

# SISTEME DE CONDUCERE CU REGLAJ VECTORIAL, FĂRĂ FIR ȘI FĂRĂ TRADUCTOARE PENTRU MĂRIMI MECANICE, DESTINATE ACȚIONĂRILOR ELECTRICE DE CURENT ALTERNATIV

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea "Politehnica" din Timișoara  
în domeniul INGINERIE ELECTRICĂ  
de către

**Ing. Liviu Băjan**

Conducător științific:  
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. Eugen Seracin  
prof.univ.dr.ing. Aurel Câmpeanu  
prof.univ.dr.ing. Gheorghe Manolea  
prof.univ.dr.ing. Nicolae Muntean

Ziua susținerii tezei: 05.11.2008

UNIV. "POLITEHNICA"	
TIMIȘOARA	
BIBLIOTECA CENTRALĂ	
nr. volum	500 175
Dulap	Lit.

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |                        |   |
|------------------------|---|
| 1. Automatică          | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie              | 8. Inginerie Industrială                    |
| 3. Energetică          | 9. Inginerie Mecanică                       |
| 4. Ingineria Chimică   | 10. Știința Calculatoarelor                 |
| 5. Inginerie Civilă    | 11. Știința și Ingineria Materialelor       |
| 6. Inginerie Electrică |   |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2008

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,  
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221  
e-mail: editura@edipol.upt.ro



Familiei mele,  
Maria,  
Rodica  
și  
mama Livia

Băjan, Liviu

**Sisteme de conducere cu reglaj vectorial, fără fir și fără traductoare pentru mărimi mecanice, destinate acționărilor electrice de curent alternativ**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 6, Nr. 11, Editura Politehnica, 2008, 142 pagini, 114 figuri, 6 tabele.

ISSN:1842-7022

ISBN: 978-973-625-754-4

Cuvinte cheie: acționări electrice de c.a., reglaj vectorial, fără fir, fără traductoare

Rezumat,

Lucrarea de față prezintă sintetic rezultatele obținute de către autor în urma cercetărilor efectuate în domeniul acționărilor electrice cu turație reglabilă și reglaj vectorial la mașinile electrice de curent alternativ, în special mașina sincronă cu magneți permanenți. Sunt prezentate soluții de comandă în buclă deschisă, fără traductoare și fără fir pentru mașina de inducție și soluții de reglaj digital vectorial pentru mașina sincronă cu magneți permanenți (MSMP). S-au elaborat modele Matlab-Simulink pentru mașinile electrice și algoritmi de reglare propuși. S-au determinat parametrii MSMP prin intermediul unei metode originale propusă de către autor.

# CUPRINS

INTRODUCERE	7
1. Tehnica reglării acționărilor electrice cu mașini de curent alternativ	11
1.1. Mașini utilizate în tehnica acționărilor reglabile de curent alternativ	11
1.1.1. Mașina sincronă cu magneți permanenți	11
1.1.2. Descriere, variante constructive	11
1.1.3. Materiale utilizate la realizarea magneților permanenți	14
1.1.4. Comparație între MSMP și mașina de inducție în cazul utilizării acestora în servoacționări electrice	18
1.2. Modelele matematice ale mașinilor electrice de curent alternativ utilizate în SAE performante	19
1.2.1. Modelul matematic al mașinii de inducție	19
1.2.2. Modelul matematic al mașinii sincrone	21
1.3. Tehnici de reglare vectorială în AE de curent alternativ	23
1.3.1. Introducere în tehnica reglajului vectorial	23
1.4. Concluzii	25
2. Determinarea parametrilor mașinii sincrone cu magneți permanenți	26
2.1. Considerații teoretice	26
2.1.1. Modelul matematic al MSMP	26
2.2. Determinarea inductivităților longitudinală respectiv transversală ale MSMP prin metoda stingerii curentului	27
2.2.1. Descrierea metodei	28
2.2.2. Determinarea fluxului magnetului permanent	31
2.3. Rezultate experimentale	32
2.3.1. Proba de regim tranzitoriu pentru axa longitudinală	32
2.3.2. Proba de regim tranzitoriu pentru axa transversală	33
2.3.3. Descrierea probei de gol	34
2.3.4. Prelucrarea rezultatelor, eliminarea zgomotului și a componentei permanente	35
2.4. Identificarea automată a parametrilor mașinii sincrone cu magneți permanenți intereiori	39
2.4.1. Modelul Matlab-Simulink al procesului	39
2.4.2. Algoritm de calcul	40
2.4.3. Modelul de timp real	44
2.4.4. Rezultate experimentale	45
2.5. Concluzii	47
3. Modelarea și simularea numerică a sistemului de acționare electrică cu MSMPI	49
3.1. Modelul MSMP în coordonate ortogonale dq rotorice	50
3.1.1. Ecuațiile MSMP în coordonate rotorice	50
3.1.2. Expresia cuplului electromagnetic	51
3.1.3. Subsistemul electric	51
3.1.4. Subsistemul electromecanic	53
3.1.5. Ecuația de mișcare	54
3.1.6. Modelul MAT-SIM al MSMPI	56
3.1.7. Modelul MAT-SIM al traductorului de tip resolver și blocurile de prelucrare a semnalelor de poziție	58
3.1.8. Blocul de selectare al mărimilor de intrare	62
3.1.9. Modelul MSMP cu traductoare de poziție și intrare în coordonatele fazelor	62

3.2.	Metode de reglare vectorială la SAE cu MSMPI	66
3.2.1.	Controlul vectorial al MSMPI prin autopilotare	66
3.2.2.	Schema bloc de reglare a MSMPI în coordonate ortogonale roto- rice	67
3.3.	Concluzii	70
4.	Sistem digital vectorial de reglare a MSMP	72
4.1.	Stabilirea modelului de timp real pentru reglarea vectorială a MSMP	72
4.1.1.	Schema bloc a montajului experimental	72
4.1.2.	Stabilirea modelului de timp real pentru reglarea digitală, vectorială a MSMP	74
4.2.	Rezultate experimentale	77
4.2.1.	Funcționarea la turații joase	77
4.2.2.	Rezultatele obținute la funcționarea SAE la turații ridicate 1200rpm respectiv viteză maximă 3000rpm	80
4.3.	Concluzii	84
5.	Reglarea fără fir la mașina de inducție	86
5.1.	Schema bloc de reglare a mașinii de inducție	86
5.2.	Simularea numerică în Matlab-Simulink a controlului scalar la mașina de inducție	87
5.2.1.	Implementarea algoritmului de comandă la mașina de inducție	87
5.3.	Rezultatele experimentale în cazul "reglării" în buclă deschisă la mașina de inducție	93
5.3.1.	Standul experimental utilizat la controlul scalar al mașinii de inducție	93
5.3.2.	Implementarea algoritmului de reglare în placa de timp real și asocierea instrumentației virtuale	94
5.3.3.	Concluzii	95
5.4.	Schema de reglare în buclă închisă la mașina de inducție	97
5.5.	Reglarea fără fir la mașina de inducție	99
5.5.1.	Schema bloc de reglare fără fir la mașina de inducție	99
5.5.2.	Alegerea soluției pentru comunicarea radio	100
5.5.3.	Modelul experimental pentru reglarea fără fir la MI realizat cu sistemul cu instrumentație virtuală DS1104RTI	102
5.5.4.	Rezultatele experimentale în cazul reglării fără fir la MI	103
5.5.5.	Concluzii referitoare la metoda de reglare fără fir la mașina de inducție	104
6.	Asigurarea condițiilor de alimentare ale convertoarelor statice în contextul respectării principiilor de compatibilitate electromagne- tică a consumatorilor energetici	106
6.1.	Convertoarele statice ca factor perturbator în rețelele de distribuție a energiei electrice	106
6.1.1.	Armonicile produse de convertoarele statice în sistemele de alimen- tare cu energie electrică	106
6.1.2.	Analiza comparativă a performanțelor circuitelor de filtrare active și pasive	112
6.2.	Concluzii	114
	CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE	115
	BIBLIOGRAFIE	120
	INDEX	132
	ANEXE	133

# Introducere

În contextul dezvoltării tehnologice actuale, al creșterii nivelului și volumului de inteligență care concurează la realizarea unui produs sau serviciu în vederea obținerii unui raport preț/performanță optim și a unei calități corespunzătoare, interferează cu succes domenii de vârf ale științei și tehnicii. Cibernetică și conceptul de conexiune inversă acționează la toate nivelele și în mai toate subsistemele unui proces. Sistemele de acționare electrică (SAE) sunt prezente în majoritatea structurilor amintite atât pe orizontală cât și pe verticală. În momentul de față putem spune că producerea energiei mecanice necesară diferitelor procese tehnologice este realizată aproape în exclusivitate (direct sau indirect) cu ajutorul acționărilor electrice (AE), iar în țările cu o economie avansată 65% [204] din acționările electrice sunt conectate la rețea prin intermediul unui echipament de conversie statică a energiei electrice (ECSEE).

Tehnicile moderne de comandă și reglare, circuitele integrate pe scară largă sau foarte largă cu funcții suplimentare implementate hardware, structurile cu logică programată precum și dispozitivele semiconductoare de putere actuale, permit obținerea unor performanțe deosebite în reglarea vitezei, cuplului sau poziției. Realizarea unor traiectorii de mișcare oricât de complexe cu accelerări, frânări, încărcări cu treaptă de cuplu sau reversări repetate ale sensului de rotație nu mai prezintă, în momentul de față, nici un fel de dificultate.

Performanțe ridicate în ceea ce privesc domeniile de reglare și calitatea reglajului s-au obținut cu SAE cu reglare în buclă închisă, bazate pe măsurarea în timp real a setului de mărimi mecanice și electrice care definesc dinamica procesului. Transferul informațiilor către unitatea de prelucrare se realizează în general prin „legături” cu cabluri electrice sau, mai nou, prin fibră optică. În cazul în care aceste legături se fac între un element fix și unul mobil, în medii în care acestea pot fi stricționate, cum ar fi spre exemplu masa portcuțit a unui strung față de partea fixă (batiu), este de dorit ca numărul acestor „legături” să fie cât mai redus sau să nu existe.

În ultimii ani, atât în literatura de specialitate cât și în cataloagele firmelor producătoare de astfel de echipamente, sunt prezente AE cu turație reglabilă fără traductoare pentru mărimi mecanice, cum ar fi poziția sau viteza. Renunțarea la traductoarele mecanice cuplate la arborele motor, permite creșterea fiabilității și robusteții echipamentului și reducerea simțitoare a prețului de cost și gabaritului. În toate situațiile raportate până în prezent aceste SAE au performanțe de reglare inferioare celor cu traductoare pentru mărimi mecanice. Există însă o mare gamă de aplicații pentru care raportul performanță/preț oferit de aceste echipamente este optim.

Lucrarea de față abordează problematica conducerii digitale, vectoriale, a SAE cu mașini de c.a. (mașina de inducție și mașina sincronă) fără traductoare pentru mărimi mecanice. Autorul introduce un concept nou în așa-numitul mod de reglare „quasi-sensorless” [209] la acționările electrice, anume: „Reglarea fără fir”.

Metoda propusă de către autor presupune menținerea traductoarelor pentru mărimi mecanice și renunțarea doar la legătura între traductoare și convertor. Se caută și în această situație, obținerea unor performanțe ridicate prin utilizarea tehnicilor de reglare vectoriale implementate cu sisteme de comandă digitale performante.

## Prezentarea conținutului tezei

### Capitolul 1

În primul capitol se face o scurtă trecere în revistă a principalelor mașini electrice rotative utilizate în tehnica reglării acționărilor electrice de c.a.

Se prezintă tipurile de materiale magnetice și de rotoare utilizate la MSMP punându-se în evidență particularitățile constructive ale celor două tipuri principale de motoare sincrone, anume, motorul sincron cu tensiune electromotoare indusă sinusoidală (MSMP) și motorul sincron cu tensiune indusă trapezoidală numit și motor de c.c. fără perii (BDCM). La finalul acestui paragraf se face un studiu comparativ între MS și MI din punct de vedere al utilizării acestora în sistemele de AE cu turație reglabilă.

În continuare se face o prezentare succintă a ecuațiilor utilizate în tehnica reglării vectoriale la mașinile de curent alternativ.

În ultima parte a acestui capitol se dă o interpretare noțiunii de control vectorial.

### Capitolul 2

Capitolul al doilea al tezei se ocupă cu determinarea parametrilor MSMP care urmează să fie utilizată în elaborarea soluțiilor de control digital vectorial.

Pornind de la metoda stingerii curentului s-a elaborat un procedeu complet automatizat pentru determinarea inductivităților longitudinale și respectiv transversale ale MSMP având la bază un sistem cu instrumentație virtuală. Procedeeul se poate aplica la orice tip de mașină electrică.

Sincronizarea și etapizarea procedurilor de calcul s-a realizat off-line cu ajutorul simulării numerice în Matlab-Simulink prin determinarea inductivității unei bobine imaginare simulate. Algoritmii de calcul au fost considerați validi în momentul în care valorile R, L ale parametrilor calculați au rezultat identici cu parametri bobinei imaginare.

După validarea procedurii de calcul s-a construit un model experimental fizic conectat prin intermediul plăcii de timp real RTI1104 a sistemului cu instrumentație virtuală la algoritmul de calcul anterior elaborat. Mărimile preluate din proces sunt prelucrate cu ajutorul programului de instrumentație virtuală de tip dSPACE conform procedurii validate prin simularea numerică.

Procedura a fost încă o dată verificată prin compararea variației mărimilor din simularea numerică cu formele de undă înregistrate cu ajutorul osciloscopului digital în timpul desfășurării măsurărilor.



### Capitolul 3

Capitolul al treilea se ocupă cu elaborarea modelelor mașinii sincrone și punerea la punct a algoritmilor de reglare ai SAE utilizând simularea numerică în Matlab-Simulink.

În prima parte a acestui capitol se prezintă un model original al MSMP elaborat de către autor. Acesta are avantajul de a putea fi integrat direct în schemele de reglare automată de tip informațional, fără a face apel la modelele cu elemente de circuit din biblioteca „Sim Power Systems” din Simulink.

Modelul elaborat de către autor permite introducerea poziției rotorului ca și condiție inițială, criteriu deosebit de important, în vederea studierii pornirii dintr-o poziție oarecare.

În finalul acestui subcapitol se prezintă un model complex care are inclus modelul traductorului de tip resolver împreună cu blocul de prelucrare al semnalelor de poziție. Intrarea de comandă poate fi, după caz, în mărimile fazelor sau în componentele ortogonale ale vectorului spațial al tensiunii statorice.

Modelul elaborat de către autor este deschis permițând intervenția în vederea îmbunătățirii performanțelor sau adăugării de noi blocuri de transfer.

Cu ajutorul modelului mașinii s-au elaborat mai multe scheme de reglare vectorială pentru mașina sincronă cu magneți permanenți. Acestea au fost validate prin analiza formelor de undă de la ieșirea diferitelor blocuri componente rezultate în urma simulării numerice a funcționării în regim staționar și tranzitoriu.

### Capitolul 4

În capitolul al patrulea se prezintă rezultatele experimentale obținute în cazul controlului digital vectorial al unui SAE cu MSMP condus cu ajutorul sistemului cu instrumentație virtuală dSpace.

În acest scop s-a realizat de către autor un stand experimental având în componență un calculator PC cu sistemul de instrumentație virtuală, transformatorul de rețea cu circuitele de comutație și protecție, traductoarele de măsură pentru mărimile electrice, blocul de măsură, inverterul de tensiune, interfața cu fibră optică pentru transmiterea semnalelor de comandă la inverter, circuitele de prelucrare a semnalelor de la traductoarele pentru mărimi mecanice și grupul de mașini MSMP și MI împreună cu traductoarele pentru mărimi mecanice. Sistemul de comandă cu instrumentație virtuală conține calculatorul PC, placa de timp real RTI1104 cu codul sursă al algoritmului de timp real elaborat la capitolul anterior și programul de instrumentație virtuală „ControlDesk”.

Abordarea reglajului digital, vectorial, cu ajutorul sistemului cu instrumentație virtuală și diferitele soluții particulare de rezolvare a problemelor care apar în acest caz, constituie contribuții originale ale autorului.

SAE cu MSMP astfel configurat a fost testat atât în regim permanent cât și în regimuri tranzitorii de funcționare, rezultatele obținute fiind validate atât direct, prin vizualizare pe tabloul cu instrumente virtuale, cât și prin măsurători efectuate în timpul probelor cu ajutorul osciloscopului digital cu memorie. Instrumentele virtuale cu blocurile aferente au făcut posibilă parametrizarea sistemului astfel încât răspunsul în regimurile de funcționare dinamice să fie optime.

## Capitolul 5

Capitolul al cincilea se ocupă cu reglarea fără fir a mașinilor electrice cu referire concretă la mașina de inducție.

Această soluție constituie o contribuție originală a autorului în domeniul așa-numitei proceduri de reglare „quasi-sensorless”, practic cvasi „fără traductoare mecanice”, amintită în literatura de specialitate [209].

S-a elaborat și testat, inițial, un algoritm, de comandă pentru MI. S-a ales, de această dată, un procedeu clasic de comandă în buclă deschisă al MI elaborat în totalitate de către autor și considerat original.

Modelul experimental utilizat a fost cel de la capitolul anterior la care însă, mașina de inducție este cea controlată iar MSMPI trece în postura de frână dinamică. După testarea metodei de control amintite s-a adăugat bucla de reglare fără fir utilizând un emițător pe MF conectat la ieșirea traductorului de turație și un receptor conectat la interfața pentru traductoare de măsură incrementale a plăcii de timp real. Considerăm aceasta o primă tentativă de închidere a unei bucle de reglare pe cale radio în domeniul acțiunilor electrice.

## Capitolul 6

Capitolul șase se referă la cercetările efectuate de autor în domeniul filtrelor de armonici și circuitelor de compensare pasive în cadrul activității desfășurate la AEG Power Solutions.

Sunt prezentate forme de undă, rezultatele simulărilor numerice și grafice comparative cu filtrele de armonici active.

Acest capitol cadrează cu problematica poluării rețelelor electrice datorită utilizării pe scară largă a convertoarelor statice.

# 1. Tehnica reglării acționărilor electrice cu mașini de curent alternativ

## 1.1. Mașini utilizate în tehnica acționărilor reglabile de curent alternativ

### 1.1.1. Mașina sincronă cu magneți permanenți

Producerea pe scară industrială și la prețuri de cost avantajoase, a magneților permanenți cu caracteristici superioare, anume inducția magnetică remanentă ( $B_r$ ) respectiv intensitatea câmpului magnetic coercitiv ( $H_c$ ) de valori ridicate și stabile cu temperatură, au avut ca rezultat creșterea interesului, atât în zona științifică cât și în domeniul industrial, față de mașinile electrice (ME) excitate cu magneți permanenți (MP) în defavoarea celor cu excitație electromagnetică.

Avantajele utilizării MP la producerea câmpului de excitație [58, 205] sunt:

- Mașinile realizate cu MP nu au pierderi în excitație și deci randament mai ridicat decât cele cu excitație electromagnetică.
- Raport cuplu de ieșire sau putere/volum mărit.
- Performanțe dinamice mai ridicate datorate valorilor mari ale inducției magnetice din întrefier.
- Construcție și întreținere mult simplificate.
- Reducerea perțului de cost în anumite situații.

Ca urmare există deja în exploatare un număr mare de motoare sincrone cu magneți permanenți utilizate în servoacționările de mică putere de până la 10÷15kW [58] în aplicații cum ar fi: mașinile unelte, roboții industriali, tehnica de calcul, industria textilă, autovehiculele rutiere, vehicule subacvatice etc. În același timp au fost realizate, în SUA și Germania [58], unități de ordinul megawaților, una din aplicațiile de mare putere fiind propulsia navelor maritime de tonaj mare [58 p.170], [58 p.3].

### 1.1.2. Descriere, variante constructive

Mașina sincronă cu magneți permanenți (MSMP), în varianta cu rotor cilindric (Fig.1.1), este identică cu cea a mașinii sincrone clasice la care excitația electromagnetică din rotor a fost înlocuită cu magneții permanenți.

Statorul, în general trifazat, poate fi realizat, deopotrivă cu înfășurări concentrate la fel cu ale mașinii de c.c. cu perii, sau distribuite cum sunt cele de la mașina de inducție. În aceste condiții putem spune că statorul este indus iar rotorul inductor.

Neavând contacte electrice în mișcare mașina este întâlnită în literatura de specialitate sub denumirea de „servomotor sincron fără perii” [123].

Unul din criteriile importante după care MSMP pot fi diferențiate este forma tensiunii electromotoare indusă de către magnetii permanenți. Din acest punct de vedere [58], MSMP se împart în două categorii:

Mașina sincronă cu undă sinusoidală, sau, pe scurt, motorul sincron cu MP, la care cele trei faze sunt parcurse în permanență de curenți (Fig.1.1.a). La această mașină înfășurările statorice, solenația statatorică, câmpul în întrefier și t.e.m. au o repartiție sinusoidală.

Motoarele sincrone cu undă pătratică (dreptunghiulară) alimentate cu tensiuni trifazate dreptunghiulare decalate la  $120^\circ$  între ele (Fig.1.1.b). Momentul energizării(alimentării) fazelor indusului este sincronizat cu poziția instantanee a rotorului. La această mașină doar două faze din trei conduc concomitent curentul. Comutatorul electronic este cel care realizează secvența de comutare a fazelor și care îndeplinește acelaș rol cu comutatorul electromecanic la mașina de curent continuu (MCC) clasică. Din acest motiv ele sunt întâlnite în literatura de specialitate sub denumirea de motoare de c.c. fără perii („brushless DC”) sau, pe scut, BLDC.

