \quad (4.3.3-4)$$

Identificarea factorului  $(K_5 - K_7)$  ridică probleme, deoarece coeficienții  $K_i$  sunt variabili în timp, de exemplu cu temperatura. În [Low 92] este prezentat un estimator recursiv on-line pentru coeficienții  $K_i$ , estimator care utilizează metoda celor mai mici pătrate ponderate cu un factor de uitare exponențial. Metoda propusă necesită un volum mare de calcule în timp real și a fost implementată practic doar off-line utilizând un proces de semnal.

Pulsațiile în cuplu electromagnetic (4.3.3-4), prezente în (4.3.3-3), se pot compensa prin adăugarea la cuplul de referință prescris  $T_{e0}^*$  a unei componente de forma (4.3.3-4) cu semn schimbat [Mats93], [Bold92].

#### 4.3.4. Filtre de zgomot

Componentele zgomotului conținut în semnalele de intrare ale sistemului de conducere constau, în principal, din armonici ale frecvenței de comutație a inverterului și din zgomote în circuitele de măsurare a curenților, vitezei sau poziției. Aceste zgomote înrăutățesc performanțele statice, dinamice și stabilitatea sistemului de acționare.

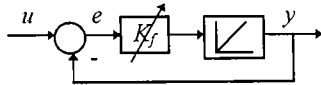
Se prezintă două soluții ale acestei probleme care utilizează filtre de zgomot.

a.) În scopul reducerii zgomotelor cauzate de componentele armonice amintite se utilizează *filtre de valoare medie ponderată* având ecuația discretă de forma:

$$y(i) = \sum_{j=1}^N a(j) u(i-j) / \sum_{j=1}^N a(j) \quad (4.3.4-1)$$

unde semnificația mărimilor este:  $u$  - intrare,  $y$  - ieșire,  $a$  - coeficienți de ponderare ai celor mai recente eșantioane ale intrării  $u$ . De obicei se utilizează filtre de ordin 1 și 2.

b.) Zgomotele din circuitele de măsură conțin componente atât de frecvență joasă cât și înaltă, deci ele nu pot fi eliminate doar prin folosirea filtrelor de valoare medie. Pentru a răspunde la această cerință se propune în [Dote90] un *filtru nelinear* din fig.4.3.4\_1 privit ca un sistem de urmărire:



$$y(i+1) = y(i) + K_f(i) e(i) \quad (4.3.4-2)$$

$$e(i) = u(i) - y(i)$$

Fig.4.3.4\_1. Filtru nelinear de zgomot

În fig.4.3.4\_2a se consideră probabilitatea de distribuție pentru semnalul util și zgomot funcție de eroarea  $e$  între intrarea  $u$  și ieșirea  $y$  a filtrului. În consecință, utilizând logica fuzzy, se propune ca coeficientul  $K_f$  al filtrului să fie variabil funcție de eroarea  $e$  conform fig.4.3.4\_2b. Se remarcă trei zone:

i.  $|e| \leq e_1$  :  $K_f = K_{fmin}$

Pentru semnalul util  $u$  în regim staționar, zgomotele suprapuse peste  $u$  nu sunt amplificate.

ii.  $|e| \in (e_1, e_2)$  :  $K_f$  variază linear cu  $e$ .

Zona ii. asigură o variație continuă a lui  $K_f$  între zonele i. și iii.

iii.  $|e| \geq e_2$  :  $K_f = K_{fmax}$ . Pentru  $u$  în regim tranzitoriu, ieșirea  $y$  urmărește rapid intrarea  $u$ .

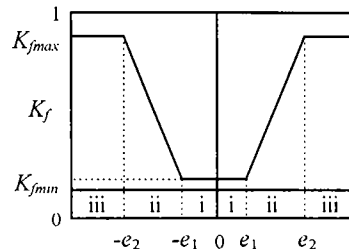
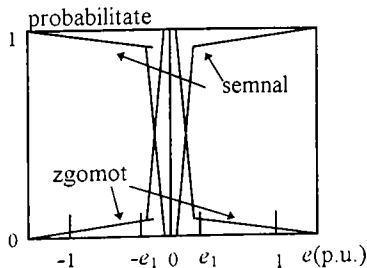


Fig.4.3.4\_2a. Probabilitatea semnal /zgomot

4.3.4\_2b. Variația coeficientului  $K_f(e)$

*În concluzie*, filtrul propus este deosebit de eficace privind rejecția zgomotelor. Coeficientul  $K_f$  are o variație continuă funcție de schimbările nivelului semnalului de intrare  $u$  și asigură o bună stabilitate a sistemului.

#### 4.3.5. Concluzii

În acest capitol s-a prezentat problematica estimării și compensării perturbațiilor privind: cuplul de sarcină, cuplul de frecări, pulsațiile în cuplul electromagnetic și filtrarea zgomotelor pe canalele de măsură.

Dintre observatoarele de cuplu echivalent de sarcină prezentate se recomandă observatorul din fig.4.3.1.1\_1 echivalent cu observatorul de ordin complet din paragraful 4.3.1.3 pentru că estimează atât  $\hat{T}_L$  cât și viteza  $\hat{\omega}$ , cu aplicații, de exemplu, în reglarea cu moduri alunecătoare. Un alt observator performant de  $\hat{T}_L$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\theta}$  din poziția  $\theta$  a fost prezentat în paragraful 4.1.7.2.

Estimarea și compensarea componentelor cuplului de frecări conduce la îmbunătățirea substanțială a performanțelor servosistemelor de poziționare precisă în special la viteze mici, dar metoda prezentată este sensibilă la variația parametrilor mecanici ai acționării. Varianta enunțată care utilizează logica fuzzy constituie o soluție naturală și este robustă la variația parametrilor.

Estimarea și compensarea pulsațiilor în cuplul electromagnetic cu un termen de forma (4.3.3-4) este utilă, dar are amplitudinea sensibilă la variațiile parametrilor electrici ai mașinii, identificarea acestora fiind dificil de efectuat în timp real.

Filtrele de valoare medie (4.3.4-1), și în special filtrul nelinear (4.3.4-2), se recomandă pentru rejecția zgomotelor din canalele de măsură.

În concluzie, observațiile prezentate mai sus se vor folosi în structura sistemului de conducere pentru MSMP. Chiar dacă unele estimări sunt sensibile la variația parametrilor acționării, compensările perturbațiilor astfel estimate sunt benefice și duc la creșterea performanțelor sistemului de acționare.

## 5. STRUCTURĂ DE CONDUCERE VECTORIALĂ DIRECTĂ ÎN CUPLU ȘI FLUX A MSMP

Conducerea vectorială directă în cuplu și flux (CVDCF) conduce direct cuplul electromagnetic și vectorul flux statoric din mașină folosind un tabel al comutațiilor optime pentru comanda inverterului de tensiune. Această metodă inginerească asigură un răspuns rapid, o funcționare în gamă extinsă de turații, o rejectare eficientă a perturbațiilor și o implementare relativ simplă. Aplicații ale CVDCF la MSMP sunt de dată foarte recentă: [Andr94c], [Andr95], [Andr96a], [Fren96b], [Zhon97], [Rahm97]. Autorul a aplicat pentru prima dată principiul CVDCF la conducerea MSMP și a dezvoltat 6 structuri originale de observatoare de flux cu modele combinate de tensiune și curent, prezentate în paragraful 4.2.3. Mai mult, varianta de observator de flux  $O\lambda\lambda^s$ -sr pentru CVDCF a MSMP, - dezvoltată de autor în [Andr95], [Andr96a] și reluată în paragraful 5.1.2 -, este prezentată principial, incluzând și rezultate de simulare semnificative obținute de autorul tezei, într-o valoroasă lucrare foarte recentă [Bold98] unde referința [Andr96a] este citată.

În paragraful 3.3 s-a prezentat principiul și problematica CVDCF a MSMP. În continuare se dezvoltă o variantă de structură de conducere CVDCF pentru acționări cu MSMP, care folosește un observator robust de flux -propus de autor-, într-o gamă extinsă de viteze și un regulator de viteză cu moduri alunecătoare. Se prezintă relații de proiectare structurală și parametrică pentru noul observator de flux și se evaluează critic performanțele variantei de conducere propusă prin simulări numerice extensive și apoi prin teste experimentale.

### 5.1. Structura sistemului de conducere

Structura de conducere CVDCF a MSMP, bazată pe rezultatele din paragraful 3.3, este dată în fig.5.1\_1. Comanda directă  $S_{abc}$  ( $S_a, S_b, S_c$ ) a cheilor inverterului de tensiune, generată de tabelul de comutații optime, depinde de trei variabile digitizate:

- i.) -eroarea de cuplu electromagnetic, prelucrată de un regulator de cuplu de tip tripozițional cu histereză (3H) cu ieșirea  $\tau(1,0,-1)$ ;
- ii.) -eroarea de flux, prelucrată de un regulator de flux de tip bipozițional cu histereză (2H) cu ieșirea  $\phi(1,0)$ .
- iii.) -sectorul unde se află vectorul flux  $\theta_i, i=1-6$ ;

Acțiunile asociate ieșirilor reguletoarelor în corespondență cu valorile din paranteze sunt următoarele: -pentru  $\tau(1, 0, -1)$  : (creștere, nemodificare, descreștere) a cuplului  $T_c$ ; -pentru  $\phi(1, 0)$  : (creștere, descreștere) a modului fluxului.

Tabelul de comutații optime se implementează într-o memorie cu șase biți de intrare pentru adrese (doi biți pentru  $\tau$ , un bit pentru  $\phi$ , și trei biți pentru  $\theta_i$ ), și trei biți de ieșire pentru date care conțin stările comutatoarelor inverterului ( $S_a, S_b, S_c$ ), deci vectorul  $u^s = V_i(S_a, S_b, S_c)$ .

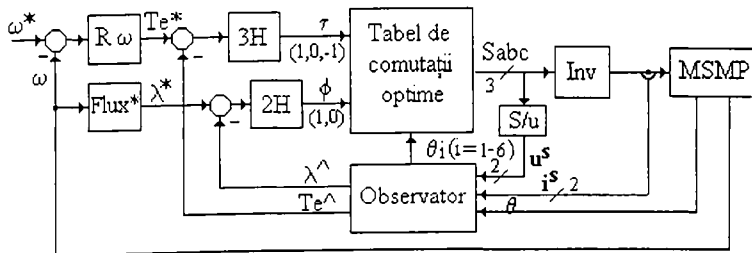


Fig.5.1\_1. Structura sistemului CVDCF a MSMP

Tabelul de comutații optime, precum și un tabel care generează sectorul  $\theta_i$ , funcție de componentele vectorului flux în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , au fost detaliate în paragraful 3.3.

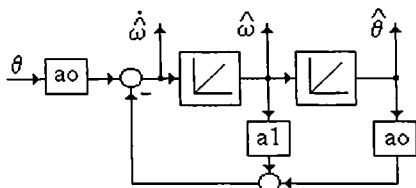
Regulatorul de viteză ( $R\omega$ ) este cu moduri alunecătoare cu legea de comandă de tip releu bipozițional (5.1-1) cu dreapta de comutație  $\sigma = 0$  în planul stărilor cinematice (5.1-2). Această soluție asigură un sistem de conducere a vitezei robust la variații parametrice și la perturbații de tip sarcină. Mărima de ieșire din regulatorul  $R\omega$  reprezintă cuplul electromagnetic prescris  $T_e^*$

$$T_e^* = T_{max}^* \text{sign}(\sigma) \quad (5.1-1)$$

$$\sigma = \tau \dot{\omega} + (\omega - \omega^*), \quad \tau = 4 \dots 5 t_r^* \quad (5.1-2)$$

unde  $T_{max}^*$  este cuplul maxim de referință și  $t_r^*$  este timpul de răspuns impus pentru bucla de viteză. Dinamica erorii de viteză impusă, atunci când s-a atins regimul alunecător pe dreapta de comutație, este de tip PT1 cu constanta de timp  $\tau$ .

Estimator de viteză și accelerație din poziție. Viteza  $\omega$  și accelerația  $\dot{\omega}$ , cerute de ecuația (5.1-2), pot fi estimate din poziția  $\theta$  măsurată. O soluție pentru a estima aceste derivate cinematice o constituie tehnica filtrării prezentată în paragraful 4.1.1. În concret, derivata a doua (accelerația) este estimată (5.1-3) considerând o realizare formată dintr-un filtru PT2 conectat în serie cu un derivator pur de ordinul doi. Structura estimatorului de viteză și accelerație din poziția măsurată este prezentată în fig.5.1\_2, și folosește pentru implementarea forma canonică controlabilă. Proiectarea estimatorului se face prin metoda alocării de poli.



$$\dot{\omega} = \frac{\alpha_0}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} s^2 \theta \quad (5.1-3)$$

Poli estimatorului se aleg având în vedere timpul de răspuns  $t_r^*$  impus și domeniul de frecvență al perturbațiilor. Pentru o estimare rapidă, valori tipice sunt:  $\omega_1 = \omega_2 = n \times 100$ .

Fig.5.1-2. Estimator de viteză și accelerație

## 5.2. Observator robust de flux și cuplu electromagnetic

O problemă foarte importantă la sistemul CVDCF a MSMP este estimarea vectorului flux  $\lambda^{\wedge}$  și a cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$ , utilizând mărimi măsurabile la bornele mașinii: curenții statorici  $i^s$ , tensiunile statorice  $u^s$  și eventual poziția unghiulară rotorică  $\theta$  sau viteza  $\omega$ .

În scopul estimării fluxului  $\lambda^s$ , s-a ales pentru implementarea observatorului de flux tip  $O\lambda\lambda^s$ -sr din paragraful 4.2.3, fiind selectat ca urmare a considerentelor prezentate în acel paragraf.

*În rezumat*, evaluarea critică a estimatorilor de flux fără reacție privind sensibilitatea la variația parametrilor, evaluare prezentată în paragraful 4.2.2, concluzionează că: -în practică se recomandă folosirea a două estimatoare de flux discriminate funcție de viteză:  $Ei^s$  și  $Eu^s$ .

- i.) -La viteze mici, inclusiv viteza zero, se recomandă estimatorul  $Ei^s$  bazat pe modelul de curent în referențialul rotorului  $dq$ , fără dinamică, puternic dependent de identificarea parametrilor electromagnetici  $\lambda_0, L_q, L_d$ , și care necesită cunoașterea poziției  $\theta$  utilizată în operatorii de rotație;
- ii.) -La viteze medii și mari se recomandă estimatorul  $Eu^s$  bazat pe modelul de tensiune în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , mai bun ca  $Ei^s$  la aceste viteze, dependent doar de identificarea rezistenței  $R$ , dar cu probleme la viteze mai mici datorită caracterului său de integrator pur.
- iii.) -Ambele estimatoare sunt invariante cu viteza  $\omega$ .



Observatorul de flux  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-sr}$  cu corecție de flux în referențialul statoric, prezentat în paragraful 4.2.3, combină părțile bune ale celor două estimatoare  $\mathbf{E}i^r$  și  $\mathbf{E}u^s$ .  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-sr}$  are topologia de tip paralel dată în fig.5.2\_1a și structura mai detaliată în fig.5.2\_1b. Corecția se realizează la nivelul estimatorului  $\mathbf{E}u^s$  în scopul îmbunătățirii stabilității integratorului. Mai mult, aceasta atenuează efectele negative ale offsetului provenit din circuitele de măsură sau ca urmare a variației rezistenței  $R$ .

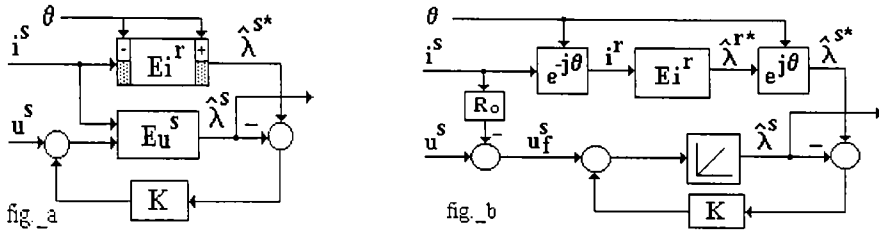


Fig.5.2\_1. Observator de flux  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-sr}$

### Proiectarea compensatorului $K$

#### a.) Proiectarea structurală

Intrările observatorului –mărimile electrice din stator  $i^s$  și  $u^s$ , sunt semnale armonice cu frecvența  $\omega$  în sincronism cu viteza rotorică. În această situație, este naturală ideea utilizării analizei în frecvență pentru a caracteriza dinamica observatorului. Compensatorul  $K$  poate avea diverse topologii și este privit ca un element care are obiectivul de a realiza tranziția între cele două estimatoare utilizate în structura observatorului, în funcție de viteza  $\omega$ .

Cu referire la fig.5.2\_1b, observatorul  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-sr}$  are intrările echivalente:  $u_f^s$  și  $\lambda^{s*}$ , iar ieșirea este  $\lambda^{s\wedge}$ . În domeniul frecvență, compensatorul  $K$  este privit ca un filtru care are comportări diferite pentru cele două intrări specificate în scopul utilizării combinate a avantajelor celor două estimatoare:  $\mathbf{E}i^r$  la viteze mici și  $\mathbf{E}u^s$  la viteze mai mari. În consecință, cerințele de proiectare impuse sunt:

- i.) -dacă  $\omega < \omega_1$ , atunci  $\lambda^{s\wedge} \cong \lambda^{s*}$ , adică este selectat estimatorul  $\mathbf{E}i^r$ ;
- ii.) -dacă  $\omega > \omega_2$ , atunci  $\lambda^{s\wedge} \cong 1/s u_f^s$ , adică este selectat estimatorul  $\mathbf{E}u^s$ ;
- iii.) -dacă  $\omega \in (\omega_1, \omega_2)$ , atunci ambele estimatoare  $\mathbf{E}i^r$  și  $\mathbf{E}u^s$  sunt selectate în această bandă de frecvență avînd contribuții în ponderi apropiate asupra ieșirii  $\lambda^{s\wedge}$ . Tranziția între aceste estimatoare se cere a se realiza lin și monoton.

Avînd în vedere aceste cerințe, rezultă următoarele relații în formă *scalară formală* pentru componentele de pe axele  $\alpha$ ,  $\beta$ :

$$\lambda^{s\wedge} = H_{\lambda\lambda^*} \lambda^{s*} + H_{\lambda u_f^s} u_f^s \quad (5.2-1)$$

$$H_{\lambda\lambda^*} = \lambda^{s\wedge} / \lambda^{s*} = K / (s + K) \quad (5.2-2)$$

$$H_{\lambda u_f^s} = \lambda^{s\wedge} / u_f^s = 1 / (s + K) \quad (5.2-3)$$

Scopul este de a proiecta compensatorul  $K$ , adică de a alege o structură și apoi de a determina parametrii acesteia în conformitate cu cerințele impuse. Structura compensatorului se analizează în domeniul frecvență, din motivele arătate mai sus, în două etape mai importante:

1. În primul rând, interesează *comportarea în frecvență a funcției de transter*  $H_{\lambda_{uf}}$ .  
 Din cerința i.) și relația (5.2-1), dacă  $\omega \equiv 0$  sau  $\omega \equiv$  de valoare mică, atunci rezultă  $H_{\lambda_{uf}} \equiv 0$ .  
 Din cerința ii.) și relațiile (5.2-1) și (5.2-3), dacă  $\omega$  este mai mare, atunci rezultă  $H_{\lambda_{uf}} \equiv 1/s$ .  
 Cea mai simplă funcție de transter  $H_{\lambda_{uf}}$ , în acord cu condițiile cerute mai sus, este o funcție de ordin doi de tipul unui filtru trece bandă (FTB), cu expresia dată de relația (5.2-4).  
 Din relațiile (5.2-3) și (5.2-4), prin simplă identificare, rezultă că structura compensatorului  $K$  este de tip PI (5.2-5).

$$H_{\lambda_{uf}} = s / (s^2 + a_1 s + a_0) \quad (5.2-4)$$

$$K = a_1 + a_0 / s, \quad \text{sau} \quad K = k_p + k_i / s \quad (5.2-5)$$

2. În al doilea rând, în aceste condiții, se *verifică comportarea în frecvență a funcției*  $H_{\lambda\lambda^*}$ :  
 Din relațiile (5.2-2) și (5.2-5) rezultă expresia pentru funcția  $H_{\lambda\lambda^*}$ , de tipul unui filtru trece jos (FTJ) de ordinul doi.

$$H_{\lambda\lambda^*} = (a_1 s + a_0) / (s^2 + a_1 s + a_0) \quad (5.2-6)$$

Dacă  $\omega \equiv 0$  sau  $\omega \equiv$  mediu, atunci  $H_{\lambda\lambda^*} \equiv 1$ , adică dacă  $\omega$  este în banda filtrului FTJ, condițiile i.) și iii.) sunt verificate.

Dacă  $\omega \equiv$  mare, atunci  $H_{\lambda\lambda^*} \equiv a_1 / s$ . În scopul de a satisface și cerința de proiectare ii.) pentru  $H_{\lambda\lambda^*}$ , se impune următoarea restricție:

$$a_1 \ll u_f^s / \lambda^{s^*} \quad (5.2-7)$$

În concluzie, structura compensatorului  $K$  a rezultat de tip PI (5.2-5), și respectă cerințele de proiectare impuse i.), ii.), iii.), adăugând restricția (5.2-7). În rezumat, structura completă a observatorului de flux  $O\lambda\lambda^*$ -sr este prezentată în fig.5.2\_2.

*Observația 5.2-1.* Deoarece compensatorul  $K$  are un termen integral, rezultă că această structură elimină efectul negativ al offsetului de componentă continuă care poate fi prezent în circuitele de măsură ale curentului  $i^s$  și/sau ale tensiunii statorice  $u^s$  -vezi relația (5.2-4).

O realizarea de forma MMISI, utilizată la implementarea ecuațiilor recursive discrete este:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda} &= u - R_o i + k_p (\hat{\lambda}^* - \hat{\lambda}) + k_i x \\ \dot{x} &= \hat{\lambda}^* - \hat{\lambda} \end{aligned} \quad (5.2-8)$$

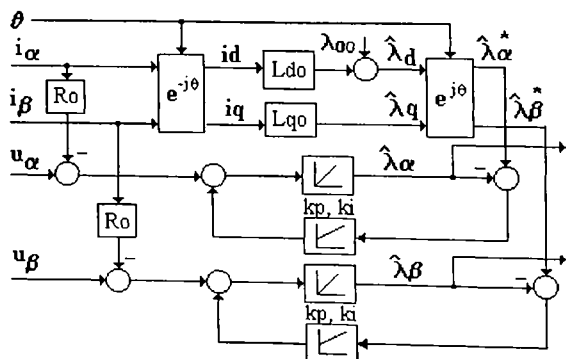


Fig.5.2\_2. Structura completă a observatorului de flux  $O\lambda\lambda^*$ -sr

### b.) Proiectarea parametrică

Parametrii compensatorului  $K$  se aleg utilizând metoda alocării de poli. În scopul realizării cerinței de proiectare iii.), privind o tranziție lină și monotonă între cele două estimatoare  $Ei^s$  și  $Eu^s$ , poli observatorului se aleg reali negativi:  $\omega_1, \omega_2 \in \mathbf{R}$ -. Coeficienții compensatorului  $K$  de tip PI din (5.2-5) sunt:

$$k_p = -(\omega_1 + \omega_2), \quad k_i = \omega_1 \omega_2 \quad (5.2-9)$$

Dimensiunea în frecvență a zonei de tranziție este dată de banda observatorului. Se recomandă a fi selectată o bandă de frecvență mică atunci când parametrii electromagnetici  $\lambda_0, L_d, L_q$  prezintă erori mai mari de identificare. În acest caz se forțează mai repede tranziția spre estimatorul  $Eu^s$ , având în vedere că acesta nu este sensibil la variația parametrilor amintiți (depinde doar de  $R$ ). Din aceste motive se recomandă următoarea alegere pentru  $\omega_1$  și  $\omega_2$ :

$$\omega_1 = 2 \dots 10 \text{ rad/s}, \quad \omega_2 = (3 \dots 10) \omega_1 \quad (5.2-10)$$

În concret, în aplicația de față, având în vedere variația parametrilor prezentată în paragraful 5.3, se alege  $\omega_1 = 3 \text{ rad/s}$  și  $\omega_2 = 30 \text{ rad/s}$  [Andr96a].

*Observația 5.2-2.* Compensatorul  $K$  al observatorului  $O\lambda i^s$ -sr, prezentat în paragraful 4.2.3, are structura identică cu cea prezentată în acest paragraf și folosește aceleași considerații de proiectare parametrică.

### Estimarea cuplului electromagnetic

Dacă estimarea vectorului flux  $\lambda^s$  se realizează cu acuratețe, atunci estimata cuplului electromagnetic  $T_e^s$  se calculează simplu din componentele vectorilor flux  $\hat{\lambda}^s$  și curent  $i^s$  în referențialul statoric  $\alpha\beta$ .

$$T_e^s = 3/2 p (\lambda_\alpha^s i_\beta - \lambda_\beta^s i_\alpha) \quad (5.2-11)$$

## 5.3. Rezultate de simulare numerică

Sistemul de conducere vectorială directă în cuplu și flux (CVDCF) a MSMP, cu observatorul  $O\lambda\lambda^s$ -sr propus și cu regulator de viteză cu moduri alunecătoare, este evaluat prin simulare numerică. Se consideră, ca și caz de studiu, o MSMP cu ferite tipică -de 1 kW, de tipul 130-SFP-7 produsă de Electrotehnica București, cu următorii parametri nominali:  $T_{eo} = 7 \text{ Nm}$ ,  $T_{emax} = 12 \text{ Nm}$ ,  $V_{dco} = 200 \text{ V}$ ,  $\Omega_o = 150 \text{ rad/s}$ ,  $p = 4$ ,  $\lambda_{o0} = 0,2 \text{ Wb}$ ,  $L_{qo} = 8,2 \text{ mH}$ ,  $L_{do} = 4,1 \text{ mH}$ ,  $R_o = 0,6 \text{ Ohm}$ ,  $J_o = 0,005 \text{ kgm}^2$ ,  $B_o = 0,0015 \text{ Nms/rad}$ ,  $f_{inv} = 10 \text{ kHz}$ .

Parametrii reguletoarelor, selectați din considerente teoretice și apoi ajustați în cadrul testelor de simulare, sunt: i.) la regulator de turație:  $\tau = 10 \text{ ms}$ ,  $T_{max} = 12 \text{ Nm}$ ; ii.) la regulator de cuplu -histereza  $\Delta T_e = 1\% T_{emax}$ ; iii.) la regulator de flux -histereza  $\Delta \lambda = 0,5\% \lambda_{o0}$ ; iv.) la observator de flux:  $k_p = 90$ ,  $k_i = 33$  ( $\omega_1 = 3 \text{ rad/s}$ ,  $\omega_2 = 30 \text{ rad/s}$ ).

În cadrul studiului de simulare numerică, se analizează performanțele dinamice și de regim permanent ale sistemului CVDCF pentru MSMP și se insistă pe studiul robusteții, inclusiv a observatorului privind estimarea fluxului și cuplului, la o variație largă a parametrilor electromagnetici ai MSMP și la perturbații de cuplu, în cazuri reale -cele mai defavorabile.

*Cazul observator ( $\Sigma$ ) dezacordat* (complet dezacordat) se referă la situația când apare o variație simultană reală a următorilor parametri electromagnetici ai MSMP:  $R = 1,3R_o$ ;  $\lambda_o = 0,85\lambda_{o0}$  -corespunzător la o creștere a temperaturii cu  $80^\circ\text{C}$  și  $L_q = 0,75 L_{qo}$ ,  $L_d = 0,75 L_{do}$  - datorită saturației magnetice.

În scopul evaluării performanțelor dinamice, se analizează răspunsurile tranzitorii la semnale severe de intrare -treaptă de viteză de referință  $\Omega^*$  și treaptă de cuplu de sarcină  $T_i$ , pe o durată de 200 ms, în următoarea secvență:

- 1.) -la  $t = 0$  s,  $\Omega^* = 50$  rad/s, ( $\Omega^* = 0,33 \Omega_0$ );
- 2.) -la  $t = 80$  ms,  $T_i = 6$  Nm ( $T_i = 0,85 T_{co}$ );
- 3.) -la  $t = 120$  ms,  $T_i = 0$ ;
- 4.) -la  $t = 140$  ms,  $\Omega^* = 0$ .

*Observația 5.3-1.* Domeniul de viteze mecanice specificat  $\Omega^* \in 0 - 50$  rad/s, are în corespondență domeniul de viteze electrice  $\omega \in 0 - 200$  rad/s, care include banda de tranziție a observatorului de flux de 3 - 30 rad/s. În consecință, testele pun în evidență și comportarea dinamică a observatorului de flux, în special tranziția între modelele  $Ei^r$  și  $Eu^s$  funcție de  $\omega$ .

Simularea numerică utilizează pachetul Matlab-Simulink, metoda de integrare numerică selectată fiind Runge-Kutta 5, cu o perioadă de eșantionare fixă de  $h = 100$   $\mu$ s, în corespondență cu frecvența de comutație tipică invertoarelor industriale cu IGBT.

#### A. Cazul observator ( $\Sigma$ ) dezacodat.

În acest caz, analiza răspunsurilor tranzitorii ale sistemului CVDCF, în condițiile de test specificate, conduce la următoarele observații:

- i.) Răspusul în viteza  $\Omega$  din fig.5.3\_1 prezintă un timp de răspuns rapid  $t_r = 50$  ms, fără suprareglaj, care corespunde într-un tot cu răspunsul așteptat al sistemului cu regulator de viteză cu moduri alunecătoare (5.1-1,-2). Încărcarea cu un cuplu de sarcină aproape de valoarea nominală este compensată rapid, meritul fiind atât al regulatorului de turație cât și al sistemului CVDCF.
- ii.) Răspunsul în cuplu  $T_c^{\wedge}$  din fig.5.3\_2 este extrem de rapid  $t_r \approx 5$  ms -tipic sistemului CVDCF, practic fără suprareglaj. Cuplul este limitat de regulatorul de viteză la  $T_{emax}$ . Pulașiile în cuplu sunt acceptabile, fiind specifice modurilor alunecătoare.
- iii.) Evoluția în planul stărilor -eroarea de viteză  $\Omega^*$ -  $\Omega$ , accelerația  $\dot{\Omega}$ -, din fig.5.3\_3 este elocventă privind regimul alunecător pe dreapta de comutație (5.1-2). Tranziția în planul stărilor are loc în sensul marcat de săgețile ajutătoare după cum urmează: La pornire, datorită limitării de cuplu, accelerația este limitată la  $2000$  rad/s<sup>2</sup> ( $\dot{\Omega} = T_{emax}/J$ ), după care se atinge dreapta de comutație și ca urmare, regimul alunecător conduce stările după dinamica impusă de aceasta spre punctul static de echilibru ( $\Omega = \Omega^*$ ,  $\dot{\Omega} = 0$ ). Aplicarea treptelor de cuplu de sarcină este marcată de linia verticală din centrul diagramei. În final, la aplicarea treptei de viteză  $\Omega^* = 0$ , evoluția are loc în sensul marcat de săgeata din stânga, asemănător ca la pornire, însă cu o accelerație negativă. Fenomenul de "chattering" - comutații de frecvență ridicată și amplitudine mică- specific modurilor alunecătoare, apare în diagramă în special datorită accelerației (în fig.5.3\_1 viteza are o evoluție lină, și este constantă în regim permanent).
- iv.) Tranziția vectorului flux din fig.5.3\_4, în planul referențialului statoric  $\alpha\beta$ , este condusă de regulatorul de flux, cu referința  $\lambda^* = \lambda_{o0}$ , spre o evoluție circulară de rază egală cu modulul fluxului estimat  $\lambda^{\wedge}$  de observatorul de flux. Se confirmă faptul că la viteze mici (pornire, oprire) estimata  $\lambda^{\wedge}$  este dată de estimatorul cu model de curent  $Ei^r$  care este sensibil la variația parametrului  $\lambda_0$  și prin urmare la pornire se observă că  $\lambda = 0,85\lambda_{o0}$ . La viteze mai mari, observatorul de flux utilizează estimatorul cu model de tensiune  $Eu^s$  care nu este sensibil cu  $\lambda_{o0}$  și deci estimarea este corectă, iar regulatorul de flux aduce  $\lambda = \lambda_{o0} = 0,2$  Wb. Tranziția între cele două modele este lină, în conformitate cu considerentele teoretice de proiectare.

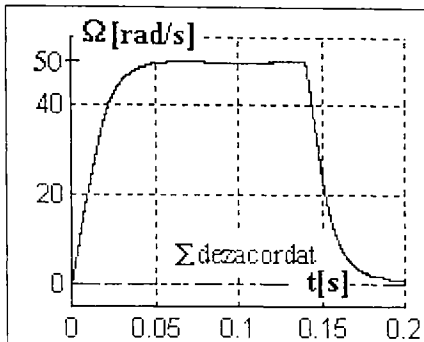


Fig.5.3\_1. Răspuns în viteză  $\Omega$

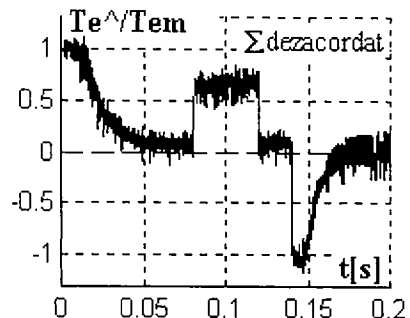


Fig.5.3\_2. Răspuns în cuplu  $T_e^{\Lambda}$

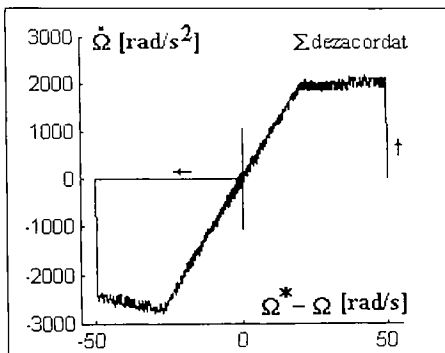


Fig.5.3\_3. Răspuns în planul stărilor

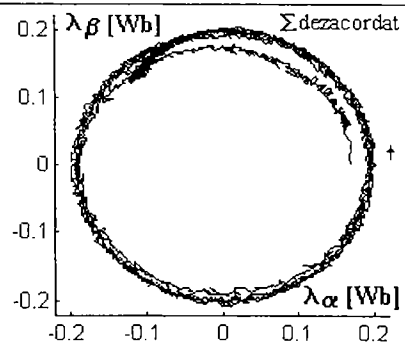


Fig.5.3\_4. Răspuns în flux  $\lambda$

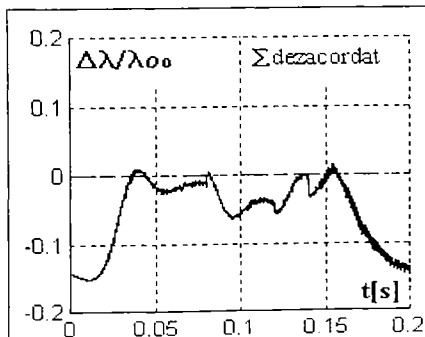


Fig.5.3\_5. Eroarea de estimare a fluxului

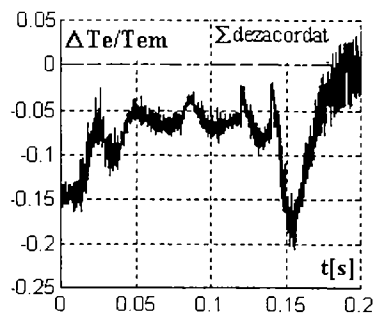


Fig.5.3\_6. Eroarea de estimare a cuplului

### B. Cazul observator dezacordat selectiv.

În scopul investigării mai aprofundate a dinamicii observatorului de flux  $O\lambda\lambda^s$ -sr, în continuare, se urmăresc două direcții privind acuratețea estimării observatorului dezacordat:

- i.) -influența vitezei;
- ii.) -influența cuplului de sarcină.

Interesează evoluția tranzitorie a erorii de estimare a modulului fluxului  $\Delta\lambda$  și a erorii de estimare a cuplului electromagnetic  $\Delta T_e$ , exprimate ca mărimi normate:

$$\Delta\lambda / \lambda_{0o} = (\lambda - \lambda^{\wedge}) / \lambda_{0o}, \quad \Delta T_e / T_{emax} = (T_e - T_e^{\wedge}) / T_{emax} \quad (5.3-1)$$

unde  $\lambda$  și  $T_e$  sunt mărimi reale din MSMP.

Erorile dinamice corespunzătoare estimatelor  $\lambda^{\wedge}$  și  $T_e^{\wedge}$ , pentru cazul observator ( $\Sigma$ ) dezacordat sunt prezentate în fig.5.3\_5 și respectiv fig.5.3\_6, iar pentru *observator dezacordat selectiv*, în condițiile precizate în figuri -în fig.5.3\_7a,b,c, respectiv fig.5.3\_8a,b,c. Sunt confirmate considerentele teoretice privind buna funcționare a observatorului de flux -tranziția între estimatorul  $Ei^s$  și estimatorul  $Eu^s$  funcție de viteză.

- i.) În fig.5.3\_5 cea mai mare eroare  $\Delta\lambda / \lambda_{0o}$  este de -15% la viteze mici -dată de eroarea de identificare a fluxului magnetului permanent  $\lambda_0$  (fig.5.3\_7b), și -6% la viteze mari cu cuplu de sarcină -dată de eroarea de identificare a rezistenței statorice  $R$  (fig.5.3\_7c).
- ii.) În fig.5.3\_6 eroarea maximă tranzitorie  $\Delta T_e / T_{emax}$  este de -20% -dată de eroarea de identificare a lui  $\lambda_0$  (fig.5.3\_8b) cât și a lui  $R$  (fig.5.3\_8c), în timp ce eroarea maximă de regim permanent este de -6% -dată de eroarea de identificare a lui  $\lambda_0$  (fig.5.3\_8b). Așa cum era de așteptat, aliorile erorilor de cuplu urmăresc erorile de flux ( $T_e^{\wedge}$  se calculează din  $\lambda^{\wedge}$ ), cu excepția zonei de frânare. Acest ultim fapt se explică prin erori de fază care apar în estimata  $\lambda^{\wedge}$ .

### C. Cazul observator acordat ideal.

- i.) În acest caz, erorile de estimare a fluxului (fig.5.3\_7d) și erorile de estimare a cuplului (fig.5.3\_8d) sunt neglijabile -practic sunt zero.
- ii.) Această constatare sugerează ca observatorul de flux să fie adaptiv, cu o identificare în timp real a parametrilor în scopul reducerii erorilor de estimare. O soluție simplă este aceea de a achiziționa temperatura statorului în scopul corectării parametrilor  $\lambda_0$  și  $R$  care depind linear de temperatură. Acești parametri au ponderea cea mai mare în erorile studiate.
- iii.) Pe de altă parte, sistemul de conducere limitează curenții înainte de a se ajunge la saturația magnetică; mai mult, dependența  $L_q(i_q)$  poate fi determinată experimental și tabelată și deci influența variațiilor inductanțelor  $L_q, L_d$  este mult diminuată.

*În concluzie*, sensibilitatea estimării observatorului de flux la variația parametrilor electromagnetici ai MSMP corespunde (este aceeași):

- i.) -cu a estimatorului cu model de curent  $Ei^s$ , la viteze mai mici ca banda observatorului;
- ii.) -cu a estimatorului cu model de tensiune  $Eu^s$ , la viteze mai mari ca banda observatorului.

Comparativ cu cazul de acordare ideal, performanțele privind răspunsurile în viteză și în cuplu ale sistemului CVDCF a MSMP nu sunt practic afectate de erorile de estimare ale observatorului de flux, dovedind robustețea sistemului cu acest observator. Robustețea răspunsului în viteză este realizată semnificativ de regulatorul de viteză cu moduri alunecătoare.

Se recomandă implementarea cu o perioadă de eșantionare  $h$  cât mai mică.

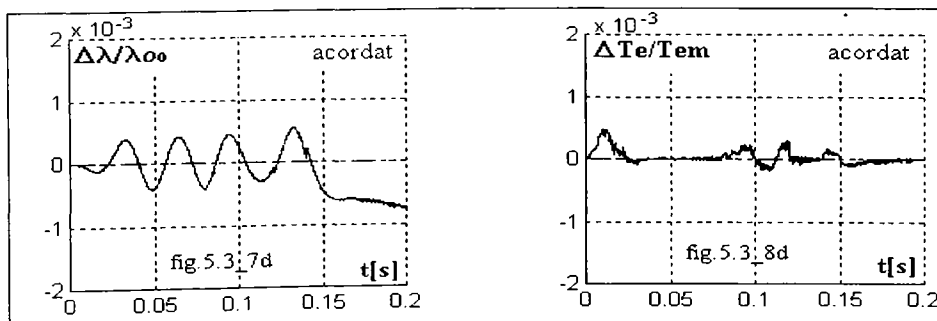
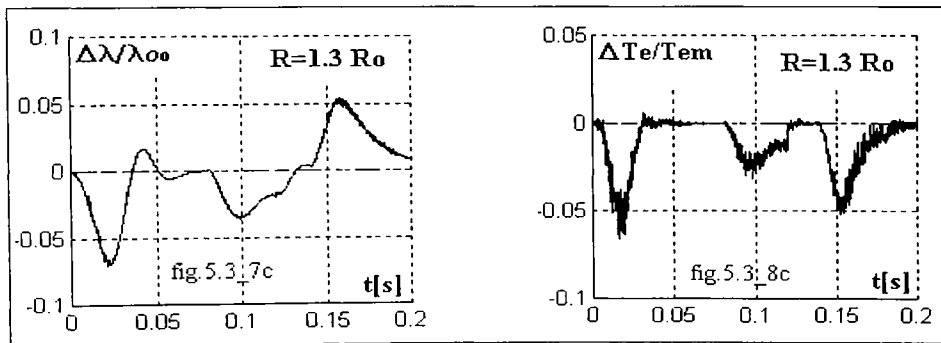
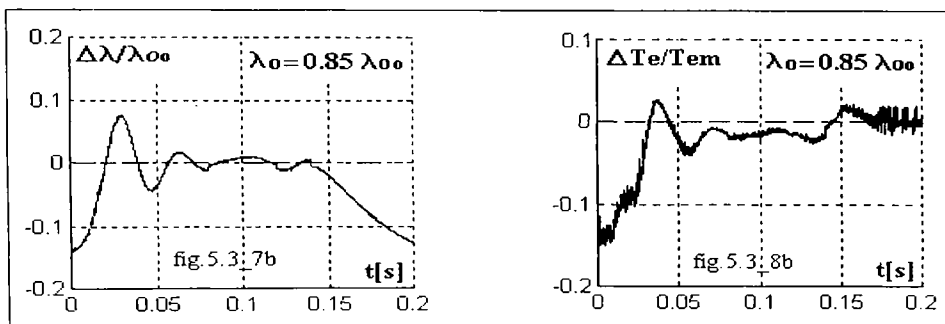
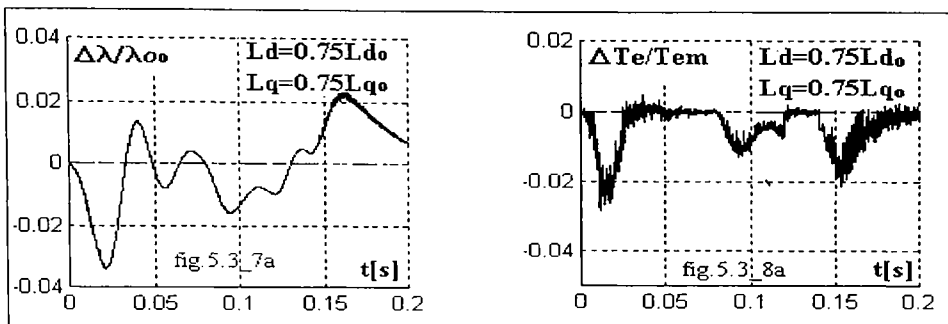


Fig.5.3\_7. Erori de estimare a fluxului

Fig.5.3\_8. Erori de estimare a cuplului

### 5.4. Rezultate experimentale

Sistemul de conducere vectorială directă în cuplu și flux din fig.5.1\_1, cu observatorul robust de cuplu și flux prezentat în paragraful 5.2 -fig.5.2\_2, a fost implementat pe standul experimental prezentat în capitolul 7. Partea de programe de conducere în timp real specifice pentru acest caz, scrise în limbaj C, sunt prezentate în anexa A4.1. În perioada de eşantionare  $h = 200\mu s$  se execută atât algoritmul specific de conducere propriu zis, cât și estimarea poziției și vitezei din semnale provenite de la rezolver -cu un alt observator cu calare pe fază (PLL).

Rezultatele experimentale obținute prezintă regimuri tranzitorii și permanente pentru: cuplul electromagnetic estimat  $T_e^\wedge$ , turația  $\omega$ , fluxul  $\lambda$ -în special. Scopul urmărit este acela de a determina fezabilitatea soluției propuse punctând performanțele obținute. Observatorul de flux este testat în toată gama de viteze efectuând o reversare de viteză cu o pantă impusă.

În fig.5.4\_1 se prezintă caracteristicile de *regim permanent în gol*, în cazul în care regulatorul utilizat a fost unul de tip PI, iar observatorul de turație de tip PLL, caracteristici care sunt: turația  $\omega$ , cuplul electromagnetic estimat  $T_e^\wedge$ , componentele fluxului  $\lambda(\lambda_\alpha^\wedge, \lambda_\beta^\wedge)$  și semnalele de la rezolver - $\sin\theta, \cos\theta$ . Pulsațiile în cuplu sunt de frecvență relativ ridicată, fapt

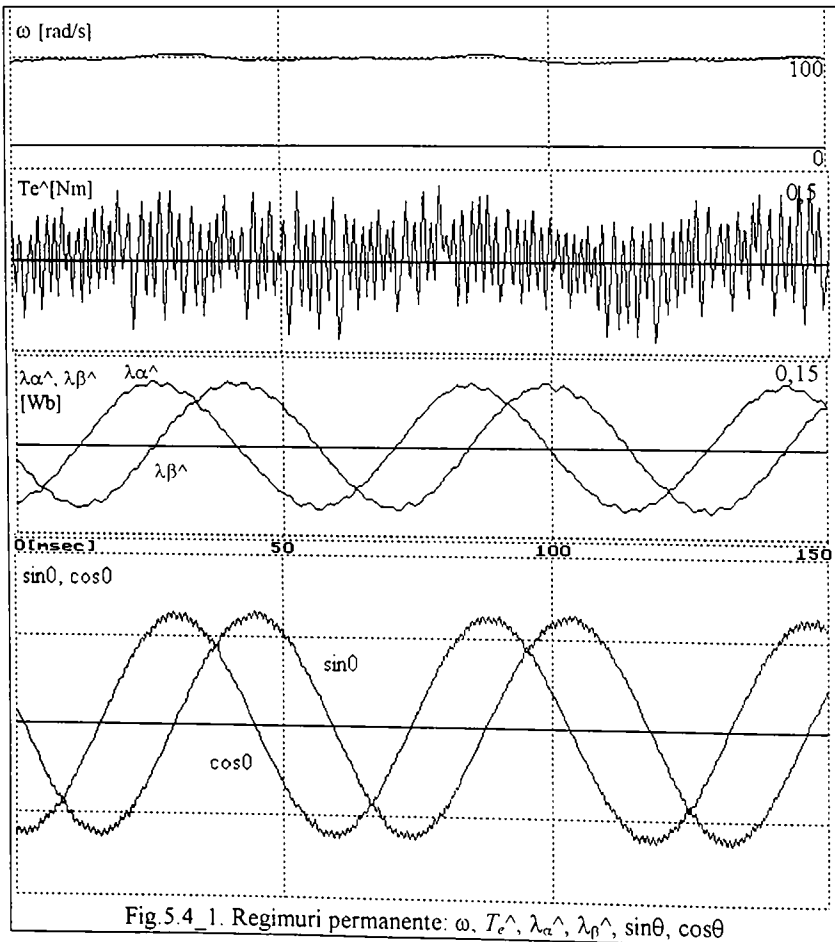
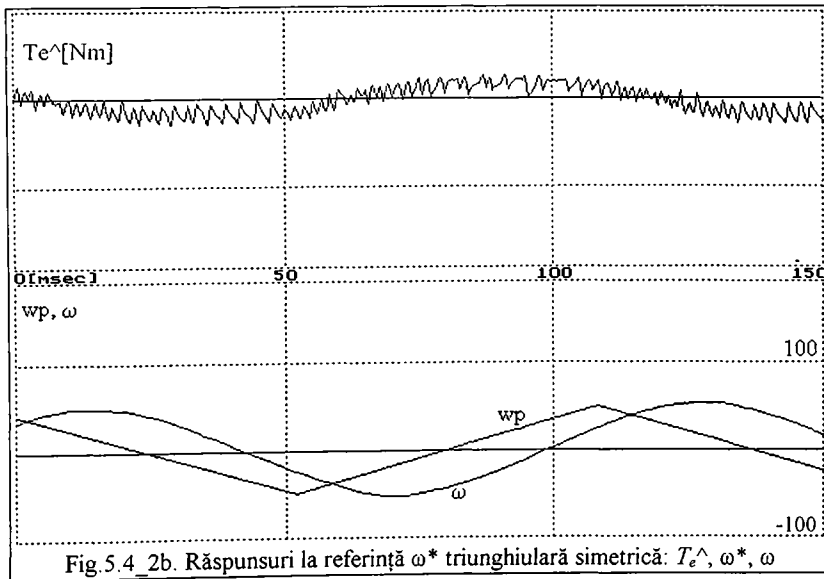
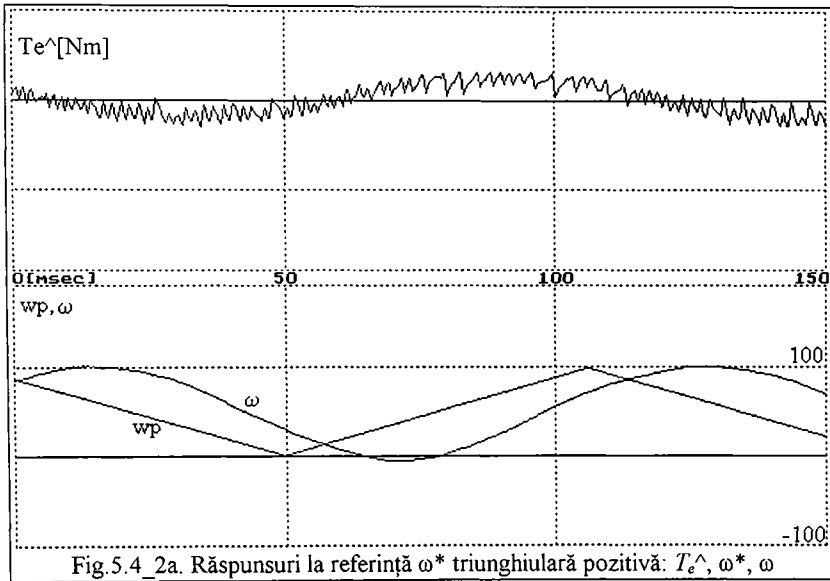


Fig.5.4\_1. Regimuri permanente:  $\omega, T_e^\wedge, \lambda_\alpha^\wedge, \lambda_\beta^\wedge, \sin\theta, \cos\theta$



specific CVDCF. Estimarea componentelor fluxului este bună, aceste componente având forme de undă relativ curate (cu zgomot redus de comutație).

În fig.5.4\_2a,b se prezintă *răspunsurile tranzitorii*  $T_e^{\wedge}$ ,  $\omega$ , pentru  $\omega^*$  triunghiulară pozitivă de 0-100 rad/s cu o perioadă de 120 ms; respectiv pentru  $\omega^*$  triunghiulară simetrică de -50 +50 rad/s. Răspunsurile în cuplu și viteză sunt similare în ambele situații dovedind buna funcționare a observatorului de flux într-o gamă extinsă de turații, inclusiv în zona turației zero.



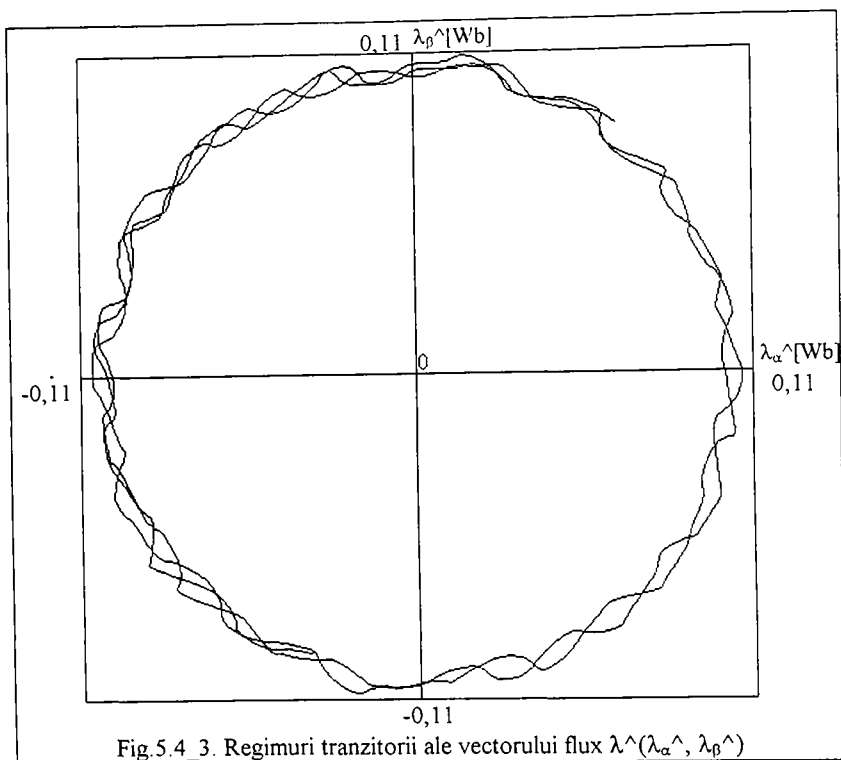


Fig. 5.4\_3. Regimuri tranzitorii ale vectorului flux  $\lambda^{\wedge}(\lambda_{\alpha}^{\wedge}, \lambda_{\beta}^{\wedge})$

Răspunsul sistemului CVDCF la referință triunghiulară de viteză este întârziat cu aprox. 20 ms, așa cum era de așteptat, dar urmărește bine referința în ambele situații din fig.5.4\_2a,b. Cuplul electromagnetic urmărește mai îndeaproape cerința referinței de viteză, cu pulsații acceptabile.

