

GHEORGHE DANIEL ANDREESCU

**ESTIMATOARE  
ÎN SISTEME DE CONDUCERE  
A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE**

**APLICAȚII LA MAȘINI SINCRONE  
CU MAGNEȚI PERMANENȚI**

EDITURA ORIZONTURI UNIVERSITARE  
TIMIȘOARA 1999

**GHEORGHE DANIEL ANDREESCU**

**ESTIMATOARE ÎN SISTEME DE CONDUCERE  
A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE  
APLICAȚII LA MAȘINI SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI**

**ESTIMATORS IN CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES  
APPLICATIONS TO PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS**

Referenți științifici:

**Prof.dr.ing. Ștefan Preitl**

**Conf.dr.ing. Radu-Emil Precup**

Tehnoredactare computerizată:

**Gheorghe Daniel Andreescu**

Coperta:

Consilier editorial:

**Prof.dr.ing. Ștefan Kilyeni**

© 1999 Editura ORIZONTURI UNIVERSITARE  
Timișoara

# CUPRINS

<b>1. Introducere.....</b>	<b>11</b>
<b>2. Modele matematice ale mașinii sincrone cu magneti</b>	<b>13</b>
2.1. Modele matematice vectoriale.....	13
2.1.1. Vectori spațiali. Transformări de coordonate.....	13
2.1.2. Modele matematice ale subsistemului electromagnetic.....	15
2.1.3. Modele matematice ale subsistemului mecanic.....	18
2.1.4. Concluzii.....	19
2.2. Modele matematice vectoriale	21
2.2.1. Model matematic în referențialul rotoric.....	21
2.2.2. Model matematic în referențial rotoric estimat.....	22
2.2.3. Model matematic în referențialul statoric.....	23
2.3. Determinarea experimentală a	24
2.3.1. Determinarea experimentală a parametrilor magnetici.....	25
2.3.2. Determinarea experimentală a parametrilor mecanici.....	27
2.3.4. Concluzii.....	28
2.4. Modelul inverterului de	29
tensiune.....	
<b>3. Metode de conducere vectorială a MSMP.....</b>	<b>31</b>
3.1. Metode de conducere vectorială în	31
3.1.1. Definirea mărimilor pentru studiul comparativ al metodelor de conducere....	32
3.1.2. Metode optimizate de conducere vectorială în curent.....	34
3.1.3. Analiza comparativă a metodelor. Concluzii.....	36
3.2. Conducerea vectorială cu orientare după câmp.....	38
3.2.1. Principiul conducerii vectoriale cu orientare după câmp.....	38
3.2.2. Structura de conducere.....	39
3.2.3. Decuplarea curent-tensiune.....	41
3.2.4. Concluzii.....	43
3.3. Conducerea vectorială directă în cuplu și	44
3.3.1. Principiul conducerii directe în cuplu și flux. Structura de conducere....	44
3.3.2. Estimarea fluxului și cuplului.....	49
3.3.3. Concluzii.....	52

<b>4.</b>	<b>Estimatoare de viteză și</b>	<b>53</b>
4.1.	Estimatoare de derivate de ordin $m$ cu tehnica	54
4.2.	Estimatoare de derivată de ordin 1 cu metode de integrare	55
4.3.	Estimatoare de viteză momentană cu aproximări	56
4.3.1.	Evoluții polinomiale ale vitezei.....	57
4.3.2.	Aproximări polinomiale utilizând dezvoltări în serie Taylor.....	59
4.4.	Estimatoare de viteză momentană cu diferențe	60
4.5.	Estimatoare de viteză momentană cu metoda celor mai mici	61
4.6.	Observator de viteză momentană din viteza	63
4.7.	Observatoare de viteză, accelerație și cuplu echivalent de sarcină din	66
4.7.1.	Observator extins de stare și perturbație - caz general.....	67
4.7.2.	Observatoare de viteză, accelerație și cuplu echivalent - cazuri particulare....	69
4.7.3.	Rezultate comparative de simulare numerică.....	73
4.8.	Observator de accelerație din	76
4.9.	Observator de viteză cu structură variabilă din poziție.....	77
4.10.	Observator de viteză și poziție de ordin complet din curenți și tensiuni	79
4.11.	Analiza comparativă a estimatoarelor. Concluzii.....	80
<b>5.</b>	<b>Estimatoare de flux și cuplu electromagnetic.....</b>	<b>83</b>
5.1.	ProblematICA estimării	83
5.2.	Estimatoare de flux fără corecții.....	84
5.3.	Observatoare de flux cu modele combinate de tensiune și	86
5.4.	Estimatoare de flux din model de tensiune cu integrator	90
5.5.	Estimator de flux din modelul de tensiune cu cascada de filtre trece jos	97
5.6.	Estimatoare de cuplu electromagnetic.....	100
5.7.	Concluzii.....	100
<b>6.</b>	<b>Estimatoare de perturbații.....</b>	<b>101</b>
6.1.	Observatoare de cuplu echivalent de	101
6.1.1.	Observatoare de cuplu echivalent de sarcină - abordare fizică a fenomenelor	101
6.1.2.	Observatoare de cuplu echivalent de sarcină cu tehnica filtrării.....	102
6.1.3.	Observatoare de cuplu echivalent de sarcină de ordin complet.....	103
6.1.4.	Observatoare de cuplu echivalent de sarcină de ordin redus.....	105
6.2.	Estimarea cuplului de frecări.....	107

6.3.	Estimarea pulsațiilor în cuplul	109
6.4.	Filtre de zgomot.....	110
6.5.	Concluzii.....	111
<b>7.</b>	<b>Structură de conducere vectorială directă în cuplu și flux a MSMP</b>	<b>113</b>
7.1.	Structura sistemului de conducere.....	113
7.2.	Observator robust de flux și cuplu	115
7.3.	Rezultate de simulare numerică.....	119
7.4.	Rezultate	124
7.5.	Concluzii.....	128
<b>8.</b>	<b>Obsevatoare în conducerea fără traductoare de mișcare a MSMP</b>	<b>129</b>
8.1.	Aspecte introductive. Structură generală de	129
8.2.	Observator de ordin complet în referențial rotor	132
8.2.1.	Preliminarii.....	132
8.2.2.	Observator de poziție și viteză de ordin complet.....	133
8.2.3.	Rezultate de simulare numerică.....	137
8.2.4.	Concluzii.....	141
8.3.	Observator cu moduri alunecătoare în referențial rotor	142
8.3.1.	Preliminarii.....	142
8.3.2.	Observator de perturbație cu moduri alunecătoare - caz general 1.....	143
8.3.3.	Observator de poziție și viteză cu moduri alunecătoare.....	146
8.3.4.	Rezultate de simulare numerică.....	149
8.3.5.	Rezultate experimentale.....	154
8.3.6.	Concluzii.....	158
8.4.	Observator cu moduri alunecătoare în referențial	159
8.4.1.	Preliminarii.....	159
8.4.2.	Observator de perturbație cu moduri alunecătoare - caz general 2.....	160
8.4.3.	Observator de tensiune indusă cu moduri alunecătoare.....	161
8.4.4.	Observator de poziție și viteză cu calare pe fază și moduri alunecătoare.....	165
8.4.5.	Rezultate de simulare numerică.....	168
8.4.6.	Concluzii.....	176
8.4.7.	Rezultate experimentale comparative privind structurile cu observatoare cu moduri alunecătoare în referențial statoric și în referențial rotor estimat....	177

8.5. Observator de viteză adaptiv cu model de	185
8.5.1. Preliminarii.....	185
8.5.2. Estimator de tensiune indusă cu tehnica filtrării adaptive.....	186
8.5.3. Observator de tensiune indusă cu observator de perturbație adaptiv.....	188
8.5.4. Observator de viteză adaptiv cu model de referință.....	189
8.5.5. Concluzii.....	194
8.6. Observator de poziție și viteză adaptiv cu model de	195
8.6.1. Preliminarii. Principiul observatorului adaptiv cu model de referință.....	195
8.6.2. Observator de flux adaptiv.....	196
8.6.3. Mecanism de adaptare.....	198
8.6.4. Structura de conducere.....	200
8.6.5. Rezultate experimentale.....	201
8.6.6. Concluzii.....	205
<b>9. Structura hardware și software a unui sistem experimental de conducere</b>	<b>206</b>
9.1. Structura hardware.....	206
9.2. Structura software.....	208
9.2.1. Program de administrare a resurselor cuplorului de proces ADA-1100...	208
9.2.2. Program principal.....	210
9.2.3. Programe specifice aplicației de conducere.....	214
9.3. Concluzii.....	218
<b>Bibliografie.....</b>	<b>219</b>

# PREFAȚĂ

Lucrarea de față este prima carte publicată la noi care oferă o sinteză amplă asupra estimatoarelor de stare și perturbație utilizate în sisteme de conducere a acționărilor electrice, cu dezvoltări aplicative la conducerea mașinilor sincrone cu magneți permanenți (MSMP) cu distribuție sinusoidală a câmpului din întrefier. O mare parte din estimatoarele prezentate, precum și metodologia și ideile unor studii de caz pentru MSMP, se pot utiliza direct în sisteme de conducere pentru alte tipuri de mașini electrice.

Cartea se adresează studenților, inginerilor, cercetătorilor și cadrelor didactice universitare din următoarele specializări: automatică și informatică tehnică, electronică industrială, mașini și acționări electrice, electroenergetică, ș.a.

Obiectivele principale ale lucrării se referă la câteva probleme esențiale, de mare actualitate, din vastul domeniu al conducerii acționărilor electrice și anume:

- i) estimarea mărimilor de stare: poziție, viteză, accelerație, flux și cuplu electromagnetic, precum și estimarea perturbației - în special perturbația echivalentă;
- ii) strategii de conducere vectorială a MSMP - în special conducerea vectorială directă în cuplu și flux;
- iii) observatoare pentru conducerea fără traductoare de mișcare a MSMP;
- iv) simulări sub Simulink-Matlab și implementări practice a unor structuri prezentate.

Domeniul abordat, cu un caracter complex multi- și interdisciplinar, are la bază: tehnici moderne de conducere automată, metode avansate de conducere vectorială a acționărilor electrice, sisteme numerice de calcul, programare a aplicațiilor în timp real, electronică de putere, mașini electrice și traductoare, - fiind de un real interes la nivel mondial.

Tratarea problematicii propuse s-a dorit a se realiza în spiritul sintezei soluțiilor pe căi cât mai simple, concise și directe, cu surprinderea esenței fenomenelor fizice, având tot timpul în minte ideea: "The nature is simple in essence" - Hideki Yukawa. Estimatoarele au la bază modele matematice ale proceselor conduse, caracterizate prin structură și parametri, și au ca scop estimarea unor mărimi nemăsurabile din mărimi măsurabile. Pornind de la o documentare bibliografică actuală, abordarea temei a urmărit etape succesive specifice ingineriei de automatică în conducerea proceselor: modelare matematică, identificare a parametrilor, strategii de conducere, estimatoare de stare și perturbație, simulări numerice, implementare numerică în timp real a sistemelor de conducere - structură hardware, structură software, interfețe; integrare, experiment, concluzii. Studiile de caz prezentate au un caracter pragmatic în sensul că se pornește de la elemente principiale și se ajunge la structuri de estimare și de conducere, unele fiind cu finalizare practică. La sfârșitul fiecărui capitol sau subcapitol principal se prezintă concluzii punctuale finale cu utilitate practică și recomandări semnificative.

Cartea este structurată în nouă capitole.

Capitolul 1 prezintă stadiul actual și tendințele de evoluție a acționărilor electrice și încadrează problematica estimatoarelor în sistemele de conducere a acționărilor electrice.

Capitolul 2 prezintă trei modele matematice simplificate multivariabile nelineare și cuplate de ordin patru ale MSMP utilizând vectori spațiali. Modelele s-au dovedit utile în dezvoltările ulterioare ale estimatoarelor. În continuare se prezintă metode ingineresti eficiente de determinare experimentală a parametrilor MSMP și un model simplificat al inverterului de tensiune util în simulări și la estimarea vectorului de tensiune statorică.

Capitolul 3 abordează metode moderne de conducere vectorială a MSMP: 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, structuri de conducere și problematica specifică de estimare.

Capitolele 4-6 sunt dedicate unei sinteze ample asupra estimatoarelor de stare și perturbație utilizate în general la sisteme de conducere a acționărilor electrice, cu unele particularizări la MSMP. Se prezintă soluții de estimare pentru: estimatoare de viteză și accelerație; estimatoare de flux și cuplu electromagnetic; estimatoare de perturbații: 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 7 tratează teoretic și practic o variantă de structură de conducere vectorială directă în cuplu și flux, aplicarea acestei metode performante la MSMP fiind de dată recentă. Se dezvoltă un observator robust de flux și cuplu electromagnetic cu funcționare în gamă extinsă de turații. Rezultatele extensive de simulare numerică și testele experimentale arată fezabilitatea și performanțele soluției prezentate.

Capitolul 8, cu cea mai mare întindere, dezvoltă cinci cazuri de studiu privind 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 statoric; 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 acestora, iar pentru unele observatoare se studiază critic prin simulări numerice extensive: robustețea, performanțele de regim tranzitoriu și permanent precum și limitările lor, în gama de viteze 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 9 prezintă un stand experimental de conducere în timp real destinat implementării și testării practice a structurilor de conducere pentru MSMP. Se prezintă structura hardware și se detaliază structura software.

Autorul aduce calde mulțumiri domnilor: prof.dr.ing. Ștefan Preitl, prof.dr.ing. Toma-Leonida Dragomir, prof.dr.ing. Ion Boldea, prof.dr.ing. Gheorghe Atanasiu, de



la Universitatea “Politehnica” din Timișoara, pentru discuțiile și observațiile asupra unor aspecte din această carte și pentru accesul la unele lucrări bibliografice.

*Gheorghe Daniel Andreescu*

# 1. INTRODUCERE

Sistemele de conducere a acționărilor cu mașini de curent alternativ cu turație reglabilă au cunoscut o dezvoltare multidisciplinară complexă și rapidă ca urmare a progreselor din următoarele domenii: tehnici moderne de conducere automată, sisteme numerice de calcul bazate pe microelectronică cu un înalt grad de integrare, electronică de putere performantă. Câteva informații semnificative recente [Bold99] sunt relevante pentru a arăta **tendențele de evoluție a sistemelor de acționare electrică**: i) Piața internațională pentru totalul acționărilor electrice are o rată de creștere anuală de 10%; 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 c.a./c.c. va fi de 75/25 în anul 2000, față de cel de 60/40 în 1990; iii) Circa 20% 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 acționărilor depind hotărâtor de sistemele de conducere din ce în ce mai complexe - în principal de structura și tipul algoritmilor și de suportul hardware.

**O comparație** detaliată între acționările cu MSMP și cele cu mașini de inducție [Pill91] arată că MSMP este în multe privințe superioară mașinii de inducție, în principal datorită eficienței mai ridicate privind: densitatea de putere, raportul cuplu /curent, raportul cuplu /moment de inerție. Prin urmare, indicii 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 puternică în competiția din domeniul aplicațiilor industriale. Realizări recente privind electronica de putere din acționări sunt prezentate în [Bose97c].

**O clasificare a mașinilor sincrone cu magneți permanenți** cuprinde: i) MSMP comandate cu curenți trapezoidali - numite și mașini de curent continuu fără perii; ii) MSMP comandate cu curenți sinusoidali cu o distribuție sinusoidală a câmpului din întrefier (denumite pe parcursul lucrării pe scurt MSMP).

i) Pentru aplicații în gama de turații până 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.

ii) 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.

MSMP sunt sisteme multivariabile la intrare și ieșire, cu parametri variabili în timp, nelineare, puternic cuplate, de ordin superior, sisteme care necesită strategii și algoritmi de conducere compleși în scopul obținerii de performanțe superioare.

Principalele strategii moderne de conducere vectorială a MSMP sunt: conducerea vectorială în curent, conducerea vectorială cu orientare după câmp, conducerea directă în cuplu și flux, conducerea în domeniul larg de turații prin slăbire de câmp. Funcție de strategia de conducere, se pot cere estimări pentru: flux și cuplu electromagnetic, cuplu echivalent de sarcină, viteză și accelerație, - fără a utiliza traductoare specifice.

Algoritmii moderni de conducere a mișcării sunt algoritmi robuști la variația parametrilor procesului și la perturbații de sarcină. Dintre aceștia se remarcă: algoritmi cu model de referință adaptiv, algoritmi cu structură variabilă, algoritmi care utilizează tehnica fuzzy, algoritmi cu rețele neuronale, algoritmi genetici.

În acționări performante în viteză și precizie, în gamă extinsă de turații (1:1000, 1:10000), se utilizează MSMP dotate obligatoriu cu traductor de poziție.

În general, în cadrul acționărilor reglabile, traductoarele de mărimi cinematice - de poziție și viteză, prezintă următoarele dezavantaje: măresc gabaritul, greutatea și costul acționării; sunt sensibile la perturbații și variații de temperatură; determină o fiabilitate mai scăzută. Ca și alternativă se impune **conducerea fără traductoare de mișcare** care a dat rezultate pentru aplicații în gamă moderată de turații (1:100), ca de exemplu la: 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, ș.a. Estimarea mărimilor cinematice se bazează pe tehnica observatoarelor de stare și perturbație care utilizează doar informații de curent și tensiune măsurabile la borne.

**Implementarea sistemelor** de conducere în timp real a acestor acționări necesită două perioade de eșantionare, uzual 50-100  $\mu$ sec - pentru algoritmi de conducere directă a invertorului echipate cu IGBT, și 0.5-1 msec - pentru algoritmi de conducere a mișcării. Prin urmare, la implementare se utilizează procesoare rapide: procesoare specializate, procesoare de semnal, sisteme multiprocesor. Companii de renume ca Siemens, ABB, Hitachi, Klockner Moeller, produc acționări cu MSMP de performanță ridicată cu procesoare specializate. Texas Instruments a promovat recent un procesor de semnal cu resurse de microcontroler (TMS320C240F) utilizat în conducerea acționărilor.

Sistemele de programe de conducere și supraveghere a acționărilor necesită gestionarea în timp real a unui număr de 4-8 taskuri, cele mai importante fiind: task de conducere a invertorului, task de reglare a mișcării, task de achiziție și filtrare, task de identificare a parametrilor la pornire, task de supraveghere și identificare în timp real a parametrilor, task automat programabil, task de comunicație, task deservire operator.

Importanța acordată pe plan mondial domeniului abordat este relevată în plan științific de preocupările de cercetare ale colectivelor din universități de prestigiu și centre de cercetare de profil din întreaga lume, iar în plan productiv de interesul crescând al marilor companii în dezvoltarea și implementarea structurilor de sisteme de conducere pentru acționări cu MSMP. Tematica cercetărilor teoretice și a

implementării aplicațiilor privind sistemele moderne de conducere a acțiunilor cu MSMP sunt cuprinse în secțiuni tot mai largi la conferințe și simpozioane internaționale de renume (IEEE-IAS, EPE, PCIM, PEMC, OPTIM, ș.a.),

În acest context lucrarea de față tratează tocmai aspecte privind estimatoare de stare și de perturbație pentru acțiuni electrice și strategii moderne de conducere vectorială cu aplicații la MSMP, acest domeniu “fierbinte” fiind de un real interes pe plan mondial.

## 2. MODELE MATEMATICE ALE MAȘINII SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI

### 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 distribuiți (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 având ecuațiile de tensiune ale fazelor cu parametri (inductanțe) variabili cu poziția rotorului. Modelele în axe ortogonale, numite și modele bifazate, au avantajul că echivalează mașina m-fazăată cu o mașină bifazăată și în anumite condiții parametrilor (inductanțele) sunt independenți de poziția rotorului și deci constanți din acest punct de vedere [Bold91b].

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

##### 2.1.1.1. 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 (fazorilor) 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  $\mathbf{i}_s$ , ca fiind rezultanta vectorială a curenților din fazele  $a, b, c$  ale mașinii, cu proprietatea:  $i_a = \text{Re}(\mathbf{i}_s)$ , conform relației:

$$i_s = 2/3 (i_a a + i_b b + i_c c), \quad a = 1, \quad b = e^{j 2\pi/3}, \quad c = e^{j 4\pi/3} \quad (2.1.1-1)$$

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  $\lambda_s$ .

### 2.1.1.2. 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 electrici asociați fazelor  $a, b, c$  pe cele două axe ortogonale  $dq$ . Transformarea directă  $abc \rightarrow dq$  și cea 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 acționărilor 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:  $T_{a\alpha}$ ,  $T_{\alpha a}$ ,  $T_{\alpha d}$ ,  $T_{d\alpha}$  [Bold83], [Kele89]:

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

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

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

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

## 2.1.2. Modele matematice ale subsistemului electromagnetic

### 2.1.2.1. Ecuații vectoriale ale tensiunilor

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

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

unde  $R$  este rezistența unei faze statorice, iar  $\lambda_s = \lambda_s(\mathbf{i}_s, \theta)$ . 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. **Ecuațiile vectoriale ale tensiunilor statorice  $\mathbf{u}$  și rotorice  $\mathbf{u}_r$**  în acest referențial rotitor sunt [Kova88]:

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

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

unde:  $\mathbf{i}$ ,  $\mathbf{u}$  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  $\mathbf{i}_r$ ,  $\mathbf{u}_r$  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  $dq$  se identifică cu modelul Blondel-Park.

**Modelul bifazat al MSMP trifazat** 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 cărui curent echivalent  $I_e$  este constant indiferent de regimul de funcționare [Măgu90] și deci fluxul MP este  $\lambda_0 = L_e I_e$ .

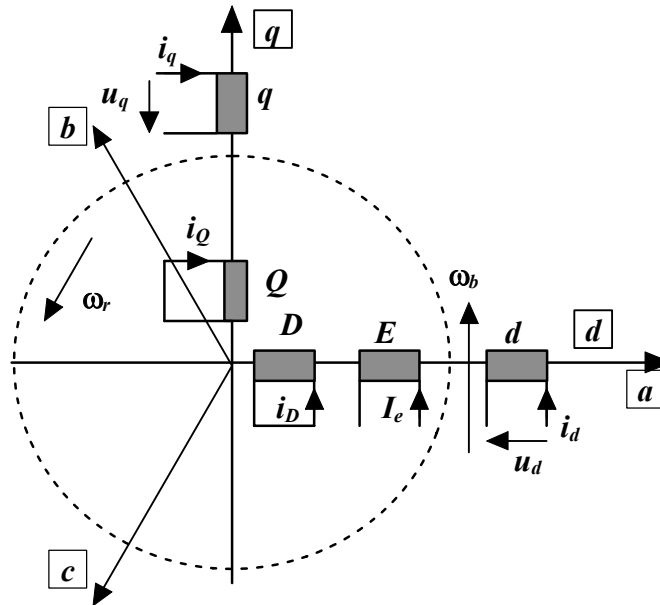


Fig.2.1.2\_1. Modelul bifazat în  $dq$  al MSMP

**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:



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

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

$\mathbf{u}(u_d, u_q)$ ,  $\mathbf{i}(i_d, i_q)$ ,  $\boldsymbol{\lambda}(\lambda_d, \lambda_q)$  sunt vectorii tensiune, curent și flux statoric având componente  $d, q$  iar  $\mathbf{i}_r(i_D, i_Q)$ ,  $\boldsymbol{\lambda}_r(\lambda_D, \lambda_Q)$  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.

### 2.1.2.2. 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.

### 2.1.2.3. 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 al acționării.

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

#### 2.1.2.4. 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 imginară. 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  $J$  constant. Dinamica mișcării este caracterizată de legea a doua a dinamicii corpului solid în mișcare de rotație, cu  $T_r$ -cuplul total de sarcină:

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

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

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 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]. O altă soluție de estimare și compensare a cuplului de frecări coulombiene în controlul poziției este prezentată în [Acke89].

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

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

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:

- (i) care folosește fluxurile:  $\lambda_d, \lambda_q, \lambda_D, \lambda_Q, \theta$  și  $\omega$ ;
- (ii) care folosește curenții:  $i_d, i_q, i_D, i_Q, \theta$  și  $\omega$ .

Se fac următoarele observații:

- 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. 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 structurale, fiind prezentat în fig.2.1.4\_1.**

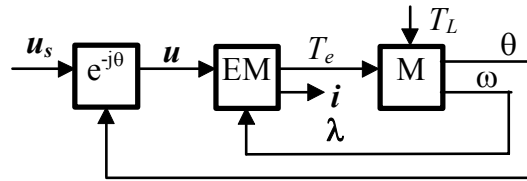


Fig.2.1.4\_1. Modelul structural al MSMP

**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 setul (i) sau curenții din setul (ii); mărime de perturbație - turația  $\omega$ .

**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 viteza electrică  $\omega$  este perturbație în subsistemul EM, în vederea decuplării celor două subsisteme, apare ideea compensării acesteia 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).

$$\dot{\lambda} = -j\omega\lambda + u - R i, \quad \lambda(0) = \lambda_0 \quad (2.2.1-1)$$

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

**Modelului matematic simplificat al MSMP de ordin 4** având ca variabile de stare  $i(i_d, i_q)$ ,  $\theta$  și  $\omega$ , este dat de ecuațiile (2.2.1-3), unde s-au partajat relațiile corespunzătoare subsistemelor electromagnetic (EM) și mecanic (M).