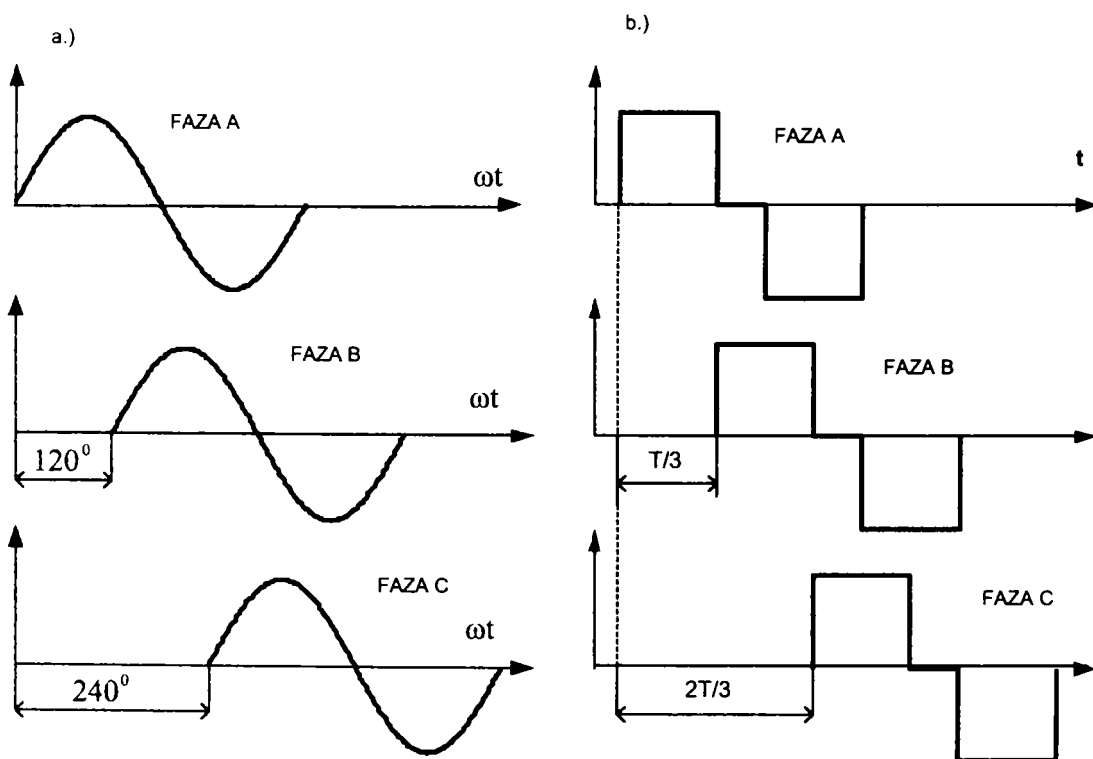


Fig.1.1.Curenții fazelor statorice la MS trifazată: a.) MS cu undă sinusoidală;b.)cu undă dreptunghiulară

Din punct de vedere constructiv la MSMP cu undă sinusoidală magnetii sunt inserați sau îngropați în rotor iar înfășurările distribuite (Fig.1.2.b,c,f) pe când MS cu undă dreptunghiulară are în general magnetii montați pe suprafața rotorului și înfășurările concentrate.

În Fig.1.2 sunt prezentate câteva tipuri de rotoare utilizate la MSMP.

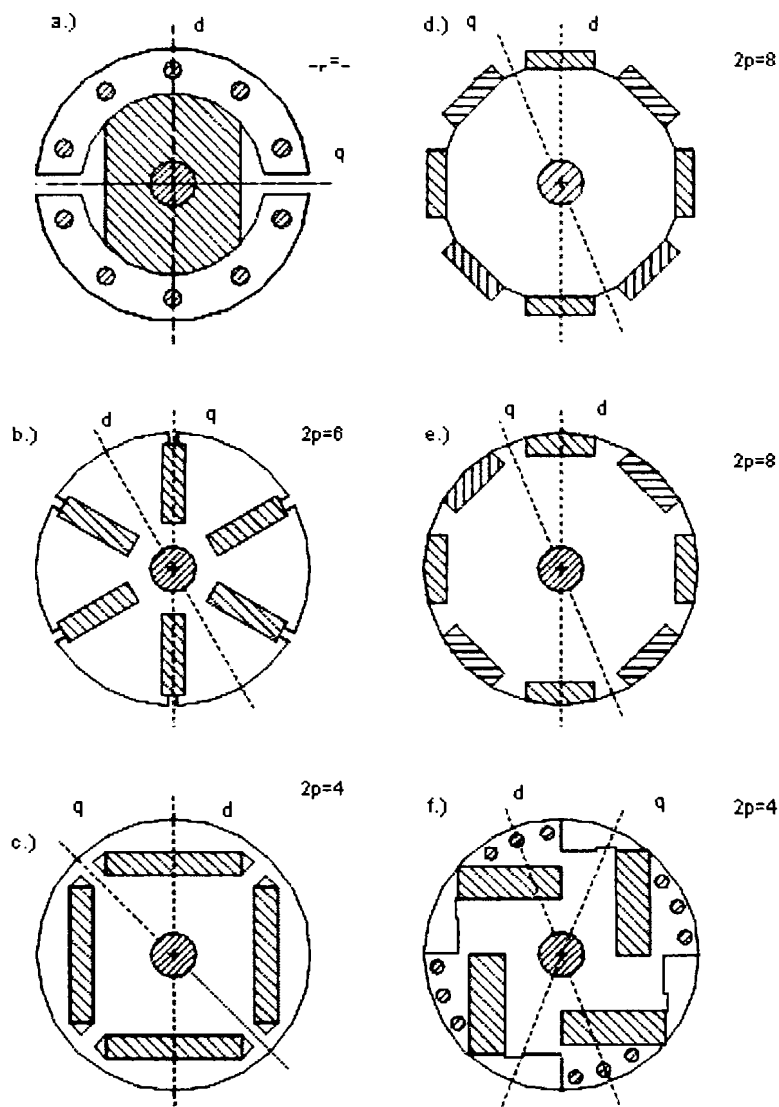


Fig.1.2. Diferite tipuri de rotoare utilizate la MSMP[58]: a.) varianta clasică; b.) magneti - inserați în rotor; c.) rotor cu magneti permanenți interiori; d.) rotor cu magneti montați pe suprafață; e.) rotor cu magneti permanenți îngropați distribuiți simetric; f.) rotor cu magneti permanenți distribuiți asimetric.

**Notă:** Deoarece MP au permeabilitatea magnetică apropiată de cea a aerului amplasarea acestora pe suprafața rotorului nu produce asimetrie magnetică după cele două axe  $d$  și respectiv  $q$  ( $L_d=L_q$ ). În toate celelalte situații, inserarea pe suprafața sau îngroparea MP în rotor conduce la proprietăți magnetice diferite după cele două axe ( $L_d \neq L_q$ ).

În funcție de forma rotorului și a poziției întrefierului față de axul de rotație avem două variante posibile:

- MSMP cu rotor cilindric și câmp magnetic radial.
- MSMP cu rotor disc și câmp magnetic axial.

Din acest punct de vedere cele mai raspândite și mai frecvent utilizate în aplicații sunt MSMP cu rotor cilindric.

### 1.1.3. Materiale utilizate la realizarea magnetilor permanenți

Magneții permanenți au fost cunoscuți încă din cele mai vechi timpuri. În China prezența lor a fost consemnată cu 4000 ani I.C. respectiv în Grecia Antică se cunoșteau deja în jurul anilor 600 I.C. [72]. Aceste prime notificări legate de prezența MP se referă la utilizarea acestora în construcția busolei pentru navigație. Cel mai vechi tratat în care se descriu proprietățile MP a fost a lui William Gilbert, în anul 1600 [58 p50, 72 p14], care a descris, printre altele, forțele de atracție exercitate de către MP asupra corpurilor metalice.

În secolul 20 [72] s-au dezvoltat trei „familii” principale de materiale din care se realizează magneții permanenți (utilizați la construcția mașinilor electrice): aliajele metalice(alnico), materiale pe bază de oxizi ceramici (ferite) și pământuri rare.

În Fig.1.3 sunt prezentate curbele de demagnetizare [123] a celor mai reprezentative materiale utilizate la construcția MP.

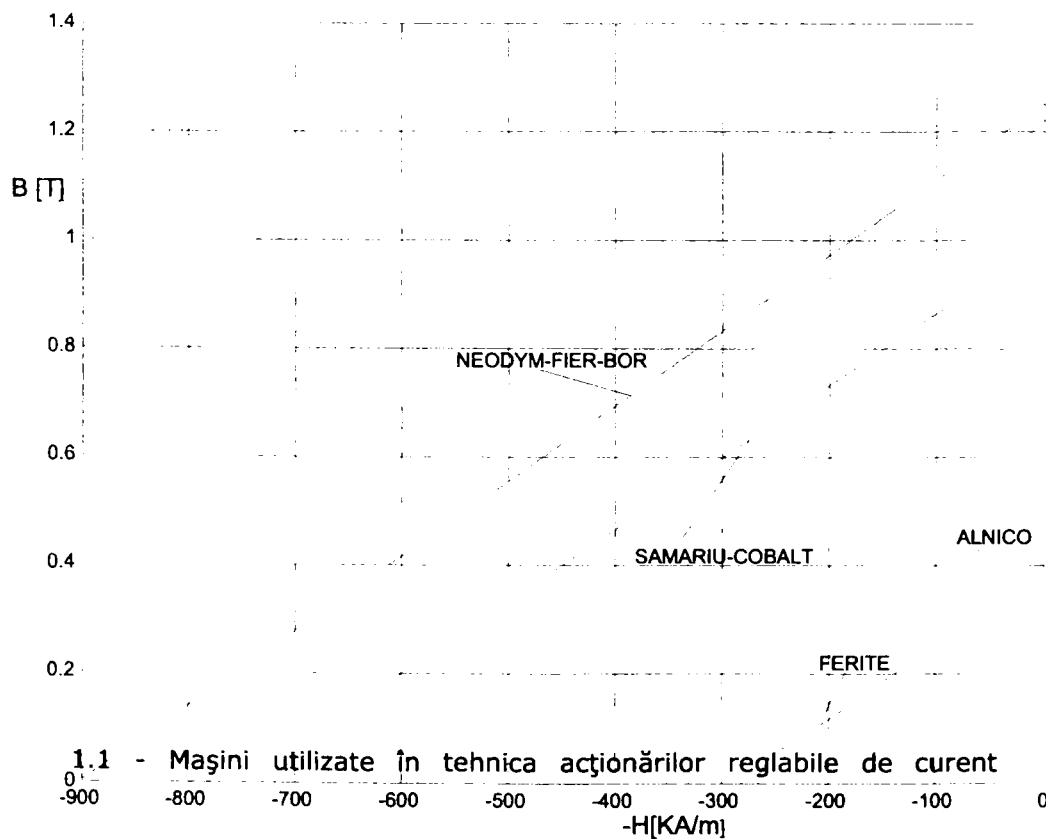


Fig.1.3. Curbele de demagnetizare pentru MP utilizați la construcția ME

Cea mai importantă caracteristică a MP este curba de demagnetizare (Fig.1.3).

Aceasta reprezintă partea din cadranul II a curbei de variație a inducției magnetice (B) funcție de intensitatea câmpului magnetic (H). De aici rezultă valorile inducției remanente  $B_r$  și a intensității câmpului magnetic coercitiv  $H_c$ . Densitatea de energie ( $w$ ) caracterizează energia localizată într-un magnet și este dată de relația [123]:

$$w = \frac{B \cdot H}{2} \quad (1.1.).$$

Valoarea maximă a acesteia este:

$$w_m = \frac{B_m \cdot H_m}{2} \quad (1.2.),$$

în care valorile  $B_m$  și  $H_m$  sunt definite ca în Fig.1.4.

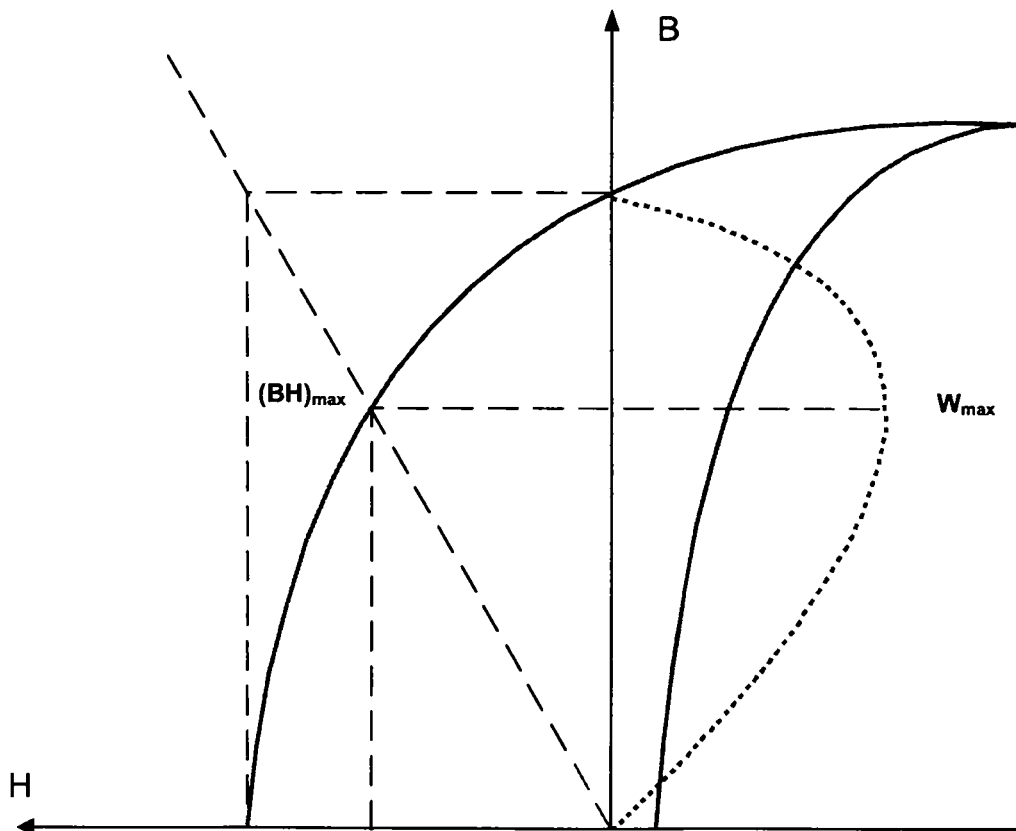


Fig.1.4. Explicativă la curba de demagnetizare și energia maximă localizată într-un magnet permanent.

O altă caracteristică importantă este comportarea MP cu temperatura. Modificarea valorilor  $B_r$  și  $H_c$  cu creșterea temperaturii este dată de relațiile care urmează[58]:

$$B_r = B_{r20} \left( 1 + \frac{\alpha_B}{100} (\vartheta_{PM} - 20) \right) \quad (1.3),$$

$$H_c = H_{c20} \left( 1 + \frac{\alpha_H}{100} (\vartheta_{PM} - 20) \right) \quad (1.4),$$

în care  $\vartheta_{PM}$ , este temperatura MP, iar  $B_{r20}$  și  $H_{c20}$  reprezintă valorile  $B_r$  și  $H_c$  la  $20^\circ\text{C}$  iar  $\alpha_B$  și  $\alpha_H$  reprezintă coeficienții negativi în  $\%/^\circ\text{C}$  de modificare a inducției magnetice remanente și intensității câmpului magnetic coercitiv cu temperatura.

În Tab. 1 sunt prezentate comparativ, în funcție de caracteristicile enunțate câteva tipuri reprezentative de MP utilizați la fabricarea mașinilor electrice [58, 72,123].

După cum se observă nu există avantaje fără dezavantaje, cei mai buni magneți permanenți se caracterizează printr-un preț de cost foarte ridicat respectiv cei cu prețuri scăzute au performanțe tehnice mai slabe.

Din punct de vedere practic soluția cea mai convenabilă, pentru o situație dată, se poate obține printr-o analiză corectă a performanțelor tehnice corelate cu costurile de fabricație și exploatare.



Tabelul 1. Prezentare sintetică, comparativă, a principalelor tipuri de MP.

MP	Alnico (Al,Ni,Co,Fe)	Ferite (BaOx6F <sub>2</sub> O <sub>3</sub> ) (SrOx6F <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	Pământuri rare	
			Samariu-Cobalt (SmCo <sub>5</sub> )	Neodym-Fier-Bor (NdFeB)
Performanțe				
Inducția mag. remanentă(B <sub>r</sub> )	f.mare (~1.2T)	mică	mare (~1T)	f.mare (>1.2T)
Intens. câmp. mag. coerc. (H <sub>c</sub> )	f.mică	mică	mare (~700 kA/m)	f.mare (~1000kA/m)
Coeficient temp. pt. B <sub>r</sub>	Redus (-0.02%/°C)	rel.mare(dezav.) (-0.20%/°C)	reduc (-0.03 ÷ -0.045%/°C)	mare (-0.09 ÷ -0.15%/°C)
Coeficient temp. pt. H <sub>c</sub>	-	f.bun (-0.27%/°C)	rel. mare (-0.14 ÷ -0.40%/°C)	mare (-0.40 ÷ -0.80%/°C)
Temp. maximă de lucru	mare (520°C)	mare (400°C)	bună (300÷350°C)	mică (250°C)
Preț de cost	-	scăzut	ridicat	raport perf./preț convenabil (preț rid.)
Alte caracteristici	-	rezistență el. mare variantă disponibil.: izotropică&neizotr.	Curbă de demag. liniară	coroziv datorită Fe din componentă
Observații	bar. de flux suplimentară (talpă de oțel peste poli) împotriva demag.	varianta cea mai economică pt. put. fracționare, avnt. față de Alnico până la 7,5kW	Cea mai mare densitate de energie, Potrivit pt. ME de putere mare/volum	

### 1.1.4. Comparație între MSMP și mașina de inducție în cazul utilizării acestora în servoacționări electrice

Deși mașina de inducție (MI) este încă considerată „calul de bătaie al industriei” [205], în cazul servoacționărilor performante MSMP are o serie de avantaje în ceea ce privește performanțele de reglare și eficiența energetică.

În Tabelul 2. se prezintă comparativ performanțele MSMP față de mașina de inducție [72], ambele utilizate în servoacționări cu turație reglabilă.

Tabelul 2. Studiu comparativ între MSMP și MI

MSMP	MI
<ul style="list-style-type: none"> <li>• nu prezintă pierderi în „cupru” în rotor în regim staționar deoarece nu se excită electromagnetic; pierderile sunt produse aproape în totalitate în stator de unde pot fi ușor eliminate,</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• prezintă pierderi în cupru în rotor de valori relativ mari; necesită ventilație forțată în vederea eliminării căldurii la viteză redusă sau limitarea încălzirii,</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• funcționează la factor de putere ridicat ceea ce garantează pierderi în cupru în stator minime,</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• scade factorul de putere cu creșterea numărului de perechi de poli și cu micșorarea pasului polar,</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• pot fi realizate cu un număr de perechi de poli mai mare decât MI, ca urmare este posibilă creșterea diametrului întrefierului pe baza micșorării jugului statoric și ca urmare creșterea valorii cuplului electromagnetic; în acelaș context micșorarea capetelor de bobină duce la scăderea rezistenței statorice și ca urmare a pierderilor în înfășurări,</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• datorită scăderii factorului de puterea scade și randamentul odată cu creșterea numărului de perechi de poli,</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• utilizarea MP de mare energie conduce la obținerea unor inducții în întrefier de <math>1 \div 1.2T</math>, deci creșterea cuplului dezvoltat pe unitatea de masă și/sau volum.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• partea din curentul de alimentare necesar magnetizării mașinii este foarte mare, ca urmare raportul cuplu/amper respectiv cuplu/greutate este relativ scăzut.</li> </ul>

Cele prezentate anterior conduc la concluzia evidentă că MSMP și mai ales MSMPi permit obținerea unor performanțe superioare, față de MI în servoacționările cu turație reglabilă de c.a., încurajând atât cercetătorii cât și producătorii de echipamente în dezvoltarea și îmbunătățirea performanțelor acestor tipuri de acționări.

## 1.2. Modelele matematice ale mașinilor electrice de curent alternativ utilizate în SAE performante

Solicitările dinamice complexe - porniri, frânări, reversări, încărcare cu treapta de sarcină - ale mașinilor electrice, utilizate ca elemente de execuție în sistemele de acționare electrică actuale, precum și performanțele ridicate solicitate în calitatea reglării, impun utilizarea unor modele matematice care să descrie corect comportarea sistemului în aceste regimuri de funcționare.

Tehnicile de reglare performante se bazează pe controlul vectorial al mașinilor electrice, utilizând modele matematice bifazate în sisteme de coordonate ortogonale, fixe față de stator, rotor sau față de câmpul magnetic învârtitor.

### 1.2.1. Modelul matematic al mașinii de inducție

În Fig.1.5 este prezentată schematic mașina de inducție în secțiune transversală [26]. Axa de referință pentru solenația statorică este considerată în lungul fazei „a” statorice iar pentru rotor în lungul fazei „a” rotorice.

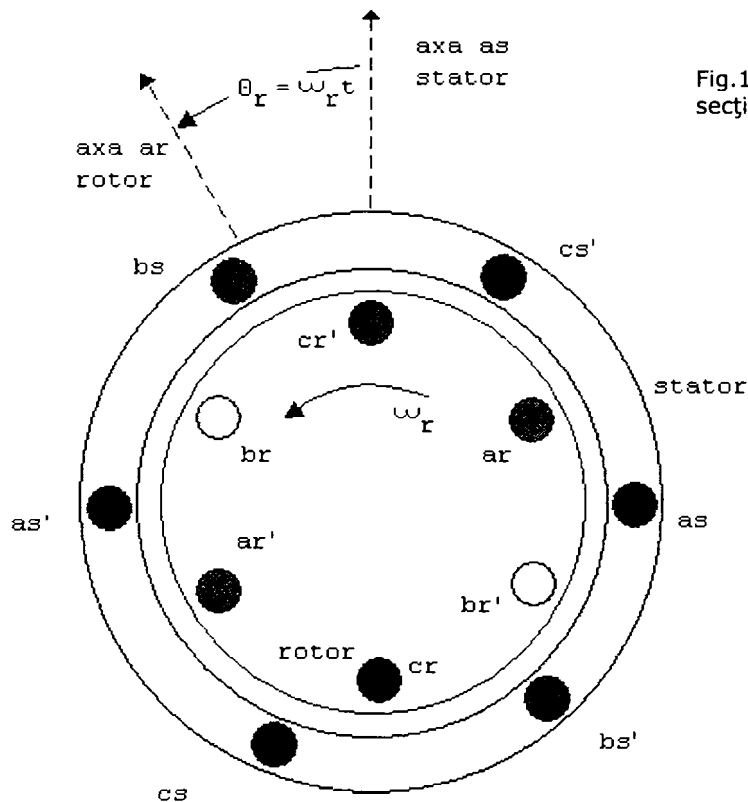


Fig.1.5 Mașina de inducție;  
secțiune transversală

Mărimile referitoare la stator s-au notat cu indicele „s” iar cele referitoare la rotor cu indicele „r”. Ca urmare ecuațiile mașinii în mărimile fazelor sunt:

$$\begin{cases} u_{sa} = R_s i_{sa} + d\Psi_{sa} / dt \\ u_{sb} = R_s i_{sb} + d\Psi_{sb} / dt \\ u_{sc} = R_s i_{sc} + d\Psi_{sc} / dt \end{cases} \quad (1.5)$$

Matricial ecuația se poate scrie în felul următor:

$$[u_{sa}] = R_s [i_s] + d/dt[\Psi_s] \quad (1.6)$$

Considerând relația de definiție a fazorului spațial  $x$  pentru tensiune curent sau flux:

$$\underline{x} = x_a + \underline{\alpha} x_b + \underline{a}^2 x_c \quad (1.7),$$

fazorul spațial al tensiunii statorice față de sistemul de coordonate fix față de stator va fi ( $a = e^{j2\pi/3}$ ):

$$\underline{u} = R_s \underline{i}_s + d/dt(\underline{\Psi}_s) \quad (1.8),$$

relație la care se poate adăuga ecuația componentei homopolare:

$$u_{so} = R_s i_{so} + d\Psi_{so} / dt \quad (1.9)$$

Proiectând ecuațiile după cele două axe ortogonale d-q legate de stator se obține :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + d\Psi_{sd} / dt \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + d\Psi_{sq} / dt \end{cases} \quad (1.10),$$

În mod asemănător pot fi scrise ecuațiile rotorului în coordonate fixe față de rotor care face unghiul  $\theta$  cu axa de referință statorică. Ecuațiile tensiunilor rotorice scrise în coordonatele fazelor vor fi:

$$\begin{cases} u_{ra} = R_r i_{ra} + d\Psi_{ra} / dt \\ u_{rb} = R_r i_{rb} + d\Psi_{rb} / dt \\ u_{rc} = R_r i_{rc} + d\Psi_{rc} / dt \end{cases} \quad (1.11),$$

Ecuațiile tensiunilor rotorice scrise matricial vor fi:

$$\underline{u}_{sa} ]_{\theta} = R_s [i_s ]_{\theta} + d/dt[\underline{\Psi}_s ]_{\theta} \quad (1.12),$$

La fel se scriu și ecuațiile fazorului spațial al rotorului în sistemul de axe dθ-qθ fixe față de rotor (1.13, 1.14 ) și ecuațiile componentelor homopolare. (1.15):

$$\underline{u}_{r\theta} = R_s i_{s\theta} + d/dt(\underline{\Psi}_s)_{\theta} \quad (1.13),$$

$$\underline{u}_{r\theta} = R_s i_{s\theta} + d/dt(\underline{\Psi}_s)_{\theta} \quad (1.14),$$

$$u_{ro} = R_r i_{ro} + d\Psi_{ro} / dt \quad (1.15),$$

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} + d\Psi_{rd} / dt \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + d\Psi_{rq} / dt \end{cases} \quad (1.16),$$

Dacă raportăm atât ecuațiile tensiunilor statorice cât și ecuațiile tensiunilor rotorice la un sistem, de coordonate dλ-qλ care se rotește cu o viteză oarecare λ față de axa de referință din stator se obține:

$$\begin{cases} \underline{u}_{s\lambda} = R_s \underline{i}_{s\lambda} + d\underline{\Psi}_{s\lambda} / dt + \underline{j}\omega_{\lambda} \underline{\psi}_{s\lambda} \\ \underline{u}_{r\lambda} = R_s \underline{i}_s + d\underline{\Psi}_s / dt + \underline{j}(\omega_{\lambda} - \omega) \underline{\psi}_{s\lambda} \end{cases} \quad (1.17),$$

În care :

$$\omega = d\theta / dt \quad (1.18),$$

și

$$\omega_{\lambda} = d\lambda / dt \quad (1.19),$$

Celelalte ecuații se scriu asemănător utilizând notațiile corespunzătoare .