În fig.5.4\_3 este prezentă evoluția estimatei vectorului flux  $\lambda^{\wedge}$  în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , care tinde către un cerc de rază  $\lambda = \lambda_0 = 0,1$  Wb. Pulsațiile în flux sunt dependente de perioada de eșantionare  $h$  și se pot reduce dacă se micșorează  $h$ .

### 5.1.5. Concluzii

1. În acest capitol s-a dezvoltat o structură de CVDCF aplicată pentru prima dată la MSMP [Andr95], structură care include un observator robust de flux și cuplu electromagnetic.
2. Se dau relații de proiectare structurală și parametrică pentru noul observator de flux  $O\lambda\lambda^s$ -sr
3. Performanțele de regim tranzitoriu și permanent ale noii variante de conducere se evaluează critic prin simulări extensive și apoi prin teste experimentale dovedind fezabilitatea soluției.
4. Sensitivitatea estimării observatorului de flux la variația parametrilor electromagnetici ai MSMP este aceeași cu a  $Ei^r$  la viteze mai mici, respectiv cu a  $Eu^s$  la viteze mai mari.
5. Performanțele privind răspunsurile în viteză și în cuplu ale sistemului CVDCF a MSMP nu sunt practic afectate de erorile de estimare ale observatorului de flux, dovedind robustețea sistemului de conducere cu acest observator. Robustețea răspunsului în viteză este realizată semnificativ de regulatorul de viteză cu moduri alunecătoare.
6. Preocupări foarte recente (1998) ale unor firme de renume (ABB, Siemens, ș.a.) insistă în a dezvolta acționări industriale cu MSMP cu structuri de conducere de tip CVDCF.

## 6. STRUCTURI DE CONDUCERE FĂRĂ TRADUCTOARE DE MIȘCARE A MSMP

### 6.1. Aspecte introductive. Structură generală de conducere

#### Oportunitatea conducerii fără tractoare de mișcare

Principalele avantaje ale MSMP sunt: densitate mare a cuplului electromagnetic, eficiență ridicată și gabarit redus [Bold92]. În aplicațiile servo acționărilor, conducerea MSMP cu o distribuție sinusoidală a fluxului în întrefier cere determinarea precisă a poziției rotorului pentru a sincroniza curenții statorici cu această poziție. În consecință, în mod uzual, poziția rotorului se măsoară cu tractoare de poziție de tip: -absolut/incremental rotative sau liniare și -rezolvere.

În general, în aplicații industriale ale acționărilor cu turație reglabilă, tractoarele de mărimi mecanice ca cele de poziție și/sau viteză prezintă următoarele dezavantaje [Mats96a]: - măresc costul, gabaritul și greutatea, -sunt sensibile la perturbații electromagnetice și la variații de temperatură, -necesită o cablare suplimentară, -constituie surse suplimentare de defectare. Iată de ce, în ultima decadă există preocupări intense care se constituie într-un pol de interes util și actual pentru dezvoltarea unor structuri de conducere fără tractoare de mișcare. Aceste structuri estimează poziția și viteza prin tehnica observatoarelor [Raja96], [Ohni94] din mărimi măsurate -curenți și tensiuni statorice. Două probleme principale se cer rezolvate: - determinarea poziției inițiale a rotorului la pornire și -estimarea poziției și vitezei în mișcare. Principala dificultate este estimarea vitezelor mici.

#### Principalele metode de estimare a poziției și vitezei MSMP fără tractoare de mișcare

Se cunosc metode de estimare cu observatoare a mărimilor cinematice -poziție și viteză, în scopul conducerii acționărilor cu MSMP fără tractoare de mișcare, metode care utilizează doar tractoare de curent și tensiune statorică [Raja96]. Aceste metode de estimare sunt:

- Tehnica clasică a observatoarelor [Sepe91], [Low93], [Chan94], [Sols96] care însă este sensibilă la variații ale parametrilor modelului subsistemului electromagnetic al MSMP, care variază cu temperatura, saturația magnetică și sunt influențați de perturbații de sarcină;
- Observator cu predicție-corecție [Ertu94], [Fren96], [Ostl96] care utilizează un algoritm de estimare a fluxului și curentului statoric având la bază un procedeu recursiv întrețesut de integrare a ecuațiilor discrete ale fluxului provenit din modelele de tensiune și curent;
- Filtre Kalman cu metoda "INFORM" [Schr90] -estimare indirectă a fluxului prin măsurarea reactanțelor, care dă rezultate notabile, dar necesită o putere de calcul ridicată;
- Observatoare cu calare pe fază (PLL) [Noza95] care utilizează tensiunea statorică derivată din referința de tensiune a blocului modulator în durată (PWM);
- Observatoare în referențial rotoric estimat [Mats92], [Mats96a], [Andr98c] care au ca scop obținerea convergenței asimptotice a poziției referențialului rotoric estimat către cel real. Sunt două abordări bazate pe modelul de curent sau de tensiune, prima abordare fiind mai robustă. Pentru viteze sub 50 rpm pulsațiile în viteză devin semnificative [Mats96b];
- Observatoare cu moduri alunecătoare [Ryv96], [Andr97], [Andr98a], [Andr98b] care utilizează comanda echivalentă pentru a estima perturbația echivalentă ce conține informații de poziție și viteză și conduce la estimări mai robuste la variația parametrilor și la perturbații
- Observatoare bazate pe sisteme adaptive cu modele de referință, cu mecanisme de adaptare neliniare [Andr98d], [Tomi98] care dau rezultate remarcabile.

În teză se dezvoltă cinci structuri de conducere a MSMP fără tractoare de mișcare, structuri bazate pe observatoare de poziție-viteză care utilizează ultimele trei metode amintite.

### Structură generală de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP

În fig.6.1\_1 se prezintă structura generală de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP. Această structură este folosită în toate sistemele cu observatoare de poziție și viteză care se dezvoltă în continuare, partea specifică fiind observatorul.

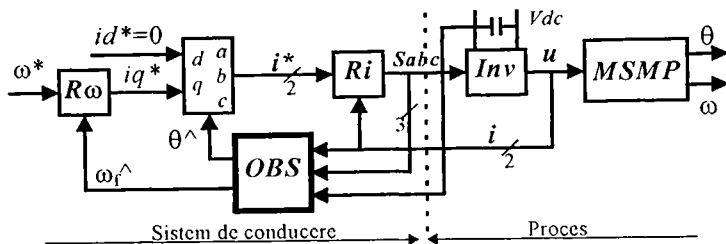


Fig.6.1\_1. Structură generală de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP

Părțile componente ale structurii sunt:  $R\omega$  -regulator de viteză tip PI cu antisaturarea componentei integrale (PI-arw) și filtru PT1 pe intrarea de referință;  $dq > abc$  -transformare de rotație simplificată ( $i_d = 0$ ) din referințialul  $dq$  în  $abc$ ;  $Ri$  -reglatoarele de curent bipoziționale cu histereză;  $Inv$  -inverter de tensiune;  $Obs$  -observator de poziție și viteză specific; și  $MSMP$ .

Metoda de conducere aleasă pentru testarea observatoarelor este una simplă, de tip vectorial în curent cu  $i_d^* = 0$ . Structurile de observatoare dezvoltate se pot aplica însă pentru oricare dintre metodele de conducere prezentate în capitolul 3.

Acționarea folosită în simulări cât și în partea experimentală se compune din: -partea de forță cu tranzistoare bipolare din inverterul VAMS produs de Electrotehnica București, și -MSMP tip 130-SFP-2.4 ICPE cu următorii parametri nominali:  $T_{eo}=2,4Nm$ ,  $I_{ao}=3A$ ,  $V_{dco}=75V$ ,  $\Omega_o=100\text{ rad/s}$ ,  $p = 4$ ,  $\lambda_{o0}=0,092\text{ Wb}$ ,  $L_{qo}=0,02\text{ H}$ ,  $L_{do}=0,012\text{ H}$ ,  $R_o=1,8\text{ Ohm}$ ,  $J_o=0,005\text{ kgm}^2$ ,  $B_o = 0,001\text{ Nms/rad}$ ,  $f_{mv} = 5-10\text{ kHz}$ .

Regulatorul  $R\omega$  are parametrii:  $K_p = 0,7$ ;  $T_i = 50\text{ ms}$ ;  $T_{en} = 50\text{ ms}$ ;  $K_{av} = 10$ ;  $I_{lim} = 6\text{ A}$ .

#### Robustețea observatoarelor la variația parametrilor

O problemă foarte importantă, cu implicații majore în practica conducerii acționărilor, este cea a robusteții performanțelor sistemului la o variație reală a parametrilor MSMP. Cum observatoarele dezvoltate se bazează în special pe modelul subsistemului electromagnetic al MSMP, studiul robusteții ia în considerare mai ales variația parametrilor acestui model. Pentru o creștere a temperaturii cu  $60^\circ\text{C}$ , rezistența statorică  $R$  crește cu 20%, și fluxul magnetului permanent (ferită)  $\lambda_o$  descrește cu 10% [Mats92]. Fenomenul de saturație magnetică are ca efect descreșterea în special a inductanței  $L_q$ , dar dependența  $L_q(i_q)$  poate fi determinată experimental și apoi implementată în sistemul de conducere [Bold92]. Din aceste motive, cazul cel mai defavorabil luat în considerare la simularea numerică privind robustețea la variația parametrilor MSMP, numit *caz de dezacordare*, este:  $R=1,2R_o$ ,  $\lambda=0,9\lambda_o$  și eventual  $L_q=0,8L_{qo}$ .

## 6.2. Structură cu observator de ordin complet în referințial rotoric estimat

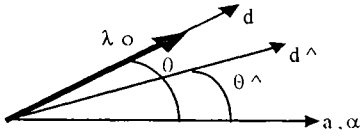
Observatorul dezvoltat în continuare [Andr98c] reprezintă o soluție alternativă la soluția din [Mats96a], [Mats96b] privind estimarea poziției și vitezei într-un sistem de referință rotoric estimat cu model de curent. Performanțele de robustețe ale acestui observator, inclus într-un sistem de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare, sunt verificate prin simulări numerice extensive.

## 6.2.1. Preliminarii

### Modelul matematic al MSMP în referențialul rotoric estimat

Modelul matematic al MSMP în referențialul rotoric estimat prezentat în paragraful 2.2.2 este reluat concis în continuare în scopul clarității expunerii, cu notațiile cunoscute.

În referențialul rotoric  $dq(\theta)$ , cu variabile notate cu indice "1", modelul de curent  $Ei^r$  este:



$$\lambda_1 = \lambda_0 + L_d i_{d1} + j L_q i_{q1} \quad (6.2.1-1)$$

Fig.6.2.1\_1 Referențiale ale MSMP

Într-un referențial rotoric estimat  $dq^{\wedge}(\hat{\theta})$  diferit față de cel real  $dq(\theta)$  cu  $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$  (fig.6.2.1\_1), cu variabile fără indice, vectorul flux este:  $\lambda = \lambda_1 e^{j\Delta\theta}$ .

$$\lambda = \lambda_0 e^{j\Delta\theta} + L_d i_d + j L_q i_q \quad (6.2.1-2)$$

Ecuția vectorială de tensiune în referențialul  $dq^{\wedge}(\hat{\theta})$  [Kova88] este:

$$\dot{\lambda} = -j \hat{\omega} \lambda - R i + u, \quad \lambda(0) = \lambda_0 \quad (6.2.1-3)$$

Modelul subsistemului electromagnetic (EM) al MSMP în referențialul  $dq^{\wedge}(\hat{\theta})$  se obține din (6.2.1-2,-3), unde:  $\hat{\omega}$  -viteza estimată și  $\omega$  -viteza reală sunt privite ca perturbații.

$$\text{EM: } \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} -R & \hat{\omega} L_q \\ -\hat{\omega} L_d & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \lambda_0 \sin \Delta\theta \\ -\omega \lambda_0 \cos \Delta\theta \end{bmatrix}, \quad \Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (6.2.1-4)$$

$$T_e = 3/2 p i_q [\lambda_0 - (L_q - L_d) i_d] \quad (6.2.1-5)$$

Modelul EM (6.2.1-4,-5) este de tip MIMO neliniar cuplat și conține informații prețioase ca privire la eroarea de poziție  $\Delta\theta$ , fapt ce constituie punctul de plecare în sinteza observatorului.

Modelul subsistemului mecanic (M) este:

$$\text{M: } \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p/J \end{bmatrix} T_c - \begin{bmatrix} 0 \\ p/J \end{bmatrix} T_i \quad (6.2.1-6)$$

## 6.2.2. Observator de poziție și viteză de ordin complet

Observatorul de ordin complet (OOC) pentru a estima poziția și viteza din informații de curent și tensiune statorică este realizat din două secțiuni interconectate și utilizează complet modelul MSMP partajat în cele două subsisteme EM și M.

Prima secțiune este un estimator de curent  $i^{\wedge}$ , în referențialul rotoric estimat  $dq^{\wedge}(\hat{\theta})$ , care are la bază modelul EM. Acest estimator are ca intrare principală vectorul de tensiune statorică  $u$  și ca parametru adaptiv viteza estimată  $\hat{\omega}$ .

A doua secțiune este un observator tip Luenberger extins bazat pe modelul M, cu compensator liniar  $K$ , care utilizează erorile de curent  $\Delta i = i - i^{\wedge}$  ca și erori de corecție pentru a estima viteza  $\omega$  și poziția  $\theta$ . Vectorul curent statoric  $i^s$  constituie vectorul de stare măsurabil.

Observatorul tip Luenberger extins are la bază modelul M (6.2.1-6), la care se adaugă un model exogen al perturbației de tip treaptă care este cuplul de sarcină echivalent  $T_l$ . Această aproximare este rezonabilă având în vedere că  $T_l$  este practic constant pe durata unei perioade de eșantionare (tipic  $h = 100 \mu\text{sec}$ ). Mai mult, cum  $T_l^{\wedge}$  se obține cu un integrator, rezultă că în regim staționar constant se obțin în final estimări corecte indiferent de modul de evoluție a lui  $T_l$ . Expresia observatorului tip Luenberger extins [Andr96b] este:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_l \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -p/J_0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p/J_0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_e + \mathbf{K}(i - \hat{i}) \quad (6.2.2-1)$$

Compensatorul  $\mathbf{K}$  aplicat asupra vectorului erorii de curent  $\Delta i$  asigură o corecție predictivă a estimatei vectorului de stare în scopul obținerii unei viteze de convergență dorite și pentru a îmbunătăți robustețea estimării la variații de parametri.

Principalele probleme care se ridică spre rezolvare sunt:

- i.) -determinarea structurii estimatorului vectorului curent  $i^{\wedge}$ ,
- ii.) -determinarea structurii și parametrilor compensatorului  $\mathbf{K}$ .

Estimatorul vectorului curent  $i^{\wedge}$  ( $i_d^{\wedge}, i_q^{\wedge}$ ), bazat pe modelul EM (6.2.1-4) cu  $\theta = \theta^{\wedge}$ , are realizarea (6.2.2-2) unde parametrii estimați -cu indicele inferior "o", sunt numai parametri electromagnetici.

$$\begin{bmatrix} L_{do} \hat{i}_d \\ L_{qo} \hat{i}_q \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} -R_o & \hat{\omega}L_{qo} \\ -\hat{\omega}L_{do} & -R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\hat{\omega}\lambda_{o\omega} \end{bmatrix} \quad (6.2.2-2)$$

În cazul unei acordări ideale a parametrilor estimatorului:  $L_{do} = L_d$ ,  $L_{qo} = L_q$ ,  $\lambda_{o\omega} = \lambda_{\omega}$ , și considerând valori mici pentru eroarea de poziție  $\Delta\theta$ , se scad relațiile (6.2.2-2) din (6.2.1-4) în scopul obținerii erorilor de curent definite ca  $\Delta i_d = i_d - i_d^{\wedge}$  și  $\Delta i_q = i_q - i_q^{\wedge}$ , și deci:

$$\begin{bmatrix} L_d \Delta i_d \\ L_q \Delta i_q \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} \omega \lambda_o \sin\Delta\theta \\ -\lambda_o(\omega \cos\Delta\theta - \hat{\omega}) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \omega \lambda_o \Delta\theta \\ -\lambda_o \Delta\omega \end{bmatrix} \quad (6.2.2-3)$$

Concluziile importante extrase din relația (6.2.2-3), concluzii care dau cheia metodei, sunt:

- i.) -eroarea de poziție  $\Delta\theta$  este proporțională cu derivata erorii de curent  $\Delta i_d$  depinzând și de semnul vitezei  $\text{sign}(\omega)$ ;
- ii.) -eroarea de viteză  $\Delta\omega$  este proporțională cu minus derivata erorii de curent  $\Delta i_q$ .

Aceste concluzii conduc la propunerea unei structuri decuplate pentru compensatorul  $\mathbf{K}$ , și prin urmare expresia termenului de corecție din (6.2.2-1) devine:

$$\mathbf{K}(i - \hat{i}) = \begin{bmatrix} k_1 \text{sign}(\hat{\omega}) & 0 \\ 0 & k_2 \\ 0 & k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} \quad (6.2.2-4)$$

Cuplul electromagnetic estimat  $T_e^{\wedge}$  utilizat în (6.2.2-1) este calculat cu relația (6.2.1-5) utilizând componentele vectorului curent statoric  $i$  ( $i_d, i_q$ ). În concluzie, structura observatorului tip Luenberger extins bazat pe relațiile (6.2.2-1) și (6.2.2-4) este prezentată în fig.6.2.2.\_1.

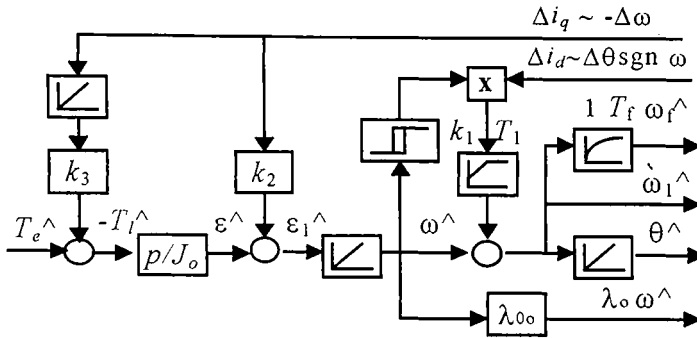


Fig.6.2.2\_1. Observator Luenberger extins pentru a estima  $\omega$  și  $\theta$

Ecuțiile recursive ale observatorului de ordin complet pentru estimarea poziției și vitezei, ecuații necesare în implementarea numerică în timp real, se obțin folosind metoda de integrare numerică tip Euler - discretizare cu metoda dreptunghiului, cu o perioadă de eșantionare  $h$ . Spre exemplu, ecuațiile recursive ale estimatorului vectorului curent (6.2.2-2), care conțin numai parametri electromagnetici, sunt:

$$\hat{i}_{k+1} = A\hat{i}_k + Bu_k + B_1 i_k \hat{\omega}_{1k} + B_2 \hat{\omega}_k, \quad (6.2.2-5)$$

unde:  $\hat{i}_k = [\hat{i}_d, \hat{i}_q]^T$ ,  $u_k = [u_d, u_q]^T$ ,  $i_k = [i_d, i_q]^T$

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{hR_o}{L_{do}} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{hR_o}{L_{qo}} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{h}{L_{do}} & 0 \\ 0 & \frac{h}{L_{qo}} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{hL_{qo}}{L_{do}} \\ -\frac{hL_{do}}{L_{qo}} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{h\lambda_{0o}}{L_{qo}} \end{bmatrix} \quad (6.2.2-6)$$

În rezumat, structura observatorului de ordin complet este prezentată în fig.6.2.2\_2.

Vectorul de tensiune statorică  $u^s$  se calculează din starea funcțiilor de comutare binară  $S_a, S_b, S_c \in \{0,1\}$  care comandă direct invertorul de tensiune și tensiunea  $V_{dc}$  de la intrarea acestuia (paragraful 2.4).

$$u^s = u_\alpha + j u_\beta = 1/3 V_{dc} (2 S_a - S_b - S_c) + j 1/\sqrt{3} V_{dc} (S_b - S_c) \quad (6.2.2-7)$$

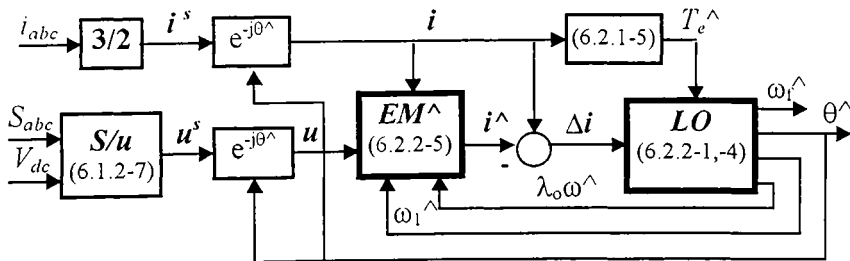


Fig.6.2.2\_2. Structura observatorului de ordin complet pentru a estima poziția și viteza

### Observații importante - optimizări.

În scopul optimizării structurii observatorului, se prezintă câteva observații importante rezultate în urma testelor extensive de simulare numerică. Aceste observații au constituit suportul modificărilor deja introduse în structura observatorului din fig.6.2.2\_1.

- i.) În termenul de corecție  $k_1$  din (6.2.2-4) se utilizează  $\text{sign}(\omega^{\wedge})$  livrat de un element bipozițional cu histereză folosit pentru a reduce instabilitatea în zona de trecere prin zero a vitezei, în special în regimul de reversare a vitezei.
- ii.) Estimata  $\omega^{\wedge}$  a vitezei este bine filtrată fiind obținută la ieșirea unui integrator. Pe de altă parte estimata  $\omega_1^{\wedge}$  a vitezei dispune în plus de termenul de corecție cu eroarea de poziție via  $k_1 \Delta i_d$  și deci reprezintă o alegere mai bună de estimare în regim dinamic și fără eroare de regim staționar. Regulatorul de viteză folosește viteza filtrată  $\omega_f^{\wedge}$  obținută din  $\omega_1^{\wedge}$  trecută printr-un filtru trece jos tip PT1 în scopul atenuării zgomotelor de pe calea  $\Delta i_d$ .
- iii.) Componenta  $k_1$  a compensatorului a fost înlocuită cu un element tip PI cu protecție la saturarea componentei integrale, în special în regimul de reversare a vitezei. Mai mult, acest procedeu permite apariția unei erori de regim staționar pentru  $\Delta i_d$  necesară în scopul compensării erorilor de determinare a parametrilor.
- iv.) Utilizarea estimatei cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$ , ca intrare principală în observator, îmbunătățește substanțial acuratețea estimării în regim dinamic reducând întârzierea de fază la estimarea vitezei și poziției.
- v.) În estimatorul de curent (6.2.2-2) termenii  $R_{\sigma} i$  au fost înlocuiți cu  $R_{\sigma} i^{\wedge}$  în scopul obținerii unei stabilități mai bune. Cu alte cuvinte, integratoarele pure s-au înlocuite cu elemente PT1.
- vi.) Tensiunea electromotoare indusă prin rotație  $\lambda_{\sigma} \omega^{\wedge}$  din (6.2.2-2) nu utilizează  $\omega_1^{\wedge}$  ci  $\omega^{\wedge}$  obținută de pe calea  $\Delta i_q$  deoarece din (6.2.2-3) rezultă concluzia  $\Delta i_q \sim \lambda_{\sigma} \Delta \omega$ . Pe de altă parte, termenii tensiune electromotoare indusă prin pulsație  $\omega_1^{\wedge} L_d i_d$  și  $\omega_1^{\wedge} L_q i_q$  conțin  $\omega_1^{\wedge}$ .

Analiza stabilității sistemului de conducere fără tractoare de mișcare, bazat pe observatorul neliniar propus, constituie o abordare teoretică complexă. Ca urmare, stabilitatea sistemului se abordează din punct de vedere experimental. Coeficienții compensatorului  $K$  din (6.2.2-4) se selectează pentru a obține performanțe dinamice de estimare bune, fără suprareglaj. În acest scop, polii observatorului (6.2.2-1), (6.2.2-4) se alocă pe axa reală negativă și se estimează, în primă instanță, pe baza rezultatelor teoretice obținute în paragraful 4.1.7.2. În a doua fază -de simulare numerică sau teste experimentale, polii se ajustează la limită astfel ca pentru o ușoară creștere a coeficienților să apară mici suprareglaje în estimare.

Selecția coeficienților este un compromis practic între două aspecte:

- 1.) -reducerea sensibilității la variația parametrilor, care cere valori mari pentru coeficienți;
- 2.) -reducerea zgomotelor perturbatoare, care cere valori mici pentru coeficienți.

Pe de altă parte, perioada de eșantionare  $h$  este bine ca să fie cât mai mică, limita inferioară fiind dictată de viteza de calcul a echipamentului de conducere în timp real.

### **6.2.3. Rezultate de simulare numerică**

Testele de simulare numerică prezintă răspunsuri de regim tranzitoriu și de regim staționar și studiază robustețea observatorului propus în fig.6.2.2\_2. inclus în sistemul de conducere fără tractoare de mișcare din fig.6.1\_1. Condițiile de test sunt următoarele: -variație reală a parametrilor MSMP; -viteză mare și mică; -cuplu electromagnetic în limite largi; -încărcare cu cuplu de sarcină. Parametrii MSMP sunt cei dați în paragraful 6.1.1, iar cazul dezacordat privind parametrii observatorului la o variație reală a parametrilor MSMP este  $R=1,2R_{\sigma}$ ,  $\lambda_{\sigma}=0,9 \lambda_{\sigma_0}$ . Coeficienții compensatorului  $K$  sunt:  $k_1=30$ ;  $T_1=4 \text{ ms}$ ;  $k_2=-2000$ ;  $k_3=100$ ;  $T_f=4 \text{ ms}$ .



Pentru simularea numerică se utilizează pachetul Matlab-Simulink. Metoda de integrare numerică selectată este tip Euler cu o perioadă de eșantionare  $h = 100 \mu s$ , în corespondență cu frecvența tipică de comutație a unui invertor cu IGBT.

În cazul dat de dezacordare a parametrilor, se consideră teste severe privind comportarea sistemului realizate prin răspunsuri tranzitorii la semnale treaptă. Scopul este de a confirma considerentele teoretice privind robustețea, și în special de a examina convergența erorii de poziție  $\Delta\theta$ . Aceste teste sunt: -pornire cu referință treaptă de viteză; -reversare treaptă de viteză; -încărcare cu o treaptă de cuplu de sarcină, atât la viteze mari de 1000 rpm (fig.6.2.3\_1), cât și la viteze mici de 20 rpm (fig.6.2.3\_2) cu observatorul dezacordat.

Intervalul de timp de simulare 0-1s decurge după cum urmează: -referință treaptă de viteză la  $t_0 = 0s$ ,  $\omega_0^* = \{20, 1000\} rpm$ ; -reversare de viteză treaptă la  $t_1 = 0.3 s$ ,  $\omega_1^* = -\omega_0^*$ ; -treaptă de cuplu de sarcină la  $t_2 = 0.7 s$ ,  $T_{12}^* = \{0.2, 2\} Nm$ . Principalele răspunsuri tranzitorii analizate se referă la următoarele mărimi: -viteza  $\omega$ , -cuplul electromagnetic  $T_e$ , -eroarea de poziție  $\Delta\theta$ , -eroarea de viteză  $\Delta\omega$ , -eroarea de curent  $\Delta i_d$ , -eroarea de curent  $\Delta i_q$ .

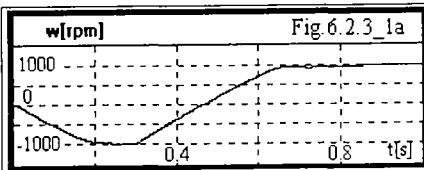
a.) Cazul observator dezacordat la viteze mari  $\omega^* = 1000 rpm$ .

- i.) Răspunsul în viteză (fig.6.2.3\_1a) are  $t_r = 200 ms$ , iar reversarea are loc în 400 ms, în ambele cazuri fără suprareglaj. Aceste valori mai mari sunt de așteptat deoarece cuplul electromagnetic este limitat și rezerva de tensiunea din invertor este sensibil redusă și deci fără posibilități nominale de accelerare.
- ii.) Răspunsul în cuplu (fig.6.2.3\_1b) este de asemenea rapid, cuplul fiind limitat la  $T_{clm} = 1,3 T_{eo}$ , adică la 3,2 Nm.
- iii.) Eroarea de poziție  $\Delta\theta$  (fig.6.2.3\_1c) este cea mai importantă mărime privind convergența algoritmului de estimare. La pornire atinge valoarea de +14 grade; la reversare este de -15 grade în zona trecerii prin zero a vitezei; la încărcare practic este nesemnificativă; în regim staționar este practic zero (maxim 2 grade).
- iv.) Eroarea de viteză  $\Delta\omega$  (fig.6.2.3\_1d) la pornire atinge valoarea de -40 rpm; prezintă o ușoară instabilitate la reversare, cu un maxim de +40 rpm în zona trecerii prin zero a vitezei; în regim staționar  $\Delta\omega$  este zero.
- v.) Eroarea de curent  $\Delta i_d$  (fig.6.2.3\_1e) atinge maxim 1A, și este de remarcant că are eroare staționară, fapt care era de așteptat pentru că prin aceasta se compensează erorile de dezacordare a observatorului.
- vi.) Eroarea de curent  $\Delta i_q$  (fig.6.2.3\_1f) atinge maxim 0,5A și nu are eroare staționară.

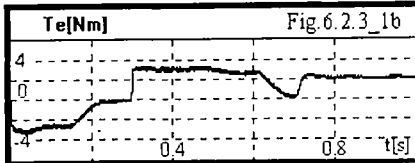
Tendința de instabilitate la reversare, în zona trecerii prin zero a vitezei, se poate explica, cu referire la fig.6.2.2\_1, astfel: atunci când se schimbă semnul vitezei estimate  $\omega^\wedge$  apare o schimbare treaptă în factorului  $\Delta\theta \text{ sign}(\omega^\wedge)$  de pe calea  $\Delta i_d$ , schimbare reflectată în estimata  $\omega_1^\wedge$ . Mai mult, integratorul din elementul PI de pe această cale începe regimul tranzitoriu cu valoarea de ieșire curentă memorată înainte de apariția schimbării treaptă în  $\text{sign}(\omega^\wedge)$  și deci reacția locală este pozitivă pentru o scurtă perioadă de timp. O altă cauză este faptul că datorită unei erori dinamice în estimarea vitezei  $\omega^\wedge$ , schimbarea semnului  $\text{sign}(\omega^\wedge)$  nu coincide cu cel al vitezei reale. În concluzie, soluția prezentată se pretează la îmbunătățiri privind comportarea în zona trecerii prin zero la reversare.

b.) Cazul observator dezacordat la viteze mici  $\omega^* = 20 rpm$ .

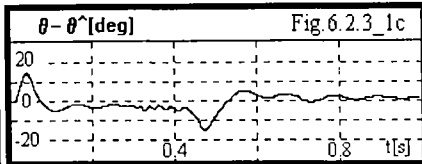
- i.) Comportarea sistemului la viteze mici (fig.6.2.3\_2) prezintă, în general, caracteristici apropiate cu cele de la viteze mari, cu următoarele deosebiri importante. În general, erorile de estimare sunt mai mici în valoare absolută, dar timpul de convergență crește substanțial.



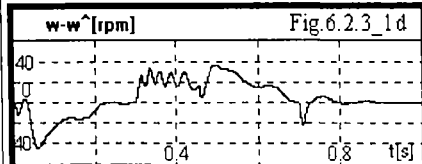
Răspuns tranzitoriu al vitezei  $\omega$



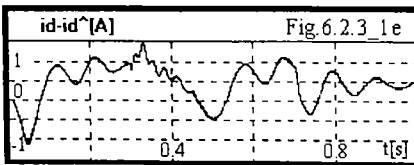
Răspuns tranzitoriu al cuplului  $T_e$



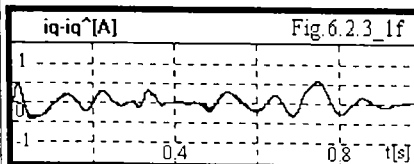
Răspuns tranzitoriu al erorii de poziție  $\Delta\theta$



Răspuns tranzitoriu al erorii de viteză  $\Delta\omega$

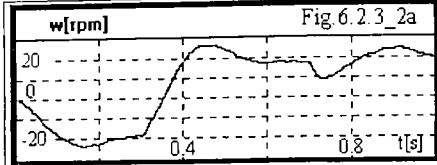


Răspuns tranzitoriu al erorii de curent  $\Delta i_d$

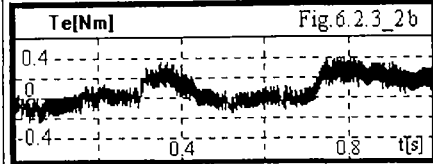


Răspuns tranzitoriu al erorii de curent  $\Delta i_q$

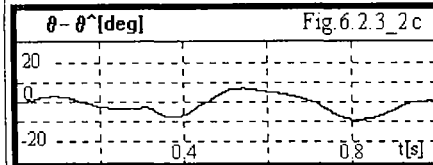
Fig. 6.2.3\_1. Răspunsuri tranzitorii  
Observator dezacordat,  $\omega = \pm 1000 \text{ rpm}$



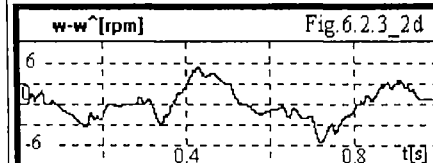
Răspuns tranzitoriu al vitezei  $\omega$



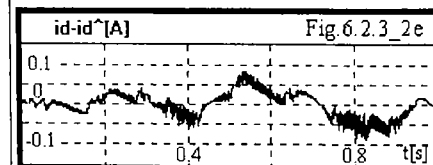
Răspuns tranzitoriu al cuplului  $T_e$



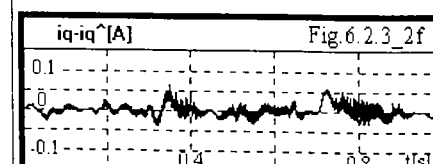
Răspuns tranzitoriu al erorii de poziție  $\Delta\theta$



Răspuns tranzitoriu al erorii de viteză  $\Delta\omega$



Răspuns tranzitoriu al erorii de curent  $\Delta i_d$



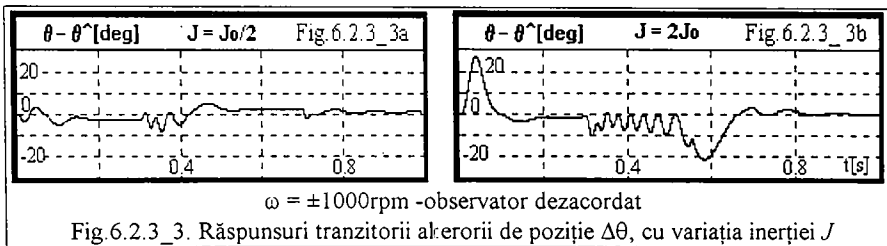
Răspuns tranzitoriu al erorii de curent  $\Delta i_q$

Fig. 6.2.3\_2. Răspunsuri tranzitorii  
Observator dezacordat,  $\omega = \pm 20 \text{ rpm}$

- ii.) Răspunsul în viteză (fig.6.2.3\_2a) este mai rapid  $t_r = 120 \text{ ms}$ , fapt expicabil prin aceea că cuplul electromagnetic nu ajunge în limitare, iar invertorul are o rezervă de tensiune mare. Există suprareglaj explicat prin întârzierile în eroarea dinamică de estimare a vitezei  $\Delta\omega$ , erori care sunt reliefate în fig.6.2.3\_2d.
- iii.) Valoarea cuplului de sarcină aplicat este sensibil diminuată. Pentru cupluri mai mari apar tendințe de instabilitate datorită intrării momentane a vitezei în zona, de schimbare a semnului vitezei, cu problemele similare cu cele prezentate la viteze mari, pentru acest caz.

c.) Cazul observator dezacordat cu moment de inerție variabil

Robustețea estimării de poziție  $\Delta\theta$  la variații ale momentului de inerție  $J$  la viteze mari  $\omega^* = 1000 \text{ rpm}$  este prezentată în fig.6.2.3\_3a pentru  $J = J_0/2$ , respectiv în fig.6.2.3\_3b pentru  $J = 2 J_0$ . În al doilea caz, se remarcă tendințe mai accentuate de instabilitate în situația reversării. Cazul favorabil este pentru  $J = J_0/2$  adică pentru un moment de inerție real mai mic. În consecință, se recomandă ca la proiectarea observatorului să se aleagă  $J_0 = J_{\text{max}}$ .

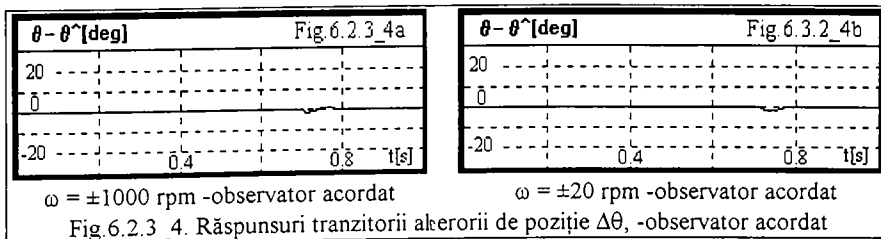


În concluzie, sistemul de conducere cu observatorul dezacordat prezintă următoarele calități, atât la viteze mari cât și la viteze mici: realizează reversarea de turație; răspunsurile în viteză sunt rapide, fără eroare de regim staționar; răspunsurile în cuplu electromagnetic sunt de asemenea rapide; eroarea de poziție și viteză converge către zero în fiecare caz. Ca dezavantaj, se remarcă tendințele de instabilitate în zona vitezelor mici apropiate de zero.

Rezultatele de simulare numerică dovedesc robustețea observatorului propus la o variație reală a parametrilor MSMP într-o gamă moderată de viteze: 20-1000 rpm.

d.) Cazul observator acordat.

Cea mai importantă diagramă care ilustrează convergența observatorului este răspunsul tranzitoriu al erorii de poziție  $\Delta\theta$ . În cazul unei acordări ideale a observatorului, adică atunci când parametrii acestuia coincid cu cei ai MSMP, răspunsul tranzitoriu al erorii de poziție  $\Delta\theta$  este prezentat în (fig.6.2.3\_4a) pentru  $\omega^*=1000 \text{ rpm}$  și în (fig.6.2.3\_4b) pentru  $\omega^*=20 \text{ rpm}$ . În ambele cazuri se remarcă o comportare a convergenței practic ideală, fără eroare de regim staționar și cu o eroare dinamică de maxim  $-2 \text{ grade}$  la o treaptă a cuplului de sarcină.



În concluzie, acest rezultat remarcabil, sugerează ca observatorul să fie acordat cât mai aproape de cazul ideal prin *tehnici de estimare în timp real a parametrilor*  $R_o$  și  $\lambda_{o_0}$ . O soluție simplă este de a măsura temperatura statorului utilizând un termistor, și a corecta valorile parametrilor  $R_o$  și  $\lambda_{o_0}$  care sunt dependenți de temperatură. Mai multe amănunte despre acest procedeu s-au prezentat în paragraful 3.2.2. Pe de altă parte, probabil că cea mai bună soluție este de a utiliza un observator adaptiv, dar complexitatea acestuia și timpul de calcul cresc.

#### 6.2.4. Concluzii

Principalele concluzii și contribuții sunt:

- 1.) S-a propus o structură alternativă pentru acest tip de observator, structură care conține două părți interconectate: i.) -un estimator de curent bazat pe modelul neliniar și cuplat al subsistemului electromagnetic al MSMP în referențialul rotoric estimat; ii.) -un observator de poziție și viteză tip Luenberger extins care are ca termeni de corecție erorile de curent.
- 2.) Cuplul electromagnetic estimat utilizat ca intrare în observatorul Luenberger îmbunătățește substanțial acuratețea de estimare dinamică a observatorului reducând întârzierile de fază.
- 3.) Structura teoretică a observatorului a fost modificată în scopul optimizării stabilității și a vitezei de convergență a estimării urmând observațiile importante rezultate din testele de simulare numerică.
- 4.) Robuștețea observatorului inclus într-un sistem de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare a fost testată extensiv prin simulare numerică în condiții severe de variații treaptă ale referințelor de viteză și cuplu de sarcină, inclusiv reversare de viteză. Robuștețea este bună la variații reale ale parametrilor MSMP în gama de viteze 20-1000 rpm, pentru un cuplu electromagnetic în gamă largă. La o dezacordare reală a parametrilor observatorului, viteza de convergență a estimării depinde de viteză și de cuplul activ, cel mai defavorabil caz fiind în zona vitezelor mici la reversarea semnului vitezei cu mașina încărcată.
- 5.) Rezultatele de simulare în condițiile specificate arată că stabilitatea asimptotică a observatorului este fără erori de regim staționar privind estimarea poziției și vitezei.
- 6.) În cazul unei acordări ideale a observatorului, convergența de estimare este practic ideală, fără eroari de regim dinamic și staționar, sugerându-se aplicarea unor tehnici de estimare în timp real a parametrilor în scopul creșterii performanțelor de estimare.
- 7.) Observatorul propus dovedește performanțe bune și constituie o soluție pentru acționări industriale cu MSMP fără traductoare de mișcare, într-o gamă moderată de viteze 1: nx10.

### 6.3. Structură cu observator cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat

#### 6.3.1. Preliminarii

Sistemele de conducere cu structură variabilă (VSS) pentru acționări electrice, care includ sistemele cu moduri (regimuri) alunecătoare, prezintă o bună robuștețe a performanțelor la variații parametrice, la perturbații și la variații de sarcină [Utki87], [Utki93], [Saba89], [Koro96], [Koro98]. Aceste proprietăți remarcabile sunt utilizate și în observatoare cu moduri alunecătoare pentru acționări cu MSMP fără traductoare de mișcare, în special privind comanda echivalentă utilizată pentru a estima perturbația echivalentă. Este de remarcat faptul că în literatura de specialitate această abordare privind observatoarele cu moduri alunecătoare este de dată foarte recentă [Ryv96], [Blaa96], [Roy 97], [Andr97], [Andr98a], [Andr98b] autorul aducând contribuții semnificative în acest domeniu.

În general, structurile observatoarelor sunt în strânsă dependență cu modelele matematice utilizate ale procesului condus. În această idee, în continuare se dezvoltă două structuri de observatoare cu moduri alunecătoare pentru a estima poziția și viteza, observatoare utilizate în conducerea acționăriilor cu MSMP fără traductoare de mișcare. Observatoarele folosesc modele ale subsistemului electromagnetic al MSMP în două referențiale diferite:

- i.) Observator cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat  $dq^\wedge$  (OMA\_d<sup>^</sup>)-paragraf 6.3
- ii.) Observator cu moduri alunecătoare în referențial statoric  $\alpha\beta$  (OMA\_a) -paragraf 6.4.

Se utilizează doar două traductoare de curent pentru a măsura curentul a două faze statorice, și eventual, un traductor de tensiune pentru a măsura tensiunea continuă la intrarea inverterului.

Principalele idei care stau la baza acestor structuri de observatoare sunt:

- estimarea termenului de perturbație din modelul subsistemului electromagnetic al MSMP, termen care conține informații de poziție și viteză, utilizând comanda echivalentă obținută cu un prim observator de tip cu moduri alunecătoare;
- extragerea estimatelor de poziție  $\theta^\wedge$  și viteză  $\omega^\wedge$  din comanda echivalentă cu un al doilea observator specific.

În scopul dezvoltării celor două observatoare, organizarea expunerii este următoarea:

- observator de perturbație cu moduri alunecătoare -caz general pentru o clasă de sisteme;
- observatoare cu moduri alunecătoare pentru MSMP care rezultată ca și cazuri particulare;
- implementări Simulink și rezultate de simulare numerică cu studiul robusteții;
- implementări numerice de conducere în timp real și rezultate experimentale comparative.

În acest paragraf se dezvoltă un observator robust cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat OAM\_d<sup>^</sup> [Andr97], [Andr98b]. Performanțele acestui observator, inclus într-un sistem de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare, sunt verificate prin simulări numerice extensive privind robustețea și prin teste experimentale concludente.

### Modelul matematic al MSMP în referențialul rotoric estimat

Modelul matematic al MSMP, de tip MIMO neliniar și cuplat, se partajează în două subsisteme interconectate: subsistemul electromagnetic (EM) și subsistemul mecanic (M). Modelul matematic al subsistemului EM într-un referențial rotoric estimat, prezentat în paragraful 2.2.2 și reluat concis în paragraful 6.2.1, cu notațiile cunoscute este:

$$\begin{bmatrix} L_d & i_d \\ L_q & i_q \end{bmatrix}^* = -R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \hat{\omega} \begin{bmatrix} 0 & L_q \\ -L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \omega \lambda_0 \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ -\cos \Delta\theta \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_d(0) \\ i_q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} \quad (6.3.1-1)$$

unde vectorii curent  $i(i_d, i_q)$  și tensiune  $u(u_d, u_q)$  statorică sunt exprimați în referențialul rotoric estimat  $dq^\wedge(\hat{\theta})$  diferit față de cel real  $dq(\theta)$  cu  $\Delta\theta = \theta - \theta^\wedge$ , iar  $\omega^\wedge$  -viteza estimată și  $\omega$  -viteza reală sunt privite ca perturbații. Modelul EM (6.3.1-1) este de tip MIMO neliniar-cuplat și conține în *ultimul termen* informații prețioase cu privire la eroarea de poziție  $\Delta\theta$ , fapt care constituie punctul de plecare în sinteza observatorului.

### 6.3.2. Observator de perturbație cu moduri alunecătoare - caz general 1

Cu referire la modelul (6.3.1-1), fie clasa de sisteme MIMO continuele, variante în timp:

$$\begin{array}{c} \downarrow z \\ \text{u} \rightarrow \boxed{\times} \rightarrow \text{y} = \text{x} \\ \uparrow \end{array} \quad \dot{x} = Ax + Bu + B_1(x) \dot{z} + B_2(\Delta z) \dot{z}, \quad x(0) = x_0, \quad y = Ix \quad (6.3.2-1)$$

unde:  $x \in \mathbb{R}^n$  -vector de stare,  $u \in \mathbb{R}^m$  -vector de intrare,  $z \in \mathbb{R}^r$  -vector de perturbație,  $y \in \mathbb{R}^n$  -vector de ieșire. Matricele  $A, B$  sunt invariante în timp, pe când  $B_1, B_2$  sunt matrice variante în timp. Perturbația  $z$  nu este măsurabilă, dar este mărginită împreună cu derivatele ei:  $|z| < z_0$ .

Principalul obiectiv al acestei abordări este estimarea perturbației  $z$ . Pentru perechea  $(A, J)$  observabilă, se propune un observator cu moduri alunecătoare realizat dintr-un observator tip Luenberger la care se adaugă un termen de decuplare și un termen de corecție/compensare cu moduri alunecătoare  $v \in \mathbb{R}^n$ :

$$\dot{\hat{x}} = A_o \hat{x} + B_o u + L(x - \hat{x}) + B_{1o}(x) \dot{z} + B_o v, \quad \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \quad (6.3.2-2)$$

Matricele din (6.3.2-2) notate cu indicele "o" sugerează că acestea sunt estimatele matricelor din (6.3.2-1). Erorile de stare și de perturbație sunt definite astfel:

$$e = x - \hat{x}, \quad \Delta z = z - \hat{z} \quad (6.3.2-3)$$

Clasă de sisteme (6.3.2-1) este o clasă specială pentru că termenul  $B_2(\Delta z)$  conține informații despre eroarea de perturbație  $\Delta z$ , scopul final fiind acela de a estima perturbația  $z$ .

*Hipersuprafața de comutație* este natural selectată ca fiind  $\sigma = e = 0$ , deoarece stabilitatea asimptotică a observatorului (6.3.2-2) se traduce prin  $\hat{x} \rightarrow x$ , acest fapt constituind una din sarcinile observatorului.

Termenul de corecție  $v$  se alege astfel ca să compenseze efectul perturbației necunoscute  $z$  din (6.3.2-1) printr-o acțiune robustă de tipul celei obținute cu moduri (regimuri) alunecătoare. Acest termen  $v$  conduce sistemul (6.3.2-2) spre o evoluție cu moduri alunecătoare în spațiul stărilor pe hipersuprafața de comutație selectată. *Funcția de comutație*  $v$ , discontinuă în timp, se alege ca fiind una simplă de tip releu bipozițional de forma:

$$v = V_o \text{sign}(e), \quad V_o > 0 \quad (6.3.2-4)$$

Regimul alunecător apare în vecinătatea hipersuprafeței de comutație -într-un tub de comutație, dacă *condiția de existență și de atingere* a regimului alunecător (6.3.2-5), este îndeplinită [Utki77], [Buhl86]. Din această condiție rezultă și o restricție pentru  $V_o$ .

$$e \dot{e} < 0 \quad (6.3.2-5)$$

În cazul unei acordări ideale (6.3.2-6) a observatorului, din (6.3.2-1) și (6.3.2-2) rezultă *eroarea dinamică de stare* (6.3.2-7).

$$\text{dacă: } A = A_o, \quad B = B_o, \quad B_1(x) = B_{1o}(x) \quad (6.3.2-6)$$

$$\text{atunci: } \dot{e} = (A - L)e + B_1(x)\Delta \dot{z} + B_2(\Delta z)\dot{z} - B_o v \quad (6.3.2-7)$$

*Comanda echivalentă*  $v_{eq}$  [Utki87], [Buhl86] se obține din (6.3.2-7) pentru condiția de regim alunecător ideal, adică:  $e = 0, \dot{e} = 0$ .

$$B_o v_{eq} = B_1(x)\Delta \dot{z} + B_2(\Delta z)\dot{z} \cong B_2(\Delta z)\dot{z} \quad (6.3.2-8)$$

dacă  $B_1(x)\Delta \dot{z}$  poate fi neglijat.

Interpretarea fizică privind comanda echivalentă  $v_{eq}$  reprezintă una dintre ideile de bază în abordarea de față:  $v_{eq}$  reprezintă valoarea medie momentană a termenului de compensare  $v$  [Buhl86], [Prec95]. Aceasta se poate obține din  $v$  utilizând tehnica filtrării cu filtre trece jos.

*Observația 6.3.2-1. Comanda echivalentă*  $v_{eq}$  (6.3.2-8) conține informații asupra perturbației  $z$

Regimul alunecător ideal pentru sistemul (6.3.2-7) este caracterizat de ecuația de stare în mod alunecător care rezultă prin substituirea în (6.3.2-7) a lui  $v$  cu  $v_{eq}$  din (6.3.2-8).

$$\dot{e} = (A - L)e \quad (6.3.2-9)$$

*Stabilitatea asimptotică* a acestui observator neliniar, adică:  $e \rightarrow 0$  sau  $\hat{x} \rightarrow x$ , poate fi garantată printr-o alegere adecvată a matricei de ponderare a erorilor de stare  $L$ . O soluție este utilizarea metodei alocării de poli: se impun în planul complex poli reali negativi în scopul unei estimări a stărilor fără suprareglaj. Din nefericire, această abordare simplă a stabilității, bazate pe relația (6.3.2-9), nu este suficientă în realitate, din următoarele motive: i.) -în cazul real, regimul alunecător ideal cu frecvența de comutație infinită nu poate apare datorită în principal, inerției elementelor de comutație și a timpului de calcul diferit de zero [Utki87]; ii.) -erorile în determinarea parametrilor folosiți în observator fac ca condiția de acordare ideală (6.3.2-6) a observatorului să nu mai fie îndeplinită, și deci relația (6.3.2-9) nu mai este valabilă.

În concluzie, structura observatorului de stare și perturbație (fig.6.3.2\_1) este compusă din două părți interconectate: i.) -un prim observator cu moduri alunecătoare bazat pe modelul neliniar (6.3.2-1) și definit de ecuația (6.3.2-2), cu funcția de comutație  $v$  (6.3.2-4) necesară pentru a realiza corecția de stare pe hipersuprafața de comutație  $e = 0$  (6.3.2-3), cu restricția (6.3.2-5). Acest observator are: -intrările  $u, x, \hat{z}$ ; -starea  $\hat{x}$ ; -ieșirea  $v_{eq}, \hat{x}$ ; ii.) -al doilea observator (*Obs*) extrage perturbația  $\hat{z}, \hat{z}'$ , care se dorește a fi estimată, din comanda echivalentă  $v_{eq}$  utilizând dependența dată de relația (6.3.2-8), pentru o expresie particulară a matricei  $B_2$  și eventual a matricei  $B_1$ , având ca și intrare  $v_{eq}$  și eventual stările măsurabile  $x$ .