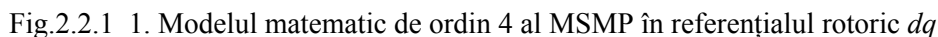
$$\text{EM: } \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} -R & \omega L_q \\ -\omega L_d & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \omega \lambda_0, \quad \begin{bmatrix}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

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

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

Fig.2.2.1\_1 prezintă schema bloc informațională a acestui model în referențialul  $dq$ . Se evidențiază caracterul neliniar al modelului caracterizat prin blocurile care înmulțesc variabile și cuplajele existente între canalele de intrare ieșire.

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



### 2.2.2. Model matematic în referențial rotoric estimat

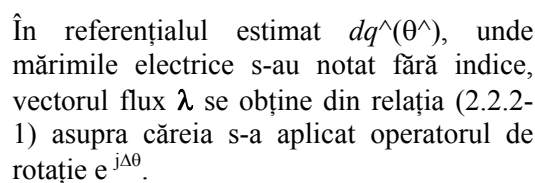
$$\lambda_1 = \lambda_0 + L_d i_{d1} + j L_q i_{q1} \quad (2.2.2-1)$$


Fig.2.2.2 1. Referențiale rotorice

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

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

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].

Ecuatia de tensiune în referențialul rotor 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:

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

Relația (2.2.2-5) evidențiază un model neliniar cuplat, cu parametri variabili în timp ce depind de  $\omega^{\wedge}$ , 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:  $\omega \lambda_0 [\Delta\theta \quad -1]^T$ . 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 traductoare de mișcare, metode tratate pe larg în paragrafele 8.2 și 8.3.

### 2.2.3. Model matematic în referențialul statoric

În referențialul statoric  $abc$ , în ipoteza neglijării circuitelor magnetice 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  $a$ , expresia vectorului flux  $\lambda_s(i_s, \theta)$  este funcție de vectorul curent statoric  $i_s$  și de poziția  $\theta$  [Bold92]:

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

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

Inductanțele  $L_d, L_q$  corespunzătoare axelor  $d, q$  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) se simplifică și 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:

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

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 5.2). **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 traductoare de mișcare prezentate în paragrafele 8.4 - 8.6.

## 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: i1) - probe de stingere a curentului în axa  $d$ , respectiv  $q$  și i2) - probe de răspuns în frecvență;
- ii) cu mașina în rotație: ii1) - probe de mers în gol și ii2) - 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



### 2.3.1.1. 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 relația (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  $a$  înseriată cu fazele  $b$  și  $c$  conectate în paralel, conform schemei din fig.2.3.1\_1a, energizând-o cu un curent  $i_{a0}$ . În consecință rotorul se va deplasa automat în poziția dorită  $\theta = 0$ . Mai mult, cum  $i_b = i_c = -i_a/2$ , rezultă  $i_q = 0$ .

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

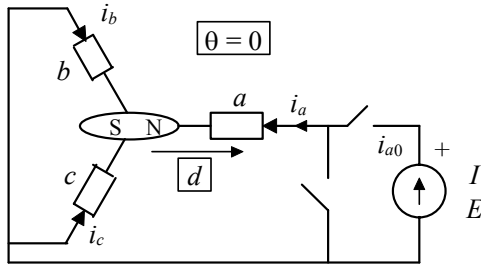


Fig.2.3.1\_1a.  $\theta = 0$

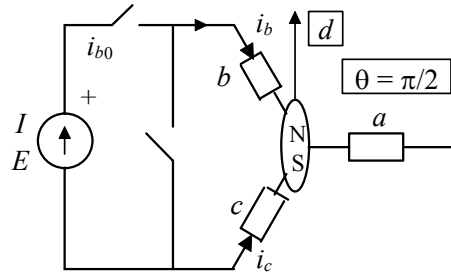


Fig.2.3.1\_1b.  $\theta = \pi/2$

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: 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. 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 (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 cel dat de 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 histerezis, 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].

### **2.3.1.2. 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:

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

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**

### **2.3.2.1. 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:

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

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

### 2.3.2.2. 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 mașinii sincrone cu magneți permanenți 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 echivalent redus la arbore  $J$ ;
- 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 practic în lucrarea de față la determinarea inductivităților sincrone  $L_d$  și  $L_q$ , (familii de curbe funcție de  $i_{a0}$ ) și la determinarea momentului de inerție echivalent redus la arbore  $J$ .

## 2.4. Modelul invertorului 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. În mod similar se definesc și funcțiile  $S_b$  și  $S_c$  pentru fazele  $b$  și  $c$  (fig.2.4\_1).

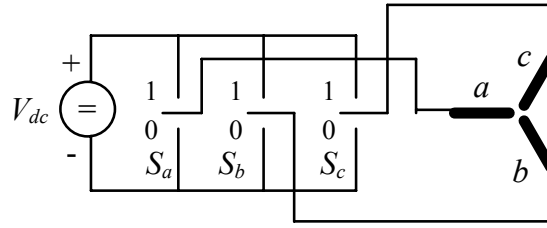


Fig.2.4\_1 Modelul inverterului de tensiune

Neglijând timpul mort la comutația inverterului, vectorul tensiune statorică  $\mathbf{u}_s$  în referențialul  $\alpha\beta$  este de tip discret având opt valori vectoriale  $\mathbf{u}_s = \mathbf{V}_i(S_a, S_b, S_c)$ ,  $i = 0 - 7$ . Șase vectori au modul constant și poziții fixate succesiv la  $\pi/3$  radiani:

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

Doi vectori sunt nuli:  $\mathbf{V}_0(0,0,0)$  și  $\mathbf{V}_7(1,1,1)$ , deoarece în aceste situații fazele mașinii sunt în scurtcircuit fiind conectate fie la borna minus a sursei de tensiune continue 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]:

$$u_a = \frac{1}{3} V_{dc} (2S_a - S_b - S_c) \quad (2.4-2)$$

$$u_b = \frac{1}{3} V_{dc} (-S_a + 2S_b - S_c)$$

$$u_c = \frac{1}{3} V_{dc} (-S_a - S_b + 2S_c)$$

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:

$$u_\alpha = \frac{1}{3} V_{dc} (2S_a - S_b - S_c) \quad (2.4-3)$$

$$u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} (S_b - S_c)$$

**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 traductoare de mișcare a MSMP (capitolul 8), 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  $V_{dc}$  de la intrarea inverterului, 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 criterii 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 prin 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.

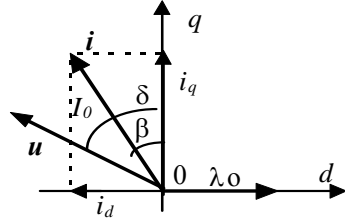
Conducerea vectorială directă în cuplu și flux conduce direct cuplul electromagnetic și vectorul flux statoric din mașină folosind un tabel al comutațiilor optime pentru comanda inverterului de tensiune. Această metodă inginerească asigură un răspuns rapid, o funcționare în gamă extinsă de turații, o 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  $T_e^*$ , 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. Definierea mărimilor pentru studiul comparativ al metodelor de conducere în curent

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).



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

$$i_q = I_0 \cos\beta$$

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

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

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

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

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

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

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



**b) Coeficientul 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  $\mathbf{u}$  și  $\mathbf{i}$

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

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

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 parametrii MSMP și anume:  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $\lambda_0$ ,  $R$ .

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

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

Coeficientul  $\rho$  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:

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

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

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

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

### 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  $\tan \delta = \rho I_0$  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 invertorului (3.1.1-4). Din (3.1.1-6) rezultă  $\delta = \phi$  și considerând relațiile de mai sus rezultă:

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

**Observația 3.1.2-1.** Cum unghiul  $\phi$  poate fi calculat ușor din  $\mathbf{u}$  și  $\mathbf{i}$  măsurate în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , rezultă o idee de conducere interesantă, fără a utiliza traductoare de mișcare. 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  $\phi^* = \arctg(\rho T_e^*)$  conform (3.1.2-1), unde  $T_e^*$  se obține la ieșirea regulatorului de turație, iar mărimea de reacție este  $\phi$  calculată din  $\mathbf{u}$  ( $S_a, S_b, S_c$ ) cu (2.4-3) și  $\mathbf{i}$  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 resultant $\lambda = \text{constant}$

În regim permanent, în referențialul rotoric  $dq$ , neglijând rezistența statorică  $R$  rezultă:  $\mathbf{u} \cong j\omega\lambda$  și impunând condiția  $\lambda = \lambda_0 = \text{constant}$ , pentru oricare  $I_0$ , rezultă  $U_0 \cong \omega \lambda_0$ , 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  $\mathbf{i}^*$  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 un traductor de poziție al rotorului ( $\theta_r$ ) aliniat cu fluxul

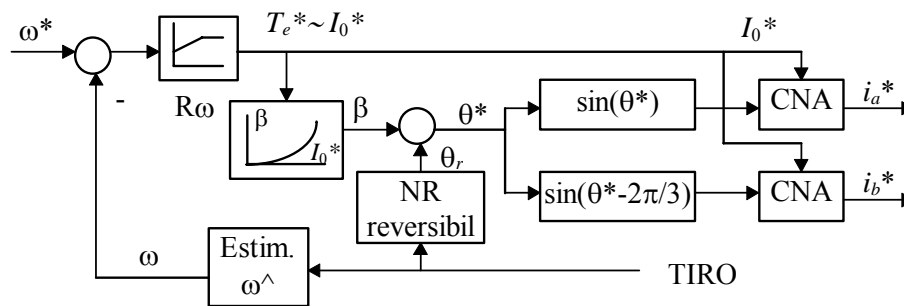


Fig.3.1.2\_1. Sistem de conducere vectorială în curent

$\lambda_0$ , 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  $p$ . 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  $p$  tipici, pentru metodele de conducere ( $i-v$ ).

**a) Azul  $\rho > 1$ , 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 cuplul maxim la un curent dat deci are un optim energetic.

Capacitatea cerută 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) Azul  $\rho = 1$**

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

$\rho$	$\rho > 1$					$\rho = 1$					$\rho < 1$				
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 mărimea 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 periilor pe axa neutră, cuplul electromagnetic este direct proporțional cu curentul rotor. 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 rotor, 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, mărimea 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):

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

**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  $\lambda_{qe} = 0$ :

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

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

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

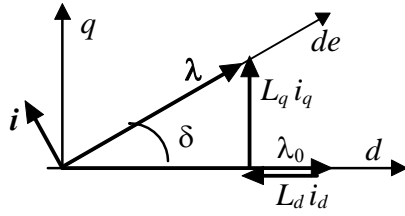


Fig.3.2.1\_1. Referențiale  $dq$  și  $d_e q_e$

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 rotor  $d_e q_e$  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).

**Observația 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 solidului rigid aflat în mișcare de rotație (2.1.3-1)).





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 termorezistentă 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  $T_t$  de ordinul minutelor [Bose88]:

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

**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 prescrisă  $\Omega^*$  și modulul fluxului prescris  $\lambda^*$ ;
- 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:  $\lambda_0$  - care se modifică cu temperatura și  $L_d$  și  $L_q$  (3.2.2-1), (3.2.2-2) care se modifică cu saturația.

**Observația 3.2.2-2.** Având în vedere că există regulatoare de curent în referențialul rotoric  $d_{eqe}$ , nu mai sunt necesare regulatoare de curent în referențialul statoric  $abc$ . Comanda inverterului de tensiune se poate realiza folosind principiul modulării 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], [Kraf94], [Mori94a], [Andr96c] cu avantajul compensării perturbației  $\omega$  în subsistemul electromagnetic (vezi observația 2.1.4-1) în scopul decuplării conducerii pe cele două axe  $d$ ,  $q$ . Ecuațiile aferente subsistemului electromagnetic în referențialul rotoric  $dq$  sunt (2.2.1-3), care se reiau mai jos:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^* + \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_0 \end{bmatrix} \quad (3.2.3-1)$$

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 neliniar  $\omega L_{qo} i_q$ . 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 neliniar  $\omega(\lambda_0 + L_{do} i_d)$ . În concluzie, comanda în tensiune livrată de blocul de decuplare curent-tensiune va fi:

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

unde:  $R_o$ ,  $\lambda_{0o}$ ,  $L_{do}$  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  $\mathbf{u} = \mathbf{u}^*$ , se obține pentru ansamblul bloc de decuplare curent-tensiune, inverter de tensiune și MSMP, următorul model cu două canale independente, decuplate tip PT1:

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

**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  $R_o$ ,  $\lambda_{0o}$ ,  $L_{do}$  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  $d_e$  de-a lungul fluxului rezultat din întrefier.

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

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  $n \times msec$ . În consecință, perioada de eșantionare  $h$  a sistemului 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

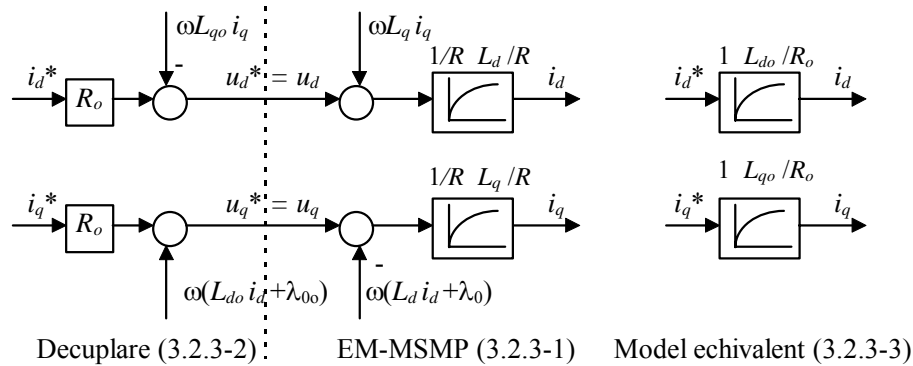


Fig.3.2.3\_1. Principiul decuplării curent-tensiune

sisteme de calcul rapide (eventual sisteme multimicroprocesor) și anume: procesoare de semnal în virgulă fixă sau mobilă (de exemplu - 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).

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 criterii de optim pentru elaborarea vectorului de curent prescris  $i^*$  funcție de cerința de cuplu  $T_e^*$ . 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 inverterului. 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 [Mori90b], [Bold92], [Mori94c].

Conducerea vectorială directă în cuplu și flux (CVDCF) conduce direct cuplul electromagnetic și vectorul flux 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]. Companii de renume în domeniul acționărilor industriale ca ABB au introdus recent CVDCF [Nash97]. În [Bold91a] se prezintă CVDCF pentru o mașină sincronă cu reluctanță variabilă, cu simulări extensive. Aplicații ale CVDCF la MSMP sunt de dată recentă: [Andr94a], [Andr95], [Andr96a], [Fren96b], [Zhon97], [Rahm97], fapt 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.

Ideea fundamentală a CVDCF se concretizează prin două aspecte majore:

- Mașina se conduce urmărind două deziderate esențiale concretizate prin bucle de reglare independente pentru cuplu și flux statoric, bucle care lucrează în paralel;
- Elementul de execuție final este inverterul de tensiune care este comandat în

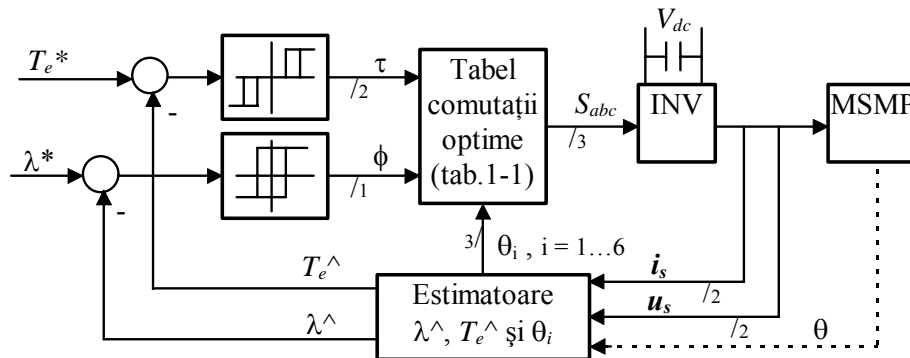


Fig.3.3.1\_1. Schema de principiu a CVDCF

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?**

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  $V_7(1,1,1)$ .

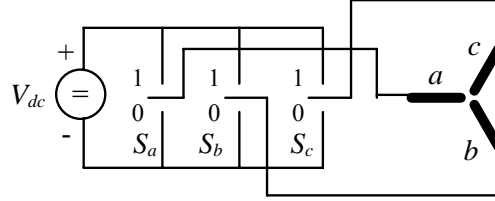


Fig.3.3.1\_2. Model inverter de tensiune

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

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

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

**Principiul CVDCE** 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  $\mathbf{u}_s$ .

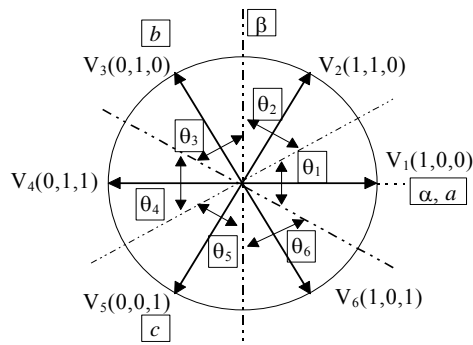


Fig.3.3.1\_3a. Vectorii discreți  $V_i(S_a, S_b, S_c)$

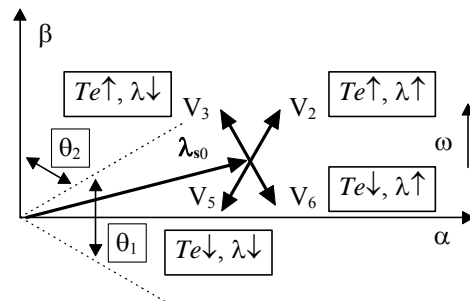


Fig.3.3.1\_3b. Vectorii optimi de tensiune și efectele lor asupra evoluției  $T_e$  și  $\lambda_s$

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

În intervalul de timp  $t \in [0, t_1)$  dintre două comutații succesive ale inverterului, 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 inverterului  $S_a, S_b, S_c$  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 inverterului de tensiune. Planul  $\alpha\beta$  în care evoluează vectorul de tensiune  $\mathbf{u}_s$  se împarte, într-o primă aproximație, în șase sectoare  $\theta_i$ ,  $i = 1 \dots 6$ . 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 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 descrește lent datorită termenului  $R\mathbf{i}_s$ , care a fost neglijat în (3.3.1-5) și în consecință cuplul descrește lent.

**Concluziile** care rezultă din analiza figurii 3.3.1-3b, considerând cazul general când  $\lambda_{s0}$  se află în sectorul  $\theta_i$ , sunt [Andr94a]:

- Vectorul 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 descreșterea fluxului se aleg vectorii mai îndepărtați de sectorul  $\theta_i$ .

Comanda directă a comutatoarelor inverterului 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 descrește.  $\phi = 1$  - fluxul va crește,  $\phi = 0$  - fluxul va descrește.

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 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 ( $S_a, S_b, S_c$ ).

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

**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 [Andr94a] 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  $\theta_i$  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 rotor  $dq$ , sau (ii) referențialul statoric  $\alpha\beta$ .

#### i) Estimator de flux în referențialul rotor $dq$

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 măsurăți utilizând transformările de coordonate:  $abc \rightarrow \alpha\beta \rightarrow dq$ .

Sectorul  $\theta_i$  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:

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

Transformarea de rotație  $\alpha\beta \rightarrow dq$  utilizată la determinarea în referențialul rotor  $dq$  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, estimarea fluxului și cuplului se realizează 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).

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

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

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  $abc \rightarrow \alpha\beta$ . 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  $u_s$  este folosirea a doar două traductoare de tensiune pe faze, din considerente similare cu cele prezentate la determinarea vectorului  $i_s$ .

**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 inverterul 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  $\theta_{\lambda^\wedge} = \arctg(\lambda_\beta^\wedge/\lambda_\alpha^\wedge)$  cu limitele impuse pentru fiecare sector. O soluție simplă constă numai în compararea semnelor pentru  $\lambda_\alpha^\wedge, \lambda_\beta^\wedge$  și  $(\sqrt{3} |\lambda_\beta^\wedge| - |\lambda_\alpha^\wedge|)$ , 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 $\lambda_\beta^\wedge$		+	+		-	-
sign $(\sqrt{3}  \lambda_\beta^\wedge  -  \lambda_\alpha^\wedge )$	-	+	+	-	+	+
$\theta_i$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$

**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  $u_s$ , dar prezintă probleme cu integratoarele pure.

### 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 CVDCF 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 [Andr94a] 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 pot fi îmbunătățite la conducerea MSMP cu CVDCF sunt:

- estimarea mai exactă a fluxului și a cuplului electromagnetic cu ajutorul

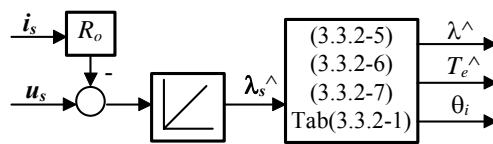


Fig.3.3.2\_1a. Estimatoare în  $\alpha\beta$

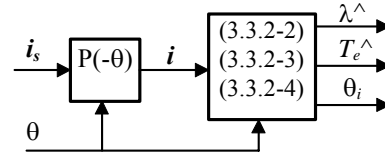


Fig.3.3.2\_1b. Estimatoare în  $dq$

- observatoarelor de stare, în special la turații mici (cap. 5);
- îmbunătățirea tabelului comutațiilor optime prin considerarea unui număr mai mare de sectoare  $\theta_i$  analizate;
  - utilizarea suplimentară a unei modulări în durată PWM, cu folosirea vectorului de tensiune zero în cadrul unei perioade de eșantionare, în scopul îmbunătățirii pulsațiilor de curent în special la turații mici;
  - compensarea timpului mort al inverterului;
  - utilizarea informațiilor de curent continuu ( $V_{dc}$ ,  $I_{dc}$ ) de la intrarea inverterului de tensiune - doar două traductoare, asociate cu starea comutatoarelor inverterului în scopul estimării curenților și tensiunilor statorice;
  - conducerea fără traductoare de mișcare (cap. 8).

## 4. ESTIMATOARE DE VITEZĂ ȘI ACCELERAȚIE

Estimarea stării 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 specifice.

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 capitolele următoare:

1. Estimatoare de viteză și accelerație din poziția măsurată (cap. 4) 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 (cap. 8);
3. Estimatoare de flux și cuplu electromagnetic (cap. 5) care se folosesc în conducerea vectorială cu orientare după câmp și conducerea vectorială directă în cuplu și flux (cap. 7);
4. Estimatoare de perturbații (cap. 6) care se folosesc în compensatoare de perturbație echivalentă.

În practica conducerii acționărilor electrice este necesară deseori estimarea derivatelor unor mărimi măsurabile, spre exemplu estimarea vitezei  $\omega$  și accelerației  $\varepsilon$  din informația de poziție  $\theta$ . Aceste estimatoare se prezintă în capitolul de față.

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

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

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

O soluție pentru a obține estimatele vitezei  $\dot{\theta}$  și accelerației  $\ddot{\theta}$  din informația de poziție măsurată  $\theta$  este utilizarea operatorului de derivare. Se prezintă două direcții de abordare pentru estimatoare de derivate de ordin  $m$  - în caz general.

- 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 înseriere de două elemente de transfer: un filtru trece-jos de ordin  $n$  (PTn), 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  $n$  (PTn). 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  $m$ .

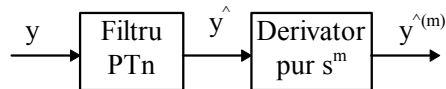


Fig.4.1\_1. Estimator derivată ordin  $m$

În concluzie, cele două abordări prezentate conduc la schema bloc a estimatorului de derivată de ordin  $m$  prezentată în fig.4.1\_1. Funcția de transfer echivalentă a estimatorului de derivată de ordin  $m$  este:

$$\frac{\hat{y}^{(m)}}{y} = \frac{a_0 s^m}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad n \geq m \quad (4.1-2)$$

O realizare a funcției de transfer (4.1-2), cu proprietăți deosebit de utile, este dată de forma canonică controlabilă prezentată în fig.4.1\_2. Cazul limită se obține pentru  $m = n$ .

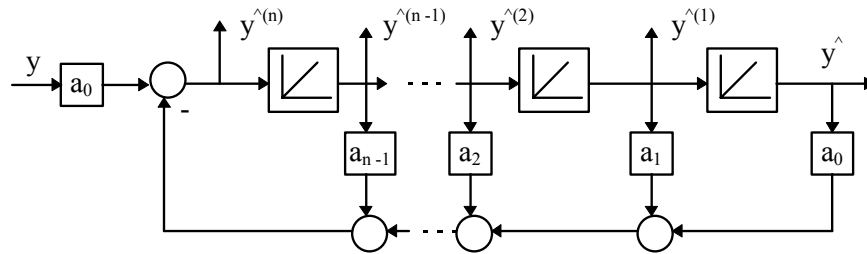


Fig. 4.1\_2. Estimator de derivate - formă canonică controlabilă

**Observația 4.1-1.** Se remarcă faptul că realizarea din fig.4.1\_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 (4.1-2) cu  $n > m$ , de exemplu  $n = m+1$ .