### 1.2.2. Modelul matematic al mașinii sincrone

Având în vedere principiul de funcționare al mașinii sincrone, care presupune existența unui câmp magnetic învârtitor produs pe cale mecanică în rotor [26] și a unui câmp magnetic învârtitor produs pe cale electrică în stator, aflate în sincronism în regimul de funcționare staționar, modelul ortogonal prezentat anterior la mașina de inducție este direct abordabil în studiul acestei mașini.

Vom scrie ecuațiile pentru mașina sincronă cu o singură pereche poli, aparenți și colivie de amortizare rotorică, celelalte situații obținându-se prin

particularizare. În Fig.1.6. este prezentată schematic secțiunea transversală printr-o mașina sincronă cu o singură pereche de poli.

Urmând procedura de la mașina de inducție relațiile (1.20) reprezintă ecuațiile mașinii sincrone scrise într-un sistem de axe ortogonal d-q, 0 fix față de rotor [10, 22]. Mărimile au următoarea semnificație:  $u_d, u_q, u_0$ ;  $i_d, i_q, i_0$ ;  $\psi_d, \psi_q, \psi_0$ ; tensiunile, curenții și respectiv fluxurile statorice în sistemul de coordonate d-q, 0,  $R_1$ , rezistența fazei statorice,  $R_D, i_D, \psi_D$ , mărimile corespunzătoare coliviei de amortizare după axa d,  $R_Q, i_Q, \psi_Q$ , mărimile corespunzătoare coliviei de amortizare după axa q,  $R_f, i_f, \psi_f$ , mărimile corespunzătoare înfășurării de excitație iar  $\omega = d\theta/dt$ .

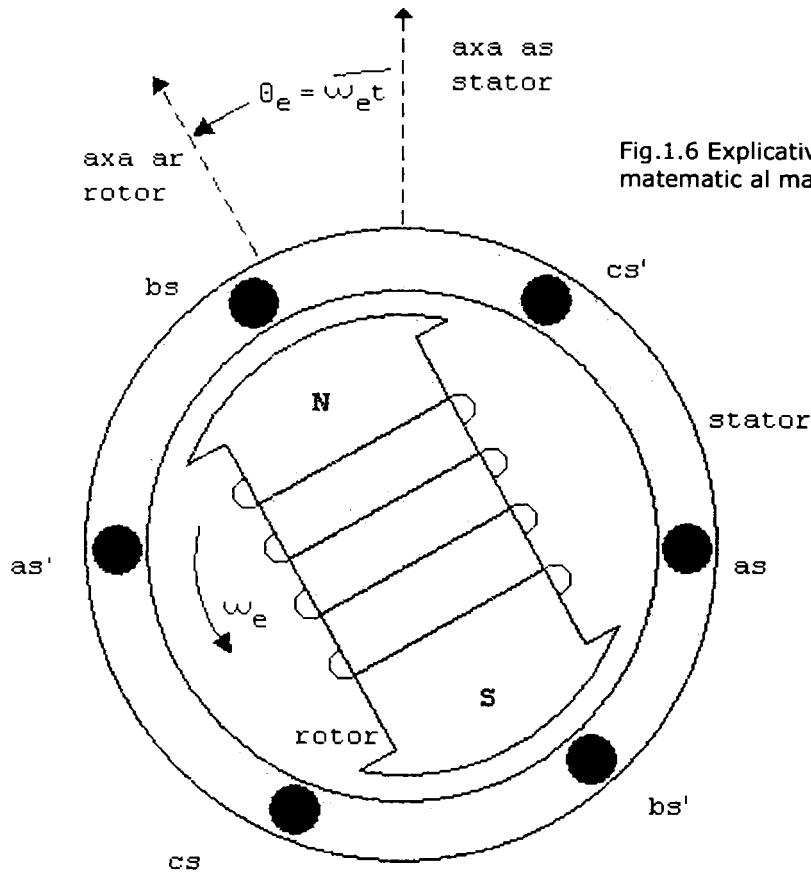


Fig.1.6 Explicativă la modelul matematic al mașinii sincrone

$$\begin{cases} u_d = R_1 i_d + d\psi_d / dt - \omega \psi_q \\ u_q = R_1 i_q + d\psi_q / dt + \omega \psi_d \\ u_0 = R_1 i_0 + d\psi_0 / dt \\ 0 = R_D i_D + d\psi_D / dt \\ 0 = R_Q i_Q + d\psi_Q / dt \\ u_f = R_f i_f + d\psi_f / dt \end{cases} \quad (1.20),$$

Cuplul electromagnetic rezultă sub forma:

$$M_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.21),$$

### 1.3. Tehnici de reglare vectorială în AE de curent alternativ

În cele arătate anterior s-au prezentat elementele componente ale SAE de c.a. performante, mașina sincronă și respectiv de inducție, electronică de putere și electronică de comandă. Aceste elementele sunt interconectate formând un sistem automat de reglare al mișcării (SARM).

Capitolul de față atinge problematica reglajului vectorial la mașinile de curent alternativ și introducerea în tehnica reglării vectoriale fără traductoare de tip mecanic (tahogeneratoare, traductoare incrementale rotative, inductosine sau resolve).

#### 1.3.1. Introducere în tehnica reglajului vectorial

În cazul reglării scalare a mașinii de inducție sau mașinii sincrone, mărimile electrice reglate sunt frecvența și tensiunea sau curentul. Atât cuplul electromagnetic cât și fluxul în întrefier sunt funcții care depind și de frecvență și de tensiune. Această cuplare a efectelor [26] este responsabilă pentru răspunsul și comportarea slabă în regim dinamic a mașinii de inducție.

Inconveniente amintite pot fi eliminate în cazul reglării vectoriale (după câmp) a mașinilor de c.a. Tehnica reglării vectoriale constă în separarea efectelor curentului din fazele mașinii în componenta de magnetizare, care produce câmpul în mașină și o componentă de cuplu care este responsabilă pentru producerea cuplului electromagnetice. În acest fel mașina electrică de c.a. este văzută de SRA ca o mașină de curent continuu cu excitație separată și reacție de indus compensată.

Neglijând reacția indusului, la o mașină de curent continuu cu excitație independentă și nesaturată, cuplul electromagnetic este dat de relația:

$$M_e = k_e \cdot I_a \cdot I_E \quad (1.22),$$

în care  $I_a$  este curentul de indus, sau componenta care produce cuplul iar  $I_E$  curentul de excitație respectiv componenta proporțională cu câmpul din mașină. În mașina de curent continuu acești doi curenți pot fi considerați vectori ortogonali decuplați.

În modul de lucru obișnuit curentul de excitație este menținut constant pentru a menține câmpul în mașină, cuplul electromagnetic fiind controlat prin intermediul curentului de indus. Curentul de excitație și deci fluxul sunt decuplate, sensibilitatea în cuplu rămânând maximă atât în regim permanent cât și în regim tranzitoriu.

Să vedem cum poate fi extinsă această metodă la mașina de inducție. Considerăm mașina raportată la un sistem de axe ortogonale  $d$ - $q$  care se rotesc în planul complex cu viteza unghiulară a câmpului învârtitor statoric (Fig.1.7).

Dacă considerăm fazorul tensiunii induse  $U_e$  în lungul axei  $q$  curentul statoric  $I_s$  va fi în urma acestei tensiuni cu unghiul  $90-\theta$ . Proiecția lui  $I_s$  după axa  $q$  este  $i_{qs}=I_s \sin\theta$  și este în faza cu  $U_e$ , iar proiecția după axa  $d$  este  $i_{ds}=I_s \cos\theta$  perpendiculară pe  $U_e$ . Curentul  $i_{ds}$  este componenta reactivă sau de câmp care stabilește fluxul  $\Psi_m$  în întrefier.

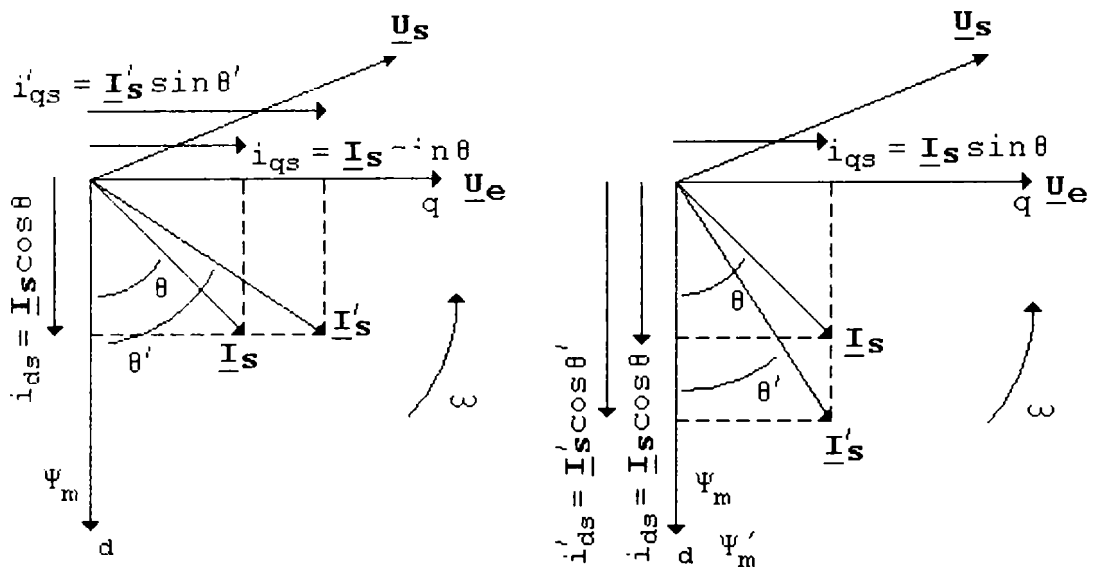


Fig.1.7. Explicativă la decuplarea curenților la mașina de inducție.

Curentul  $i_{qs}$  este componenta activă sau de cuplu a curentului statoric, puterea activă din întrefier fiind  $U_e i_{qs}$ . Puterea reactivă din întrefier este  $U_e i_{ds}$ .

Cuplul electromagnetic corespunzător va fi:

$$M_e = k_e \cdot |\Psi_e| \cdot i_{qs} = k_e' \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \tag{1.23},$$

Din relația (1.23) se observă că prin descompunerea curentului în componente ortogonale, cuplul electromagnetic are o expresie identică cu cea de la mașina de curent continuu.

Din punct de vedere al reglajului vectorial mașina de inducție împreună cu sistemul de decuplare al curenților poate fi privită ca un sistem cu două intrări de comandă  $i_{ds}^*$  și  $i_{qs}^*$  corespunzătoare valorilor prescrise ale curentului de câmp și respectiv de cuplu (Fig.1.8).



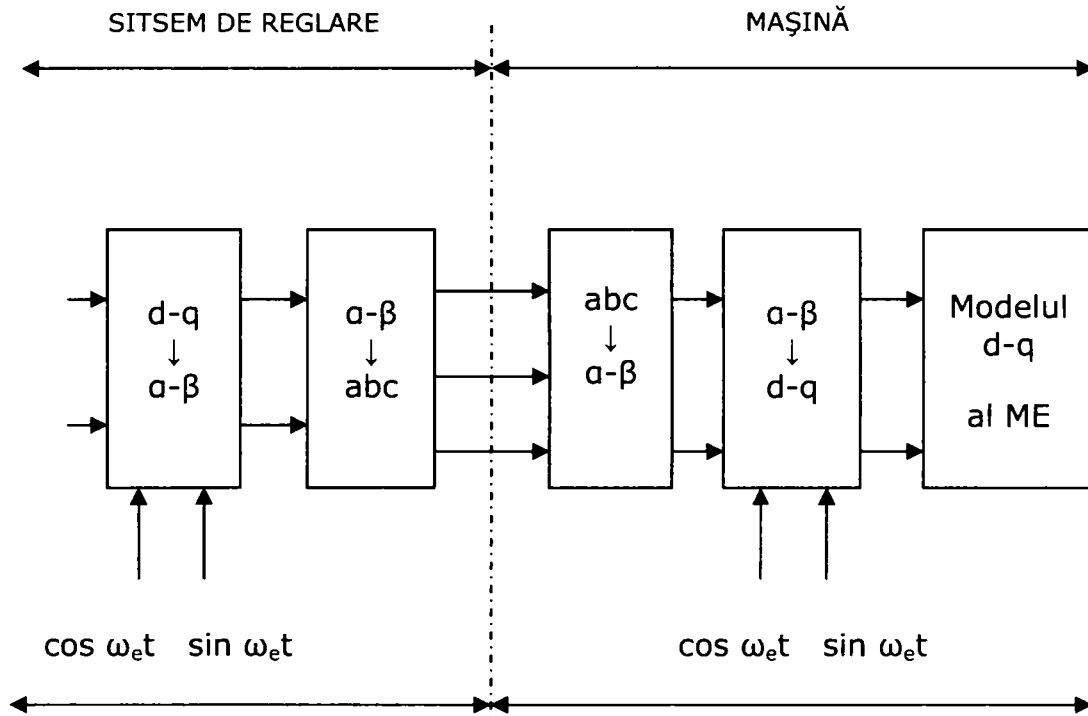


Fig.1.8. Raportarea mașinii de inducție la sistemul de axe ortogonal

## 1.4. Concluzii

În acest capitol, capitolul I al tezei, se aduc în prim plan elementele de bază care contribuie la realizarea unui sistem de acționare electrică cu reglaj vectorial.

Mașina sincronă cu magneți permanenți interiori și mașina de inducție cu rotorul în colivie sunt protagoniștii principali ai acestei lucrări. În comparație cu mașina de inducție, mult mai familiară deja în sistemele de acționare electrică cu turație reglabilă și asupra căreia nu se mai insistă, mașina sincronă cu magneți permanenți interiori este prezentată atât ca variante constructive cât și ca particularități funcționale. Cele două tipuri de mașini sunt puse față în față în vederea evidențierii particularităților acestora în cazul utilizării lor în sistemele de acționare electrică cu turație reglabilă. În continuare sunt descrise ecuațiile vectoriale ale celor două tipuri de mașini.

La finalul capitolului este explicat principiul reglării vectoriale la mașinile de curent alternativ.

Informațiile provenite din literatura de specialitate din domeniu sunt atent selectate, filtrate iar apoi prelucrate și prezentate într-o manieră originală de către autor.

## 2. Determinarea parametrilor mașinii sincrone cu magneti permanenți

Calitatea rezultatelor simulării numerice și, ulterior, performanțele de reglare ale sistemului fizic, sunt strâns legate de cunoașterea cât mai exactă a parametrilor sistemului de acționare, în special ai mașinii electrice. În cazul simulării numerice, modelul matematic împreună cu parametri acestuia, este de dorit să descrie cât mai corect procesul fizic căruia îi este atașat.

În cazul neglijării efectului coliviei de amortizare parametri electrici și, respectiv, mecanici care trebuie determinați în vederea descrierii matematice a sistemului de acționare cu MSMP sunt, după cum urmează: inductanțele de magnetizare după cele două axe  $L_d$ , respectiv  $L_q$ , rezistența înfășurării statorice  $R_1$ , fluxul magnetului permanent  $\Psi_0$ , momentul de inerție  $J$  și, eventual, constanta cuplului vâscos.

### 2.1. Considerații teoretice

„Standardul tehnic de ramură” (România) recomandă metoda micilor variații, metodă propusă de altfel și în [22], pentru determinarea parametrilor electrici ai MSMP. Această metodă se aplică la mașina demagnetizată sau cu excitația nealimentată, ca urmare poate fi aplicată în cazul MSMP doar la producător, înainte de magnetizarea rotorului.

Plecând de la metoda stingerii curentului [10, 17, 18, 20] în lucrare se propune o variantă originală de determinare a parametrilor electrici la MSMP, utilizând un sistem cu instrumentație virtuală dSpace.

Procesul de măsură și respectiv identificarea parametrilor se realizează complet automat cu ajutorul instrumentației virtuale.

#### 2.1.1. Modelul matematic al MSMP

Conform [17,18], considerând componența homopolară nulă și neglijând efectul coliviei de amortizare ecuațiile MSMP într-un sistem de axe ortogonal d-q, fix față de rotor sunt:

$$\begin{cases} u_d = R_1 i_d + d\Psi_d / dt + \omega_d \Psi_q \\ u_q = R_1 i_q + d\Psi_q / dt + \omega \Psi_d \end{cases} \quad (2.1),$$

în care  $u_d$ ,  $u_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$ , sunt tensiunile, curenții și respectiv fluxurile statorice în sistemul de coordonate d-q,  $R_1$ , rezistența fazei statorice, iar  $\omega = d\theta/dt$ .

Fluxul  $\Psi_d$  respectiv  $\Psi_q$ , se exprimă după cum, urmează :

$$\Psi_d = \Psi_0 + L_d i_d \quad (2.2),$$

iar,

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.3),$$

în care  $\Psi_0$  reprezintă fluxul magnetului permanent iar  $L_d$  și  $L_q$  reprezintă inductanțele după axa d respectiv axa q.

Fluxul rezultat în mașină va fi:

$$\Psi_m = \Psi_0 + L_d i_d + j L_q i_q \quad (2.4).$$

Cuplul electromagnetic are forma dată de expresia:

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2.5),$$

p, reprezentând numărul de perechi de poli.

Înlocuind (5) și (6) în (8) se obține:

$$M = \frac{3}{2} p \cdot i_q (\Psi_0 - (L_q - L_d) i_d) \quad (2.6).$$

În final, ecuația mișcării:

$$M - M_R = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.7),$$

în care J reprezintă momentul de inerție raportat la arborele motor iar  $\Omega$  viteza de rotație.

## 2.2. Determinarea inductivităților longitudinală respectiv transversală ale MSMP prin metoda stingerii curentului

Stingerea curentului este, în momentul de față, una din cele mai populare metode de determinare a parametrilor la mașinile electrice. Metoda se bazează pe derminarea variației fluxului electromagnetic printr-o bobină în cazul deconectării

acesteia de la o sursă de de tensiune continuă. Aplicând această metodă pentru măsuratori succesive, la diferite valori ale curentului, se poate obține forma de variație reală a inductivității cu considerarea fenomenului de saturație magnetică.

Asimetria magnetică a mașinii sincrone precum și influența saturației magnetice presupune o muncă deosebit de laborioasă atât la efectuarea măsurătorilor cât și la analiza rezultatelor și calculul parametrilor.

În capitolul care urmează se prezintă o metodă de determinare în timp real a parametrilor la mașina sincronă. Atât comenzile către proces (montajul experimental), cât și achiziția rezultatelor măsurătorilor se realizează cu ajutorul interfeței de timp real RTI 1104 conectată la magistrala calculatorului. Parametrii se determină automat cu ajutorul algoritmului de calcul implementat în MAT-SIM. Comenzile și afișarea rezultatelor sunt realizate cu ajutorul programelor cu instrumentație virtuală dSpace și aplicației grafice „ControlDesk”.

### 2.2.1. Descrierea metodei

În Fig.2.1 este prezentată schema de principiu utilizată pentru identificarea parametrilor MSMP, după axa longitudinală „d”, utilizând metoda stingerii curentului.

Schema conține mașina electrică, cele două întrerupătoare  $K_1$ , și  $K_2$ , rezistorul R și sursa de tensiune continuă. Solenația rezultantă, este orientată, în acest caz după direcția de magnetizare a mașinii, care coincide și cu axa fazei „a” statorice.

Principiul metodei:

- Poziționarea rotorului după axa d are loc în mod automat la închiderea întrerupătorului  $K_2$ .
- Regimul tranzitoriu de stingere a curentului se obține prin închiderea întrerupătorului  $K_1$  și deschiderea lui  $K_2$ .
- Prin închiderea întrerupătorului  $K_1$  energia înmagazinată în circuitul magnetic al mașinii se descarcă, (consumă) pe rezistența proprie  $R_1$  a înfășurărilor statorice și a celorlaltor elemente din circuit.
- Aplicând transformata Park în curent pentru situația prezentată în Fig.2.1, în care curenții fazelor  $i_b=i_c$ ,  $i_a+i_b+i_c=0$ ,  $\omega_r=0$ ,  $\theta=0$  se obține:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( i_a + i_b \cos \frac{2\pi}{3} + i_c \cos \left( -\frac{2\pi}{3} \right) \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} i_a \quad (2.8),$$

$$i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( 0 + i_b \sin \frac{2\pi}{3} + i_c \sin \left( -\frac{2\pi}{3} \right) \right) = 0 \quad (2.9),$$

$i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  sunt curenții din fazele motorului respectiv  $i_d$  și  $i_q$  curenții corespunzători axei longitudinale și respectiv transversale ai modelului d-q.