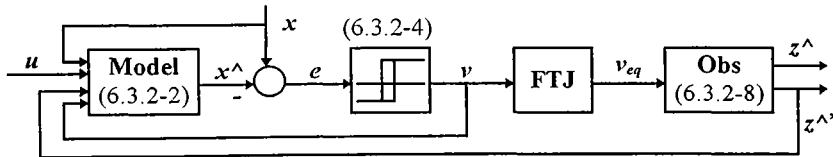


Fig.6.3.2\_1. Structura observatorului de stare și perturbație cu moduri alunecătoare

### 6.3.3. Observator de poziție și viteză cu moduri alunecătoare

#### Observator de perturbație cu moduri alunecătoare

Modelul subsistemului EM al MSMP într-un referențial rotoric estimat  $dq^{\wedge}(\hat{\theta})$  (6.3.1-1) este un membru al clasei de sisteme definite de (6.3.2-1). Variabilele și matricele în corespondență ale acestor sisteme sunt:

$$x = [i_d, i_q]^T, \quad u = [u_d, u_q]^T, \quad z = \theta, \quad \dot{\theta} = \omega, \quad \Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (6.3.3-1)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R/L_d & 0 \\ 0 & R/L_q \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} iq L_q / L_d \\ -id L_d / L_q \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \Delta\theta \lambda_0 / L_d \\ -\lambda_0 / L_q \end{bmatrix} \quad (6.3.3-2)$$

Metodologia dezvoltată în paragraful 6.3.2 pentru un caz general, cu scopul de a estima perturbația cu un observator cu moduri alunecătoare, va fi aplicată în acest caz particular cu scopul de a estima poziția  $\theta^{\wedge}$  și viteza  $\omega^{\wedge}$ . Aceste variabile sunt privite ca perturbații fiind

conținute în ultimul termen din (6.3.1-1). Pentru a estima acest termen de perturbație se utilizează un observator cu moduri alunecătoare de tipul (6.3.2-2) cu estimata stării  $\hat{x} = [\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T$  și matricea  $L = 0$  [Kubo93], [Kubo94] și, deci:

$$\begin{bmatrix} L_{d0} \hat{i}_d \\ L_{q0} \hat{i}_q \end{bmatrix}^* = -R_o \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \hat{\omega} \begin{bmatrix} 0 & L_{qo} \\ -L_{do} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \hat{i}_d(0) \\ \hat{i}_q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{d0} \\ \hat{i}_{q0} \end{bmatrix} \quad (6.3.3-3)$$

Hipersuprafața de comutație  $\sigma = e = 0$  din (6.3.2-3) și funcția de comutație  $v$  pentru controlul compensării din (6.3.2-4) devin:

$$\sigma = e = i - \hat{i}, \quad \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (6.3.3-4)$$

$$v = V_o \text{sign}(e), \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{od} \text{sign}(e_d) \\ V_{oq} \text{sign}(e_q) \end{bmatrix} \quad (6.3.3-5)$$

Din condiția (6.3.2-5) rezultă restricția pentru parametrul  $V_o = [V_{od} \ V_{oq}]^T$ :

$$\begin{bmatrix} V_{od} > \lambda_{oo} |\omega \Delta \theta| - R_o |e_d| \\ V_{oq} > \lambda_{oo} |\omega| - R_o |e_q| \end{bmatrix} \quad (6.3.3-6)$$

În cazul unei acordări ideale a observatorului și în regim alunecător ideal, comanda echivalentă  $v_{eq} [v_{deq}, v_{qeq}]$  se obține din (6.3.2-8) și conține termenul de perturbație din (6.3.1-1).  $v_{eq}$  poate fi estimată cu un filtru trece jos de ordinul 2 (FTJ2) care livrează valoarea medie momentană a lui  $v$ , având constantele de timp  $T_f \approx 10 h$ , unde  $h$  este perioada de eșantionare.

$$v_{eq} = \begin{bmatrix} v_{deq} \\ v_{qeq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \lambda_{oo} \sin \Delta \theta + L_{qo} i_q \Delta \dot{\theta} \\ -\omega \lambda_{oo} \cos \Delta \theta - L_{do} i_d \Delta \dot{\theta} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \omega \lambda_{oo} \Delta \theta + L_{qo} i_q \Delta \dot{\theta} \\ -\omega \lambda_{oo} - L_{do} i_d \Delta \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (6.3.3-7)$$

$$\tau_{\Delta \theta} = \frac{L_{qo} i_q}{\lambda_{oo} \omega} \quad (6.3.3-8)$$

Prima relație din (6.3.3-7) arată ca un element PT1 având ca ieșire eroarea de poziție  $\Delta \theta$ . Constanta de timp  $\tau_{\Delta \theta}$  de convergență asimptotică a erorii de poziție  $\Delta \theta$  dată de relația (6.3.3-8), depinde de viteza  $\omega$  și de componenta  $i_q$  a curentului. Cel mai defavorabil caz apare atunci când viteza este zero  $\omega = 0$ . Se poate afirma că acest caz teoretic nu se realizează în practică datorită acțiunii de mișcare vibratorie care apare ca urmare a comutațiilor de frecvență ridicată din inverter.

*Observația 6.3.3-1.* Din relația (6.3.3-8) rezultă că viteza de convergență a erorii de poziție  $\Delta \theta$  este mai lentă la viteze mici și/sau pentru valori mari ale componentei  $i_q$  a curentului; spre exemplu în cazul regimului de pornire sau la reversarea de viteză în zona vitezelor mici când viteza schimbă de semn. Aceste considerente critice argumentate teoretic arată limitările observatorului propus.



Observator de poziție și viteză

Comanda echivalentă din relația (6.3.3-7) poate fi aproximată cu:

$$v_{eq} = \begin{bmatrix} v_{deq} \\ v_{qeq} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} \omega \lambda_{0o} \Delta\theta \\ -\omega \lambda_{0o} \end{bmatrix}, \quad \text{dacă} \quad \begin{bmatrix} \lambda_{0o} |\omega \Delta\theta| \gg L_q |i_q \Delta\omega| \\ \lambda_{0o} |\omega| \gg L_d |i_d \Delta\omega| \end{bmatrix}, \quad (6.3.3-9)$$

deci:  $\Delta\theta \approx \text{sgn}(\hat{\omega}) v_{deq}, \quad \hat{\omega} \approx -\frac{1}{\lambda_{0o}} v_{qeq}$

Concluziile importante care se extrag din relația (6.3.3-9) arată corelația dintre componentele comenzii echivalente și variabilele cinematice, concluzii care dau cheia metodei.

- i.) -eroarea de poziție  $\Delta\theta$  este proporțională cu componenta  $v_{deq}$  și depinde de semnul vitezei  $\text{sign}(\omega)$ ,
- ii.) -viteza  $\omega$  este direct proporțională cu minus componenta  $v_{qeq}$ .

Urmând aceste concluzii, în scopul estimării poziției și vitezei, se propune o structură de observator tip Luenberger (6.3.3.10) cu realizarea prezentată în fig.6.3.3\_1.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_p \\ k_I \end{bmatrix} v_{deq} \text{sign}(\hat{\omega}_q) + \begin{bmatrix} \hat{\omega}_q \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\omega}_q = -\frac{v_{qeq}}{\lambda_{0o}}, \quad \hat{\omega}_1 = \dot{\hat{\theta}} \quad (6.3.3-10)$$

Este de notat faptul că intrarea acestui observator este considerată viteza estimată  $\omega_q^{\wedge}$  obținută pe calea  $v_{qeq}$ . Viteza  $\omega_q^{\wedge}$  depinde de valoarea fluxului magnetului permanent  $\lambda_{0o}$ , deci este sensibilă la variația acestuia, fapt care conduce la o eroare de regim staționar. Estimata vitezei cu cea mai bună dinamică și fără eroare de regim staționar este  $\omega_1^{\wedge}$  care se obține la intrarea integratorului de poziție și care este utilizată în modelul de curent (6.3.3-3) al observatorului cu moduri alunecătoare. Regulatorul de viteză folosește viteza filtrată  $\omega_f^{\wedge}$  obținută din  $\omega_1^{\wedge}$  filtrată suplimentar cu un filtru trece jos tip PT1 în scopul atenuării zgomotelor rămase după extragerea comenzii echivalente  $v_{eq}$ . Pe de altă parte, la determinarea semnului vitezei  $\text{sign}(\omega)$  se utilizează estimata vitezei  $\omega_q^{\wedge}$  care conține informația corectă de semn așa cum rezultă din concluzia ii.).

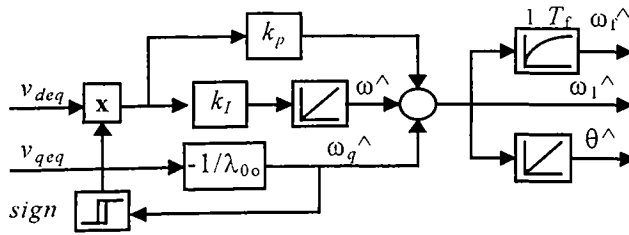


Fig.6.3.3\_1. Structura observatorului de poziție și viteză din comanda echivalentă

Ecuțiile recursive ale observatorului complet, necesare în implementarea numerică în timp real, se obțin prin discretizarea ecuațiilor continue corespunzătoare folosind metoda de integrare numerică tip Euler cu perioada de eșantionare  $h$ . În consecință, ecuațiile recursive sunt: i.) -ecuația (6.3.3-11) pentru observatorul cu moduri alunecătoare bazat pe modelul

(6.3.3-3) care estimează perturbația echivalentă și ii.) -ecuațiile (6.3.3-12) pentru observatorul Luenberger (6.3.3-10) care estimează poziția și viteza. Este de remarcat faptul că observatorul propus folosește doar parametri electromagnetici ai MSMP.

$$\frac{1}{h} \begin{bmatrix} L_{ob} \hat{i}_d \\ L_{qp} \hat{i}_q \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} L_{ob}/h - R_o & 0 \\ 0 & L_{qp}/h - R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}_k + \hat{\omega}_k \begin{bmatrix} 0 & L_{qp} \\ -L_{ob} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}_k, \quad \begin{bmatrix} \hat{i}_d(0) \\ \hat{i}_q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{d0} \\ \hat{i}_{q0} \end{bmatrix} \quad (6.3.3-11)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega}_q \end{bmatrix}_k = -\frac{1}{\lambda_{oo}} \begin{bmatrix} v_{eq} \end{bmatrix}_k, \quad [I]_k = [I]_{k-1} + h [v_{deq}]_k \quad (6.3.3-12)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega}_1 \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_q \end{bmatrix}_k + \text{sgn} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_q \end{bmatrix}_k (k_P [v_{deq}]_k + k_I [1]_k), \quad [\hat{\theta}]_{k+1} = [\hat{\theta}]_k + h [\hat{\omega}_1]_k$$

În rezumat, structura completă a observatorului cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat pentru a estima poziția și viteza este prezentată în formă vectorială în fig.6.3.3\_2. Vectorul de tensiune statorică  $u^s$  se calculează din starea funcțiilor de comutare binară  $S_a, S_b, S_c \in \{0,1\}$  care comandă direct inverterul de tensiune și tensiunea  $V_{dc}$  de la intrarea acestuia (paragraful 2.4) cu relația (6.2.2-7).

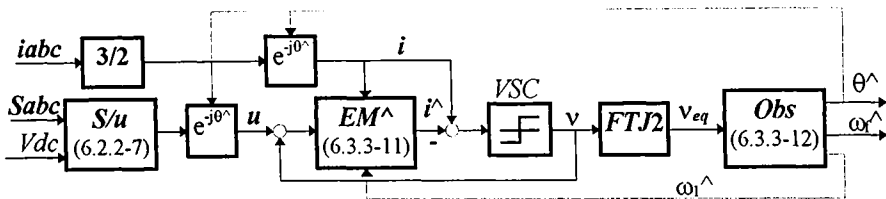


Fig.6.3.3\_2. Structura observatorului cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat

### 6.3.4. Rezultate de simulare numerică

Testele de simulare numerică prezintă performanțele de regim tranzitoriu și staționar și studiază robustețea -în special convergența erorii de poziție  $\Delta\theta$  a observatorului propus în fig.6.3.3\_2. inclus în sistemul de conducere fără traductoare de mișcare din fig.6.1\_1.

Condițiile de test sunt următoarele: -variație reală a parametrilor MSMP; -viteză mare și mică; -cuplu electromagnetic în limite largi fără cuplu de sarcină. Parametrii MSMP sunt cei dați în paragraful 6.1.1, iar cazul dezacordat privind parametrii observatorului la o variație reală a parametrilor MSMP este:  $R = 1,2R_o$ ;  $\lambda_o = \{0,9 \ 1,1\} \lambda_{oo}$ ;  $L_q = \{0,9 \ 1,1\} L_{qp}$ .

Pentru simularea numerică se utilizează pachetul Matlab-Simulink. Metoda de integrare numerică selectată este Runge-Kutta 3 cu perioada de eșantionare  $h = 100\mu s$ , în corespondență cu frecvența tipică de comutație a unui inverter cu IGBT.

*Obiectivul principal al simulării este studiul robusteții observatorului la variația reală a parametrilor fapt care se reflectă cel mai bine în diagramele de răspuns a erorii de poziție  $\Delta\theta$  care caracterizează convergența de estimare. Se are în vedere verificarea prin simulare a considerentelor teoretice -în special privind viteza de convergență dată de relația (6.3.3-8) și comentată de observația 6.3.3-1.*

În toate cazurile studiate (observator acordat sau dezacordat) regimurile tranzitorii severe și staționare analizate sunt: pornire cu referință treaptă de viteză, urmată de reversare treaptă de viteză, atât la viteze mari de 100 rad/s (fig.6.3.4\_1) cât și la viteze mici de 1 rad/s (fig.6.3.4\_2) (1:100 gama de viteze), în cazul defavorabil fără cuplu de sarcină când curenții în regim staționar sunt foarte mici. Intervalul de timp de simulare 0-1s decurge după cum urmează: -referință treaptă de viteză la  $t_0 = 0$  s,  $\omega_0^* = \{1; 100\}$  rad/s; -reversare de viteză treaptă la  $t_1 = 0,4$  s,  $\omega_1^* = -\omega_0^*$ . În cazul observatorului acordat se analizează principalele răspunsuri tranzitorii privind: -viteză reală  $\omega$ ; -viteză estimată  $\omega^{\wedge}$ ; -cuplul electromagnetic  $T_e$ ; -eroarea de poziție  $\Delta\theta$ .

#### A. Cazul vitezelor mari $\omega^* = 100$ rad/s. (fig.6.3.4\_1)

##### a.) Observator acordat.

- i.) Răspunsul în viteză  $\omega$  (fig.6.3.4\_1a) este foarte bun cu un timp de răspuns la treaptă de viteză de  $t_r = 300$  ms și cu un timp de reversare de 500 ms, în ambele cazuri fără suprareglaj, cu o evoluție lină. Regulatorul PI cu antisaturare ajunge în zona de limitare în aceste cazuri de accelerare pe o perioadă mai lungă. Estimata vitezei  $\omega^{\wedge}$  (fig.6.3.4\_1b) urmărește cu fidelitate remarcabilă viteza reală  $\omega$ , practic fără a se observa vreo diferență.
- ii.) Răspunsul în cuplu (fig.6.3.4\_1c) este foarte bun, cu un front extrem de abrupt. Cuplul este limitat  $\pm 2,5$  Nm limita prescrisă fiind cuplul nominal.
- iii.) Eroarea de poziție  $\Delta\theta$  (fig.6.4.3\_1d) atinge valoarea maximă de 0,07 radiani la pornire, după care convergența observatorului este practic fără eroare de poziție, inclusiv în regimul dur de reversare a vitezei.

##### b.) Observator dezacordat.

- i.) În scopul studiului robusteții de estimare la variația parametrilor MSMP se analizează răspunsul erorii de poziție  $\Delta\theta$  ca fiind cel mai semnificativ din acest punct de vedere. Situațiile defavorabile apar, așa cum au fost punctual anticipate de considerațiile teoretice (observația 6.3.3-1 aferentă relației (6.3.3-8)), la pornire și la reversare în zona trecerii prin zero a vitezei. În aceste situații viteza de convergență a estimării este mai lentă și apar erori de poziție  $\Delta\theta$  mai mari.
- ii.) Din figurile (fig.6.4.3\_1e,f,g) se observă că la variații ale rezistenței statorice  $R$  și ale fluxului magnetului permanent  $\lambda_0$ , corespunzător unei creșteri de temperatură, erorile de poziție  $\Delta\theta$  corespunzătoare au sensuri contrare, ceea ce constituie un fapt favorabil. Ponderea cea mai importantă este dată de variația lui  $\lambda_0$  și se manifestă la reversare când se atinge un maxim de  $\Delta\theta = -0,4$  radiani pentru  $\lambda = 0,95 \lambda_0$  (fig.6.4.3\_1g).
- iii.) Este interesant faptul că pentru  $\lambda = 1,1 \lambda_0$  (fig.6.4.3\_1h) se atinge aproximativ aceeași valoare  $\Delta\theta = 0,45$  radiani, cu toate că de această dată dezacordarea este de +10%, -dublă față de -5% de la cazul anterior. Se recomandă deci ca la selectarea parametrului  $\lambda_{0o}$  pentru observator să se aleagă:  $\lambda_{0o} = \lambda_0$  minim.
- iv.) Figurile (fig.6.4.3\_1i,j) arată că variația cu  $\pm 10\%$  a inductanței  $L_q$  este mai defavorabilă în cazul  $L_q = 0,9L_{qo}$  (ca urmare a saturației magnetice), când  $\Delta\theta = 0,27$  radiani la pornire și respectiv  $\Delta\theta = -0,43$  radiani la reversare. Aplicând același raționament ca mai sus, se recomandă să se aleagă pentru observator  $L_{qo} = L_q$  minim.

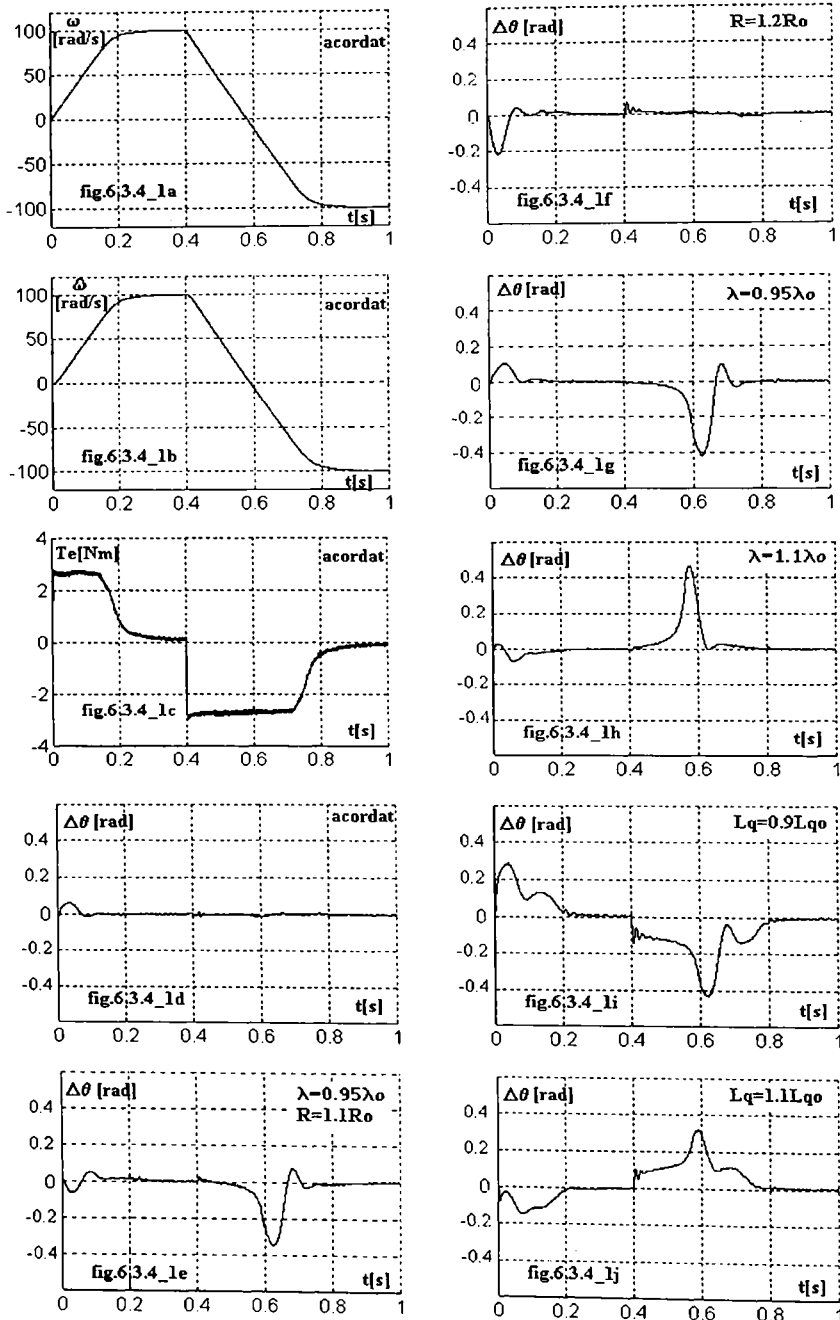


Fig.6.3.4\_1. Răspunsuri tranzitorii:  $\omega$ ,  $\omega^\wedge$ ,  $T_c$  și  $\Delta\theta$  pentru treaptă de  $\omega^* = \pm 100 \text{ rad/s}$

## B. Cazul vitezelor mici $\omega^* = 1 \text{ rad/s}$ (fig.6.3.4\_2)

### a.) Observator acodat.

- i.) La aceste viteze se pun în evidență pulsațiile de frecvență ridicată în eșimata vitezei  $\omega^{\wedge}$  (fig.6.3.4\_2b), acest fenomen fiind caracteristic sistemelor cu moduri alunecătoare (chattering). Răspunsul în viteză  $\omega$  (fig.6.3.4\_2a) este foarte bun  $t_r = 50 \text{ ms}$  atât la pornire cât și la reversare treaptă. Există un ușor suprareglaj, -dar numai la reversare, explicat prin întârzieri în estimarea vitezei  $\omega^{\wedge}$  (fig.6.3.4\_2b). Pulsațiile în viteză în regim permanent, la această viteză mică, sunt remarcabil de reduse de aproximativ  $0,1 \text{ rad/s}$  ( $1 \text{ rpm}$ ).
- ii.) Zgomotul de frecvență ridicată din  $\omega^{\wedge}$  este atenuat în cadrul regulatorului PI de viteză și este filtrat chiar de componenta integroare din subsistemul mecanic. Mai mult, modulația de amplitudine de frecvență ridicată manifestată și în pulsații în cuplul electromagnetic  $T_e$  (fig.6.3.4\_2c), cu amplitudinea de  $0,1 \text{ Nm}$ , este benefică în practică din următorul motiv:
- iii.) La viteze mici și cu mașina neîncărcată, curenții statorici sunt mici iar zgomotul datorită comutațiilor din inverter face ca acești curenți să fie dificil de măsurat. Cum estimarea poziției și a vitezei se face pe baza informației de curent și tensiune statorică, rezultă că sunt probleme de estimare la viteze mici deoarece fundamentală curentului se extrage cu dificultate fiind acoperită de zgomotul de comutație. Modulația cu frecvență ridicată prezentă în  $\omega^{\wedge}$  este injectată de sistemul de control și se regăsește și în curenții statorici, de această dată cu valori modulate substanțial mai mari ca zgomotul de comutație al inverterului. În consecință, prin acest procedeu, comportare la viteze mici se îmbunătățește.
- iv.) Eroarea de poziție  $\Delta\theta$  (fig.6.3.4\_2d) are o viteză de convergență lentă în zona reversării, așa cum era de așteptat. Cum încărcarea dinamică ( $i_q$  din (6.3.3-8) ) este mică rezultă totuși o eroare maximă de poziție  $\Delta\theta$  mică de  $0,04$  radiani.

### b.) Observator dezacodat.

- i.) Și în acest caz, situațiile defavorabile apar la pornire și mai ales la reversare în zona trecerii prin zero a vitezei atunci când viteza de convergență a estimării este mai lentă și deci apar erori de poziție  $\Delta\theta$  mai mari.
- ii.) Figurile (fig.6.4.3\_2e,f,g,h) punctează influența variației parametrilor  $R$  și  $\lambda_0$  asupra erorii de poziție  $\Delta\theta$ . Cazul cel mai defavorabil apare la reversare pentru  $\lambda = 0,9 \lambda_0$  când se atinge un maxim de  $\Delta\theta = -0,18$  radiani.
- iii.) Influența variației inductanței  $L_q$  este mai mică (fig.6.4.3\_2i,j). Este de așteptat ca la o încărcare de cuplu de sarcină să apară erori mai mari la reversare.

În concluzie, rezultatele de simulare dovedesc o bună robustețe a estimării, realizată de observatorul propus, la variații reale de parametri ai MSMP, în gama de viteze  $1-100 \text{ rad/s}$ , cu o eroare de poziție maximă de  $\Delta\theta = 0,5$  radiani. Cea mai defavorabilă situație apare în cazul observatorului dezacordat la reversare de viteză. La viteze mici, eroarea  $\Delta\theta$  este mai mică dar timpul de convergență crește. Aceste comportări au fost prevăzute teoretic de relația (6.3.3-8).

## **6.3.5. Rezultate experimentale**

Testele experimentale s-au efectuat pe standul experimental prezentat în capitolul 7. Partea de programe de conducere în timp real specifice pentru acest caz de studiu, scrise în limbaj C, sunt prezentate în anexa A4.2. Perioada de eșantionare este de  $200 \mu\text{s}$  corelată cu frecvența de comutație a tranzistoarelor din inverter. Pe această durată se execută atât algoritmul specific de conducere propriu zis, cât și estimarea poziției și vitezei din semnale provenite de la rezolver, în scopul comparării acestora cu măsurile estimate de observator.

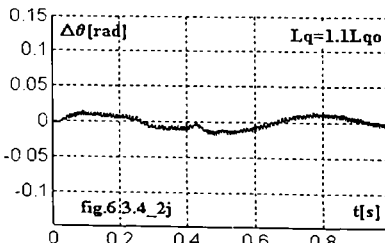
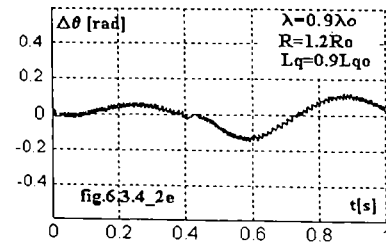
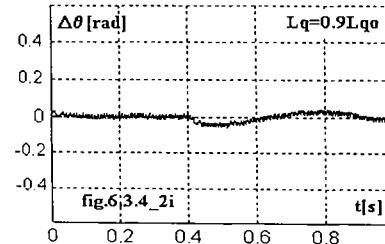
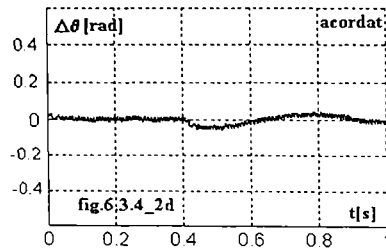
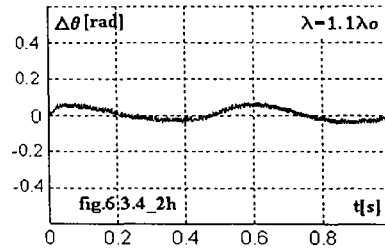
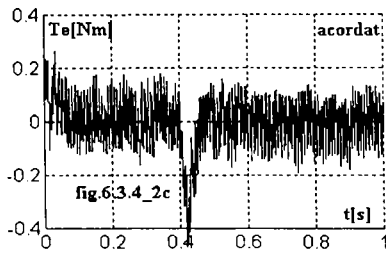
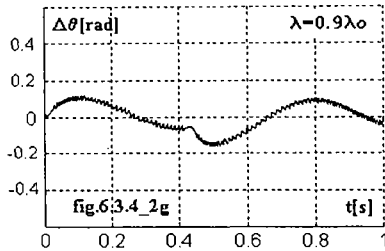
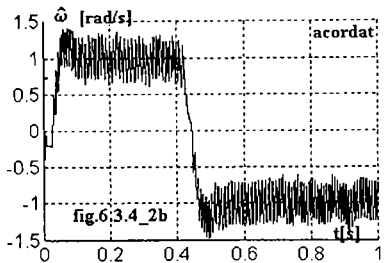
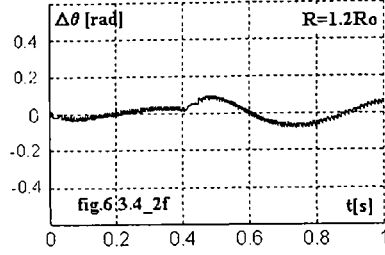
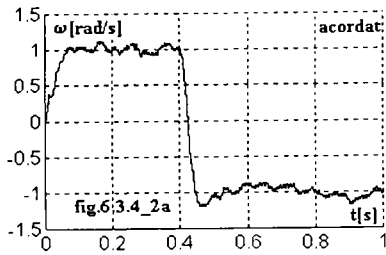


Fig.6.3.4\_2. Răspunsuri tranzitorii:  $\omega$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $T_e$  și  $\Delta\theta$  pentru treaptă de  $\omega^* = \pm 1 \text{ rad/s}$

a.) Cazul vitezelor mici.

În fig.6.3.5\_1 se arată răspunsurile tranzitorii semnificative pentru referință treaptă de viteză  $\omega^* = 10 \text{ rad/s}$ , și anume: -estimata vitezei  $\omega^\wedge$ , -estimata cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$ , și -eroarea de poziție  $\Delta\theta$ .

- i.) Se remarcă un bun răspuns în viteză, practic fără suprareglaj, cu un timp de răspuns  $t_r = 50 \text{ ms}$ , de valoare egală cu cel obținut în simularea numerică. Pulsațiile în viteză în regim permanent, la această viteză mică, sunt reduse de aproximativ  $1 \text{ rad/s}$ .
- ii.) Estimata cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$  conține pulsații specifice regimului alunecător, de valoare aproximativă de  $0,4 \text{ Nm}$ , cuplul fiind limitat la  $1,5 \text{ Nm}$ . Răspunsul în cuplu este bun, fără suprareglaj. În regim staționar cuplul are valoarea medie nulă.
- iii.) Eroarea de poziție are o comportare excelentă privind convergența. La pornire se obține cea mai mare valoare -acceptabilă,  $\Delta\theta = 0,35$  radiani, așa cum era de așteptat din considerentele teoretice (6.3.3-8) și din simulare. Viteza de convergență este bună fiind de  $100 \text{ ms}$ , cu un răspuns tipic aperiodic. Eroarea de regim staționar este foarte bună fiind aproximativ de  $\Delta\theta = -0,04$  radiani cu pulsații de  $0,05$  radiani.

b.) Cazul vitezelor mari.

În fig.6.3.5\_2 se arată răspunsurile tranzitorii semnificative pentru referință treaptă de viteză  $\omega^* = 100 \text{ rad/s}$ , și anume: -viteza reală  $\omega$ , -estimata vitezei  $\omega^\wedge$ , și -eroarea de poziție  $\Delta\theta$ .

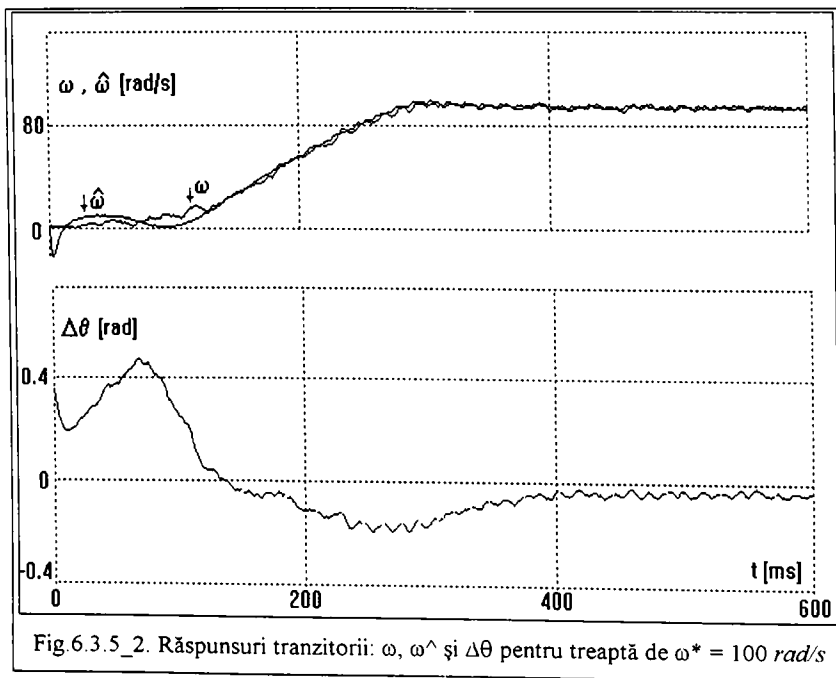
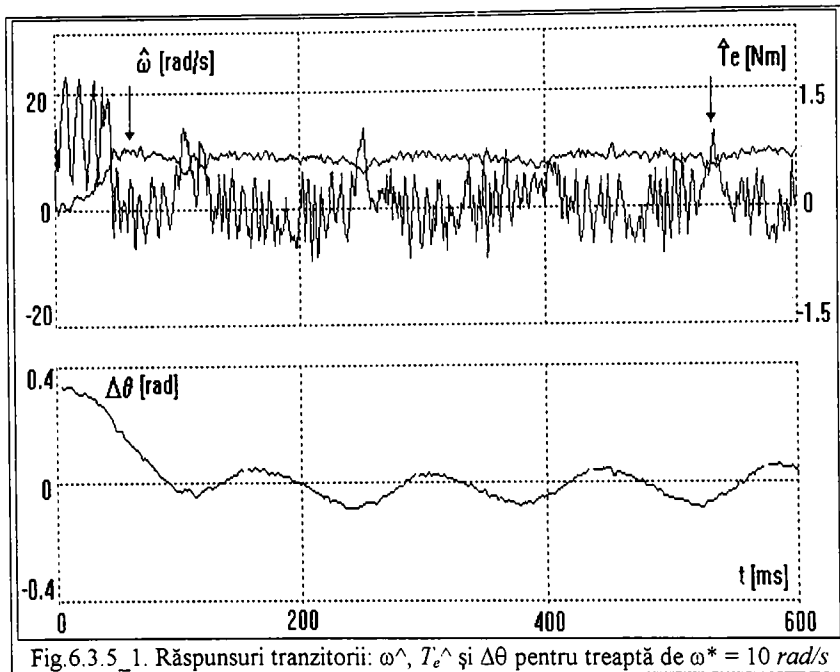
- i.) Răspunsul în viteză este bun, fără eroare staționară, practic fără suprareglaj, cu un timp de răspuns  $t_r = 200 \text{ ms}$ , cuplul  $T_e$  fiind limitat. Estimata vitezei  $\omega^\wedge$  are o acuratețe foarte bună atât în regim staționar, cât și în regim dinamic, fiind practic suprapusă peste viteza reală  $\omega$ , cu excepția pornirii incipiente când eroarea de poziție este relativ mare și deci este reflectată în estimata  $\omega^\wedge$ . Pulsațiile relative în viteză în regim permanent sunt practic neglijabile.
- ii.) La pornire, eroarea de poziție are o valoare maximă -vezi (6.3.3-8)-, acceptabilă de  $0,45$  radiani, fapt care se reflectă într-un cuplu mic în zona incipientă a pornirii, și deci accelerația realizată este mică în primele  $100 \text{ ms}$ . După acest interval, eroarea de poziție converge foarte bine, în  $250 \text{ ms}$ , cu un suprareglaj acceptabil de  $-0,15$  radiani, stabilizându-se la  $-0,05$  radiani eroare staționară, practic fără pulsații. Convergența este foarte bună calitativ și cantitativ atât la viteze mari cât și la viteze mici.

c.) Cazul reversare treaptă repetabilă de viteză.

În fig.6.3.5\_3 se arată răspunsurile tranzitorii la reversare treaptă repetabilă de viteză de  $\omega^* = \pm 25 \text{ rad/s}$  pentru cuplul electromagnetic estimat  $T_e^\wedge$ , viteza reală  $\omega$  și estimata vitezei  $\omega^\wedge$ .

- i.) Răspunsul în viteză este rapid  $t_r = 120 \text{ ms}$ , fără eroare staționară, și cu un mic suprareglaj cu ușoare oscilații. Acuratețea de estimare a vitezei  $\omega^\wedge$  este foarte bună.
- ii.) Se remarcă o asimetrie a răspunsului, datorată MSMP, pentru referința de viteză negativă față de cea pozitivă, cu tendințe de oscilație mai pronunțate pe frontul negativ. Comportarea la trecerea prin zero este fără probleme deosebite.
- iii.) Răspunsul în cuplu  $T_e^\wedge$  are o dinamică rapidă în regim tranzitoriu, este limitat la  $1,5 \text{ Nm}$ , dar cu perturbații pronunțate în regim permanent.

Tendințele de instabilitate care apar pentru viteze sub  $10 \text{ rad/s}$  pot fi explicate prin existența unor pulsații însemnate de curent și prin controlul mai puțin precis al invertorului. La aceste viteze, tensiunea statorică este scăzută și devin semnificative următoarele efecte nedorite: -căderile de tensiune pe elementele de comutație -asimetria acestora; -căderile de tensiune pe conductoare; -timpul mort al invertorului dictat de viteza elementelor de comutație; -zgomotele de comutație reflectate pe canalele de măsură. Soluții de îmbunătățire ar putea fi: -calculul unei valori medii a curentului din mai multe achiziții pe o perioadă de eșantionare; -compensarea timpului mort al invertorului [Mats92], [Mats96b].





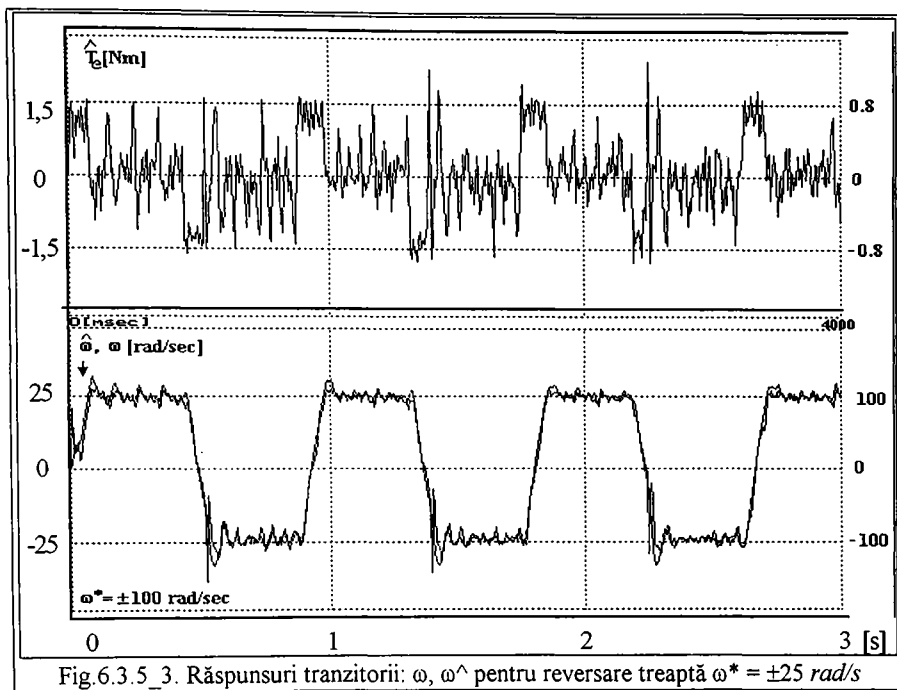


Fig.6.3.5\_3. Răspunsuri tranzitorii  $\omega$ ,  $\hat{\omega}$  pentru reversare treaptă  $\omega^* = \pm 25 \text{ rad/s}$

### 6.3.6. Concluzii

Principalele concluzii și contribuții sunt:

- 1.) S-a propus un observator de perturbație general cu moduri alunecătoare pentru o clasă de sisteme MIMO neliniare, variante în timp. Acesta este realizat dintr-un observator tip Luenberger pentru partea liniară, la care se adaugă un termen de decuplare neliniar și un termen corectiv cu moduri alunecătoare. Perturbația este conținută în comanda echivalentă.
- 2.) Un observator de poziție și viteză cu moduri alunecătoare în referențialul rotoric estimat pentru MSMP apare ca și caz particular al observatorului de la punctul 1. Corelația dintre componentele comenzii echivalente -date de observatorul de perturbație, și variabilele cinematice: -viteza și -eroarea de poziție, sunt utilizate într-un observator tip Luenberger care extrage aceste variabile.
- 3.) S-a demonstrat că stabilitatea asimptotică a observatorului exprimată de constanta de timp a erorii de poziție este proporțională cu raportul dintre componenta  $iq$  a curentului și viteză. Cazurile cele mai defavorabile sunt: -pornirea; -reversarea când viteza schimbă de semn.
- 4.) Robustețea observatorului este bună în ceea ce privește: -variații reale de parametri; -viteze mari și mici; -cuplu electromagnetic tranzitoriu de la zero la nominal, fiind testată extensiv prin simulare numerică în regimuri severe de pornire treaptă și reversare treaptă de viteză.
- 5.) Fenomenul de "chattering", caracteristic regimurilor alunecătoare, este benefic în acest caz, în special pentru situația cea mai defavorabilă -viteză mică și fără sarcină. Aceasta impune curentului o modulație de amplitudine de frecvență ridicată care face ca zgomotele de comutație să nu mai acopere informația de curent, care este esențială pentru observator.
- 6.) Rezultatele de simulare numerică dovedesc stabilitatea asimptotică a observatorului propus, practic fără erori staționare de viteză și poziție.

- 7.) Rezultatele experimentale confirmă considerentele teoretice și validează structura de conducere cu observatorul propus pentru acționări cu MSMP fără traductoare de mișcare.
- 8.) Observatorul propus utilizat în structuri de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP a dovedit performanțe bune, într-o gamă moderată de viteze 1: nx10, și poate fi deci o alternativă de implementate în acționări industriale.

## 6.4. Structură cu observator cu moduri alunecătoare în referențial statoric

### 6.4.1. Preliminarii

În paragraful 6.3.1 a fost prezentat stadiul actual și clasificarea observatoarelor de poziție  $\theta$  și viteză  $\omega$  cu moduri alunecătoare pentru structuri de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP. În acest paragraf se dezvoltă un observator robust cu moduri alunecătoare în referențial statoric  $\alpha\beta$  (OMA\_a) [Andr98a], [Andr98b].

Principalele idei care stau la baza structurii observatorului sunt:

- estimarea tensiunii induse prin rotație în referențialul statoric, cu un prim observator de perturbație cu moduri alunecătoare utilizând comanda echivalentă, tensiunea indusă fiind privită ca perturbație în modelul subsistemului electromagnetic al MSMP.
- extragerea estimatelor  $\theta^{\wedge}$  și  $\omega^{\wedge}$  din estimata tensiunii induse cu al doilea observator specific.

Performanțele acestui observator, inclus într-un sistem de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare, sunt verificate prin simulări numerice extensive privind robustețea și prin teste experimentale concludente.

#### Modelul matematic al MSMP în referențialul statoric

Modelul matematic al subsistemului electromagnetic (EM) al unei MSMP izotrope în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , model prezentat în paragraful 2.2.3, este reluat concis în scopul clarității expunerii. Cu notații necunoscute, modelul este:

$$\text{EM: } L\dot{i} = -Ri + u - j\hat{\theta}\lambda_0 e^{j\theta}, \quad \hat{\theta} = \omega, \quad i(0) = i_0 \quad (6.4.1-1)$$

Modelul EM (6.4.1-1) este de tip MIMO nelinear. Ultimul termen -tensiunea indusă prin rotație, este neliniar și conține poziția rotorică  $\theta$  care apare ca și perturbație. Prin urmare, ultimul termen din (6.4.1-1) se consideră termen de perturbație care se dorește a fi estimat.

### 6.4.2. Observator de perturbație cu moduri alunecătoare - caz general 2

Structura unui observator depinde de modelul matematic ales pentru descrierea procesului condus. Cu referire la modelul (6.4.1-1), fie clasa de sisteme continue nelineare tip MIMO, cu parametri variabili în timp și cu perturbații externe, clasă descrisă de modelul:

$$\text{M: } \begin{aligned} \dot{x} &= (A + \Delta A)x + (B + \Delta B)u + f(z), & x(0) &= x_0 \\ y &= Ix \end{aligned} \quad (6.4.2-1)$$

unde:  $x \in \mathbb{R}^n$  -vector de stare;  $u \in \mathbb{R}^r$  -vector de intrare;  $z \in \mathbb{R}^l$  -vector de perturbație;  $y \in \mathbb{R}^m$  -vector de ieșire;  $A, B$  -matrice nominale ale sistemului, invariante în timp și cu dimensiuni corespunzătoare;  $\Delta A, \Delta B$  -matrice variante în timp care surprind variațiile parametrice ale matricelor nominale;  $f(z)$  -funcție neliniară de perturbație  $z$  necunoscută dar mărginită.

Scopul principal este de a estima perturbația  $z$  cu un observator cu moduri alunecătoare (OMA) cu un termen de corecție discontinuu  $v \in \mathbb{R}^n$ , observator bazat pe modelul (6.4.2-1).

$$\text{OMA: } \dot{\hat{x}} = A_o \hat{x} + B_o (u + v), \quad \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \quad (6.4.2-2)$$

unde:  $\hat{x}$  este estimata vectorului măsurabil de stare  $x$ , iar matricele  $A_o$ ,  $B_o$  cu indicele inferior "o" sugerează, așa cum s-a mai precizat, că acestea sunt estimatele matricelor  $A$ ,  $B$  ale sistemului. Termenul de corecție  $v$  are rolul de a compensa perturbațiile necunoscute printr-o acțiune de tip cu moduri alunecătoare. Hipersuprafața de comutație  $\sigma = 0$  este aleasă în mod natural de tipul (6.4.2-3) deoarece stabilitatea asimptotică a OMA (6.4.2-2) înseamnă  $\hat{x} \rightarrow x$ , și acest fapt constituie unul dintre scopurile observatorului.

$$\sigma = e = x - \hat{x} = 0 \quad (6.4.2-3)$$

Termenul de corecției (K), implementat prin funcția de comutație  $v$ , conduce sistemul (6.4.2-2) către o evoluție alunecătoare în spațiul stărilor pe hipersuprafața de comutație  $\sigma$ . S-a ales o funcție de comutație  $v$  simplă de tip releu bipozițional:

$$\text{K: } v = U_0 \text{ sign}(\sigma), \quad U_0 > 0 \quad (6.4.2-4)$$

Regimul alunecător apare în vecinătatea hipersuprafeței de comutație  $\sigma$ , într-un tub de comutație, dacă condiția de existență și de impact (atingere) (6.4.2-5) a regimului alunecător este satisfăcută [Utki93], [Buhl86] rezultând din aceasta și restricția pentru parametrul  $U_0$ .

$$\sigma \dot{\sigma} < 0 \quad (6.4.2-5)$$

Ecuția dinamică a erorii de stare rezultă din relațiile (6.4.2-1) și (6.4.2-2), în cazul unei acordări ideale a observatorului, adică pentru  $A = A_o$ ,  $B = B_o$ .

$$\dot{e} = Ae + \Delta Ax + \Delta Bu + f(z) - Bv \quad (6.4.2-6)$$

Comanda echivalentă  $v_{eq}$  [Utki93], [Buhl86] se obține din relația (6.4.2-6) în condiții ideale de evoluție în regim alunecător.

$$Bv_{eq} = f(z) + \Delta Ax + \Delta Bu, \quad \text{pentru } e = 0, \dot{e} = 0 \quad (6.4.2-7)$$

Interpretarea fizică privind comanda echivalentă  $v_{eq}$  constituie una dintre problemele cheie ale acestei abordări:  $v_{eq}$  reprezintă o comandă continuă egală cu valoarea medie momentană a lui  $v$ . Prin urmare, ea nu poate fi practic calculată ci poate fi doar estimată, o soluție simplă fiind utilizarea tehnicii filtrării cu filtre trece jos [Utki87], [Utki93], [Ryv96], [Koro96]. Această soluție introduce întârzieri de fază variabile cu frecvența de intrare, și deci este de anticipat o soluție care utilizează filtre adaptive pentru a elimina acest dezavantaj [Andr98a].

Comanda echivalentă  $v_{eq}$  din (6.4.2-7) conține informații prețioase asupra perturbației  $z$ , precum și informații asupra erorilor de estimare a parametrilor sistemului. Evoluția în regim alunecător ideal pentru sistemul (6.4.2-2) este caracterizată de ecuația dinamică a erorii de stare  $\dot{e} = Ae$  care rezultă substituind în (6.4.2-6)  $v$  cu  $v_{eq}$  din (6.4.2-7). În acest caz ideal, dinamica erorii este dictată de matricea  $A$ , dar ea poate fi modificată printr-o corecție lineară suplimentară de tip Luenberger aplicată în (6.4.2-2) similar ca în paragraful 6.3.2.

În concluzie, observatorul cu moduri alunecătoare utilizat în scopul estimării perturbației din sistemul nelinear (6.4.2-1) este definit de relația (6.4.2-2), cu legea de corecție discontinuă dată de funcția de comutație  $v$  (6.4.2-4) pe hipersuprafața de comutație  $\sigma$  (6.4.2-3), și are: intrările  $u$ ,  $x$ ; starea  $\hat{x}$ ; ieșirea -comanda echivalentă  $v_{eq}$  obținută din  $v$  prin tehnica filtrării. Perturbația  $z$  care se cere determinată, poate fi estimată utilizând dependența din relația (6.4.2-7), pentru o expresie particulară cunoscută a lui  $f(z)$ .

### 6.4.3. Observator de tensiune indusă cu moduri alunecătoare

Modelul nelinear EM (6.4.1-1) este un membru al clasei de sisteme (6.4.2-1). Ultimul termen din (6.4.1-1) conține poziția rotorică  $\theta$  care se consideră ca perturbație. Deci acest ultim termen se poate estima cu un observator de perturbație cu moduri alunecătoare utilizând rezultatele din paragraful precedent.

$$\text{OMA: } L_o \dot{\hat{i}} = -R_o \hat{i} + u + v, \quad \hat{i}(0) = \hat{i}_0 \quad (6.4.3-1)$$

Legea funcției de comutație  $v$  de tip releu bipozițional, și hipersuprafața de comutație  $\sigma$  sunt:

$$v = U_o \text{sign}(e), \quad \sigma = e = i - \hat{i}, \quad U_o > 0 \quad (6.4.3-2)$$

Restricția pentru  $U_o$  rezultă din condiția de existență și impact a regimului alunecător (6.4.2-5).

$$U_o > \omega_{\max} \lambda_o \quad (6.4.3-3)$$

Ecuția dinamică a erorii de stare (6.4.3-4) rezultă din relațiile (6.4.1-1) și (6.4.3-1), în cazul unei acordări ideale a observatorului, adică:  $L = L_o, R = R_o$ .

$$L \dot{e} = -R e - j \omega \lambda_o e^{j\theta} - v \quad (6.4.3-4)$$

Comanda echivalentă  $v_{eq}$  se obține din relația (6.4.3-4) în condițiile de regim alunecător ideal, adică:  $e = 0, \dot{e} = 0$ .

$$v_{eq} = v_{\alpha eq} + j v_{\beta eq} = -j \omega \lambda_o e^{j\theta} = \omega \lambda_o \sin\theta - j \omega \lambda_o \cos\theta \quad (6.4.3-5)$$

Comanda echivalentă  $v_{eq}$  din (6.4.3-5) conține termenul tensiune indusă prin rotație în referențialul statoric, termen văzut ca și perturbație în modelul EM (6.4.1-1).

În *rezumat*, observatorul cu moduri alunecătoare pentru a estima perturbația -tensiunea indusă prin rotație, din modelul EM al MSMP (6.4.1-1) este definit de relațiile (6.4.3-1) și (6.4.3-2). Observatorul conține în structura sa numai parametrii magnetici ai MSMP:  $L_o$  și  $R_o$ , și este de remarcat că *nu depinde de  $\lambda_o$* ! Mărimile de intrare măsurate sunt: doi curenți de fază care definesc vectorul curent statoric  $i$ ; și eventual, tensiunea de la intrarea inverterului  $V_{dc}$  cu ajutorul căreia, și cu funcția de comutație pentru inverter  $S_{abc}$ , se calculează vectorul tensiune statorică  $u$ . Structura observatorului este prezentată în formă vectorială în fig.6.4.3\_1.

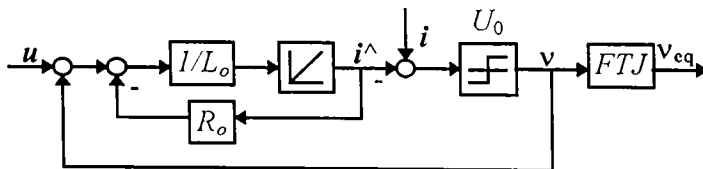


Fig.6.4.3\_1. Observator de tensiune indusă cu moduri alunecătoare pentru MSMP

#### Estimarea comenzii echivalente. Filtre adaptive.

Unul dintre scopurile principale ale acestei abordări este acela de a obține o estimare, cu o acuratețe cât mai bună, a comenzii echivalente  $v_{eq}$  din funcția de comutare  $v$  (6.4.3-2) utilizând tehnica filtrării. Comanda echivalentă  $v_{eq}$  din (6.4.3-5) conține componente sinusoidale care au o frecvență variabilă în limite foarte largi funcție de viteza  $\omega$ . Ca urmare, cerințele impuse părții

de filtrare sunt: asigurarea unei filtrări cât mai bune, cu o întârziere de fază constantă, cunoscută. Ținând cont de considerentele expuse, o soluție care poate rezolva problema ridicată este utilizarea tehnicii filtrării adaptive.

1.) Prima soluție pentru a estima comanda echivalentă  $v_{eq}$  utilizează un filtru trece bandă adaptiv de ordin 2 (FTBA2) (6.4.3-6), de bandă îngustă, acordat adaptiv funcție de viteza  $|\omega^\wedge|$  [Noza95]. O structură de realizare a acestuia este prezentată în fig.6.4.3\_2a. În fig.6.4.3\_2b se prezintă o altă structură de implementare pentru cazul particular  $\xi = 1$  (poli reali identici) [Jian97], unde  $\tau = 1/|\omega^\wedge|$ .

$$H_{FTB}(s) = \frac{v_{eqB}}{v} = \frac{2\xi\omega s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (6.4.3-6)$$

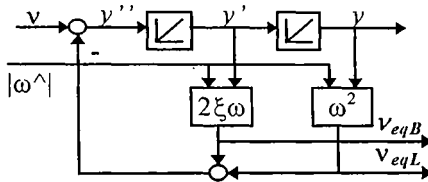


Fig.6.4.3\_2a. Filtre adaptive:FTBA2, FTJA2

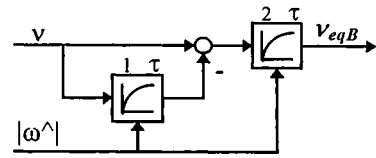


Fig.6.4.3\_2b. Filtru adaptiv FTBA2

Aceste filtre se caracterizează printr-o *atenuare unitară și o întârziere de fază zero la frecvența adaptivă centrală*  $\omega$ , și au o atenuare cu -20 db/decadă la celelalte frecvențe. Banda relativ îngustă și variațiile de fază accentuate ale filtrului în jurul punctului fixat de frecvența adaptivă centrală  $\omega$ , pot crea probleme de stabilitate în cazul când estimata vitezei  $\omega^\wedge$  are erori dinamice mai mari.