În fig.4.1\_3a și fig.4.1\_3b se prezintă două cazuri particulare pentru estimatoare de derivată de ordin 1 și respectiv 2, cazuri care rezolvă problema prezentată în relația (4.1-1): estimarea  $\omega^\wedge$  și  $\varepsilon^\wedge$  din  $\theta$ . Coeficienții filtrelor sunt notați în conformitate cu forma standard pentru elemente tip PT1 și PT2.

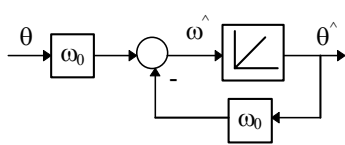


Fig.4.1\_3a. Estimator derivată ordin 1

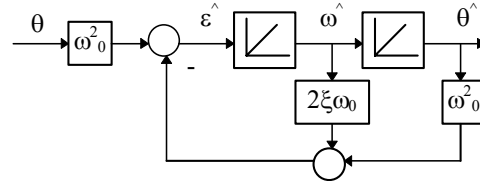


Fig.4.1\_3b. Estimator derivată ordin 1-2

**Proiectarea estimatorului** dat de relația (4.1-2) 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\_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) și implementarea acestuia folosind forma canonică controlabilă este naturală, inginerască și mai directă.



## 4.2. 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 (4.2-1) [Vanl85] de o deosebită frumusețe matematică:

$$\frac{\hat{y}_N}{y} = \frac{Z[s^{-(N+1)}]}{Z[s^{-(N+2)}]}, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (4.2-1)$$

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 4.2-1 sunt date transformatele  $Z$  ale integratoarelor pure  $s^{-i}$ ,  $i = 1 \dots 6$  în vederea utilizării în relația (4.2-1) pentru estimarea derivatei de ordinul 1, unde  $h$  este perioada de eșantionare folosită.

Tabel 4.2-1. Transformatele  $Z$  [ $s^{-i}$ ]

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

## 4.3. 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**  $\overline{\omega}$ , aceasta fiind obținută prin prelucrarea impulsurilor provenite de la un traductor de poziție de tip 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**.

#### 4.3.1. 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  $k$ :

$$\bar{\omega}_k = \frac{1}{h} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \omega(t) dt, \quad h = t_k - t_{k-1} \quad (4.3.1-1)$$

unde  $h$  este perioada de eșantionare constantă utilizată în bucla de reglare a vitezei. 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:

$$\omega(t) = at + b \quad (4.3.1-2)$$

Ecuatiile în timp discret pentru  $\bar{\omega}_k$  și  $\omega_{k-1}$  se obțin din (4.3.1-1) și (4.3.1-2) funcție de  $\omega_k$ , după care se determină  $\bar{\omega}_{k-1}$  funcție de  $\omega_k$ , rezultând în final estimata  $\hat{\omega}_{1k}$ .

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_k &= \omega_k - \frac{ah}{2}, & \omega_{k-1} &= \omega_k - ah \\ \hat{\omega}_{1k} &= \frac{1}{2}(3\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) = \bar{\omega}_k + \frac{1}{2}(\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) \end{aligned} \quad (4.3.1-3)$$

##### a2) Estimator de ordin 2

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

$$\omega(t) = at^2 + bt + c \quad (4.3.1-4)$$

Similar ca în cazul a1), se determină din (4.3.1-1) și (4.3.1-4)  $\bar{\omega}_k$  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  $t_k$  rezultând în final  $\hat{\omega}_{2k}$ .

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_k &= \omega_k - aht_k + \frac{1}{3}ah^2 - \frac{1}{2}bh, & \omega_{k-1} &= \omega_k - 2aht_k + ah^2 - bh \\ \hat{\omega}_{2k} &= \frac{1}{6}(11\bar{\omega}_k - 7\bar{\omega}_{k-1} + 2\bar{\omega}_{k-2}) \end{aligned} \quad (4.3.1-5)$$

### a3) Estimator simplificat de ordin 2

Utilizarea relației (4.3.1-5) necesită trei înmulțiri. În scopul reducerii timpului de calcul și având în vedere relația (4.3.1-3), se propune estimatorul simplificat de ordinul 2  $\hat{\omega}_{3k}$ , în calcule fiind necesară doar operația de deplasare:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{3k} &= \bar{\omega}_k + \frac{1}{2}(\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) + \frac{1}{2}[(\bar{\omega}_k - \bar{\omega}_{k-1}) - (\bar{\omega}_{k-1} - \bar{\omega}_{k-2})], \\ \hat{\omega}_{3k} &= \frac{1}{2}(4\bar{\omega}_k - 3\bar{\omega}_{k-1} + \bar{\omega}_{k-2}) \end{aligned} \quad (4.3.1-6)$$

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.

$$m = T / h \quad (4.3.1-7)$$

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 eşantionare  $h$  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  $\omega$ .

#### 4.3.2. 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:

$$\bar{\omega}_k = \Delta x_k / T_k, \quad T_k = t_k - t_{k-1} \quad (4.3.2-1)$$

unde:  $\Delta x_k$  reprezintă numărul de impulsuri contorizate de la TIRO, într-un interval de timp  $T_k$ . Prin normarea expresiei (4.3.2-1) rezultă două metode de determinare a vitezei medii:

**a1) metoda măsurării frecvenței (MF)** pentru care:

$$T_k = 1, \quad \bar{\omega}_k = \Delta x_k, \quad x_k(t) \quad (4.3.2-2)$$

**a2) metoda măsurării perioadei (MT)** pentru care:

$$\Delta x_k = 1, \quad \bar{\omega}_k = 1 / T_k, \quad t_k(x), \quad T_k = t_k - t_{k-1} \quad (4.3.2-3)$$

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:

$$x_{k-i} = x_k + \frac{(-i)}{1!} \frac{dx_k}{dt} + \frac{(-i)^2}{2!} \frac{d^2 x_k}{dt^2} + \frac{(-i)^3}{3!} \frac{d^3 x_k}{dt^3} + \dots \quad (4.3.2-4)$$

Prin particularizarea relației (4.3.2-4) pentru  $i = 1...N$  și trunchierea derivatelor de ordin superior lui  $N$ , se obține un sistem de  $N$  ecuații având ca necunoscute derivatele de ordin  $1...N$ . 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:

$$\hat{\omega}_k \cong dx_k / dt = f(x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-N}) \quad (4.3.2-5)$$

Având în vedere că  $\Delta x_k = x_k - x_{k-1}$ , rezultă expresiile estimatei  $\hat{\omega}_k$  de ordin  $i = 1...3$  cu metoda MF, expresii prezentate în tabelul 4.3.2-1 coloana din dreapta.

Tabel 4.3.2-1. Estimatele 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 estimatele  $\hat{\omega}_k$  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 4.3-1 coloana din stânga.

#### 4.4. 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]:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_k &= \hat{\omega}_\beta + \frac{1}{1!} \frac{d\hat{\omega}_\beta}{dt} (t_k - t_\beta) + \frac{1}{2!} \frac{d^2 \hat{\omega}_\beta}{dt^2} (t_k - t_\beta)^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3 \hat{\omega}_\beta}{dt^3} (t_k - t_\beta)^3 + \dots \\ \hat{\omega}_k &= \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!} \hat{\omega}_\beta^{(j)} (t_k - t_\beta)^j \end{aligned} \quad (4.4-1)$$

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  $T_k$  (4.4-2), atunci momentul de timp  $t_\beta$  este probabil să se găsească în centrul duratei de măsură  $T_k$  (4.4-3):

$$\hat{\omega}_\beta \approx \Delta x_k / T_k \quad (4.4-2)$$

$$(t_k - t_\beta) \approx T_k / 2 \quad (4.4-3)$$

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

$$\hat{\omega}_\beta^{(1)} \approx \Delta \hat{\omega}_\beta / T_k = (\hat{\omega}_\beta - \hat{\omega}_{\beta-1}) / T_k \approx \left( \frac{\Delta x_k}{T_k} - \frac{\Delta x_{k-1}}{T_k} \right) / T_k \quad (4.4-4)$$

$$\hat{\omega}_\beta^{(j)} \approx \Delta \hat{\omega}_\beta^{(j-1)} / T_k = (\hat{\omega}_\beta^{(j-1)} - \hat{\omega}_{\beta-1}^{(j-1)}) / T_k \quad (4.4-5)$$

Estimata  $\hat{\omega}_k$  de ordin  $N$  se obține trunchiind în dezvoltarea (4.4-1) derivatele superioare lui  $N$  și înlocuind apoi expresiile (4.4-3) și (4.4-5).

Similar cu cele expuse în paragraful 4.3 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 4.4-1 coloana din stânga; -în cazul metodei MF, se ia  $T_k = 1$ , iar  $\hat{\omega}_k$  are expresiile prezentate în tabelul 4.4-1 coloana din dreapta.

Tabel 4.4-1. Estimatele 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	$\hat{\omega}_k = 1 / [T_k + 1/2 (T_k - T_{k-1}) + 1/3 (T_k - 2T_{k-1} + T_{k-2})]$	$\hat{\omega}_k = \Delta x_k + 1/2 (\Delta x_k - \Delta x_{k-1}) + 1/3 (\Delta x_k - 2\Delta x_{k-1} + \Delta x_{k-2})$

## 4.5. 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:

$$\hat{t}_k = \sum_{i=0}^N c_i x_k^i \quad (4.5-1)$$

Ecuția (4.5-1) se particularizează pentru cele mai recente  $M$  eșantioane consecutive  $t_k$ ,  $k = 1 \dots M$  și cum  $\Delta x_k = 1$ , rezultă sistemul:

$$\mathbf{t} = \mathbf{A} \mathbf{C} \quad (4.5-2)$$

$$\text{unde: } \mathbf{t} = \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_M \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 2 & 2^2 & \dots & 2^N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & M & M^2 & \dots & M^N \end{bmatrix} \quad (4.5-3)$$

Pentru  $M \geq N + 1$ , sistemul de ecuații (4.5-3) este nedeterminat. În acest caz coeficienții  $\mathbf{C}$  se determină utilizând **tehnica minimizării erorii totale medii pătratică**, eroare între vectorul eșantioanelor măsurate  $\mathbf{t}$  și vectorul estimatelor  $\hat{\mathbf{t}}$ , rezultând:

$$\mathbf{C} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{t} = \mathbf{A}^+ \mathbf{t}, \quad \text{unde: } \mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \quad (4.5-4)$$

Derivata  $dt_M/dx$  se obține din (4.5-1):

$$d\hat{t}_M / dx = \sum_{i=0}^N c_i (ix_k^{i-1}) \quad (4.5-5)$$

Cum coeficienții  $c_i$  se cunosc din (4.5-4), expresia (4.5-5) devine:

$$d\hat{t}_M / dx = \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{A}^+ \mathbf{t} = \dot{\mathbf{h}}^T \mathbf{t} \quad (4.5-6)$$

$$\text{unde: } \dot{\mathbf{q}}^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2M & 3M^2 & NM^{N-1} \end{bmatrix}, \quad \dot{\mathbf{h}}^T = \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{A}^+ \quad (4.5-7)$$

Viteza estimată  $\hat{\omega}_M$  este inversa relației (4.5-6):

$$\hat{\omega}_M = (d\hat{t}_M / dx)^{-1} = 1 / \sum_{i=1}^M \dot{h}_i t_i \quad (4.5-8)$$

Estimatorul (4.5-8) se poate implementa ca un filtru digital de ordin  $M$  cu răspuns la impuls în timp finit (FIR).

**Etapale proiectării** estimatorului sunt:

1. se alege  $N$  - gradul polinomului de aproximare, uzual  $N = 1 \dots 3$ ;
2. se alege  $M$  - numărul celor mai recente eşantioane consecutive măsurate  $t$ , uzual  $M \in \{4; 8\}$ ;
3. se calculează  $A$  din relația (4.5-3);  $A^+$  din (4.5-4);  $q^{*T}$  și apoi  $h^{*T}$  din (4.5-7).

Implementarea estimatorului presupune achiziția celor mai recente  $M$  eşantioane  $t$  și calculul lui  $\hat{\omega}_M$  cu (4.5-8).

În tabelul 4.5-1 se dau coeficienții  $\dot{h}_i$  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 4.5-1. Coeficienții  $\dot{h}_i$  ai FIR

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

#### 4.6. 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 eșantionare. În această situație nu se obțin informații asupra vitezei medii în perioada curentă de eșantionare, timpul mort crește cu micșorarea vitezei ducând la instabilitate. Este necesară deci estimarea unei viteze momentane care să reducă timpul mort și să prezinte o cât mai mare precizie de estimare, în special la viteze mici.

**O primă soluție** pentru estimarea vitezei momentane  $\hat{\omega}$  la viteze mici este folosirea unui observator de stare și perturbație de tip Luenberger extins (4.6-1). Acesta are la bază modelul dinamic al acționării (subsistemul mecanic) având ca intrare cuplul electromagnetic estimat  $\hat{T}_e$ , și 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 eșantionare  $T_L \cong \text{constant}$ . Corecția predictivă a compensatorului utilizează eroarea de viteză medie  $\Delta\bar{\omega} = \bar{\omega} - \hat{\bar{\omega}}$ .

$$\begin{bmatrix} J_o \hat{\omega} \\ \hat{T}_{L1} \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_{L1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_e + \begin{bmatrix} k_p \\ k_I \end{bmatrix} (\bar{\omega} - \hat{\bar{\omega}}), \quad \begin{bmatrix} \hat{\omega}(0) \\ \hat{T}_{L1}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_0 \\ \hat{T}_{L10} \end{bmatrix} \quad (4.6-1)$$

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

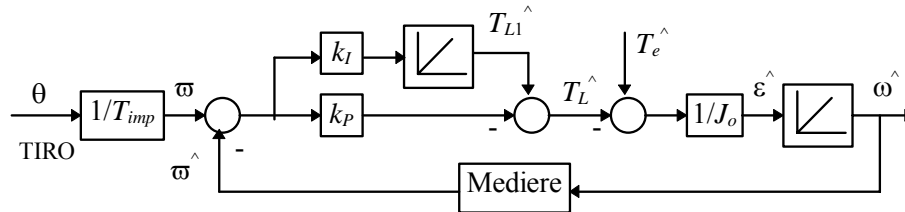


Fig.4.6\_1. Observator de viteză momentană din viteză medie folosind TIRO

Schema bloc a observatorului de viteză momentană  $\hat{\omega}$  este prezentată în fig.4.6\_1. În acest caz, se observă că se estimează în plus accelerația  $\epsilon^{\wedge}$  precum și cuplul de sarcină  $\hat{T}_L$ . Estimata cuplului de sarcină are două realizări:  $\hat{T}_{L1}$  care conține cuplul de sarcină mediu și  $\hat{T}_L$  care are o dinamică mai bună datorită corecției  $k_p$ . În regim staționar 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 ecuațiile de implementare în timp discret a observatorului. Există două perioade de eșantionare luate în considerație:

-  $h_{imp}$  - 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 notația  $(i, j)$ ,  $i$  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) (4.6-2):

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{h} \text{ (dreptunghi)}, \quad s = \frac{2}{h} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \text{ (Tustin)} \quad (4.6-2)$$

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

$$\hat{T}_L(i+1) = k_p[\bar{\omega}(i) - \hat{\omega}(i)] + h_{imp}k_I \sum_{k=1}^i [\bar{\omega}(k) - \hat{\omega}(k)] \quad (4.6-3)$$

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

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

$$\hat{\omega}(i, j) = \hat{\omega}(i, j-1) + \frac{h}{J_o} [\hat{T}_e(i, j) - \hat{T}_L(i)] \quad (4.6-4)$$

unde:  $\hat{T}_e(i, j)$  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** (4.6-5) mediază  $\hat{T}_e$  pe două perioade de eşantionare  $h$ .  $\hat{\omega}(i)$  se obține prin medierea lui  $\hat{\omega}(i, j)$  cu o rată  $h$  pe durata  $h_{imp}$  (4.6-6).

$$\hat{\omega}(i, j) = \hat{\omega}(i, j-1) + \frac{h}{2J_o} [\hat{T}_e(i, j) + \hat{T}_e(i, j-1) - 2\hat{T}_L(i)] \quad (4.6-5)$$

$$\hat{\omega}(i) = \frac{1}{h_{imp}} \sum_{j=1}^m \hat{\omega}(i, j), \quad h_{imp} \cong mh \quad (4.6-6)$$

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 (4.6-3) - (4.6-6). 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, aratându-se domeniul de aplicare funcție de precizia metodei [Dote90], [Will85].

- metoda determinării frecvenței impulsurilor (MF), recomandabilă la viteze mari;

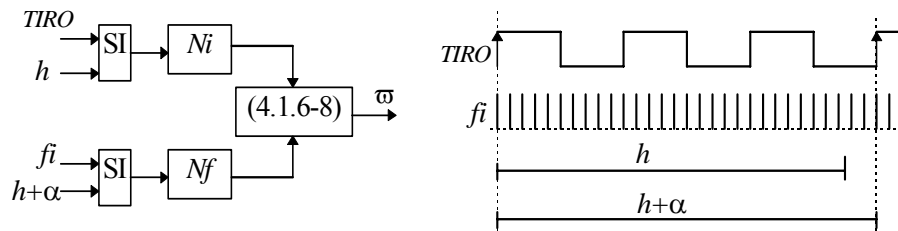


Fig.4.6\_2. Metoda MTF de determinare a vitezei de la TIRO

- metoda determinării perioadei impulsurilor (MT), recomandabilă la viteze mici.  
Pentru acționări ce necesită un domeniu larg de viteze se recomandă utilizarea combinată a metodelor (MF) și (MT) selectarea acestora fiind 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.4.6\_2. Un numărător  $N_i$  contorizează numărul de impulsuri de la TIRO, având constanta  $n$  [impuls/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  $f_i$  într-o fereastră de timp  $(h+\alpha)$ , unde  $\alpha$  este un timp variabil, fereastră determinată exact între fronturile ridicate 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:  

$$N_i - 1 = (h + \alpha) n \bar{\omega}, \quad N_f = (h + \alpha) f_i \quad (4.6-7)$$

Din (4.6-7) se elimină  $(h+\alpha)$  rezultând  $\bar{\omega}$  care este independentă de durata  $(h+\alpha)$ .

$$\bar{\omega} = \frac{f_i}{n} \frac{N_i - 1}{N_f} \quad (4.6-8)$$

#### 4.7. 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 unghiară  $\theta$ .

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:

$$T_e^\wedge = 3/2p \operatorname{Im}(\lambda^* i) = 3/2p (\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha) \quad (4.7-1)$$

$$\lambda^\bullet = u - R_o i, \quad \lambda(0) = \lambda_0 \quad (4.7-2)$$

Relația (4.7-1) 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. Vectorul flux magnetic  $\lambda$  poate fi calculat în principiu cu relația (4.7-2), sau mai bine poate fi estimat cu observatoare (paragraful 5.2). 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 (4.7-1)

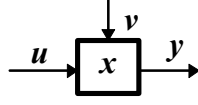
$$T_e^\wedge = k_T i_d i_q, \quad (4.7-3)$$

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 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.

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

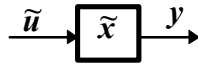
Fie un sistem continuu liniar (fig.4.7.1\_1a) multivariabil la intrare și ieșire (MIMO), cu ecuațiile de stare (4.7.1-1), unde:  $u \in R^m$  -vector de intrare,  $v \in R^r$  -vector de perturbație externă,  $x \in R^n$  -vector de stare,  $y \in R^p$  -vector de ieșire, și  $A$ ,  $A_1$ ,  $B$ ,  $B_1$ ,  $C$  -matrice cu dimensiuni corespunzătoare. **Perturbația  $v$**  este **specificată de un model exogen** dat de matricea  $A_1$  și de condițiile initiale  $v_0$  [Mull89], [Drag95], model care utilizează informații din experiența practică asupra evoluției lui  $v(t)$ , deci un model pentru o clasă particulară a perturbației  $v$ .



$$\begin{aligned} \dot{x}^* &= A x + B_1 v + B u, & x(0) &= x_0 \\ \dot{v}^* &= A_1 v, & v(0) &= v_0 \\ y &= C x \end{aligned} \quad (4.7.1-1)$$

Fig.4.7.1\_1a. Sistem MIMO

**Sistemul extins** este prezentat în fig.4.7.1\_1b, și modelul (4.7.1-1) devine:

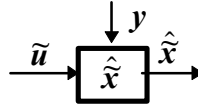


$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}^* &= \tilde{A} \tilde{x} + \tilde{B} \tilde{u}, & \tilde{x}(0) &= \tilde{x}_0 \\ y &= \tilde{C} \tilde{x} \end{aligned} \quad (4.7.1-2)$$

Fig.4.7.1\_1b. Sistem extins

$$\text{unde: } \tilde{x} = \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix}, \quad \tilde{u} = \begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{A} = \begin{bmatrix} A & B_1 \\ 0 & A_1 \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{C} = [C \ 0] \quad (4.7.1-3)$$

Un **observator extins de ordin complet** (OEOC) tip Luenberger [Drag79], [Căli85], [Dumi93], [Andr96b] pentru sistemul echivalent extins (4.7.1-2) estimează starea echivalentă  $\tilde{x}$ , deci estimează atât starea  $x$  cât și perturbația  $v$ . Cu perechea  $(\tilde{C}, \tilde{A})$  observabilă ecuațiile OEOC sunt:



$$\begin{aligned} \dot{\hat{\tilde{x}}}^* &= \tilde{A} \hat{\tilde{x}} + \tilde{B} \tilde{u} + K (y - \hat{y}), & \hat{\tilde{x}}(0) &= \hat{\tilde{x}}_0 \\ \hat{y} &= \tilde{C} \hat{\tilde{x}} \end{aligned} \quad (4.7.1-4)$$

Fig.4.7.1\_1c. OEOC

unde  $\hat{\tilde{x}}$  este valoarea estimată a lui  $\tilde{x}$ , iar  $K$  este matricea compensatorului aplicată erorilor 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 (4.7.1-2) și (4.7.1-4), ecuația dinamică a erorii de estimare  $e$  este:

$$\mathbf{e}^* = (\tilde{\mathbf{A}} - \mathbf{K} \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{e}, \quad \mathbf{e} = \tilde{\mathbf{x}} - \hat{\tilde{\mathbf{x}}} \quad (4.7.1-5)$$

Stabilitatea asimptotică a observatorului, adică  $\mathbf{e} \rightarrow \mathbf{0}$  sau echivalent  $\hat{\tilde{\mathbf{x}}} \rightarrow \tilde{\mathbf{x}}$ , poate fi garantată printr-o proiectare adecvată a matricei  $\mathbf{K}$  utilizând spre exemplu metoda alocării polilor. Polii  $\mathbf{P}_\sigma \in \mathbf{R}^{n+r}$  ai sistemului (4.7.1-4) sunt aleși reali negativi în stânga polilor sistemului (4.7.1-2), în scopul asigurării unei bune dinamici a estimării și a unei viteze de convergență rapide, fără suprareglaj. Pentru proiectarea matricei  $\mathbf{K}$ , se poate utiliza funcția *PLACE* (.) din mediul Matlab [Matl].

$$\mathbf{K} = \text{PLACE}(\tilde{\mathbf{A}}, \tilde{\mathbf{C}}, \mathbf{P}_\sigma) \quad (4.7.1-6)$$

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

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

### 4.7.2.1. OEEOC cu intrările $\theta$ și $T_e^\wedge$ (OEEOC+Te)

O soluție pentru a estima mărimile  $\omega^\wedge$ ,  $\varepsilon^\wedge$  și  $T_L^\wedge$  este de a utiliza OEEOC (4.7.1-4) 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  $\mathbf{A}$  a OEEOC+Te sunt date de (4.7.2-1), unde  $B_o$  - factor de frecări vâscoase,  $J_o$  - moment de inerție echivalent.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_o}{J_o} & -\frac{1}{J_o} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_o} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_e + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (\theta - \hat{\theta}), \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -k_2 & -\frac{B_o}{J_o} & -\frac{1}{J_o} \\ -k_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7.2-1)$$

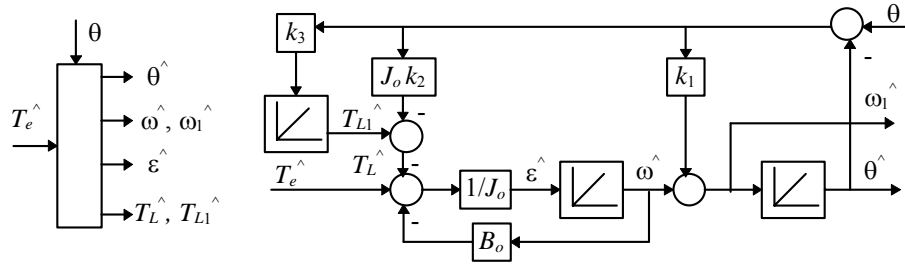


Fig.4.7.2\_1a. Observator OEOC+Te pentru a estima  $\omega^{\wedge}$ ,  $\varepsilon^{\wedge}$  și  $T_l^{\wedge}$

Structura OEOC+Te este prezentată în fig.4.7.2\_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 [Ione85], [Drag87]. 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 (4.7.2-2), componentele matricei  $K$  sunt date de (4.7.2-3).