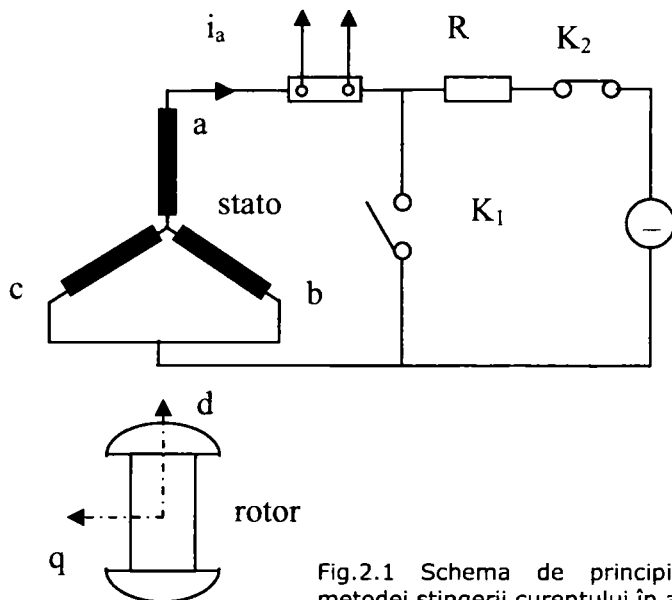


Fig.2.1 Schema de principiu în cazul metodei stingerii curentului în axa „d”

Ecuțiile mașinii în coordonate d-q, [18,20] cu condițiile  $\omega_r=0$ ,  $\theta=0$  se reduc la:

$$i_d R_1 = -\frac{d\psi_d}{dt} \quad (2.10),$$

$$i_q R_1 = -\frac{d\psi_q}{dt} \quad (2.11).$$

Integrând ecuația (3.10) se obține variația fluxului după axa d:

$$\Delta\psi = R_{ed} \int i_d dt \quad (2.12)$$

Înlocuind curentul  $i_d$  cu valoarea rezultată din ecuația (3.8) se obține:

$$\psi_{di} - \psi_{df} = R_{ed} \int i_d dt = R_e \sqrt{\frac{3}{2}} \int i_a dt \quad (2.13),$$

În care mărimile au următoarea semnificație:

- $\psi_d$  reprezintă fluxul înlănțuit (total) după axa d a mașinii;
- $\psi_{di}$  și  $\psi_{df}$  reprezintă valorile inițială și respectiv finală ale fluxului;
- $R_{ed}$ , rezistența echivalentă a circuitului statoric pentru configurația dată;
- $i_d$ , curentul după axa d;
- $i_a$ , curentul în faza „a”,

cu,

$$R_{ed} = \frac{3}{2} R_s \quad (2.14).$$

Inductivitatea totală a mașinii cu rotorul orientat după axa longitudinală (axa câmpului magnetic principal) este:

$$L_d = \frac{\psi_{di} - \psi_{df}}{i_{di}} \quad (2.15).$$

În care  $R_s$  reprezintă rezistența unei faze statorice respectiv  $i_{di}$  valoarea inițială a curentului  $i_d$ .

Stingerea curentului după axa q are loc cu rotorul fixat în aceeași poziție. În acest caz faza „a” se deconectează, curentul parcurgând fazele „b” și „c” (Fig.2.2). Solenația rezultantă este perpendiculară pe direcția de magnetizare a rotorului.

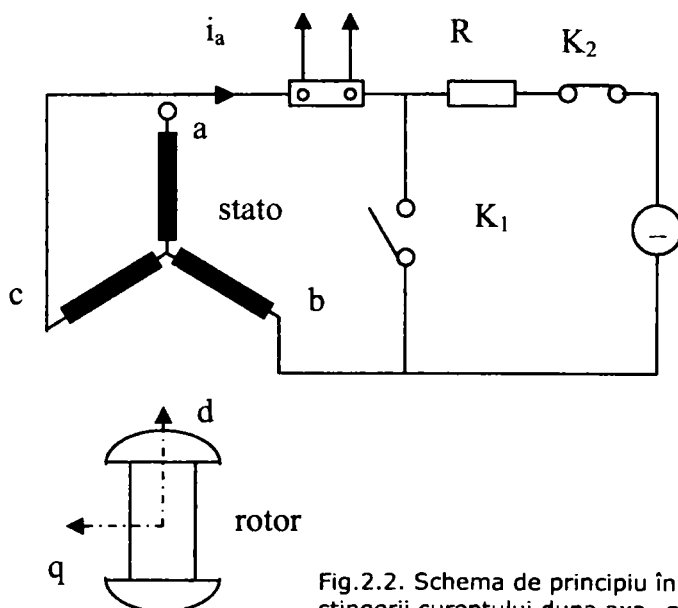


Fig.2.2. Schema de principiu în cazul metodei stingerii curentului după axa „q”

În acest caz  $i_b = -i_c$ ,  $i_a = 0$ ,  $\omega_r = 0$ ,  $\theta = 0$  (mașina nu este în mișcare) aplicând transformata Park în curent se obține:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( 0 + i_b \cos \frac{2\pi}{3} + (-i_b) \cos \left( -\frac{2\pi}{3} \right) \right) = 0 \quad (2.16),$$

$$i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( 0 + i_b \sin \frac{2\pi}{3} + (-i_b) \sin \left( -\frac{2\pi}{3} \right) \right) = i_b \sqrt{2} \quad (2.17).$$

Asemănător cazului anterior vom obține:

$$\psi_{qi} - \psi_{qf} = R_{eq} \int i_q dt = R_{eq} \sqrt{2} \int i_b dt \quad (2.18).$$

Inductanța totală a mașinii cu rotorul orientat după axa longitudinală (axa câmpului magnetic principal) este:

$$L_q = \frac{\psi_{qi} - \psi_{qf}}{i_{qi}} \quad (2.19).$$

Simbolurile au aceeași semnificație dar cu referire la axa q:

- $\psi_q$  reprezintă fluxul înălțuit (total) după axa „q” a mașinii;
- $\psi_{qi}$  și  $\psi_{qf}$  reprezintă valorile inițiale și respectiv finale ale fluxului;
- $R_{eq}$ , rezistența echivalentă a circuitului statoric pentru configurația dată;
- $I_q$ , curentul după axa „q”;
- $i_a$ , curentul în fazei „a”.

În acest caz:

$$R_{eq} = 2R_s \quad (2.20).$$

### 2.2.2. Determinarea fluxului magnetului permanent

Din ecuațiile mașinii în coordonate d-q pentru funcționarea în gol,  $i_d = i_q = 0$  rezultă [21]:

$$u_q = \omega \Psi_m \quad (2.21),$$

adică tensiunea la borne este produsă doar pe baza fluxului de excitație a magnetului permanent.

Conform transformatei Park pentru tensiune:

$$u_q = \sqrt{3}U_{\text{eff}} = U_{\text{lin}} \quad (2.22),$$

deci:

$$\Psi_m = \frac{U_{\text{lin}}}{p\Omega} \quad (2.23),$$

în care  $\Psi_m$ ,  $\omega$ ,  $\Omega$ ,  $p$ , reprezintă după cum urmează; fluxul magnetului permanent, pulsația, viteza la arbore și respectiv numărul de perechi de poli.

## 2.3. Rezultate experimentale

Mașina sincronă cu MP interiori și undă sinusoidală, cu care urmează să se realizeze partea experimentală, este fabricată la ELECTROTEHNICA BUCUREȘTI și are următoarele caracteristici cunoscute:

- tipul motorului, SFP-1,3A;
- cuplu nominal la arbore,  $M_N=1.3\text{Nm}$ ;
- tensiunea nominală,  $U_N=140\text{V}$ ;
- curentul nominal,  $I_N=3\text{A}$ ;
- curentul maxim,  $I_p=8\text{A}$ ;
- viteză maximă,  $n_m=3000\text{rpm}$ ;
- moment de inerție,  $J=0.001\text{Kg}\cdot\text{m}^2$ ;
- masa,  $m=11\text{Kg}$ .

În Anexele 1 și 2 sunt prezentate dimensiunile de gabarit respectiv caracteristica mecanică liniarizată a acestei mașini.

Din datele oferite de producător lipsesc parametri mașinii adică: reactanța longitudinală  $L_d$ , reactanța transversală  $L_q$ , rezistența înfășurării statorice  $R_1$ , fluxul magnetului permanent  $\Psi_0$ . Aceștia urmează să fie determinați în continuare.

### 2.3.1. Proba de regim tranzitoriu pentru axa longitudinală

În capitolul anterior s-a prezentat și justificat teoretic metoda de determinare a parametrilor MSMP utilizând proba de stingere a curentului în axele d și q. Schema bloc din Fig.2.3 arată implementarea practică a metodei tratate anterior.

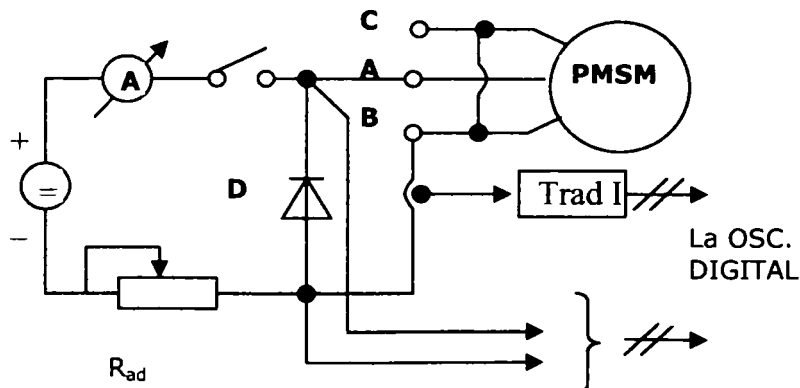


Fig.2.3. Schema de principiu a montajului utilizat pentru regimul tranzitoriu longitudinal



Varianta prezentată permite eliminarea unuia din comutatoare fără a fi necesară scurtcircuitarea sursei de tensiune. Cu aceasta se rezolvă și problema sincronizării comenzilor de acționare a comutatoarelor.

Datorită introducerii diodei în circuitul de stingere al curentului o parte din energia magnetică se va disipa pe rezistența la conducția în sens direct a diodei.

Ca urmare ecuațiile (2.13) și (2.18) se vor transforma în:

$$\Psi_{dinitial} - \Psi_{dfinal} = R_s \int i_d dt + \int u_D dt = R_s \sqrt{\frac{3}{2}} \int i_a dt + \int u_D dt \quad (2.24),$$

și

$$\Psi_{qinitial} - \Psi_{qfinal} = R_s \int i_q dt + \int u_D dt = R_s \sqrt{2} \int i_b dt + \int u_D dt \quad (2.25).$$

Pentru a nu demagnetiza mașina, curenții cu care s-au efectuat probele nu depășesc valorile maxime precizate în datele de catalog ale producătorului. S-au efectuat mai multe încercări la diferite valori ale curentului de regim staționar (considerat înainte de declanșarea regimului tranzitoriu). În Anexa 3 se prezintă oscilogramele curentului și căderii de tensiune pe diodă pentru unul din cazurile considerate.

În vederea prelucrării numerice, off-line, a datelor pentru înregistrarea regimului tranzitoriu s-a utilizat un osciloscop digital cu memorie.

### 2.3.2. Proba de regim tranzitoriu pentru axa transversală

În Fig.2.4 se prezintă schema de principiu a montajului experimental pentru determinarea parametrilor MSMP după axa „q” perpendiculară pe direcția de magnetizare a rotorului. Aceasta se obține prin modificarea conexiunilor la bornele mașinii. Rotorul rămâne fixat pe poziție la fel ca și în cazul anterior.

De această dată câmpul de reacție al indusului este perpendicular pe axa de magnetizare ca urmare nu se mai pune problema demagnetizării rotorului.

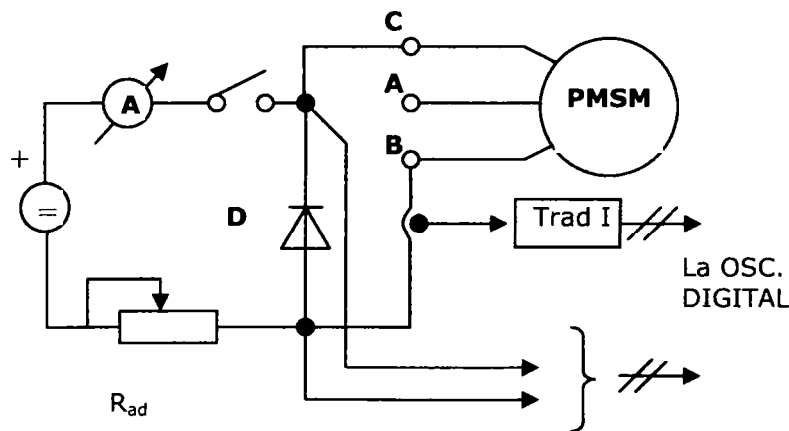


Fig.2.4. Schema de principiu a montajului utilizat pentru regimul tranzitoriu transversal

Înregistrarea datelor are loc după aceeași procedură ca și în cazul descris la paragraful anterior.

### 2.3.3. Descrierea probei de gol

Pentru determinarea intensității câmpului magnetic produs de către magnetul permanent în întrefier s-a realizat montajul din Fig.2.5 care permite antrenarea MSMP la diferite turații și măsurarea tensiunii de linie la bornele motorului.

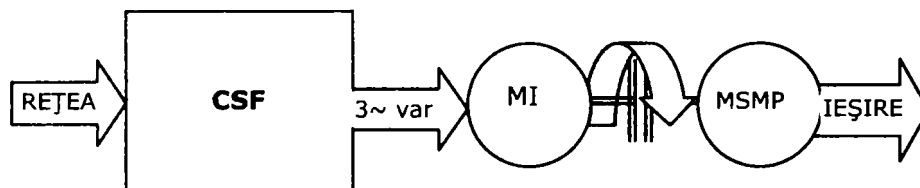


Fig.2.5. Schema bloc a standului pentru determinarea fluxului magnetului permanent

Standul se compune din MSMP de încercat, cuplată mecanic cu o MI de putere apropiată și alimentată de la convertor static de frecvență. Modificând tensiunile de comandă a convertorului se obțin diferite viteze de rotație pentru care se citește tensiunea în gol la bornele motorului.

Rezultatele măsurărilor pentru tensiunea electromotoare indusă în funcție de viteza de rotație, sunt prezentate în Tab. 2.1 și graficul din Fig.2.6.

Tab. 2.1.

NR	N[rpm]	$U_{BC}$ [V]
1	290	10,6
2	650	23,6
3	891.8	32,6
4	1201	44
5	1498	54,6
6	1792	65,6
7	2091	76,6

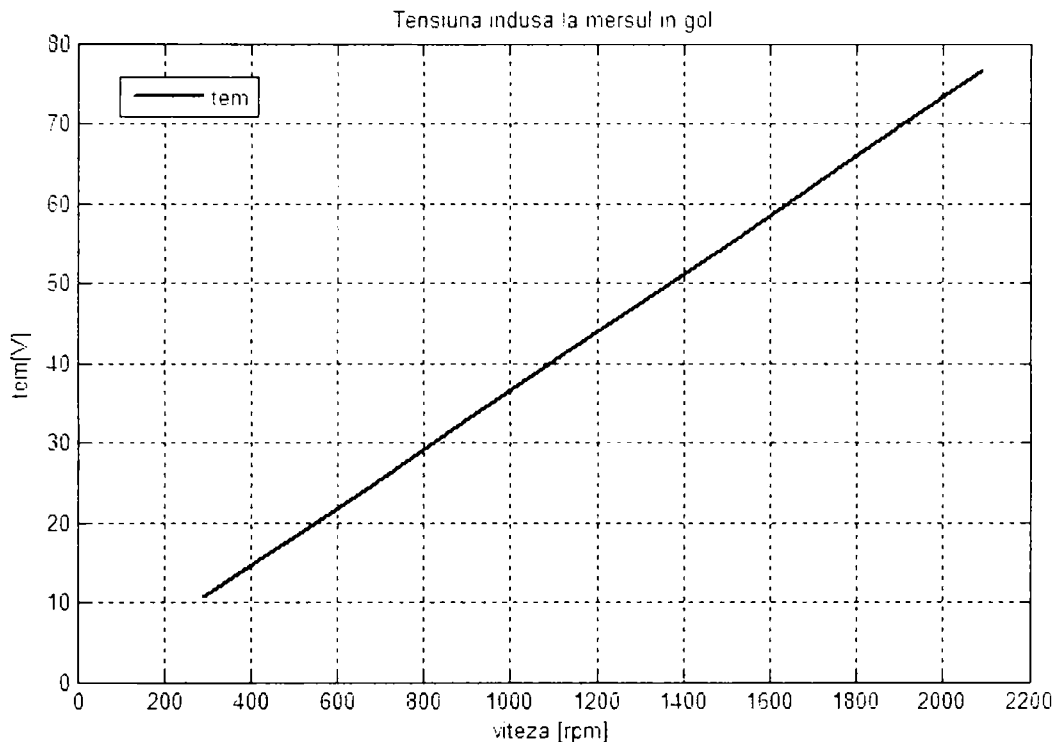


Fig.2.6. Tensiunea electromotoare indusă la mersul în gol în funcție de viteza de rotație

Conform așteptărilor din grafic se constată variația liniară a tensiunii electromotoare induse în funcție de viteza de rotație.

#### 2.3.4. Prelucrarea rezultatelor, eliminarea zgomotului și a componentei permanente

După cum se poate constata din Anexa 3, mărimile achiziționate sunt puternic afectate de zgomot. Utilizând metoda de prelucrare prezentată în Capitolul 2, zgomotul de frecvență ridicată dispare, semnalele din Anexa 3, astfel prelucrate, sunt prezentate acum în diagramele din Anexa 4.

O altă etapă în prelucrarea semnalului este eliminarea erorilor sistematice (offset-ului) datorate deplasării (dezaxării) semnalului față de origine. Acest lucru se realizează ușor dacă înainte sau după ce am înregistrat semnalul util facem o înregistrare cu borna caldă a sondei conectată în punctul de referință. Scăzând valoarea medie, calculată pe un interval suficient de mare, a acestuia din semnalul înregistrat, vom obține un set de date care apoi poate fi prelucrat digital.

Dacă prima fază de prelucrare presupune integrarea numerică filtrarea zgomotului nu mai este necesară.

Pentru determinarea parametrilor mașinii se ține în cele ce urmează la integrarea numerică a datelor din fișierele prelucrate anterior. Dacă s-au utilizat traductoare de măsură pentru adaptarea semnalelor, în relațiile de calcul trebuie introduse constantele de proporționalitate sau funcțiile de transfer ale acestora.

Dacă utilizăm spre exemplu un traductor de curent care ne dă la ieșire o tensiune proporțională cu curentul măsurat, constanta de proporționalitate pentru curent în amper/volt va fi:

$$C_i^{[A/V]} = \frac{i^{[A]}}{m(i)^{[V]}} \quad (2.26),$$

în care  $m(i)$  [V] este măsura de curent în volți.

În aceste condiții și ținând cont că integrala pe domeniu continuu se transformă în sumă, în cazul în care avem un set de date discret, ecuația (2.24) devine:

$$\Delta\Psi_d = \frac{U_{MD(t<t_0)}}{C_i m(I_{M(t<t_0)})} \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_k C_i m_k(i_a) \Delta t + \sum_k u_{Dk} \Delta t \quad (2.27)$$

Constantele  $C_i$  se simplifică și relația (2.27) se transformă în :

$$\Delta\Psi_d = \frac{U_{MD(t<t_0)}}{m(I_{M(t<t_0)})} \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_k m_k(i_a) \Delta t + \sum_k u_{Dk} \Delta t \quad (2.28),$$

În care :

$$\frac{U_{MD(t<t_0)}}{C_i m(I_{M(t<t_0)})} = R_1 \quad (2.29),$$

este rezistența înfășurării statorice,  $U_{MD(t<t_0)}$  valoarea medie a tensiunii pe diodă înainte de declanșarea regimului tranzitoriu,  $m(I_{M(t<t_0)})$  măsura valorii medii a curentului înainte de declanșarea regimului tranzitoriu măsura valorii instantanee a curentului în punctul k.

În relația de calcul a rezistenței (2.29) constanta  $C_i$  nu mai poate fi simplificată.

Dacă era necesar să lucrăm și cu traductor de tensiune aceleași observații ar fi fost valabile și pentru al doilea termen al relației.

Relații asemănătoare se obțin și pentru axa q.

Cu aceste considerații, integrând numeric datele obținute pentru seturi de câte 9 măsurători (în axa d și respectiv în axa q) s-au obținut rezultatele perzentate sintetic în tabelele de mai jos.

Tabelul 2.2. Rezultate axa d

Tensiune pe Diodă[V]	Curent [A]	Curent Staționar[A]	Rezistența [ $\Omega$ ]	Fluxul [Wb]	Inductanța [H]
0,00332	0,000314	0,16	5,63	0,0021651	0,013532
0,00466	0,000832	0,332	5,67	0,0057777	0,017403
0,00561	0,00142	0,496	5,63	0,0097913	0,019741
0,006042	0,001337	0,52	5,69	0,0093173	0,017918
0,00749	0,002561	0,96	5,75	0,0180353	0,018787

Tabelul 2.3. Rezultate axa q

Tensiune pe Dioda[V]	Curent [A]	Curent Staționar [A]	Rezistența [ $\Omega$ ]	Fluxul [Wb]	Inductanța [H]
0,00265	0,00101	0,152	5,5	0,0068035	0,04476
0,00428	0,00143	0,304	5,7	0,0099829	0,032838
0,00553	0,00191	0,44	5,92	0,0138484	0,031474
0,00663	0,00176	0,56	6,69	0,0144206	0,025751
0,00826	0,00301	0,85	6,66	0,024552	0,028885
0,00887	0,00367	1,01	6,56	0,029486	0,029194

Fluxul magnetului permanent rezultă din prelucrarea valorilor din Tab. 2.1 cu relația (2.23). Valorile calculate ale fluxului în funcție de turație sunt reprezentate în Fig.2.7.

În Fig.2.7 sunt prezentate valorile determinate ale fluxului cât și dreapta rezultată prin interpolare liniară. Diferența de la un capăt la altul al dreptei este sub 1%.

În final se va considera în calcul valoarea medie a fluxului rezultat:  $\Psi_m=0.0874\text{Wb}$ .