2.) A doua soluție [Andr98a] pentru a estima comanda echivalentă  $v_{eq}$  utilizează un filtru trece jos adaptiv de ordin 1 (FTJA1). Funcția de transfer în domeniul frecvență a acestuia este dată de relația (6.4.3-7), unde:  $\tau$  -constanta de timp,  $\omega$  -frecvența de intrare, iar  $K$  -câștigul (atenuarea) filtrului, și  $\Phi$  -întârzierea de fază a filtrului sunt date de (6.4.3-8).

$$H_{LPF}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\tau\omega} = K e^{j\Phi} \quad (6.4.3-7)$$

$$K = 1 / \sqrt{1 + (\tau\omega)^2}, \quad \Phi = -\arctg(\tau\omega) \quad (6.4.3-8)$$

Pentru un filtru adaptiv FTJA1 cu  $\tau\omega = \text{constant}$ ,  $K$  și  $\Phi$  au valori constante (cunoscute), posibil de a fi utilizate într-un algoritm de compensare ca cel propus în [Bose97a] în scopul obținerii unor parametri echivalenți  $K = 1$  și  $\Phi = 0$ . Parametrii filtrului  $K$  și  $\Phi$  nu depind de frecvența de intrare  $\omega$  și deci această soluție satisface dezideratele cerute inițial filtrării.

Pentru a alege legea de adaptare pentru  $\tau(\omega)$  se impun următoarele restricții:

- i.) -atenuare bună a componentelor de frecvență datorate comutației inverterului, adică se impune condiția (6.4.3-9) unde  $h$  este frecvența de eșantionare;
- ii.) -viteza  $\omega$  să fie plasată în banda de trecere a filtrului, cazul cel mai defavorabil fiind pentru viteza maximă, adică se impune condiția (6.4.3-10).

Din aceste condiții, se propune dependența (6.4.3-11) pentru legea de adaptare  $\tau(\omega)$ . Structura acestui filtru adaptiv simplu FTJA1 este dată în fig.6.4.3\_3, în reprezentare vectorială.

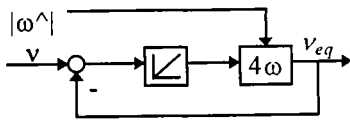


Fig.6.4.3\_3. Filtru adaptiv FTJA1

$$\tau > 4 \dots 10 h, \quad h = T_{Im} \quad (6.4.3-9)$$

$$\tau < 1 / (4 \dots 10 \omega) \quad (6.4.3-10)$$

$$\tau = 1 / (4\omega), \quad \text{unde: } K = 0.97, \Phi = -0.24 \text{ rad} \quad (6.4.3-11)$$

În scopul îmbunătățirii stabilității observatorului, frecvența adaptivă  $\omega^{\wedge}$  a FTJA1, care de această dată nu este o frecvență critică, se obține de la un model de ordin redus al întregului sistem de acționare în buclă închisă de tip PT1, cu constanta de timp  $T_m$ , care are ca intrare viteza de referință  $\omega^*$  și ieșirea  $\omega_m^{\wedge}$ .

Pentru implementarea numerică a filtrului adaptiv FTJA1 se utilizează, spre exemplu, metoda de discretizare bilineară (Tustin) (6.4.3-12) care conduce la ecuațiile recursive în timp discret (6.4.3-13), unde  $u = v$  și  $y = v_{eq}$ .

$$H(s) = \frac{y}{u} = \frac{1}{1 + \tau s}, \quad \tau = \frac{1}{4\hat{\omega}}, \quad s = \frac{2}{h} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (6.4.3-12)$$

$$y_k = \frac{1}{1 + x} [y_{k-1} + x(u_k + u_{k-1} - y_{k-1})], \quad x = 2h\hat{\omega} \quad (6.4.3-13)$$

Se pot utiliza alte filtre trece jos adaptive, spre exemplu filtre de ordin 2 (FTJA2), dar cu dezavantajul unei modificări mai accentuate a fazei filtrului și deci cu posibile probleme privind stabilitatea sistemului. O soluție de implementare este prezentată în fig.6.4.3\_2, unde  $v_{eqL}$  este ieșirea filtrului. O altă soluție utilizează două filtre FTJA1 conecționate în serie.

#### 6.4.4. Observator de poziție și viteză cu calare pe fază și moduri alunecătoare

Comanda echivalentă  $v_{eq}$  din relația (6.4.3-5) prezintă componente sinusoidale care conțin informații prețioase asupra variabilelor de estimat -viteza și poziția.

1.) *Prima soluție* [Ryv96] pentru a estima viteza  $\omega^{\wedge}_{eq}$  și poziția  $\theta^{\wedge}$  efectuează un calcul direct asupra componentelor comenzii echivalente -relațiile (6.4.4-1), (6.4.4-2).

$$|\hat{\omega}_{eq}| = \sqrt{v_{\alpha eq}^2 + v_{\beta eq}^2} / \lambda_0 \quad (6.4.4-1)$$

$$\hat{\theta} = -\arctg(v_{\alpha eq} / v_{\beta eq}) \quad (6.4.4-2)$$

Principalele dezavantaje sunt:

- i.) -estimata  $\omega^{\wedge}_{eq}$  din relația (6.4.4-1) este sensibil dependentă de valoarea fluxului magnetului permanent  $\lambda_0$  care se modifică cu temperatura rotorului, și deci apar erori de estimare asimptotică (statism);
- ii.) -semnul vitezei nu rezultă direct, calculându-se numai modulul estimatei vitezei, urmând ca semnul să fie determinat prin altă metodă, spre exemplu din informații de  $\theta^{\wedge}$ ;
- iii.) -estimata  $\theta^{\wedge}$  este o funcție periodică cu un domeniu de definiție foarte larg:  $R \rightarrow [-\pi/2, \pi/2]$ .

2.) *A doua soluție* [Andr98a] pentru a estima  $\omega$  și  $\theta$  din comanda echivalentă  $v_{eq}$  (6.4.3-5) utilizează un observator bazat pe *tehnica calării pe fază* (phase locked loop -PLL) care este fundamentat de relația (6.4.4-3). Structura acestui observator este dată în fig.6.4.4\_1.

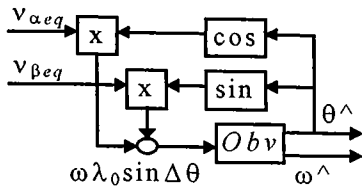


Fig.6.4.4\_1. Observator PLL

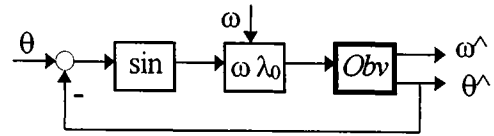


Fig.6.4.4\_2. Structura echivalentă -observator PLL

$$\Delta\theta \approx v_{\alpha eq} \cos\hat{\theta} + v_{\beta eq} \sin\hat{\theta} = \omega\lambda_0 \sin\Delta\theta \equiv \omega\lambda_0 \Delta\theta \quad (6.4.4-3)$$

Aproximarea din (6.4.4-3) este valabilă pentru o eroare de poziție  $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$  mică. Sistemul PLL funcționează însă și la erori mari cu condiția ca  $\Delta\theta \in (-\pi/2, \pi/2)$  pentru care funcția  $\sin$  este monoton crescătoare și deci nu schimbă semnul reacției PLL. Acest sistem PLL poate fi aproximat cu un sistem nelinear cu câștig  $\omega\lambda_0$  variabil funcție de viteza  $\omega$ . Structura sa echivalentă este prezentată în fig.6.4.4\_2. Un model de sistem PLL simplificat, însă cu un câștig constant, este prezentat în [Kaur97], unde se dau și recomandări pentru selecția parametrilor compensatorului PI folosit.

În condițiile arătate, pentru observatorul *O b v* din fig.6.4.4\_1 se propune structura din fig. 6.4.4\_3 compusă din conexiunea serie: -observator cu sistem cu structură variabilă (VSS) cu moduri alunecătoare, cu funcția de comutație tip releu bipozițional; -observator tip Luenberger (6.4.4-4). Această structură de tip VSS+PI forțează eroarea de poziție  $\Delta\theta$  către zero printr-o acțiune rapidă, chiar dacă sistemul are un câștig  $\omega\lambda_0$  variabil în limite largi.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_p \\ k_i \end{bmatrix} \text{sign}(\hat{\omega} \Delta\theta), \quad \begin{bmatrix} \hat{\theta}(0) \\ \hat{\omega}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_0 \\ \hat{\omega}_0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\omega}_1 = \hat{\theta} \quad (6.4.4-4)$$

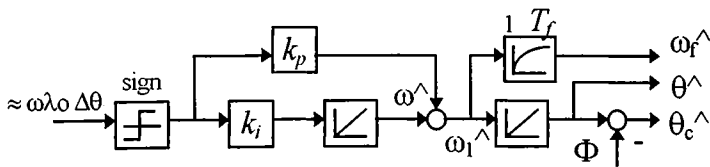


Fig.6.4.4\_3. Observator cu moduri alunecătoare + Luenberger (VSS+PI)

Datorită faptului că filtrul adaptiv FTJA1 folosit pentru a estima comanda echivalentă  $v_{eq}$  menține o întârziere de fază constantă  $\Phi = -0.24 \text{ rad}$  (6.4.3-11) pentru  $v_{eq}$ , estimată de poziție compensată  $\theta_c^{\wedge}$  utilizată de bucla de viteză se obține în mod simplu prin compensarea acestei întârzieri cu relația:  $\theta_c^{\wedge} = \theta^{\wedge} - \Phi$ .

Pentru a estima viteza sunt două posibilități prezentate în relația (6.4.4-4) și în fig.6.4.4\_3:  $\omega^{\wedge}$  și  $\omega_1^{\wedge}$  [Andr96b]. Prima estimată  $\omega^{\wedge}$  obținută la ieșirea unui integrator este mai puțin afectată de zgomote, dar are un răspuns dinamic mai lent. A doua estimată  $\omega_1^{\wedge}$  obținută la ieșirea sumatorului conține componente de zgomot de frecvență ridicată datorită comutațiilor elementului releu bipozițional provenite pe calea  $k_p$ , dar are o mai bună acuratețe dinamică datorită corecției proporționale  $k_p$ . Zgomotele de comutație se atenuează prin adăugarea unui filtru trece jos de ordin 1 cu constanta de timp  $T_f$ , obținându-se astfel estimata filtrată a vitezei  $\omega_f^{\wedge}$  care se folosește în bucla de viteză. În regim staționar constant, cele două estimate ale vitezei dau același rezultat.

Proiectarea compensatorului PI ( $k_p, k_i$ ).

Având în vedere următoarele elemente: -configurația echivalentă a observatorului PLL din fig.6.4.4\_2; -soluția de implementare din fig.6.4.4\_3; -efectul de întârziere a procesului de eșantionare, rezultă funcția de transfer a procesului condus cu compensatorul tip PI:

$$H_L(s) = \frac{A}{s} \frac{1}{1 + hs}, \quad \text{unde: } A = \omega_{max} \lambda_0 \quad (6.4.4-5)$$

cu  $h$  -perioada de eșantionare. Problema de proiectare se reduce la selecția parametrilor compensatorului PI funcție de un criteriu ales.

O soluție care conduce la rezultate bune este proiectarea prin *metoda optimului simetric generalizat* [Leon85], [Prei96], [Kaur97]. În acord cu această metodă, parametrii compensatorului  $H_C$ , de tip PI ( $k_p, k_i$ ) pentru procesul  $H_L$  (6.4.4-5), se selectează astfel încât caracteristicile de frecvență -de amplificare și de fază (diagramele Bode) ale sistemului deschis  $H_o = H_L * H_C$  să fie simetrice față de pulsația de trecere  $\omega_c$ , care este medie geometrică a celor două pulsații de frângere ale lui  $H_o$ . În acest caz, proiectarea depinde de un singur parametru  $m$  care se alege în situația dată funcție de una din următoarele cerințe impuse: rezerva de fază, amortizarea  $\xi = (m-1)/2$ , sau banda de frecvență. Se asigură astfel o rezervă de fază maximă pentru fiecare valoare adoptată a parametrului  $m$ . În referința [Prei96] se prezintă o *generalizare a criteriului optimului simetric a lui Kessler* precum și relații și diagrame foarte utile în proiectarea inginerescă. Diagramele arată legătura dintre parametrul  $m$  și indicatorii de performanță empirici definiți în domeniul timp sau în domeniul frecvență. Pentru o valoare a parametrului  $m$  aleasă din considerentele prezentate, pulsația de trecere  $\omega_c$  și parametrii compensatorului PI:  $k_p, k_i$  sunt funcție de  $m$ .

$$\omega_c = \frac{1}{mh}, \quad k_p = \frac{1}{mhA}, \quad k_i = \frac{1}{m^3 h^2 A} \quad (6.4.4-6)$$

În cazul particular al aplicației practice observator PLL,  $\omega_{max} = 400 \text{ rad/s}$ ,  $\lambda_0 = 0.1 \text{ Wb}$ , și deci din relația (6.4.4-5) rezultă  $A = 40$ . Pentru  $h = 0,2 \text{ ms}$ , în scopul obținerii unui suprareglaj mic se impune  $\xi = 2$  și deci  $m = 5$ . Din relațiile (6.4.4-6) rezultă:  $\omega_c = 1000 \text{ rad/s}$ ,  $k_p = 25$ ,  $k_i = 5000$ . Constanta de timp a compensatorului PI este  $T_i = k_p/k_i = m^2 h$ , în concret  $T_i = 5 \text{ ms}$ .

Pentru filtrul PT1 se alege o constantă de timp  $T_f > 10 \times h$ , în concret  $T_f = 10 \text{ ms}$ .

Ceilalți parametri ai altor secțiuni din observatorul OMA\_a sunt selecțai astfel:  $U_0 = 50 \text{ V}$  din relația (6.4.3-3);  $T_m = 50 \text{ ms}$ , pentru un timp de reglare  $t_r = 100 \text{ ms}$ .

Structura observatorului cu moduri alunecătoare OMA\_a

În rezumat, structura completă a observatorului cu moduri alunecătoare în referențialul statoric  $\alpha\beta$  OMA\_a, pentru a estima poziția  $\theta^\wedge$  și viteza  $\omega^\wedge$  MSMP, este prezentată în formă vectorială în fig.6.4.4\_4. Această structură conține următoarele module principale:

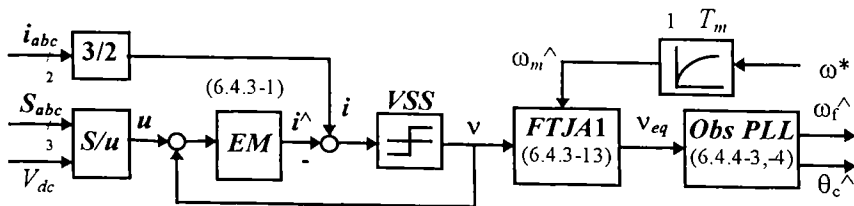


Fig.6.4.4\_4. Structura observatorului cu moduri alunecătoare OMA\_a



- i.)  $EM+VSS$  -observator de perturbație cu moduri alunecătoare dat de relațiile (6.4.3-1), (6.4.3-2) și fig. 6.4.3\_1;
- ii.)  $FTJA1$  -filtru trece jos adaptiv de ordin 1 dat de relațiile (6.4.3-13) și fig.6.4.3\_3;
- iii.)  $Obs-PLL$  -observator PLL cu moduri alunecătoare dat de relațiile (6.4.4-3), (6.4.4-4), fig.6.4.4\_1 și fig.6.4.4\_3;
- iv.)  $3/2$  -transformare  $abc \rightarrow \alpha\beta$ ;  $S/u$  -bloc de calcul al vectorului tensiune statorică  $u$ .

#### 6.4.5. Rezultate de simulare numerică

Structura de test a MSMP, fără traductoare de mișcare, este cea prezentată în fig.6.1.1\_1 care folosește observatorul cu moduri alunecătoare propus în fig.6.4.4\_4.

Regimurile tranzitorii și permanente se analizează prin simulare utilizând pachetul Matlab-Simulink. Metoda de integrare numerică selectată este Runge-Kutta 5. Scopul principal este de a arăta *robustețea sistemului* -în special convergența erorii de poziție  $\Delta\theta$ , atât la viteze mari cât și la viteze mici, cu încărcare de cuplu de sarcină, și cu variații reale ale parametrilor.

Parametrii MSMP sunt cei dați în paragraful 6.1.1. *Cazul observator dezacordat* are parametrii:  $\lambda_0 = 0,85\lambda_{0o}$ ,  $R = 1,3R_o$  (pentru  $\Delta T = 80^\circ C$ ), în plus  $L = 0,9L_o$ .

Simularea decurge cu o perioada de eșantionare  $h = \{100, 50\} \mu s$ , în intervalul de timp 0-1 s în condiții severe -intrări tip treaptă, după cum urmează: la  $t_o = 0$  s, treaptă de viteză  $\omega^* = \{1000, 30\} rpm$ ; la  $t_1 = 0,6$  s, treaptă de cuplu de sarcină  $Tl^* = \{2,4; 0,6\} Nm$ .

##### A. Cazul vitezelor mari $\omega^* = 1000 rpm$ .

a.) Observator acodat, (fig.6.4.5\_1), răspunsuri tranzitorii:  $\omega$ ,  $\omega_r^{\wedge}$ ,  $\omega_{eq}^{\wedge}$ ,  $\Delta\theta = \theta - \theta_c^{\wedge}$ ,  $T_e$  și  $i_a$ .

i.) Răspunsul în viteză  $\omega$  este tipic aperioidic, fără suprareglaj, cu timp de răspuns rapid de aprox.  $t_r = 200 ms$ , fără eroare de regim staționar și practic fără pulsații în viteză. Componenta integrală din regulatorul de viteză PI este limitată și deci cuplul  $T_e$  este limitat.

ii.) Estimata filtrată a vitezei  $\omega_r^{\wedge}$  urmărește foarte bine viteza reală  $\omega$  în regim tranzitoriu, și în regim permanent eroarea de viteză este nulă. Totuși, în zona incipientă a pornirii se observă o mică întârziere (timp mort), cauzată de procesul de stabilizare a condițiilor inițiale.

iii.) Estimata  $\omega_{eq}^{\wedge}$  din relația (6.4.4-1) prezintă eroare de regim permanent, așa cum de altfel era de așteptat din considerentele teoretice.

iv.) Eroarea de poziție  $\Delta\theta$  are valoarea maximă la pornire de  $\Delta\theta = -15 grade$  valoare așteptată dată de compensarea întârzierii de fază constantă introdusă de filtrul adaptiv FTJA1. După perioada incipientă de pornire, convergența este foarte bună în aprox. 100 ms, fără eroare de regim permanent. Încărcarea treaptă cu cuplu de sarcină nu se reflectă în nici un fel în eroarea de poziție, ceea ce reprezintă o performanță excepțională.

v.) Cuplul electromagnetic  $T_e$  are o evoluție tipică, fiind limitat la 4 Nm. Răspunsul în cuplu este bun, practic fără pulsații. La încărcare, tranziția este mai lungă și apare un ușor suprareglaj. Curentul de fază  $i_a$  are o evoluție corelată cu cea a cuplului  $T_e$ .

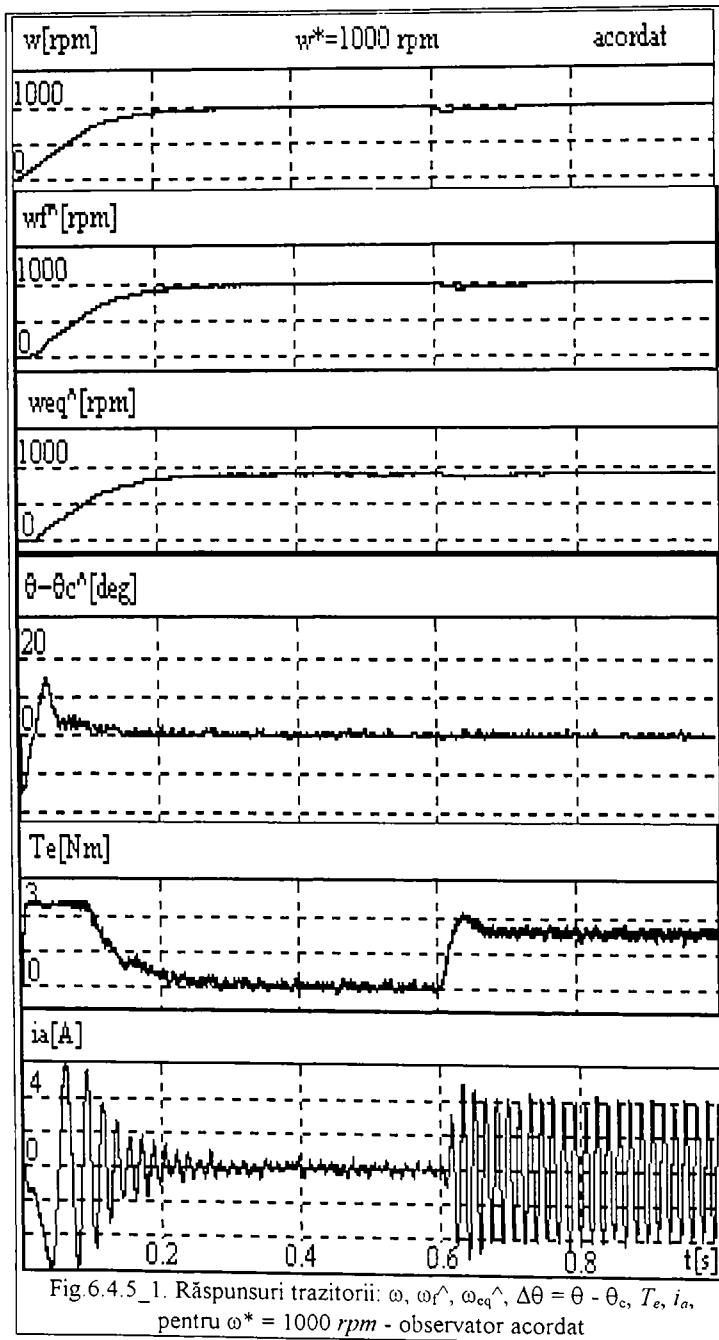
b.) Observator dezacordat, (fig.6.4.5\_2), răspunsuri tranzitorii:  $\omega$ ,  $\Delta\theta = \theta - \theta_c^{\wedge}$ .

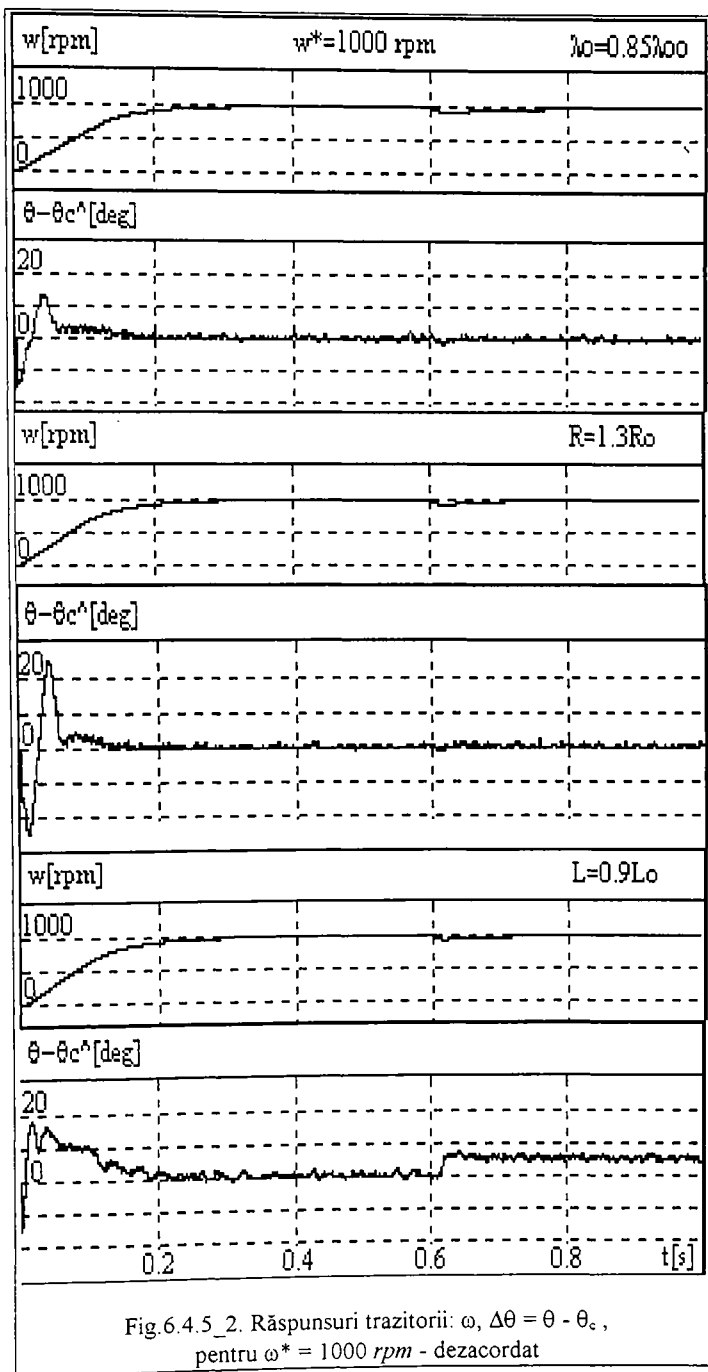
i.) Răspunsurile tranzitorii ale vitezei  $\omega$ , în toate cazurile de dezacordare, practic sunt identice cu cel din cazul observator acordat.

ii.) Cazul  $\lambda_0 = 0,85 \lambda_{0o}$  nu afectează practic performanțele, fapt remarcat de altfel la proiectare.

iii.) Cazul  $R = 1,3R_o$ , prezintă la pornire erori de poziție cele mai mari  $\Delta\theta = \pm 25 grade$ , după care convergența spre zero este rapidă.

iv.) Cazul  $L = 0,9L_o$  prezintă o viteză de convergență a erorii de poziție  $\Delta\theta$  mai lentă, iar la încărcare prezintă o mică eroare de regim staționar:  $\Delta\theta = 5 grade$ .





### B. Cazul vitezelor mici $\omega^* = 30 \text{ rpm}$ .

- a.) Observer acodat, (fig.6.4.5\_3), răspunsuri tranzitorii:  $\omega$ ,  $\omega_r^\wedge$ ,  $\omega_{eq}^\wedge$ ,  $\Delta\theta = \theta - \theta_c^\wedge$ ,  $T_e$  și  $i_a$ .
- i.) Răspunsul în viteză  $\omega$  este rapid, fără suprareglaj și fără eroare de regim staționar. Pulsațiile în viteză sunt de maxim  $5 \text{ rpm}$  în regim staționar, dar pot fi scăzute dacă  $h$  se reduce.
  - ii.) Estimatele  $\omega_r^\wedge$  și  $\omega_{eq}^\wedge$  prezintă un timp mort incipient la pornire;  $\omega_{eq}^\wedge$  are eroare staționară.
  - iii.) Comportarea ușor oscilatorie a răspunsului în viteză, precum și timpul mort din estimatele vitezei pot fi explicate prin: 1.) -fenomenele de stabilizare a poziției în perioada de pornire când se forțează o compensare inițială de  $-15 \text{ grade}$ ; 2.) -întârzierile în estimarea vitezei.
  - iv.) Eroarea de poziție  $\Delta\theta$  converge aperiodic de la  $-15 \text{ grade}$  spre zero în aprox.  $100 \text{ ms}$ . Încărcarea cu cuplu de sarcină conduce la o eroare maximă tranzitorie de  $\Delta\theta = -3 \text{ grade}$ .
- b.) Observer dezacodat, (fig.6.4.5\_4), răspunsuri tranzitorii:  $\omega$ ,  $\Delta\theta = \theta - \theta_c^\wedge$ .
- i.) Cazul  $\lambda_0 = 0,85 \lambda_{0o}$  nu afectează practic performanțele, fapt remarcat de altfel la proiectare.
  - ii.) Cazul  $R = 1,1R_o$  este *cel mai defavorabil* cu toate că rezistența a crescut doar cu  $10\%$ .
  - iii.) Cazul  $L = 0,9L_o$  prezintă o viteză de convergență a erorii de poziție  $\Delta\theta$  mai rapidă, și pulsațiile în  $\Delta\theta$  și în viteza  $\omega$  scad, fiind un caz favorabil.

### C.) Cazul observator dezacordat cu moment de inerție variabil

Robuștețea răspunsurilor tranzitorii ale vitezei  $\omega$  și ale erorii de poziție  $\Delta\theta$  la variații ale momentului de inerție  $J = 3J_o$ , este prezentată în fig.6.4.5\_5 -pentru viteze mari  $\omega^* = 1000 \text{ rpm}$ , și respectiv în fig.6.4.5\_6 -pentru viteze mici  $\omega^* = 30 \text{ rpm}$ . Este confirmat faptul constatat la proiectare cum că convergența erorii de poziție  $\Delta\theta$  nu depinde de variația lui  $J$ .

În concluzie, eroarea de poziție  $\Delta\theta$  converge către zero în fiecare caz, cu excepția cazului  $L = 0,9L_o$  la viteze mari când converge către  $5 \text{ grade}$  electrice. Valoarea maximă a erorii de poziție  $\Delta\theta$  este cea de la pornire de  $-15 \text{ grade}$  electrice, dată de compensarea întârzierii de fază constantă introdusă de filtrul adaptiv FTJA1, după care  $\Delta\theta$  are o scurtă perioadă de timp ( $50\text{-}100 \text{ ms}$ ) pentru a atinge convergența. Evoluția dinamică a erorii  $\Delta\theta$  este foarte bună, inclusiv la variații parametrice și la cupluri de sarcină dure tip treaptă.

La viteze mici, pulsațiile maxime în viteză ating  $5 \text{ rpm}$ , observatorul este sensibil în special cu variația rezistenței statorice  $R$ , iar cuplul de sarcină este sensibil redus.

Rezultatele testelor de simulare numerică dovedesc robuștețea, la variații reale de parametri și la perturbații de sarcină, a observatorului cu moduri alunecătoare OMA\_a propus în conducere fără traductoare de mișcare a MSMP, în domeniul de turații  $30\text{-}1000 \text{ rpm}$ .

Rezultate experimentale concludente se găsesc în paragraful 6.4.7 unde se face o comparație între rezultatele experimentale obținute cu cele două structuri de observatoare cu moduri alunecătoare -în referențial statoric, respectiv în referențial rotoric estimat.

### **6.4.6. Concluzii**

Principalele concluzii și contribuții sunt:

- 1.) S-a propus o structură de observator cu moduri alunecătoare în referențialul statoric, pentru a estima poziția și viteza MSMP fără a utiliza traductoare de mișcare, compusă din:
  - i.) -observator de perturbație cu moduri alunecătoare bazat pe modelul electromagnetic al MSMP în referențialul statoric, urmat de un filtru trece jos adaptiv cu viteza, ansamblu folosit pentru a estima comanda echivalentă care conține tensiunea indusă prin rotație;
  - ii.) -observator cu calare pe fază (PLL) care conține un observator cu structură variabilă (VSS+PI) folosit pentru a extrage estimata poziției și a vitezei din comanda echivalentă -tensiunea indusă prin rotație.

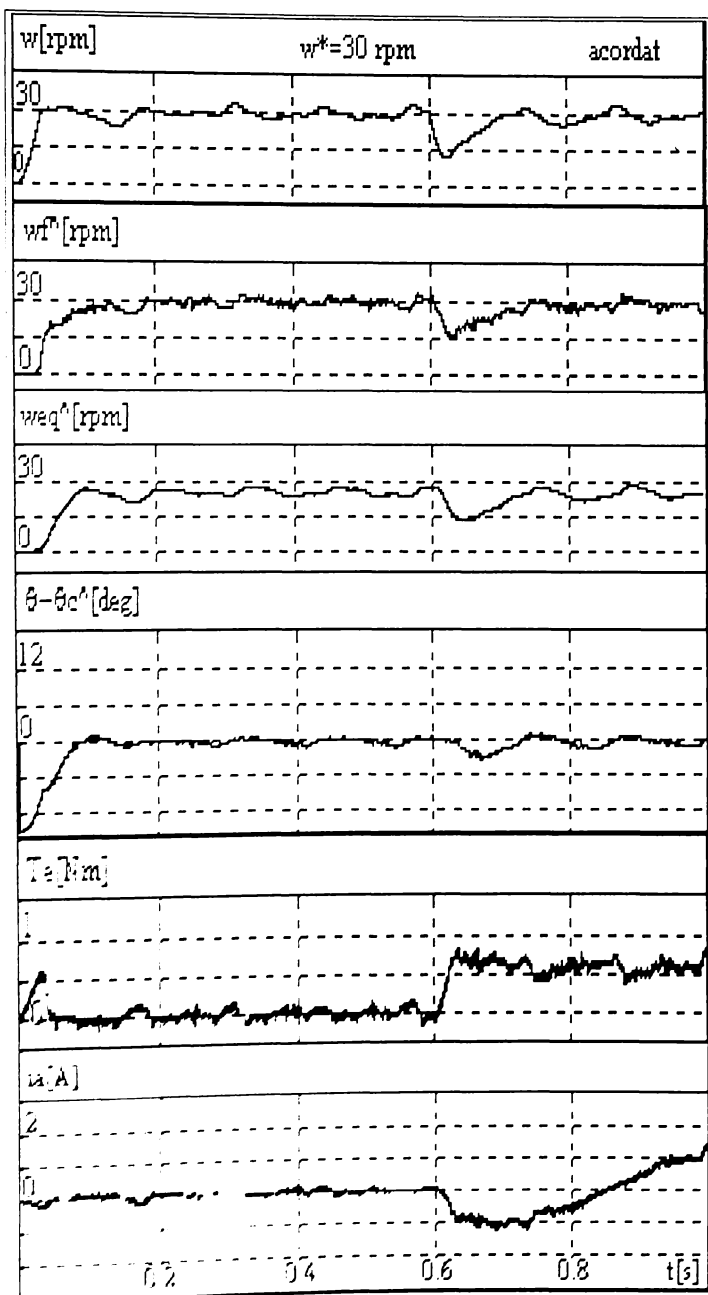
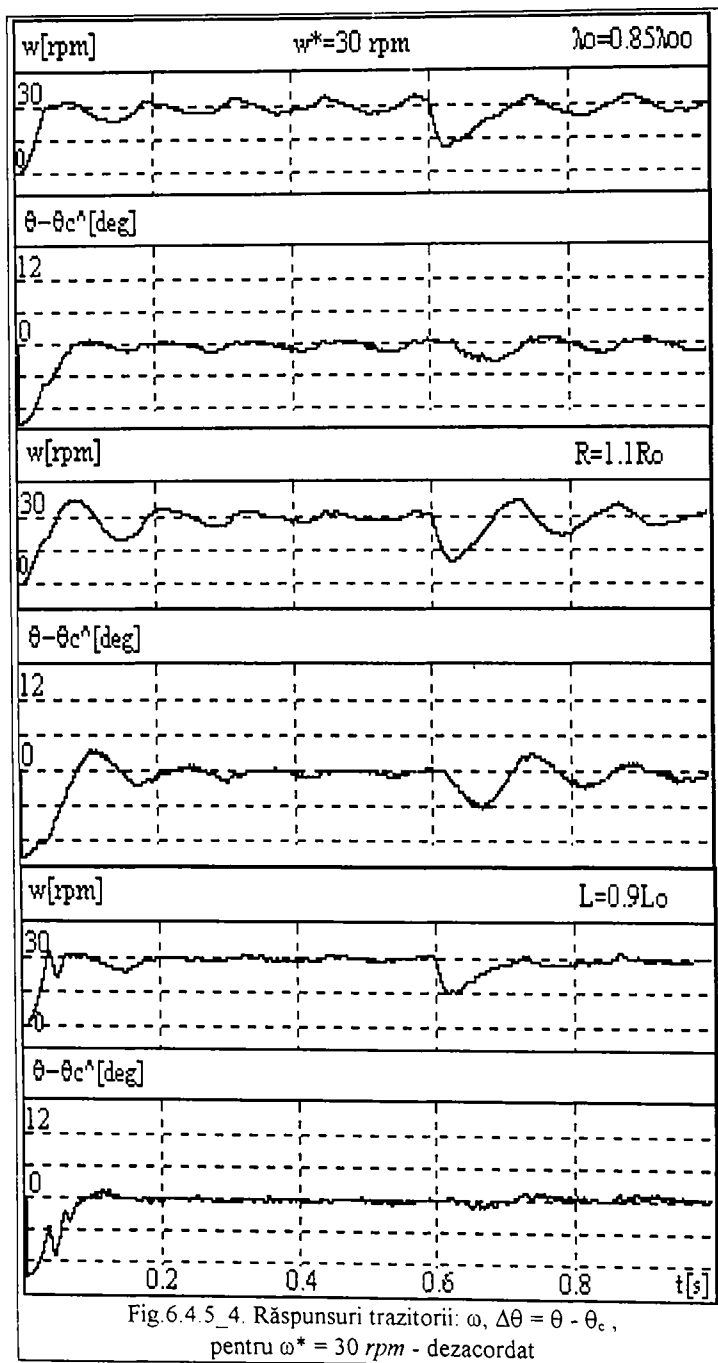
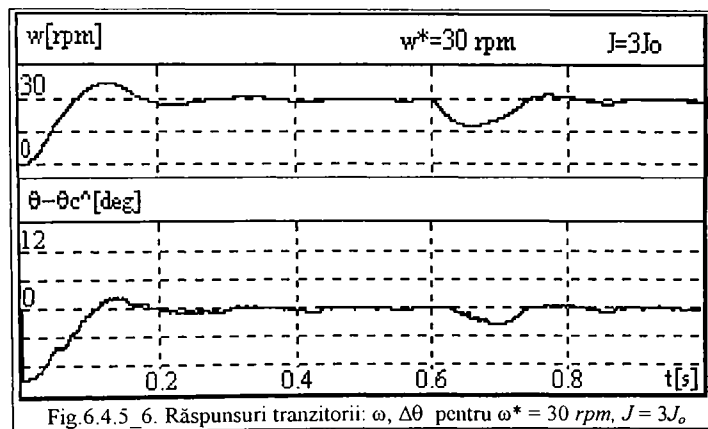
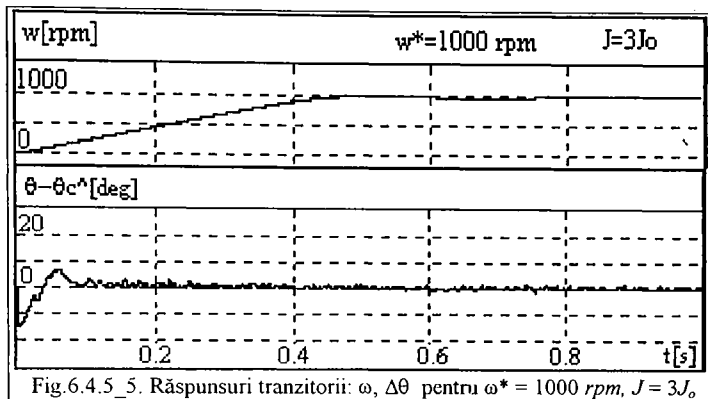


Fig. 4.7: Pășquis în viteză  $w$ ,  $w_r^$ ,  $w_{eq}^$ ,  $\Delta\theta = \theta - \theta_c$ ,  $T_e$ ,  $i_a$ , pentru  $w^* = 30 \text{ rpm}$  - observator acordat





- 2.) În proiectarea observatorului se utilizează parametrii electromagnetici ai MSMP, și anume doar: rezistența  $R_o$  și inductanța  $L_o$ , deci se poate afirma că observatorul este robust la variația celorlalți parametri: fluxul magnetului permanent  $\lambda_o$ , momentul de inerție  $J$ , etc.
- 3.) Proiectarea compensatorului PI din observatorul VSS+PI utilizează metoda optimului simetric generalizat cu avantajul asigurării unei rezerve maxime de fază.
- 4.) Robustețea estimării poziției și vitezei este bună, testată prin simulare numerică considerând răspunsuri severe cu semnal treaptă pentru referința de viteză și pentru cuplul de sarcină în condițiile: -domeniu de viteze mici și mari (30-1000 rpm); -variație reală a parametrilor; -cuplu electromagnetic tranzitoriu într-un domeniu larg.
- 5.) Rezultatele de simulare conduc la următoarea recomandare: -la viteze mici, perioada de eșantionare să fie micșorată.
- 6.) Stabilitatea de estimare asimptotică a observatorului este foarte bună, fără erori de regim staționar, în toate situațiile studiate.
- 7.) Rezultatele de simulare numerică sunt în concordanță cu cele ale abordării teoretice. Observatorul OMA\_a demonstrează performanțe dinamice și de regim permanent foarte bune în sisteme de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP, într-o gamă moderată de viteze, recomandându-se o perioadă de eșantionare cât mai mică.

## 6.4.7. Rezultate experimentale comparative privind structurile cu observatoare cu moduri alunecătoare în referențial statoric și în referențial rotoric estimat

### 6.4.7.1. Preliminarii

Cele două structuri de observatoare prezentate în paragrafele 6.4 și respectiv 6.3 sunt:

- observator cu moduri alunecătoare în referențial statoric  $\alpha\beta$  (OMAA);
- observator cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat  $dq^\wedge$  (OMAd $^\wedge$ ).

Testele experimentale s-au efectuat pe standul experimental prezentat în capitolul 7. Programele specifice de implementare ale acestor observatoare pentru conducerea în timp real sunt specificate în anexa A și anume: A4.3 -pentru OMAA, respectiv A4.2 -pentru OMAd $^\wedge$ .

Din motive tehnice privind tranzistoarele de putere din inverterul de tensiune, tensiunea continuă la intrarea inverterului a fost fixată la  $V_{dc} = 60 V$ , iar amplitudinea curentului statoric a fost limitată la  $I_{lim} = 1,5 A$ . Prin urmare, pentru  $\lambda_{o0} = 0,092 Wb$  rezultă: -viteza electrică maximă  $\omega_{max} = 2/3V_{dc}/\lambda_0 = 430 rad/s$  ( $\omega_{mec} = 1000 rpm$ ); -cuplul electromagnetic maxim  $T_{emax} = 3/2p\lambda_0 I_{lim} = 0,8 Nm$ . Frecvența de comutație maximă a inverterului este de  $5 kHz$  ( $h = 200 \mu s$ ), mai bună ca cea de  $2 kHz$  din varianta originală analogică. Timpul mort al inverterului a fost neglijat în implementarea algoritmilor. Parametrii MSMP, dați în paragraful 6.1, au fost determinați experimental prin metode prezentate în paragraful 2.3. Pentru viitor, se întrevide posibilitatea de identificare automată a acestora utilizând o secvență specială la pornire.

*Poziției inițiale a rotorului la pornire* este stabilită cu un algoritm simplu care fixează poziția inițială la  $\theta_0 = 0$ , prin comanda unui vector de tensiune predeterminat. Se aplică inverterului secvența repetitivă de comutație  $S_{abc} = (100)/(000)$ , de cinci ori, cu un factor de umplere  $2ms/100ms$ . Prin urmare, rotorul se poziționează automat în axa fazei  $\alpha$ , deci  $\theta_0 = 0$ . Acest procedeu este valabil în aplicații care permit o mișcare necontrolată a rotorului la pornire,

*Rezultatele de simulare numerică* prezentate pentru cele două structuri de observatoare analizate dovedesc performanțe dinamice și staționare bune privind estimarea poziției și vitezei, și o bună robustețe la perturbații parametriche endogene și exogene, într-o gamă de viteze moderată, viteza minimă acceptabilă fiind  $nx10 rpm$ . Acest fapt confirmă rezultatele teoretice.

În cadrul simulărilor, plecând de la un set teoretic de parametri de proiectare pentru observatoare, s-a obținut -prin optimizări succesive, un al doilea set. Acești parametri au fost apoi reardați în cadrul experimentărilor, rezultând următoarele valori pentru algoritmi:

- 1.) -regulator de viteză PI-arw cu filtru PT1 pe referință:  $T_{en} = 0,1; k_p = 0,1; k_i = 1,1; k_{arw} = 10$ ;
- 2.) -OMAA:  $U_0 = 50, T_m = 0,05, k_p = 50, k_i = 5000, T_f = 0,01, \Phi = -0,25$ ;
- 3.) -OMAd $^\wedge$ :  $V_{od} = 20, V_{oq} = 50, T_{f2} = 0,001, k_p = 15, k_i = 3000, T_f = 0,01$ .

### 6.4.7.2. Rezultate experimentale comparative

În scopul efectuării unei comparații experimentale privind performanțele și limitările celor două structuri de observatoare, s-au efectuat teste experimentale extensive. Structura de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP, care utilizează alternativ observatoarele propuse, este cea prezentată în paragraful 6.1. Se are în vedere testarea performanțelor la viteză mică și mare, și la încărcare cu sarcină constantă.

S-au investigat regimurile tranzitorii severe -răspunsuri la referință de viteză treaptă la pornire pe durata de  $250 ms$ . Doar testele reprezentative sunt prezentate cuprinzând răspunsuri tranzitorii și de regim permanent pentru: -viteza electrică reală  $\omega$ ; -estimata vitezei electrice  $\omega^\wedge$  (viteza mecanică este  $\omega_m [rpm] = 2,4 \omega [rad/s]$ ); -estimata cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$ , și -eroarea de poziție  $\Delta\theta$ . În scopul punctării comparative a diferențelor între cele două observatoare, rezultatele au fost grupate în succesiuni pereche: a.) -OMAA și b.) -OMAd $^\wedge$ .

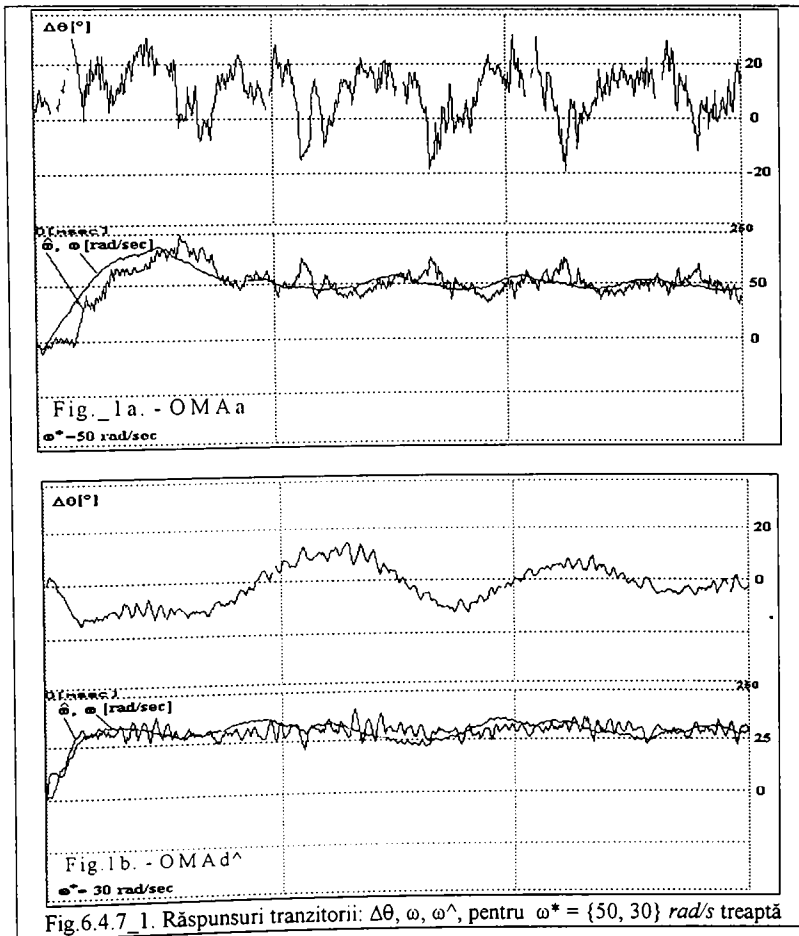


#### A.) Cazul vitezelor mici

Fig.6.4.7\_1a,b și fig.6.4.7\_2a,b arată răspunsurile tranzitorii la viteze mici pentru:  $\Delta\theta$ ,  $\omega$ ,  $\omega^\wedge$  și  $T_e^\wedge$  la referință de viteză treaptă: a)  $\omega^* = 50 \text{ rad/s}$  OMAa; b)  $\omega^* = 30 \text{ rad/s}$  OMA $\wedge$ .

Referitor la fig.6.4.7\_1, se remarcă următoarele comentarii:

- i.) a.) Eroarea de poziție maximă a OMAa este acceptabilă  $\Delta\theta_{\max} = \pm 20 \text{ grade}$ , și converge rapid către  $10 \text{ grade}$  valoare medie, însă cu pulsații mari de  $\pm 15 \text{ grade}$ .
- b.) Răspunsul erorii  $\Delta\theta$  a OMA $\wedge$  are o comportare substanțial mai bună:  $\Delta\theta_{\max} = \pm 12 \text{ grade}$ , convergența este fermă cu caracter ușor oscilant către zero, dar mai lentă:  $250 \text{ ms}$
- ii.) a.) Răspunsul în viteză  $\omega$  și  $\omega^\wedge$  al OMAa prezintă un suprareglaj mare, datorat și întârzierii la pornire vizibilă în estimata vitezei  $\omega^\wedge$  dar fără eroare staționară. Timpul de răspuns este  $70 \text{ ms}$ . Pulsațiile în viteza  $\omega$  sunt constante  $\pm 5 \text{ rad/s}$ , evidențiate clar la aceste viteze mici.
- b.) În cazul OSMd $\wedge$ , răspunsul în  $\omega$  și  $\omega^\wedge$  este mai bun, și ca urmare, viteza reprezentativă pentru turații mici este mai redusă  $30 \text{ rad/s}$ . Timpul de răspuns este mai mic:  $30 \text{ ms}$ , fără eroare staționară, cu pulsații constante de  $\pm 5 \text{ rad/s}$ .

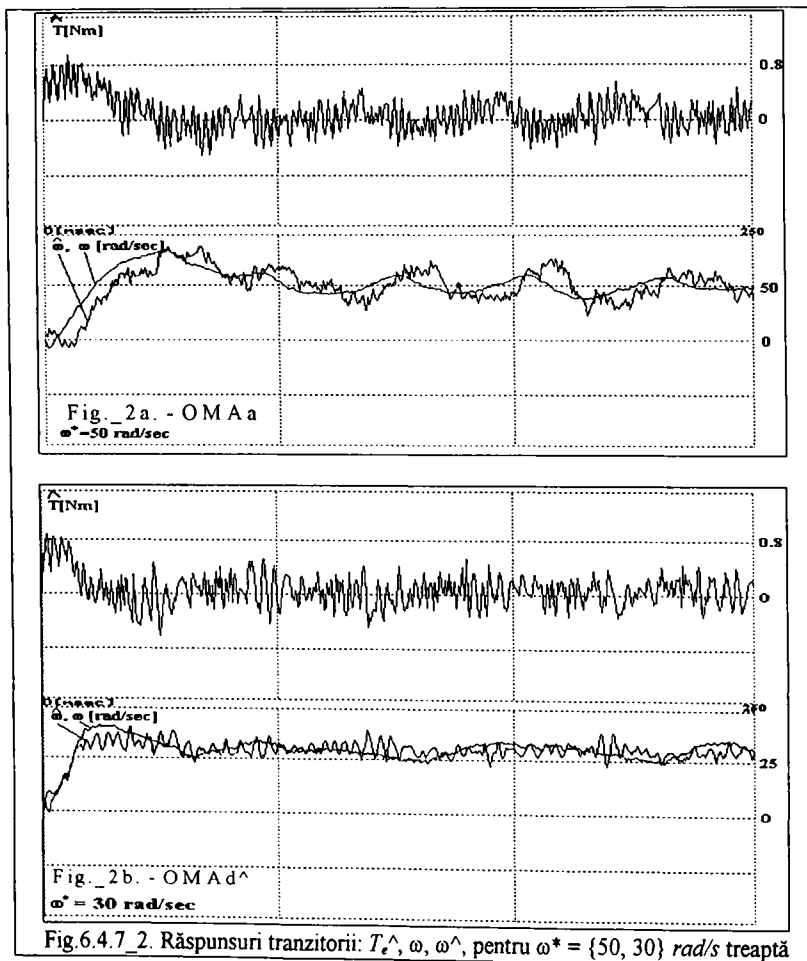


- c.) În amândouă cazurile, estimata  $\hat{\omega}$  urmărește bine viteza  $\omega$ , cu excepția pornirii incipiente unde apare un timp mort, ca în simulare -cu aceleași explicații. La OMAA întârzieră dinamică de urmărire este mai pronunțată.
- d.) Pulsațiile de frecvență mai ridicată prezente clar în estimata  $\hat{\omega}$  -fenomen specific modurilor alunecătoare, sunt filtrate de subsistemul mecanic și nu mai apar în  $\omega$ .

Referitor la fig.6.4.7\_2a,b , estimatele cuplului electromagnetic  $\hat{T}_e$  prezintă aproximativ aceeași alura a răspunsului.

- a.)  $\hat{T}_e$  este limitat de regulatorul de viteză la  $T_{emax} = 0,8 \text{ Nm}$ , conform calculelor teoretice.
- b.) Pulsațiile de frecvență mai ridicată din estimata  $\hat{\omega}$  se regăsesc în  $\hat{T}_e$ , ca și în simulare.
- c.) În regim permanent,  $\hat{T}_e$  are o valoare medie zero, sarcina fiind nulă.

În concluzie, la viteze mici, în regimuri tranzitorii și permanente, observatorul OSMd<sup>^</sup> este superior. Pe de altă parte, se poate afirma anticipat că OSMa poate fi mai robust la perturbații parametrice și de sarcină datorită unui răspuns al erorii de poziție  $\Delta\theta$  mai rapid.