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 (4.7.2-2').

$$S = p_1 + p_2 + p_3, \quad SP_2 = p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1, \quad P = p_1 p_2 p_3 \quad (4.7.2-2)$$

$$S = -2 r \cos\varphi + p, \quad SP_2 = r^2 - 2 p r \cos\varphi, \quad P = p r^2 \quad (4.7.2-2')$$

$$k_1 = -S - B_o/J_o, \quad k_2 = SP_2 - k_1 B_o/J_o, \quad k_3 = J_o P \quad (4.7.2-3)$$

Coeficienții 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.4.7.2\_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.

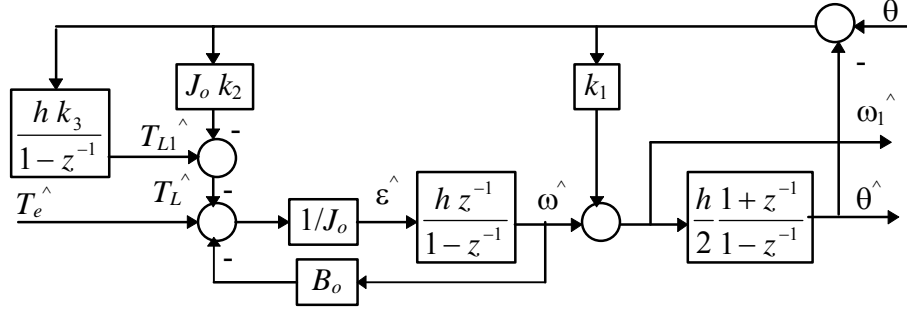


Fig.4.7.2\_1b. Realizare discretă a observatorului OEOC+Te din fig.4.7.2\_1a

#### 4.7.2.2. 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 (4.7.1-4) 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 cuplu electromagnetic constant. În acest caz, ecuațiile OEOC-Te și matricea  $A$  sunt:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (\theta - \hat{\theta}), \quad A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -k_2 & 0 & 1 \\ -k_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7.2-4)$$



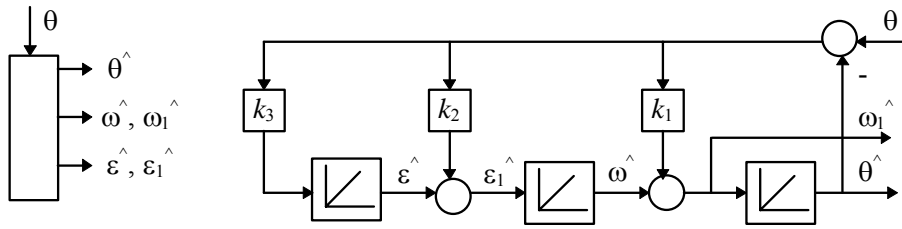


Fig.4.7.2\_2. Observator OEOC-Te pentru a estima  $\omega^\wedge$  și  $\varepsilon^\wedge$

Structura OEOC-Te e prezentată în fig.4.7.2\_2. Ca și în cazul OEOC+Te din fig.4.7.2\_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 (4.7.2-2 sau -2'), componentele matricei  $K$  sunt:

$$k_1 = -S, \quad k_2 = SP_2, \quad k_3 = -P \quad (4.7.2-5)$$

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

#### 4.7.2.3. Observator de viteză și accelerație cu 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, operatorul de derivare ideal de ordin  $m$  ( $Dm$ ) 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  $Dm$ , 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:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{a_0 s^2}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \theta, \quad \text{sau} \quad \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\varepsilon} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a_0 \end{bmatrix} \theta \quad (4.7.2-6)$$

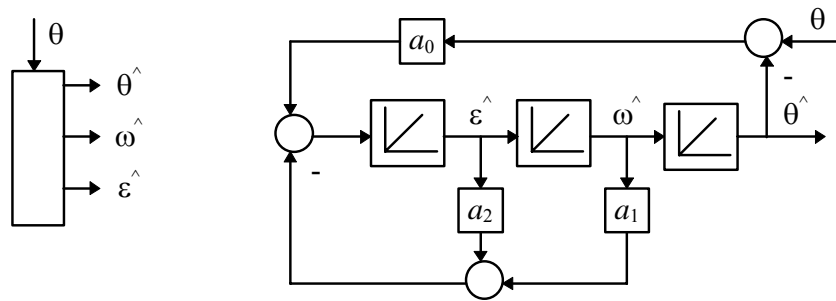


Fig.4.7.2\_3. Observator OTF pentru a estima  $\omega^{\wedge}$ ,  $\varepsilon^{\wedge}$

În fig.4.7.2\_3 este prezentată structura observatorului care utilizează forma canonică controlabilă (4.7.2-6). 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.4.7.2\_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:  $\dot{\hat{\varepsilon}} = \hat{\omega} = \dot{\hat{\theta}}$ , fapt care nu se întâmplă la cele două observatoare studiate mai înainte.

**Proiectarea estimatorului** utilizează de asemenea metoda alocării de poli, în relația (4.7.2-6) punându-se în evidență matricea estimatorului. Cu notațiile (4.7.2-2 sau -2') rezultă coeficienții estimatorului:

$$a_2 = -S, \quad a_1 = SP_2, \quad a_0 = -P \quad (4.7.2-7)$$

### 4.7.3. 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.4.7.3\_1. Subsistemul electromagnetic (EM) al acționării, caracterizat de funcția de transfer  $T_e/T_e^*$ , 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

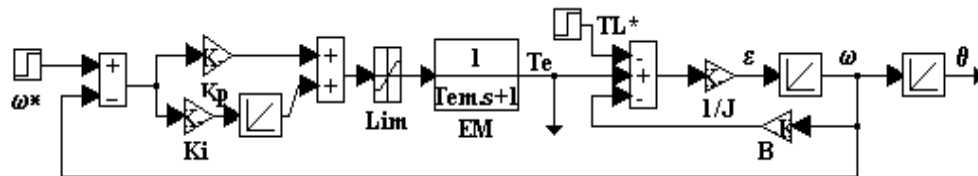


Fig.4.7.3\_1. Sistem de conducere simplificat al unei acționări electrice pentru testarea estimărilor dinamice ale observatoarelor OEOC+Te, OEOC-Te, OTF

constantele  $K_p$ ,  $K_i$  și este în mod intenționat acordat pentru a obține un răspuns la semnal treaptă cu suprareglaj în scopul comparării comportării dinamice a celor trei structuri de observatoare. Mărimile de intrare pentru observatoare:  $\theta$  și  $T_e^{\wedge}$  se obțin din fig.4.7.3\_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, în cadrul proiectării prin alocare de poli pentru toate cele trei observatoare s-a alocat același spectru:

$P_{\sigma} = \{-100, -200, -400\}$  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:  $a_0 = 700$ ,  $a_1 = 140e3$ ,  $a_2 = 8e6$ .

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 pentru viteză, respectiv pentru cuplu de sarcină, 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.4.7.3\_2 arată un bun răspuns al estimatei cuplului echivalent de sarcină  $T_{L1}^{\wedge}$  obținut cu OEOC+Te. Fig.4.7.3\_3 prezintă răspunsul tranzitoriu în cuplu electromagnetic  $T_e$  al acționării din fig.4.7.3\_1, răspuns cu suprareglaj mare impus din proiectare și limitat. În fig.4.7.3\_4 sunt prezentate răspunsurile tranzitorii ale vitezei reale  $\omega$  (fig.4.7.3\_4a) și ale celor trei estimate ale vitezei  $\omega^{\wedge}$  (fig.4.7.3\_4b,c,d) obținute cu cele trei observatoare analizate.

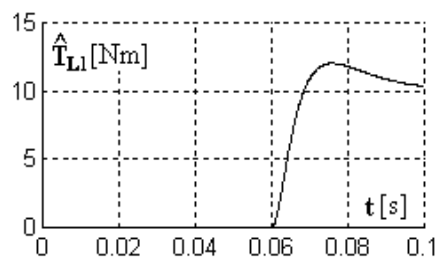


Fig.4.7.3\_2. Estimata  $T_{L1}^$  a OEOC+Te

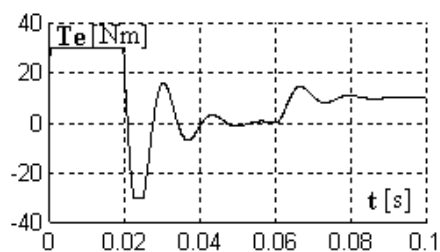


Fig.4.7.3\_3. Răspuns în cuplu

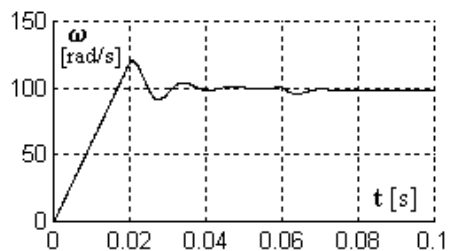


Fig.4.7.3\_4a. Răspuns în viteză

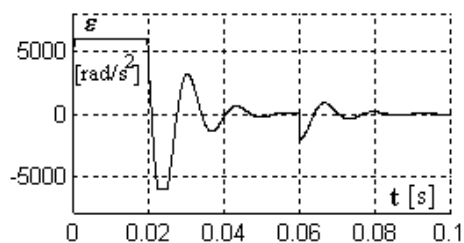


Fig.4.7.3\_5a. Răspuns în accelerație

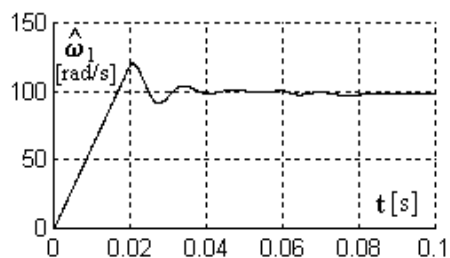


Fig.4.7.3\_4b. Estimata  $\omega_1^$  a OEOC+Te

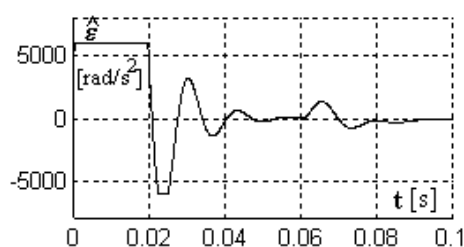


Fig.4.7.3\_5b. Estimata  $\varepsilon^$  a EOC+Te

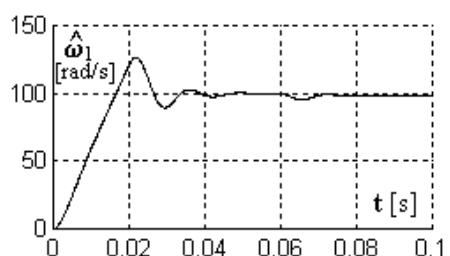


Fig.4.7.3\_4c. Estimata  $\omega_1^$  a OEOC-Te

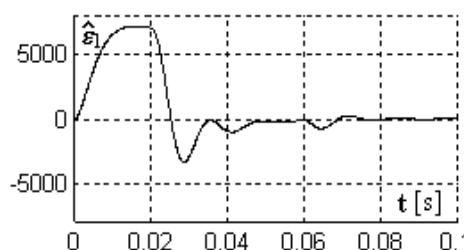
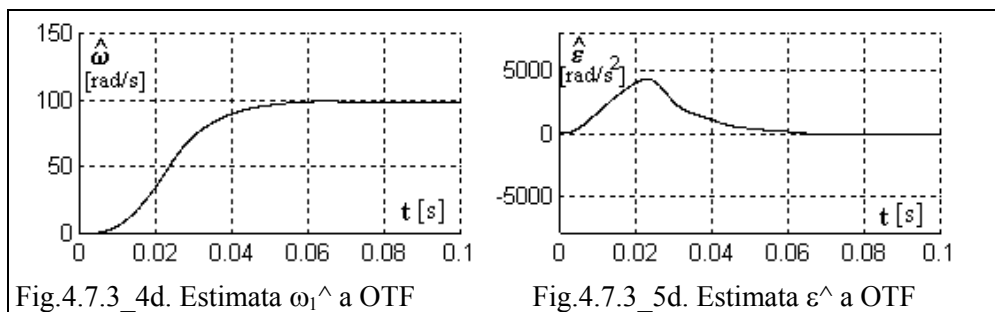


Fig.4.7.3\_5c. Estimata  $\varepsilon_1^$  a OEOC-Te



În fig.4.7.3\_5 sunt prezentate răspunsurile tranzitorii ale accelerației reale  $\varepsilon$  (fig.4.7.3\_5a) și ale celor trei estimate ale accelerației  $\varepsilon^\wedge$  (fig.4.7.3\_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  $a_0$ .

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 sensibil 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 8.2.

## 4.8. Observator de accelerație din poziție

Problema care se pune este de a estima cât mai fidel în regim dinamic accelerația  $\hat{\varepsilon}$  din mărimea măsurată a poziției  $\theta$ . Observatoarele de accelerație asigură o estimare a accelerației momentane, rezoluția fiind 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.4.7.2\_1b iar al doilea este de accelerație prezentat în fig.4.8\_1.

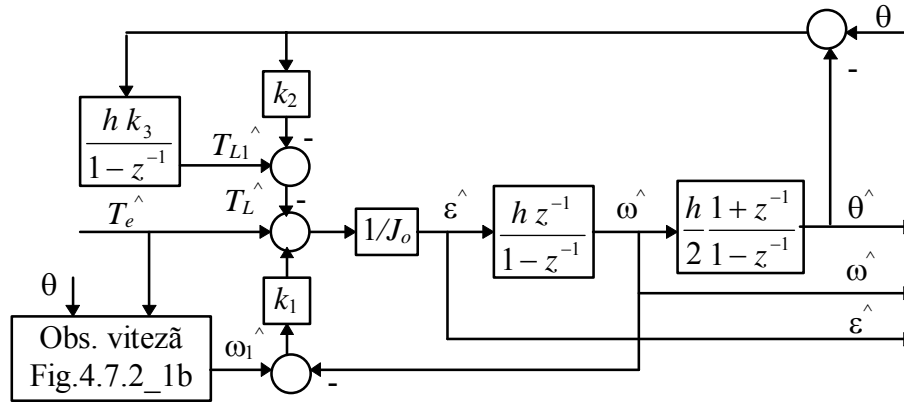


Fig.4.8\_1. Observator de accelerație pentru a estima  $\theta^{\wedge}$ ,  $\omega^{\wedge}$ ,  $\varepsilon^{\wedge}$

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 este determinată în principal de precizia de estimare a cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$  și a momentului de inerție  $J_o$ .

Secțiunea de tip "feed-back" constă în compensatorul de tip PI având parametrii  $k_2$ ,  $k_3$  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 bandă 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 compensatoarelor) pentru a reduce sensibilitatea la variația parametrilor procesului. Acest lucru are însă dezavantajul amplificării zgomotelor 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 (teorema Shannon).

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 care prezintă dezavantajele menționate. Topologia aleasă permite estimarea valorilor momentane pentru  $\omega^{\wedge}$  și  $\varepsilon^{\wedge}$  cu o bună robustețe la variația parametrilor și o convergență rapidă. Mărimile estimate care se vor utiliza în buclele de reglare a mișcării sunt:  $\theta^{\wedge}$ ,  $\omega^{\wedge}$ ,  $\varepsilon^{\wedge}$  mărimi obținute din fig.4.8\_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 reglarea cu moduri alunecatoare 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, satisface cerințele impuse.

#### **4.9. Observator de viteză cu structură variabilă din poziție**

Altă variantă remarcabilă de observator neliniar robust de viteză este prezentată în fig.4.9\_1. Structura este asemănătoare cu cea din fig.4.6\_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.

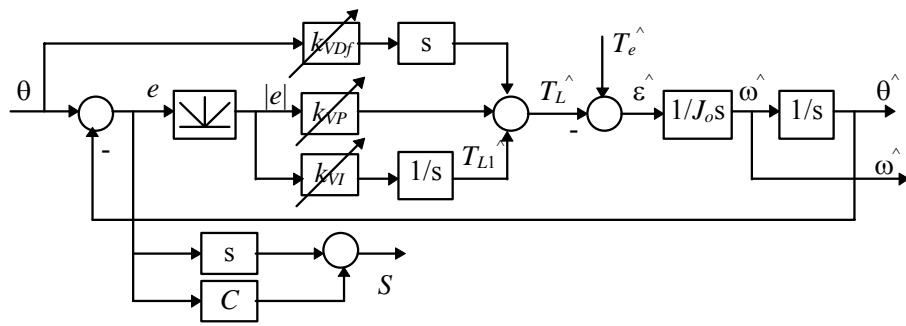


Fig.4.9\_1. Observator de viteză cu structură variabilă

Noutatea structurii constă în continua adaptare a coeficienților  $k_{VP}$  și  $k_{VI}$  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 alunecatoare având dreapta de comutație  $S$ , și au expresiile:

$$k_{VP} = \frac{S}{|S| + \delta_b} k_P, \quad k_P > 0, \delta_b > 0 \quad (4.9-1)$$

$$k_{VI} = \left[1 - \frac{|S|}{|S| + \delta_b}\right] \text{sgn}(S) k_I, \quad k_I > 0, \delta_b > 0 \quad (4.9-2)$$

$$k_{VDf} = \left[1 + \frac{S}{|S| + \delta_f} \text{sgn}(\dot{\theta})\right] k_{Df}, \quad k_{Df} > 0, \delta_f > 0 \quad (4.9-3)$$

$$S = Ce + \dot{e}, \quad C > 0 \quad (4.9-4)$$

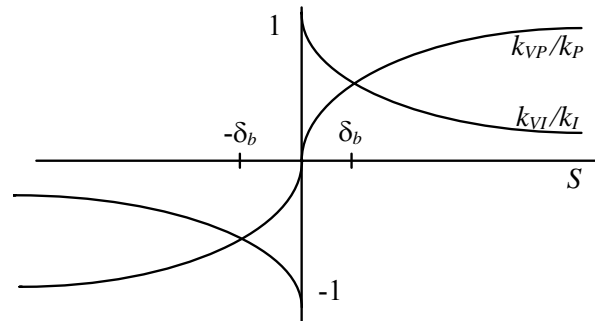


Fig.4.9\_2.  $k_{VP}$  și  $k_{VI}$  funcție de  $S$



**Observația 4.9-1.** Dependențele  $k_p(S)$ ,  $k_I(S)$  prezentate în fig.4.9\_2, realizează dezideratele ideale pentru un observator: pentru  $|S|$  mare  $k_{VP}$  este mare pentru a accelera convergența, iar pentru  $|S|$  mic  $k_{VI}$  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 alunecatoare, 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].

#### 4.10. 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:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}} &= \mathbf{A}\mathbf{i} + \omega \mathbf{A}_2 \mathbf{i} + \mathbf{H}\omega + \mathbf{B}\mathbf{u}, & \mathbf{i}(0) &= \mathbf{i}_0 \\ \dot{\omega} &= \mathbf{C}\mathbf{i} + \mathbf{i}^T \mathbf{C}_2 \mathbf{i} - b\omega - f \operatorname{sgn}(\omega) - T_L, & \omega(0) &= \omega_0 \\ \dot{\theta} &= \omega, & \theta(0) &= \theta_0 \end{aligned} \quad (4.10-1)$$

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

În scopul estimării vitezei  $\omega^\wedge$  și a poziției  $\theta^\wedge$  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 curent  $(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}})$ . Ecuatiile OSOC sunt de forma:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \hat{\omega} \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{i}} + \mathbf{H}\hat{\omega} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}_i(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}), & \hat{\mathbf{i}}(0) &= \hat{\mathbf{i}}_0 \\ \dot{\hat{\omega}} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{i}} + \hat{\mathbf{i}}^T \mathbf{C}_2 \hat{\mathbf{i}} - b\hat{\omega} - f \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) + \mathbf{K}_\omega(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}), & \hat{\omega}(0) &= \hat{\omega}_0 \\ \dot{\hat{\theta}} &= \hat{\omega}, & \hat{\theta}(0) &= \hat{\theta}_0 \end{aligned} \quad (4.10-2)$$

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 (4.10-2) este neliniar, ca de altfel și ecuațiile modelului MSMP (4.10-1) 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 (4.10-2) este prezentată în [Sepe90], [Sepe92], însă performanțele acționării la viteze relativ mici sunt deficitare.

**Observația 4.10-1.** Relațiile (4.10-2) ale OSOC conduc aparent la o structură de conducere a MSMP fără traductoare de mișcare. Însă referențialul  $dq$  utilizează transformările de coordonate  $abc \rightarrow dq$  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 8.

#### 4.11. 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 - 4.5)

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\_3a), notat EF1;
- b) de ordin 2 și 3 cu aproximări polinomiale (tabel 4.3-1), notate EAP2, EAP3;
- c) de ordin 2 și 3 cu diferențe retardate (tabel 4.4-1), notate EDR2, EDR3;
- d) de ordin 4 și 8 cu metoda celor mai mici pătrate -ecuația (4.5-8) și tabelul 4.5-1, 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: succesive

- t1) cu TIRO perfect, adică impulsurile sunt echidistante cu  $\Delta x_k = 1$ ;
- 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 domenii de viteză sau cel mai bine soluția MTF din paragraful 4.6.

**ii) Estimatoare asimptotice - observatoare** (paragrafele 4.6 - 4.10)

Observatoarele 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 4.7.3 conduce la concluziile următoare privind estimarea variabilelor  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\ddot{\omega}}$  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 4.7.2.

- 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 4.9, prevăzut cu filtre de zgomot de tipul celor prezentate în paragraful 6.3.4.
- 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 8.

Utilizarea acestor observatoare conduce la obținerea unor performanțe de regim dinamic și permanent sensibil îmbunătățite. Pulsațiile 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.

## 5. ESTIMATOARE DE FLUX ȘI CUPLU ELECTROMAGNETIC

### 5.1. 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 la MSMP** se poate realiza prin:

- i) **Estimatoare de flux fără corecții** (pe scurt - **estimatoare**) care folosesc modele ale subsistemului electromagnetic al MSMP. Estimarea este sensibilă la variații de parametri și deci prezintă dezavantajul unor erori mai mari de estimare.
- ii) **Observatoare sau estimatoare 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 estimatoare de flux fără corecții este larg folosită [Bold91a], [Bold92], [Lage94], pe când estimarea cu observatoare de flux este mai puțin tratată în literatură [Bile93], [Andr94b], [Andr96a], [Vaga97], [Andr98d].

Altfel stă problematika estimării fluxului la **mașina asincronă cu rotorul în colivie**, problematikă care are mai multe abordări în literatura de specialitate:

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

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

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

Unele idei și soluții privind estimarea fluxului de la mașina asincronă se pot extinde și la MSMP.

## 5.2. 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 ( $\mathbf{Eu}$ ) și relații dintre fluxuri și curenți ( $\mathbf{Ei}$ ) (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, cu notațiile cunoscute:

$$\mathbf{Eu}^s: \dot{\hat{\lambda}}^s = -R_o \mathbf{i}^s + \mathbf{u}^s, \quad \hat{\lambda}^s(0) = \hat{\lambda}^s 0 \quad (5.2-1)$$

$$\mathbf{Eu}^r: \dot{\hat{\lambda}}^r = -j \omega \hat{\lambda}^r - R_o \mathbf{i}^r + \mathbf{u}^r, \quad \hat{\lambda}^r(0) = \hat{\lambda}^r 0 \quad (5.2-2)$$

$$\mathbf{Ei}^s: \hat{\lambda}^s = L_o \mathbf{i}^s + \frac{3}{2} L_{2o} \mathbf{i}^{s*} e^{j2\theta} + \lambda_{0o} e^{j\theta}; \text{ sau } \hat{\lambda}^s = \mathbf{L}_{oo}^s(\theta) \mathbf{i}^s + \lambda_{0o}(\theta) \quad (5.2-3)$$

$$\mathbf{Ei}^r: \hat{\lambda}^r = L_{do} i_d + \lambda_{0o} + j L_{qo} i_q; \quad \text{sau} \quad \hat{\lambda}^r = \mathbf{L}_o^r \mathbf{i}^r + \lambda_{0o} \quad (5.2-4)$$

$$\lambda^s = (\lambda_\alpha, \lambda_\beta), \quad \mathbf{i}^s = (i_\alpha, i_\beta), \quad \mathbf{u}^s = (u_\alpha, u_\beta), \quad \lambda^r = (\lambda_d, \lambda_q), \quad \mathbf{i}^r = (i_d, i_q), \quad \mathbf{u}^r = (u_d, u_q)$$

Indicele superior arată referențialul considerat: "s" - statoric  $\alpha\beta$ , respectiv "r"-rotor  $dq$ ; "^" indică variabile estimate. Indicele inferior "o" indică parametri estimați. Mărimile electrice vectoriale sunt:  $\mathbf{u}$  - tensiune statorică,  $\mathbf{i}$  - curent statoric,  $\lambda$  - flux din întrefier, iar  $\theta$  este poziția unghiulară electrică. Parametrii estimați sunt:  $R_o$  - rezistența unei faze statorice;  $L_o = L_{s\sigma o} + 3/2 L_{0o}$  inductanța echivalentă a unei faze;  $L_{2o}$  - inductanța de cuplaj mutual;  $L_{do}$ ,  $L_{qo}$  - inductanțele sincrone longitudinală, respectiv transversală;  $\lambda_{0o}$  - fluxul magnetului permanent. Mărimile de intrare măsurabile sunt:  $\mathbf{u}^s$ ,  $\mathbf{i}^s$ ,  $\theta_m$  - 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  $\theta = p\theta_m$ ,  $p$  - număr perechi de poli.