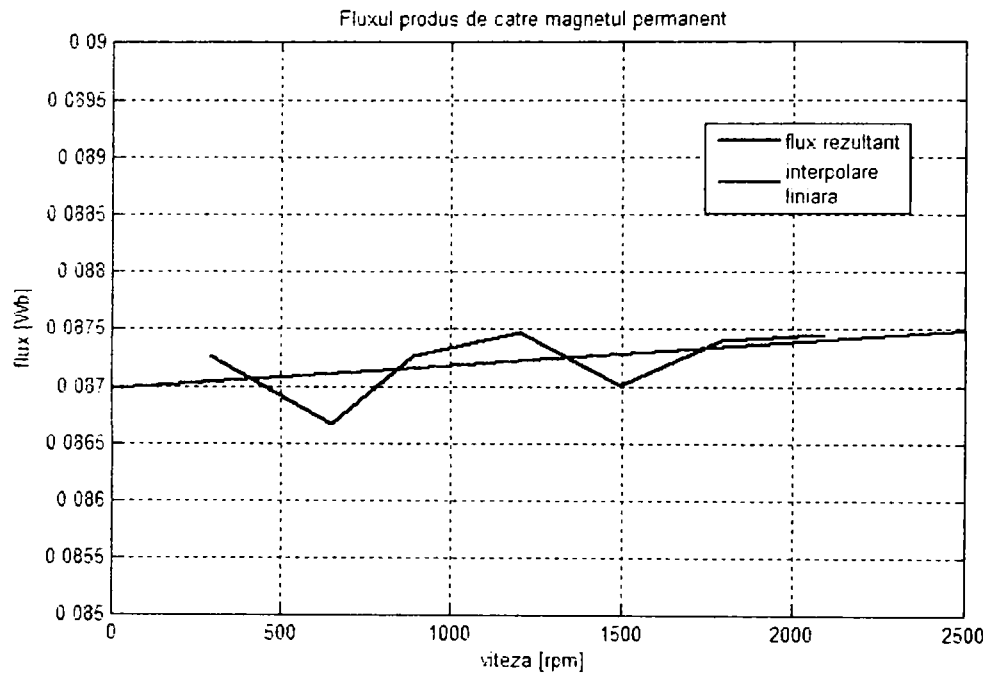


Fig.2.7. Valorile calculate ale fluxului magnetului permanent la diferite turajii

În Fig.2.8 și Fig.2.9 este prezentată variația în funcție de curent a inductivităților longitudinale și respectiv transversale.

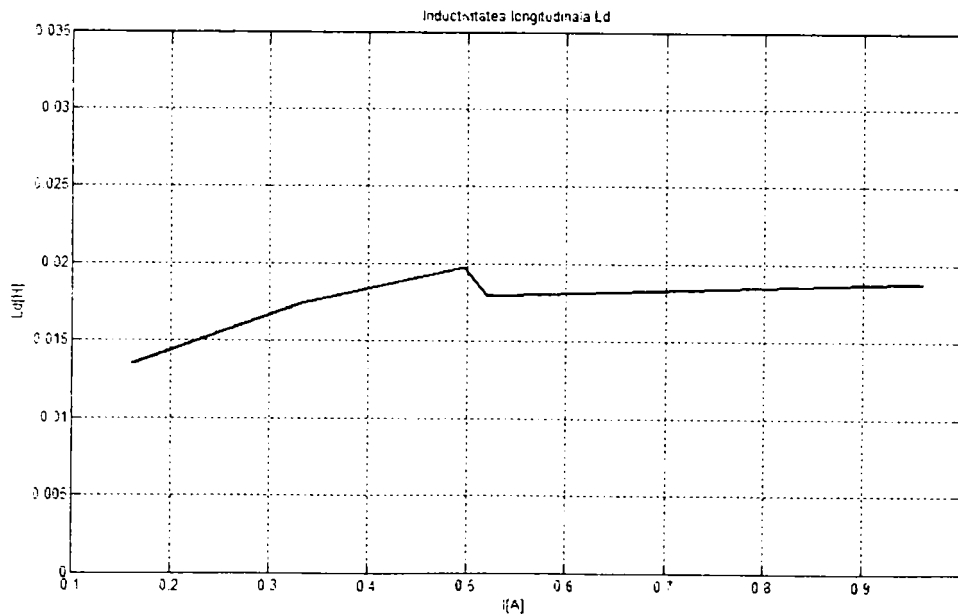


Fig.2.8. Inductivitatea longitudinală

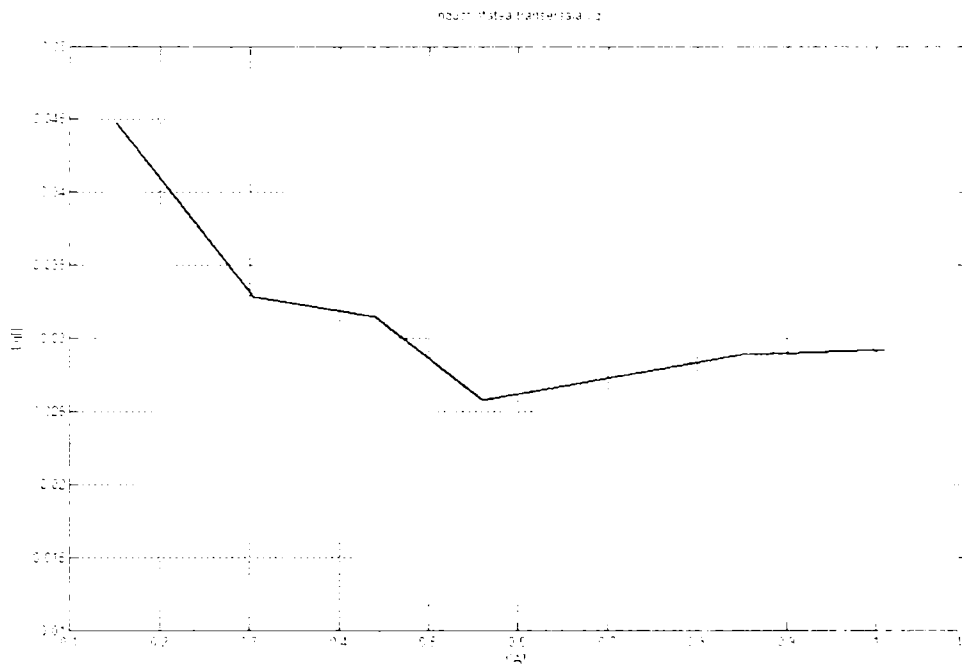


Fig.2.9. Inductivitatea transversală

## 2.4. Identificarea automată a parametrilor mașinii sincrone cu magneți permanenți interiori

Algoritmul propus de autor în vederea identificării parametrilor la MS cu rotor cu magneți interiori [10] se bazează pe metoda stingerea curentului, prezentată anterior și este implementată practic cu ajutorul sistemului cu instrumentație virtuală dSpace. Comenzile și comunicarea cu procesul se realizează prin intermediul plăcii de timp real RTI 1104 conectată la magistrala calculatorului.

În vederea punerii la punct a acestui procedeu, algoritmul de calcul, comenzile, și procesul fizic propriu-zis vor fi inițial modelate în MAT-SIM. În cazul în care simularea numerică dă rezultate se va construi modelul de timp real al algoritmului de comandă care se va conecta cu procesul prin intermediul plăcii de timp real și a circuitelor de condiționare a semnalelor.

### 2.4.1. Modelul Matlab-Simulink al procesului

Modelul procesului este derivat din circuitul de bază prezentat în Fig.2.1 în care intrerupătoarele  $K_1$ , și  $K_2$  au fost înlocuite cu dispozitive electronice de putere iar MSMP cu o impedanță echivalentă (Fig.2.10).

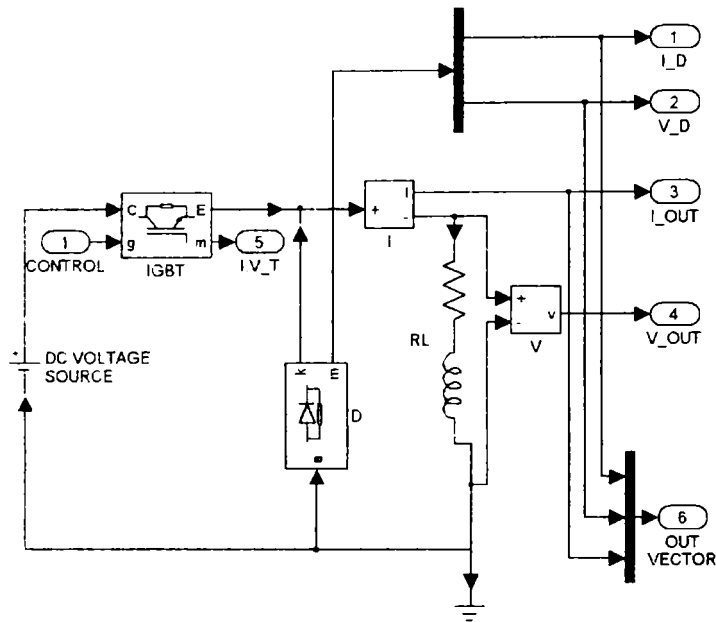


Fig.2.10. Modelul Simulink al procesului

Modelul prezentat în Fig.2.10 simulează și pierderile la conducția în sens direct a diodei prin considerarea rezistenței echivalente  $r_{Don}$ . Ecuația (2.24) scrisă în funcție de curentul din circuit și rezistența diodei la conducția în sens direct devine:

$$\psi_{di} - \psi_{df} = R_{ed} \int i_d dt + \int u_D dt = (R_e + r_{Don}) \sqrt{\frac{3}{2}} \int i_a dt \quad (2.30),$$

#### 2.4.2. Algoritm de calcul

În Fig.2.11 se prezintă schema bloc a algoritmului de calcul a parametrilor obținuți prin înlocuirea operațiilor din ecuațiile (2.24÷2.29) cu funcții de transfer din biblioteca Simulink. Mărimile de intrare sunt valorile „măsurate” ale tensiunilor și curenților din modelul procesului prezentat în Fig.2.10.



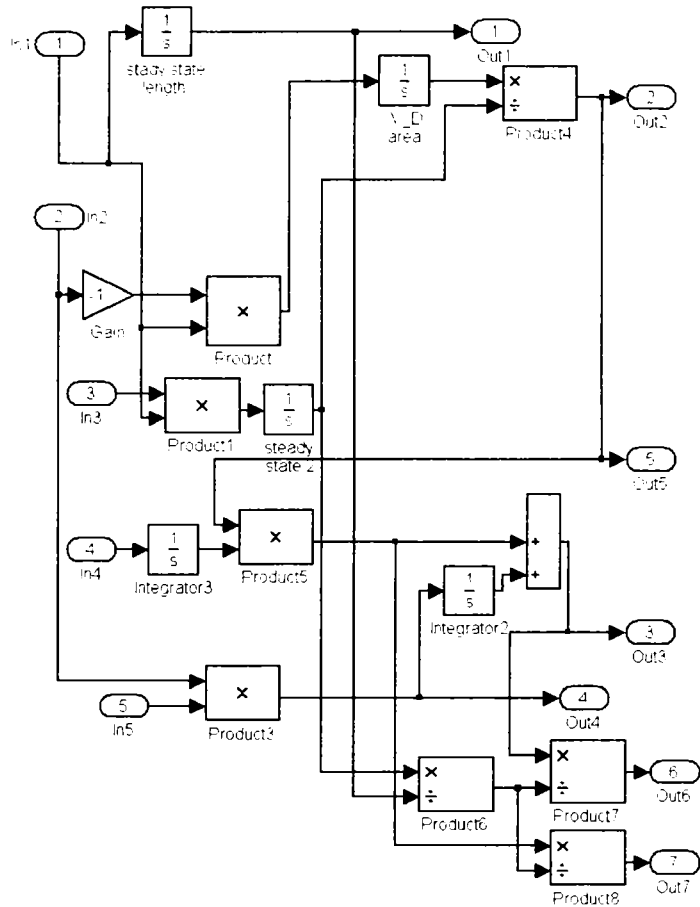


Fig.2.11 Schema bloc a algoritmului de calcul

Etapizarea comenzilor precum și sincronizarea timpilor de calcul s-a realizat cu ajutorul unui vector de comandă cu elemente cu două stări, controlat de un generator de tact (Fig.2.12).

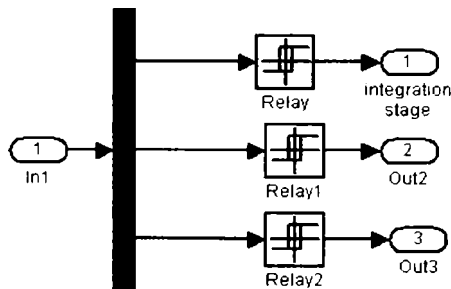


Fig.2.12. Generarea vectorului de comandă

Modelul procesului și respectiv al algoritmului de calcul au fost „mascate” în două subsisteme distincte, parametrizabile cu care se poate opera mult mai ușor (Fig.2.13).

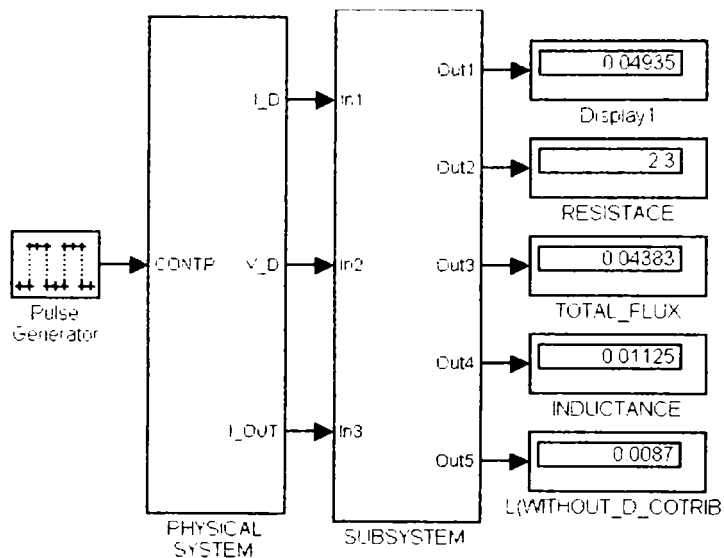


Fig.2.13. Modelul Simulink al procesului împreună cu algoritmul de calcul

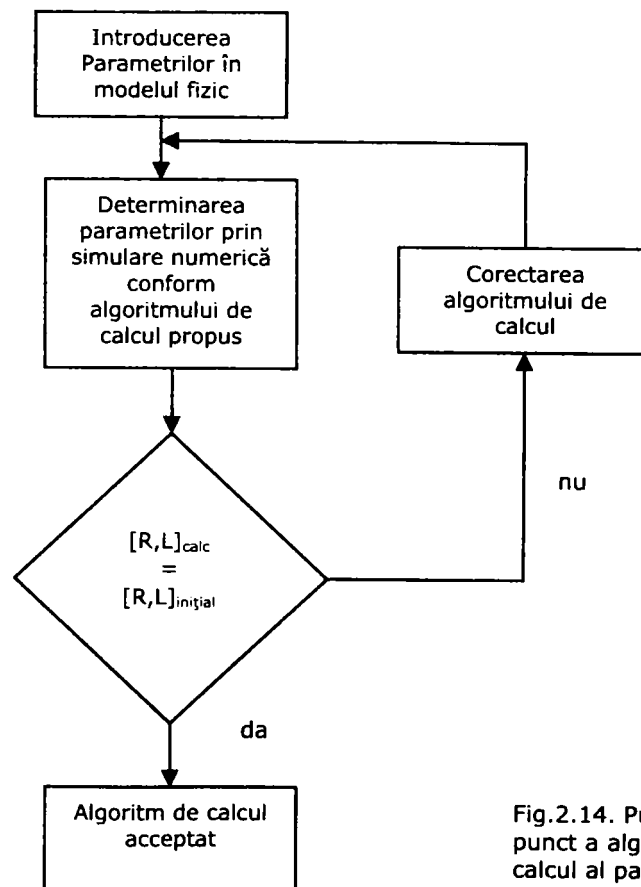


Fig.2.14. Punerea la punct a algoritmului de calcul al parametrilor

Testarea și punerea la punct a metodei de calcul s-a realizat prin parametrizarea modelului fizic cu valorile rezistenței și inductanței unei bobine, aleasă arbitrar (imaginară). În Fig.2.14 sunt prezentate rezultatele pentru unul din cazurile simulate. Algoritmul de calcul s-a considerat corect în momentul obținerii unor valori identice a parametrilor calculați cu cei introduși în modelul procesului fizic, ori de câte ori s-a repetat simularea numerică.

În Fig.2.15 sunt prezentate variația în timp a principalelor mărimi (tensiuni și curenți) rezultate în urma simulării numerice.

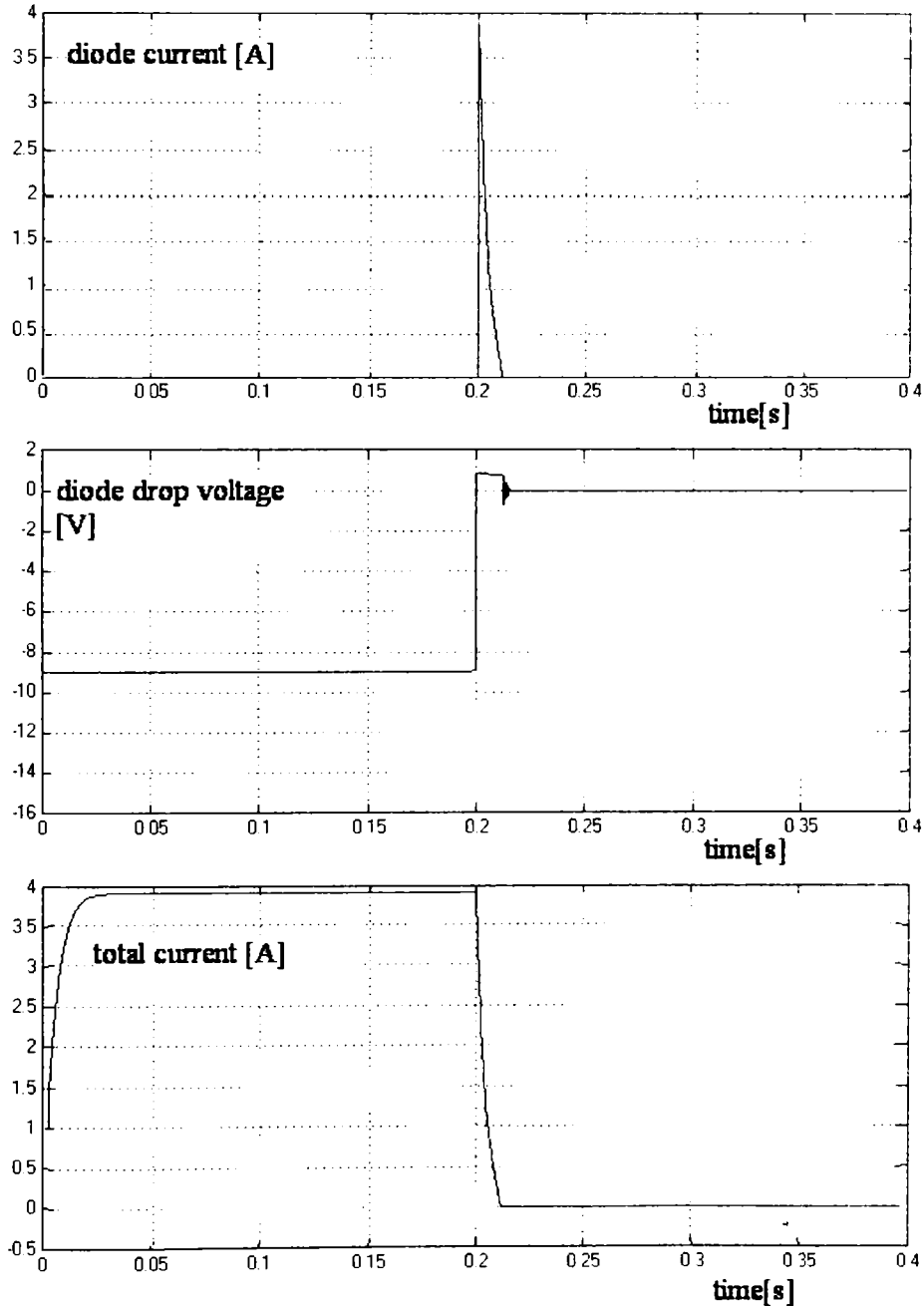


Fig.2.15. Formele de undă ale tensiunilor și curenților obținute prin simularea numerică

Atât formele de undă cât și valorile calculate ale parametrilor bobinei (rezistența, inductanța), certifică calitatea algoritmului de calcul obținut prin simulare numerică.

În concluzie, modelul Simulink al procesului și respectiv algoritmul de calcul au fost corect descrise și deci se poate trece la partea experimentală.

În acest scop, se construiește modelul de timp real al algoritmului de calcul iar codul sursă rezultat se transferă în placa de timp real.

### 2.4.3. Modelul de timp real

În Fig.2.16 este prezentat modelul de timp real al algoritmului de calcul „conectat” la procesul fizic (Fig.2.3,2.4) prin intermediul a trei convertoare analog digitale.

În această fază algoritmul de calcul prezentat anterior prelucrează datele reale furnizate de proces, ca urmare, pe ecranele instrumentelor virtuale vor apărea valorile măsurate ale parametrilor MSMP.

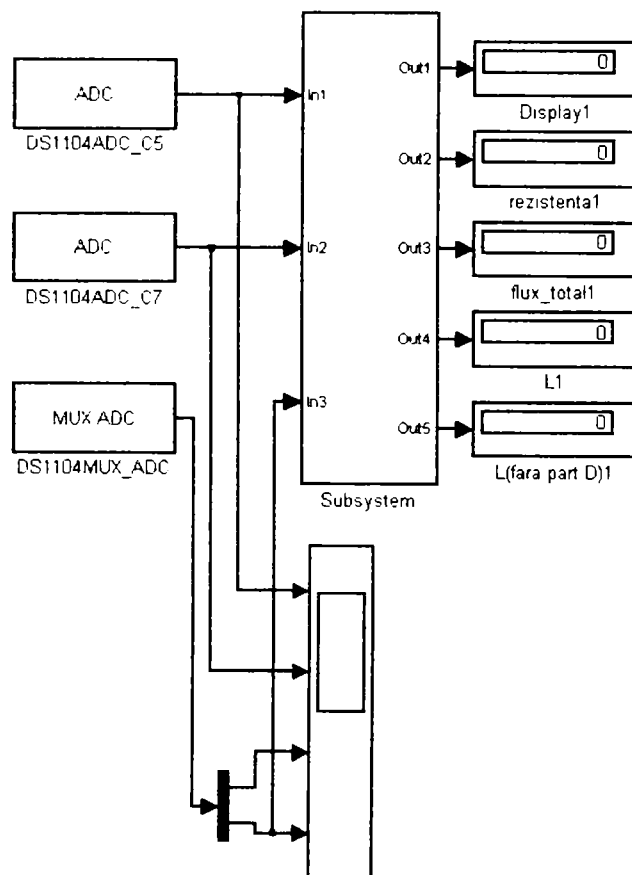


Fig.2.16 Modelul Simulink al algoritmului de calcul

#### 2.4.4. Rezultate experimentale

Experimentele s-au realizat inițial pentru o bobină saturabilă având inductanța de 21mH și, respectiv, rezistența de 0,2  $\Omega$  la un curent de 2A. Rezultatele obținute sunt prezentate în Fig.2.17.