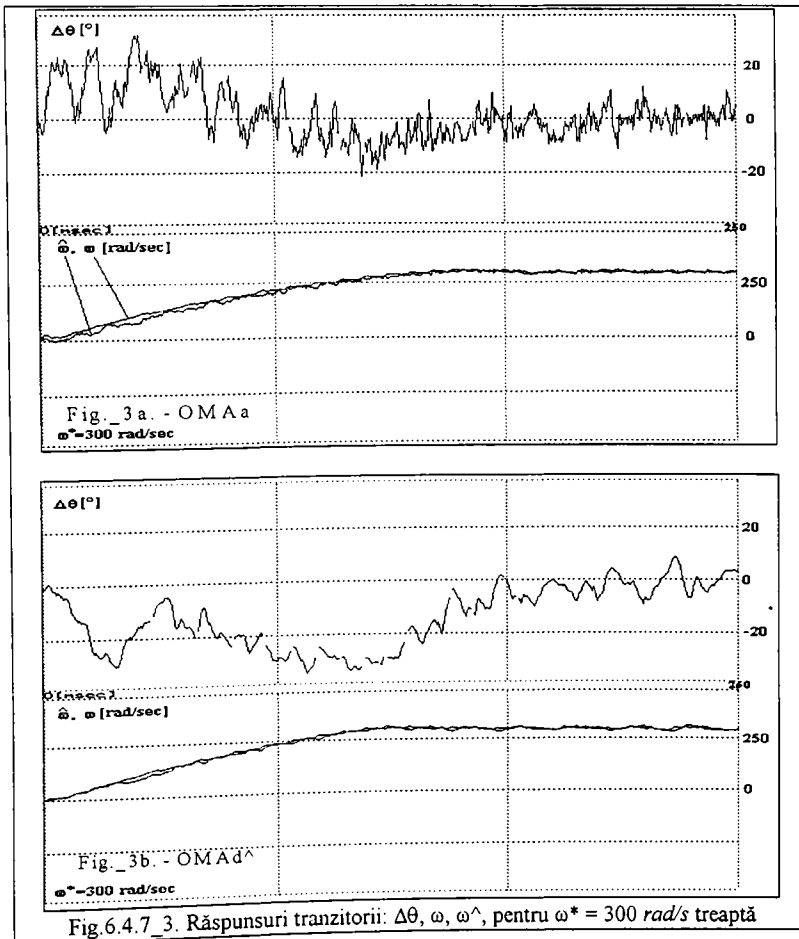


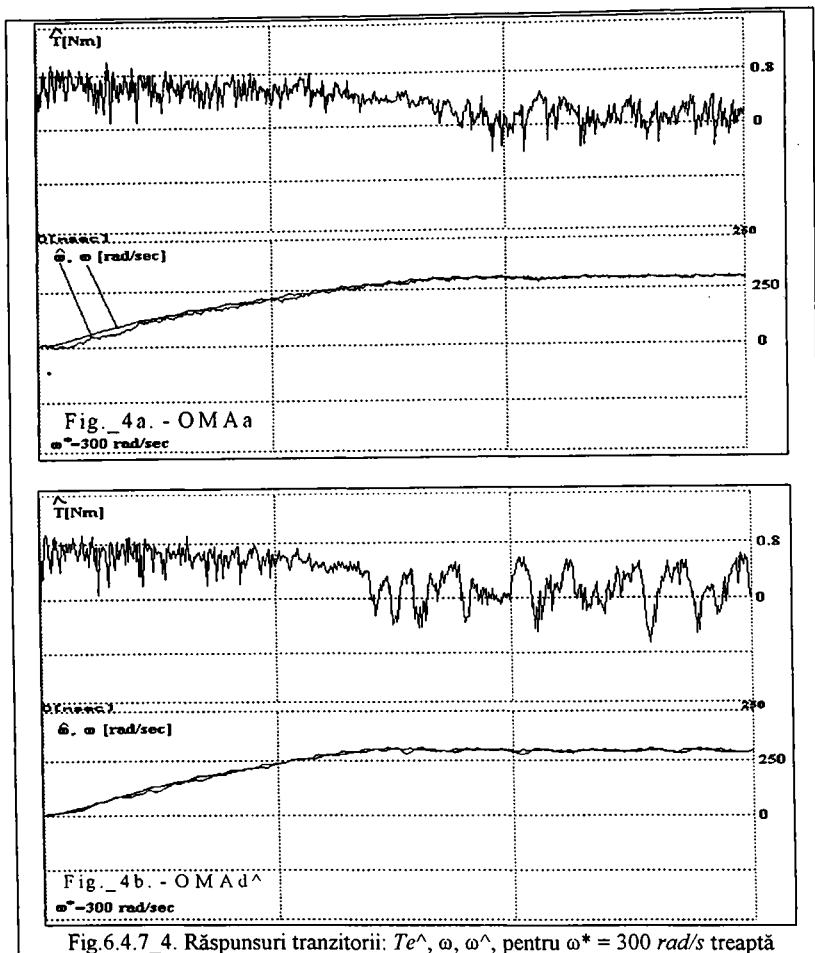
### B.) Cazul vitezelor mari

Fig.6.4.7\_3a,b și fig.6.4.7\_4a,b arată răspunsurile tranzitorii la viteze mari pentru:  $\Delta\theta$ ,  $\omega$ ,  $\omega^\wedge$  și  $T_e^\wedge$  la referință de viteză treaptă:  $\omega^* = 300 \text{ rad/s}$ , viteza maximă fiind  $\omega_{max} = 430 \text{ rad/s}$ .

- i.) Erorile de poziție  $\Delta\theta$  maxime sunt:  $30 \text{ grade}$  pentru OSMa;  $-30 \text{ grade}$  pentru OSMd $^\wedge$ . În ambele cazuri  $\Delta\theta$  converge către zero cu pulsații de  $\pm 5 \text{ grade}$ , mai rapid fiind OSMa.
- ii.) În ambele cazuri, răspunsurile în viteză sunt foarte bune: fără suprareglaj, fără statism, cu timp de răspuns de  $150 \text{ ms}$  pentru OSMa;  $120 \text{ ms}$  pentru OSMd $^\wedge$ , asemănător cu simularea.
- iii.) Estimatele vitezei  $\omega^\wedge$  prezintă acuratețe de estimare urmărind fidel viteza reală  $\omega$ . Și în acest caz, OSMa prezintă o întârziere de estimare  $\omega^\wedge$  la pornirea incipientă.
- iv.) Referitor la fig.6.4.7\_4a,b, în perioada de accelerare, ambele estimate ale cuplului electromagnetic  $T_e^\wedge$  prezintă același răspuns limitat la  $0,8 \text{ Nm}$ . Pe de altă parte, în regim permanent fără sarcină, OSMa are o comportarea mai bună, cu pulsații în cuplu mai reduse.

În concluzie, la viteze mari, în regimuri tranzitorii și permanente, ambele observatoare au comportări foarte bune. Din punct de vedere al pulsațiilor în cuplu în regim permanent fără sarcină, OSMa este mai bun.





### C.) Cazul încărcării cu sarcină - regimuri permanente

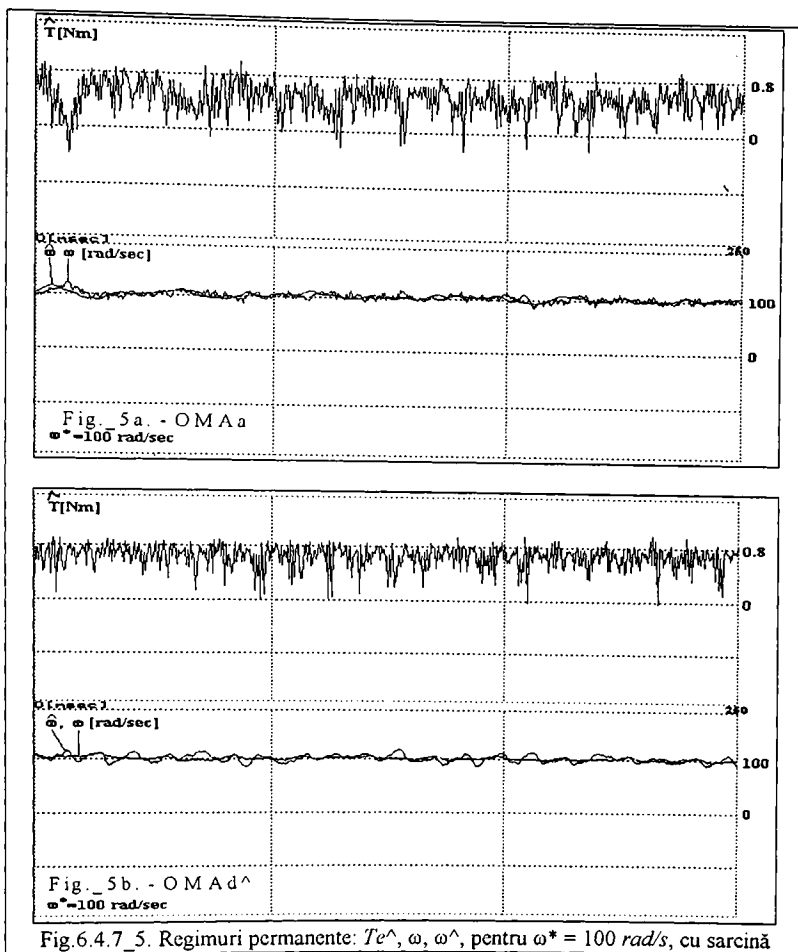
În fig.6.4.7\_5a,b se prezintă regimurile permanente ale:  $T_e^{\wedge}$ ,  $\omega$  și  $\omega^{\wedge}$  la viteza  $\omega^* = 100 \text{ rad/s}$  cu încărcare constantă, aproape de limitarea de cuplu.

- i.) Pulsațiile în cuplul  $T_e^{\wedge}$  sunt mai pregnante în cazul observatorului OMAa, pe când la OMA d^ se observă o valoare medie mai bună.
- ii.) Regimul permanent al vitezei  $\omega$  este fără statism, cu pulsații mici în viteza  $\omega$ , și pulsații acceptabile în estimata vitezei  $\omega^{\wedge}$ , ceva mai mari în cazul OMA d^.

În concluzie, încărcarea cu sarcină constantă nominală la viteze medii, conduce la regimuri permanente bune pentru ambele observatoare.

*Observația 6.4.7.1.* La proiectarea structurii observatorului OMA în referențialul statoric s-a considerat o MSMP izotropă, cea din cazul experimental fiind anizotropă, și deci această aproximare poate constitui o cauză a rezultatelor mai modeste ale OMAa la viteze mici.

Pentru ambele observatoare, cazul cel mai defavorabil apare la viteze mici sub 30-50  $\text{rad/s}$  (70-120  $\text{rpm}$  -viteze mecanice). Tendințele de instabilitate pot fi explicate în principal, prin erori ce apar în măsurarea curenților și prin controlul inadecvat al inverterului de tensiune.



Tensiunea statică devine mică și efectul următoarelor *erori* apare semnificativ:

- i.) -erori în estimarea inițială a parametrilor electromagnetici;
- ii.) -variația parametrilor cu temperatura, în special rezistența statică  $R$ ;
- iii.) -pierderi de tensiune nesimetrice pe elementele de comutație din inverter;
- iv.) -pierderi de tensiune pe conductoarele din circuitele de forță;
- v.) -variația tensiunii la intrarea inverterului  $V_{dc}$ ;
- vi.) -timpul mort la comutația inverterului;
- vii.) -zgomotul de comutație reflectat în măsurarea curenților statorici mici.

*Soluții de îmbunătățire* sunt următoarele:

- i.) -utilizarea unui inverter perfecționat cu frecvență de comutație  $n \times 10 \text{ kHz}$ ;
- ii.) - micșorarea perioadei de eșantionare -rezonabil la  $50\text{-}100 \mu\text{s}$ , folosind procesoare rapide;
- iii.) -medierea curentului cu efectuarea mai multor achiziții într-o perioadă de eșantionare;
- iv.) -compensarea timpului mort al inverterului;
- v.) -utilizarea unui observator adaptiv, cu estimarea în timp real a parametrilor;
- vi.) -combinarea observatoarelor propuse cu alte soluții ce dau rezultate numai la viteze mici.

### 6.4.7.3. Concluzii

- 1.) Rezultatele testelor experimentale extensive demonstrează fezabilitatea celor două structuri de observatoare cu moduri alunecătoare pentru estimarea poziției și vitezei MSMP pentru viteze mecanice mai mari ca: 70 rpm (OMAd<sup>^</sup>), respectiv 120 rpm (OMAA). Principala dificultate este estimarea vitezelor mici.
- 2.) În gama vitezelor mici, rezultatele cele mai bune s-au obținut cu observatorul OMAd<sup>^</sup>, care deci se recomandă în aplicații.
- 3.) În gama vitezelor medii și mari, ambele observatoare dau rezultate foarte bune, OMAA fiind ceva mai bun din punct de vedere al pulsațiilor în cuplu în regim permanent fără sarcină.
- 4.) Ambele observatoare prezintă o bună stabilitate în gama de viteze precizată. Convergența asimptotică a eroarii de poziție este asigurată, dar cu pulsații ce depind de viteză și sarcină.
- 5.) Rezultatele experimentale pot fi îmbunătățite prin utilizarea unui inverter mai rapid cu frecvența de comutație 10-20 kHz, cu sistem de conducere mai rapid cu procesor de semnal cu resurse de microcontroler. Timpul mort al inverterului se va compensa.
- 6.) Pentru domeniul de viteze mici sub 70 rpm, inclusiv viteză zero, se vor investiga alte soluții de estimare, principal diferite.

## 6.5. Structură de observator de viteză adaptiv cu model de referință

### 6.5.1. Preliminarii

Acest paragraf dezvoltă o structură de observator de viteză adaptiv cu model de referință al tensiunii induse, poziția fiind calculată din estimata tensiunii induse. Mărimile măsurate sunt doar curenții statorici și eventual, tensiunea continuă de la intrarea inverterului. Observatorul se utilizează în conducerea fără traductoare de mișcare a acționărilor cu MSMP.

Structura observatorului adaptiv dezvoltat în continuare se bazează pe următoarele idei:

- i.) Tensiunea indusă prin rotație  $e$  este o mărime armonică în referențialul statoric  $\alpha\beta$  și conține informații privind poziția unghiulară  $\theta$  și viteza unghiulară  $\omega$ ;
- ii.) Estimarea tensiunii induse  $e^{\wedge}$  are ca mărimi de intrare curentul statoric  $i$  și tensiunea statorică  $u$  și utilizează două soluții echivalente: -tehnica filtrării adaptive sau -un observator adaptiv extins pentru estimarea perturbației, unde tensiunea indusă  $e$  este privită ca perturbație în subsistemul electromagnetic;
- iii.) Estimarea vitezei  $\omega^{\wedge}$  din  $e$  utilizează un observator adaptiv cu model de referință (OAMR).

Avantajul structurii propuse este acela că cele două secțiuni ale observatorului pot fi acordate independent și că estimarea este robustă la variații de parametri ai MSMP. Dezavantajul principal îl constituie faptul că mărimea de bază estimată este tensiunea indusă  $e$  care are modulul proporțional cu viteza  $\omega$  și deci, la turații mici ( $n \times 10$  rpm) tensiunea indusă  $e$  este mică, iar perturbațiile datorită comutațiilor inverterului și variațiile parametrice sunt importante și afectează în mod foarte serios estimarea tensiunii induse  $e$ .

Lucrările de referință care au constituit punctul de plecare pentru dezvoltarea structurii observatorului propus sunt: [Tomi98] -observator de viteză adaptiv cu utilizarea unui observator de perturbație; [Andr98a] -observator de poziție și viteză adaptiv cu moduri alunecătoare; [Andr98d] -observator de poziție și viteză adaptiv cu observator de flux. O parte însemnată din dezvoltările din acest paragraf sunt prezentate pentru prima dată în teză.

### 6.5.2. Estimator de tensiune indusă cu tehnica filtrării adaptive

Modelul matematic al subsistemului electromagnetic (EM) al unei MSMP izotrope în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , model prezentat în paragraful 2.2.3, este reluat concis în continuare în scopul clarității expunerii, cu notațiile cunoscute, unde  $e$  -tensiunea indusă prin rotație.

$$\text{EM: } L \dot{i} = -Ri + u - e, \quad i(0) = i_0 \quad (6.5.2-1)$$

$$e = \omega \lambda_0 e^{j(\theta + \pi/2)} \quad (6.5.2-2)$$

Din ecuația (6.5.2-1) se poate calcula direct tensiunea indusă  $e$  măsurând  $u$  și  $i$ , dar intervine ca problemă obținerea derivatei curentului statoric  $i$ . Estimata tensiunii induse  $e^\wedge$  se poate obține utilizând tehnica filtrării prezentată în paragraful 4.1.1. Ideea de bază se referă la modalitatea de obținere a derivatelor care să satisfacă condiția de cauzalitate, -de realizabilitate fizică. În mod natural, pentru a obține derivata de ordin  $m$  a unei variabile se poate folosi un filtru de ordin  $n \geq m$  (PTn), care se utilizează frecvent în filtrarea mărimilor din proces, filtru înseriat cu un derivator pur de ordin  $m$ . Apare însă problema întârzierilor introduse de acest filtru. În concret, pentru obținerea estimatei  $e^\wedge$ , în ecuația (6.5.2-1) ordinul derivatei este 1 și deci se va folosi un filtru cu  $n \geq 1$ . Se alege cel mai simplu filtru trece jos, cel de ordin 1 (FTJ1) cu atenuarea  $A_f$  și faza  $\theta_f$  caracterizat în domeniul frecvență de funcția de transfer (6.5.2-3).

$$H = \frac{\hat{e}}{e} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} = A_f e^{-j\theta_f}, \quad A_f = 1 / \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}, \quad \theta_f = \arctg(\omega\tau) \quad (6.5.2-3)$$

Expresia vectorială a estimatei  $e^\wedge(e_a^\wedge, e_\beta^\wedge)$ , folosind tehnica filtrării, se obține din (6.5.2-2) și (6.5.2-3).

$$\hat{e} = e H, \quad \hat{e} = \hat{e} e^{j(\hat{\theta} + \pi/2)}, \quad \hat{e} = \omega \lambda_0 A_f, \quad \hat{\theta} = \theta - \theta_f \quad (6.5.2-4)$$

Relația (6.5.2-4) evidențiază faptul că faza  $\hat{\theta}$  a estimatei  $e^\wedge$  este întârziată față de faza  $\theta$  a tensiunii induse  $e$  cu  $-\theta_f$ . Dar din (6.5.2-3) rezultă că  $\theta_f(\omega)$  este variabilă cu  $\omega$  și deci afectează estimata  $\hat{\theta}$ . În scopul eliminării acestui dezavantaj major se introduce un *filtru adaptiv funcție de viteză*  $\omega$  FTJA1 [Andr98a], cu proprietatea  $\theta_f = \text{constant}$  deci independent de  $\omega$ . În acest caz, din (6.5.2-3) rezultă  $|\omega| \tau = c$  și deci:

$$\tau = c / |\omega|, \quad c > 0 \quad (6.5.2-5)$$

Constanta  $c$  se alege din două considerente contradictorii:

- i.) -o bună filtrare a perturbațiilor generate de inverter, adică  $c$  mare:  $\tau \geq 4 T_{mv}$ ;
- ii.) -faza  $\theta_f$  cât mai mică, adică  $c$  mic.  $\tau$  este limitat inferior de perioada de eşantionare  $h$ , cel mai defavorabil caz fiind pentru  $\omega_{max}$ . Conform teoremei eşantionării a lui Shannon  $\tau \geq 2h$ .

De exemplu, pentru  $T_{mv} = h = 0,1 \text{ ms}$ ,  $p = 4$ ,  $\omega_{max} = 4 \times 150 = 600 \text{ rad/s}$ , dacă se alege  $c = 0,25$  rezultă  $\tau_{min} = 0,4 \text{ ms}$ ,  $A_f = 0,97$  și  $\theta_f = 0,24 \text{ rad} = 14^\circ$ .

În scopul compensării întârzierii de fază  $\theta_f$ , de această dată constantă -independentă de  $\omega$ , estimata compensată  $\theta_c^\wedge$  a lui  $\theta$  se obține simplu din (6.5.2-4).

$$\hat{\theta}_c = \hat{\theta} + \theta_f \quad (6.5.2-6)$$

În rezumat, estimatorul de tensiune indusă  $e^\wedge$  ( $\mathbf{Ee}_1^\wedge$ ) are ecuația vectorială (6.5.2-7) care se obține din (6.5.2-1) utilizând un filtru adaptiv FTJA1 funcție de estimata vitezei  $\omega^\wedge$  cu condiția (6.5.2-5).

$$\mathbf{Ee}_1^\wedge: \hat{e} = \frac{u - (R_o + sL_o)i}{1 + s\tau}, \quad \tau = \frac{c}{|\hat{\omega}|} \quad (6.5.2-7)$$

unde indicele "o" indică estimate ale parametrilor, în cazul de față  $R_o$  și  $L_o$ .

În fig.6.5.2\_1a se prezintă o variantă de realizare a estimatei  $e^\wedge$  (6.5.2-7), care pune în evidență obținerea estimatei derivatei curentului  $i^\wedge$  prin tehnica filtrării.

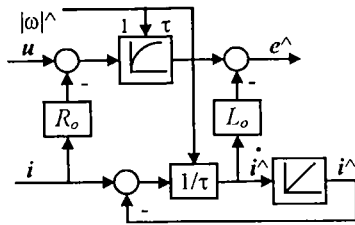


Fig 6.5.2\_1a. Estimatorul  $\mathbf{Ee}_1^\wedge$

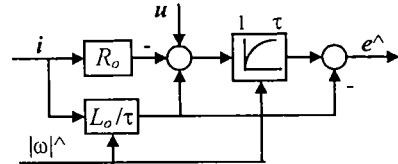


Fig.6.5.2\_1b. Estimatorul  $\mathbf{Ee}_2^\wedge$

În scopul obținerii unei realizări echivalente mai compacte a estimatei  $e^\wedge$  (fig.6.5.2\_1b), care să conțină un singur element cu dinamică tip PT1, relația (6.5.2-7) se rescrie:

$$\mathbf{Ee}_2^\wedge: \hat{e} = \frac{u - R_o i}{1 + s\tau} - \frac{L_o}{\tau} \left(1 - \frac{1}{1 + s\tau}\right) i = \frac{u + (-R_o + L_o / \tau) i}{1 + s\tau} - \frac{L_o}{\tau} i \quad (6.5.2-8)$$

Estimata poziției compensate  $\theta_c^\wedge$  [Andr98a] rezultă din relațiile (6.5.2-6) și (6.5.2-4), estimata  $e^\wedge$  ( $e_\alpha^\wedge, e_\beta^\wedge$ ) fiind dată de (6.5.2-7). Se preferă soluția cu arcsin:  $[-1, 1] \rightarrow [0, 2\pi]$ .

$$\hat{\theta}_c = -\arctg \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} + \theta_f, \quad \text{sau} \quad \hat{\theta}_c = -\arcsin \frac{\hat{e}_\alpha}{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}} + \theta_f, \quad \theta_f = 0,24 \text{ rad} \quad (6.5.2-9)$$

Stabilitatea estimatorului  $\mathbf{Ee}_1^\wedge$ , sau echivalent  $\mathbf{Ee}_2^\wedge$ , este asigurată având în vedere că realizarea acestuia este constituită din două elemente de ordin 1 decuplate, corespunzătoare componentelor  $\alpha\beta$ . În scopul evitării unor eventuale probleme de instabilitate datorită caracterului adaptiv nelinier al FTJA1 se poate înlocui intrarea de adaptare  $\omega^\wedge$  cu  $\omega^*$  obținută de la un model de ordin redus (PT1) al sistemului de acționare având intrarea  $\omega^*$  [Andr98d].

La turații mici ( $\omega < n \times 10 \text{ rpm}$ ), tensiunea  $u$  este mică, și pentru cupluri de sarcină mici curentul  $i$  este mic și deci estimata  $e^\wedge$  ( $e_\alpha^\wedge, e_\beta^\wedge$ ) rezultă de valori mici. Perturbațiile care generează erori semnificative de estimare la turații mici sunt: zgomote datorită comutațiilor inverterului care apar în măsurile măsurate  $i$  și  $u$ ; erori în estimarea parametrilor  $R_o, L_o$ ; timpul mort al inverterului; erori de cuantizare și eșantionare. În consecință, această metodă -și oricare alta care estimează  $e^\wedge$ , nu poate fi folosită la turații mici.



### 6.5.3. Observator de tensiune indusă cu observator de perturbație adaptiv

A doua soluție pentru a determina estimata tensiunii induse  $e^{\wedge}$  folosește un observator adaptiv de perturbație, unde tensiunea indusă  $e$  este văzută ca și perturbație. În scopul sintezei observatorului extins (OEE) se consideră  $\dot{e} = 0$  ca model exogen al perturbației. În realitate  $e$  este o mărime armonică, dar erorile de estimare ale lui  $e$  cauzate de ipoteza  $\dot{e} = 0$  sunt mici [Tomi98]. Observatorul OEE (6.5.3-1) se compune din modelul EM (6.5.2-1) și un observator tip Luenberger (OL), de unde rezultă realizarea  $\mathbf{OEE}_1$  (6.5.3-2).

$$\text{EM}^{\wedge}: L_o \dot{\hat{i}} = -R_o i + u - \hat{e}, \quad \hat{i}(0) = \hat{i}_0 \quad (6.5.3-1)$$

$$\text{OL}^{\cdot}: \dot{\hat{e}} = -k L_o (\hat{i} - \hat{i}), \quad k > 0, \quad \hat{e}(0) = \hat{e}_0$$

$$\mathbf{OEE}_1: \dot{\hat{e}} = -k(L_o \hat{i} + R_o i - u + \hat{e}), \quad \hat{e}(0) = \hat{e}_0 \quad (6.5.3-2)$$

Ecuția dinamică a erorii de estimare  $\Delta e$ , în cazul unei acordări ideale a observatorului  $\mathbf{OEE}_1$  -adică:  $R_o = R$  și  $L_o = L$ , se obține din (6.5.2-1) și (6.5.3-2) în ipoteza considerată  $\dot{e} = 0$ .

$$\Delta \dot{e} = -k \Delta e, \quad \Delta e = e - \hat{e} \quad (6.5.3-3)$$

Stabilitatea asimptotică a  $\mathbf{OEE}_1$  este garantată pentru  $k > 0$ . Viteza de convergență este dictată de alegerea polului  $\omega_o = k$ . Pentru  $k = 1/\tau$ , observatorul  $\mathbf{OEE}_1$  (6.5.3-2) este identic cu estimatorul  $\mathbf{EE}_1^{\wedge}$  (6.5.2-7) care folosește tehnica filtrării adaptive implementată cu FTJAI adaptiv. Observațiile și concluziile privind realizarea (6.5.2-7) sunt valabile și în acest caz.

Pentru a elimina calculul derivatei curentului  $i$  din observatorul  $\mathbf{OEE}_1$  (6.5.3-2) se consideră o altă soluție analitică pentru realizarea acestuia. În acest scop se introduce o nouă variabilă:  $\varepsilon = \hat{e} + k L_o i$ , și deci  $\mathbf{OEE}_1$  (6.5.3-2) devine:

$$\mathbf{OEE}_2: \begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= k(u + (-R_o + k L_o) i - \varepsilon), & \varepsilon(0) &= \varepsilon_0 \\ \hat{e} &= \varepsilon - k L_o i \end{aligned} \quad (6.5.3-4)$$

Soluția (6.5.3-4) este identică cu realizarea (6.5.2-8) și deci are realizarea din fig.6.5.2\_1b.

În concluzie, cele două soluții prezentate pentru estimarea tensiunii induse  $e$  cu tehnica filtrării adaptive, respectiv cu observator de perturbație adaptiv, sunt perfect identice. Posibile realizări minimale sunt date în fig.6.5.2\_1a sau fig.6.5.2\_1b.

### 6.5.4. Observator de viteză adaptiv cu model de referință

O primă soluție de estimare a vitezei  $\omega^{\wedge}$  [Andr98a] are la bază faptul că estimata tensiunii induse  $e^{\wedge}$  este o mărime armonică cu modulul proporțional cu  $\omega$ , și deci din (6.5.2-4) rezultă:

$$\mathbf{E}\omega_1^{\wedge}: |\hat{\omega}| = \frac{|\hat{e}|}{\lambda_{oo} A_f} = \frac{1}{\lambda_{oo} A_f} \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \quad (6.5.4-1)$$

Această soluție prezintă două dezavantaje principale:

- i.) -estimata vitezei  $|\omega^\wedge|$  este dependentă de precizia de estimare a fluxului magnetului permanent  $\lambda_{00}$ . În principal,  $\lambda_{00}$  variază cu temperatura rotorică.
- ii.) -se determină doar modulul vitezei  $|\omega^\wedge|$ . Semnul vitezei poate fi estimat din derivata poziției  $\theta^\wedge$  care însă are erori mari de estimare la viteze mici, așa cum s-a arătat.

A doua soluție pentru estimarea vitezei  $\omega^\wedge$ , care elimină dezavantajele prezentate mai sus, utilizează un *observator adaptiv cu model de referință* (OAMR) în care  $\omega^\wedge$  este un parametru adaptiv care se dorește a fi determinat.

În regim permanent ( $\omega = \text{constant}$ ) din (6.5.2-2) rezultă că *modelul tensiunii induse e este de tip oscilator armonic* (6.5.4-2). Cum  $e^\wedge$  se estimează din (6.5.2-7), se poate obține o altă estimată  $e_m^\wedge (e_{m\alpha}^\wedge, e_{m\beta}^\wedge)$  a lui  $e$  cu un observator Luenberger (**OLE<sub>m</sub>**) care folosește modelul (6.5.4-2), și care are ca termen de corecție eroarea  $e^\wedge - e_m^\wedge$ , iar viteza  $\omega_m^\wedge$  este parametru adaptiv. În acest caz, modelul adaptiv este **OLE<sub>m</sub>** (6.5.4-3), modelul de referință fiind (6.5.2-7).

$$\dot{\hat{e}} = j \hat{\omega} \hat{e} \tag{6.5.4-2}$$

$$\text{OLE}_m: \dot{\hat{e}}_m = j \hat{\omega}_m \hat{e}_m + l (\hat{e} - \hat{e}_m), \quad l > 0, \quad \hat{e}_m(0) = \hat{e}_{m0} \tag{6.5.4-3}$$

Ecuția dinamică a erorii  $\epsilon$  se obține din (6.5.4-2) și (6.5.4-3) și este dată de expresia:

$$\dot{\epsilon} = (j \hat{\omega} - l)\epsilon + j (\hat{\omega} - \hat{\omega}_m) \hat{e}_m, \quad \epsilon = \hat{e} - \hat{e}_m \tag{6.5.4-4}$$

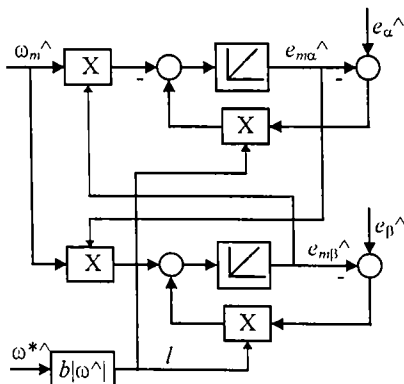


Fig.6.5.4\_1. Modelul adaptiv **OLE<sub>m</sub>**

Stabilitatea asimptotică a observatorului **OLE<sub>m</sub>** (6.5.4-3) rezultă din (6.5.4-4). Ea este garantată pentru poli cu parte reală negativă, adică  $l > 0$ , termenul liber fiind mărginit. Viteza de convergență este impusă de alegerea parametrului  $l$ . Având în vedere că observatorul lucrează la frecvență  $\omega$  variabilă în limite largi, *polul  $l$  se alege adaptiv funcție de  $|\omega^\wedge|$*  (6.5.4-5) [Andr98d].

$$l = b |\omega^\wedge| \tag{6.5.4-5}$$

Banda de frecvență maximă a observatorului apare la viteză maximă, ea fiind limitată de perioada de eșantionare. Banda se alege suficient de mare pentru a asigura o viteză de convergență bună, în concret se alege  $b = 4$ .

În fig.6.5.4\_1 se prezintă structura detaliată pe componentele  $\alpha\beta$  ale modelului **OLE<sub>m</sub>** (6.5.4-3), adaptiv cu viteza  $\omega_m^\wedge$ , cu banda de frecvență adaptivă cu viteza  $\omega^{*\wedge}$  (6.5.4-5).

Dinamica estimatei  $e_m^\wedge$  din (6.5.4-3) este rapidă comparativ cu dinamica estimatei vitezei  $\omega^\wedge$  dată de subsistemul mecanic (M), și deci  $\omega^\wedge$  poate fi privit ca un parametru adaptiv.

Vectorii  $e^\wedge$  și  $e_m^\wedge$ , în exprimare algebrică și trigonometrică, au expresiile (6.5.4-6) și reprezintă în fond aceeași mărime fizică, deci trebuie să fie identici asimptotic.

$$\begin{aligned} \hat{e} &= \hat{e}_\alpha + j \hat{e}_\beta = \hat{e} e^{j\hat{\theta}} \\ \hat{e}_m &= \hat{e}_{m\alpha} + j \hat{e}_{m\beta} = \hat{e}_m e^{j\hat{\theta}_m} \end{aligned} \tag{6.5.4-6}$$

Ideea de bază pentru estimarea vitezei  $\omega^\wedge$  exploatează fazele celor doi vectori din (6.5.4-6) și caută ca eroarea de fază  $\Delta\theta = \hat{\theta} - \hat{\theta}_m$  să convergă spre zero prin adaptarea parametrului  $\omega_m^\wedge$  din (6.5.4-3). Eroarea de fază  $\Delta\theta$  se estimează din relația (6.5.4-7) unde  $Im$  este operatorul parte imaginară și \* indică operatorul de conjugare. Din (6.5.2-4) și (6.5.4-7) rezultă  $\Delta\theta$  dat de (6.5.4-8).

$$\Delta\theta = \hat{\theta} - \hat{\theta}_m \approx \sin(\Delta\theta) = \frac{1}{\hat{e} \hat{e}_m^*} Im(\hat{e} \hat{e}_m^*), \quad \text{pentru } \Delta\theta \text{ mic} \quad (6.5.4-7)$$

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{(\omega\lambda_{o0})^2} (-\hat{e}_\alpha \hat{e}_{m\beta} + \hat{e}_\beta \hat{e}_{m\alpha}) \quad (6.5.4-8)$$

Relația (6.5.4-8) evidențiază faptul că factorul de amplificarea erorii  $\Delta\theta$  variază în limite foarte largi funcție de  $\omega$ . De exemplu, pentru  $\omega_{min}/\omega_{max} = 1/100$  rezultă un raport al coeficientului de amplificarea de 10 000/1 (la limită, pentru  $\omega \rightarrow 0$  rezultă  $\Delta\theta \rightarrow \infty$ ). Această observație punctează încă o dată limitările soluției la viteze mici.

Având informații asupra erorii de poziție  $\Delta\theta$  din (6.5.4-8) în scopul convergenței erorii  $\Delta\theta$  către zero se acționează în  $OLE_m$  (6.5.4-3) cu mărimea de execuție  $\omega_m^\wedge$  închizând astfel bucla de adaptare.

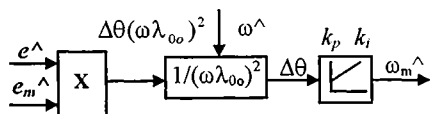


Fig.6.5.4\_2a. Mecanism de adaptare PI adaptiv

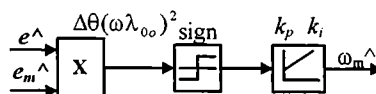


Fig.6.5.4\_2b. Mecanism de adaptare VSS+PI

- *O primă soluție* pentru a obține  $\omega^\wedge$  este prezentată în fig.6.5.4\_2a, unde se utilizează un compensator tip PI ( $k_p, k_i$ ) înseriat cu un *element adaptiv* care să compenseze variația factorului de amplificarea a erorii  $\Delta\theta$  cu  $\omega^2$ . Această structură neliniară poate crea probleme de stabilitate. Pentru a evita acest fapt, se poate înlocui intrarea în elementul adaptiv  $\omega^\wedge$  cu  $\omega^{*\wedge}$  obținută de la un model de ordin redus (PT1) al sistemului de acționare cu intrarea  $\omega^*$  [Andr98d].
- *A doua soluție* pentru a obține  $\omega^\wedge$  utilizează un sistem cu structură variabilă (VSS) tip releu bipozițional înseriat cu un compensator PI (fig.6.5.4\_2b). Această soluție VSS+PI este naturală la aplicații ale sistemelor cu parametri variabili în limite largi dar mărginiți, așa cum este de altfel cazul și în situația prezentată. În scopul reducerii efectului de “chattering” datorat comutațiilor de pe calea  $k_p$  se utilizează un filtru trece jos (PT1) cu o constantă de timp cel puțin cu un ordin de mărime mai mare ca perioada de eșantionare. O altă posibilitate este aceea de a folosi în locul elementului bipozițional un element de limitare având o caracteristică liniară cu limitare.

Compensatoarele PI din mecanismele de adaptare se proiectează prin metoda *optimului simetric generalizat* [Prei96], [Kaur97]. Metoda prezentată în paragraful 6.4.2, se bazează pe realizarea simetriei caracteristicilor de frecvență ale sistemului deschis (diagramele Bode) și are avantajul că asigură o rezervă de fază maximă pentru fiecare valoare adoptată pentru parametrul  $m$ .

În rezumat, observatorul de viteză  $\omega^\wedge$  de tip adaptiv cu model de referință (OAMR), prezentat în fig.6.5.4\_3, este compus din modelul adaptiv **OLE<sub>m</sub>** (6.5.4-3) și mecanismul de adaptare cu compensator VSS+PI. Modelul adaptiv **OLE<sub>m</sub>** cu observator Luenberger conține modelul (6.5.4-2), are parametrul adaptiv viteză  $\omega_m^\wedge$  și estimează tensiunea indusă  $e_m^\wedge$ . Mecanismul de adaptare prelucrează cele două exprimări ale tensiunii induse  $e$  ( $e^\wedge$  și  $e_m^\wedge$ ) în scopul obținerii erorii de poziție  $\Delta\theta$  (6.5.4-8). Compensatorul VSS+PI estimează  $\omega_m^\wedge$  care acționează în modelul adaptiv **OLE<sub>m</sub>** (6.5.4-3) ca mărime de execuție în scopul convergenței către zero a erorii  $\Delta\theta$ .

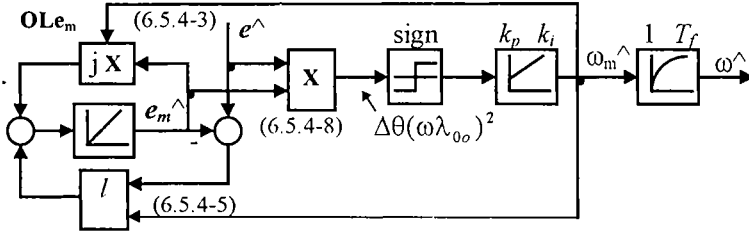


Fig.6.5.4\_3. Observator OAMR pentru  $\omega^\wedge$  cu VSS+PI

Observația 6.5.4-1. Structura din fig.6.5.4\_3 poate fi privită ca un *oscilator armonic sincronizat extern* cu un semnal  $e^\wedge$ , având corecție de amplitudine -compensatorul  $l$ , și corecție de fază -mecanismul de adaptare cu VSS+PI.

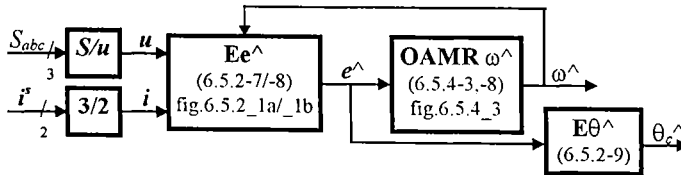


Fig. 6.5.4\_4a. Structura bloc completă a observatorului adaptiv de  $\omega^\wedge$  și  $\theta^\wedge$

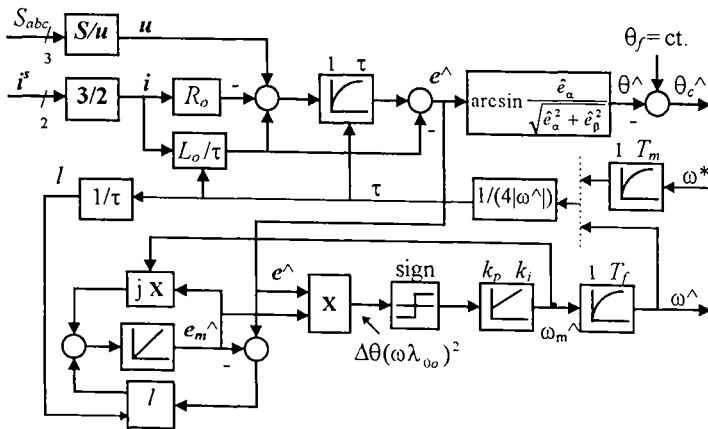


Fig. 6.5.4\_4b. Structura detaliată a observatorului adaptiv de  $\omega^\wedge$  și  $\theta^\wedge$

La această structură de observator OAMR nu apar probleme de determinare a semnului  $\omega^\wedge$ , iar estimarea este robustă la variații de parametri deoarece parametrii procesului nu intervin la proiectarea structurii. În concluzie, se elimină dezavantajele prezentate la soluția (6.5.4-1).

În concluzie, structura bloc completă a observatorului de  $\omega^\wedge$  și  $\theta^\wedge$  este prezentată în fig.6.5.4\_4a, iar structura detaliată a acestuia în fig.6.5.4\_4b.

Blocul  $S/u$  calculează vectorul de tensiune statorică  $u$  în referențialul  $\alpha\beta$  din: starea funcțiilor de comutație binară  $S_a, S_b, S_c \in \{0, 1\}$  livrate de sistemul de conducere către invertorul de tensiune, și tensiunea măsurată  $V_{dc}$  de la intrarea invertorului. Blocul 3/2 realizează transformarea  $abc \rightarrow \alpha\beta$  a vectorului curent statoric  $i$ .

Performanțele observatorului adaptiv cu model de referință din fig.6.5.4\_4b folosit la estimarea vitezei  $\omega^\wedge$  și poziție  $\theta^\wedge$  constituie o variantă robustă pentru sisteme de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP într-o gamă de viteze începând cu  $n \times 10 \text{ rpm}$ .

### 6.5.5. Concluzii

Principalele concluzii și contribuții sunt:

- 1.) Structura observatorului propus pentru a estima viteza și poziția MSMP, fără a utiliza traductoare de mărimi cinematice, se compune din două părți principale:
  - i.) -un estimator de tensiune indusă prin rotație care utilizează două soluții echivalente bazate pe modelul subsistemului electromagnetic al MSMP în referențialul statoric  $\alpha\beta$ ;
  - ii.) -un observator adaptiv cu model de referință (OAMR) folosit pentru a estima viteza din estimata tensiunii induse.
- 2.) Estimarea tensiunii induse se poate realiza prin două alternative, demonstrate a fi perfect identice, și anume: -un estimator cu tehnica filtrării adaptive, sau echivalent, -un observator adaptiv extins de perturbație, în ambele cazuri adaptarea fiind funcție de viteză.
- 3.) Structura observatorului de viteză adaptiv cu model de referință poate fi privită ca un *oscilator armonic sincronizat extern* cu estimata tensiunii induse, având:
  - i.) -o corecție de amplitudine adaptivă cu viteza cu compensator tip Luenberger;
  - ii.) -o corecție de fază realizată printr-un mecanism de adaptare neliniar cu compensator cu structură variabilă urmat de un element tip PI.
- 4.) Observatorul de viteză OAMR propus determină automat, în mod intrinsec, semnul vitezei estimate fără modificări de structură.
- 5.) În scopul îmbunătățirii stabilității observatorului, adaptarea parametrilor se realizează cu o estimată a vitezei obținută de la un model de referință de ordin redus al sistemului de acționare care are ca intrare referința de viteză.
- 6.) Estimarea vitezei și a poziție se realizează pe două căi complet separate, din estimata tensiunii induse, fapt care prezintă avantajul unei acordări independente a celor două căi.
- 7.) Robuștețea observatorului la variația parametrilor se caracterizează prin aceea că:
  - i.) -estimata poziției, calculată direct din estimata tensiunii induse, depinde numai de parametrii electromagnetici ai MSMP:  $R$  -rezistența statorică și  $L$  -inductanța statorică echivalentă, *fără a depinde de fluxul magnetului permanent  $\lambda_0$* .
  - ii.) -estimata vitezei obținută cu observatorul adaptiv cu model de referință din estimata tensiunii induse nu este afectată de variația parametrilor în regim permanent.
- 8.) Observatorul de viteză și poziție adaptiv propus constituie o variantă robustă pentru sisteme de conducere fără traductoare de mișcare a MSMP într-o gamă de viteze începând cu  $n \times 10 \text{ rpm}$ .

## 6.6. Structură cu observator de poziție și viteză adaptiv cu model de referință

### 6.6.1. Preliminarii. Principiul observatorului adaptiv cu model de referință

Observatoare bazate pe sisteme adaptive cu model de referință (OAMR) care utilizează modelul de tensiune și modelul de curent în scopul conducerii fără traductoare de mișcare a acționărilor cu mașini de inducție sunt prezentate în lucrări recente: [Scha92], [Kubo93], [Kubo94], [Jans94b], [Sang96], [Scho96], [Ilas96], [Lasc98], [Buja98]. Pe de altă parte, după cunoștința documentată a autorului, sunt foarte puține referințe în literatura de specialitate privind observatoare tip OAMR pentru conducerea fără traductoare de mișcare a acționărilor cu MSMP. Acest paragraf prezintă o nouă structură de observator tip OAMR pentru MSMP utilizat la estimarea următoarelor mărimi: fluxul din întrefier, viteza și poziția. Mărimile măsurate sunt doar curenții statorici și eventual tensiunea continuă de la intrarea inverterului de tensiune. Se prezintă structura observatorului, aspecte de implementare, structura de conducere a acționării MSMP care include observatorul propus, precum și rezultate experimentale concludente.

Lucrările de referință care au constituit punctul de plecare pentru dezvoltarea noii structuri de observator, prezentat prima dată în [Andr98d], sunt:

- i.) -observator de flux în domeniu larg de viteză *cu măsurarea poziției* [Andr94d], [Andr95], [Andr96a], bazate pe o structură care utilizează în paralel modelele de tensiune și curent cu o corecție după eroarea de flux în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , corecție depinzând de viteză în scopul îmbunătățirii stabilității integratorului pur din modelul de tensiune;
- ii.) -idei asupra diverselor abordări amintite mai sus privind observatoare tip OAMR folosite pentru acționări cu motoare de inducție fără traductoare de mișcare.

#### Principiul observatorului adaptiv cu model de referință pentru MSMP

În scopul de a estima fluxul din întrefier  $\lambda$ , viteza  $\omega$  și poziția  $\theta$ , în cadrul acționărilor cu MSMP fără traductoare de mișcare, se propune observatorul tip OAMR cu topologia principală prezentată în fig.6.6.1\_1. Două estimate ale vectorului flux din întrefier -anume  $\lambda_v^\wedge$  și  $\lambda_c^\wedge$ , se pot obține din două modele diferite. Primul model este un model de referință -modelul de tensiune  $E u^s$  (6.6.1-1) dependent de rezistența statorică  $R_o$ , cu un caracter de integrator pur, având ca intrări vectorii tensiune statorică  $u$  și curent statoric  $i$ . Al doilea model este un model adaptiv -modelul de curent  $E i^r$  (6.6.1-2) puternic dependent de parametrii magnetici  $\lambda_{oo}$ ,  $L_{do}$  și  $L_{qo}$  (în special de  $\lambda_{oo}$ ), având ca intrare vectorul de curent statoric  $i$ , și ca parametru adaptiv -poziția unghiulară electrică  $\theta^\wedge$  utilizată în operatorii de rotație. Un mecanism de adaptare având ca intrări cele două estimate ale vectorului flux  $\lambda_v^\wedge$  și  $\lambda_c^\wedge$ , care prezintă *forme de undă relativ curate (fără zgomot)*, extrage eroarea de poziție a fluxului și forțează convergența acestuia spre zero utilizând ca variabilă de execuție estimata poziției  $\theta^\wedge$ .

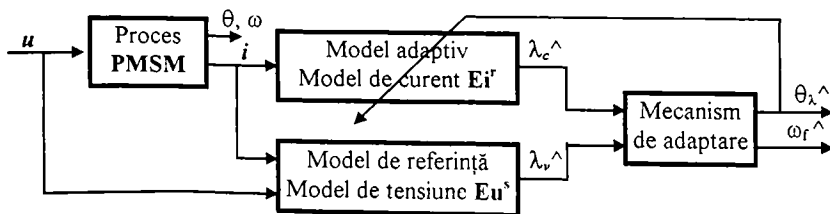


Fig.6.6.1\_1. Topologia de principiu a observatorului tip OAMR

$$\mathbf{Eu}^s: \quad \dot{\lambda}_v = \mathbf{u} - R\mathbf{i}, \quad \lambda_v(0) = \lambda_{v0} \quad (6.6.1-1)$$

$$\mathbf{Ei}^r: \quad \hat{\lambda}_c = (\lambda_{oo} + L_{do} i_d + j L_{qo} i_q) e^{j\hat{\theta}}, \quad i_d + j i_q = (i_\alpha + j i_\beta) e^{-j\hat{\theta}} \quad (6.6.1-2)$$

unde:  $\lambda_{oo}$  -fluxul magnetului permanent;  $L_{do}, L_{qo}$  -inductanțe sincrone;  $R$  -rezistența statorică. În general indicele "o" indică parametri estimați, iar indicele "^" indică variabile estimate.

Se ridică trei probleme spre rezolvare:

- i.) -corecția integratorului pur din modelul  $\mathbf{Eu}^s$  în observatorul de flux;
- ii.) -structura mecanismului de adaptare;
- iii.) -calculul poziției  $\theta^\wedge$  din unghiul de poziție al fluxului din întrefier  $\theta_\lambda^\wedge$  și conducerea cu orientare după câmp.

### 6.6.2. Observator de flux adaptiv

Un observator de flux din întrefier *cu măsurarea poziției*  $\theta$  care lucrează într-un domeniu larg de viteze a fost propus și dezvoltat în referințele [Andr94d], [Andr95], [Andr96a] fiind prezentat în paragrafele 4.2.3 și 5.2. Acest observator combină avantajele modelului de curent  $\mathbf{Ei}^r$  -la viteze mici, cu ale modelului de tensiune  $\mathbf{Eu}^s$  -la viteze medii și mari. În scopul corectării efectelor erorilor de offset de la intrarea integratorului pur din modelul  $\mathbf{Eu}^s$ , și în scopul realizării unei tranziții line între cele două modele funcție de viteză [Andr95], s-a propus observatorul  $\mathbf{O}$  (6.6.2-1) cu compensatorul  $\mathbf{K}$  (6.6.2-2) tip PI care generează corecția  $\mathbf{u}_c$  funcție de vectorul eroare de flux  $\Delta\lambda$ . Estimata  $\hat{\lambda}_c^\wedge$  se obține din estimatorul  $\mathbf{Ei}^r$  (6.6.1-2) care lucrează într-un referențial rotoric estimat  $dq^\wedge(\theta^\wedge)$  de unghi  $\theta^\wedge$ .

$$\mathbf{O}: \quad \dot{\hat{\lambda}}_v = \mathbf{u} - R_o \mathbf{i} + \mathbf{u}_c, \quad \hat{\lambda}_v(0) = \hat{\lambda}_{v0} \quad (6.6.2-1)$$

$$\mathbf{K}: \quad \mathbf{u}_c = \mathbf{K}_p \Delta\lambda + \mathbf{K}_i \int \Delta\lambda dt, \quad \Delta\lambda = \hat{\lambda}_c - \hat{\lambda}_v \quad (6.6.2-2)$$

$$k_p = \omega_1 + \omega_2, \quad k_i = \omega_1 \omega_2; \quad \omega_2 = 3 \dots 10 \omega_1, \quad \omega_2 = |\hat{\omega}_m|/2 \quad (6.6.2-3)$$

În cadrul proiectării observatorului se determină parametrii  $k_p$  și  $k_i$  ai matricelor diagonale  $\mathbf{K}_p$  și  $\mathbf{K}_i$  funcție de banda de frecvență impusă observatorului  $\{\omega_1, \omega_2\}$  cu relațiile (6.6.2-3). În observatorul tip OAMR, dezvoltat în continuare, se utilizează o *banda de frecvență adaptivă* cu  $\omega_2 = |\hat{\omega}_m|/2$ . Această condiție a fost determinată din testele practice experimentale în ideea

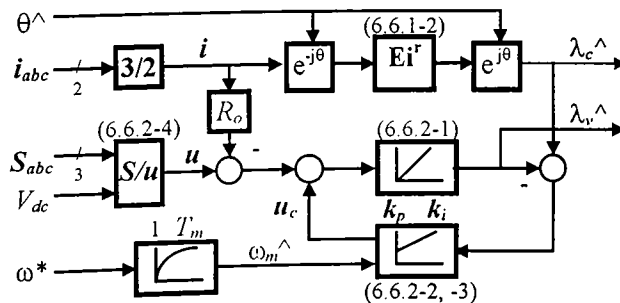


Fig.6.6.2\_1. Structura observatorului de flux adaptiv

ca și pentru viteze mici ieșirea estimatorului de flux, care este  $\lambda_v^\wedge$ , să conțină informații asupra modelului de tensiune  $\mathbf{Eu}^s$  care joacă rol de model de referință. Într-adevăr, cu această condiție viteza  $\omega$  este apropiată de banda de frecvență a observatorului în care ieșirea  $\lambda_v^\wedge$  ține cont de cele două modele.

*Viteza unghiulară electrică de model  $\omega_m^\wedge$  utilizată în (6.6.2-3) este estimată cu ajutorul unui model de ordin redus (PT1) al sistemului de acționare, model care are ca intrare referința de viteză electrică  $\omega^*$  și care este folosit în scopul îmbunătățirii stabilității observatorului O.*

Vectorul tensiune statorică  $\mathbf{u}(u_\alpha, u_\beta)$  utilizat în (6.6.2-1) nu se măsoară direct ci se calculează cu relația (6.6.2-4) funcție de tensiunea continuă  $V_{dc}$  de la intrarea inverterului de tensiune și funcția de comutație  $S_{abc}$ :  $S_a, S_b, S_c \in \{0,1\}$  pentru comanda directă a inverterului.

$$\mathbf{u} = 1/3 V_{dc} (2 S_a - S_b - S_c) + j 1/\sqrt{3} V_{dc} (S_b - S_c) \quad (6.6.2-4)$$

*În rezumat*, structura observatorului de flux adaptiv este prezentată în fig.6.6.2\_1.