În fig.5.2\_1a,b,c,d se prezintă schemele bloc vectoriale ale celor patru estimatoare de flux corespunzătoare ecuațiilor (5.2-1) - (5.2-4), estimatoare notate astfel:

$\mathbf{Eu}^s$  - estimator de flux cu model de tensiune în referențialul "s";

$\mathbf{Eu}^r$  - estimator de flux cu model de tensiune în referențialul "r";

$\mathbf{Ei}^s$  - estimator de flux cu model de curent în referențialul "s";

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

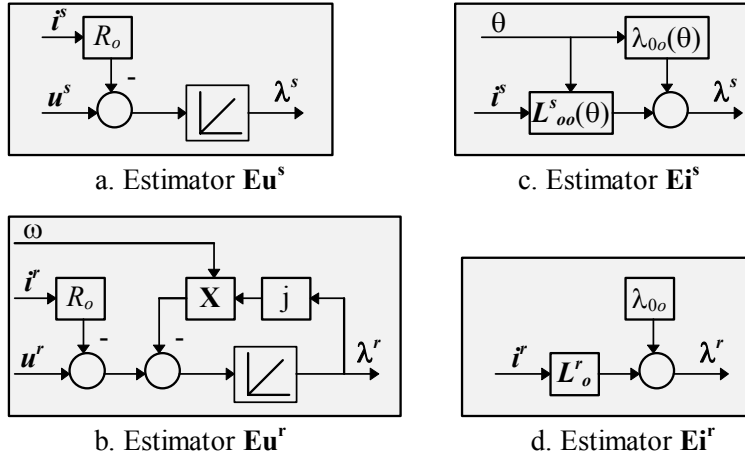


Fig.5.2\_1. Estimatoare de flux la MSMP

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

- Estimatorul  **$Eu^r$**  prezintă avantajul că integratorul are reacție locală și deci 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  $R_o$ .
- Estimatorul  **$Ei^s$**  conține parametri magnetici ai MSMP variabili cu  $\theta$  și deci din acest punct de vedere nu se recomandă în implementări.
- Estimatoarele  **$Eu^s$**  și  **$Ei^r$**  au parametri invariabili cu  $\theta$  și deci se recomandă în implementări. Pe de altă parte,  **$Ei^r$**  folosește operatorul de rotație funcție de  $\theta$ .
- Estimatorul  **$Eu^s$**  se recomandă în gama de viteze începând de la viteze nu prea mici ( $\omega > nx10 \text{ rad/s}$ ) 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  $R_o i^s$  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 la măsurarea curenților  $i^s$  și a tensiunilor  $u^s$ .
- Estimatorul  **$Ei^r$**  conține parametri magnetici ai MSMP. Matricea inductanțelor  **$L_o^r$**  ( $L_{do}$ ,  $L_{qo}$ ) este practic constantă până la apariția saturației magnetice, fenomen care poate fi evitat prin limitările impuse curenților  $i^s$  de către sistemul de conducere. Variația cea mai importantă este cea a fluxului magnetului permanent  $\lambda_{oo}(T_r)$  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  $Ei^r$  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 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  $Ei^r$  **se recomandă la viteze mici inclusiv viteza zero**. Acest estimator nu are dinamică, dar este sensibil în special la variația fluxului magnetului permanent  $\lambda_{00}(T_r)$  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  $Ei^r$ .
3. Cele două estimatoare  $Ei^r$  și  $Eu^s$  **au comportări complementare** și sugerează ideea găsirii unei topologii care să îmbine avantajele acestora în sensul folosirii estimatorului  $Ei^r$  la viteze mici și respectiv a estimatorului  $Eu^s$  la viteze mai mari, cu o tranziție lină între cele două variante de estimare în 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**.

### 5.3. Observatoare de flux cu modele combinate de tensiune și de 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 viteza  $\omega$** , 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  $\lambda^s(e^s)$  funcție de tensiunea indusă  $e^s = u^s - R_o i^s$ . Estimatoarele **Ei** fără dinamică estimează vectorul flux  $\lambda^s(i)$  funcție de vectorul curent statoric  $i$ , sau pot realiza operația inversă, adică să estimeze vectorul curent statoric  $i^s(\lambda^s)$  funcție de estimata vectorului flux  $\lambda^s$ .

**În concluzie**, ideile prezentate mai sus conduc la 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 denumite **observatoare paralele**, notate **O $\lambda\lambda$** .
- corecție după eroarea de curent; estimatoarele **Eu** și **Ei** lucrează în conexiune serie (cascadă); observatoarele sunt denumite **observatoare serie**, notate **O $\lambda i$** .

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 ( $Eu^x, Ei^y$ ) cu referire la referențialul în care lucrează fiecare estimator**, pereche notată - xy  $\in \{s, r\}$ .

*Exemplu:* - notația **O $\lambda\lambda$ <sup>s</sup>-sr** semnifică: observator de flux cu: - i) corecție după eroarea de flux (observator paralel **O $\lambda\lambda$** ); - ii) corecție în referențialul statoric (s); - iii) folosește perechea ( **$Eu^s, Ei^r$** ).

Din punct de vedere al criteriilor i) și iii) rezultă următoarele opt tipuri de observatoare de flux prezentate în tabelul 5.3-1.

Observatoare paralele - corecție  $\Delta\lambda$

Eu / Ei	$Ei^s$	$Ei^r$
<b><math>Eu^s</math></b>	<b>O<math>\lambda\lambda^s</math>-ss</b>	<b>O<math>\lambda\lambda^s</math>-sr</b>
<b><math>Eu^r</math></b>	<b>O<math>\lambda\lambda^s</math>-rs</b>	<b>O<math>\lambda\lambda^r</math>-rr</b>

Observatoare serie - corecție  $\Delta i$

Eu / Ei	$Ei^s$	$Ei^r$
<b><math>Eu^s</math></b>	<b>O<math>\lambda i^s</math>-ss</b>	<b>O<math>\lambda i^s</math>-sr</b>
<b><math>Eu^r</math></b>	<b>O<math>\lambda i^s</math>-rs</b>	<b>O<math>\lambda i^r</math>-rr</b>

Tabel 5.3-1. Tipuri 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) care folosesc un număr minim de transformări de rotație. Prin urmare, în fig.5.3\_1 se prezintă cele opt topologii de observatoare de flux care au rezultat din considerentele de mai sus.

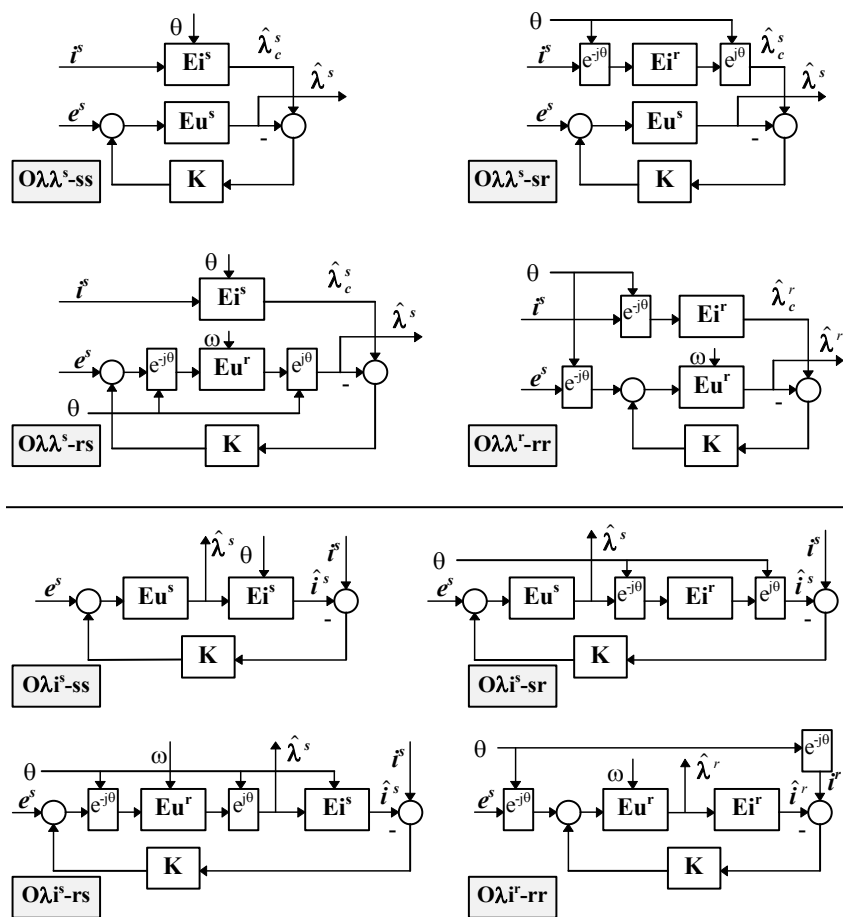


Fig.5.3\_1. Structuri de observatoare de flux **Oλλ** și **Oλi**

	Dezavantaje			Avantaje				Clasat
	<b>Oλ / D-A.</b>	<b>Ei<sup>s</sup>(θ)</b>	<b>Eu<sup>r</sup>(ω)</b>	<b>e<sup>j0</sup></b>	<b>λ<sup>s^</sup></b>	<b>λ<sup>r^</sup></b>	<b>i<sup>r</sup></b>	
<b>Oλλ<sup>s</sup>-ss</b>		x			x			3
<b>Oλλ<sup>s</sup>-sr</b>				x	x		x	1
<b>Oλλ<sup>s</sup>-rs</b>		x	x	x	x	x		4
<b>Oλλ<sup>r</sup>-rr</b>			x	x		x	x	2
<b>Oλi<sup>s</sup>-ss</b>		x			x			3
<b>Oλi<sup>s</sup>-sr</b>				x	x	x		1
<b>Oλi<sup>s</sup>-rs</b>		x	x	x	x	x		4
<b>Oλi<sup>r</sup>-rr</b>			x	x		x	x	2

Tabel 5.3-2. Comparație critică între observatoarele de flux pentru MSMP anizotrope

În tabelul 5.3-2 se prezintă o **comparație critică între observatoarele Oλλ și Oλi** și se dă un clasament al acestora. Se consideră ca **dezavantaje** 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  $e^{\pm j\theta}$ . Se consideră ca **avantaje** 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 și concluzii**:

- i) Structurile de observatoare de flux **Oλ** propuse utilizează, într-un mod fericit, părțile bune ale estimatoarelor fără corecții de tip **Eu** și **Ei** 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 **Ei** sau **Eu** din componența observatorului de flux și a tranziției line între cele două estimatoare funcție de viteza  $\omega$ . În paragraful 7.1.2 se demonstrează că structura cea mai simplă a compensatorului **K**, care satisface dezideratele impuse, este de tip PI, dându-se și relații de proiectate 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 **Oλλ** 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 invertorului, mai ales în cazurile defavorabile când MSMP nu este încărcată cu cuplu de sarcină.
- iv) La observatoarele de tip **Oλi** în tensiunea indusă se poate înlocui termenul  $R_o i$  cu termenul  $R_o i^*$  în scopul îmbunătățirii stabilității, în special în cazul utilizării estimatorului **Eu<sup>s</sup>** care are caracter de integrator pur.
- v) Observatoarele de tip **Oλi** prind în buclă închisă ambele estimatoare **Eu** și **Ei** din componența lor și prin urmare este de așteptat ca aceste observatoare să fie mai puțin sensibile la variații ale parametrilor MSMP.
- vi) Estimatoarele **Ei<sup>s</sup>** și **Ei<sup>r</sup>** sunt ambele dependente de poziția  $\theta$ , dar se preferă utilizarea în observator a **Ei<sup>r</sup>** care are parametrii - inductanțele constante.
- vii) Estimatorul **Eu<sup>r</sup>** 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 5.3-2 evidențiază următoarele **recomandări de utilizare în practică**:

- 1) Observatoarele de flux **O $\lambda\lambda^s$ -sr** și **O $\lambda i^s$ -sr** sunt clasate pe locul întâi și deci se recomandă în aplicații. Aceste structuri au parametri invarianți cu viteza  $\omega$  și cu poziția  $\theta$ . **O $\lambda\lambda^s$ -sr** are în plus față de **O $\lambda i^s$ -sr** avantajul dat de observația iii).
- 2) Pentru MSMP izotrope ( $L_{2o} = 0$ , și deci  $L_d = L_q$ ) se recomandă **O $\lambda\lambda^s$ -ss** și **O $\lambda i^s$ -ss** deoarece modelul **Ei $^s$** :  $\hat{\lambda}^s = L_o i^s + \lambda_{0o} e^{j\theta}$  este simplificat și deci efortul de calcul este mai redus.
- 3) Observatoarele de flux **O $\lambda\lambda^r$ -rr** și **O $\lambda i^r$ -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 **Eu $^r$ ( $\omega$ )** este funcție de viteza  $\omega$ .
- 4) Observatoarele de flux **O $\lambda\lambda^r$ -rs** și **O $\lambda i^r$ -rs** sunt clasate pe locul patru și nu se recomandă în aplicații.

**Concluzia** acestui studiu sintetic evidențiază șase structuri de observatoare de flux cu modele combinate de tensiune și curent care prezintă interes în practică.

## 5.4. Estimatoare de flux din model de tensiune cu integrator modificat compensat neliniar

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

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

$$\hat{\lambda} = \int_{t_0}^t e dt + \hat{\lambda}(t_0), \quad \text{unde:} \quad e = u - R_o i \quad (5.4-1)$$

Tensiune indusă  $e$  este de formă armonică, în cazul ideal. 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 și/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 (5.4-1), în special la viteze mici, când căderea de tensiune  $R_o i$  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  $\lambda(t_0)$ , 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 întârzieri 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 5.5, 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 în plaja de viteze 1:100, și nu necesită măsurarea mărimilor cinematice, deci se pretează la sisteme de conducerea fără traductoare de mișcare. În continuare se prezintă patru variante structurale ale acestei soluții.

### 5.4.2. 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 (5.4-2), unde:  $e$  - mărime de intrare,  $z$  - mărime de compensare,  $\lambda$  - mărime de ieșire.

$$\lambda = \frac{1}{s + \omega_c} e + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z \quad (5.4-2)$$

Cele două elemente pot fi privite ca și cazuri particulare ale acestei relații. Pentru  $z = \lambda$  relația (5.4-2) 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 prezintă 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 (5.4-2) la care compensarea  $z$  este modificată, obiectivul principal fiind rejectarea offsetului și evitarea distorsiunilor.

### 5.4.3. Integrator modificat cu reacție de compensare saturată

**O primă variantă** de integrator vectorial modificat -cu reacție de compensare saturată, este prezentată în fig.5.4\_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:

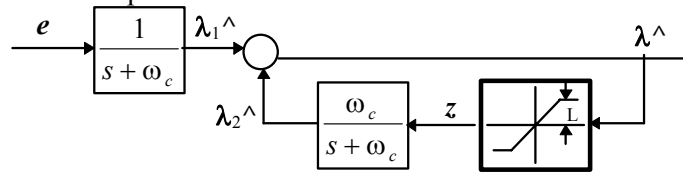


Fig.5.4\_1. Integrator vectorial modificat cu compensare saturată

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

$$\hat{\lambda} = \frac{1}{s + \omega_c} e + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z(L) \quad (5.4-3)$$

unde  $z(L)$  este ieșirea blocului de saturare a cărei amplitudine este limitată la valoarea  $L$ . În acest caz estimata  $\hat{\lambda}$  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 componentei 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:  $\hat{\lambda} = \hat{\lambda}_{arm} + \lambda(cc)$ . Dacă  $L < \lambda$ , atunci ieșirea nu conține nici o componentă continuă, dar estimata  $\hat{\lambda}$  este distorsionată neliniar [Hu 98].

#### 5.4.4. Integrator modificat cu limitator de amplitudine

A doua variantă de integrator modificat dispune în reacția de compensare de un limitator de amplitudine în scopul evitării apariției distorsiunilor neliniare prezente în prima variantă. În fig.5.4\_2 se prezintă structura acestei variante care folosește transformări vectoriale de coordonate - din Cartezian în Polar și invers (5.4-4), și un bloc care limitează amplitudinea componentelor  $\hat{\lambda}$  la o valoare fixată

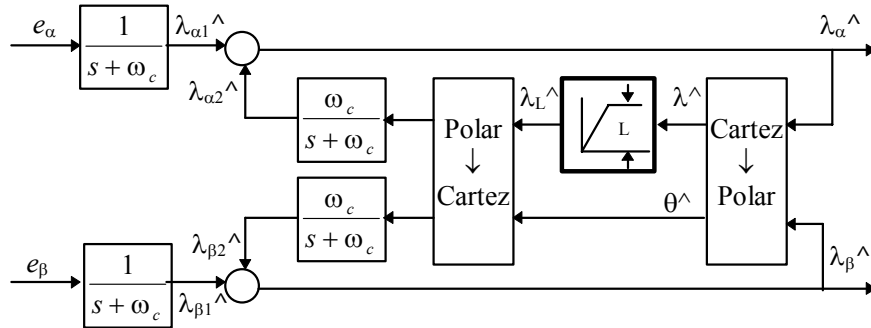


Fig.5.4\_2. Integrator modificat cu limitator de amplitudine

$L$ .

$$\hat{\lambda} = \hat{\lambda} e^{j\hat{\theta}}, \quad \hat{\lambda}_L = \hat{\lambda}_L e^{j\hat{\theta}}, \quad \hat{\lambda} = \sqrt{\hat{\lambda}_\alpha^2 + \hat{\lambda}_\beta^2}, \quad \sin\hat{\theta} = \frac{\hat{\lambda}_\beta}{\hat{\lambda}}, \quad \cos\hat{\theta} = \frac{\hat{\lambda}_\alpha}{\hat{\lambda}} \quad (5.4-4)$$

**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**, integratorul 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.

#### 5.4.5. 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.5.4\_3, și se recomandă atunci 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 ortogonali, - vezi exprimarea din (5.4-5), 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.5.4\_4 unde noul flux este  $\lambda^{\wedge'}$ , și ca urmare apare o **eroare de ortogonalitate** de unghi  $\delta$  definit de relația (5.4-6).

Având în vedere exprimările vectorilor din (5.4-5), eroarea de ortogonalitate  $\delta$  din (5.4-6) rezultă din expresiile  $\text{Re}(e \lambda^{*\wedge})$  (5.4-7) care conduc la relația (5.4-8).

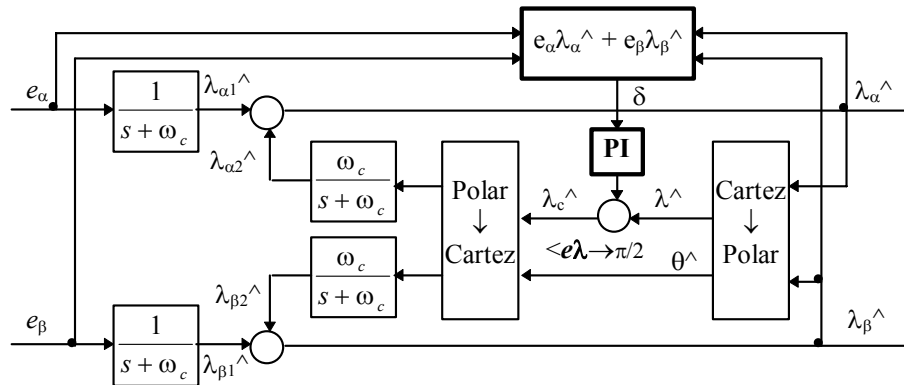


Fig.5.4\_3. Integrator modificat cu compensare adaptivă  $e \perp \lambda$



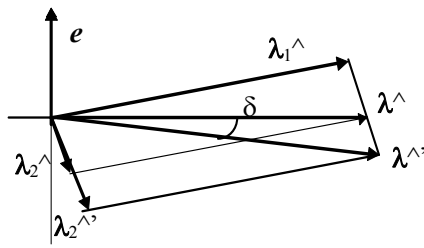


Fig.5.4\_4. Vectorii  $e$  și  $\lambda^{\wedge} = \lambda_1^{\wedge} + \lambda_2^{\wedge}$

Este de remarcat faptul că din (5.4-8) se observă **limitările acestei metode la viteze mici** când  $e \rightarrow 0$ .

$$e = e e^{j\theta_e}, \quad \lambda = \lambda e^{j\theta_\lambda}, \quad e \perp \lambda \quad (5.4-5)$$

$$\Delta\theta = \theta_e - \hat{\theta}_\lambda = \frac{\pi}{2} + \delta \quad (5.4-6)$$

$$\text{Re}(e\lambda^*) = -e\hat{\lambda} \sin\delta = e_\alpha \hat{\lambda}_\alpha + e_\beta \hat{\lambda}_\beta \quad (5.4-7)$$

$$\delta \equiv - \frac{e_\alpha \hat{\lambda}_\alpha + e_\beta \hat{\lambda}_\beta}{e\hat{\lambda}} \quad (5.4-8)$$

Un mecanism de adaptare realizează o compensare adaptivă a erorii de ortogonalitate  $\delta$ , mecanism care funcționează după cum urmează. Se calculează  $\delta$  cu relația (5.4-8), 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.5.4\_4, unde este necesară o tendință de scădere a mărimii 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.

#### 5.4.6. 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.5.4\_5, constituind o alternativă la varianta a treia. Ideea acestui tip de compensare adaptivă provine din următoarea observație, cu referire la

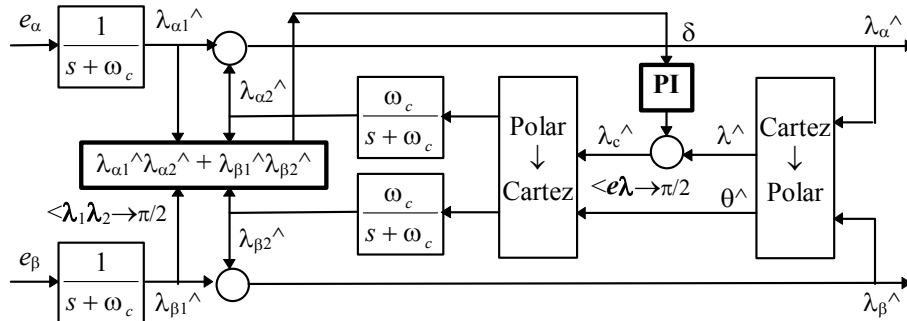


Fig.5.4\_5. Integrator modificat cu compensare adaptivă  $\lambda_1 \perp \lambda_2$

fig.5.4\_4: în situația corectă de funcționare când  $\delta = 0$ , componentele vectoriale ale fluxului  $\hat{\lambda}$ :  $\hat{\lambda}_1$  și  $\hat{\lambda}_2$  **sunt ortogonale**, ele fiind fixate de aceeași întârziere de fază  $\Phi = -\arctan(\omega/\omega_c)$  introdusă de filtrele FTJ1 de pe calea directă și cea de reacție. Această constatare conduce la o altă variantă a mecanismului de adaptare: eroarea de ortogonalitate  $\delta$  se determină din componentele vectorilor  $\hat{\lambda}_1$  și  $\hat{\lambda}_2$  (5.4-9). Cum vectorul  $\hat{\lambda}_1$  este fixat față de  $e$ , mărimea de execuție este tot vectorul  $\hat{\lambda}_2$ .

$$\delta \cong -\frac{\hat{\lambda}_{\alpha 1}\hat{\lambda}_{\alpha 2} + \hat{\lambda}_{\beta 1}\hat{\lambda}_{\beta 2}}{\hat{\lambda}_1\hat{\lambda}_2} \quad (5.4-9)$$

**În concluzie, avantajul acestei soluții** este acela că în mecanismul de adaptare se utilizează **numai componente filtrate**. În consecință, se atenuează substanțial zgomotul datorită comutațiilor invertorului, zgomot care este prezent în semnalul de intrare:  $e = u - Ri$ . Această variantă se recomandă în situațiile când amplitudinea  $\lambda$  a fluxului este variabilă, ca și în cazul celei de a treia variante.

#### 5.4.6. Concluzii

În acest paragraf s-au prezentat patru variante de estimare a fluxului din modelul de tensiune cu integratoare modificate cu reacții de compensare neliniare.