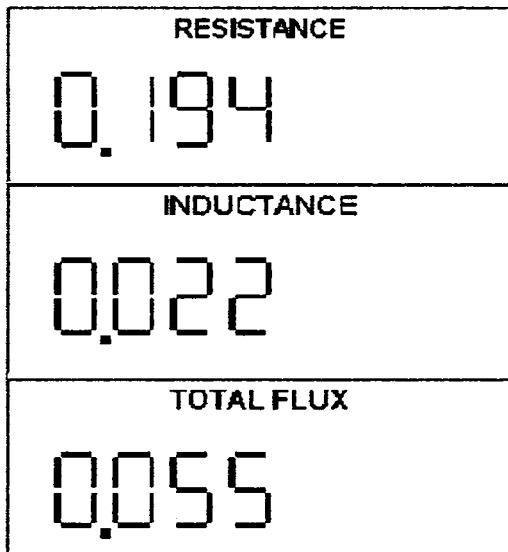


Fig.2.17. Ecranul cu rezultatele măsurătorilor din aplicația dSpace

În faza finală a experimentului s-au reluat măsurătorile de determinare a parametrilor la MSMP utilizând metoda descrisă anterior.

În Fig.2.18 respectiv 2.19 sunt prezentate oscilogramele variației tensiunii și curentului pentru două seturi de măsurători corespunzătoare determinărilor parametrilor după axa d respectiv q.

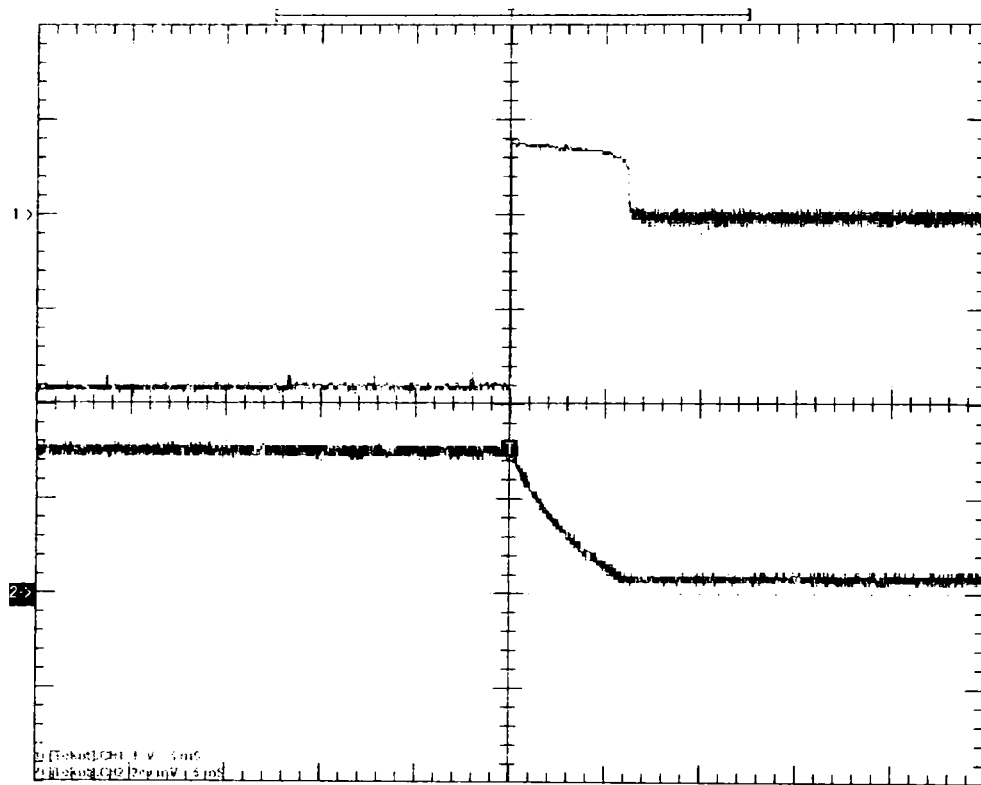


Fig.2.18. Formele de undă ale tensiunilor și curenților pentru proba de regim tranzitoriu pentru axa longitudinală

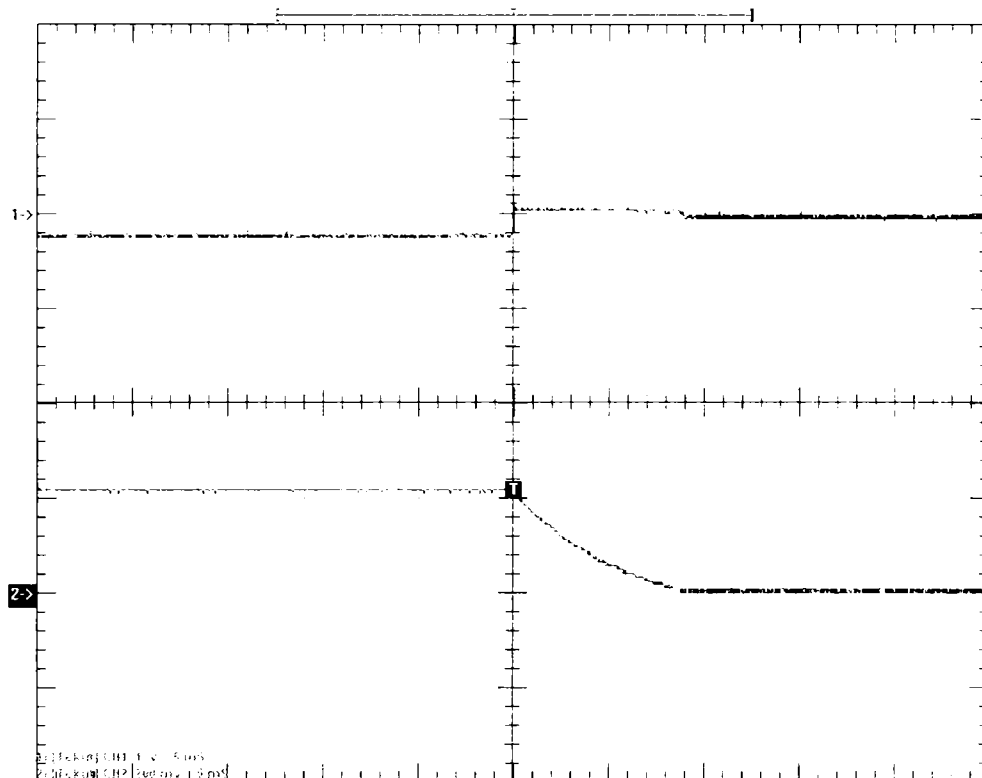


Fig.2.19. Formele de undă ale tensiunilor și curenților pentru proba de regim tranzitoriu pentru axa transversală

**Notă:** „Canalul 1” –roșu reprezintă variația în timp a căderii de tensiune iar „Canalul 2” –albastru reprezintă variația în timp a curentului în circuitul de măsură considerat (Fig.2.4 resp. Fig.2.3). Atenuarea pentru curent este 1/1 pentru Fig.2.13 și respectiv 1/10 pentru Fig.2.14. Raportul pentru sonda de curent este 500 mV/A pentru ambele situații.

Valorile parametrilor determinați cu metoda propusă de către autor sunt sensibil egale cu cele determinate prin prelucrarea manuală, off-line a valorilor achiziționate în urma măsurărilor. În schimb, procesarea automată a rezultatelor conduce la reducerea considerabilă a timpului total necesar obținerii rezultatelor.

## 2.5. Concluzii

Începând cu acest capitol, atât la partea teoretică cât și la partea experimentală se remarcă contribuțiile originale ale autorului. Se disting astfel următoarele elemente de originalitate:

- realizarea standului experimental pentru determinarea reactanțelor longitudinală și transversală la MSMP;
- utilizarea unui tranzistor IGBT în locul comutatorului mecanic din varianta clasică a schemei de stingere a curentului
- realizarea unui stand experimental cu sistem dSpace cu instrumentație virtuală, în vederea preluării și prelucrării ulterioare a datelor din proces
- algoritmul de prelucrare a semnalelor și schema bloc aferentă determinării on-line a parametrilor
- algoritmul de punere la punct a procedurii de calcul
- realizarea practică a montajului experimental

Pe lângă determinările de laborator cu scop pur științific, datorită consumului redus de timp în procesul de măsură, se întrevede posibilitatea de a aplica această metodă la buletinele de încercări ale mașinilor electrice atât la producția de unicat și serie mică cât și la producția de masă. În aceste condiții toate probele de pe standul de încercări pentru certificarea calității se pot integra într-un algoritm unic iar rezultatele obținute pot fi prezentate sub forma unui buletin de încercări.

Atât algoritmul de calcul cât și modelul experimental reprezintă contribuții personale ale autorului. Acestea au fost confirmate prin simulare numerică și testare experimentală cu ajutorul sistemului cu instrumentație virtuală dSpace.



### 3. Modelarea și simularea numerică a sistemului de acționare electrică cu MSMPI

Schema bloc generală a unui SAE cu MSMPI (Fig.3.1) este compusă din două elemente de bază, convertorul static (CS) și mașina electrică (ME) considerată împreună cu sarcina de antrenat.

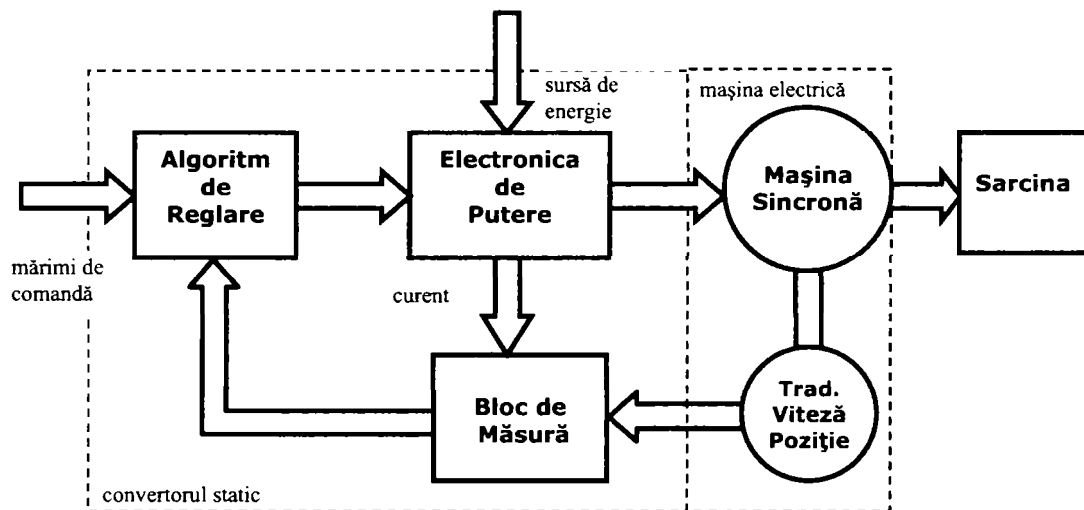


Fig.3.1. Schema bloc generală a unui sistem de AE cu MSMP

În sistemele de acționare moderne mașinile electrice sunt realizate în construcție compactă având integrate traductoarele de turație și poziție. Atât mașina sincronă propriu-zisă cât și traductoarele de poziție și respectiv turație sunt astfel concepute încât nu prezintă contact galvanic între părțile aflate în mișcare relativă, întreg, ansamblul fiind numit „mașină sincronă fără perii”.

Convertorul static conține blocul de electronică de putere cu circuitele de forță și electronica de mică putere. Acesta din urmă cuprinde în principal partea informațională cu algoritmul de reglare și circuitele de măsură și respectiv circuitele auxiliare, cum ar fi, sursele de alimentare și circuitele de protecție.

### 3.1. Modelul MSMP în coordonate ortogonale dq rotorice

Primul element de care urmează să ne ocupăm este mașina electrică împreună cu traductoarele de turație și poziție.

S-a considerat necesară abordarea acestui subiect în vederea elaborării unui model Matlab-Simulink „deschis” al MSMP în coordonate rotorice care să permită modificarea ulterioară a structurii în funcție de necesitățile și intențiile utilizatorului.

Modelul existent în prezent, în biblioteca standard Mat-Sim nu permite vizualizarea elementelor componente în vederea modificării structurii acestuia și parametrizarea în funcție de necesitățile impuse de schema de comandă. Inconvenientul major al modelului existent în biblioteca originală, în raport cu pretențiile autorului, este acela că nu permite impunerea poziției inițiale la pornire și ca urmare nu face posibilă simularea funcționării MSMP plecând de la o poziție oarecare a rotorului față de câmpul învârtitor statoric.

#### 3.1.1. Ecuțiile MSMP în coordonate rotorice

Conform [20, 21], descrise și în paragraful 3.1.1, ecuațiile MSMP în coordonate rotorice sunt:

$$\begin{cases} u_d = R_1 i_d + d\Psi_d / dt + \omega \Psi_q \\ u_q = R_1 i_q + d\Psi_q / dt + \omega \Psi_d \end{cases} \quad (3.1),$$

în care  $u_d$ ,  $u_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$  sunt tensiunile, curenții și respectiv fluxurile statorice în sistemul de coordonate d-q,  $R_1$ , rezistența fazei statorice, iar  $\omega = d\theta/dt$ .

Fluxul  $\Psi_d$  respectiv  $\Psi_q$ , se exprimă după cum urmează,

$$\Psi_d = \Psi_0 + L_d i_d \quad (3.2),$$

iar,

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (3.3),$$

în care  $\Psi_0$  reprezintă fluxul magnetului permanent iar  $L_d$  și  $L_q$  reprezintă inductanțele după axa d respectiv axa q.

Fluxul rezultat în mașină va fi:

$$\underline{\Psi}_m = \Psi_0 + L_d i_d + jL_q i_q \quad (3.4).$$

### 3.1.2. Expresia cuplului electromagnetic

Cuplul electromagnetic are forma dată de relația [205]:

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (3.5),$$

$p$ , reprezentând numărul de perechi de poli.

Înlocuind (3.2) și (3.3) în (3.5) se obține:

$$M = \frac{3}{2} p \cdot (\Psi_0 \cdot i_q + (L_q - L_d) i_d) \quad (3.6).$$

Și în final, ecuația mișcării:

$$M - M_R - D\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.7).$$

În care,  $M_R$  reprezintă cuplul rezistent,  $J$  momentul de inerție total,  $D$  constanta cuplului vâscos iar  $\Omega$  viteza de rotație a arborelui.

### 3.1.3. Subsistemul electric

Modelul matematic al MSMP a fost împărțit în trei subsisteme, corespunzătoare funcțiilor de bază pe care le descriu [1].

Fiecărui subsistem  $i$  se asociază o funcție de transfer respectiv câte un bloc MAT-SIM compus din funcții de transfer elementare. Modelele rezultate descriu complet ME atât pentru regimuri staționare cât și pentru regimuri dinamice de funcționare.

În cazul subsistemului electric se urmărește obținerea unui bloc MAT-SIM având ca mărime de intrare fazorul spațial al tensiunii statorice iar ca mărime de ieșire cele două componente ale fazorului spațial al curentului statoric. Aceasta se obține prin rearanjarea termenilor din sistemul de ecuații 3.1. Subsistemul rezultat este prezentat în Fig.3.2.

În partea dreaptă se regăsesc mărimile de intrare reprezentate de tensiunile  $u_d$  și respectiv  $u_q$  și de viteza unghiulară a câmpului învârtitor iar în stânga mărimile de ieșire respectiv curenții celor două axe  $i_d$ ,  $i_q$ .

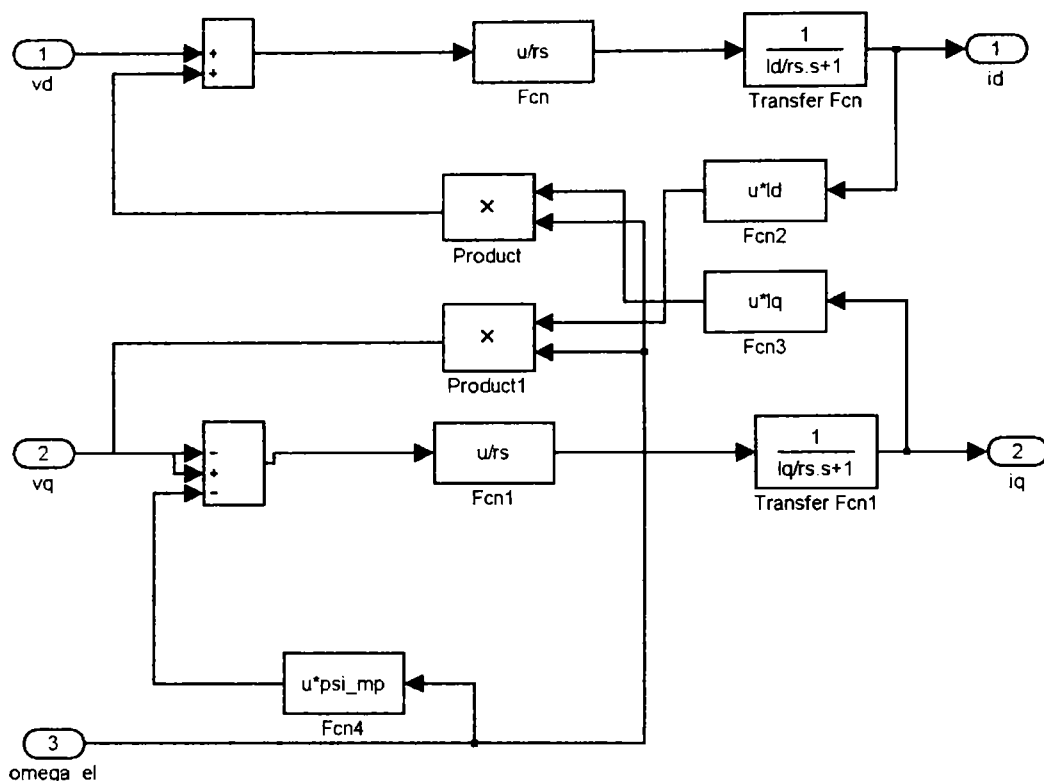


Fig.3.2. Legătura dintre tensiuni și curenți în cazul comenzii în tensiune a MSMPI

Schema bloc prezentată în Fig.3.2 se poate constitui într-un subsistem MAT-SIM prezentat sub forma unui dreptunghi care are în partea stângă mărimile de intrare iar în dreapta ieșirile. Acestui subsistem i se asociază un nume și un set de parametri (Fig.3.3).

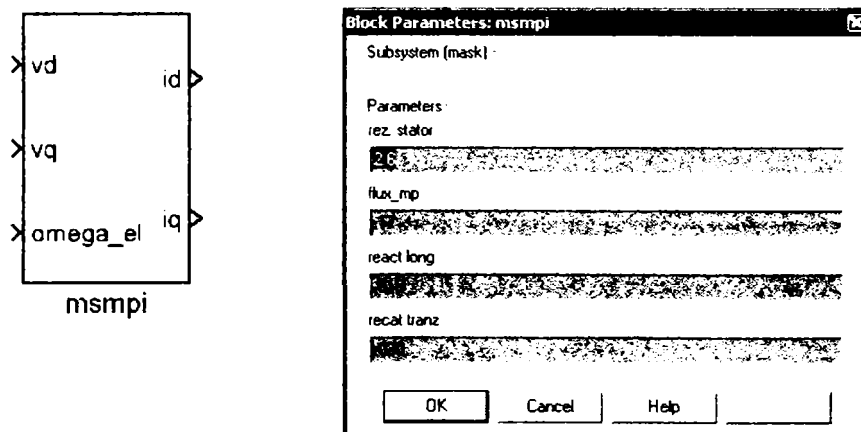


Fig.3.3. Legătura dintre tensiuni și curenți prezentați ca subsistem MAT-SIM împreună cu tabelul de parametri accesibili în vederea inițializării

Valorile parametrilor subsistemului, rezistența înfășurării statorice, inductivitățile longitudinală și respectiv transversală și fluxul magnetului permanent, pot fi inițializate de către utilizator în momentul începerii simulării numerice.

### 3.1.4. Subsistemul electromecanic

Cuplul electromagnetic al MSMPI din ecuația (3.8) obținut ca rezultat al interacțiunii între fazorul spațial al curentului statoric și câmpul rezultat din rotor. Acesta împreună cu subsistemul MAT-SIM asociat este reprezentat în fig.3.4.

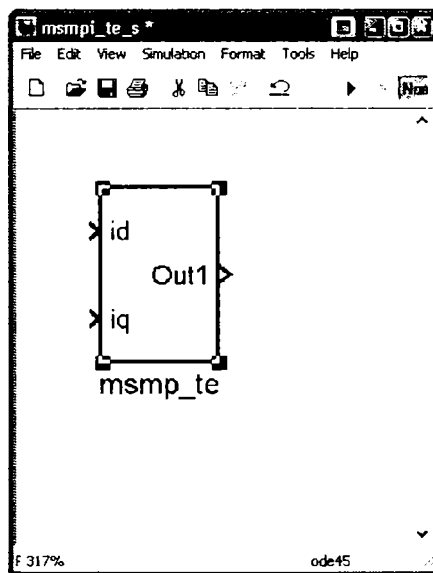
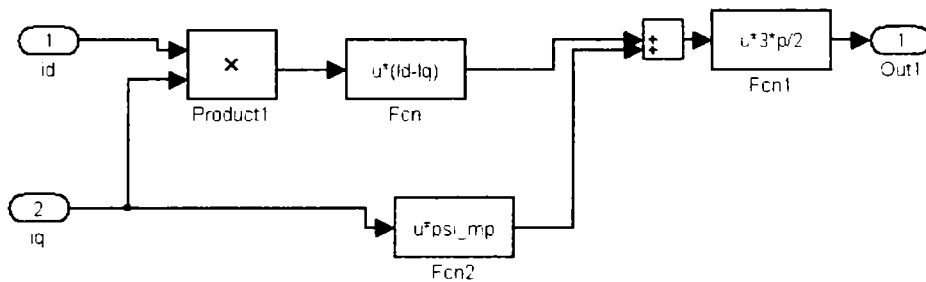


Fig.3.4. Producerea cuplului electromagnetic la MSMPI

În acest caz mărimile de intrare sunt curenții după axa d respectiv q iar ca mărime de ieșire avem cuplul electromagnetic dezvoltat de motor.

### 3.1.5. Ecuația de mișcare

Din ecuația de echilibru mecanic (3.7) se obține în final viteza de rotație. Legătura dintre, viteză, cuplul electromagnetic produs de mașină și diferitele componente ale cuplului rezistent sunt redată în schema MAT-SIM din Fig.3.5.