### 6.6.3. Mecanism de adaptare

Cele două modele  $\mathbf{Ei}^r$  și  $\mathbf{Eu}^s$  livrează aceeași informație -vectorul flux din întrefier  $\lambda$ . Acesta este un vector unic fizic în MSMP, dar el este calculat pe două căi diferite:  $\lambda_v^\wedge$  și  $\lambda_c^\wedge$ , fluxuri cu forme de undă relativ curate.

*Problema esențială* care se pune este: *care este procedura de obținere a eroarii de poziție a fluxului  $\Delta\theta_\lambda$  din cele două estimate disponibile ale fluxului?* Această eroare se va utiliza ca informație de corecție în scopul adaptării modelului de curent  $\mathbf{Ei}^r$  astfel ca  $\Delta\theta_\lambda$  să convergă către zero, *deci ca faza vectorului  $\lambda_c^\wedge$  să convergă către faza vectorului  $\lambda_v^\wedge$ .*

Având în vedere problema ridicată mai sus, să examinăm expresiile vectoriale în formă trigonometrică și algebrică ale vectorilor  $\lambda_v^\wedge$  și  $\lambda_c^\wedge$  în referențialul statoric  $\alpha\beta$  date de relațiile (6.6.3-1). Din partea imaginară a produsului (6.6.3-2) între vectorul  $\lambda_v^\wedge$  și conjugatul vectorului  $\lambda_c^\wedge$  se calculează eroarea de poziție (de fază)  $\Delta\theta_\lambda$  dintre cele două estimate ale fluxului cu relația (6.6.3-3). Această deducere pe o cale simplă și directă privind eroarea de poziție a fluxului  $\Delta\theta_\lambda$  s-a realizat pe baza interpretării fizice a fenomenelor din mașină.

$$\hat{\lambda}_v = \lambda_v e^{j\theta_v} = \lambda_{v\alpha} + j \lambda_{v\beta}, \quad \hat{\lambda}_c = \lambda_c e^{j\theta_c} = \lambda_{c\alpha} + j \lambda_{c\beta} \quad (6.6.3-1)$$

$$\text{Im}(\hat{\lambda}_v \hat{\lambda}_c^*) = \lambda_v \lambda_c \sin \Delta\theta_\lambda = \lambda_{v\beta} \lambda_{c\alpha} - \lambda_{v\alpha} \lambda_{c\beta}, \quad \Delta\theta_\lambda = \theta_v - \theta_c \quad (6.6.3-2)$$

$$\Delta\theta_\lambda \approx \sin \Delta\theta_\lambda \cong (\lambda_{v\beta} \lambda_{c\alpha} - \lambda_{v\alpha} \lambda_{c\beta}) / \lambda_{c0}^2 \quad (6.6.3-3)$$

În scopul extragerii estimatelor vitezei  $\omega_\lambda^\wedge$  și poziției  $\theta_\lambda^\wedge$  a vectorului flux din întrefier din eroarea de poziție a fluxului  $\Delta\theta_\lambda$  se folosește un observator tip Luenberger (6.6.3-4), considerând că în regim permanent viteza  $\omega_\lambda$  este constantă. Acesta arată ca un compensator tip PI cu parametrii ( $k_\theta, k_\omega$ ) având ca intrare eroarea de poziție  $\Delta\theta_\lambda$  și ca ieșiri estimatele vitezei  $\omega_{\lambda 1}^\wedge$  și poziției  $\theta_{\lambda 1}^\wedge$  a fluxului.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_\lambda \\ \hat{\omega}_\lambda \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_\lambda \\ \hat{\omega}_\lambda \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_\theta \\ k_\omega \end{bmatrix} \Delta\theta_\lambda, \quad \hat{\omega}_{\lambda 1} = \dot{\hat{\theta}}_\lambda, \quad \begin{bmatrix} \hat{\theta}_\lambda(0) \\ \hat{\omega}_\lambda(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{\lambda 0} \\ \hat{\omega}_{\lambda 0} \end{bmatrix} \quad (6.6.3-4)$$

*În rezumat*, structura mecanismului de adaptare este prezentată în fig.6.6.3\_1



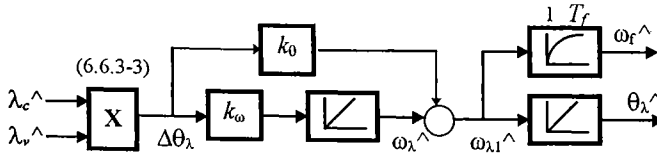


Fig.6.6.3\_1. Structura mecanismului de adaptare a OAMR

În regim permanent vectorul flux din întrefier  $\lambda$  este sincronizat cu poziția rotorului și deci estimata vitezei rotorice  $\omega^{\wedge}$  converge către estimata vitezei fluxului  $\omega_{\lambda}^{\wedge}$  egală cu  $\omega_{\lambda 1}^{\wedge}$ . În regim tranzitoriu însă, atunci când cerința de cuplu electromagnetic se schimbă, estimata vitezei  $\omega^{\wedge}$  va fi afectată deoarece vectorul flux se mișcă rapid față de rotor pentru a produce noua valoare a cuplului electromagnetic cerut [Lage94]. Acest fapt se explică prin aceea că constanta de timp electrică ce fixează dinamica cuplului este mai mică (uzual cu un ordin de mărime) comparativ cu constanta de timp mecanică ce fixează dinamica vitezei. Din acest motiv, este de așteptat ca regimul tranzitoriu al vitezei să aibe un caracter oscilant. O soluție care atenuează acest dezavantaj este ca pentru regulatorul de viteză să se folosească estimata de viteză filtrată  $\omega_r^{\wedge}$  obținută din  $\omega_{\lambda 1}^{\wedge}$  utilizând un filtru tip PT1 (fig.6.6.3\_1).

Pe de altă parte, un avantaj important al observatorului tip OAMR propus este acela că în regimul de reversare a vitezei nu apar probleme speciale de proiectare a structurii pentru determinarea semnului vitezei în zona trecerii prin zero, probleme prezente la alte tipuri de observatoare, de exemplu cele bazate pe moduri alunecătoare.

#### Corecția de unghi pentru estimata poziției $\theta^{\wedge}$

Conducerea vectorială cu orientare după câmpul rezultat din întrefier (CVOC) a MSMP se poate realiza simplu în acest caz având în vedere că mecanismul de adaptare livrează poziția unghiulară a fluxului din întrefier  $\theta_{\lambda}^{\wedge}$ , iar observatorul de flux estimează vectorul flux din întrefier  $\lambda_v$ . În cazul CVOC, vectorul curent statoric  $i$  este ortogonal cu vectorul flux din întrefier  $\lambda$ , deci  $i_{d\lambda} = 0$  și  $i_{q\lambda} = i$  (fig.6.6.3\_2). În consecință cuplul electromagnetic  $T_e$  este controlat decuplat doar de componenta  $i_{q\lambda}$  a vectorului curent statoric:  $T_e = 3/2p\lambda_o i_{q\lambda}$ . Ieșirea regulatorului de turație, proporțională cu cuplul  $T_e^*$ , este deci proporțională cu  $i_{q\lambda}^* = i^*$ . Avantajul major al acestei strategii de conducere, prezentată în paragraful 3.2, constă în optimizarea energetică dată de respectarea criteriului de optim privind cuplul electromagnetic maxim pentru un curent dat, precum și de obținerea unui răspuns rapid în cuplu.

Estimata poziției rotorului  $\theta^{\wedge}$  utilizată în operatorul de rotație din modelul  $Ei^{\wedge}$ , se poate calcula din (fig.6.6.3\_2) cu relația (6.6.3-5), unde  $\delta^{\wedge}$  este estimata unghiului dintre poziția  $\theta^{\wedge}$  a vectorului magnetului permanent  $\lambda_o$  (axa  $d$ ) și poziția  $\theta_{\lambda}^{\wedge}$  a vectorului flux  $\lambda$  (axa  $d_{\lambda}$ ):

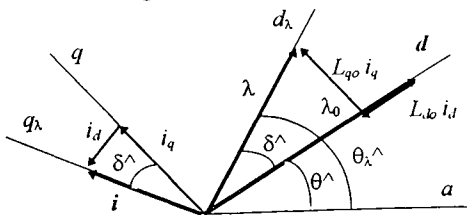


Fig.6.6.3\_2. Diagramă pt. calculul corecției  $\delta^{\wedge}$

$$\Delta\lambda: \quad \sin\hat{\delta} = \frac{L_{qo} i_q}{\lambda}$$

$$\Delta i: \quad \cos\hat{\delta} = \frac{i_q}{i} \quad (6.6.3-5)$$

$$\hat{\delta} = \arctg\left(\frac{L_{qo} i}{\lambda}\right), \quad \hat{\theta} = \hat{\theta}_{\lambda} - \hat{\delta}$$

$$\hat{\delta} \approx \arctg(i^* L_{qo} / \lambda_{oo}) \quad (6.6.3-6)$$

Datorită faptului că bucla de curent are un răspuns foarte rapid -uzual  $i \equiv i^*$  în câteva milisecunde, estimata  $\delta^{\wedge}$  se poate aproxima cu relația (6.6.3-6).

Alternativă de a obține estimata poziției  $\theta^\wedge$ .

Mărima  $\theta^\wedge$  de la ieșirea mecanismului de adaptare din fig.6.6.3\_1 poate fi privită ca fiind mărime de execuție care conduce eroarea de poziție a fluxului  $\Delta\theta_\lambda$  spre convergență către zero. Prin urmare,  $\theta^\wedge$  se poate aplica direct modelului  $Ei^f$ , -deci având interpretarea  $\theta^\wedge = \theta_\lambda^\wedge$ , fapt explicat prin aceea că corecția de unghi  $\delta$  este efectuată intrinsec de mecanismul buclei de adaptare. Această a doua soluție are următoarele avantaje: -elimină calculul corecției  $\delta$ ; -viteza estimată  $\omega_{\lambda 1}^\wedge$  estimează mai bine viteza mecanică inclusiv în regim tranzitoriu. Ca dezavantaj, se menționează că nu se mai dispune de unghiul de poziție al fluxului  $\theta_\lambda^\wedge$  necesar în conducerea cu orientare după câmp, având în vedere că  $\theta^\wedge = \theta_\lambda^\wedge$ .

**6.6.4. Structura de conducere**

În rezumat, în urma sintezei dezvoltate până acum, în fig.6.6.4\_1 este prezentată structura completă finală a observatorului bazat pe sistem adaptiv cu model de referință OAMR pentru conducerea fără traductoare de mișcare a acționărilor cu MSMP.

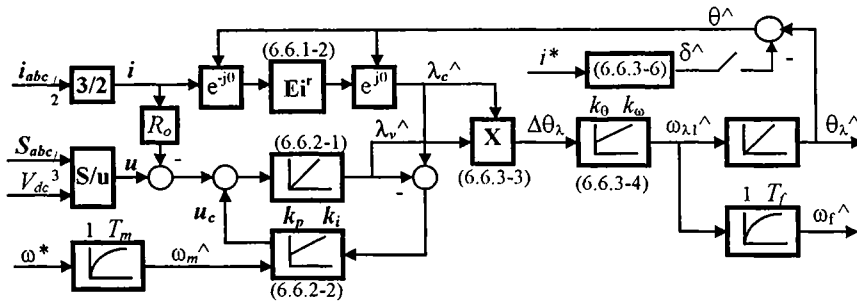


Fig.6.6.4\_1. Structura observatorului tip OAMR pentru conducerea MSMP

Structura de conducere vectorială fără traductoare de mișcare, cu orientare după câmp a acționărilor cu MSMP utilizând observatorul tip OAMR propus pentru a estima viteza și poziția este prezentată în fig.6.6.4\_2. Această structură conține următoarele module funcționale:  $R\omega$  -regulator de viteză tip PI cu antisaturare și element de filtrare a referinței;  $e^{j\theta}$  transformare de rotație simplificată ( $i_{d\lambda}^\wedge = 0$ ) cu orientare după fluxul din întrefier  $\theta_\lambda^\wedge$ ;  $Ri$  -regulatoare de curent pe faze de tip bipozițional cu histereză; Obs-OAMR -observator bazat pe sistem adaptiv cu model de referință; INV -invertor de tensiune și MSMP.

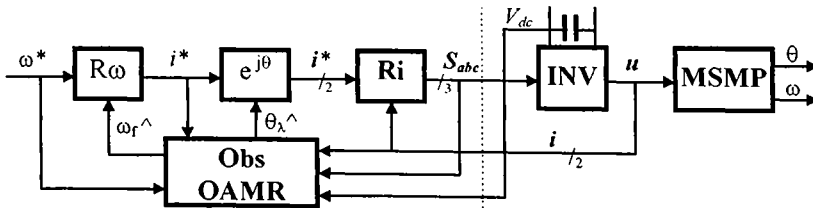


Fig.6.6.4\_2. Structură de conducere vectorială fără traductoare de mișcare, cu orientare după câmp a MSMP utilizând observatorul OAMR propus

## 6.6.5. Rezultate experimentale

Configurația sistemului experimental utilizat, precum și detalii asupra structurii hardware și software de conducere și monitorizare în timp real sunt prezentate în capitolul 7. Programul de implementare în timp real a algoritmilor de conducere pentru acest caz specific este dat în anexa A4.4.

Testele experimentale prezintă performanțele de regim tranzitoriu și permanent ale sistemului de acționare cu observatorul tip OAMR propus în condiții severe, adică răspunsuri la treaptă de reversare a vitezei și la treaptă de viteză, cu mașina fără sarcină. În regim staționar, faptul că mașina este neîncărcată constituie situația cea mai defavorabilă deoarece, în acest caz, curenții -care constituie singura informație măsurată din care se obțin estimatele cerute, sunt mici și sunt perturbați în mod serios de comutațiile inverterului. S-a urmărit comportarea la viteze mari precum și la viteze mici. Au fost realizate numeroase teste experimentale extensive, în continuare fiind prezentate doar partea de rezultate semnificative.

a.) Răspunsuri tranzitorii la reversare treaptă de viteză pentru  $\omega^{\wedge}$ ,  $Te^{\wedge}$ ,  $\Delta\theta$ : fig.6.6.5\_1...\_3.

i.) În fig.6.6.5\_1a, pentru  $\omega^* = \pm 500 \text{ rpm}$ , estimata vitezei  $\omega^{\wedge}$  este foarte bună, cu un răspuns tranzitoriu rapid, cu suprareglaj mic, fără eroare de regim staționar. Există tendințe de instabilitate doar în regiunea de trecere prin zero a vitezei datorită întârzierilor de estimare corelate cu cerințele de reversare rapidă impuse cuplului electromagnetic. Fig.6.6.5\_1b arată regimul tranzitoriu al cuplului electromagnetic estimat  $Te^{\wedge}$  limitat la  $\pm 1 \text{ Nm}$  având pulsații în cuplu acceptabile de aprox.  $\pm 0.2 \text{ Nm}$ .

ii.) În fig.6.6.5\_2a, pentru  $\omega^* = \pm 250 \text{ rpm}$ , regimul tranzitoriu al estimatei  $\omega^{\wedge}$  în regiunea trecerii prin zero a vitezei este mai bun. În fig.6.6.5\_2b, eroarea de poziție  $\theta - \theta^{\wedge}$  are valori acceptabile, adică  $\pm 20$  grade electrice în regim tranzitoriu, respectiv  $\pm 10$  grade în regim permanent.

iii.) În fig.6.6.5\_3a, pentru  $\omega^* = \pm 100 \text{ rpm}$  regimul tranzitoriu al estimatei  $\omega^{\wedge}$  în regiunea trecerii prin zero a vitezei este cel mai bun, cu o tranziție lină, fără oscilații, dar cu pulsații ale vitezei ceva mai mari. În fig.6.6.5\_3b, estimata fluxului  $\lambda_{ia}^{\wedge}$  are o formă de undă sinusoidală cu o discontinuitate specifică la trecerea prin zero a vitezei care reliefează problemele de offset ale estimatorului tip  $Eu^s$ . Compensatorul PI corectează rapid această eroare.

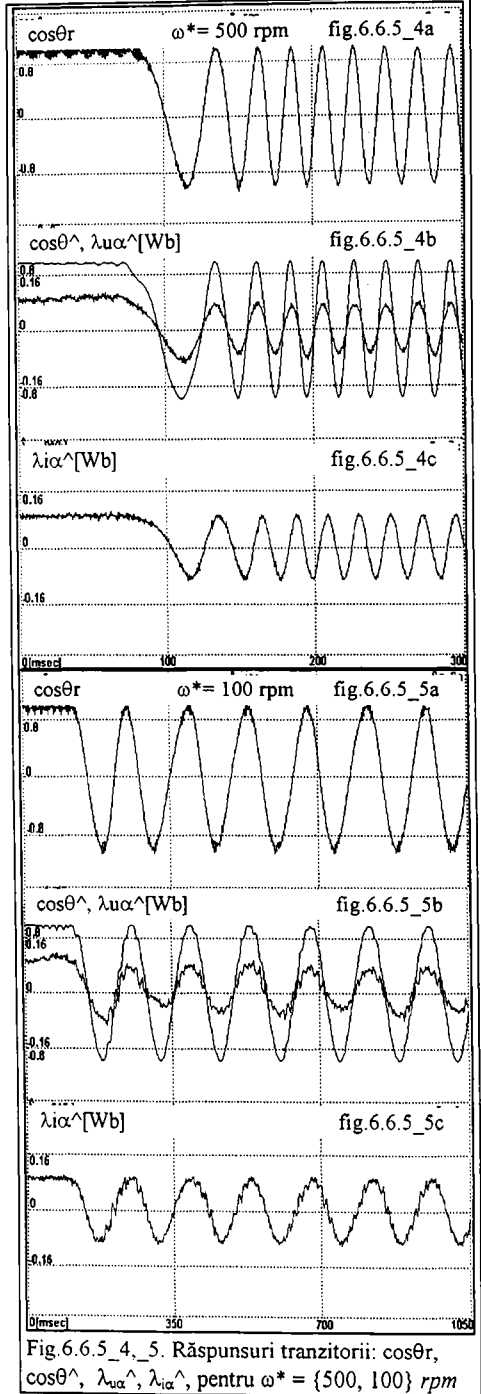
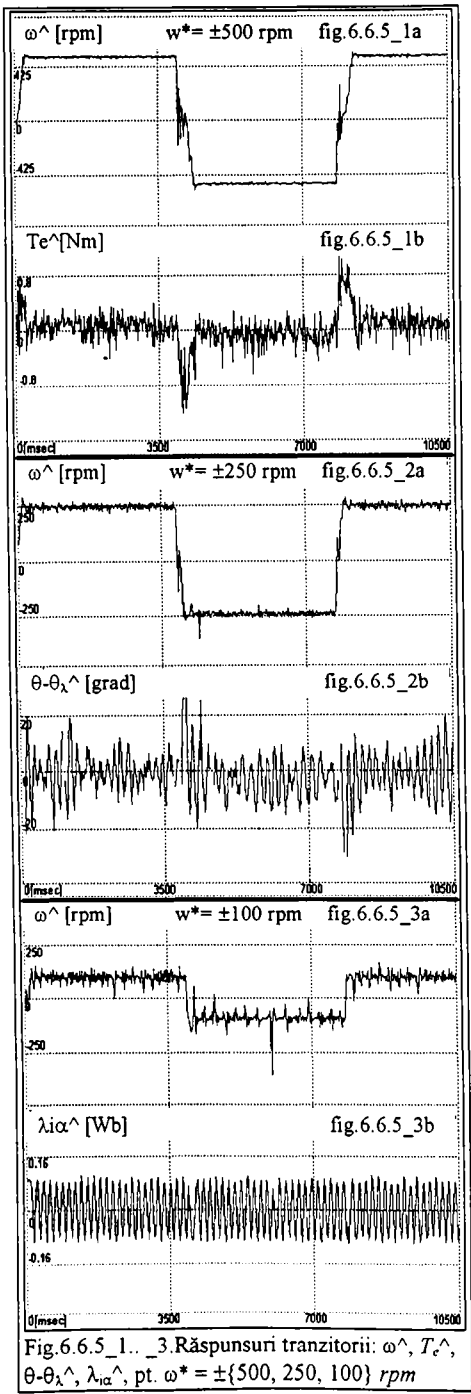
b.) Răspunsuri tranzitorii la treaptă de viteză pentru  $\cos\theta$ ,  $\cos\theta^{\wedge}$ ,  $\lambda_{va}^{\wedge}$ ,  $\lambda_{va}^{\wedge}$

Fig.6.6.5\_4, \_5 prezintă poziția reală obținută de la rezolver  $\cos\theta$ , și poziția estimată  $\cos\theta^{\wedge}$ , precum și estimatele fluxului  $\lambda_{va}^{\wedge}$ ,  $\lambda_{va}^{\wedge}$  în regim tranzitoriu și staționar pentru o treaptă de viteză  $\omega^* = \{500, 100\} \text{ rpm}$ .

i.) Se confirmă corecta funcționare a observatorului de flux inclus în observatorul OAMR propus comparând poziția reală  $\cos\theta$ , dată de rezolver (fig.6.6.5\_4a, \_5a), care este utilizată doar pentru monitorizare, cu poziția estimată  $\cos\theta^{\wedge}$  (fig.6.6.5\_4b, \_5b). Estimata poziției  $\theta^{\wedge}$  este foarte bună, și nu sunt probleme la pornire, din acest punct de vedere.

ii.) Estimatele fluxului obținute de la cele două modele converg asimptotic (fig.6.6.5\_4bc, \_5bc). Modulul fluxului este constant în regim staționar. Mai mult, experimentul dovedește că influența offsetului prezent la intrarea estimatorului  $Eu^s$  la pornire este corectată pe parcursul unei rotații electrice de către compensatorul PI din observatorul de flux (fig.6.6.5\_5b).

iii.) Estimata poziției  $\theta^{\wedge}$  precum și pulsațiile în estimata fluxului sunt mai bune la viteze mari când estimatorul  $Eu^s$  are o comportare foarte (fig.6.6.5\_4abc) bună.



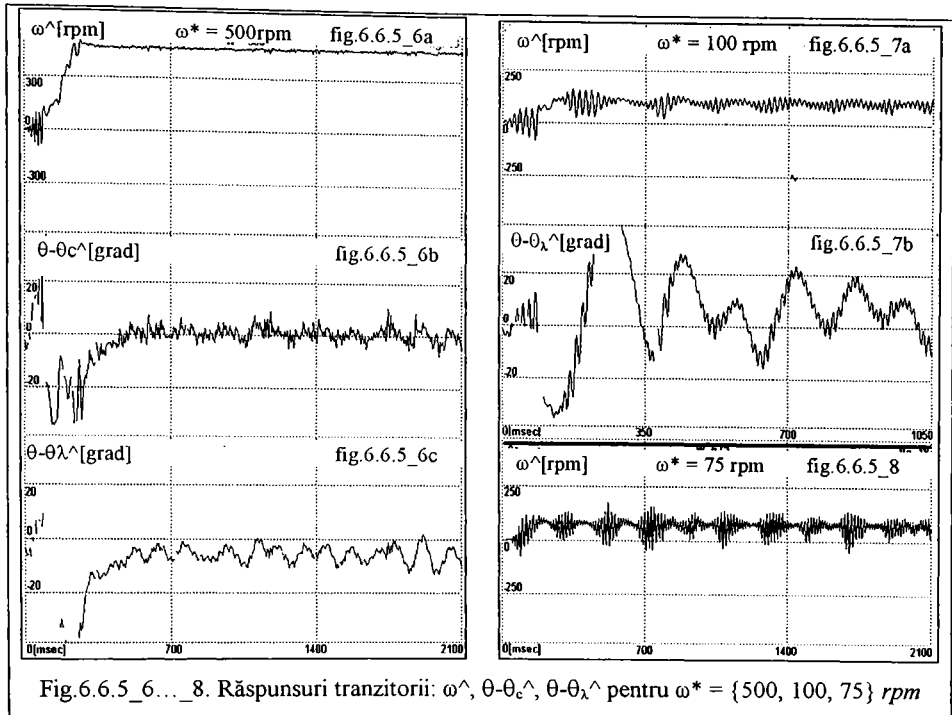


Fig. 6.6.5\_6...\_8. Răspunsuri tranzitorii:  $\hat{\omega}$ ,  $\theta - \hat{\theta}_c$ ,  $\theta - \hat{\theta}_\lambda$  pentru  $\omega^* = \{500, 100, 75\}$  rpm

c.) Răspunsuri tranzitorii la treaptă de viteză pentru:  $\hat{\omega}$ ,  $\theta - \hat{\theta}_c$ ,  $\theta - \hat{\theta}_\lambda$

Fig. 6.6.5\_6, \_7 evidențiază estimata vitezei  $\hat{\omega}$  și erorile de estimare a poziției  $\theta - \hat{\theta}_c$ ,  $\theta - \hat{\theta}_\lambda$  la pornire, înainte și după aplicarea unei trepte de viteză  $\omega^* = \{500, 100\}$  rpm, în regim tranzitoriu și staționar.

- i.) În perioada scurtă de funcționare la viteză zero, pulsațiile vitezei sunt semnificative și cu tendință de oscilație, dar viteza medie este zero, deci rotorul nu se mișcă (fig. 6.6.5\_6a, \_7a).
- ii.) Estimata poziției fluxului din întrefier  $\hat{\theta}_\lambda$  are o mică întârziere de fază relativ la poziția reală  $\theta$ , provenită de la rezolver pentru că există o componentă în  $\hat{\theta}_\lambda$  care depinde de curent și care generează unghiul  $\delta$  (fig. 6.6.5\_6c).
- iii.) Pe de altă parte estimata de poziție corectată  $\hat{\theta}_c$  converge către  $\theta$ , (fig. 6.6.5\_6b). În acest caz, eroarea de poziție de regim staționar are o valoare medie zero cu pulsații de  $\pm 6$  grade.
- iv.) La pornire, eroarea de poziție este mare (40 grade) și acesta este motivul depășirii domeniului diagramei în zona de pornire. La viteză mică  $\omega^* = 100$  rpm eroarea de poziție  $\theta - \hat{\theta}_\lambda$  este mare, dar totuși ea converge către o valoare medie aprox. zero.
- v.) Viteza minimă obținută experimental este 75 rpm (fig. 6.6.5\_8). Sub această valoare pulsațiile în viteză devin excesiv de mari pentru că estimata vitezei  $\hat{\omega}$  intră în zona trecerii prin zero când observatorul de flux selectează estimatorul  $Ei^r$ , deci  $\lambda_v \approx \lambda_c$  și deci modelul de referință  $Eu^s$  nu mai este folosit eficient. Mai mult, adaptarea benzii de frecvență a compensatorului PI din observatorul de flux este limitată în gama vitezelor mici.

Rezultatele testelor experimentale confirmă rezultatele teoretice expuse și dovedesc fezabilitatea observatorului tip OAMR propus utilizat în conducerea acționărilor cu MSMP fără traductoare de mișcare. Pentru viteze peste 75 rpm, s-a obținut o stabilitate asimptotică și

un regim staționar bun, precum și o comportare bună în regim tranzitoriu la semnal treaptă și la reversare, fără eroare de regim permanent pentru viteză. La viteze mici, cu mașina încărcată, performanțele sunt mai bune ca în cazul observatoarelor cu moduri alunecătoare.

#### 6.6.6. Concluzii

Principalele concluzii și contribuții sunt:

- 1.) S-a propus o structură de observator bazat pe un sistem adaptiv cu model de referință (OAMR) pentru a estima fluxul din întrefier  $\lambda^{\wedge}$ , viteza  $\omega^{\wedge}$  și poziția  $\theta^{\wedge}$ . Acest observator se recomandă a fi utilizat în acționări cu MSMP fără traductoare de mișcare conduse vectorial cu metoda orientării după câmp. Structura observatorului constă din două părți principale:
  - i.) -un *observator de flux adaptiv*, care exploatează faptul că formele de undă ale fluxului din întrefier sunt relativ curate (fără zgomot), și care combină modelul de curent  $Ei^f$  - model adaptiv cu parametrul  $\theta^{\wedge}$ , cu modelul de tensiune  $Eu^s$  -model de referință. Observatorul realizează o tranziție lentă între cele două modele utilizând un compensator PI adaptiv cu viteza. *Banda de frecvență a compensatorului este adaptivă* cu o estimată a vitezei obținută de la un model de ordin redus PT1 al sistemului de acționare care are ca intrare referința de viteză  $\omega^*$  ;
  - ii.) -un *mecanism de adaptare* care extrage eroarea de poziție  $\Delta\theta_{\lambda} = \theta_v^{\wedge} - \theta_c^{\wedge}$  din vectorii de flux  $\lambda_c^{\wedge}$  și  $\lambda_v^{\wedge}$  estimați de  $Ei^f$  și respectiv de observatorul de flux adaptiv, și care apoi estimează viteza  $\omega^{\wedge}$  și poziția  $\theta^{\wedge}$  cu un observator de tip Luenberger și forțează convergența erorii  $\Delta\theta_{\lambda}$  către zero.
- 2.) S-a propus o demonstrație simplă pentru expresia erorii de flux din întrefier  $\Delta\theta_{\lambda}$  (6.5.3-3) pe baza interpretării fizice a fenomenelor.
- 3.) S-a propus o metodă simplă de calcul aproximativ al corecției de poziție  $\delta^{\wedge} = \theta_{\lambda}^{\wedge} - \theta^{\wedge}$  (6.5.3-6) care utilizează valoarea de referință a curentului.
- 4.) Metoda de conducere utilizată este conducerea vectorială după fluxul din întrefier unde vectorul curent  $i$  și vectorul flux  $\lambda$  sunt ortogonali, cu avantajul obținerii unui *cuplu maxim pentru un curent dat*.
- 5.) Procedeele de reversare a vitezei nu necesită rezolvarea unor probleme deosebite cum ar fi determinarea semnelor vitezei în special în zona trecerii prin zero, probleme care apar la alte tipuri de observatoare.
- 6.) Testele extensive și severe realizate prin simulare numerică și implementare experimentală dovedesc fezabilitatea sistemului de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare pentru viteze mai mari ca 75 rpm, sistem care include observatorul propus bazat pe un sistem adaptiv cu model de referință OAMR. Stabilitatea asimptotică și răspunsurile tranzitorii și staționare sunt bune în gama de viteze specificată, fără eroare de regim staționar în viteză.
- 7.) La viteze mici, cu încărcare de sarcină, comportarea experimentală a structurii propuse cu OAMR este mai bună comparativ cu cea obținută cu observatoare cu moduri alunecătoare.

## 7. STAND PENTRU EXPERIMENTAREA STRUCTURILOR DE CONDUCERE A MSMP

Acest paragraf prezintă aspectele hardware și software mai importante privind standul de conducere în timp real -realizat de autor, în scopul implementării și testării structurilor de conducere a MSMP, și mai general -a aplicațiilor de conducere în timp real a proceselor.

### 7.1. Structura hardware

Structura hardware a sistemului experimental de conducere în timp real a MSMP, prezentată în fig.7.1\_1 se compune din: calculator PC Pentium la 166 MHz, cuplor de proces ADA-1100, interfață de adaptare, invertor de tensiune (INV), tractoare și MSMP.

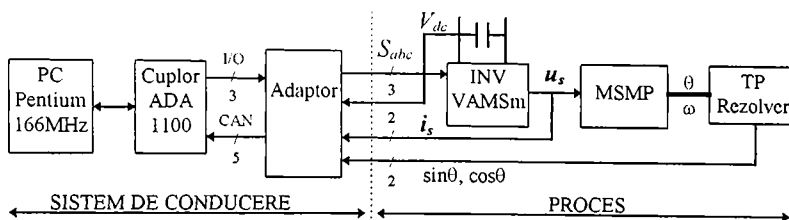


Fig.7.1\_1. Structura hardware a standului experimental

Cuplorul de proces tip ADA-1100 este de tip industrial, conectat pe magistrala PC și folosește următoarele resurse pentru această aplicație: convertor analog numeric (CAN), ceas de timp real (timer), sistem de întreruperi, și porturi de intrare-ieșire programabile.

CAN dispune de 8 canale de achiziție analogică cu eșantionare și memorare, multiplexate în timp, de 12 biti, cu timp de conversie de 24  $\mu$ s pe canal. Dintre acestea doar 5 sunt folosite pentru a achiziționa: -doi curenți de fază  $i_a$ ,  $i_b$ ; -tensiunea continuă de la intrarea invertorului  $V_{dc}$  (eventual); -semnalele  $\sin\theta$ ,  $\cos\theta$  de la interfața cu traductorul de poziție (TP) tip rezolver.

Controlerul de întreruperi I8259A gestionează două întreruperi provenite de la CAN care anunță terminarea unei conversii "End Of Conversion" (EOC) și de la ceasul de timp real I82C54 care utilizează un canal pentru a marca perioada de eșantionare de  $h = 200 \mu$ s.

Portul de intrare-ieșire este folosit în modul ieșire pentru a comanda direct invertorul de tensiune INV prin cei trei biti de ieșire  $S_{abc}$  ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) calculați de algoritmul de conducere.

Interfața analogică (adaptor) are următoarele funcții: -filtrează și amplifică semnalele de intrare analogice de achiziționat în scopul compatibilizării cu domeniul CAN; -adaptează nivelele numerice ale semnalelor de ieșire. Pentru canalele de curenți s-au utilizat filtre antialiasing analogice tip PT1 cu constanta de timp  $T_{fa} = 1,6 h$ .

Invertorul de tensiune (INV) este de tip industrial, în punte trifazată cu tranzistoare bipolare și este conținut într-un modul de ax tip VAMSm, la care se adaugă un modul sursă VAMSS, ambele de fabricație Electrotehnica București. Frecvența de comutație în varianta analogică originală a fost de 2 kHz, pe când în varianta de conducere numerică actuală frecvența maximă este de 5 kHz. Din motive tehnice de protecție a tranzistoarelor de putere din invertor, tensiunea continuă de la intrarea acestuia a fost fixată la  $V_{dc} = 60V$ , și s-a prevăzut o rezistență de limitare în serie, folosită doar în situațiile de punere la punct a integrației. În acest



mod, se evită creșterea accidentală periculoasă a curenților și se creează deci premisele efectuării unei game largi de teste în condiții de siguranță.

*Traductoarele* utilizate sunt: -două traductoare de curent pe faze ( $i_a, i_b$ ) cu separare galvanică ce utilizează metoda modulării / demodulării; -un traductor analogic de poziție de tip rezolver care generează funcțiile trigonometrice  $\sin\theta, \cos\theta$  ale poziției electrice  $\theta$  a rotorului. Aceste traductoare sunt disponibile la nivelul modului VAMSm. Viteza  $\omega$  se estimează, alături de poziția  $\theta$ , din semnalele de la rezolver, folosind un observator cu calare pe fază (PLL) implementat în sistemul numeric de conducere. În aplicațiile de conducere fără traductoare de mișcare din capitolul 6, informațiile de poziție și viteză obținute de la rezolver se utilizează doar pentru monitorizare, în scopul comparării acestora cu estimatele lor obținute cu observatoare specifice. Tensiunile statorice  $u_s$  se estimează, conform celor precizate în paragraful 2.4, din: -funcțiile de comutare  $S_a, S_b, S_c$  livrate de sistemul de conducere pentru comanda directă a inverterului, și -tensiunea eventual măsurată  $V_{dc}$ .

*MSMP* este tip 130-SFP-2,4 de fabricație Electrotehnica / ICPE București, cu magneți permanenți din ferită, cu următorii parametri nominali: numărul perechilor de poli  $p = 4$ , cuplul electromagnetic  $T_e = 2,4 Nm$ , curentul statoric  $I_a = 3 A$ , turația maximă  $\omega = 1000 rpm$  (pentru  $V_{dc} = 60V$ ), fluxul magnetului permanent  $\lambda_0 = 0,092 Wb$ , inductanțele sincrone:  $L_q = 0,022 H$ ,  $L_d = 0,012 H$ , rezistența pe fază  $R = 1,8 \Omega$ , momentul de inerție  $J = 0,005 kgm^2$ , factorul de frecări vâscoase  $B = 0,001 Nms/rad$ . O parte dintre acești parametri -și anume:  $R, L_d, L_q$  și  $J$  - au fost determinați experimental prin metode prezentate în paragraful 2.3.

## 7.2. Structura software

Structura software a sistemului experimental de conducere în timp real a MSMP se compune din programe partajate în trei părți principale și anume:

- i. -administrarea resurselor cuplorului de proces ADA-1100, -program în limbaj de asamblare;
- ii. -implementarea algoritmilor de conducere, cu o structură care cuprinde o secțiune generală de program principal și o secțiune specifică aplicației (*calcule*), - program în limbaj C;
- iii. -implementarea interfeței de afișare grafică tip instrumentație virtuală, - program off-line în limbaj C.

Implementarea programelor de conducere a aplicației în timp real este constituită dintr-un fișier proiect (conduc.prj) care cuprinde: -o sursă scrisă în limbaj de asamblare 8086 (*ada.asm*) pentru partea i., și -o sursă scrisă în limbaj C (*conduc.c*) pentru părțile ii. și iii.

### 7.2.1. Program de administrare a resurselor cuplorului de proces ADA-1100

Programul de administrare a resurselor cuplorului de proces ADA-1100 numit *ada.asm*, prezentat în anexa A1, programează și exploatează resursele de pe această placă, resurse specifice aplicației de conducere. Acest modul de program este scris în limbaj de asamblare pentru a obține un timp de execuție minim, în tratarea concurentă a resurselor hardware.

Modulul *ada.asm*, folosește modelul *small* de memorie și conține două subrutine *public*: *\_init* și *\_termi* și trei variabile *public*: *\_ptcan*, *\_fertes*, *\_canal* care sunt accesate și de modulul de program de conducere din C - *conduc.c*.

- *Variabilele public* au următoarele funcții:
  - \_ptcan* -pointer la tabelul de achiziții *ican*;
  - \_fertes* -fanion testat în programul *conduc.c*; -semnalizează depășirea perioadei de eșantionare;
  - \_canal* -contor al canalelor analogice de achiziție.



Alocarea canalelor CAN este următoarea: -canalele 1 și 2 pentru curenții de pe fazele  $a$  și  $b$ ; - canalele 3 și 4 pentru semnalele  $\sin\theta$ ,  $\cos\theta$  de la rezolver, și canalul 5 pentru tensiunea  $V_{dc}$ .

• Subrutina *\_init* efectuează următoarele operații:

1. -salvează conținutul registrului *ds* la locația *sads* (memoria cod) pentru a fi refăcut ulterior;
2. -fixează pointerul *\_ptcan* pe începutul tabelului *tcan*;
3. -apelează o altă subrutină *inst\_int* care instalează întreruperile necesare conducerii;
4. -selectează primul canal din CAN. Selecția unui canal se face după următorul șablon:

```
mov dx, ADR_CANAL
out dx, al
```

Nu are importanță valoarea care se găsește în registrul *al*, în momentul în care se execută instrucțiunea *out*; ceea ce contează este doar adresa ADR-CANAL.

5. -programează modurile de lucru pentru porturi și pentru timerul 2. Portul A este programat în mod ieșire, iar porturile B și C, -în mod intrare. Timerul 2 este programat în modul 2 de lucru și se înscrie în el valoarea de temporizat, adică perioada de eșantionare  $h$ .
6. -lansează "start conversie" pentru CAN prin secvența:
 

```
mov dx, CONV8 ;CONV8 = 308h
out dx, al
```
7. -revalidează întreruperile IRQ 4 și IRQ 5, acum redirectate spre alte subrutine.

• Subrutina *\_termi* efectuează următoarele operații:

1. -pune la portul A valoarea  $0h$ , și prin urmare cheile invertorului sunt dezactivate și  $u_s = 0$ ;
2. -reface conținutul inițial al registrului ce conține măștile pentru întreruperi;
3. -dezinstalează întreruperea de la ceasul de timp real, cu ajutorul funcției *25h* (*int 21h*);
4. -dezinstalează întreruperea de la CAN "End Of Conversion"(EOC), cu funcția *25h*.

• Subrutina *inst\_int* este apelată de subrutina *\_init*, așa cum s-a precizat anterior. Aceasta este, într-o oarecare măsură, opusul lui *\_termi*, în sensul că efectuează următoarele operații:

1. -salvează măștile de la controlerul de întreruperi 8259A în variabila *regml*;
2. -maschează întreruperile IRQ 4 și IRQ 5;
3. -instalează întreruperea de la timer;
4. -instalează întreruperea de la CAN (EOC).

Evident, instalarea acestor întreruperi implică salvarea adresei de segment și a deplasamentului rutinelor inițiale ale lui IRQ 4 și 5 (care se executau în mod normal) pentru a putea fi refăcute la ieșirea din program (funcțiile *35h* și *25h*).

Procedurile care se vor executa ca urmare a celor două tipuri de întreruperi, ce sunt acum așteptate, sunt: *int\_TIMER* și *int\_EOC*.

• Subrutina *int\_TIMER* efectuează următoarele operații:

1. -selectează canalul 1 de achiziție;
2. -reface conținutul registrului segment de date la valoarea salvată de *\_init*;
3. -poziționează fanionul de testare-eroare la depășire la valoarea 1 (*fertes = 1*);
4. -startează conversia CAN;
5. -transmite "End Of Interrupt" (EOI) către controlerul 8259A.

• Subrutina *int\_EOC* lansată de CAN la sfârșitul conversiei efectuează următoarele operații:

1. -încarcă în registrul *si* conținutul variabilei *coach* (contor număr octeți achiziționați în  $h$ );
2. -încarcă în registrul *di* numărul canalului selectat;
3. -selectează următorul canal pe care se va face achiziția, prin instrucțiunile:

```
mov dx, 301h
add dx, di ;selecție _canal următor MUX 1...4
out dx, al
```

4. -citește rezultatul conversiei anterioare (LSB în *al* și MSB în *ah*);
5. -aliniază rezultatul pe 12 biți (prin deplasarea conținutului lui *ax* cu 4 biți la dreapta);
6. -realizează conversia în cod complement de doi -2°C (scade valoarea  $800h$  din rezultat);
7. -salvează valoarea obținută în tabelul de achiziții *ican*;
8. -dacă nu s-au efectuat toate cele 4 achiziții necesare atunci se actualizează variabilele *coach* și *canal* prin incrementarea cu 2 și respectiv cu 1;
9. -dacă s-au efectuat 4 achiziții atunci se face o citire de la portul C a stării curente a cheilor invertorului, și se înscrie valoarea obținută ca a cincea mărime în tabelul de achiziții *ican*;
10. -reinițializează contoarele;
11. -transmite EOI către controlerul 8259A.

Trebuie menționat faptul că în cazul tuturor procedurilor ce alcătuiesc acest fișier codul lor sursă, este inserat între două instrucții *cli - sti* întrucât este cunoscut faptul că rutinele ce se execută ca urmare a întreruperilor DOS nu sunt reentrante.

### 7.2.2. Program principal

Limbajul C este un limbaj de nivel înalt cu posibilități de administrare directă a resurselor hardware și care oferă posibilități mult mai comode și rapide de implementare a aplicațiilor de timp real și de grafică. În consecință, acest limbaj se utilizează în continuare la implementarea algoritmilor de conducere (implementare în format cu virgulă mobilă, la care nu apar probleme dificile de scalare) și la realizarea interfeței grafice tip instrumentație virtuală.

Programul principal din modulul de program *conduc.c* este prezentat în anexa A3. În fig.7.2.2\_1 este prezentată organigrama acestuia unde se evidențiază procesele paralele și concurente din cadrul aplicației de conducere, procese care sunt: achiziție date din proces, ceas de timp real, calculul algoritmului de conducere. În scopul obținerii unui timp de execuție cât mai rapid, tratarea primelor două procese se face prin sistemul de întreruperi, cu o alocare egală a priorităților. De altfel, în aplicația concretă de conducere a MSMP, aceste procese nu sunt concurente deoarece timpul alocat achiziției este evident mai mic ca o perioadă de eșantionare provenită de la ceasul de timp real ( $5 \times 24 = 120 \mu s < 200 \mu s$ ).

Programul principal efectuează următoarele operații:

1. -așteaptă introducerea vitezei prescrise *wp* [*rad/s*], de către utilizator;
2. -apelează funcția *init()*, scrisă în limbaj de asamblare, care instalează întreruperile de la timer și de la CAN (EOC);
3. -sincronizează desfășurarea evenimentelor ce urmează cu începutul perioadei de eșantionare *h* marcată de timer. În acest scop, se poziționează fanionul *fertes=0*, și se așteaptă până când *fertes=1*, fapt realizat în rutina de servire a întreruperii de la timer, care deci indică începutul unei perioade de eșantionare. Acest principiu este utilizat și în realizarea soft a unui "watch dog timer" folosit în *bucla do...while* care urmează, cu scopul de a semnaliza o eventuală depășire a timpului de calcul într-o perioadă de eșantionare.
4. -preia în variabile specifice mărimile achiziționate existente în tabelul *ptican[]*. Necesitatea acestei achiziții inițiale -în care interesează doar mărimile furnizate de rezolver- este necesară pentru a specifica valorile inițiale ale poziției rotorului.
5. -limitează valorile obținute pentru  $\sin\theta$  și  $\cos\theta$ , în intervalul [-1;1]:  

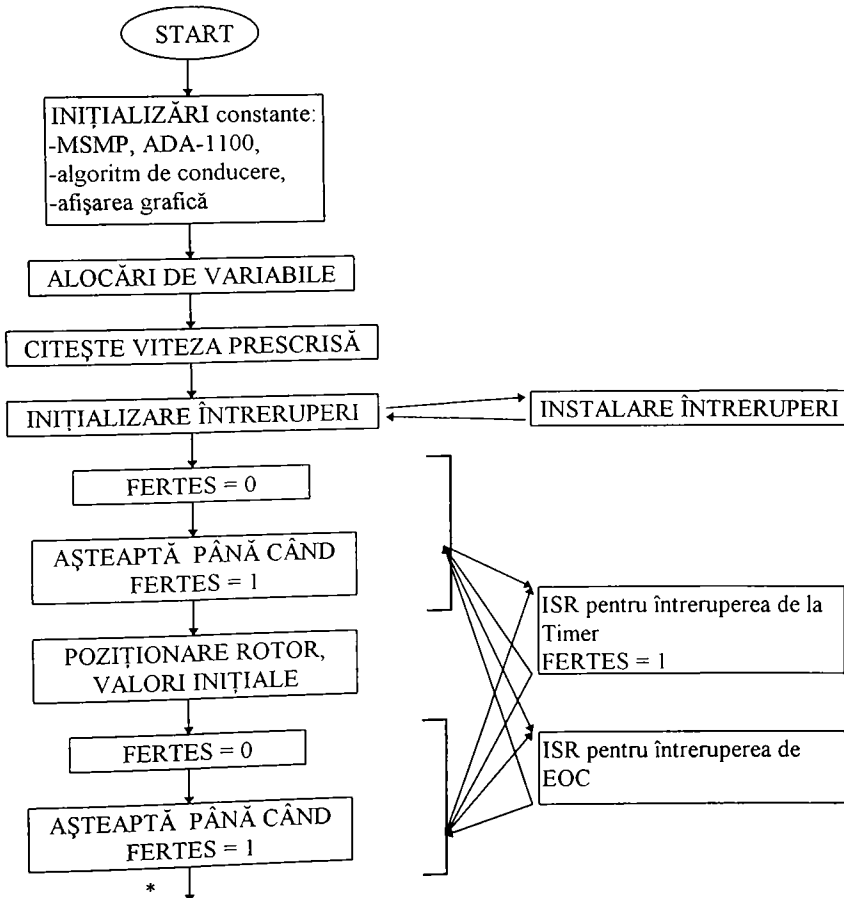
$$\cos\theta = \cos\theta > 1 ? 1:\cos\theta; \quad \cos\theta = \cos\theta < -1 ? -1:\cos\theta;$$
6. -sincronizează startarea calculelor cu începutul perioadei de eșantionare (idem punctul 3);
7. -Execută *bucla do...while*, care constă în principal din:
8. -poziționează *fertes=0*, fapt folosit în mecanismul "watch dog timer" amintit la punctul 3;
9. -generează pentru viteza prescrisă *wp* diferite forme de evoluție: treaptă, dinte de ferăstrău, pulsuri dreptunghiulare simetrice sau asimetrice;

10. -lansează subrutina *calcule()*, care implementează algoritmi efectivi de conducere;
11. -scrie în lista circulară *buffer[]* de dimensiuni  $3 \times NES$ , 3 variabile specificate într-o perioadă de eșantionare *h*, pe durata a *NES* perioade;
12. -testează -prin mecanismul "watch dog timer"- dacă calculele s-au încadrat în *h* astfel:
  - dacă fanionul *fertes=1*, -poziționat de subrutina *int\_TIMER* la expirarea perioadei *h*, atunci programul va fi oprit întrucât s-a produs o depășire a timpului de calcul  $> h$ .
 

```

          if (fertes) {
            termi();
            printf("\n\n\n\n\n\n\t Eroare de ritm la %d eșantionări.\n",i);
            exit(1);
          }
          
```

    - altfel, înseamnă că totul a decurs corect și se așteaptă până când *fertes=1*, pentru a restata activitățile într-o nouă perioadă de eșantionare.
13. -testează finalul buclei *do...while*: dacă s-a apăsat o tastă atunci se iese din buclă sincronizat cu evenimentul de poziționare pe zero a contorului listei circulare *buffer[]*;
14. -reface starea anterioară a întreruperilor, prin apelul la subrutina *termi()*;
15. -reprezintă grafic 3 mărimi înscrise în lista *buffer[]*, cu facilități de instrumentație virtuală;
16. -ieșire din program dacă se tastează 'q' (quit).



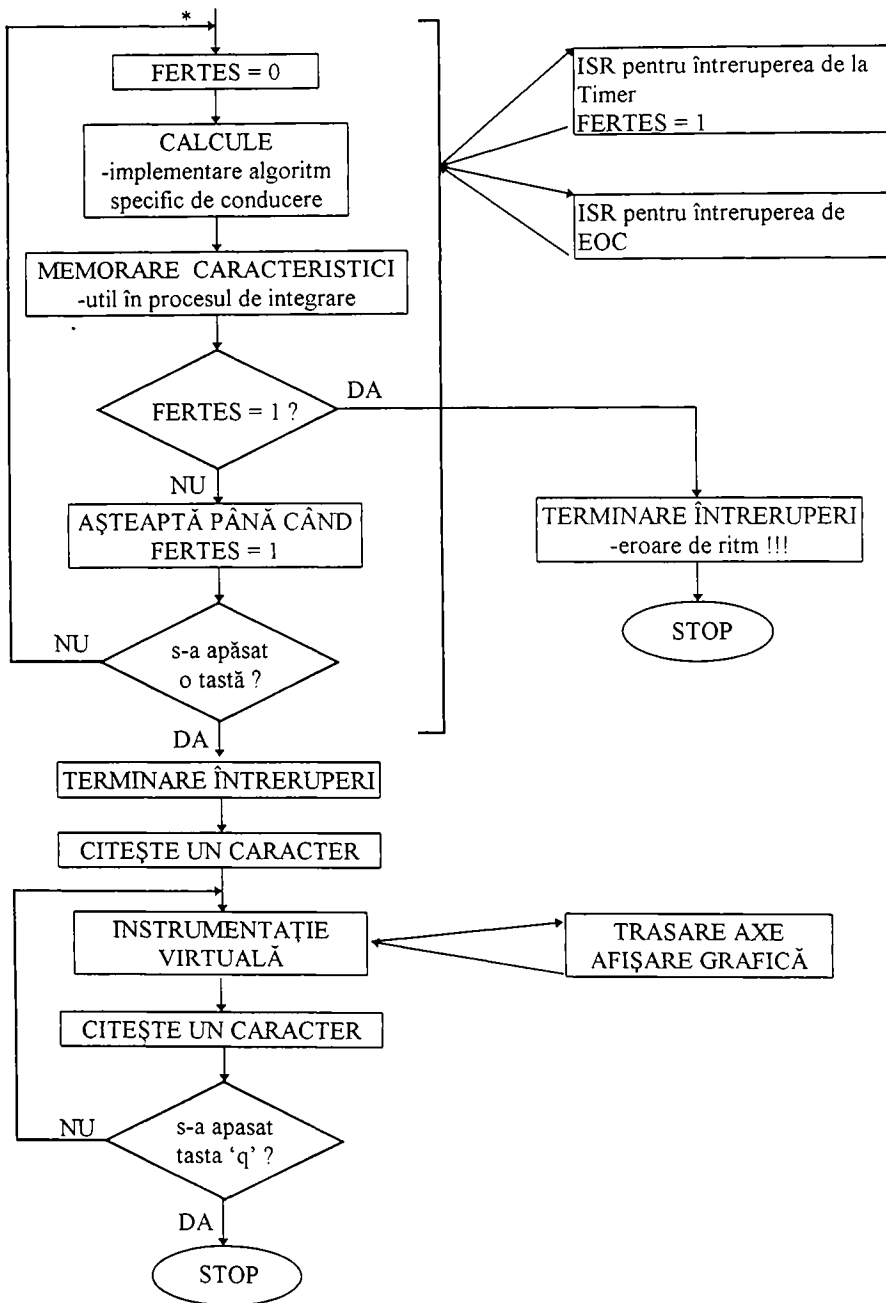


Fig.7.2.2\_1 Organigrama programului principal

- *Interfața grafică*, al cărei program scris în limbaj C este prezentat în anexa A2, permite afișarea a două ferestre. În fereastra de sus se reprezintă în timp prima variabilă din listă, iar în fereastra de jos - a doua și a treia variabilă. Se oferă posibilitați de ștergere selectivă a ecranului, de incrementare/decrementare a scării pe axa y, de extragere de ferestre din imagine "zoom" selectate pe axa timpului. O altă facilitate este cea de reprezentare a primelor două variabile în planul stărilor pe tot ecranul.

Interfața grafică, tip instrumentație virtuală, interacționează într-un mod prietenos cu utilizatorul și este extrem de utilă în experimentări în timpul integrării aplicației de conducere în timp real. Posibilitatea de a vizualiza sincron orice formă de undă a trei variabile, achiziționate sau calculate, constituie un fapt hotărâtor în procesul de punere la punct a structurii de conducere, de acordare a algoritmilor de conducere și de testare a performanțelor sistemului în ansamblu. Se poate afirma că acest instrument reprezintă una din cheile succesului în activitatea experimentală desfășurată.