1. Varianta 1 - cu integrator modificat cu reacție de compensare saturată prezintă distorsiuni neliniare sau offset dacă limitarea  $L \neq \lambda$ , și prin urmare nu se recomandă în implementare.
2. Varianta 2 - cu integrator modificat cu limitator de amplitudine elimină distorsiunile de neliniaritate, dar în situația  $L \neq \lambda$  apar distorsiuni de fază. Soluția se recomandă pentru aplicații la care se cunoaște  $\lambda$ :  $\lambda = \text{const.}$ , sau  $\lambda$  este controlat prin buclă de flux.
3. Variantele 3 și 4 - cu integrator modificat cu compensări adaptive tip  $e \perp \lambda$ , respectiv tip  $\lambda_1 \perp \lambda_2$  ajustează automat nivelul amplitudinii fluxului de compensare  $\lambda_c$  către o valoare optimă astfel că problemele de offset și de condiții inițiale sunt în mod esențial eliminate. Aceste variante se recomandă în cazurile când amplitudinea  $\lambda$  a fluxului este variabilă.
4. Comparativ, varianta 4 față de varianta 3 are avantajul că în mecanismul de adaptare se utilizează numai componente filtrate, deci se atenuează zgomotul datorită comutațiilor invertorului și, ca urmare, sunt de așteptat performanțe mai bune în special la viteze mici.
5. Variantele de estimare a fluxului dau rezultate bune în domeniul specificat de aplicații, 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.

## 5.5. 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 mici apropiate de zero. În acest scop, o soluție simplă constă în a integra vectorul tensiune indusă  $\mathbf{e} = \mathbf{u} - R\mathbf{i}$  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.

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  $\mathbf{u}$  și  $\mathbf{i}$  sunt armonice.

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

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\tau\omega} = K e^{j\Phi}, \quad K(\omega) = 1 / \sqrt{1 + (\tau\omega)^2}, \quad \Phi(\omega) = -\arctg(\tau\omega) \quad (5.5-1)$$

unde:  $\tau$  - constanta de timp a filtrului,  $\omega$  - frecvența (pulsăția) 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:

$$\Phi_T = \Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_n = -\arctg(\tau_1\omega) - \arctg(\tau_2\omega) - \dots - \arctg(\tau_n\omega) \quad (5.5-2)$$

$$K_T = K_1 K_2 \dots K_n = 1 / \sqrt{[1 + (\tau_1\omega)^2][1 + (\tau_2\omega)^2] \dots [1 + (\tau_n\omega)^2]} \quad (5.5-3)$$

Dacă toate cele  $n$  filtre sunt identice, expresiile (5.5-2), respectiv (5.5-3) devin:

$$\Phi_T = n\Phi = -n \arctg(\tau\omega), \quad K_T = K^n = 1 / \sqrt{[1 + (\tau\omega)^2]^n} \quad (5.5-4)$$

Dacă cascada de filtre are ca scop realizarea integrării unui semnal armonic, atunci caracteristicile de frecvență ale cascadei trebuie să fie identice cu cele 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 (5.5-4) rezultă:

$$\tau(\omega) = \frac{1}{\omega} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (5.5-5)$$

$$G(\omega) = \frac{1}{\omega} \sqrt{[1 + (\tau\omega)^2]^n} \quad (5.5-6)$$

Relațiile (5.5-5), (5.5-6) 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.

**Observația 5.5-1.** Din relația (5.5-5) rezultă că  $\tau\omega = \operatorname{tg} [\pi/(2n)] = \text{constant}$  pentru un  $n$  dat. Deci, prin utilizarea parametrilor adaptivi  $\tau(\omega)$ ,  $G(\omega)$  calculați din (5.5-5), (5.5-6) în toate etajele cascadei de filtre adaptive **întârzierile de fază  $\Phi_i$  și atenuările  $K_i$ ,  $i=1 \dots n$ , definite de relațiile (5.5-1) sunt egale și constante - invariante cu frecvența  $\omega$ .**

În fig.5.5\_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 (5.5-5), (5.5-6) devin:

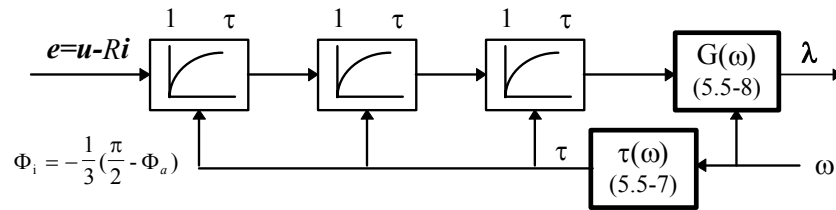


Fig.4.5\_1. Estimatoar de flux cu cascadă de filtre trece jos adaptive,  $n = 3$

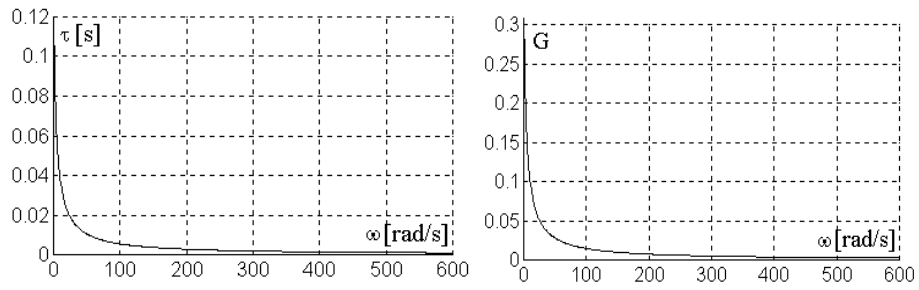


Fig.5.5\_2a. Constanta de timp  $\tau(\omega)$ ,  $\omega_{min}=5\text{rad/s}$ ; Fig.5.5\_2b. Factor compensare  $G(\omega)$

$$\tau(\omega) = \frac{1}{\omega} \operatorname{tg} \left( \frac{\pi / 2 - \arctg(\tau_a \omega)}{n} \right) \quad (5.5-7)$$

$$G(\omega) = \frac{1}{\omega} \sqrt{[1 + (\tau\omega)^2]^n [1 + (\tau_a \omega)^2]} \quad (5.5-8)$$

În fig.5.5\_2a, respectiv fig.5.5\_2b se prezintă respectiv graficele  $\tau(\omega)$  și  $G(\omega)$  din (5.5-7), respectiv (5.5-8) funcție de  $\omega$ . 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 (5.5-7), (5.5-8) 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  $\tau(\omega)$ ,  $G(\omega)$ .

## 5.6. Estimatoare de cuplu electromagnetic

Dacă există o bună estimare a fluxului  $\lambda^{\wedge}$ , cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$  se poate calcula direct din  $\lambda^{\wedge}(\lambda_x^{\wedge}, \lambda_y^{\wedge})$  și  $i(i_x, i_y)$  în orice referențial  $xy$ :

$$\hat{T}_e = 3/2 p (\hat{\lambda}_x i_y + \hat{\lambda}_y i_x) \quad (5.6-1)$$

Această estimare este simplu de implementat, dar este dependentă de estimarea  $\lambda^{\wedge}$ .

O altă soluție, estimează cuplul  $T_e^{\wedge}$  considerând armonicile de cuplu. Coeficienții armonicilor se identifică în timp real cu un estimator recursiv cu metoda celor mai mici pătrate ponderată cu un factor de uitare exponențial [Low 92]. Metoda este laborioasă și necesită o putere mare de calcul în timp real.

## 5.7. Concluzii

1. Analiza critică a celor 4 **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<sup>f</sup>**, fără dinamică, dar sensibil la variația parametrilor magnetici ai MSMP;
  - ii) în gama de viteze extinsă începând de la viteze nu prea mici se recomandă estimatorul **Eu<sup>s</sup>**, 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 asupra **observatoarelor de flux cu modele combinate de tensiune și de curent** evidențiază **șase structuri** de observatoare de flux **în gamă extinsă de viteze** care prezintă interes în implementarea practică. Se recomandă clasa **Oλλ** care au forme de variație în timp mai puțin perturbate.
3. Comparația critică tabelară recomandă în practică: **Oλλ<sup>s</sup>-sr** și **Oλi<sup>s</sup>-sr** pentru MSMP anizotrope; și **Oλλ<sup>s</sup>-ss** și **Oλi<sup>s</sup>-ss** pentru MSMP izotrope.
4. Estimatoarele de flux din model de tensiune cu **integratoar modificat cu 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  $\lambda_1 \perp \lambda_2$  este mai puțin sensibil la perturbații.
5. Estimatoarele de flux cu integratoare modificate nu necesită măsurarea mărimilor cinematice, deci se pretează la sisteme de conducere fără traductoare de mișcare.
6. Estimatoarele de flux din model de tensiune cu **cascadă de filtre trece jos adaptive** dau rezultate bune în gama de viteze 1:100, dar la viteze mici necesită adaptarea rezistenței  $R$ .
7. Estimata cuplului electromagnetic se face prin calcul direct din estimata fluxului.

## 6. 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.

### 6.1. 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:

$$J\dot{\omega} = T_e - T_L, \quad \omega(0) = \omega_0 \quad (6.1-1)$$

$$T_L = T_{L_{ext}} + T_{Cb} + B\omega + (J - J_n)\dot{\omega} + (K_{ni} - K_i)I_a^* \quad (6.2-2)$$

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 electromagnetic  $T_e$ ), indicele  $n$  semnificând valorile nominale.

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

#### 6.1.1. Observatoare de cuplu echivalent de sarcină - o abordare fizică

Pornind de la relația (6.1-1), în fig.6.1.1\_1 se prezintă schema bloc a OCES, care folosește ideea din fig.4.6\_1 de la observatorul de viteză momentană  $\hat{\omega}$ . Intrările în observator sunt viteza măsurată  $\omega$  și cuplul electromagnetic estimat  $\hat{T}_e$ . În scopul obținerii estimatei asimptotice a vitezei  $\hat{\omega}$  mărimea de execuție la ieșirea blocului compensator  $k_P$  are interpretarea fizică de cuplu echivalent de sarcină  $\hat{T}_{LP}$ .

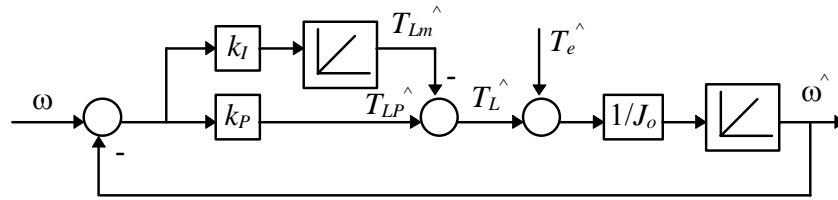


Fig.6.1.1\_1. Observator de cuplu echivalent de sarcină

$$\hat{T}_{LP} = k_P(\omega - \hat{\omega}) \quad (6.1.1-1)$$

Dacă compensatorului  $k_P$  i se adaugă o componentă integrală cu ponderea  $k_I$ , atunci la ieșirea acestuia se obține valoarea medie a estimatei cuplului echivalent de sarcină  $\hat{T}_{Lm}$ . OCES prezintă un caracter astatic eliminând erorile provenite prin estimarea cuplului electromagnetic  $T_e^{\wedge}$ . OCES din fig.6.1.1\_1 se implementează numeric utilizând o metodă de discretizare cunoscută ca de exemplu transformarea bilineară (Tustin) cu corecție de frecvență.

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

Din relația (6.1-1) rezultă:

$$T_L = T_e - J\dot{\omega}, \quad \omega(0) = \omega_0 \quad (6.1.2-1)$$

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 (6.1.2-1).

$$\hat{T}_L = (\hat{T}_e - sJ_o\omega) \cdot Q_n(s) \quad (6.1.2-2)$$

Fig.6.1.2\_1 Estimator de  $\hat{T}_L$

De altfel, filtrul FTJ  $Q_n(s)$  este necesar și pentru a reduce zgomotele din semnalul măsurat  $\omega$ .

În fig.6.1.2\_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  $\tau$ .



$$Q_1(s) = \frac{1}{(s\tau) + 1} \quad (6.1.2-3a)$$

$$Q_2(s) = \frac{1,41 (s\tau) + 1}{(s\tau)^2 + 1,41 (s\tau) + 1} \quad (6.1.2-3b)$$

$$Q_3(s) = \frac{2(s\tau)^2 + 2(s\tau) + 1}{(s\tau)^3 + 2(s\tau)^2 + 2(s\tau) + 1} \quad (6.1.2-3c)$$

Obținerea lui  $\hat{T}_L$  din (6.1.2-2) prin tehnica filtrării cu un filtru de ordin 1 se regăsește în diverse variante echivalente în [Umen91], [Mats93], [Mura93].

**Observația 6.1.2-1.** Pentru un filtru de ordin 1 (6.1.2-3a) cu  $\tau = J_o / k_p$  OCES (6.1.2-2) este echivalent cu OCES prezentat în fig.6.1.1\_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]:

$$\tau \approx 10 h \quad (6.1.2-4)$$

unde  $h$  este perioada de eșantionare. Spre exemplu pentru  $h=200\mu s$  rezultă  $\tau = 2 ms$ .

### 6.1.3. Observator de cuplu echivalent de sarcină de ordin complet

Din ecuația dinamică (6.1.3-1) 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 (6.1.3-2).

$$J\dot{\omega} = -B\omega - T_L + T_e, \quad \omega(0) = \omega_0 \quad (6.1.3-1)$$

$$\begin{bmatrix} \omega \\ T_L \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e, \quad \begin{bmatrix} \omega(0) \\ T_L(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_0 \\ T_{L0} \end{bmatrix} \quad (6.1.3-2)$$

$$y = \omega = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega & T_L \end{bmatrix}^T$$

Sistemul linear extins (6.1.3-2) 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  $\omega$ ,  $T_e$  și ieșirile  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{T}_L$  are expresia:

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} -\frac{B_o}{J_o} & -\frac{1}{J_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_o} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_e + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}), \quad \begin{bmatrix} \hat{\omega}(0) \\ \hat{T}_L(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_0 \\ \hat{T}_{L0} \end{bmatrix} \quad (6.1.3-3)$$

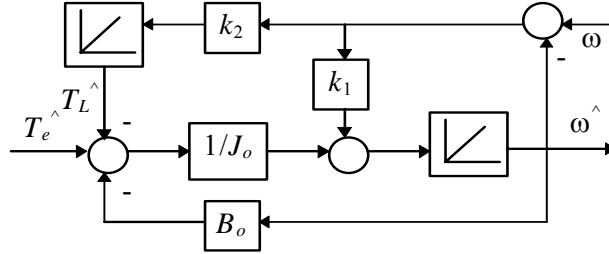


Fig.6.1.3\_1. OSOC pentru  $\hat{T}_L$

**Observația 6.1.3-1.** OSOC (6.1.3-3) prezentat în fig.6.1.3\_1 care estimează  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{T}_L$  este echivalent cu OCES prezentat în fig.6.1.1\_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:

$$\mathbf{P}_\sigma = \{p_{1,2} = r(-\cos\alpha \pm j \sin\alpha) \mid \alpha \in (0, \pi/2)\} \quad (6.1.3-4)$$

Coeficienții  $k_1, k_2$  rezultă:

$$k_1 = -B_o / J_o + 2r \cos\alpha, \quad k_2 = -J_o r^2 \quad (6.1.3-5)$$

Matricea  $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2]^T$  se poate obține și utilizând comanda Matlab:

$$\mathbf{K} = \mathbf{PLACE}(\mathbf{A}, \mathbf{C}, \mathbf{P}_\sigma)$$

Se recomandă utilizarea OSOC (6.1.3-3) în sisteme de conducere care necesită atât estimarea  $\hat{T}_L$  cât și  $\hat{\omega}$ , de exemplu în conducerea cu moduri alunecătoare a poziției  $\theta$ , la care se adaugă și compensarea perturbației  $\hat{T}_L$ .

În paragraful 4.7.2 s-a prezentat o altă variantă de observator extins de ordin complet OEOC+Te care are ca intrări poziția măsurată  $\theta$  și cuplul electromagnetic

estimat  $T_e^{\wedge}$  și care estimează, pe lângă mărimilor cinematice  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{e}$ , și cuplul echivalent de sarcină  $\hat{T}_L$ .

#### 6.1.4. 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:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, & x(0) &= x_0 \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (6.1.4-1)$$

Se face o schimbare de variabile de stare de forma:

$$x = P \begin{bmatrix} y \\ x_u \end{bmatrix} \quad (6.1.4-2)$$

unde  $x_u$  este un vector  $(n - m)$  dimensional ce conține stările nemăsurabile.

Folosind această schimbare de variabile, sistemul (6.1.4-1) devine:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{x}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ x_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u, \quad \begin{bmatrix} y(0) \\ x_u(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_0 \\ x_{u0} \end{bmatrix} \quad (6.1.4-3)$$

$$y = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ x_u \end{bmatrix}$$

În cazul când perechea  $(A_{22}, A_{12})$  este observabilă, OSOR de ordin minim  $(n - m)$  al sistemului (6.1.4-3) este:

$$\hat{x}_u = w + Ly \quad (6.1.4-4)$$

$$\dot{w} = (A_{22} - LA_{12})w + (B_2 - LB_1)u + (A_{22}L - LA_{12}L + A_{21} - LA_{11})y$$

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  $P_\sigma^*$ :

$$\sigma(A_{22} - LA_{12}) \equiv P_\sigma^* \quad (6.1.4-5)$$

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  $x$  utilizând relația (6.1.4-2).

**Proiectarea OSOR în timp discret** este similară cu cea a OSOR continuu. După discretizarea modelului matematic, în relații se face înlocuirea variabilelor:

$$(\cdot)' \rightarrow (\cdot)_{i+1} \quad \text{și} \quad (\cdot) \rightarrow (\cdot)_i \quad (6.1.4-6)$$

iar spectrul impus  $P_{\sigma}^*$  devine cercul unitar.

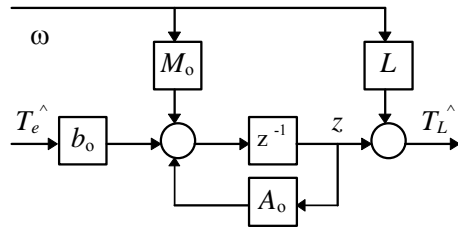
Pentru exemplificare, se analizează cazul OSOR discret pentru sistemul extins (6.1.3-2). Se discretizează (6.1.3-2) cu perioada de eșantionare  $h$ , rezultând:

$$\begin{bmatrix} \omega_{i+1} \\ T_{Li+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{hB_o}{J_o} & -\frac{h}{J_o} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_i \\ T_{Li} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{h}{J_o} \\ 0 \end{bmatrix} T_{ei}, \quad \begin{bmatrix} \omega_i(0) \\ T_{Li}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{i0} \\ T_{Li0} \end{bmatrix} \quad (6.1.4-7)$$

$$y_i = \omega_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_i \\ T_{Li} \end{bmatrix}^T$$

Se reamintește ipoteza cum că  $T_{Li}$  este de tip treaptă și deci  $T_{Li}$  nu se modifică în cursul unei perioade de eșantionare.

Se identifică matricele partajate din (6.1.4-3) pentru sistemul (6.1.4-7). Din (6.1.4-4) rezultă ecuațiile OSOR discret (6.1.4-8) în acest caz particular.



$$\hat{T}_{Li} = z_i + L\omega_i \quad (6.1.4-8)$$

$$z_{i+1} = A_o z_i + b_o T_{ei} + M_o \omega_i, \quad z_i(0) = z_{i0}$$

$$A_o = 1 + hL / J_o, \quad b_o = -hL / J_o,$$

$$M_o = hL(L + B_o) / J_o$$

Fig.6.1.4\_1. OSOR pentru  $\hat{T}_L$

OSOR discret este prezentat în fig.6.1.4\_1. Toate mărimile din OSOR (6.1.4-8) sunt scalare. Polul acestuia este:

$$\eta = A_o = 1 + hL / J_o, \quad |\eta| < 1 \quad (6.1.4-9)$$

Inegalitatea din (6.1.4-9) este impusă de condiția de stabilitate și prin urmare rezultă  $L < 0$ .

**Observația 6.1.4-1.** În scopul reducerii zgomotelor conținute în viteza măsurată  $\omega$ , precum și reducerii componentei pulsațiilor din cuplul electromagnetic estimat  $T_e$  cauzate de asimetrii 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.6.1.4\_1 se prezintă o structură de OCES care folosește astfel de filtre [Dote90] care sunt tratate în paragraful 6.4.

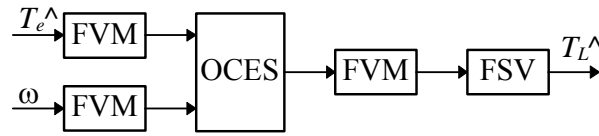


Fig.6.1.4\_1. OCES cu filtre

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 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.

## 6.2. 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.

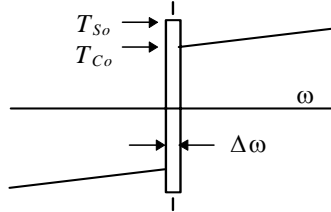


Fig.6.2\_1. Model al lui  $T_f$

În fig.6.2\_1 se prezintă un model causal 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"  $T_{so}$ .

În acest caz estimata  $\hat{T}_f$  are expresia:

$$\hat{T}_f = \min\{\hat{T}_e, T_{So} \operatorname{sgn}(\hat{T}_e)\} \quad , \quad |\omega| < B_o \omega \quad (6.2-1)$$

unde  $\hat{T}_e$  este estimata cuplului electromagnetic dezvoltat.

ii.  $|\omega| > \Delta\omega$  : **zona de alunecare** caracterizată prin cuplul de frecări tip Coulomb

$T_C$  = constant și cuplul de frecări vâskoase proporțional cu  $\omega$ .

În acest caz  $\hat{T}_f$  are expresia:

$$\hat{T}_f = T_{Co} \operatorname{sgn}(\omega) + B_o \omega \quad , \quad |\omega| > \Delta\omega \quad (6.2-2)$$

Pentru **identificarea parametrilor modelului nelinear** (6.2-1), (6.2-2) se cunosc mai multe metode experimentale:

- 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.
- Metoda de identificare a parametrilor modelului (6.2-1), (6.2-2) care se bazează pe **utilizarea erorilor de reglare a mișcării** [John92]. Această metodă este prezentată în continuare.

Fie sistemul de conducere a mișcării din fig.6.2\_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

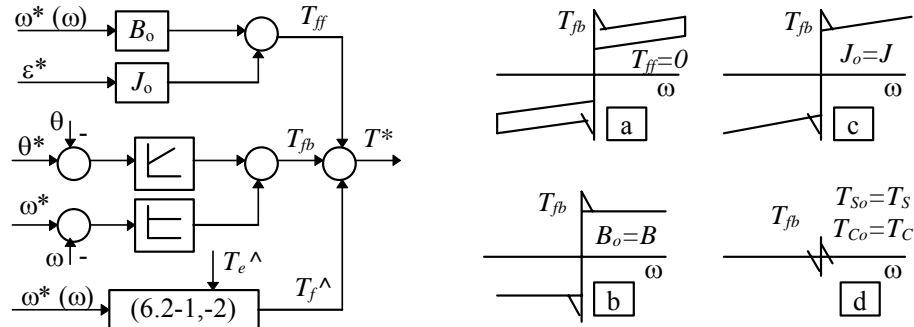


Fig.6.2\_2. Procedeu de compensare și identificare progresivă a modelului  $T_f$

două blocuri se proiectează separat.

Fie la intrare un **semnal de probă periodic triunghiular simetric pentru**  $\omega^*$  și semnale în corespondență pentru  $\theta^*$  și  $\varepsilon^*$ . În fig.6.2\_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 (6.2-1) și (6.2-2), 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, eroarea de urmărire a poziției se reduce de patru ori în cazul compensării nelineare a lui  $T_f$ , 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 compesator PD fuzzy. Rezultatele arată o îmbunătățire substanțială a performanțelor și robustețe la neliniaritățile din zona de "înțepenire".

### 6.3. 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  $T_{cr}$  (6.3-1) și armonicile datorate distribuției nesinusoidale a inducției magnetice  $B$  din întrefier (6.3-2):

$$T_{cr} = T_{cro} \cos 6\theta \quad (6.3-1)$$

$$B(\theta) = B_0 (\cos \theta + K_3 \cos 3\theta + K_5 \cos 5\theta + \dots) \quad (6.3-2)$$

unde  $\theta$  este unghiul electric, iar  $K_i$  sunt coeficienții armonicelor de ordin  $i$  ale inducției (fluxului) din întrefier.

În această situație cuplul electromagnetic dezvoltat  $T_e$  este [Mats93]:

$$T_e \cong T_{e0} [1 - (K_5 - K_7) \cos 6\theta] \quad (6.3-3)$$

unde  $T_{e0}$  este cuplul de referință prescris.