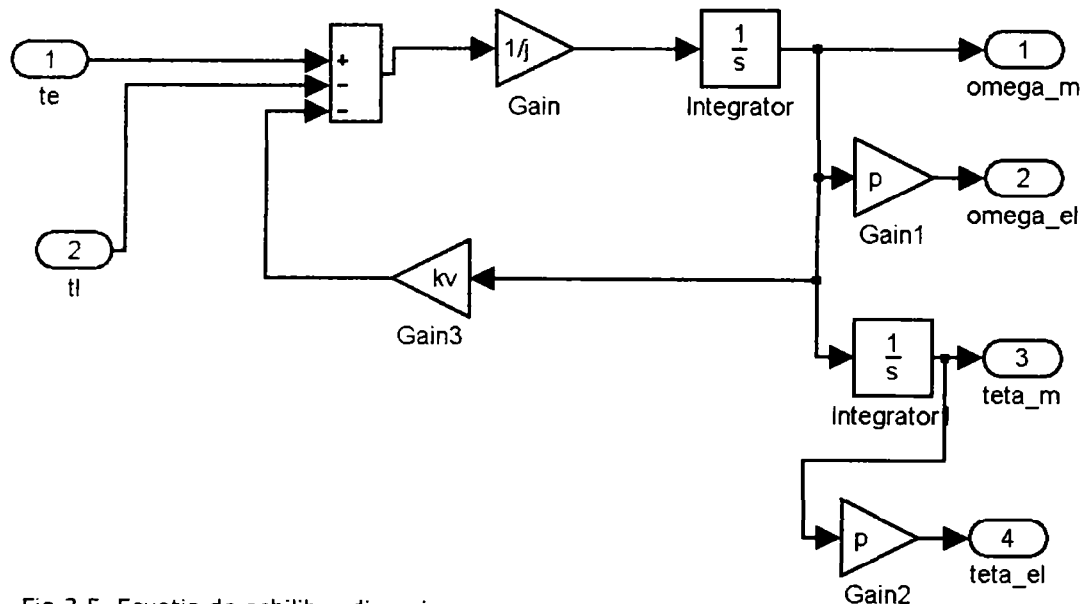


Fig.3.5. Ecuația de echilibru dinamic

Funcția de transfer a ecuației de echilibru dinamic (ecuația mișcării) are ca mărimi de intrare cuplul electromagnetic, sau cuplul motor,  $T_e$  și respectiv cuplul rezistent  $T_l$ .

Ca mărimi de ieșire avem viteza la arbore „ $\omega_m$ ” respectiv viteza câmpului învârtitor „ $\omega_{el}$ ” și poziția rotorului „ $\theta_m$ ” respectiv a câmpului învârtitor „ $\theta_{el}$ ”. În această schemă cuplul rezistent are două componente și anume cuplul la arbore aplicat din exterior și așa numitul cuplu cu caracter vâscos aproximat aici ca fiind proporțional cu turația.

Elementul de originalitate al acestei scheme reprezintă posibilitatea introducerii poziției inițiale a rotorului, „ $\theta_{i}$ ” ca parametru în funcția de transfer a ecuației de mișcare (Fig.3.6). Acest element este deosebit de important în cazul studierii pornirii MSMP de pe o poziție oarecare a rotorului („ $\theta_{i}$ ” diferit de zero).

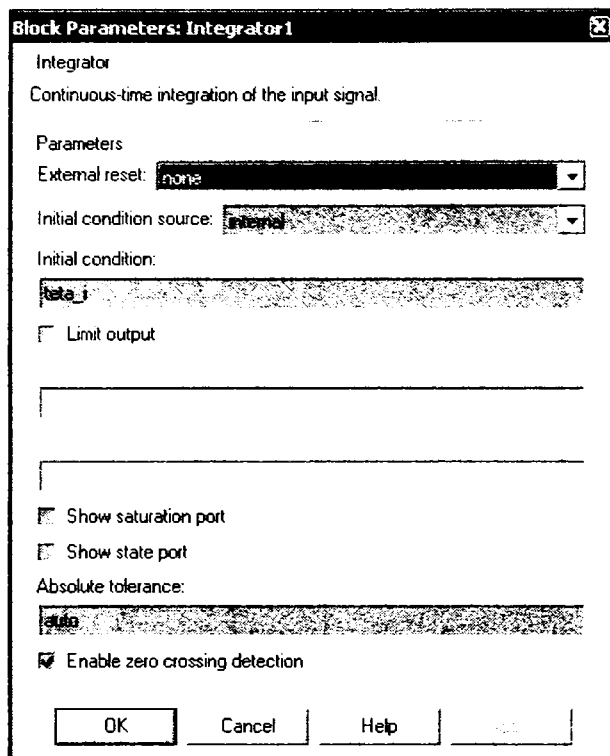


Fig.3.6. Explicativă la setarea poziției inițiale în funcția de transfer a ecuației de mișcare

Schema bloc din Fig.3.6 se „maschează” într-un subsistem (Fig.3.7) care are accesibile doar intrările, ieșirile și interfața de parametrizare.

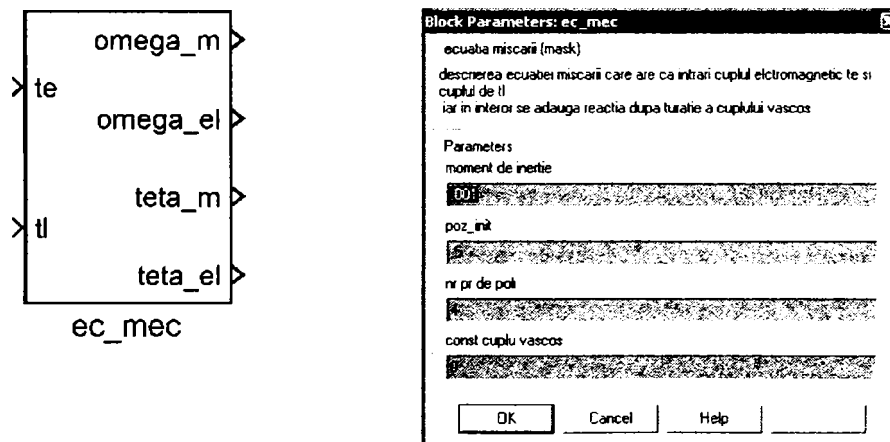


Fig.3.7. Subsistemul funcției de transfer a ecuației de echilbru dinamic împreună cu fereastra de parametrizare

### 3.1.6. Modelul MAT-SIM al MSMPI

Prin asocierea celor trei subsisteme prezentate în paragrafele, 3.1.3. ÷ 3.1.5. se obține modelul MAT-SIM elementar al mașinii sincrone având ca mărime de intrare vectorul spațial al tensiunii statorice în coordonate ortogonale ( Fig.3.8 ).

Cazurile particulare corespunzătoare diferitelor tipuri constructive de motoare se obțin prin parametrizarea corespunzătoare a modelului de mai jos.

Spre exemplu în cazul  $L_d < L_q$  avem de-a face cu MSMPI. În cazul mașinii cu rotor simetric, spre exemplu cu magnetii montați pe suprafață se va considera  $L_d = L_q$ .

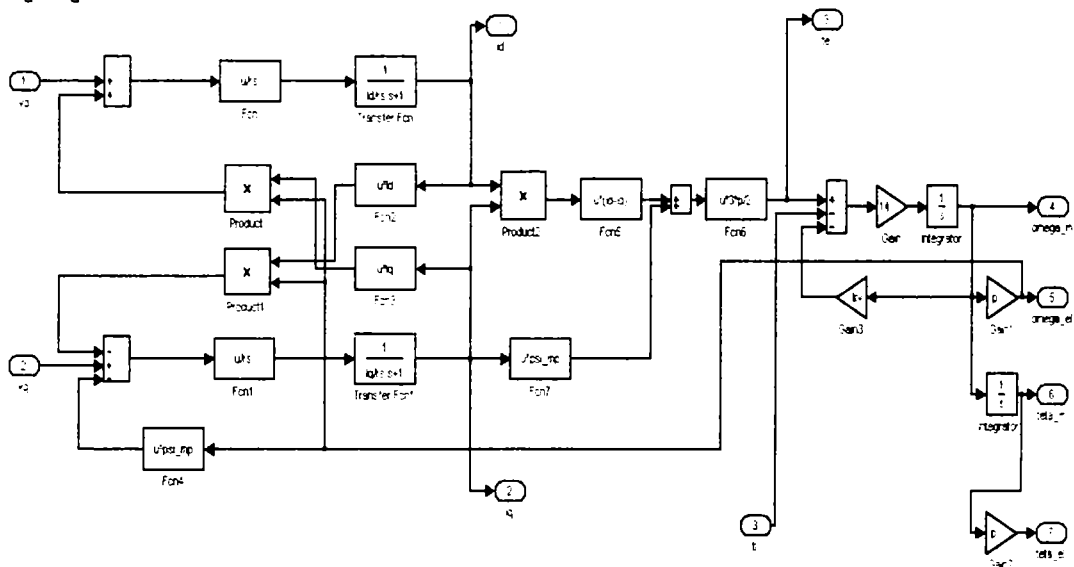


Fig.3.8. Modelul MAT-SIM al MSMP în coordonate ortogonale

Schema bloc obținută prin interconectarea celor trei subsisteme elaborate anterior, este prezentată în Fig.3.9.

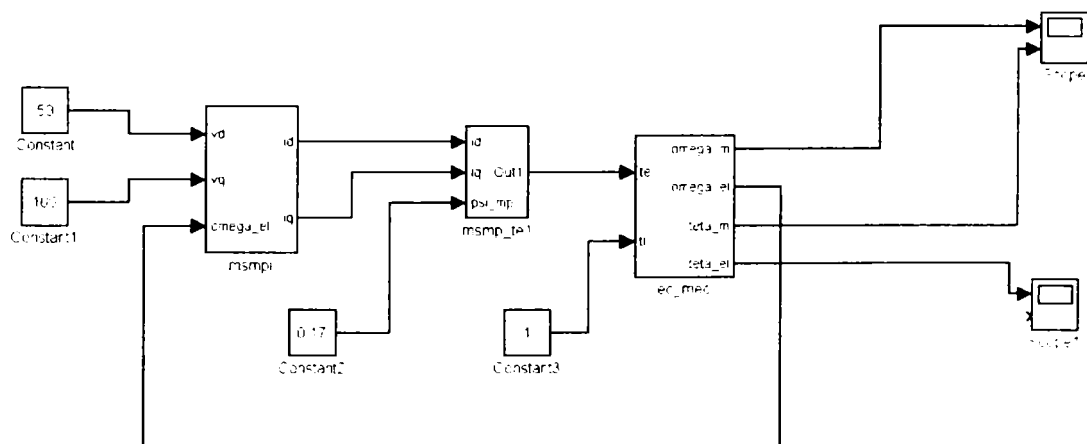


Fig.3.9. Modelul MSMP structurat pe bază de subsisteme MAT-SIM



Acest model poate fi la rândul său cuprins într-un singur bloc MAT-SIM care are accesibile doar mărimile de intrare, ieșirile și respectiv, coeficienții ecuațiilor (parametri sistemului) și valorile inițiale ale variabilelor (Fig.3.10,3.11).

Subsistemul prezentat în Fig.3.10 este util în vederea parametrizării reguletoarelor, elaborării algoritmilor de reglare, analizei stabilității sistemului și respectiv a optimizării acestuia prin simularea funcționării în regim tranzitoriu.

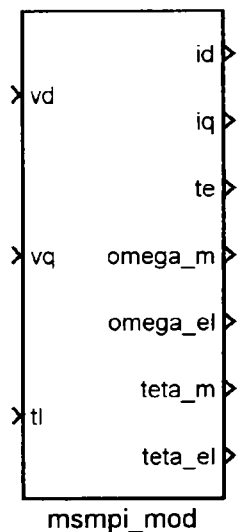
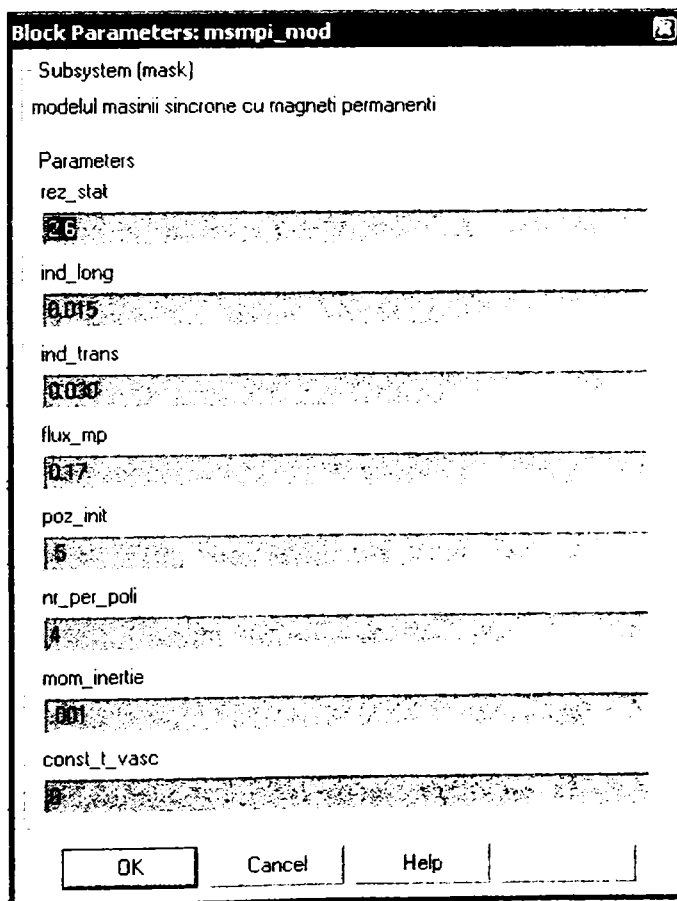


Fig.3.10. Modelul MAT-SIM al MSMP

Fig.3.11. Fereastra de parametrizare a modelului MSMP



Subsistemul corespunzător modelului MSMP (Fig.3.10) este accesibil utilizatorului prin intermediul intrărilor, ieșirilor și a ferestrei de parametrizare.

### 3.1.7. Modelul MAT-SIM al traductorului de tip resolver și blocurile de prelucrare a semnalelor de poziție

Cea mai frecventă metodă de determinare a poziției în sistemele de AE cu MSMPI este utilizarea traductorului de tip resolver.

În Fig.3.12 este prezentată schema de bază a unui traductor de tip resolver. La alimentarea înfășurării rotorice cu o tensiune sinusoidală de frecvență  $f$  în cele două înfășurări statorice se induc tensiuni modulate în funcție de poziția relativă a înfășurării mobile față de cea fixă (Fig.3.12) [87].

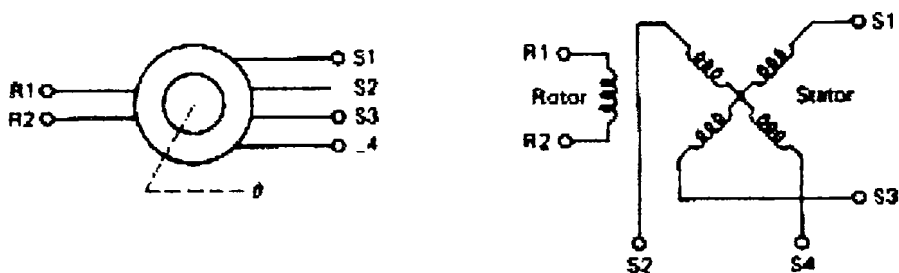


Fig.3.12. Schema bloc a traductorului de tip resolver

Semnalele obținute la bornele traductorului sunt de forma:

$$\begin{aligned} U_{S1} &= U \sin \omega t \cos \varphi \\ U_{S2} &= U \sin \omega t \sin \varphi \end{aligned} \quad (3.8).$$

Prin prelucrarea acestor semnale se pot obține informații asupra poziției unghiulare, spre exemplu:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_{S1}}{U_{S2}} \quad (3.9).$$

În continuare se urmărește obținerea unui model MAT-SIM al traductorului de tip resolver împreună cu blocurile de demodulare a semnalelor de ieșire, care, ulterior, să poată fi integrat într-o schemă de control automat a turației la MSMPI.

Schema propusă de autor, în acest scop este prezentată în Fig.3.13.

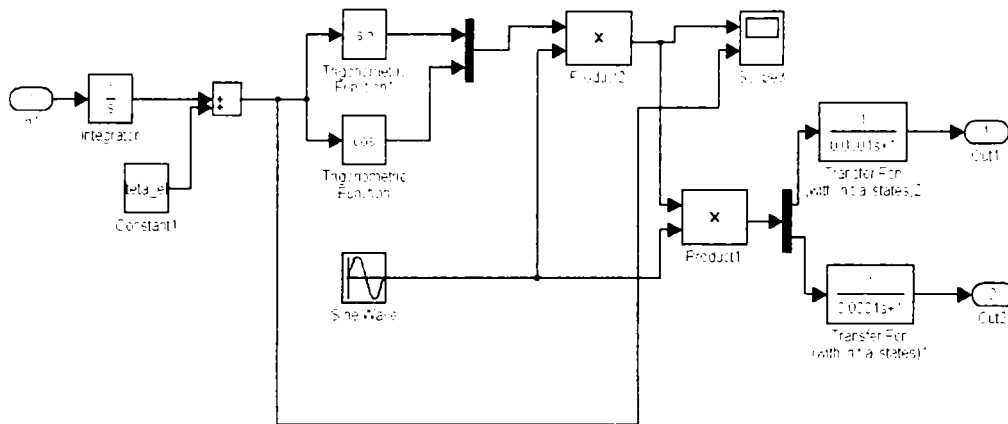


Fig.3.13. Funcția de transfer a traductorului de tip resolver împreună cu blocurile de prelucrare a semnalelor de ieșire

Cele două valori de ieșire se obțin prin integrarea semnalului corespunzător vitezei unghiulare aplicată intrarea „1”. Aceasta se corectează cu valoarea poziției inițiale. Semnalul de poziție astfel obținut este utilizat ca argument pentru funcțiile trigonometrice „sin” și respectiv „cos” iar rezultatul obținut este multiplicat cu un semnal sinusoidal de frecvență și amplitudine constante. Până aici putem considera că am modelat traductorul.

Prelucrarea semnalelor se realizează prin multiplicarea încă o dată cu semnalul modulator și extragerea semnalului modulat prin filtrare. Schema astfel obținută se constituie într-un subsistem și se „maschează” într-un bloc cu o intrare și două ieșiri.

În Fig.3.14 este prezentat subsistemul funcției de transfer a traductorului de tip resolver la care s-a adăugat un bloc cu funcția „atan2” pentru extragerea informației de poziție.

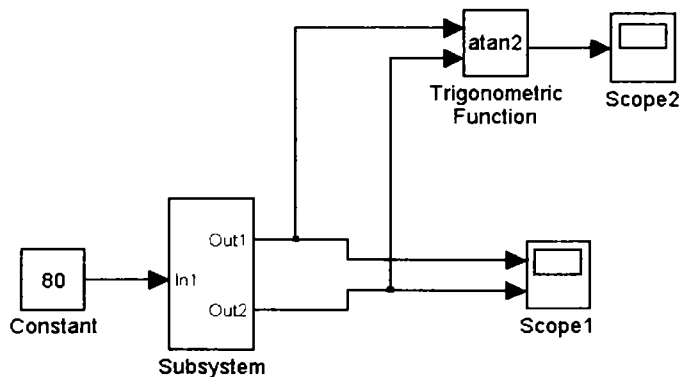


Fig.3.14. Exemplu de utilizare a subsistemului „traductor de tip resolver” împreună cu blocurile de prelucrare a semnalelor de ieșire și obținerea informației de poziție

În Fig.3.15, 3.16 sunt prezentate formele de undă obținute în urma simulării numerice pentru o valoare constantă a vitezei de 80rad/sec.

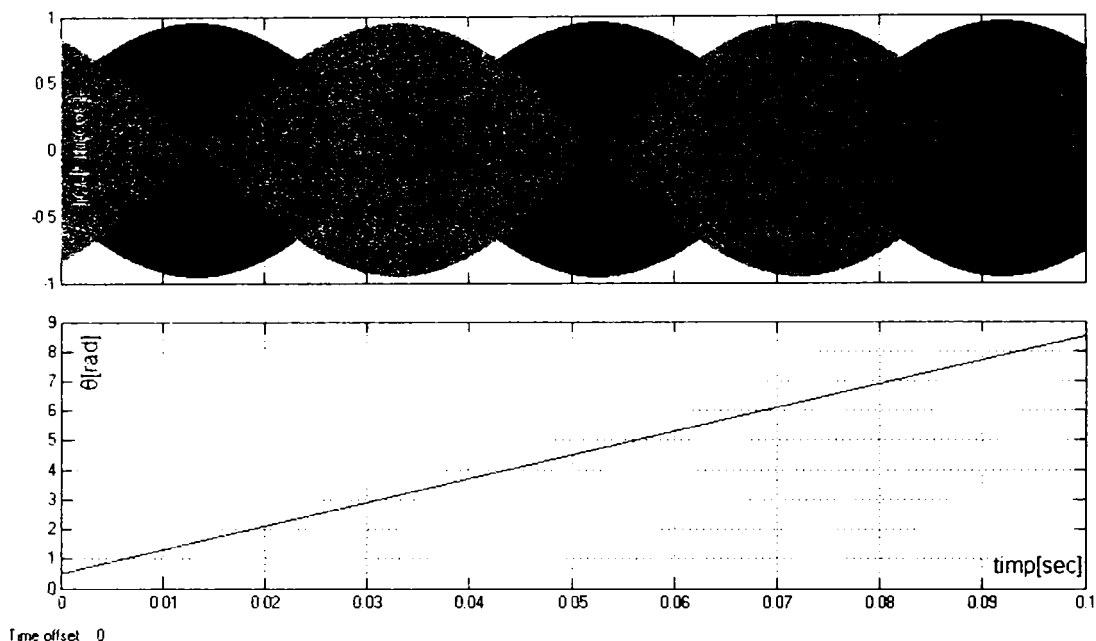


Fig.3.15. Semnalele modulate „sin” și „cos” obținute prin simulare numerică la bornele statoreice ale traductorului de tip resolver și  $\theta_a$ , ca mărime absolută

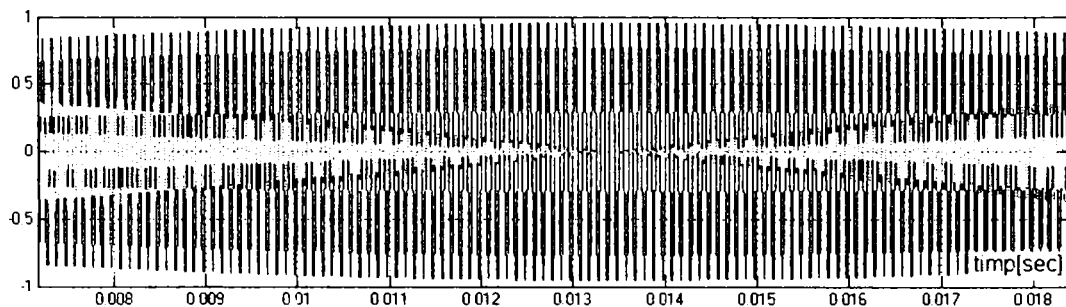


Fig.3.16. Detaliu cu semnalele modulate „sin” și „cos” de la bornele resolverului (Scope3, ch1).