### 7.2.3. Programe specifice aplicației de conducere

Programele specifice aplicațiilor de conducere conțin implementarea algoritmilor de conducere pentru structurile dezvoltate în teză, programe prezentate în anexa A4. În principal, un program specific de conducere implementat în limbaj C de funcția *calcule()* realizează: -preluarea și eventual filtrarea mărimilor achiziționate din proces, -calculul algoritmului de conducere specific, și -livrarea comenzii către invertorul de tensiune. Programul este compilat cu opțiunea de optimizare a vitezei de execuție pe PC. Perioada de eșantionare în care se încadrează toți algoritmi de conducere implementați în timp real este  $h = 200 \mu s$ .

Algoritmii de conducere numerică de tip cvasicontinual, implementați sub forma ecuațiilor recursive discrete, s-au obținut prin discretizare cu reguli simple de integrare numerică de tip: regula dreptunghiului întârziată (DI), regula dreptunghiului avansată (DA), regula trapezelor (T) (transformarea bilineară Tustin), [Drag79], [Drag87], [Prei89], [Prei92].

Alegerea unei anumite metode de discretizare s-a dovedit a nu fi foarte importantă, deoarece perioada de eșantionare  $h=0,2 ms$  este cu un ordin de mărime mai mică decât cea mai mică constantă de timp a procesului, care este constanta de timp electrică  $T_{min}=L_d/R=7 ms$ .

*Observația 7.2.3-1.* Atunci când algoritmi numerici utilizează variabile măsurate, se preferă regula dreptunghiului întârziată, pentru că natura procesului de eșantionare introduce o întârziere de o perioadă de eșantionare. Mărimile din proces se achiziționează în prima parte a unei perioade de eșantionare, dar se folosesc în algoritm în perioada următoare.

Programul specific aplicației de conducere, implementat de funcția *calcule()* conține o structură cadru formată din: a.) -parte generală și b.) -parte specifică propriu-zisă.

*Partea a.) -generală* cuprinde implementarea unui sistem de conducere a MSMP cu metoda vectorială de conducere în curent cu  $id^* = 0$ , care constituie structura principală de bază, la care se adaugă apoi partea b.) minimală specifică pentru o nouă variantă de structură de conducere. Partea generală este compusă în principal din:

- observator de poziție  $\theta$  și viteză  $wr$  cu calare pe fază (PLL) din semnalele  $\sin\theta$ ,  $\cos\theta$  de la traductorul de poziție tip rezolver;
- regulator de viteză tip PI-arw cu limitarea componentei integrale și filtru de netezire PT1 pe intrarea de referință, cu reacție după: -viteza  $wr$ , sau -ve viteza estimată de partea b;
- transformare de rotație  $dq \rightarrow abc$  de unghi:  $\theta$  (rezolver), sau  $\theta_e$  estimat de partea b;
- regulate de curent bipoziționale (PWM cu frecvență maximă de comutație =  $1/h$ );
- comanda directă a invertorului de tensiune prin funcția de comutație *Sabc*.

Observația 7.2.3-2. Posibilitățile de a selecta reacțiile de mișcare -de viteză și/sau poziție-, de la rezolver sau de la un estimator realizat în partea specifică b.), sunt benefice la punerea în funcție, la acordarea algoritmilor, deoarece separă componente altfel interconectate ale sistemului de conducere și deci permit localizarea secțiunii de sistem care crează probleme și abordarea ei separată. Această soluție constituie o altă cheie a succesului în activitatea experimentală desfășurată.

În scopul exemplificării, în continuare se prezintă aspecte de implementare numerică. Programul efectuează următoarele operații:

a1. Valorile mărimilor achiziționate de CAN din proces -curenții  $i_a, i_b$ ;  $\sin\theta, \cos\theta$  de la rezolver; și eventual tensiunea  $V_{dc}$ - sunt transformate în valori corespunzătoare unităților de măsură caracteristice:

$$i_a' = Ki \text{ ptcan}[1]; \quad i_b = Ki \text{ ptcan}[0]; \quad i_c = -i_a - i_b;$$

$$\sin\theta = Ksc \text{ pican}[3] - 0.02; \quad \cos\theta = -Ksc \text{ pican}[2] + 0.02;$$

unde:  $Ki, Ksc$  sunt factori de proporționalitate care se calculează funcție de constanta tractoarelor respective și constanta CAN. Se observă că la valorile obținute pentru  $\sin\theta$  și  $\cos\theta$  s-au mai adăugat valorile -0,02 și respectiv 0,02, acestea fiind necesare pentru a compensa suplimentar offset-ul.

a2. Se calculează curenții în referențialul  $\alpha\beta$  cu transformata abc  $\rightarrow \alpha\beta$ , utilizând relațiile:

$$i_\alpha = i_a; \quad i_\beta = (i_a + 2 i_b)/1.732;$$

a3. Se calculează tensiunile în referențialul  $\alpha\beta$  din funcțiile de comutație  $S_a, S_b, S_c \in \{0, 1\}$  calculate de algoritmul de conducere și tensiunea  $V_{dc}$ :

$$u_\alpha = V_{dc} (2 S_a - S_b - S_c)/3; \quad u_\beta = V_{dc} (S_b - S_c)/1.732;$$

a4. Se filtrează suplimentar valorile  $\sin\theta$  și  $\cos\theta$  cu filtre trece jos tip PT1, discretizate cu metoda dreptunghiului întârziată (vezi observația 7.2.3-1). Spre exemplu, pentru  $\sin\theta$  ecuația recursivă de implementare a filtrului rezultă într-o formă simplă și este:

$$\sin\theta_f = b1 \sin\theta + a1 \sin\theta_f; \quad // \text{filtru PT1 - DI}$$

unde:  $b1 = hK/T$  și  $a1 = (T - h)/T$ ,  $K, T$  fiind constante PT1.

a5. Se estimează poziția  $\theta$  și viteza  $w$  cu un observator cu calare pe fază (PLL) din semnalele  $\sin\theta, \cos\theta$  provenite de la rezolver. Ideea observatorului pleacă de la relația:

$$\Delta\theta = \theta - \theta^* \cong \sin(\theta - \theta^*) = \sin\theta \cos\theta^* - \sin\theta^* \cos\theta$$

Eroarea de poziție  $\Delta\theta$  astfel obținută este introdusă într-un observator tip Luenberger (echivalent PI) care livrează estimatele  $w$  și  $\theta$ . Ecuațiile recursive de implementare, unde apar și limitările necesare asupra variabilelor, sunt:

$$\begin{aligned} \text{errth} &= \sin\theta_f \cos\theta - \sin\theta \cos\theta_f; & // \text{errth -eroarea de poziție} \\ w_i &= w_i + h \text{errth}; & // w_i \text{-comp. I a vitezei estimate} \\ \text{if}(w_i > w_{\text{max}}) \quad w_i &= w_{\text{max}}; & // \text{limitare simetrică a comp. I} \\ \text{if}(w_i < -w_{\text{max}}) \quad w_i &= -w_{\text{max}}; \\ w_r &= Kpd \text{errth} + Kid w_i; & // PI - Kpd, Kid; w_r \text{-viteza estimată} \\ \theta &= \theta + h w_r & // I, \theta \text{-poziția estimată} \\ \theta &= \theta > 2PI ? \theta - 2PI : \theta; & // \text{limitare tip modulo } 2PI: \theta \in [0, 2\pi] \\ \theta &= \theta < 0 ? \theta + 2PI : \theta; \end{aligned}$$

a6. Se filtrează suplimentar viteza  $w$  cu un PT1, discretizat cu regula dreptunghiului avansată:

$$w_{rf} = b0v w_r + a1v w_{rf}; \quad // \text{filtru PT1 - DA}$$

unde:  $b0v = hK/(T+h)$  și  $a1v = T/(T+h)$ ,  $K, T$  fiind constante PT1.

- a7. Regulatorul de viteză de tip PI-arw -cu limitare a componentei integrale și filtru PT1 pe intrarea de referință, cu două posibilități pentru viteza  $w$ : i.)  $wrf$  -viteza filtrată obținută de la rezolver sau, ii.)  $w_e$  -viteza estimată de la observatoare specifice implementate la punctul b. Regulatorul are următoarea implementare a ecuațiilor discrete:

```

wpf = b0p wp + a1p wpf; // filtru PT1 - DA; wp-viteza prescrisă
iqi = iqi + h (wpf - arw - w); // comp. I-arw; w = { wrf, we }
iqp = Kpdv (wpf - w) + Kidv iqi; // PI-Kpdv, Kidv; iqp -comp iq precisă
tep = iqp; // tep -memorare iqp înainte de limitare
if (iqp > Imax) iqp = Imax; // limitare iqp
else if (iqp < -Imax) iqp = -Imax;
arw = Karw (tep - iqp); // reacție arw, Kar

```

- b. Algoritmi specifici - estimatoare de stare:

rezultă:  $w_e$ -viteza estimată,  $\theta_e$  -poziția estimată, etc.

- a8. Se calculează curenții prescriși în referențialul  $abc$  cu transformata  $dq > \alpha\beta > abc$  considerând cazul simplificat când  $id = 0$  și utilizând estimata poziției  $\theta_e$ .

```

ibep = iqp cos( $\theta_e$ ); // transf. dq >  $\alpha\beta$ 
iap = - iqp sin( $\theta_e$ );
ibp = -0.5 iap + 0.865 ibep; // transf.  $\alpha\beta > abc$ 
icp = -iap - ibp;

```

- a9. Reglatoarele de curent bipoziționale generează funcțiile de comutație binară  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  pentru comanda directă a inverterului de tensiune:

```

if (ia - iap > 0) Sa = 1; else Sa = 0;
if (ib - ibp > 0) Sb = 1; else Sb = 0;
if (ic - iac > 0) Sc = 1; else Sc = 0;

```

- a10. Se asamblează cuvântul de comandă  $S_{abc}$  de trei biti pentru portul numeric de ieșire:

```

Sabc = 4Sa + 2Sb + Sc; // converie binară Sabc = (Sa, Sb, Sc)
Sabc = (Sabc^7) & 7; // Sabc negat (adaptorul conține inversoare);
// bitii 3...7 zero

```

- a11. Se transmite  $S_{abc}$  spre portul de ieșire A:

```

outportb (0x30C, Sabc); // adresa port A este 0x30C

```

### 7.3. Concluzii

Acest paragraf a prezentat aspectele hardware și software mai importante privind standul de conducere în timp real -realizat de autor, în scopul implementării și testării structurilor de conducere a MSMP, și mai general -a aplicațiilor de conducere în timp real a proceselor.

- 1.) Setul integrat de programe prezentate este structurat în scopul de a crea un *cadru specializat pentru implementarea extrem de facilă a oricăror structuri de conducere pentru acționări cu MSMP*. În acest sens, singurul loc unde se intervine în cazul implementării unui nou algoritm specific este secțiunea 7.2.3.b unde se inserează noul algoritm.
- 2.) Încă o dată, se accentuează faptul că implementarea algoritmilor de conducere în limbaj C este benefică și oportună, atât ca rapiditate de implementare cât și ca viteză de calcul la execuție (calculare în format cu virgulă mobilă, fără probleme de scalare; acces direct la resurse hardware; facilități generale de limbaj de nivel înalt; depanare ușoară; compilare cu opțiunea de viteză maximă de execuție).

- 3.) Secțiunile critice, de administrare rapidă a resurselor hardware și de tratare a proceselor concurente, s-au scris în limbaj de asamblare, în scopul optimizării vitezei de execuție.
- 4.) Posibilitățile de a selecta reacțiile de mișcare -de viteză și/sau poziție-, de la rezolver sau de la un estimator realizat în partea specifică sunt benefice la punerea în funcție, la acordarea algoritmilor, deoarece *separă componente altfel interconectate ale sistemului de conducere* și deci permit localizarea secțiunii de sistem care crează probleme și abordarea ei separată.
- 5.) *Interfața grafică cu facilități de instrumentație virtuală* este de un real folos în integrarea structurii de aplicație specifică, având posibilitatea de vizualizare simultană a oricarei trei variabile din cadrul calculelor de implementare a algoritmului de conducere.
- 6.) Într-un sens mai larg, standul experimental prezentat poate constitui suport pentru alte aplicații de conducere în timp real pentru procese rapide, cu aplicații în tematica de doctorat, laborator, proiecte de diplomă, dizertații și nu în ultimul rând contracte de cercetare cu beneficiari din industrie.



## 8. CONCLUZII

### 8.1. Concluzii finale

Tematica prezentei teze de doctorat se încadrează în domeniul metodelor moderne de conducere automată al proceselor rapide, abordând, în concret, structuri de sisteme de conducere avansată pentru acționări cu mașini sincrone cu magneți permanenți (MSMP).

Prin conținutul ei, teza dorește să clarifice și să dezvolte aspecte esențiale, de mare actualitate, ale conducerii avansate a MSMP, în principal privind:

- i.) strategiile de conducere, -în special conducerea vectorială directă în cuplu și flux;
- ii.) estimarea mărimilor de stare: poziție, viteză, accelerație, flux și cuplu, precum și estimarea perturbației -în special perturbația echivalentă;
- iii.) structuri de conducere fără traductoare de mișcare;
- iv.) implementarea practică a unora dintre structurile propuse.

Organizarea tezei urmărește, la nivelul capitolelor, aceste obiective principale. La finalul fiecărui capitol sau subcapitol principal se prezintă concluziile și contribuțiile mai importante. Abordarea problematicii se dorește a fi cu un caracter specific ingineriei în automată, printr-o etapizare programată cu interconexiuni și reveniri, etapizare care conține: stabilirea obiectivelor, modelare, studii critice asupra soluțiilor din literatură, dezvoltarea unor soluții, simulare numerică, implementare practică. În continuare, se vor prezenta *concluzii punctuale finale cu utilitate practică și recomandări semnificative* privind unele aspecte din teză la care autorul a adus contribuții importante.

1. Cele trei modele matematice vectoriale simplificate ale MSMP (paragraful 2.2), prezentate concis în formă vectorială, cu precizarea avantajelor și dezavantajelor fiecăruia, constituie baza dezvoltărilor din celelalte capitole. Având în vedere că structurile de conducere cu observatoare sunt dependente de parametrii modelului procesului (MSMP), în paragraful 2.3 s-au prezentat metode experimentale ingineresti de determinare a parametrilor MSMP.
2. Analiza critică comparativă a metodelor optimizate de conducere vectorială în curent (paragraful 3.1), analiză prezentată concis -tabelar, dă informații utile asupra alegerii celei mai adecvate metode de conducere în funcție de aplicația concretă.
3. Studiul comparativ prin simulare numerică privind cele trei observatoare de viteză și accelerație care utilizează informația de poziție (paragraful 4.1.7.3), recomandă utilizarea observatorului de ordin complet având ca intrare directă cuplul electromagnetic estimat, observator care asigură cea mai bună estimare dinamică, cu întâzieri minime și în plus livrează și estimata cuplului echivalent de sarcină. Acest tip de observator este folosit cu succes în cadrul structurii de conducere fără traductoare de mișcare din paragraful 6.2.
4. Din studiul critic referitor la cele patru estimatoare de flux fără corecții pentru MSMP, prezentat în paragraful 4.2.2, au rezultat recomandări de folosire a estimatoarelor funcție de: -domeniul de viteze; -sensibilitatea la variații de parametri, -invarianța față de variabilele cinematice (poziție, viteză).
5. Pe baza acestor rezultate și folosind criteriul combinatorii s-a propus generarea sistematică originală a opt structuri de observatoare de flux care utilizează combinații de estimatoare de flux cu modele de tensiune și curent (paragraful 4.2.3) și care, în mod *esențial*, au *compensatorul erorii de corecție cu dinamică dependentă de viteză* (paragraful 5.2). Analiza critică comparativă a acestor observatoare, prezentată în mod concis -tabelar cu avantaje și dezavantaje, selectează șase observatoare de flux viabile pentru posibile implementări practice alese funcție de: natura erorii de corecție, tipul referențialului în care se face corecția și tipul MSMP (anizotropă / izotropă).

6. Structura de conducere vectorială directă în cuplu și flux (CVDCF), aplicată de autor pentru prima dată la conducerea MSMP (paragraful 3.3), - structură care include, ca parte de bază, un observator robust de flux și cuplu electromagnetic (paragraful 4.2.3 și 5.2) -, a fost dezvoltată și implementată în practică în capitolul 5. Testele de simulare numerică și rezultatele experimentale au dovedit fezabilitatea soluției propuse cu avantajul unui răspuns rapid în cuplu și cu o implementare relativ mai simplă. Dovada bunei orientări a tezei în această direcție o constituie și preocupările foarte recente (1998) ale unor firme de renume (ABB, Siemens, ș.a.) care dezvoltă cercetări privind acționări industriale cu MSMP cu structuri de tip CVDCF.
7. În capitolul 6 s-au dezvoltat cinci soluții de observatoare de poziție și viteză utilizate în structuri de conducere fără traductoare de mișcare, contribuțiile originale fiind prezentate detaliat în paragraful 8.2. Direcția de cercetare abordată -structuri de conducere fără traductoare de mișcare pentru MSMP, bazate pe tehnici moderne de estimare a stărilor-, este de un real interes actual fiind prezentă în secțiuni puternice din ce în ce mai largi privind conducerea avansată a MSMP la: -conferințe de specialitate de renume (IEEE-IAS, PEMC, EPE, OPTIM); -reviste științifice importante (IEEE-IA, -IE, -AC, -PE, ș.a.), precum și în programul de dezvoltare al marilor companii de profil (ABB, Siemens, Hitachi, ș.a.).
8. Studiul experimental comparativ privind structurile de observatoare cu moduri alunecătoare OMAa în referențial statoric și OMA<sup>d</sup> -în referențial rotoric estimat (paragraful 6.4.5), recomandă în aplicații structura cu OMA<sup>d</sup> mai bună la viteze mici ( $\omega_{\min} = 70 \text{ rpm}$ ).
9. Rezultatele experimentale referitoare la structura de observator de poziție și viteză adaptiv cu model de referință (paragraful 6.6), având la bază dezvoltarea adaptivă a observatorului de flux din paragraful 5.2, evidențiază că această soluție este cea mai bună privind cazul vitezelor mici cu mașina încărcată cu cuplu de sarcină.
10. În cadrul dezvoltării soluțiilor propuse privind sistemul CVDCF a MSMP (capitolul 5) și variantele de observatoare de poziție și viteză folosite în conducerea fără traductoare de mișcare a MSMP (capitolul 6), s-a considerat și s-a dovedit esențială, determinarea prin simulare numerică extensivă a robusteții structurilor la variații reale ale parametrilor MSMP și la perturbații de tip sarcină. În cadrul observatoarelor, o atenție deosebită s-a acordat studiului prin simulare a convergenței de estimare: viteza de convergență, erori de estimare de regim permanent, cazuri defavorabile. Concluziile obținute au condus la o alegere optimizată a parametrilor observatoarelor, și au arătat limitele structurilor propuse.
11. Implementările a patru soluții de conducere a MSMP pe standul destinat experimentării structurilor de conducere a acționărilor cu MSMP (capitolul 7), stand conceput și realizat de autor, au arătat fezabilitatea soluțiilor propuse. În general, probleme au apărut în regimurile de funcționare la viteze mici, fapt care lasă deschisă această direcție pentru cercetări și dezvoltări viitoare. Sursele programelor specifice de aplicație pentru cele patru soluții de conducere sunt prezentate în anexa A4.
12. Setul integrat de programe, prezentat în paragraful 7.2, este structurat în scopul de a crea un cadru specializat pentru implementarea extrem de facilă a oricăror structuri de conducere pentru acționări cu MSMP. În acest sens, implementarea unei noi structuri de conducere presupune inserarea programului specific noului algoritm scris în limbaj C (paragraful 7.2.3) într-o zonă indicată.
13. Interfața grafică cu facilități de instrumentație virtuală (anexa A2) este de un real folos în integrarea structurilor de aplicație, având posibilitatea de vizualizare simultană off-line a oricărui set de trei variabile selectate din cadrul calculelor de implementare a algoritmului de conducere, cu posibilități de vizualizare a două variabile și în planul stărilor.  
Rezultatele obținute și experiența câștigată prin studiile, dezvoltările și implementările din teză constituie un suport real pentru implementări facile și rapide ale unor structuri de

conducere -selectate din cele propuse, pe sisteme de conducere în timp real cu procesoare de semnal cu resurse de microcontroler (de exemplu TMS320F240 produs de Texas Instruments).

Părți importante ale tezei se bazează pe rezultatele unor cercetări, efectuate de autor în ultimii cinci ani, cuprinse în 13 lucrări științifice cu tematică strictă în domeniul tezei, dintre care la 10 este singur autor, iar la 3 este autor principal. O parte din aceste lucrări au fost comunicate și publicate în cadrul unor conferințe internaționale de prestigiu la secțiuni în domeniul conducerii avansate a acționărilor electrice (OPTIM'96, OPTIM'98 -Brașov, PEMC'98 -Praga), sau la conferințe internaționale în domeniul sistemelor de conducere automată (A'96-THETA 10 -Cluj-Napoca, CONTI'98 -Timișoara), iar alte lucrări au fost publicate în Buletinul Științific al UPT, Seria Automatică și Calculatoare. De asemenea, în ultimii doi ani, autorul a adus un aport susținut la rezolvarea a 3 contracte de cercetare științifică finanțate de CNCSU cu tematică din domeniul tezei. Bibliografia aferentă tezei cuprinde 178 lucrări, dintre care peste 55% au fost publicate în perioada 1994-1998.

Cercetările descrise în prezenta teză ar putea fi continuate în direcția conducerii fără tractoare de mișcare a MSMP, în scopul îmbunătățirii performanțelor sistemelor de acționare cu MSMP la viteze foarte mici, inclusiv viteza zero. O cale eficientă ar fi cea oferită de estimarea și adaptarea în timp real a parametrilor observatoarelor propuse de poziție și viteză; sau combinarea altor metode de estimare care dau rezultate numai la viteze foarte mici, cu soluțiile de observatoare propuse în teză.

## 8.2. Contribuții originale

Pornind de la prezentările din cadrul fiecărui capitol al tezei, în continuare se enumeră principalele contribuții originale aduse de autor:

1. Elaborarea unei sinteze asupra metodelor de conducere vectorială a MSMP (capitolul 3) care include:
  - 1.1. - o sinteză comparativă a cinci metode optimizate de conducere vectorială în curent (paragraful 3.1);
  - 1.2. - aplicarea pentru prima dată a conducerii vectoriale directe în cuplu și flux la MSMP (paragraful 3.3).
2. Elaborarea unei sinteze ample asupra estimatoarelor de stare și perturbație utilizate în conducerea MSMP și nu numai (capitolul 4), privind: -estimatoare de viteză și accelerație (paragraful 4.1); -estimatoare de flux și cuplu electromagnetic (paragraful 4.2); -estimatoare de perturbații, în special de cuplu echivalent de sarcină (paragraful 4.3).
3. Dezvoltarea și analiza comparativă prin simulare numerică a unui observator de viteză, accelerație și cuplu echivalent de sarcină și a unui alt observator de viteză și accelerație, observatoare deduse ca și cazuri particulare ale unui observator general extins de perturbație (paragraful 4.1.7).
4. Elaborarea unui studiu critic comparativ privind patru estimatoare de flux cu modele de tensiune și curent (paragraful 4.2.2).
5. Sinteza sistematică și analiza critică comparativă a șase structuri de observatoare de flux originale care se dovedesc viabile în practica estimării fluxului la MSMP, observatoare care utilizează combinații de estimatoare de flux cu modele de tensiune și curent (paragraful 4.2.3) și care, în mod esențial, au compensatorul erorii de corecție cu dinamică dependentă de viteză, având proiectarea structurală și parametrică dată în paragraful 5.2.
6. Dezvoltarea unui observator de flux din modelul de tensiune, observator care utilizează un integrator modificat cu reacție de compensare adaptivă la care mecanismul de adaptare constituie o alternativă originală (paragraful 4.2.4-4)

7. Dezvoltarea, analiza robusteții prin simulare numerică și implementarea practică a unei *structuri de conducere vectorială directă în cuplu și flux aplicată pentru prima oară la MSMP* (capitolul 5), structură care include, ca parte de bază, un *observator robust de flux original* (paragraful 5.2).  
Dezvoltarea a cinci structuri de observatoare de poziție și viteză folosite în conducerea fără traductoare de mișcare a MSMP cu următoarele contribuții originale:
8. Dezvoltarea și analiza robusteții prin simulare numerică a unui *observator de ordin complet în referențial rotoric estimat* (paragraful 6.2) care are în componență un *observator extins de poziție, viteză și cuplu echivalent de sarcină original* cu matricea compensatorului decuplată și cu modificări de structură, în scopul îmbunătățirii stabilității -în special în cazul reversării de turație în zona trecerii prin zero (fig.6.2.2\_1).
9. Dezvoltarea, analiza robusteții prin simulare numerică și implementarea practică a unui *observator cu moduri alunecătoare în referențial rotoric estimat* (paragraful 6.3) care include următoarele părți originale:
  - 9.1. - structura observatorului rezultă ca un caz particular al unui observator general de perturbație cu moduri alunecătoare (paragraful 6.3.2) cu elemente de originalitate care conține *observatorul de poziție și viteză din comanda echivalentă* (fig.6.3.3\_1).
  - 9.2. - relația (6.3.3-7) care arată *legătura dintre componentele comenzii echivalente și erorile de poziție și viteză*, precum și relația (6.3.3-8) referitoare la *viteza de convergență a erorii de poziție* funcție de componenta  $i_q$  și viteză sunt originale.
10. Dezvoltarea, analiza robusteții prin simulare numerică și implementarea practică a unui *observator cu moduri alunecătoare în referențial statoric* (paragraful 6.4) care include în structura sa următoarele părți originale:
  - 10.1. - *procedeele de estimare a comenzii echivalente folosind un filtru trece jos adaptiv cu viteză*, cu o întârziere de fază constantă, *utilizată apoi la compensarea estimatei poziției*;
  - 10.2. - *metoda de estimare a vitezei pentru filtrul adaptiv, metodă care folosește un model de ordin redus al sistemului și care îmbunătățește radical stabilitatea globală*;
  - 10.3. - *observatorul cu calare pe fază (PLL) cu moduri alunecătoare și element PI* folosit pentru a estimata poziția și viteza din comanda echivalentă (paragraful 6.4.4).
11. *Studiul experimental comparativ privind structurile cu observatoare cu moduri alunecătoare în referențial statoric și în referențial rotoric estimat* (paragraful 6.4.5).
12. Dezvoltarea unui *observator de viteză adaptiv cu model de referință* (paragraful 6.5) care include în structura sa următoarele părți originale:
  - 12.1. - *estimatorul de tensiune indusă cu tehnica filtrării adaptive* funcție de viteză (paragraful 6.5.2);
  - 12.2. - *compensatorul cu moduri alunecătoare și element PI folosit în mecanismul de adaptare* (fig.6.5.4\_2b);
  - 12.3. - *metoda de îmbunătățire a stabilității globale care folosește un model de ordin redus al sistemului pentru a estima viteza folosită în filtrele adaptive*.
13. Dezvoltarea și implementarea practică a unui *observator de poziție și viteză adaptiv cu model de referință complet original* (paragraful 6.6) compus din următoarele părți originale:
  - 13.1. - *observator de flux adaptiv cu poziția, cu o corecție a erorii de flux care este adaptivă cu viteza obținută de la un model de ordin redus al acționării* (paragraful 6.6.2);
  - 13.2. - *mecanism de adaptare care extrage eroarea de fază a fluxurilor și folosește o corecție de unghi rotoric pentru conducerea cu orientare după câmp* (paragraful 6.6.3).
14. *Conceperea hardware și software și realizarea standului experimental pentru implementarea și testarea practică a structurilor de conducere a acționărilor cu MSMP* (capitolul 7).

# ANEXE: A. IMPLEMENTĂRI ÎN TIMP REAL - PROGRAME DE CONDUCERE

## A1. PROGRAM DE ADMINISTRARE A RESURSELOR CUPLORULUI DE PROCES ADA-1100

;declarații constante și variabile

```
-----  
                .model small  
public _init, _termi  
public _ptcan, _fertes, _canal  
                .data  
ADA equ 300h  
Can1 equ ADA+1 ;ib  
Can2 equ ADA+2 ;ia  
Can3 equ ADA+3 ;sinO  
Can4 equ ADA+4 ;cosO  
Can5 equ ADA+5 ;w  
CONV8 equ ADA+8 ;CAN: start conversie, msb_12  
_canal dw 1 ;contor _canal analogic  
_coach dw 0 ;contor oțeți achiziție în Tes  
_tcan dw 5 dup(?) ;tabel achiziții  
_ptcan dw ? ;pointer la tcan  
_fertes dw 0 ;fanion eroare depășire Tes  
PIT2 equ ADA+12h  
PITcw equ ADA+13h  
PPIC equ ADA+0ch  
PPlcw equ ADA+0fh  
PPIA equ ADA+0ch  
seg_0C dw ? ;locații necesare pt. salvare  
depl_0C dw ? ;adrese ISR inițiale (se salvează  
seg_0D dw ? ;atât deplasamentul cât și val. reg.  
depl_0D dw ? ;segment corespunzător  
regmgl db ? ;octet salvare reg. de măști din 8259A
```

-----  
;procedura instalare noi ISR

```
inst_int proc  
        push es  
        push ds  
        in al, 21h  
        mov regmgl, al ;salvare măști într. 8259A  
        or al, 0f0h ;mascare IRQ 4 și 5: 30h & fh  
        out 21h, al
```

;instalare ISR pt. intrupere de la timer

```
-----  
        mov ah, 35h ;salvare adresă ISR inițială coresp.  
        mov al, 0dh ;IRQ 5  
        int 21h  
        mov depl_0D, bx  
        mov ax, es  
        mov seg_0D, ax ;rediretare spre ISR int_Timer  
        mov ah, 25h  
        mov al, 0dh  
        mov dx, offset int_TIMER  
        push es ;refacere reg. segment de date, DS  
        pop ds  
        int 21h  
        pop ds  
        push ds
```

;instalare ISR pt. intrerupere de la CAN

```
-----  
        mov ah, 35h ;salvare adresă ISR inițială coresp.  
        mov al, 0ch ;IRQ 4  
        int 21h  
        mov depl_0C, bx  
        mov ax, es  
        mov seg_0C, ax ;rediretare spre ISR int_EOC  
        mov ah, 25h  
        mov al, 0ch  
        mov dx, offset int_EOC  
        push es ;refacere reg. segment de date  
        pop ds  
        int 21h  
        pop ds  
        pop es
```

```

inst_int      ret
             endp

;procedura refacere context inițial (funcționare normală a PC)
;=====
_termin      proc
             cli
             push ds
             mov dx, PPIA
             mov al, 0
             out dx, al           ;comandă deschidere chei inverter
             mov al, regngl
             out 21h, al         ;refacere măști într.
;dezinstalare ISR pt. întrerupere de la timer
;-----
             mov dx, depl_0D
             mov ax, seg_0D
             mov ds, ax
             mov ah, 25h         ;redirectare spre ISR inițială pt.
             mov al, 0dh         ;IRQ 5
             int 21h
             pop ds
             push ds
;dezinstalare ISR pt. întrerupere de la CAN
;-----
             mov dx, depl_0C
             mov ax, seg_0C
             mov ds, ax
             mov ah, 25h         ;redirectare spre ISR inițială pt.
             mov al, 0ch         ;IRQ 4
             int 21h
             pop ds
             sti
             ret
_termin      endp
sads         dw      ?           ;salvare DS pt. întreruperi (.code)

;procedura inițializare hardware
;=====
_init        proc
             cli
             mov ax, ds
             mov cs:[sads], ax
             mov _ptcan, offset tcan
             call inst_int       ;instalare noi ISR
;programare ADA-1100
;-----
             mov dx, 301h        ;selecție _canal 1 MUX
             out dx, al
             mov al, 8bh         ;programare PA->ieșire, PB,PC<-intrare
             mov dx, PPIcw
             out dx, al
             mov al, 0b6h        ;programare mod 3 pt. timer
             mov dx, PITCw
             out dx, al
             mov al, 0e8h        ;time 03e8 -> h=200μs (250 -> 4c2)
             mov dx, PIT2
             out dx, al          ;transmitere lsb
             mov al, 03h         ;transmitere msb
             out dx, al          ;start conversie 308h
             mov dx, CONNV8
             out dx, al
;programare 8259A
;-----
             in al, 21h          ;validare IRQ 4 si 5
             and al, 0cfh
             out 21h, al
             sti
             ret
_init        endp

;ISR pt. întrerupere de la timer
;=====
int_TIMER    proc
             cli
             push ax

```

```

push dx
push ds
mov dx, 301h ;selecție _canal 1 MUX
out dx, al
mov ax, cs:[sads] ;programare DS pt. permis accesare
mov ds, ax ;variabile declarate în cod C
mov _fertes, 1 ;setare fâniön eroare de ritm = 1
mov dx, CONV8 ;start conversie 308h
out dx, al
pop ds ;refacere DS
pop dx
mov al, 20h ;EOI către 8259
out 20h, al
pop ax
sti
iret
int_TIMER endp

;ISR pt. intrerupere de la CAN
;=====
int_EOC proc
cli
push ax ;salvare context
push cx
push dx
push si
push di
push ds
mov ax, cs:sads ;programare DS (în același scop)
mov ds, ax
mov si, coach
mov di, _canal
;achiziție analogică pe 12 biti
;-----
mov dx, 301h ;selecție _canal următor MUX 1...4
add dx, di
out dx, al
mov dx, CONV8 ;preluare MSB de la convertor
in al, dx
mov ah, al
inc dx ;preluare LSB de la convertor
in al, dx
cmp di, 4 ;după ultima achiziție nu se mai
jz ultima ;startează o nouă conversie
dec dx ;start conversie 308h
out dx, al
mov cl, 4 ;ordonare MSB+LSB în format 12biti
shr ax, cl ;transf. în domeniu simetric față de 0
sub ax, 800h
mov [can[si], ax
inc si
inc si
inc di
cmp di, 5 ;verifică dacă s-au efectuat toate
jnz endach ;achizițiile
mov dx, PPIC ;citește stare chei inverter.
in al, dx
and ax, 7 ;valoarea citită este negată
xor ax, 7
mov [can[si], ax ;reinițializare contoare
xor si, si
mov di, 1
endach: mov coach, si
mov _canal, di
pop ds ;refacere context
pop di
pop si
pop dx
pop cx
mov al, 20h ;EOI către 8259.A
out 20h, al
pop ax
sti
iret
int_EOC endp
end

```

## A2. INTERFAȚĂ DE AFIȘARE GRAFICĂ TIP INSTRUMENTAȚIE VIRTUALĂ

```

void instrumentatie_virtuala(void){
    chr=getch();
    gd=DETECT;
    initgraph(&gd,&gm,"c:\bc\lbg1");           //inițializare mod grafic
    if(graphresult()!=grOk){
        maxy=getmaxy();
        maxx=getmaxx();
        setfillstyle(SOLID_FILL,BLACK);
        trasare_axe();
        do{
            switch(chr){
                //test caracter
                case 'd': //d=Ștergere ecran (Delete)
                    c=getch();
                    if (c=='0') bar(0,5,maxx-100,maxy/2-5);           //0=grafic superior
                    if (c=='1') bar(0,maxy/2+5,maxx-100,maxy-5);     //1=grafic inferior
                    if (c=='\n') cleardevice();                       //\n=intreg ecranul
                    trasare_axe();break;
                case '+': //+=Incrementare factor de scară (pe Oy)
                    ch=getch();x=ch-'0';coef[x]++;
                    trasare_axe();break;
                case '-': //-=Decrementare factor de scară (pe Oy)
                    ch=getch();x=ch-'0';coef[x]--;
                    trasare_axe();break;
                case '*': //*=Multiplicare cu 5 a factorului de scară (pe Oy)
                    ch=getch();x=ch-'0';coef[x]*=5;
                    trasare_axe();break;
                case '/': ///=Divizare cu 5 a factorului de scară pe (Oy)
                    ch=getch();x=ch-'0';coef[x]/=5;
                    trasare_axe();break;
                case 'a': //a=Incrementare factor de scară (pe Ox)
                    pix++;break;
                case 's': //s=Decrementare factor de scară (pe Oy)
                    if (pix!=1) pix--;break;
                case '0': //0=Afișare grafic superior
                case '1': //1=Afișare grafic inferior, prima mărime
                case '2': //2=Afișare grafic inferior, a doua mărime
                    i=chr-'0';
                    trasare_axe();
                    afisare_grafica(i,bu,i*2+3);break; // 15=WHITE//i*2+3
            }
            chr=getch();
        }while(chr!='q'); //q=Terminare program (Quit)
        closegraph();
    }
    else printf("\n\n error");
}

```

```

void trasare_axe(void){
    int i,culoare=2;
    char aux[NCAN][20];
    setcolor(WHITE);
    setlinestyle(DOTTED_LINE,1,1);
    //desenare caroiaj zonă superioară -----
    rectangle(0,5,maxx-100,maxy/2-5);
    line(0,maxy/4,maxx-100,maxy/4);
    line(0,maxy/8,maxx-100,maxy/8);
    line(0,3*maxy/8,maxx-100,3*maxy/8);
    line((maxx-100)/3,5,(maxx-100)/3,maxy/2-5);
    line((maxx-100)/3*2,5,(maxx-100)/3*2,maxy/2-5);
    outtextxy(0,maxy/2-3,"0[msec]");
    outtextxy((maxx-100)-40,maxy/2-3,strect(gcvt(540*h*1000*esant,5,a)," ms"));
    //desenare caroiaj zonă inferioară -----
    rectangle(0,maxy/2+5,maxx-100,maxy-5);
    line(0,3*maxy/4,maxx-100,3*maxy/4);
    line(0,5*maxy/8,maxx-100,5*maxy/8);
    line(0,7*maxy/8,maxx-100,7*maxy/8);
    line((maxx-100)/3,maxy/2+5,(maxx-100)/3,maxy-5);
    line((maxx-100)/3*2,maxy/2+5,(maxx-100)/3*2,maxy-5);
}

```



```

//afisare informatii referitoare la scara de reprezentare -----
for(i=0;i<NCAN;i++) sprintf(aux[i],"%2.1f",coef[i]);
bar(560,10,640,40);
bar(560,400,640,440);
setcolor(culoare);
outtextxy(560,20,"scara0");
outtextxy(560,30,aux[0]);
setcolor(culoare);
outtextxy(560,390,"scara1");
outtextxy(560,400,aux[1]);
setcolor(culoare);
outtextxy(560,410,"scara2");
outtextxy(560,420,aux[2]);
setlinestyle(SOLID_LINE,1,1);
setcolor(RED);
sprintf(tmp,"h=%dpxeli",pix);
outtextxy(550,80,tmp);
setcolor(WHITE);
//afisare informatii referitoare la comenzile disponibile -----
outtextxy(565,160,"OPTIUNI:");
setcolor(WHITE);
outtextxy(550,180,"afisare-->N");
outtextxy(550,190,"adauga-->+N");
outtextxy(550,200,"scade -->-N");
outtextxy(550,210,"amplif-->*N");
outtextxy(550,220,"impart-->/N");
outtextxy(550,230,"sterge-->dN");
setcolor(YELLOW);
outtextxy(550,250," N=0,1,2");
outtextxy(550,250," N=0-->sus");
outtextxy(550,260," N=1-->jos");
outtextxy(550,270," N=t-->tot");
setcolor(LIGHTRED);
outtextxy(550,290," Exit-->q");
setcolor(WHITE);
}

void afisare_grafica(int i,int buf,int culoare){
int ori,y01,y02;
int y11,y12;
int loc=i;
setcolor(culoare);
switch(i){
case 0:ori=1;break;
case 1:ori=3;break;
case 2:ori=3;
}
//afisare din buffer0 -----
if(buf==0)
for(j:<(NES-3)/pix;i+=NCAN){
y01=(int)(maxy*ori/4-(buffer0[j]*maxy/4096.0)*coef[i%NCAN]);
y02=(int)(maxy*ori/4-(buffer0[j+NCAN]*maxy/4096.0)*coef[i%NCAN]);

if(!loc)
if(y01>4 && y01<=(maxy/2-5))
if(y02>4 && y02<=(maxy/2-5)) line(i*pix/NCAN,y01,i*pix/NCAN+pix,y02);

if(loc)
if(y01>=maxy/2+5 && y01<=(maxy-5))
if(y02>=maxy/2+5 && y02<=(maxy-5)) line(i*pix/NCAN,y01,i*pix/NCAN+pix,y02);
}
//afisare din buffer1 -----
if(buf==1)
for(j:<(NES-3)/pix;i+=NCAN){
y11=(int)(maxy*ori/4-(buffer1[j]*maxy/4096.0)*coef[i%NCAN]);
y12=(int)(maxy*ori/4-(buffer1[j+NCAN]*maxy/4096.0)*coef[i%NCAN]);

if(!loc)
if(y11>4 && y11<=(maxy/2-5))
if(y12>4 && y12<=(maxy/2-5)) line(i*pix/NCAN,y11,i*pix/NCAN+pix,y12);

if(loc)
if(y11>=maxy/2+5 && y11<=(maxy-5))
if(y12>=maxy/2+5 && y12<=(maxy-5)) line(i*pix/NCAN,y11,i*pix/NCAN+pix,y12);
}
}
}
}

```

### A3. PROGRAM PRINCIPAL

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <graphics.h>
#include <math.h>
#include <dos.h>

//Constante MSMP -----
#define p 4.0
#define R 10.0
#define Ld 0.012
#define Lq 0.025
#define fi0 0.092
#define pi 3.1415
#define wmax 500.0
//Coeficienti ADA -----
#define Tt 0.001
#define Ki 1.0/2.66*4.8828*Tt
#define Ksincos 1.0/6.4*4.8828*Tt
//Coeficienti sistem -----
#define Vdc 50.0
#define Vdc_pe_3 Vdc/3.0
#define Vdc_pe_rad3 Vdc/1.73205
//Definijii pt. main -----
#define NCAN 3
#define NES 540*NCAN
#define coef1 1.0
#define coef2 1.0
#define coef3 1.0
#define step 0.5
#define esant 1

/*
Inițializări specifice pt. algoritmi de conducere
*/

extern void init(void);
extern void termi(void);
extern int fertes,canal,steag;
extern int *ptcan;
void afisare_grafica(int,int,int);
void trasare_axe(void);

float buffer0[NES],buffer1[NES],*tab=buffer0,coef[NCAN]={coef1,coef2,coef3};
char tmp[10];
int contor1, kontor1;

/*
Proceduri apelate de program principal:
void calcule(void);
instrumentație virtuală: void trasare_axe(void);
void afisare_grafica(int ,int ,int)
*/

void main(void){
    int i,gd,gn,buf=0,x;
    char chr,c,ch;
    //inițializare tablouri -----
    for (i=0, i<NES; i++)
        buffer0[i] = buffer1[i] = 0.0;

    clrscr();
    //citire viteză prescrisă <-de la tastatură -----
    textcolor(15);gotoxy(10,7);
    cprintf("Viteza prescrisa (rad/sec) : ");
    scanf("%f",&wpi);
    //inițializare întreruperi -----
    init();
    //poziționare rotor in pozitia corespunzătoare inițializărilor făcute ----
    for(j=1;j<5;j++) { // init: theta 0
        outport(0x30C,-0x04);
        delay(4);
        outport(0x30C,0);
    }
}
```

```

        delay(100);
    }
    delay(1000);
    //poziționare fanion eroare ritm + o primă achiziție de date -----
    fertes=0;
    while(!fertes);
    cosO=-Ksincos*4.8828*Tt*ptcan[2];      //cosO <-- can4
    sinO=Ksincos*Tt*4.8828*ptcan[3];      // sinO <-- can5
    cosO=cosO>1
    ? 1:cosO;
    cosO=cosO<-1 ? -1:cosO;
    i=0;
    fertes=0;
    while(!fertes);

//bucla de conducere -----
do
{
    fertes=0;
    //apel procedură ce implementează algoritmul de conducere -----
    calcule();
    //memorare caracteristici a trei mărimi -----
    if (tab==&buffer0[NES]) {
        tab=buffer1;
        buf=0;
        //break;          //se validează pt. regim tranzitoriu de la pornire
    }
    if (tab==&buffer1[NES]) {
        tab=buffer0;
        buf=1;
    }
    if(kontor1==esant)          //informații care se înregistrează la fiecare 3 Te
    {
        *tab++=errtheta;
        *tab++=sinO;
        *tab++=sinOrf;
        kontor1=0;
    }
    else kontor1++;
}
//testare fanion eroare ritm -----
if (fertes)
{
    termi();
    printf("\n\n\n\n\n\t Eroare de ritm la %d eșantionări.%i",i);
    exit(1);
}
while(!kbhit());
//terminare lucru cu intreruperi -----
termi();

/*apelul proceduri de instrumentație virtuală*/
}

```

## A4. PROGRAME DE IMPLEMENTARE A ALGORITMILOR DE CONDUCERE

### A4.1. PROGRAM DE IMPLEMENTARE A ALGORITMULUI DE CONDUCERE CU METODA VECTORIALĂ DIRECTĂ ÎN CUPLU ȘI FLUX (CVDCF)

```
//Limite sensibilitate pt. reguloare cu histerază -----
#define LS 0.01
#define LJ -0.01
#define LFIR 0.002
//Valori prescise -----
#define fip 0.0144
//Coeficienți Observator -----
#define Te 0.0003
#define T 0.37
#define k 1100.0
#define n 4*T+2*k*T*Te+k*Te*Te //-----
#define pen 1.0/(4*T+2*k*T*Te+k*Te*Te)
#define a0 2*T*Te*pen
#define a1 -a0
#define a2 (2*k*T*Te+k*Te*Te)*pen
#define a3 2*k*Te*Te*pen
#define a4 (-2*k*T*Te+k*Te*Te)*pen
#define a5 (8*T-2*k*Te*Te)*pen
#define a6 (2*k*T*Te-k*Te*Te-4*T)*pen
#define perad3 1/1.732051
//Coef. filtru PT1 - rezolver -----
#define Tfr 0.001
#define Kfr 1
#define ptr 1.0/(Tfr+Te)
#define b0rTe*k*ptr
#define b1rTfr*ptr
//Coef. filtru PI - estimator viteză -----
#define KPpi 200.0
#define Klpi 2000.0
//Coef. filtru PT1 - viteză -----
#define Tf 0.002
#define Kf 1
#define pt 1.0/(Tf+Te)
#define b0 Te*Kf*pt
#define b1 T*pt
//Coef. regulator PI - viteză -----
#define KPv 0.1
#define Klv 1.0

extern int *ptcan;
int theta;
float ia,ibeta,ib,cosO,sinO,ua,ubeta;
float id,iq,ldc,lqc,lacs,lbc,ub,uc;
float x,y,lac,lbc,L2,Cuplu,tep=0.0,tep_1=0.0;
float x1=0,x2=0,y1=0,y2=0,lac1=0,lac2=0,lbc1=0,lbc2=0,lacs1=0,lacs2=0,lbs1=0,lbs2=0;
float sinO_1,cosO_1,sinOe,cosOe,Oe,w=0.0,w_1=0.0,ertheta,wp;
float sinOe1=0.0,cosOe1=1.0,Oe1=0.0,w1,ertheta1,w_11=0.0;
int tau,fr;
int const tablou[]={0,6,2,3,1,5,4,0,0,5,4,6,2,3,1,0,0,2,3,1,5,4,6,0,0,1,5,4,6,2,3,0};
unsigned char Sabc,Sa,Sb,Sc;

void calcule(void){

//Convertește valorile ia, ib, sin, cos -----
ia=Ki*ptcan[1]; //ia <- can3
ib=Ki*ptcan[0]; //ib <- can2
ibeta=perad3*(ia+ib+ib);
cosO=-Ksincos*ptcan[2]+0.02; //cosO <- can4
sinO=Ksincos*ptcan[3]-0.02; //sinO <- can5
//Filtru PT1 pt. sinO -----
sinO=b0r*sinO+b1r*sinO_1; //elem. PT1 - discretiz. metoda DA
sinO_1=sinO;
//Filtru PT1 pt. cosO -----
cosO=b0r*cosO+b1r*cosO_1; //elem. PT1 - discretiz. metoda DA
cosO_1=cosO;
//Estimator viteză + filtru PI (PLL) -----
ertheta=sinO*cosOe-cosO*sinOe; //O-Oe=sin(O-Oe) (aprox. egal)
w=w_1+ertheta*Te; //elem. PI - discretiz. metoda DA
w_1=w;
```

```

w=KPp1*errtheta+KIpi*w;
Oe=Oe+w*Te; //elem. I - discretiz. metoda DA
Oe=Oe>2*M_PI ? Oe-2*M_PI : Oe; //limitare unghi la 2PI
Oe=Oe<0 ? Oe+2*M_PI : Oe;
sinOe=sin(Oe);
cosOe=cos(Oe);
//Filtru PT1 pt. w -----
w1=b0*w+b1*w_11; //elem. PT1 - discretiz. metoda DA
w_11=w1;
//Regulator P/PI pt. viteză -----
//tep=(wp-w)*KPv; //P
tep=tep_1+(wp-w1)*Te; //PI
tep_1=tep;
tep=KPv*(wp-w1)+KIv*tep;
if (tep>2) tep=2; //limitare cuplu prescris
    else if (tep<-2) tep=-2;
//Determinare valori chei Sa, Sb, Sc -----
Sa=((ptcan[4])&4)>>2;
Sb=((ptcan[4])&2)>>1;
Sc=(ptcan[4])&1;
//Formare tensiuni ua, ub din chei Sa, Sb, Sc -----
ua=(U/3.0)*(Sa+Sa-Sb-Sc);
ubeta=U*perad3*(Sb-Sc);
//Transformare din ab --> dq (c-jO) -----
id=ia*cosOe+ibeta*sinOe;
iq=-ia*sinOe+ibeta*cosOe;
//Calculare fluxuri estimate in dq cu model de curent -----
ldc=Ioc+Ldc*id;
lqc=Lqc*iq;
//Transformare din dq --> ab (c+jO) -----
lacs=ldc*cosOe-lqc*sinOe;
lbsc=ldc*sinOe+lqc*cosOe;
//Intrari in estimator de flux cu model de tensiune -----
x=ua-Re*ia;
y=ubeta-Re*ibeta;
//Calculare fluxuri cu model de tensiune compensat: fluxuri observate -----
lac=a0*x+a1*x2+a2*lacs+a3*lacs1+a4*lacs2+a5*lac1+a6*lac2;
lbc=a0*y+a1*y2+a2*lbsc+a3*lbsc1+a4*lbsc2+a5*lbc1+a6*lbc2;
//Reactualizare valori de la momentele T_1 si T_2 -----
lac2=lac1;
lac1=lac;
lbc2=lbc1;
lbc1=lbc;
x2=x1;
x1=x;
y2=y1;
y1=y;
lacs2=lacs1;
lacs1=lacs;
lbsc2=lbsc1;
lbsc1=lbsc;
//Calculare modul flux observat la patrat și cuplul electromagnetic estimat -----
L2=lac*lac+lbc*lbc;
Cuplu=6*(lac*ibeta-lbc*ia);
//Determinare theta -----
if ((1.732*fabs(lbc)-fabs(lac)) < 0)
    theta=lac>=0 ? 1 : 4;
else if (lac>=0)
    theta=lbc>=0 ? 2 : 6;
    else
        theta=lbc>=0 ? 3 : 5;
//Determinare fi -----
if ((fip-L2)>LFIR) fir=0;
else fir=16;
//Determinare tau -----
if ((tep-Cuplu)>LS) Sabc=tblou(theta+fir+0);
    else if ((tep-Cuplu)<LJ) Sabc=tblou(theta+fir+8);
    else Sabc=0; //tau=0 -> vector nul (000 sau 111)
Sabc=(Sabc^7)&7;
//Comandă chei inverter -----
outportb(0x30C,Sabc);
}

```

#### A4.2. PROGRAM DE IMPLEMENTARE A ALGORITMULUI DE CONDUCERE CU OBSERVATOR DE POZIȚIE ȘI VITEZĂ CU MODURI ALUNECĂTOARE ÎN REFERENȚIAL ROTORIC ESTIMAT (OMAdq<sup>^</sup>)

```

//Coeficienți Observator -----
#define Te 0.0002
#define Tev 0.0002
#define T 0.37
#define k 1100.0
//Coef. filtru PT1 - rezolver -----
#define Tfr 0.001
#define Kfr 1.0
#define ptr 1.0/(Tfr+Tev)
#define b0r Tev*Kfr*ptr
#define b1r Tfr*ptr
//Coef. filtru PI - estimator viteză -----
#define KPpi 200.0
#define KIpi 2000.0
//Coef. filtru PT1 - viteză -----
#define Tf 0.002
#define Kf 1.0
#define pt 1.0/(Tf+Tev)
#define b0 Tev*Kf*pt
#define b1 Tf*pt
//Coef. regulator PI - viteză -----
#define lmax 1.5
#define Karw 10
#define KPv 0.1
#define Klv 1.5

extern int fertes,canal;
extern int *ptcan;
float ia,ibeta,ib,ic,cosO,sinO,ua,ubeta,ge1=0.0;
float id,iq,Idc,Iqc,ub,uc,iipq=0.0,iqint=0.0;
float ud=0.0,uq=0.0,ge=0.0,gei,oe=0.0,oe1=0.0,op,ide,idei,iqe,iqei,kappa;
float u1,u2,U1=30.0,U2=20.0,U1eq=0.0,U2eq=0.0,kappa=50.0,dge=0.0,dgei;
float i1,i1eq,i1U2eq,i1U2eqi,i1U2eqi,aU2eq=0.0; //iU1eq -> valoare intermediară
float iqpi,iqpl; // (ieșire din primul filtru)
float Tf1=0.002,Tf2=0.001,Tf3=0.01;
float Ti=0.0027,h=0.0002,Kr=5.144,pi=3.1415;
float tep=0.0,tep_1=0.0;
float sinOe1=0.0,cosOe1=1.0,Oe1=0.0,w1,ertheta1,w_11=0.0;
unsigned char Sabc,Sa_1=0,Sb_1=0,Sc_1=0,Sa_2=0,Sb_2=0,Sc_2=0,Sa,Sb,Sc;

void calcule(void){

//Convertește valori ia, ib, sin, cos (ACHIZIȚIE) -----
ia=Ki*ptcan[1]; //ia <-- can3
ib=Ki*ptcan[0]; //ib <-- can2
cosO=-Ksincos*ptcan[2]+0.02; //-cosO <-- can4
sinO=Ksincos*ptcan[3]-0.02; //sinO <-- can5
ic=-ia-ib;
//Filtru PT1 pt. sinO -----
sinO=b0r*sinO+b1r*sinO_1;
sinO_1=sinO; //PT1
//Filtru PT1 pt. cosO -----
cosO=b0r*cosO+b1r*cosO_1;
cosO_1=cosO; //PT1
//Estimator viteză + filtru PI (PLL) -----
ertheta=sinO*cosOe-cosO*sinOe; //O-Oe=sin(O-Oe) (aprox. egal)
w=w_1+ertheta*Tev; //PI
w_1=w;
w=KPpi*ertheta+KIpi*w;
Oe=Oe+w*Tev; //I
Oe=Oe>2*M_PI ? Oe-2*M_PI : Oe;
Oe=Oe<0 ? Oe+2*M_PI : Oe;
sinOe=sin(Oe);
cosOe=cos(Oe);
//Filtru PT1 pt. w -----
w1=b0*w+b1*w_11;
w_11=w1; //PT1
//Regulator PI pt. viteză -----
iqp=iqp_1+(wp-oe-arw)*Tev; //PI
iqp_1=iqp;

```