Pulsațiile în cuplul electromagnetic sunt prezente în (6.3-3) prin termenul cosinusoidal de argument  $6\theta$ :

$$\Delta T = - T_{e0} (K_5 - K_7) \cos 6\theta \quad (6.3-4)$$

**Identificarea factorului** ( $K_5 - K_7$ ) ridică probleme, deoarece coeficienții  $K_i$  sunt variabili în timp, spre 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 (6.3-4), prezente în (6.3-3), se pot compensa prin adăugarea la cuplul de referință prescris  $T_{e0}^*$  a unei componente de forma (6.3-4) cu semn schimbat [Mats93], [Bold92].

## 6.4. Filtre de zgomot

Componentele zgomotului conținut în semnalele de intrare a 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:

$$y(i) = \sum_{j=1}^N a(j) u(i-j) / \sum_{j=1}^N a(j) \quad (6.4-1)$$

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, 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.6.4\_1 privit ca un sistem de urmărire:



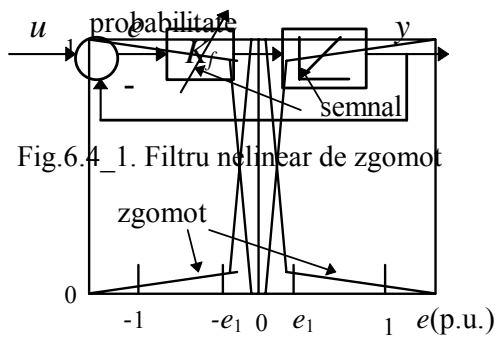


Fig.6.4\_1. Filtru nelinear de zgomot

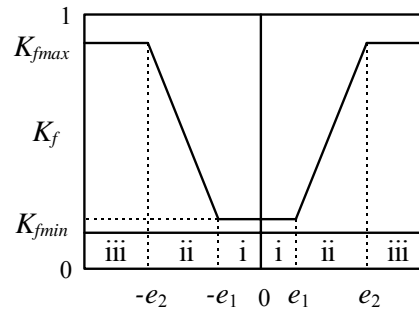


Fig.6.4\_2a. Probabilitatea semnal /zgomot

6.4\_2b. Variația coeficientului  $K_f(e)$

$$y(i+1) = y(i) + K_f(i) e(i) \quad (6.4-2)$$

$$e(i) = u(i) - y(i)$$

În fig.6.4\_2a se consideră probabilitatea de distribuție pentru semnalul util și zgomot funcție de eroarea  $e = u - y$  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.6.4\_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 semnalul util  $u$  în regim tranzitoriu, ieșirea  $y$  urmărește rapid pe  $u$ .

**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.

## 6.5. 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.

1. Dintre observatoarele de cuplu echivalent de sarcină prezentate se recomandă observatorul din fig.6.1.1\_1 echivalent cu observatorul de ordin complet din paragraful 6.1.3 care estimează atât  $\hat{T}_L$  cât și viteza  $\hat{\omega}$ , cu aplicații spre exemplu, în reglarea cu moduri alunecătoare. Un alt observator performant de  $\hat{T}_L$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\varepsilon}$  din poziția  $\theta$  a fost prezentat în paragraful 4.7.2.
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.
3. Estimarea și compensarea pulsațiilor în cuplul electromagnetic cu un termen de forma (6.3-4) este utilă, dar are amplitudinea sensibilă la variațiile parametrilor electrici ai mașinii, identificarea acestora fiind dificil de efectuat în timp real.
4. Filtrele de valoare medie (6.4-1), și în special filtrul nelinear (6.4-2), se recomandă pentru rejecția zgomotelor din canalele de măsură.

**În concluzie**, chiar dacă unele estimări ale componentelor perturbației echivalente sunt sensibile la variația parametrilor acționării, compensările perturbațiilor astfel estimate sunt benefice și duc la creșterea performanțelor sistemului de acționare în ceea ce privește rapiditatea și robustețea răspunsului.

## 7. STRUCTURĂ DE CONDUCERE VECTORIALĂ DIRECTĂ ÎN CUPLU ȘI FLUX A MSMP

Conducerea vectorială directă în cuplu și flux (CVDCF) a mașinilor electrice conduce direct cuplul electromagnetic și vectorul flux statoric folosind un tabel al comutațiilor optime pentru comanda inverterului de tensiune. O problemă principală este estimarea cât mai precisă a fluxului și implicit a cuplului electromagnetic, problemă tratată în capitolul 5. 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 recentă: [Andr94a], [Andr95], [Andr96a], [Fren96b], [Zhon97], [Rahm97], [Bold99].

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 are în componență: un observator robust de flux cu modele combinate de tensiune și curent (paragraful 5.3) și care lucrează într-o gamă extinsă de viteze, și un regulator de viteză cu moduri alunecătoare. Se prezintă relații de proiectare structurală și parametrică pentru observatorul de flux și se evaluează critic performanțele variantei de conducere propusă prin simulări numerice extensive și apoi prin teste experimentale.

### 7.1. Structura sistemului de conducere

Structura de conducere CVDCF a MSMP, bazată pe rezultatele din paragraful 3.3, este prezentată în fig.7.1\_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:

- a) pentru  $\tau(1, 0, -1)$  : (creștere, nemodificare, descreștere) a cuplului  $T_e$ ;
- b) pentru  $\phi(1, 0)$  : (creștere, descreștere) a modulului fluxului  $\lambda$ .

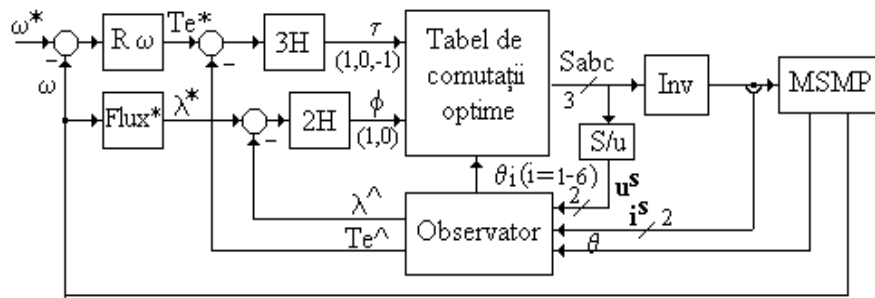


Fig.7.1\_1. Structura sistemului CVDFC a MSMP

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  $u^s = V_i(S_a, S_b, S_c)$ . 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 cu moduri alunecătoare** ( $R\omega$ ) are legea de comandă de tip releu bipozițional (7.1-1) cu dreapta de comutație  $\sigma = 0$  (7.1-2) în planul stărilor mărimilor cinematice. Această soluție asigură un sistem de conducere a vitezei robust la variații parametrice și la perturbații de tip sarcină. Mărimea de ieșire din regulatorul  $R\omega$  o reprezintă cuplul electromagnetic prescris  $T_e^*$

$$T_e^* = T_{max}^* \text{sign}(\sigma) \quad (7.1-1)$$

$$\sigma = \tau \dot{\omega} + (\omega - \omega^*), \quad \tau = 4 \dots 5 t_r^* \quad (7.1-2)$$

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 (7.1-2), pot fi estimate din poziția  $\theta$  măsurată. O soluție pentru a estima aceste derivate cinematice o constituie tehnica filtrării prezentată în paragraful 4.1. În concret, derivata a doua (accelerația) este estimată (7.1-3) 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.7.1\_2, și folosește pentru implementare forma canonică controlabilă. Proiectarea estimatorului se face prin metoda alocării de poli.

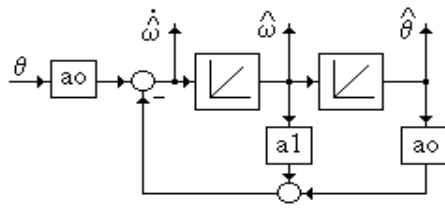


Fig.7.1-2. Estimator de viteză și accelerație

rapidă, poli tipici sunt:  $\omega_1 = \omega_2 = n \times 100$ .

$$\hat{\omega} = \frac{a_0}{s^2 + a_1 s + a_0} s^2 \theta \quad (7.1-3)$$

Polii estimatorului se aleg ținând cont de timpul răspuns  $t_r^*$  impus și de domeniul de frecvență al perturbațiilor. Pentru o estimare

## 7.2. 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-a ales pentru implementare observatorul de flux cu modele combinate de tensiune și curent tip **O $\lambda\lambda^s$ -sr** din paragraful 5.3, acesta fiind selectat ca urmare a considerentelor favorabile prezentate.

**În rezumat**, evaluarea critică a estimatorilor de flux fără reacție privind sensibilitatea la variația parametrilor, evaluare prezentată în paragraful 5.2, concluzionează că în practică se recomandă folosirea a două estimatoare de flux discriminate funcție de viteză: **Ei<sup>r</sup>** și **Eu<sup>s</sup>**.

- La viteze mici, inclusiv viteza zero, se recomandă estimatorul **Ei<sup>r</sup>** bazat pe modelul de curent în referențialul rotorică  $dq$ , 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;
- La viteze medii și mari se recomandă estimatorul **Eu<sup>s</sup>** bazat pe modelul de tensiune în referențialul statoric  $\alpha\beta$ , mai bun ca **Ei<sup>r</sup>** la aceste viteze, dependent doar de identificarea rezistenței  $R$ , dar cu probleme la viteze mai mici datorită caracterului său de integrator pur.
- Ambele estimatoare sunt invariante cu viteza  $\omega$ .

Observatorul de flux **O $\lambda\lambda^s$ -sr** cu corecție de flux în referențialul statoric, prezentat în paragraful 5.3, combină părțile bune ale celor două estimatoare **Ei<sup>r</sup>** și **Eu<sup>s</sup>**. **O $\lambda\lambda^s$ -sr** are topologia de tip paralel dată în fig.7.2\_1a și structura detaliată în fig.7.2\_1b. Corecția se realizează la nivelul estimatorului **Eu<sup>s</sup>** în scopul îmbunătățirii stabilității integratorului. Mai mult, aceasta atenuează efectele negative ale offsetului provenit din circuitele de măsură ale lui  $i^s$  sau  $u^s$ , sau ca urmare a variației rezistenței  $R$ .

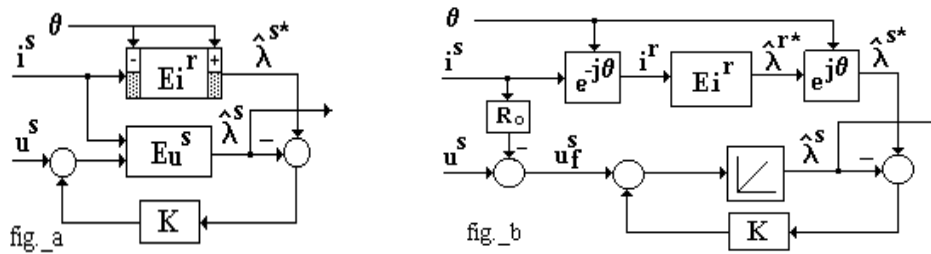


Fig.7.2\_1. Observator de flux  $O\lambda\lambda^s$ -sr

## 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.7.2\_1b, observatorul  $O\lambda\lambda^s$ -sr are ca intrări echivalente  $u_f^s$  și  $\lambda^{s*}$ , iar ieșirea este  $\lambda^{s^*}$ . 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:  $Ei^r$  la viteze mici și  $Eu^s$  la viteze mai mari. În consecință, **cerințele de proiectare impuse** sunt:

- dacă  $\omega < \omega_1$ , atunci  $\lambda^{s^*} \cong \lambda^{s*}$ , adică este selectat estimatorul  $Ei^r$ ;
- dacă  $\omega > \omega_2$ , atunci  $\lambda^{s^*} \cong 1/s u_f^s$ , adică este selectat estimatorul  $Eu^s$ ;
- dacă  $\omega \in (\omega_1, \omega_2)$ , atunci ambele estimatoare  $Ei^r$  și  $Eu^s$  sunt selectate în această bandă de frecvență avînd contribuții în ponderi apropiate asupra ieșirii  $\lambda^{s^*}$ .

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  $\alpha$ ,  $\beta$ :

$$\lambda^{s^*} = H_{\lambda\lambda^*} \lambda^{s*} + H_{\lambda uf} u_f^s \quad (7.2-1)$$

$$H_{\lambda\lambda^*} = \lambda^{s^*} / \lambda^{s*} = K / (s + K) \quad (7.2-2)$$

$$H_{\lambda uf} = \lambda^{s^*} / u_f^s = 1 / (s + K) \quad (7.2-3)$$

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, 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 (7.2-1), dacă  $\omega \cong 0$  sau  $\omega \cong$  de valoare mică, atunci rezultă  $H_{\lambda_{uf}} \cong 0$ .

Din cerința (ii) și relațiile (7.2-1) și (7.2-3), dacă  $\omega$  este mai mare, atunci rezultă  $H_{\lambda_{uf}} \cong 1/s$ . Cea mai simplă funcție de transfer  $H_{\lambda_{uf}}$ , 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 (7.2-4).

Din relațiile (7.2-3) și (7.2-4), prin simplă identificare, rezultă că structura compensatorului  $K$  este de tip PI (7.2-5).

$$H_{\lambda_{uf}} = s / (s^2 + a_1 s + a_0) \quad (7.2-4)$$

$$K = a_1 + a_0 / s, \text{ sau } K = k_p + k_i / s \quad (7.2-5)$$

2) În al doilea rând, în aceste condiții, se **verifică comportarea în frecvență a funcției de transter**  $H_{\lambda\lambda^*}$ :

Din relațiile (7.2-2) și (7.2-5) rezultă expresia pentru funcția  $H_{\lambda\lambda^*}$ , de tipul unui filtru trece jos (FTJ) de ordinul doi.

$$H_{\lambda\lambda^*} = (a_1 s + a_0) / (s^2 + a_1 s + a_0) \quad (7.2-6)$$

Dacă  $\omega \cong 0$  sau  $\omega \cong$  mediu, atunci  $H_{\lambda\lambda^*} \cong 1$ , adică dacă  $\omega$  este în banda filtrului FTJ, condițiile (i) și (iii) sunt verificate.

Dacă  $\omega \cong$  mare, atunci  $H_{\lambda\lambda^*} \cong a_1 / s$ . În scopul de a satisface și cerința de proiectare (ii) pentru  $H_{\lambda\lambda^*}$ , se impune următoarea restricție:

$$a_1 << u_f^s / \lambda^{s*} \quad (7.2-7)$$

O realizarea MMISI, utilizată la implementarea ecuațiilor recursive discrete este:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda} &= u - R_o i + k_p (\hat{\lambda}^* - \hat{\lambda}) + k_i x \\ \dot{x} &= \hat{\lambda}^* - \hat{\lambda} \end{aligned} \quad (7.2-8)$$

**În concluzie**, structura compensatorului  $K$  a rezultat de tip PI (7.2-5), și respectă cerințele de proiectare impuse i), ii), iii), cu adăugarea restricției (7.2-7). În rezumat, structura completă a observatorului de flux  $O\lambda^s$ -sr este prezentată în fig.7.2\_2.

**Observația 7.2-1.** 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 (7.2-4).

### 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  $Ei^r$  și  $Eu^s$ , polii observatorului se aleg reali negativi:

$\omega_1, \omega_2 \in \mathbf{R}^-$ . Coeficienții compensatorului  $K$  de tip PI din (7.2-5) sunt:

$$k_p = -(\omega_1 + \omega_2), \quad k_i = \omega_1 \omega_2 \quad (7.2-9)$$

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

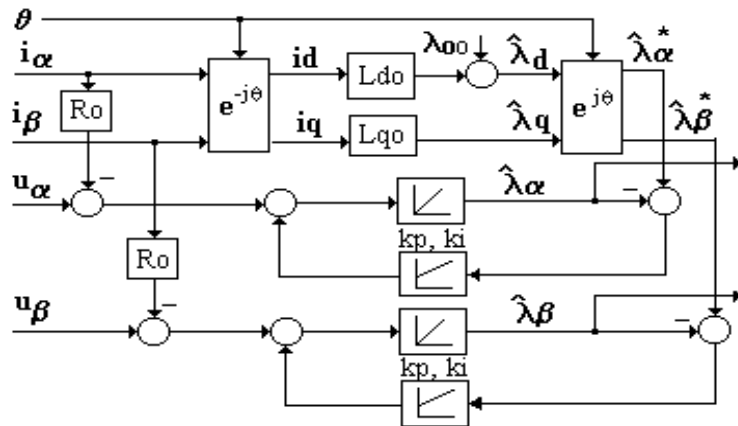


Fig.7.2\_2. Structura completă a observatorului de flux  $O\lambda^s$ -sr



acesta nu este sensibil la variația parametrilor amintiți (depinde doar de  $R$ ). Din aceste motive se recomandă următoarea alegere pentru  $\omega_1$  și  $\omega_2$ :

$$\omega_1 = 2 \dots 10 \text{ rad/s}, \quad \omega_2 = (3 \dots 10) \omega_1 \quad (7.2-10)$$

În concret, în aplicația de față, având în vedere variația parametrilor prezentată în paragraful 7.3, se alege  $\omega_1 = 3 \text{ rad/s}$  și  $\omega_2 = 30 \text{ rad/s}$  [Andr96a].

**Observația 7.2-2.** Compensatorul  $K$  al observatorului **O $\lambda$ i<sup>s</sup>-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  $T_e^{\wedge}$  se calculează simplu din componentele vectorilor flux  $\lambda^{s\wedge}$  și curent  $i^s$  în referențialul statoric  $\alpha\beta$ .

$$T_e^{\wedge} = 3/2 p (\lambda_{\alpha}^{\wedge} i_{\beta} - \lambda_{\beta}^{\wedge} i_{\alpha}) \quad (7.2-11)$$

### 7.3. Rezultate de simulare numerică

Sistemul de conducere vectorială directă în cuplu și flux (CVDCF) a MSMP, cu observatorul **O $\lambda$  $\lambda$ <sup>s</sup>-sr** 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  $1 \text{ kW}$ , 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 sistemului, 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:  $R = 1,3 R_o$ ;  $\lambda_o = 0,85 \lambda_{o0}$  - 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  $T_L$ , pe o durată de 200 ms, în următoarea secvență:

- 1) la  $t = 0$  s,  $\Omega^* = 50$  rad/s, ( $\Omega^* = 0,33 \Omega_o$ );
- 2) la  $t = 80$  ms,  $T_L = 6$  Nm ( $T_L = 0,85 T_{eo}$ );
- 3) la  $t = 120$  ms,  $T_L = 0$ ;
- 4) la  $t = 140$  ms,  $\Omega^* = 0$ .

**Observația 7.3-1.** 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**<sup>r</sup> și **Eu**<sup>s</sup> funcție de  $\omega$ .

Simularea numerică utilizează pachetul Matlab-Simulink, metoda de integrare numerică selectată este Runge-Kutta 5, cu o perioadă de eșantionare  $h = 100$  μs, 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 viteză  $\Omega$  din fig.7.3\_1 prezintă un timp de răspuns rapid  $t_r = 50$  ms, fără suprareglaj, care corespunde întru-totul cu răspunsul așteptat al sistemului cu regulator de viteză cu moduri alunecătoare (7.1-1,-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) Răspusul în cuplu  $T_e$  din fig.7.3\_2 este extrem de rapid  $t_r \approx 5$  ms - tipic sistemului CVDCF, practic fără suprareglaj. Cuplul este limitat la  $T_{emax}$ . Pulsațiile în cuplu sunt acceptabile, fiind specifice modurilor alunecătoare.
- iii) Evoluția în planul stărilor (eroare de viteză  $\Omega^* - \Omega$  și accelerație  $\dot{\Omega}$ ) din fig.7.3\_3 este elocventă privind regimul alunecător pe dreapta de comutație (7.1-2). Tranziția în planul stărilor are loc în sensul marcat de săgețile ajutoare 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.7.3\_1 viteza are o evoluție lină, și este constantă în regim permanent).

- iv) Tranziția vectorului flux din fig.7.3\_4, în planul referențialului statoric  $\alpha\beta$ , este condusă de regulatorul de flux, cu referința  $\lambda^* = \lambda_{00}$ , spre o evoluție circulară de rază egală cu modulul fluxului estimat  $\lambda^\wedge$  de observator. Se confirmă faptul că la viteze mici (pornire, oprire) estimata  $\lambda^\wedge$  este dată de estimatorul cu model de curent  $\mathbf{Ei}^r$  care este sensibil la variația parametrului  $\lambda_0$  și prin urmare la pornire se observă că  $\lambda = 0,85\lambda_{00}$ . La viteze mai mari, observatorul de flux utilizează estimatorul cu model de tensiune  $\mathbf{Eu}^s$  care nu este sensibil cu  $\lambda_{00}$  și deci estimarea este corectă, iar regulatorul de flux aduce  $\lambda = \lambda_{00} = 0,2 \text{ Wb}$ . Tranziția între cele două modele este lină, în conformitate cu considerentele teoretice de proiectare.

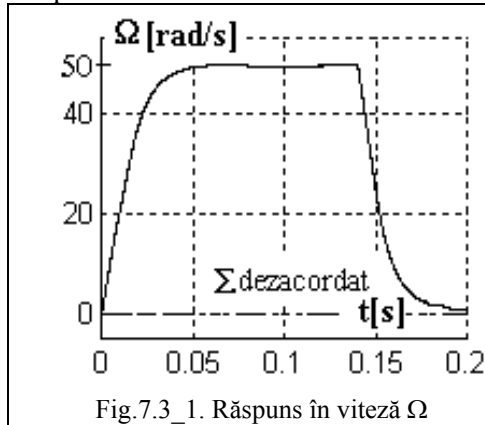


Fig.7.3\_1. Răspuns în viteză  $\Omega$

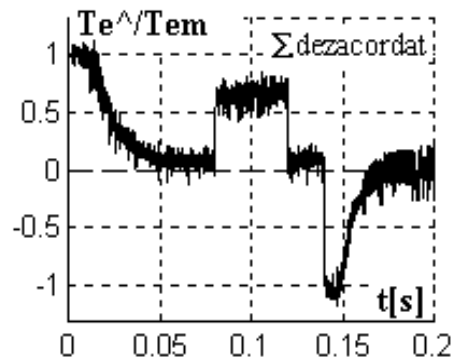


Fig.7.3\_2. Răspuns în cuplu  $T_e^\wedge$

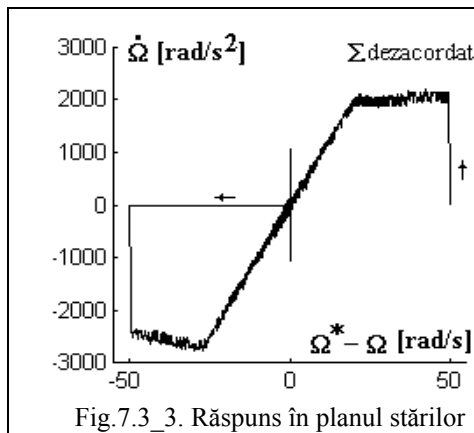


Fig.7.3\_3. Răspuns în planul stărilor

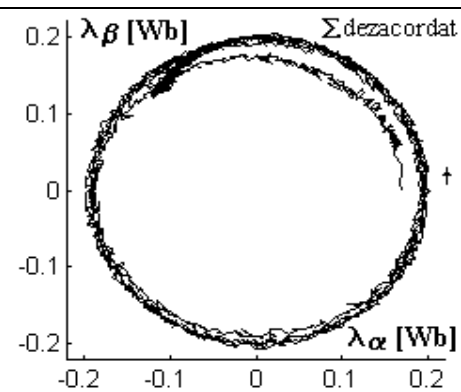


Fig.7.3\_4. Răspuns în flux  $\lambda$

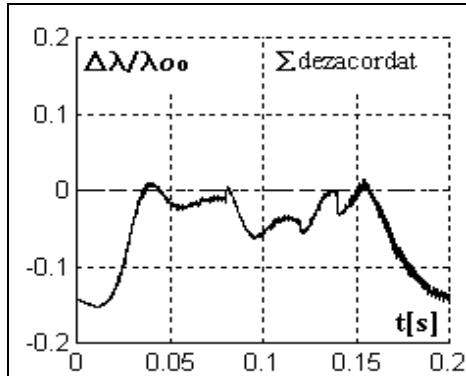


Fig.7.3\_5. Eroarea de estimare a fluxului

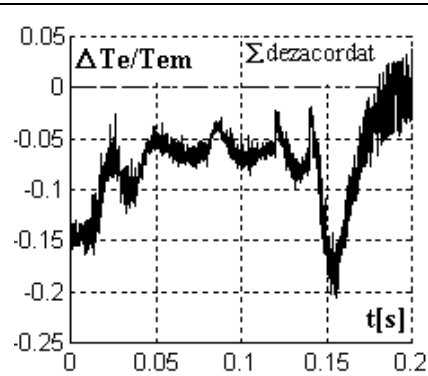


Fig.7.3\_6. Eroarea de estimare a cuplului

## B. Cazul observator dezacordat selectiv

În scopul investigației mai aprofundate a dinamicii observatorului de flux  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s$ -sr se urmăresc două direcții privind acuratețea estimării observatorului dezacordat:

- influența vitezei;
- influența cuplului de sarcină.