```

iqp=KpV*(wp-oe)+K1v*iqp+0.3;
tep=iqp;
if (iqp>Imax) iqp=Imax; //limitare curent
else if (iqp<-Imax) iqp=-Imax;
arw=Karv*(tep-iqp); //anti-reset wind-up
//Determinare chei Sa, Sb, Sc pt. calcul tensiunii -----
Sa=(ptcan[4])&4;>>2;
Sb=(ptcan[4])&2;>>1;
Sc=(ptcan[4])&1;
//Memorare stări chei la momente T_1, T_2 -----
Sa_2=Sa_1;
Sa_1=Sa;
Sb_2=Sb_1;
Sb_1=Sb;
Sc_2=Sc_1;
Sc_1=Sc;
//Calcul tensiunii -----
ua=0.3333*U*(2*Sa_1-Sb_1-Sc_1);
ub=0.3333*U*(-Sa_1+2*Sb_1-Sc_1);
uc=0.3333*U*(-Sa_1-Sb_1+2*Sc_1);
//Transformare abc->dq -----
ud=0.6666*(ua*cos(gc)+ub*cos(gc-2.094)+uc*cos(gc+2.094));
uq=-0.6666*(ua*sin(gc)+ub*sin(gc-2.094)+uc*sin(gc+2.094));
id=0.6666*(ia*cos(gc)+ib*cos(gc-2.094)+ic*cos(gc+2.094));
iq=-0.6666*(ia*sin(gc)+ib*sin(gc-2.094)+ic*sin(gc+2.094));
//Model electric al MSM1? -----
ide=h/Ldc*(Ldc/h-Rc)*ide+ud+Lqc*dge*iq+u1);
iqe=h/Lqc*(Ldc/h-Rc)*iqe+uq-Ldc*dge*id+u2);
if ((id-ide)>0) u1=20.0; //Sd 20
else u1=-20.0;
if ((iq-iqe)>0) u2=50.0; //Sq 50
else u2=-50.0;
//Filtrare u1 (rezultă delta-gama) -----
iU1eq=(h*u1+iU1eq*TF1)/(h+TF1); //primul filtru PT1
U1eq=(h*iU1eq+U1eq*TF1)/(h+TF1); //al doilea filtru PT1
//Filtrare u2 (rezultă omega-est.) -----
iU2eq=(h*u2*(-1/psi)+iU2eq*TF2)/(h+TF2); //primul filtru PT1
iU2eq=(h*iU2eq+iU2eq*TF2)/(h+TF2); //al doilea filtru PT1
U2eq=(h*dge+U2eq*TF3)/(h+TF3); //al treilea filtru PT1
oe=U2eq;
aU2eq=(h*iU2eq+aU2eq*TF3)/(h+TF3); //PT1
oe1=aU2eq; //omega estimat (oe)
if (iU2eq>2) kappa=15.0;
if (iU2eq<-2) kappa=-15.0;

dge=iU2eq+U1eq*kappa; //derivata gama-estimat
ge=ge+dge*h; //gama-estimat
ge=ge>2*M_PI ? ge-2*M_PI : ge;
ge=ge<0 ? ge+2*M_PI : ge;

idp=0.0;
ialfap=-iqp*sin(gc);
ibetap=iqp*cos(gc);
iap=ialfap;
ibp=-0.5*ialfap+0.865*ibetap;
icp=-iap-ibp;
//Regulatoroare de curent -----
if ((iap-ia)>0) Sa=1; else Sa=0;
if ((ibp-ib)>0) Sb=1; else Sb=0;
if ((icp-ic)>0) Sc=1; else Sc=0;
//Determinare chei pt. comandă -----
Sabc=Sa*4+Sb*2+Sc;
Sabc=(Sabc^7)&7;
//Comandă chei inverter -----
outputb(0x30C,Sabc);
}

```

### A4.3. PROGRAM DE IMPLEMENTARE A ALGORITMULUI DE CONDUCERE CU OBSERVATOR DE POZIȚIE ȘI VITEZĂ CU MODURI ALUNECĂTOARE ÎN REFERENȚIAL STATORIC (OMAA)

```

//Coeficienți Observator -----
#define h 0.00025
#define Tev 0.00025
#define k 1100.0
#define lambda0 0.09
#define fi 0.0
#define Kpo 0.8
#define KI 2000.0 //KI=1/(m^3*h^2)
#define Kp 200.0 //Kp=1/(m*h)
#define T 1.0 //Kp=m^2*h*KI ; m=20
#define Tf_est 0.02
#define Tfs 0.0005
#define Tfo 0.06
#define Tio 0.08
#define Vdc 45.0
#define zita 0.72
#define hpL h/Lo
#define hLR Lo/(Lo+h*Ro)
#define h4 4.0*h
#define hTfs h+Tfs
#define Klh Kl*h
#define hTfh+Tf_est
#define zh zita*h
#define Vdc_pe_3 Vdc/3.0
#define Vdc_pe_rad3 Vdc/1.73205
//Coef. filtru PT1 - rezolver -----
#define Tfr 0.001
#define Kfr 1.0
#define ptr 1.0/(Tfr+Tev)
#define b0r Tev*Kfr*ptr
#define b1r Tfr*ptr
//Coef. filtru PI - estimator viteză -----
#define KPpi 200.0
#define Klpi 2000.0
//Coef. filtru PT1 - viteză -----
#define Tf0.002
#define Kf 1.0
#define pt 1.0/(Tf+Tev)
#define b0 Tev*Kf*pt
#define b1 Tf*pt
//Coef. regulator PI - viteză -----
#define Imax 1.5
#define Karw 10.0
#define KPv 0.1
#define Klv 1.0

#define b1_sin h/Tfr
#define a1_sin (Tfr-h)/Tfr
#define b1_cos h/Tfr
#define a1_cos (Tfr-h)/Tfr
#define a1_fva h/0.0005
#define b1_fva (0.0005-h)/0.0005
#define b1_valeq h/Tfs
#define a1_valeq (Tfs-h)/Tfs
#define b1_omega h/Tf_est
#define a1_omega (Tf_est-h)/Tf_est
#define b1_o h/0.05 //-----
#define a1_o (0.05-h)/0.05
#define b0_em h/(2*Lo+h*Ro)
#define a1_em (2*Lo-h*Ro)/(2*Lo+h*Ro)

extern int fertes,canal;
extern int *ptcan;
float ia,ib,ic,cosO,sinO;
float x,y,tep=0.0,tep_1=0.0;
float x1=.0,x2=.0,y1=.0,y2=.0;
float sinO_1,cosO_1,sinOe=0.0,cosOe=1.0,Oe=0.0,w=0.0,w_1=0.0,ertheta.wp,wp1;
float sinOe1=0.0,cosOe1=1.0,Oe1=0.0,w1,ertheta1,w_11=0.0;
float idp,iqp,iqp_1,ialfap,ibetap,iap,ibp,icp,arw=0.0;
unsigned char Sabc,Sa,Sb,Sc,Sa_1=0,Sb_1=0,Sc_1=0,Sa_2=0,Sb_2=0,Sc_2=0;

```



```

void calcule(void){
//Convertește valorile ia, ib, sin, cos -----
ia=Ki*ptcan[1]; //ia <-- can3
ib=Ki*ptcan[0]; //ib <-- can2
cosO=-Ksincos*ptcan[2]+0.02; //cosO <-- can4
sinO=Ksincos*ptcan[3]-0.02; //sinO <-- can5
ic=ia-ib;
//Filtru PT1 pt. sinO -----
sinOf=b1_sin*sinO+a1_sin*sinOf; //PT1
//Filtru PT1 pt. cosO -----
cosOf=b1_cos*cosO+a1_cos*cosOf; //PT1

//Estimator viteză + filtru PI -----
errtheta=sinOf*cosO-cosOf*sinO; //O-Oc=sin(O-Oc) (aprox. egal)
w=w_1+errtheta*h; //PI
if (w>wmax) w=wmax; //limitare turajie
if (w<-wmax) w=-wmax;
w_1=w;
w=Kppi*errtheta+Klpi*w;
Oe=Oe+w*h; //I
Oe=Oe>2*M_PI ? Oe-2*M_PI : Oe; //limitare unghi la 2PI
Oe=Oe<0 ? Oe+2*M_PI : Oe;
sinOe=sin(Oe);
cosOe=cos(Oe);
//Filtru PT1 pt. w -----
w1=b0*w+b1*w_1;
w_1=w1; //PT1
//Regulator PI pt. viteză -----
iqp=iqp_1+Tev*(wp-omegaeF-arw); //PI
iqp_1=iqp;
iqp=KlPv*(wp-omegaeF)+KlV*iqp+0.3;
tep=iqp;
if (iqp>Imax) iqp=Imax; //limitare curent
else if (iqp<-Imax) iqp=-Imax;
arw=Karv*(tep-iqp); //anti-reset wind-up
//Determinare chei Sa, Sb, Sc pt. calcul tensiuni -----
Sa=((ptcan[4]&&4)>>2);
Sb=((ptcan[4]&&2)>>1);
Sc=(ptcan[4]&&1);
//Memorare valori chei la T_1, T_2 -----
Sa_2=Sa_1;
Sa_1=Sa;
Sb_2=Sb_1;
Sb_1=Sb;
Sc_2=Sc_1;
Sc_1=Sc;
//Calcul tensiuni -----
ualfa=Vdc_pe_3*(2.0*Sa_2-Sb_2-Sc_2);
ubeta=Vdc_pe_rad3*(Sb_2-Sc_2);
ialfa=ia;
ibeta=(ia+2*ib)*1.73205;
//Observator sliding mode în referențial ab -----
ua_em=ualfa+valfa;
ialfac=b0_em*(ua_em+ua_em_1)+a1_em*ialfac;
ua_em_1=ua_em;
ub_em=ubeta+vbeta;
ibetae=b0_em*(ub_em+ub_em_1)+a1_em*ibetae;
ub_em_1=ub_em;
//Regulator curenți -----
if ( (ialfa-ialfac) > 0 ) valfa= Uo ;
else valfa=-Uo ;
if ( (ibeta-ibetae) > 0 ) vbeta= Uo ;
else vbeta=-Uo ;
//----- ALFA -----
valfa_int=valfa_int+hw1*(valfa-valfa_int); //FTB_1
valfa_int1=valfa_int1+hw1*(valfa-valfa_int-valfa_int1); //FTB_2
valfa_int2=valfa_int2+hw1*(valfa_int1-valfa_int2);
valfaeq=valfaeq+hw1*(valfa_int1-valfa_int2-valfaeq);
//----- BETA -----
vbeta_int=vbeta_int+hw1*(vbeta-vbeta_int); //FTB_1
vbeta_int1=vbeta_int1+hw1*(vbeta-vbeta_int-vbeta_int1); //FTB_2
vbeta_int2=vbeta_int2+hw1*(vbeta_int1-vbeta_int2);
vbetaeq=vbetaeq+hw1*(vbeta_int1-vbeta_int2-vbetaeq);
//----- omegaeq-----

```

```

//Estimare viteză utilizând componente ale tensiunii echivalente Veq
omegaeq=(4*sqrt(valfaeq*valfaeq+vbetaeq*vbetaeq))/lambda0;
omega_plus=b1_o*wp+a1_o*omega_plus; //PT1=model redus al sistemului
ics2=2*h*fabs(omega_plus);
//Filtru adaptiv trece-jos -----
valfaeq=(valfaeq+ics2*(valfa+valfa_int-valfaeq))/(1+ics2); //PT1 2 pași
valfa_int=valfa;
vbetaeq=(vbetaeq+ics2*(vbeta+vbeta_int-vbetaeq))/(1+ics2); //PT1 2 pași
vbeta_int=vbeta;
//Structură observator PLL -----
val=valfaeq*cos(thetae)+vbetaeq*sin(thetae);
if( val>0 ) valeq= 1 ;
else valeq=-1 ;
omegae =omegae+Kllv/2*(valeq+valeq_1); //PI
if(omegae>wmax) omegae=wmax; //limitare turajie
if(omegae<-wmax) omegae=-wmax;
valeq_1=valeq;
omegae1=omegae+Kp*valeq;
omegae1=b1_omega*omegae1+a1_omega*omegae1; //PT1
thetae=thetae+h/2*(omegae1+omegae1_1); //I regula trapezelor
omegae1_1=omegae1;
thetae=thetae>2*M_PI ? thetae-2*M_PI : thetae; //limitare unghi la 2PI
thetae=thetae<0 ? thetae+2*M_PI : thetae;
thetac=thetae+f;
idp=0.0;
if(sa==0) sa=1;
else sa=0;
ialfap=-iqp*sinOe;
ibetap=iqp*cosOe;

iap=ialfap;
ibp=-0.5*ialfap+0.865*ibetap;
icp=-iap-ibp;
//reglatoare curenți -----
if((iap-ia)>0) Sa=1; else Sa=0;
if((ibp-ib)>0) Sb=1; else Sb=0;
if((icp-ic)>0) Sc=1; else Sc=0;
//Determinare chei pt. comandă -----
Sabc=Sa*4+Sb*2+Sc;
Sabc=(Sabc^7)&7;
//Comandă chei inverter -----
outportb(0x30C,Sabc);
}

```

#### A4.4. PROGRAM DE IMPLEMENTARE A ALGORITMULUI DE CONDUCERE CU OBSERVATOR DE POZIȚIE ȘI VITEZĂ ADAPTIV CU MODEL DE REFERINȚĂ (MRAS)

```

//Perioada eșantionare -----
#define h 0.0002
//Coef. filtru PT1 - sin, cos rezolver -----
#define Tf 0.001
#define b1_rez h/Tf
#define a1_rez (Tf-h)/Tf
//Coef. filtru P1 - estimator viteză rezolver PLL -----
#define KP_rez 200.0
#define Kl_rez 2000.0
//Coef. filtru PT1 - viteză -----
#define Tf0.002
#define pt 1.0/(Tf+h)
#define b0_w h*pt
#define a1_w Tf*pt
//Coef. regulator P1 - viteză -----
#define lmax 1.5
#define Karv 10.0
#define KPv 0.1
#define Klv 2.0
//Coeficienți sistem -----
#define Vdc 50.0
#define Vdc_pe_3 Vdc/3.0
#define Vdc_pe_rad3 Vdc/1.73205
#define wf1 1.0 //-----
#define wf2 10.0
#define Kpc wf1+wf2
#define Kic wf1*wf2
#define Tf_cc 0.5 //-----
#define b1_fi_cc h/Tf_cc
#define a1_fi_cc (Tf_cc-h)/Tf_cc
#define m 20.0 //-----
#define Kp_wf 1.0/(m*h) //Kp=1/(m*h)
#define Ti_wf h*m*m //Kl=1/(m^3*h^2)
#define Kt_wf Kp_wf/(Ti_wf*2.0)
#define hp2 h/2.0
#define Kc Lq/fi0 //0.2
//Coef. filtru PT1 - viteză PLL filtrată -----
#define Tf0.01
#define ptw 1.0/(Tf0+h)
#define b0_wef h*ptw
#define a1_wef Tf0*ptw
#define Tf0q 0.005 //-----
#define pt0q 1.0/(Tf0q+h)
#define b0_iqpf h*pt0q
#define a1_iqpf Tf0q*pt0q
#define b0_ibf h/0.1
#define a1_ibf (0.1-h)/0.1

extern int fertes,cana;
extern int *ptcan;
float ia,ib,ic,cosO,sinO,sinOrf,cosOrf,aux,ibf-0.0;
float Oc=0.0,sinOc=0.0,cosOc=1.0,w,w_1=0.0,errtheta;
float w1=0.0;
float wp,wpi,idp,iqp,iqp_1=0.0,iqpf_1=0.0,tep,arw=0.0,ialfap,ibetap,iap,ibp,icp;
unsigned char Sabc,Sa,Sb,Sc,Sa_1=0,Sb_1=0,Sc_1=0,Sa_2=0,Sb_2=0,Sc_2=0;
float ualfa,ubeta,ialfa,ibeta;
float omegae=0.0,omegae_1,omegaei=0.0,wei=0.0;
float Oc=0.0,sinOc,cosOc,id,iq,fi,fiq;
float fia_i,fi=fi0,fi_a_1,xa=0.0, fib_i,fiB=0.0,fiB_1,xb=0.0;
float fia_cc=0.0,fi_a_c,fiB_cc=0.0,fiB_c;
float Of=0.0,sinOf,cosOf,err_OF,err_OF_1=0.0;

void calcul(void){

//Convertește valorile ia, ib, sin, cos (ACIIZIȚIE) -----
ia=Ki*ptcan[1]; // ia <-- can3
ib=Ki*ptcan[0]; // ib <-- can2
//ibf=b0_ibf*ib+a1_ibf*ibf; // -cosO <-- can4
cosO=-Ksincos*ptcan[2]+0.02; // sinO <-- can5
sinO=Ksincos*ptcan[3]-0.02;
ic=-ia-ib;

```

```

//Filtru PT1 pt. sinO; DI -----
sinOrf=b1_rez*sinO+a1_rez*sinOrf;
//Filtru PT1 pt. cosO; DI -----
cosOrf=b1_rez*cosO+a1_rez*cosOrf;
//Estimator de viteză PLL din sin. cos rezolver -----
errtheta=sinO*cosOe-cosO*sinOe;
w=w_1+h*errtheta; //elem. I - discretiz. metoda DA
if (w>wmax) w=wmax; //limitare
if (w<-wmax) w=-wmax;
w_1=w;
w=Kp_rez*errtheta+Ki_rez*w; //elem. PI
Oe=Oe+w*h; //elem. I - discretiz. metoda DI
Oe=Oe>2*M_PI ? Oe-2*M_PI : Oe; //limitare unghi la 2PI
Oe=Oe<0 ? Oe+2*M_PI : Oe;
sinOe=sin(Oe);
cosOe=cos(Oe);
//Filtru PT1 pt. w -discretiz. metoda DI -----
w1=b0_w*w+a1_w*w1;
wp=wp1;
//Regulator PI pt. viteză -----
iqp=iqp_1+h*(wp-wef-arw); //elem. I - discretiz. metoda DA
iqp_1=iqp;
iqp=Kpv*(wp-wef)+Kiv*iqp; //PI
tep=iqp;
if (iqp>Imax) iqp=Imax; //limitare curent
else if (iqp<-Imax) iqp=-Imax;
arw=Karw*(tep-iqp); //anti-reset wind-up
iqpf=b0_iqpf*iqp+a1_iqpf*iqpf; //elem. PT1 - discretiz. metoda DI
//Determinare chei Sa, Sb, Sc pt. calcul tensiuni -----
Sa=((ptcan[4])&4)>>2;
Sb=((ptcan[4])&2)>>1;
Sc=(ptcan[4])&1;
//Memorare stări chei la momente T_1 si T_2 -----
Sa_2=Sa_1;
Sa_1=Sa;
Sb_2=Sb_1;
Sb_1=Sb;
Sc_2=Sc_1;
Sc_1=Sc;
//Calcul tensiuni în referențial ab -----
ualfa=Vdc_pe_3*(2.0*Sa_2-Sb_2-Sc_2);
ubeta=Vdc_pe_rad3*(Sb_2-Sc_2);
//Calcul curenți în referențial ab -----
ialfa=ia;
ibeta=(ia+2.0*ib)/1.73205;
//Observer paralel: model de curent (Efi-i), model de tensiune (Efi-u) + PLL. -----
sinOe=sin(Oe);
cosOe=cos(Oe);
//Estimator flux cu model de curent în dq -----
id=ialfa*cosOe+ibeta*sinOe;
iq=-ialfa*sinOe+ibeta*cosOe;
fid=fi0+Ld*id;
fiq=Lq*iq;
fia_i=fid*cosOe-fiq*sinOe;
fib_i=fid*sinOe+fiq*cosOe;
//Observer flux cu model combinat tensiune/ curent în ab -----
fia_1=fia;
fia=fia+h*(ualfa-R*ialfa+Kpc*(fia_i-fia)+Kic*xa);
xa=xa+h*(fia_i-fia_1);
fib_1=fib;
fib=fib+h*(ubeta-R*ibeta+Kpc*(fib_i-fib)+Kic*xb);
xb=xb+h*(fib_i-fib_1);
fia_cc=b1_fi_cc*fia+a1_fi_cc*fia_cc; //comp. continuă
fia_c=fia-fia_cc;
fib_cc=b1_fi_cc*fib+a1_fi_cc*fib_cc; //comp. continuă
fib_c=fib-fib_cc;
//Observer de viteză și poziție a fluxului cu PLL -----
sinOf=sin(Of);
cosOf=cos(Of);
err_Of=(fib*cosOf-fia*sinOf)/fi0;
omegaei=omegaei+hp2*(err_Of+err_Of_1); //elem. PI - discretiz. metoda T
if (omegaei>wmax) omegaei=wmax; //limitare viteză
if (omegaei<-wmax) omegaei=-wmax;
err_Of_1=err_Of;
omegae=Kp_wf*err_Of+Ki_wf*omegaei;
wef=b0_wef*omegae+a1_wef*wef; //elem. PT1 - discretiz metoda DI

```

```

Of=Of+hp2*(omegac+omegac_1); //elem. 1 - discretiz. metoda T
omegac_1=omegac;
//Calcul unghi rotor -----
Oc=Of-atan(Kc*iqpI);
Oc=Oc>2*M_PI ? Oc-2*M_PI : Oc; //limitare unghi la 2PI
Oc=Oc<0 ? Oc+2*M_PI : Oc;
Of=Of>2*M_PI ? Of-2*M_PI : Of;
Of=Of<0 ? Of+2*M_PI : Of;
//Transformare dq(Of) ==> ab; Orientare după fluxul rezultat (FOC) -----
ialfap=-iqp*sinOf;
ibetap=iqp*cosOf;
//Transformare ab ==> abc -----
iap=ialfap;
ibp=-0.5*ialfap+0.865*ibetap;
icp=-iap-ibp;
if ((iap-ia)>0) Sa=1; else Sa=0;
if ((ibp-ib)>0) Sb=1; else Sb=0;
if ((icp-ic)>0) Sc=1; else Sc=0;
//Determinare stări chei inverter -----
Sabc=Sa*4+Sb*2+Sc;
Sabc=(Sabc^7)&7;
//Comandă chei inverter -----
outportb(0x30C,Sabc);
}

```

## BIBLIOGRAFIE

- [Acke89] **Ackermann J., Muller P.C.**, "Compensation of Coulomb friction in the position control of elastic robots", *Proc. 7-th CISM-IFTOMM Symposium on Theory and Practice of Robots and Manipulators RoManSy 7*, Hermes, pp. 370-377, 1989.
- [Andr94a] **Andreescu G.D.**, "Stadiul actual privind conducerea acționărilor electrice cu mașini sincrone autopilotate - modelare matematică", Referat de doctorat nr. 1, Facultatea de Automatică și Calculatoare, Universitatea Tehnică din Timișoara, iulie 1994.
- [Andr94b] **Andreescu G.D.**, "Structuri și algoritmi de conducere pentru acționări electrice cu mașini sincrone autopilotate", Referat de doctorat nr. 2, Facultatea de Automatică și Calculatoare, Universitatea Tehnică din Timișoara, oct. 1994.
- [Andr94c] **Andreescu G.D., Pau C.**, "Torque vector control system for permanent magnet synchronous motor drives", *Buletinul Științific UTT, Seria Automatică și Calculatoare*, Tom 39 (53), Timișoara, pp. 102-108, 1994.
- [Andr94d] **Andreescu G.D.**, "Observers structures for flux estimation in permanent magnet synchronous motors", *Buletinul Științific UTT, Seria Automatică și Calculatoare*, Tom 39 (53), Timișoara, pp. 109-113, 1994.
- [Andr95] **Andreescu G.D.**, "Robust observers for stator flux and torque estimation in permanent magnet synchronous motor drives", *Buletinul Științific UPT, Seria Automatică și Calculatoare*, Tom 40 (54), Timișoara, pp. 32-43, 1995.
- [Andr96a] **Andreescu G.D.**, "Robust direct torque vector control system with stator flux observer for PMSM drives", *Proc. 5-th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments OPTIM'96*, Brașov, vol. 5, pp. 1441-1454, May 1996.
- [Andr96b] **Andreescu G.D.**, "Observers for speed, acceleration and load torque in motion control of electrical drives", *Proc. Automatic Control and Testing Conference A'96-THETA 10*, Cluj-Napoca, vol. 1, pp. 307-312, May 1996.
- [Andr96c] **Andreescu G.D.**, "Speed control system for PMSM drives with decoupling and speed estimator", *Buletinul Științific UPT, Trans. on Automatic Control and Computer Science*, Tom 41 (55), Timișoara, pp. 5-13, 1996.
- [Andr97] **Andreescu G.D.**, "Sensorless drive system based on variable structure observer for permanent magnet synchronous motor", *Buletinul Științific UPT, Trans. on Automatic Control and Computer Science*, Tom 42 (56), Timișoara, pp. 47-56, 1997.
- [Andr98a] **Andreescu G.D.**, "Robust sliding mode based observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives", *Proc. 8-th International Power Electronics & Motion Control Conference PEMC'98*, Prague, vol. 6, pp. 172-177, Sept. 1998.
- [Andr98b] **Andreescu G.D., Uroș S., Spilcă A., Popa A.**, "Comparison of two sliding mode based observers for PMSM drive sensorless control - Experimental results", *Proc. 3-rd International Conference on Technical Informatics CONTI'98*, Timișoara, vol. 2, pp. 139-148, Oct. 1998.
- [Andr98c] **Andreescu G.D.**, "Nonlinear observer for position and speed sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives", *Proc. 6-th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments OPTIM'98*, Brașov, vol. 2, pp. 473-478, May 1998.
- [Andr98d] **Andreescu G.D., Popa A.**, "Model reference adaptive system based observer for sensorless field oriented vector control of PMSM drives", *Proc. 3-rd International Conference on Technical Informatics CONTI'98*, Timișoara, vol. 1, pp. 82-89, Oct. 1998.
- [Astr87] **Astrom K.J.**, "Adaptive feedback control", *Proc. IEEE*, vol. 75, no. 2, pp. 185-217, Feb. 1987.
- [Baad92] **Baader U., Depenbrock M., Gierse G.**, "Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: a basis for speed control without speed measurement", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 581-588, May/June 1992.

- [Bile93] **Bilewski M., Fratta A., Giordano L., Vagati A., Villata F.**, "Control of high-performance interior permanent magnet synchronous drives". *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 29, no. 2, pp. 328-337, March/April 1993.
- [Blaa96] **Blaabjerg F., Christensen L., Hansen S., Kristoffersen J.R., Rasmussen P.O.**, "Sensorless control of switched reluctance motor with variable-structure observer", *Electromotion*, no.3, pp.141-152, 1996
- [Bold83] **Boldea I., Atanasiu G.**, *Analiza unitară a mașinilor electrice*, Editura Academiei, București, 1983.
- [Bold88] **Boldea I., Nasar S.A.**, "Torque vector control (TVC) - a class of fast and robust torque speed and position digital controllers of electric drives", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 15, pp. 135-148, 1988.
- [Bold91a] **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*, vol. 19, pp. 381-398, 1991.
- [Bold91b] **Boldea I.**, *Parametrii mașinilor electrice - identificare, estimare și validare*, Editura Academiei Romane, București, 1991.
- [Bold92] **Boldea I., Nasar S.A.**, *Vector Control of AC Drives*, CRC Press, Florida, 1992.
- [Bold98] **Boldea I., Nasar S.A.**, *Electric Drives*, CRC Press, Florida, 1998.
- [Borg95] **Borgard D.E., Olsson G., Lorenz R.D.**, "Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives", *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 31, no. 4, pp.795-801, July/Aug. 1995.
- [Bose88] **Bose B.K.**, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine", *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 24, no. 6, pp. 987-997, Nov./Dec. 1988.
- [Bose93] **Bose B.K.**, "Power electronics and motion control - technology status and recent trends", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 29, no. 5, pp. 902-909, Sept./Oct. 1993.
- [Bose94] **Bose B.K.**, "Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control", *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1303-1323, Aug. 1994.
- [Bose97a] **Bose B.K., Patel N.R.**, "A programmable cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 44, no.1, pp. 140-143, Febr. 1997.
- [Bose97b] **Bose B.K., Patel N.R.**, "A sensorless stator flux oriented vector controlled induction motor drive with neuro-fuzzy based performance enhancement", *Proc. IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec. IAS'97*, New Orleans, Oct. 1997.
- [Bose97c] **Bose B.K.**, *Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications*, IEEE Press, New York, 1997.
- [Brow92] **Brown R.H., Schneider S.C., Mulligan M.G.**, "Analysis of algorithms for velocity estimation from discrete position versus time data", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 11-19, Feb. 1992.
- [Budi89] **Budișan N.**, *Teoria sistemelor*, vol. 1, Lito. IPTVT, Timișoara, 1989.
- [Buhl86] **Buhler H.**, *Reglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [Buja95] **Buja G.S., Menis R., Valla M.I.**, "Disturbance torque estimation in a sensorless DC drive". *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 351-357, Aug. 1995.
- [Buja98] **Buja G., Menis R.**, "Accuracy of the speed estimation in the sensorless induction motor drives based on the MRAS techniques". *Proc. 6-th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments OPTIM'98*, Brașov, vol. 2, pp. 407-414, May 1998.
- [Casa96] **Casadei D., Serra G., Tani A.**, "Stator flux vector control for high performance induction motor drives using space vector modulation". *Proc. 5-th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments OPTIM'96*, Brașov, vol. 5, pp. 1413-1422, May 1996.
- [Căli85] **Călin S., Dumitrache I.**, *Reglatoare automate*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1985.

- [Chan94] **Chang K.-T., Low T.-S., Lee T.-H.**, "An optimal speed controller for permanent-magnet synchronous motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 503-510, Oct. 1994.
- [Colo95] **Coloși T., Codreanu S., Nașcu I., Darie S.**, *Modelling and Simulation of Dynamic Systems*, Casa Cărții de Știință, Cluj-Napoca, 1995.
- [Cons94] **Consoli A., Musumeci S., Raciti A., Testa A.**, "Sensorless vector and speed control of brushless motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 41, no. 1, pp. 91-95, Feb. 1994.
- [Corl98] **Corley M.J., Lorenz R.D.**, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, July/Aug. 1998.
- [DeCa88] **DeCarlo R.A., Zak S.H., Mattheus G.P.**, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial", *Proc. IEEE*, vol. 76, no. 3, pp. 212-232, March 1988.
- [Dhao90] **Dhaouadi R., Mohan N.**, "Analysis of current-regulated voltage-source inverters for permanent magnet synchronous motor drives in normal and extended speed ranges", *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 5, no. 1, pp. 137-144, March 1990.
- [Dhao91] **Dhaouadi R., Mohan N., Norum L.**, "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 491-497, July 1991.
- [Dote90] **Dote Y.**, *Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processor*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1990.
- [Drag79] **Dragomir T.L., Precitl Ș.**, *Teoria sistemelor și reglaj automat*, vol. 1-2, Lit. IPTVT, Timișoara, 1979.
- [Drag87] **Dragomir T.L.**, *Reglatoare automate*, vol. 1, Lito. IPTVT, Timișoara, 1987.
- [Drag95] **Dragomir T.L., Bulavițki I., Nanu S.**, "Discrete time deterministic models for disturbed plants", *Buletinul Științific UPT, Seria Automatică Calculatoare*, Tom 40(54), Timișoara, pp.169-186, 1995.
- [Dumi93] **Dumitrache I., Dumitriu S., Mișu I., Munteanu F., Muscă G., Calcev C.**, *Automatizări electronice*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1993.
- [Ertu94] **Ertugrul N., Acarnley P.P.**, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 126-133, Jan./Feb. 1994.
- [Forn96] **Fornel B., Pietrzak-David M., Roboam X.**, "State observers for the control of the AC variable speed drives", *Proc. 7-th International Power Electronic & Motion Control Conference PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 1-8, Sept. 1996.
- [Fran84] **Fransua A., Măgureanu R.**, *Mașini și acționări electrice. Elemente de execuție*, Editura Tehnică, București, 1984.
- [Frat92] **Fratia A., Vagati A.**, "A reluctance motor drive for high dynamic performance applications". *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 873-839, July/Aug. 1992.
- [Fren96a] **French C., Acarnley P.**, "Control of permanent magnet motor drives using a new position estimation technique", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.32, no.5, pp.1089-1097, Sept./Oct.1996
- [Fren96b] **French C., Acarnley P.**, "Direct torque control of permanent magnet drives". *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1080-1088, Sept./Oct. 1996.
- [Fuji92] **Fujita K., Sado K.**, "Instantaneous speed detection with parameter identification for AC servosystems", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 864-872, July/Aug. 1992.
- [Habe92] **Habetler T.G., Profuno F., Pastorelli M., Tolbert L.M.**, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1045-1053, Sept./Oct. 1992.
- [Ho 91] **Ho E.Y.Y., Sen P.C.**, "Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation", *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 883-892, Sept./Oct. 1991.



- [Holt96] **Holtz J., Springob L.**, "Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 309-320, April 1996.
- [Hori94] **Hori Y., Iseki H., Sugiura K.**, "Basic consideration of vibration suppression and disturbance rejection control of multi-inertia system using SFLAC (state feedback and load acceleration control)", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 889-896, July/Aug. 1994.
- [Hu 98] **Hu J., Wu B.**, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 969-977, Sept. 1998.
- [Hung93] **Hung J.Y., Gao W., Hung J.C.**, "Variable structure control: A survey", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, Feb. 1993.
- [Hurs98] **Hurst K.D., Habetler T.H., Griva G., Profumo F.**, "Zero-speed tacholeless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 790-795, July/Aug. 1998.
- [Huy 94] **Le-Huy H.**, "Microprocessors and digital IC's for motion control", *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1140-1163, Aug. 1994.
- [Ilas96] **Ilas C., Măgureanu R.**, "High performance sensorless direct field oriented control of induction motor drives - an improved DSP-based solution", *Proc. 5-th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments OPTIA'96*, Braşov, vol. 5, pp. 1515-1521, May 1996.
- [Ione85] **Ionescu V.**, *Teoria sistemelor. Sisteme liniare*, vol. 1, Ed. Didactică și Pedagogică, Bucureşti, 1985.
- [Jahn87] **Jahns T.M.**, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 23, no. 4, pp. 681-689, July/Aug. 1987.
- [Jahn94] **Jahns T.M.**, "Motion control with permanent-magnet AC machines". *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1241-1252, Aug. 1994.
- [Jahn96] **Jahns T.M., Soong W.L.**, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives - a review", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 321-330, April 1996.
- [Jans94a] **Jansen P.L., Lorenz R.D.**, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, Jan./Feb. 1994; IEEE IAS'92, pp. 570-577, 1992.
- [Jans94b] **Jansen P.L., Lorenz R.D., Novotny D.W.**, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 945-953, July/Aug. 1994.
- [Jans95] **Jansen P.L., Lorenz R.D.**, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 240-247, March/April 1995.
- [Jans96] **Jansen P.L., Lorenz R.D.**, "Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1380-1393, Nov./Dec. 1996.
- [Jian97] **Jiang J., Holtz J.**, "High dynamic speed sensorless AC drive with on-line model parameter tuning for steady-state accuracy", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, pp. 240-246, April 1997.
- [John92] **Johnson C.T., Lorenz R.D.**, "Experimental identification of friction and its compensation in precise, position controlled mechanisms", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1392-1398, Nov./Dec. 1992.
- [Kaur97] **Kaura V., Blasko V.**, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58-63, Jan./Feb. 1997.
- [Kawa94] **Kawamura A., Itoh H., Sakamoto K.**, "Chattering reduction of disturbance observer based sliding mode control", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 2, pp. 456-461, March/April 1994.
- [Kazm91] **Kazmierkowski M.P., Sulkowski W.**, "A novel control scheme for transistor PWM inverter-fed induction motor drive", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 41-47, Feb. 1991.

- [Kazm95] **Kazmierkowski M.P., Kasprowicz A.B.**, "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 344-350, Aug. 1995.
- [Kele89] **Kelemen A., Imecs M.**, *Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ*, Editura Academiei, București, 1989.
- [KimS94] **Kim S.-H., Park J.-H., Lee S.-W., Chong E.K.P.**, "A two-layered fuzzy logic controller for systems with deadzones", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 41, no. 2, pp. 155-162, April 1994.
- [KimJ96] **Kim J.-S., Sul S.-K.**, "New approach for the low-speed operation of PMSM drives without rotational position sensors", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 512-519, May 1996.
- [KimJ97] **Kim J.-M., Sul S.-K.**, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 43-48, Jan/Feb. 1997.
- [Koma91] **Komada S., Ishida M., Ohnishi K., Hori T.**, "Disturbance observer-based motion control of direct drive motors", *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 6, no. 3, pp. 553-559, Sept. 1991.
- [Koro96] **Korondi P., Young K.-K.D., Hashimoto H.**, "Discrete-time sliding mode based feedback compensation for motion control". *Proc. 7-th International Power Electronic & Motion Control Conference PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 244-248, Sept. 1996.
- [Koro98] **Korondi P., Hashimoto H., Utkin V.**, "Direct torsion control of flexible shaft in an observer-based discrete-time sliding mode". *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 291-296, Apr. 1998
- [Kova88] **Kovacs K. P.**, "A short review of the space vector method". *Proc. International Conference on Electric Machine ICEM '88*, Pisa, vol. 1, pp. 7-9, Sept. 1988.
- [Kraf94] **Kraflka P., Kunze P., Henrichfreise H.**, "DSP controller for synchronous drives". *PCIM Europe*, pp. 20-21, Jan./Feb. 1994.
- [Kubo93] **Kubota H., Matsuse K., Nakano T.**, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 29, no. 3, pp. 344-348, March/April 1993.
- [Kubo94] **Kubota H., Matsuse K.**, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation" *IEEE Trans Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, Sept/Oct 1994.
- [Lage94] **Lagerquist R., Boldea I., Miller T.J.E.**, "Sensorless control of the synchronous reluctance motor", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 673-682, May/June 1994.
- [Lasc98] **Lascu C., Boldea I., Blaabjerg F.**, "The torque vector controlled (TVC) universal AC drive. Implementation aspects". *Proc. 6-th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments OPTIM'98*, Brașov, vol. 2, pp. 369-374, May 1998.
- [LeeJ94] **Lee J.-H., Ko J.-S., Chung S.-K., Lee D.-S., Lee J.-J., Youn M.-J.**, "Continuous variable structure controller for BLDDSM position control with prescribed tracking performance", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 483-491, Oct. 1994.
- [Leon85] **Leonhard W.**, *Control of electrical drives*, Springer Verlag, Berlin, 1985.
- [Levi91] **Levi E., Sokola M., Mironovic V., Rauski, D.**, "A study of permanent magnet synchronous machine with current control in stationary and field-oriented reference frame", *Proc. Int. Conf. Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, SM100'91*, Zurich, pp. 279-284, Aug. 1991.
- [Lore91] **Lorenz R.D., Van Patten K.W.**, "High-resolution velocity estimation for all-digital, AC servo drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 701-705, July/Aug. 1991.
- [Lore94] **Lorenz R.D., Lipo T.A., Novotny D.W.**, "Motion control with induction motors", *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1215-1240, Aug. 1994.
- [Low 92] **Low T.-S., Lee T.-H., Tseng K.-J., Look K.-S.**, "Servo performance of a BLDC drive with instantaneous torque control", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 2, pp. 455-462, March/April 1992.

- [Low 93] **Low T.-S., Lee T.-H., Chang K.-T.**, "A nonlinear speed observer for permanent-magnet synchronous motors", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 40, no. 3, pp. 307-316, June 1993.
- [Macm91] **Macminn S.R., Jahns T.M.**, "Control techniques for improved high-speed performance of interior PM synchronous motor drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 997-1005, Sept./Oct. 1991.
- [Mats92] **Matsui N., Shigyo M.**, "Brushless DC motor control without position and speed sensors", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 1, pp. 120-127, Jan/Feb. 1992.
- [Mats93] **Matsui N., Makino T., Satoh H.**, "Autocompensation of torque ripple of direct drive motor by torque observer", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 187-194, Jan./Feb. 1993.
- [Mats96a] **Matsui N.**, "Sensorless PM brushless DC motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 300-308, April 1996.
- [Mats96b] **Matsui N.**, "Sensorless brushless DC motor drives", *Proc. 7-th International Power Electronic & Motion Control Conf. PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 9-16, Sept. 1996.
- [Măgu90] **Măgurcanu R., Vasile N.**, *Servomotoare fără perii tip sincron*, Editura Tehnică, București. 1990.
- [MirS94a] **Mir S.A., Zinger D.S., Elbuluk M.E.**, "Fuzzy controller for inverter fed induction machines", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 78-84, Jan./Feb. 1994.
- [MirS94b] **Mir S.A., Elbuluk M.E., Zinger D.S.**, "Fuzzy implementation of direct self control of induction machines", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 729-735, May/June 1994.
- [Mizu98] **Mizutani R., Takeshita T., Matsui N.**, "Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill", *Proc. IEEE-IAS Conf. Rec. Ann. Meet. IAS'97*, New Orleans, Oct. 1997; *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 841-846, July/Aug. 1998.
- [Mori90a] **Morimoto S., Takeda Y., Hirasu T.**, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 133-139, April 1990.
- [Mori90b] **Morimoto S., Takeda Y., Hirasu T., Taniguchi K.**, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 26, no. 5, pp. 866-871, Sept./Oct. 1990.
- [Mori93a] **Morimoto S., Hatanaka K., Tong Y., Takeda Y., Hirasu T.**, "Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 29, no. 2, pp. 338-343, March/April 1993.
- [Mori93b] **Morimoto S., Takeda Y., Hatanaka K., Hirasu T.**, "Design and control system of inverter-driven permanent magnet synchronous motors for high torque operation", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 29, no. 6, pp. 1150-1155, Nov./Dec. 1993.
- [Mori94a] **Morimoto S., Sanada M., Takeda Y.**, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 920-926, July/Aug. 1994.
- [Mori94b] **Morimoto S., Tong Y., Takeda Y., Hirasu T.**, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 511-517, Oct. 1994.
- [Mori94c] **Morimoto S., Sanada M., Takeda Y.**, "Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent synchronous motor drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 6, pp. 1632-1637, Nov./Dec. 1994.
- [Mull89] **Muller P.C.**, "Indirect measurement of nonlinear effects by state observers", -, pp. 206-215, 1989.
- [Mura93] **Murakami T., Yu F., Ohnishi K.**, "Torque sensorless control in multidegree-of-freedom manipulator", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 40, no. 2, pp. 259-265, April 1993.
- [Namd90] **Nandam P.K., Sen P.C.**, "A comparative study of a Luenberger observer and adaptive observer-based variable structure speed control system using self-controlled synchronous motor", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 127-132, April 1990.

- [Namd92] **Nandam P.K., Sen P.C.**, "Simulation and experimental study of observer-based robust speed control of a self-controlled synchronous motor", *Proc. IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec. IAS'92*, Houston, Tx., pp. 586-593, Oct. 1992.
- [Namd95] **Namd P.K., Sen P.C.**, "Accessible-states-based sliding mode control of a variable speed drive system", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 737-743, July/Aug. 1995.
- [Nash97] **Nash J.N.**, "Direct torque control induction motor vector control without an encoder", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 333-341, March/April 1997.
- [Noza95] **Nozari F., Mezs P.A., Julian A.L., Sun C., Lipo T.A.**, "Sensorless synchronous motor drive for use on commercial transport airplanes", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 850-859, July/Aug. 1995.
- [Ohni94] **Ohnishi K., Matsui N., Hori Y.**, "Estimation, identification, and sensorless control in motion control system", *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1253-1265, Aug. 1994.
- [Ostl96] **Ostlund S., Brokemper M.**, "Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1158-1165, Sept./Oct. 1996.
- [Pană96] **Pană T.**, *Matlab în sisteme de acționare electrică*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1996.
- [Pill91] **Pillay P., Krishnan R.**, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 986-996, Sept./Oct. 1991.
- [Prec95] **Precup R.E., Preitl Ș.**, *Sisteme de reglare avansate*, vol. 1, Lito. UPT, Timișoara, 1995.
- [Prei89] **Preitl Ș., Marchiș D., Andreescu G.D.**, *Teoria sistemelor, Reglaj automat - lab.* Lito. IPTVT, Timișoara, 1989.
- [Prei92] **Preitl Ș.**, *Teoria sistemelor și reglaj automat*, vol. 1, Lito. UTT, Timișoara, 1992.
- [Prei96] **Preitl Ș., Precup R.E.**, "On the algorithmic design of a class of control systems based on providing the symmetry of open-loop Bode plots", *Buletinul Științific UPT, Trans. on Automatic Control and Computer Science*, Tom 41 (55), Timișoara, pp. 47-55, 1996.
- [Prof98] **Profumo F., Griva G., Vranka P., Donescu V.**, "Low speed performance improvement of sensorless flux estimator for field oriented induction motor drives using a fast offset compensation method", *Proc. 8-th International Power Electronics & Motion Control Conference PEMC'98*, Prague, vol. 4, pp. 82-87, Sept. 1998.
- [Rahm97] **Rahman M.F., Zhong L., Lim K.W.**, "A direct controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening", *Proc. IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec. IAS'97*, New Orleans, pp. 8, Oct. 1997.
- [Raja96] **Rajashekara K., Kawamura A., Matsuse K.**, *Sensorless control of AC motor drives*, IEEE Press, N.J., 1996.
- [Răzv87] **Răzvan V.**, *Teoria stabilității*, Ed. Științifică și Enciclopedică, București, 1987.
- [Roby92] **Robyns B., Buyse H., Labrique F., Sente P.**, "PM synchronous actuator digital control based on field orientation and decoupling state feedback", *Proc. International Conference on Electric Machines ICEM'92*, vol. 3, pp. 878-882, 1992.
- [Roby94] **Robyns B., Buyse H., Labrique F.**, "Study and implementation of a simplified and robust position digital controller for a PM synchronous actuator", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 457-462, Sept. 1994.
- [Roy 97] **Roy A.McC., Husain I.**, "Application of a sliding mode observer for switched reluctance motor drives", *Proc. IEEE-IAS Conf. Rec. Ann. Meet. IAS'97*, Oct. 1997.

- [Ryv96] Ryvkin S., "Sliding mode based observers for sensorless permanent magnet synchronous motor drive", *Proc. 7-th International Power Electronic & Motion Control Conference PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 558-562, Sept. 1996.
- [Saba81] Sabanovic A., Izosimov D.B., "Application of sliding modes to induction motor control", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 17, no. 1, pp. 41-49, Jan./Feb. 1981.
- [Saba89] Sabanovic A., Bilalovic F., "Sliding mode control of AC drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 25, no. 1, pp. 70-75, Jan./Feb. 1989.
- [Sait88] Saito K., Kamiyama K., Ohmae T., Matsuda T., "A microprocessor-controlled speed regulator with instantaneous speed estimation for motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 95-99, Feb. 1988.
- [Sang96] Sangwongwanish S., "Speed sensorless induction motor drive systems - structure and stability", *Proc. 7-th International Power Electronic & Motion Control Conference PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 78-85, Sept. 1996.
- [Scha92] Schauder C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, Sept./Oct. 1992.
- [Schm92] Schmidt P.B., Lorenz R.D., "Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of DC drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 594-599, May/June 1992.
- [Scho96] Schonfeld R., Quang N.P., Riese M., "Sensorless control of induction machines", *Proc. 7-th Int. Power Electronic & Motion Control Conference PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 70-77, Sept. 1996.
- [Schr90] Schroedl M., "Control of a permanent magnet synchronous machines using a new position-estimator", *Proc. International Conference on Electric Machine ICEM'90*, Boston, MA, vol. 3, pp. 1218-1224, Aug. 1990.
- [Schr91a] Schroedl M., Stefan T., "New rotor position detector for permanent magnet synchronous machines using the "inform"-method", *ETEP*, vol. 1, no. 1, pp. 47-53, Jan./Feb. 1991.
- [Schr91b] Schroedl M., "Digital implementation of a sensorless control algorithm for permanent magnet synchronous motors", *Proc. International Conference on Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, SM100'91*, Zurich, pp. 430-435, Aug. 1991.
- [Senj96] Senjyu T., Shimabukuro T., Uezato K., "Sensorless vector control of cylindrical permanent magnet synchronous motors with electromotive-force constant estimation", *Proc. 7-th International Power Electronic & Motion Control Conference PEMC'96*, Budapest, vol. 3, pp. 271-276, Sept. 1996.
- [Sepe90] Sepe R.B., Lang J.H., "Adaptive control of the permanent-magnet synchronous motor", *Proc. International Conference on Electric Machine ICEM'90*, vol. 2, pp. 537-543, 1990.
- [Sepe91] Sepe R.B., Lang J.H., "Real-time adaptive control of permanent-magnet synchronous motor", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 706-714, July/Aug. 1991.
- [Sepe92] Sepe R.B., Lang J.H., "Real-time observer-based (adaptive) control of permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1345-1352, Nov./Dec. 1992.
- [Sera87] Seracin E., Popovici D., *Acțiunări electrice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1987.
- [Simo95] Simoes M.G., Bose B.K., "Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, May/June 1995.
- [Sols96] Solsona J., Valla M., Muravchik C., "A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, no. 4, pp. 492-497, Aug. 1996.
- [Suy93] Suyitno A., Kobayashi H., Dote Y., "Variable-structured robust controller by fuzzy logic for servomotors", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 80-88, Feb. 1993.

- [Taka86] **Takahashi I., Noguchi T.**, "A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.
- [Take88] **Takeda Y., Morimoto S., Hirasa T., Fuchi K.**, "Most suitable control method for permanent magnet synchronous motors", *Proc. International Conference on Electric Machine ICEM '88, Pisa*, vol. 3, pp. 53-58, Sept. 1988.
- [Tiit95] **Tiitinen P., Pohjalainen P., Lalu J.**, "The next generation motor control method: direct torque control (DTC)", *EPE Journal*, vol. 5, no. 1, pp. 14-18, March 1995.
- [Tomi98] **Tomita M., Senjyu T., Doki S., Okuma S.**, "New sensorless control for brushless DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimator", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 274-282, April 1998.
- [Utki77] **Utkin V.I.**, "Variable structure system with sliding modes", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. AC-22, no. 2, pp. 212-222, April 1977.
- [Utki87] **Utkin V.I.**, "Discontinuous control systems: state of the art in theory and applications", *Proc. 10-th World Congress on Automatic Control, Munchen*, vol. 1, pp. 75-94, 1987.
- [Utki93] **Utkin V.I.**, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb. 1993.
- [Vaga94] **Vagati A., Lipo T.A.**, "Vector control of synchronous reluctance drives", In: Synchronous reluctance motors and drives - a new alternative, tutorial course. *Proc. IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec. IAS'94, Denver Co.*, pp. 6.1-6.29, Oct. 1994.
- [Vaga97] **Vagati A., Pastorelli M., Franceschini G., Drogoreanu V.**, "Digital observer-based of synchronous reluctance motors", *Proc. IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec.*, New Orleans, Louisiana, 8p, Oct. 1997.
- [Vanl85] **Vanlandingham H.F.**, *Introduction to Digital Control Systems*, Macmillan Publishing Comp., New York, 1985.
- [Verg88] **Verghese G.C., Sanders S.R.**, "Observers for flux estimation in induction machines", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 85-94, Feb. 1988.
- [Voic86] **Voicu M.**, *Tehnici de analiză a stabilității sistemelor automate*, Ed. Tehnică, București, 1986.
- [Wall92] **Wallace I.T., Novotny D.W., Lorenz R.D., Divan D.M.**, "Verification of enhanced dynamic torque per ampere capability in saturated induction machines", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1193-1201, Sept./Oct. 1994; *IEEE IAS'92*, pp. 40-47, 1992.
- [Will85] **Williamson T.**, "Using the 8051 microcontroller with resonant transducers", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. IE-32, no. 4, pp. 369-373, Nov. 1985.
- [Wu 91] **Wu R., Slemon G.R.**, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 1005-1011, Sept./Oct. 1991.
- [Xue 91] **Xue Y., Xu X., Habetler T.G., Divan D.M.**, "A stator flux-oriented voltage source variable-speed drive based on dc link measurement", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 962-969, Sept./Oct. 1991.
- [Zhon97] **Zhong L., Rahman M.F., Hu W.Y., Lim K.W.**, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528-536, May 1997
- [Matl ] **\*\*\***, *PC Matlab, A tutorial: Control Systems Tools*, Math Works Inc.
- [Texa91] **\*\*\***, *Digital Control Applications with the TMS320 Family - Selected Application Notes*, Texas Instruments, 1991.
- [Texa96] **\*\*\***, *DSP solution for permanent magnet synchronous motor*. Application report BPR044. Digital signal processing solutions. Texas Instruments, Nov. 1996.
- [Texa98] **\*\*\***, *Field oriented control of 3-phase AC-motors*. Application report BPR073. Digital signal processing solutions, Texas Instruments, Feb. 1998.