Interesează evoluția tranzitorie a erorii de estimare a modului fluxului  $\Delta\lambda$  și a erorii de estimare a cuplului electromagnetic  $\Delta T_e$ , exprimate ca mărimi normate:

$$\Delta\lambda / \lambda_{0o} = (\lambda - \lambda^{\wedge}) / \lambda_{0o}, \Delta T_e / T_{emax} = (T_e - T_e^{\wedge}) / T_{emax} \quad (7.3-1)$$

unde  $\lambda$  și  $T_e$  sunt mărimi reale din MSMP.

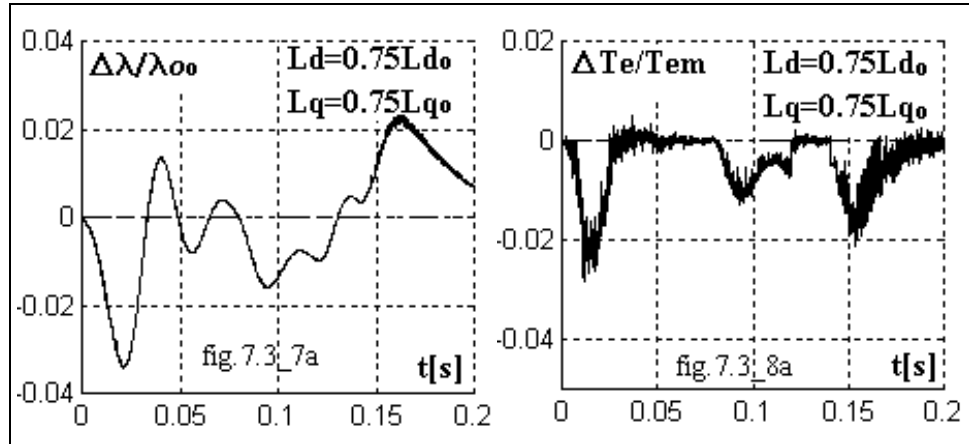
Erorile dinamice corespunzătoare estimatelor  $\lambda^{\wedge}$  și  $T_e^{\wedge}$  pentru cazul observator ( $\Sigma$ ) dezacordat sunt prezentate în fig.7.3\_5 și respectiv fig.7.3\_6; iar pentru observator dezacordat selectiv în condițiile precizate, - în fig.7.3\_7a,b,c, respectiv fig.7.3\_8a,b,c. Sunt confirmate considerentele teoretice privind buna funcționare a observatorului de flux -tranziția între estimatorul  $\mathbf{E}i^r$  și estimatorul  $\mathbf{E}u^s$  funcție de  $\omega$ .

- În fig.7.3\_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.7.3\_7b); și - 6% la viteze mari cu cuplu de sarcină dată de eroarea de identificare a rezistenței statorice  $R$  (fig.7.3\_7c).
- În fig.7.3\_6 eroarea maximă tranzitorie  $\Delta T_e / T_{emax}$  este de - 20% dată de eroarea de identificare a lui  $\lambda_0$  (fig.7.3\_8b) cât și a lui  $R$  (fig.7.3\_8c), în timp ce eroarea maximă de regim permanent este de - 6% dată de eroarea de identificare a lui  $\lambda_0$  (fig.7.3\_8b). Așa cum era de așteptat, aliurile 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 acodat ideal.

- i) În acest caz, erorile de estimare a fluxului (fig.7.3\_7d) și erorile de estimare a cuplului (fig.7.3\_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 inductanței  $L_q$  este diminuată.



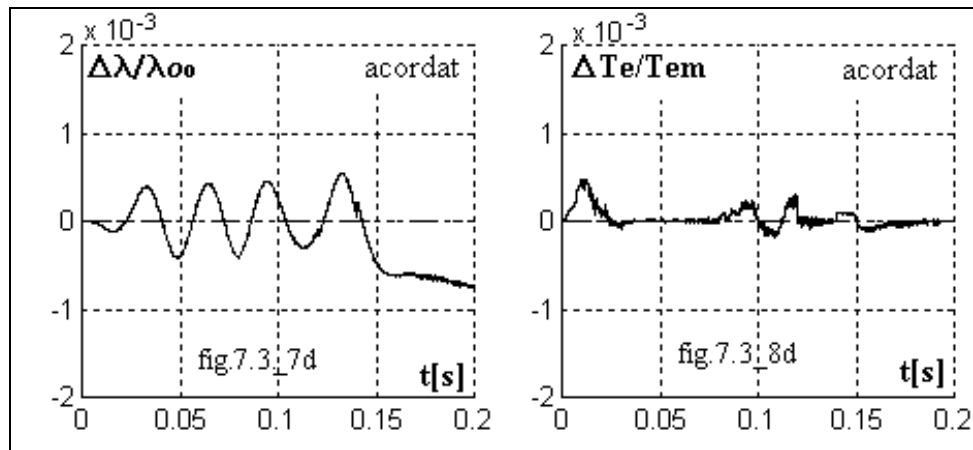
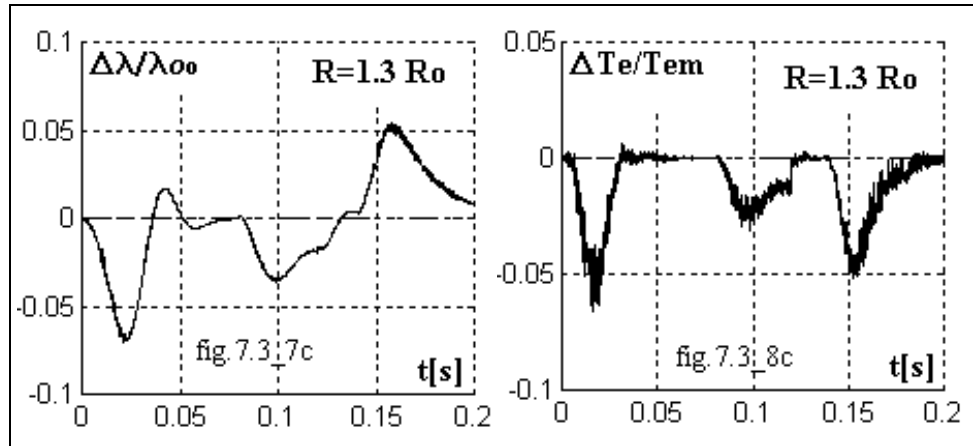
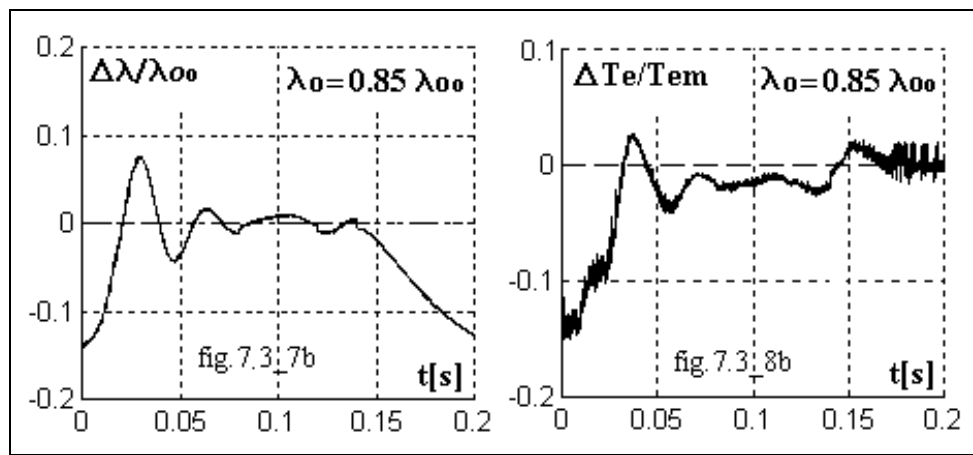


Fig.7.3\_7. Erori de estimare a fluxului

Fig.7.3\_8. Erori de estimare a cuplului

**În concluzie**, sensibilitatea estimării observatorului de flux  $\mathbf{O}\lambda\lambda^s\text{-sr}$  la variația parametrilor electromagnetici ai MSMP corespunde (este aceeași):

- a) cu a estimatorului  $\mathbf{E}\mathbf{i}^f$ , la viteze mai mici ca banda observatorului;
- b) cu a estimatorului  $\mathbf{E}\mathbf{u}^s$ , 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.

## 7.4. Rezultate experimentale

Sistemul de conducere vectorială directă în cuplu și flux din fig.7.1\_1, cu observatorul robust de cuplu și flux prezentat în paragraful 7.2 - fig.7.2\_2, a fost implementat pe un stand experimental de conducere în timp real a MSMP. Acest stand se compune din (vezi și fig.8. \_1): calculator PC Pentium la 166 MHz, cuplor de proces tip ADA-1100, interfață de adaptare, invertor de tensiune tip VAMSm+s, traductor de poziție tip rezolver, traductoare de curent, și MSMP tip 130-SFP-2,4

Programele de conducere în timp real cuprind: o parte specifică scrise în limbaj C și o parte de administrare a resurselor cuplorului de proces scrise în limbaj de asamblare. În perioada de eșantionare  $h = 200\mu s$  se execută atât algoritmul specific de conducere propriu zis, cât și estimarea poziției și vitezei din semnale provenite de la rezolver folosind un alt observator de tip 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 punctând performanțele obținute. Observatorul de flux este testat în toată gama de viteze efectuând o reversare de viteză cu o pantă impusă.

În fig.7.4\_1 se prezintă **regimurile permanente în gol**, în cazul în care regulatorul utilizat a fost unul de tip PI, iar observatorul de turație de tip PLL, regimuri care cuprind: 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 specific CVDCF. Estimarea componentelor fluxului este bună, aceste componente având forme de undă relativ curate (cu zgomot redus de comutație).

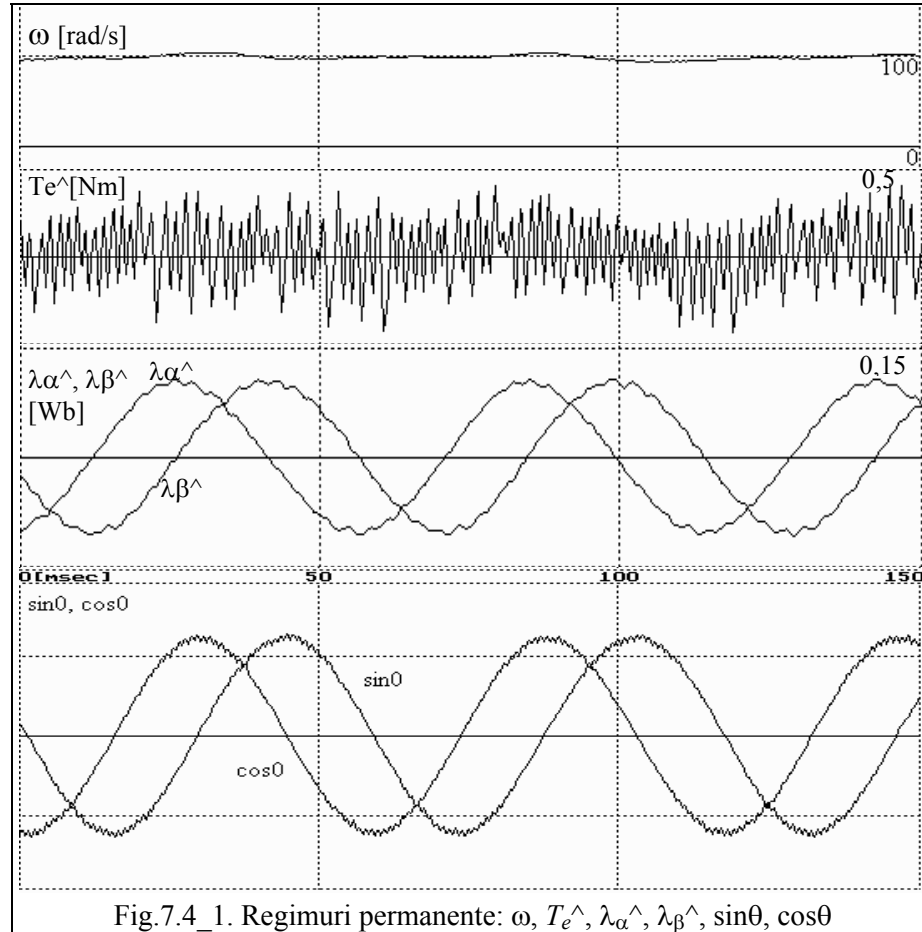
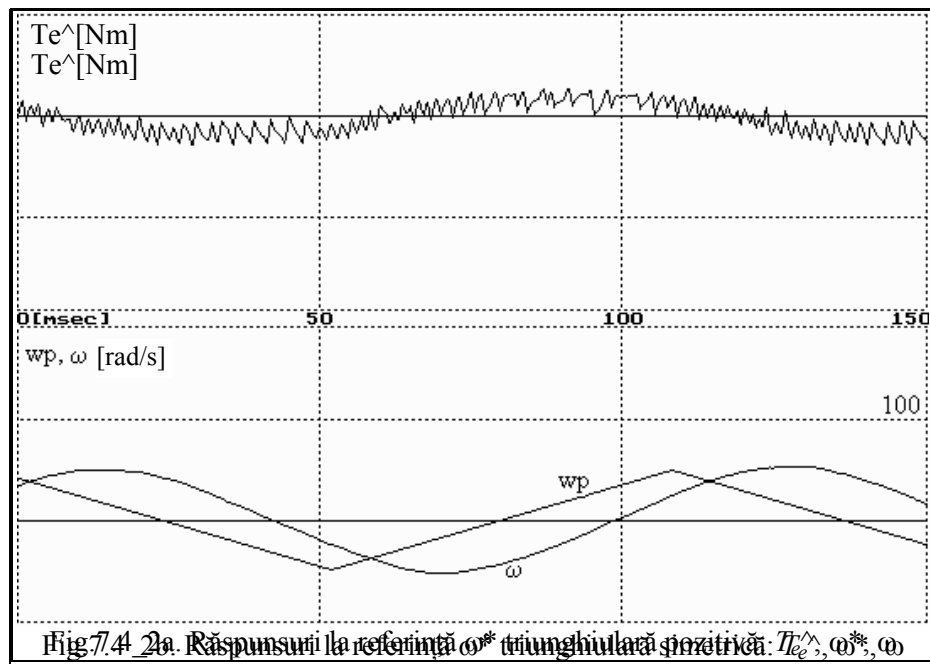


Fig.7.4\_1. Regimuri permanente:  $\omega$ ,  $T_e^\wedge$ ,  $\lambda_\alpha^\wedge$ ,  $\lambda_\beta^\wedge$ ,  $\sin\theta$ ,  $\cos\theta$





În fig.7.4\_2a,b se prezintă **răspunsurile tranzitorii** ale  $T_e^*$ ,  $\omega$ , 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.

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.7.4\_2a,b. Cuplul electromagnetic urmărește mai îndeaproape cerința referinței de viteză, cu pulsații acceptabile.

În fig.7.4\_3 este prezentă evoluția estimatei vectorului flux  $\lambda^*$  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  $h$ .

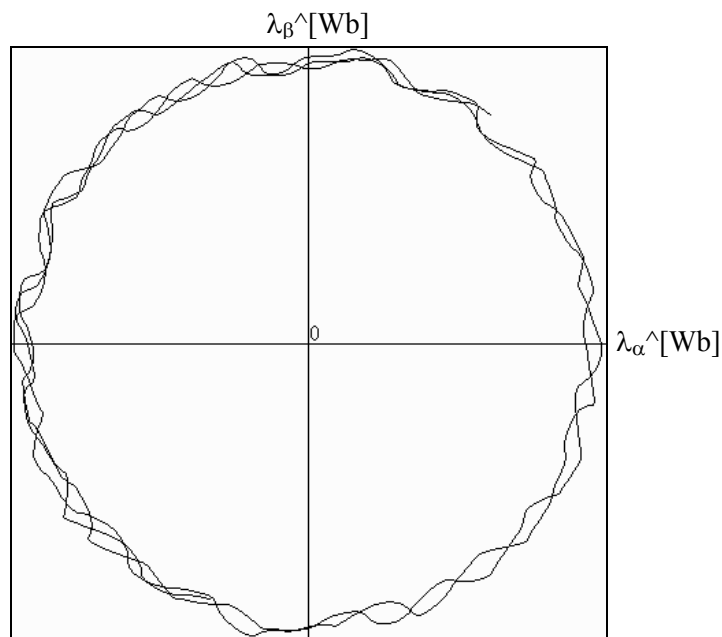


Fig.7.4\_3. Regimuri tranzitorii ale vectorului flux  
 $\lambda^(\lambda_\alpha^, \lambda_\beta^), \lambda_0 = 0,1 \text{ Wb}$

## 7.5. Concluzii

- 1) În acest capitol s-a prezentat o variantă a CVDCF pentru MSMP care include în structură un observator robust de flux **Oλλ<sup>s</sup>-sr** și cuplu electromagnetic. Se dau relații utile de proiectare structurală și parametrică a **Oλλ<sup>s</sup>-sr**.
- 2) Performanțele de regim tranzitoriu și permanent ale acestei variante de conducere sunt evaluate critic prin simulări extensive și apoi prin teste experimentale dovedind fezabilitatea soluției.
- 3) Sensitivitatea estimării observatorului de flux la variația parametrilor electromagnetici ai MSMP este aceeași cu a **Ei<sup>r</sup>** la viteze mai mici, respectiv cu a **Eu<sup>s</sup>** la viteze mai mari.

- 4) Performanțele privind răspunsurile în viteză și în cuplu ale sistemului CVDCF pentru 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.
- 5) Preocupări foarte recente (1998) ale unor firme de renume (ABB, Siemens, ș.a.) dezvoltă acționări industriale bazate pe CVDCF pentru MSMP.

## BIBLIOGRAFIE

- [Acke89] **Ackermann J., Muller P.C.**, "Compensation of Coulomb friction in the position control of elastic robots", *Proc. 7th CISM-IFTOMM Symp. on Theory and Practice of Robots and Manipulators*, Hermes, pp. 370-377, 1989.
- [Andr94a] **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.
- [Andr94b] **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. 5th Int. Conf. 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 Sc.*, 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. 8th Int. Power Electronics & Motion Control Conf. 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. 3rd Int. Conf. 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. 6th Int. Conf. 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. 3rd Int. Conf. on Technical Informatics CONTI'98*, Timișoara, vol. 1, pp. 82-89, 1998.
- [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.

- [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.
- [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.
- [Bold99] **Boldea I., Nasar S.A.**, *Electric Drives*, CRC Press, Florida, 1999.
- [Bose88] **Bose B.K.**, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 24, no. 6, pp. 987-997, Nov./Dec. 1988.
- [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, Feb. 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. Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 11-19, Feb. 1992.
- [Budi88] **Budișan N.**, *Teoria sistemelor*, Lito. IPTVT, 1988.
- [Buhl86] **Buhler H.**, *Reglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [Buja98] **Buja G., Menis R.**, "Accuracy of the speed estimation in the sensorless induction motor drives based on the MRAS techniques", *Proc. 6th Int. Conf. on Optim. Electric Electronic Equip. OPTIM'98*, Brașov, vol. 2, pp. 407-414, 1998.
- [Casa96] **Casadei D., Serra G., Tani A.**, "Stator flux vector control for high performance induction motor drives using space vector modulation", *Proc. 5th Int. Conf. on Optim. Electric Electronic Equip. OPTIM'96*, Brașov, vol.5, pp.1413-1422, 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.

- [Dote90] **Dote Y.**, *Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processor*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1990.
- [Drag79] **Dragomir T.L., Preitl 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., Mihu 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.
- [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. Ind. Appl.*, vol.28, no.4, p.864-872, Aug.1992
- [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.
- [Hu 98] **Hu J., Wu B.**, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range", *IEEE Trans. Power Electr.*, vol. 13, no. 5, pp. 969-977, Sept. 1998.
- [Hurs98] **Hurst K.D., Habetler T.H., Griva G., Profumo F.**, "Zero-speed tachless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 790-795, July/Aug. 1998.
- [Ilas96] **Ilas C., Măgureanu R.**, "High performance sensorless direct field oriented control of induction motor drives -an improved DSP-based solution", *Proc. 5th Int. Conf. on Opt. of Electric and Electronic Equip. OPTIM'96*, Brașov, vol.5, pp.1515-1521, May 1996.
- [Ione85] **Ionescu V.**, *Teoria sistemelor. Sisteme liniare*, vol. 1, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1985.
- [Jahn94] **Jahns T.M.**, "Motion control with permanent-magnet AC machines", *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1241-1252, Aug. 1994.
- [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. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, Jan./Feb. 1994.
- [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.
- [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. Ind. Appl.*, vol.33, no.1, pp.58-63, Jan./Feb. 1997
- [Kazm91] **Kazmierkowski M.P., Sulkowski W.**, "A nowell control scheme for transistor PWM inverter-fed induction motor drive", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 41-47, Feb. 1991.
- [Kele89] **Kelemen A., Imecs M.**, *Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ*, Editura Academiei, București, 1989.
- [Kim94] **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.
- [Koro96] **Korondi P., Young K.-K.D., Hashimoto H.**, "Discrete-time sliding mode based feedback compensation for motion control", *Proc. 7th Int. Power Electronic & Motion Control Conf. 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. Int. Conf. on Electric Machine ICEM '88*, Pisa, vol. 1, pp. 7-9, Sept. 1988.
- [Kraf94] **Krafka 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. Ind. Appl.*, vol.29, no.3, pp.344-348, Apr. 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. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 3, pp.673-682, June 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.
- [Low92] **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.

- [Low93] **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.
- [Matl ] **\*\*\***, *PC Matlab, A tutorial: Control Systems Tools*, Math Works Inc.
- [Mats92] **Matsui N., Shigyo M.**, "Brushless DC motor control without position and speed sensors", *IEEE Trans. Ind. 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. 7th Int. Power Electronic & Motion Control Conf. PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 9-16, 1996.
- [Măgu90] **Măgureanu R., Vasile N.**, *Servomotoare fără perii tip sincron*, Editura Tehnică, București, 1990.
- [Mori90a] **Morimoto S., Takeda Y., Hirasa 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., Hirasa T., Taniguchi K.**, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 5, pp. 866-871, Sept./Oct. 1990.
- [Mori93a] **Morimoto S., Hatanaka K., Tong Y., Takeda Y., Hirasa T.**, "Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 2, pp. 338-343, March/April 1993.
- [Mori93b] **Morimoto S., Takeda Y., Hatanaka K., Hirasa T.**, "Design and control system of inverter-driven permanent magnet synchronous motors for high torque operation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 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. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 920-926, July/Aug. 1994.
- [Mori94b] **Morimoto S., Sanada M., Takeda Y.**, "Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent synchronous motor drives", *IEEE Trans. Ind. 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. Ind. Appl.*, vol. 33, 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, 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.
- [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.
- [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. 8th Int. Power Electronics & Motion Control Conf. 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] **Rajashakara K., Kawamura A., Matsuse K.**, *Sensorless control of AC motor drives*, IEEE Press, N.J., 1996.
- [Răsv87] **Răsvan 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. Int. Conf. on Electric Machines ICEM'92*, vol. 3, pp. 878-882, 1992.
- [Roy 97] **Roy A. Mc C., Husain I.**, "Application of a sliding mode observer for switched reluctance motor drives", *Proc. IEEE-IAS Conf. Ann. Meet. IAS'97*, Oct. 1997.
- [Ryvk96] **Ryvk S.**, "Sliding mode based observers for sensorless permanent magnet synchronous motor drive", *Proc. 7th Int. Power Electronic & Motion Control Conf. PEMC'96*, Budapest, vol. 2, pp. 558-562, Sept. 1996.

- [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. 7th Int. Power Electronic & Motion Control Conf. 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. 7th Int. Power Electronic & Motion Control Conf. 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. Int. Conf. on Electric Machine ICEM'90*, Boston, MA, vol. 3, pp. 1218-1224, Aug. 1990.
- [Schr91b] **Schroedl M.**, "Digital implementation of a sensorless control algorithm for permanent magnet synchronous motors", *Proc. Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, SM100'91*, Zurich, pp.430-435, 1991.
- [Sepe90] **Sepe R.B., Lang J.H.**, "Adaptive control of the permanent-magnet synchronous motor", *Proc. Int. Conf. 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. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 4, pp. 706-714, 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.
- [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.
- [Suyi93] **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. Int. Conf. on Electric Machine ICEM '88*, Pisa, vol. 3, pp. 53-58, Sept. 1988.

- [Tomi98] **Tomita M., Senjyu T., Doki S., Okuma S.**, “New sensorless control for brushless DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimators”, *IEEE Trans. Ind. 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. 10th 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 Ind. Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb. 1993.
- [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] **Vergheze G.C., Sanders S.R.**, “Observers for flux estimation in induction machines”, *IEEE Trans. Ind. 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. Ind. Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1193-1201, Sept./Oct. 1994;
- [Will85] **Williamson T.**, “Using the 8051 microcontroller with resonant trasducers”, *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. Ind. 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.