În Fig.3.17 și 3.18 sunt prezentate formele de undă ale semnalelor obținute de la traductoarele de poziție după extragerea purtătoarei și respectiv traiectoria unghiulară în raport cu timpul.

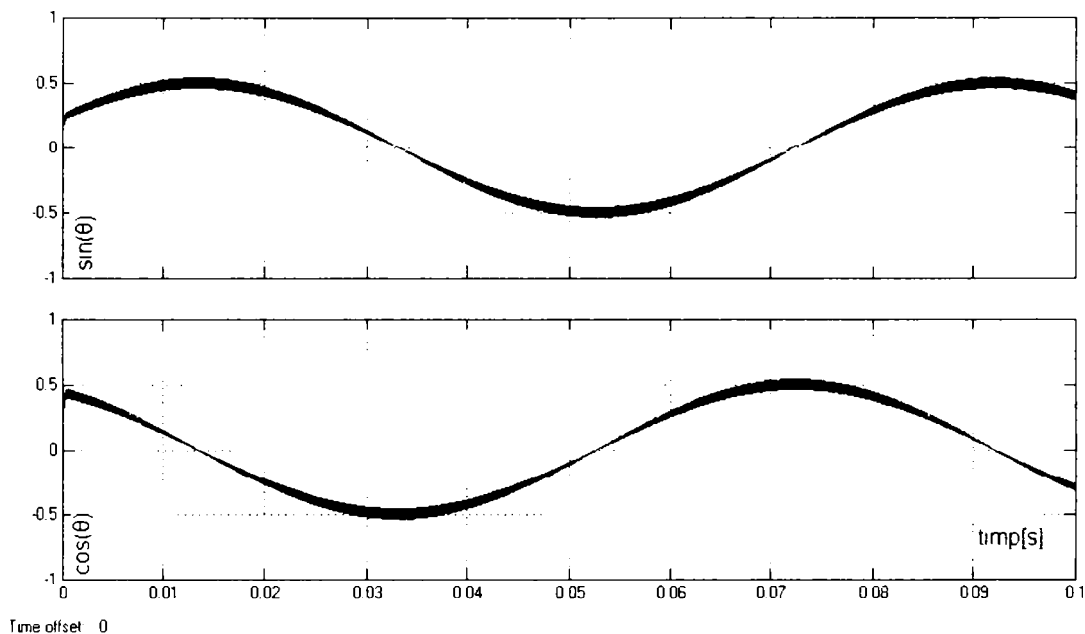


Fig.3.17. Semnalele „ $\sin\theta$ ” și „ $\cos\theta$ ” obținute în urma demodulării

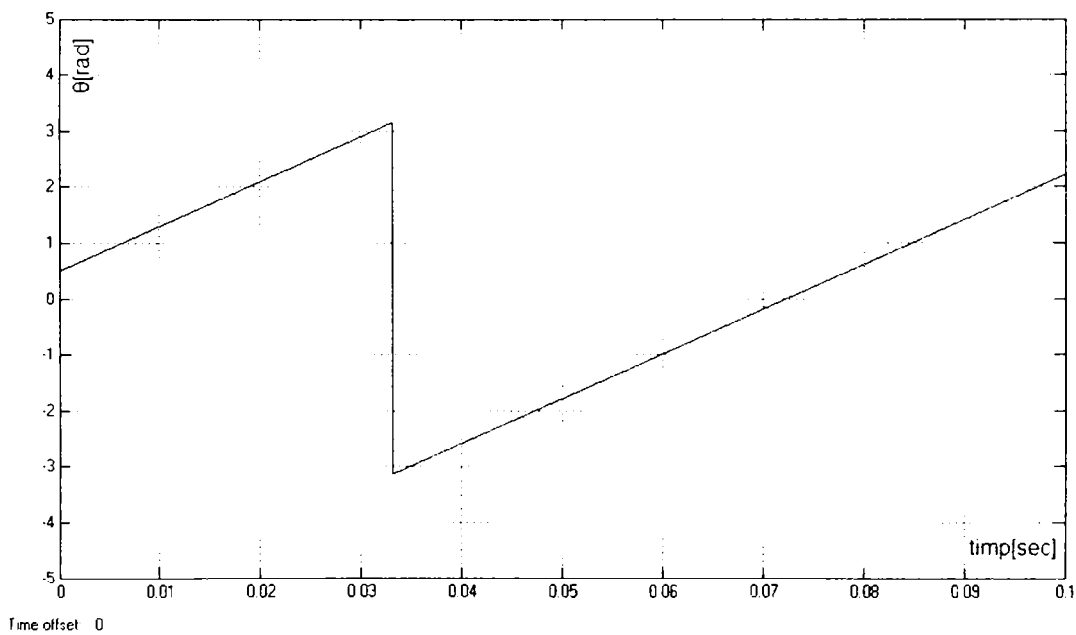


Fig.3.18. Poziția rotorului în grade electrice

### 3.1.8. Blocul de selectare al mărimilor de intrare

Acest bloc este necesar în vederea posibilității utilizării modelului MSMP atât cu mărimi de intrare ortogonale cât și cu mărimi de intrare în coordonatele fazelor (Fig.3.19).

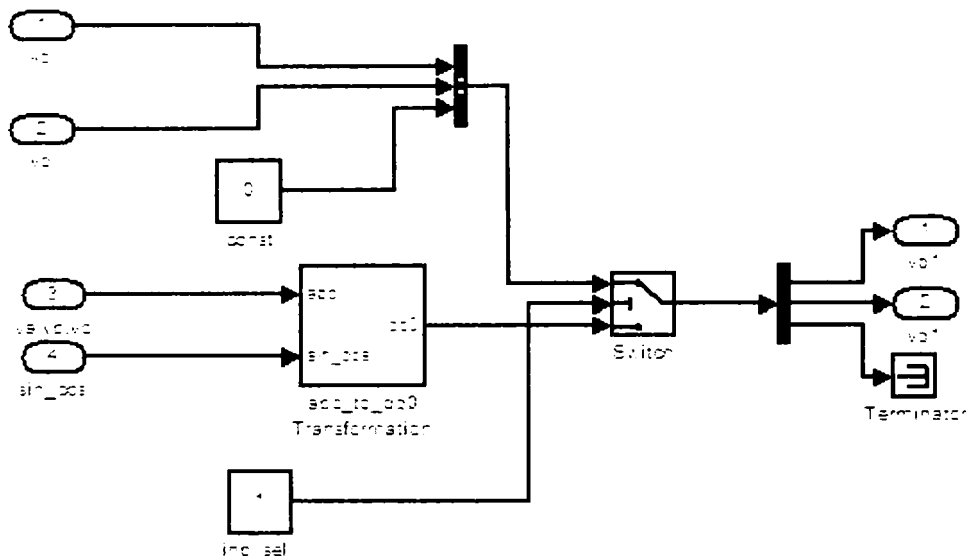


Fig.3.19. Blocul de selectare al mărimilor de intrare

Selectarea variantei dorite se realizează prin alocarea valorii de „1” sau „0” variabilei „input\_sel” în fereastra de parametrizare a modelului. Cu variabila „input\_sel” inițializată cu „0”, se vor activa ca intrări mărimile fazelor, respectiv cu „input\_sel” inițializată cu valoarea „1”, vor fi activate mărimile de intrare în coordonate ortogonale.

### 3.1.9. Modelul MSMP cu traductoare de poziție și intrare în coordonatele fazelor

În vederea corelării intrărilor modelului MSMP cu un număr cât mai mare de seturi de variabile, care pot să rezulte ca mărimi de ieșire pentru diferite cazuri particulare ale schemelor de comandă, modelului de bază prezentat anterior i se adaugă și alte elemente.

Pentru a putea conecta la intrarea modelului atât mărimile fazelor cât și mărimile în coordonate ortogonale la schemele prezentate anterior Fig.3.8-3.10 se adaugă blocul de selectare al mărimilor de intrare Fig.3.19. Acesta are o intrare în coordonatele fazelor și una pentru coordonate ortogonale.

Aplicând transformarea de coordonate „abc” → „dq” vectorului tensiunilor de intrare se obțin în final mărimile în coordonate ortogonale. Intrarea „directă” în coordonate ortogonale sau respectiv în coordonatele fazelor se selectează prin intermediul procedurii descrise în subcapitolul anterior.

Pentru a face modelul cât mai flexibil și ușor de utilizat în schemele de reglare automată se mai adaugă un bloc de transformare de coordonate „dq” → „abc” pentru curenți, și modelul traductorului de poziție de tip resolver împreună cu blocurile aferente de prelucrare a semnalelor „res\_sin”, „res\_cos”.

Schema bloc desfășurată obținută în urma adăugării elementelor descrise anterior este prezentată în Fig.3.20. Acestui model îi corespunde subsistemul din Fig.3.21 și respectiv masca de parametrizare din Fig.3.22.

Pe lângă mărimile de intrare respectiv ieșire standard, tensiunile fazelor, cuplul electromagnetic respectiv turația la arbore, modelul elaborat de către autor are accesibile o serie de mărimi intermediare și de stare din model, utile în vederea întocmirii schemei de reglare a acționării.

**Notă:** Modelele referitoare la MSMP elaborate în acest capitol conțin funcții de transfer din biblioteca de bază Simulink. Acestea au avantajul de a putea fi interconectate direct cu blocuri de același tip din bibliotecă MAT-SIM. Aceste structuri permit, spre exemplu, pe lângă simularea de regim tranzitoriu și aplicarea unor metode cunoscute de analiză a stabilității cum ar fi metoda frecvenței sau metoda amplasării polilor. Modelul este deschis și susceptibil modificării și perfecționării ulterioare.

Modelele oferite în pachetul MAT-SIM pentru simularea elementelor de execuție și electronicii de putere sunt conținute în biblioteca „Sim Power Systems” sunt constituite din elemente de circuit de bază. Interfațarea acestora cu partea informațională a schemelor de reglare se realizează prin intermediul unor blocuri speciale. Blocurile în sine sunt „închise” și nu permit modificarea structurii lor în vederea adaptării la necesitățile utilizatorului.

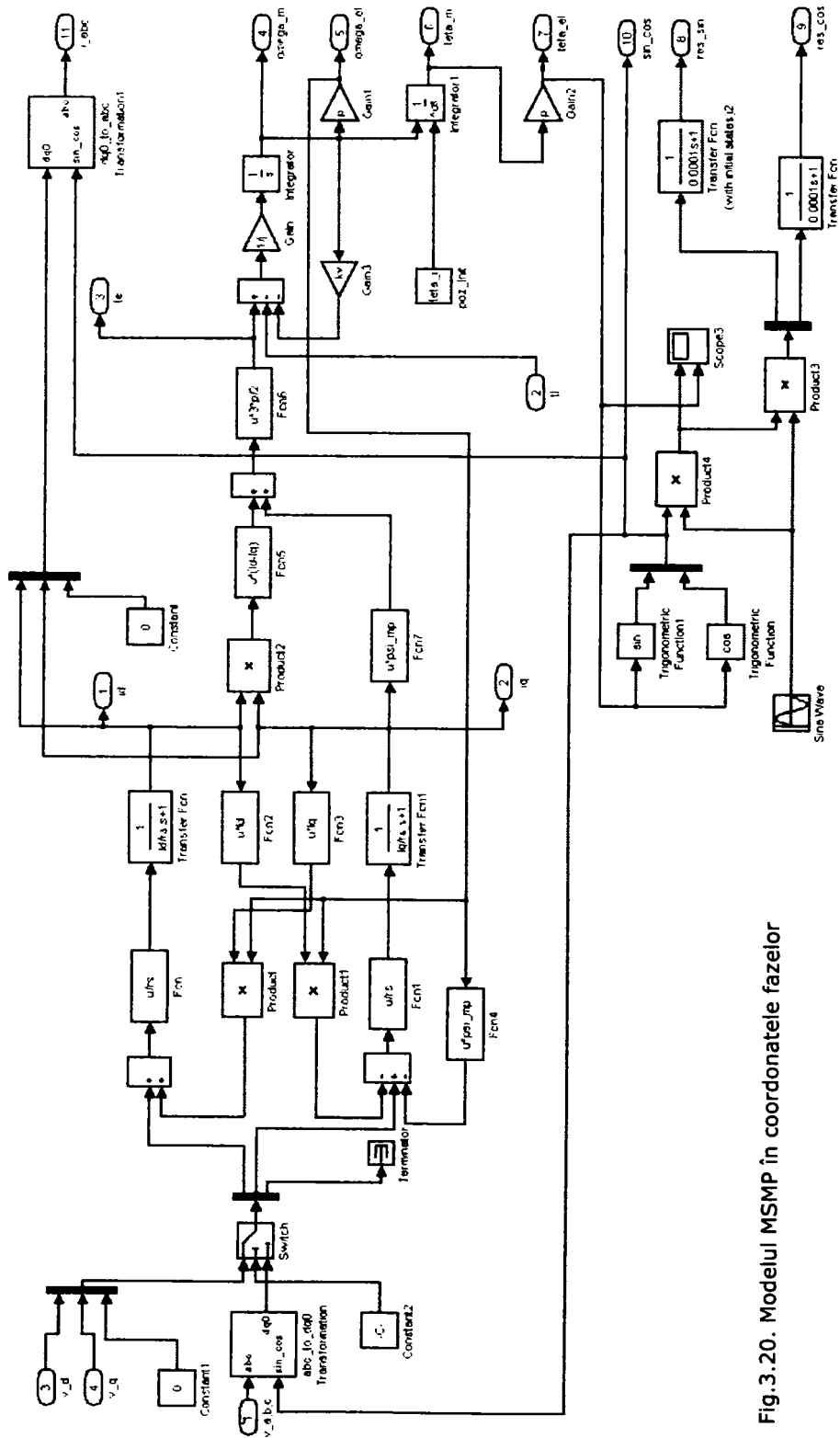


Fig.3.20. Modelul MSMP în coordonatele fazelor



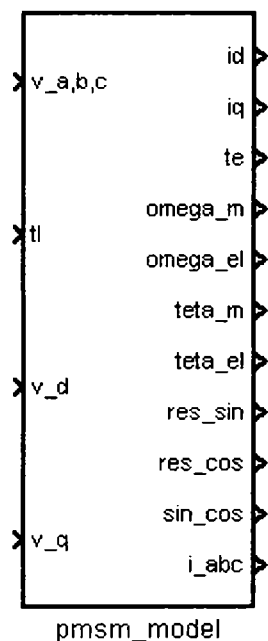


Fig.3.21. Subsistemul MSMP comandat în mărimile fazelor

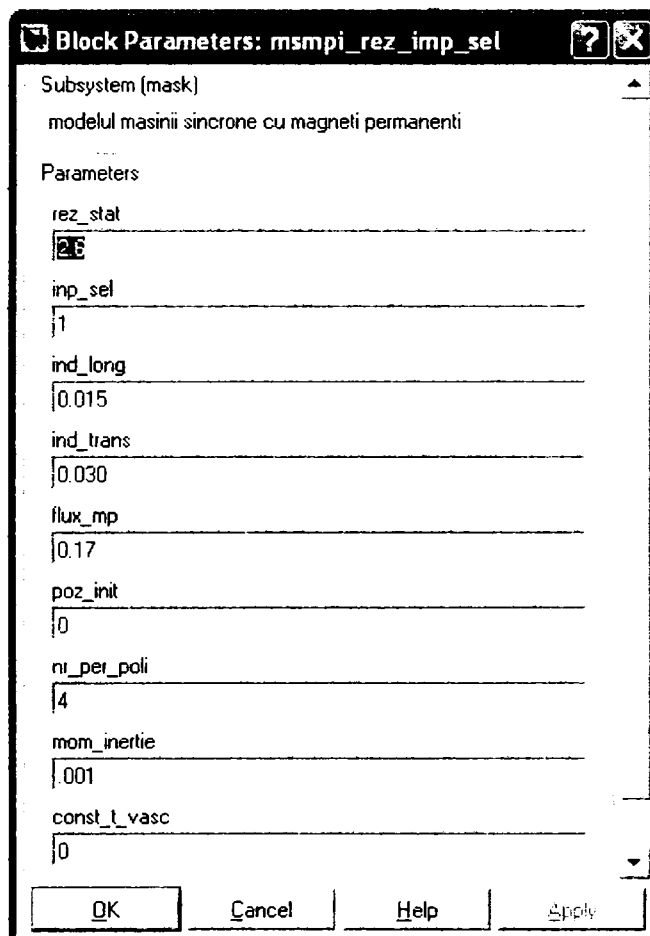


Fig.3.22. Subsistemul MSMP fereastra de parametrizare

## 3.2. Metode de reglare vectorială ale SAE cu MSMPI

### 3.2.1. Controlul vectorial al MSMPI prin autopilotare

Autopilotarea, ca metodă de reglare a turației MSMPI, presupune copierea formei de undă a tensiunii electromotoare indusă în înfășurările statorice de către MP din rotor și aducerea acestuia în schema de reglare în vederea construirii undei prescrise de curent (Fig.3.23). Rotorul este aliniat, în permanență după câmpul învârtitor statoric utilizând semnalele  $\sin\theta$ , respectiv  $\cos\theta$  de la un traductor de poziție aflat pe arborele motor și sincronizat în prealabil cu tensiunea electromotoare indusă la mersul în gol. Slăbirea de câmp se realizează prin, decalarea controlată a poziției câmpului învârtitor statoric față de poziția rotorului.

În cazul modelului adoptat de către autor semnalele  $\sin\theta$ ,  $\cos\theta$  de la traductorul de poziție, integrat în modelul mașinii, sunt transformate în semnale de comandă decalate cu o treime de perioadă și multiplicare cu ieșirea traductorului de viteză în vederea obținerii valorii prescrise de curent respectiv cuplu. Din valorile rezultate la ieșirile reglatoarelor de curent se construiesc, prin comparare cu unda purtătoare de formă triunghiulară, semnalele modulate în lățime de puls (PWM). Amplificarea în putere rezultă direct prin prestabilirea limitelor comparatoarelor cu histereză din generatoarele PWM.

Modelul mașinii se parametrizează cu datele determinate în cadrul capitolului anterior.

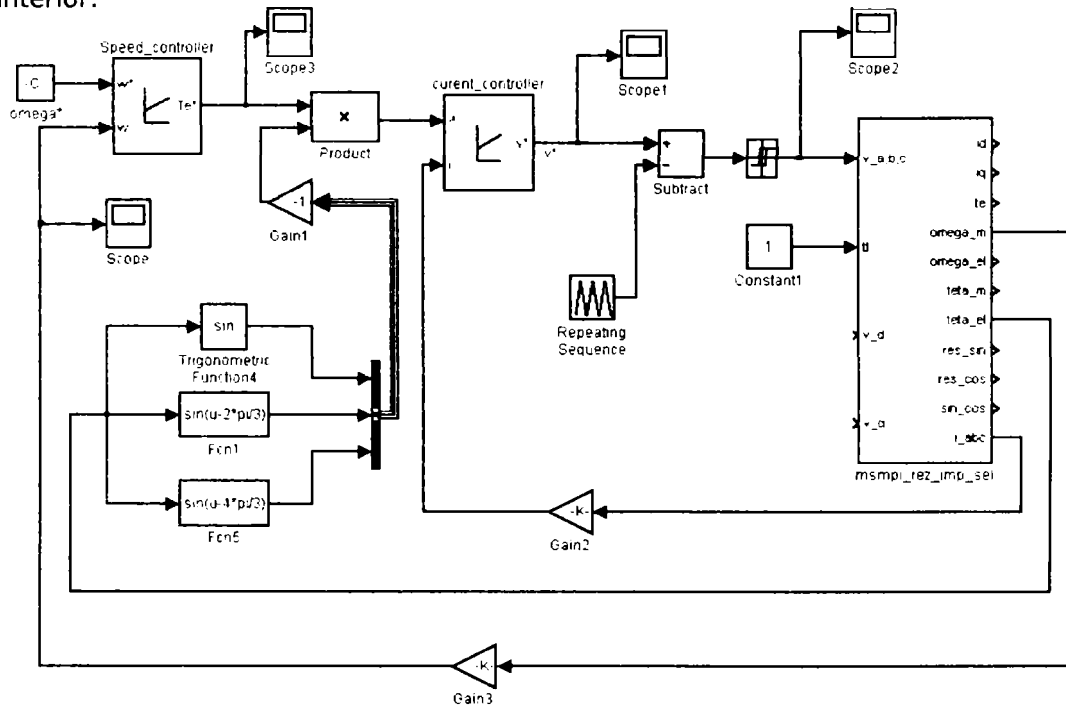


Fig.3.23. Schema bloc cu algoritmul de reglare prin autopilotare la MSMPI

Formele de undă rezultate în urma simulării pornirii de la 0 la 60 rad/sec și încărcării cu treaptă de sarcină a SAE cu autopilotare sunt prezentate în Fig.3.24.

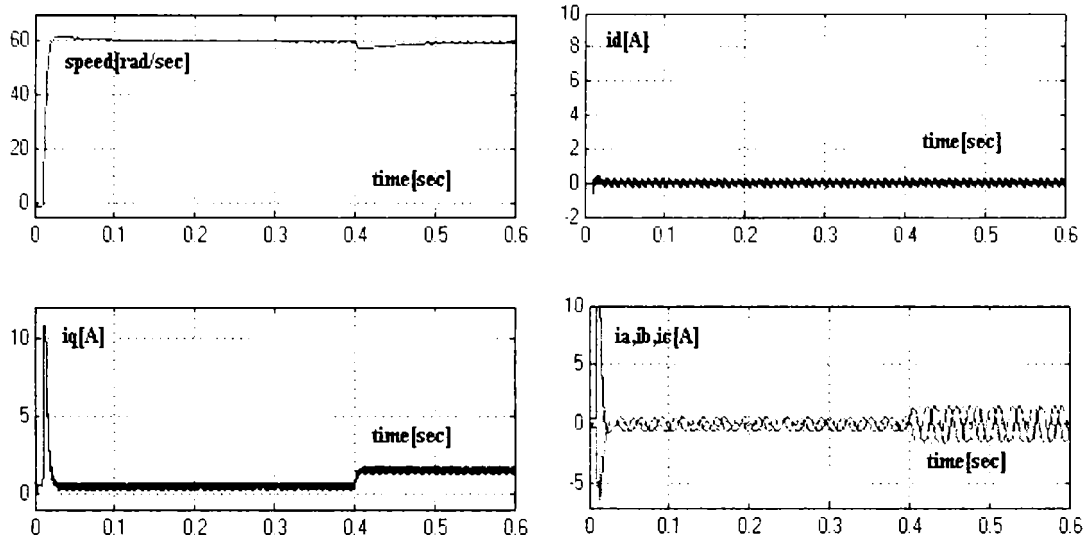


Fig.3.24. Rezultatele simulării pornirii la 60rad/sec și încărcării cu treaptă de sarcină

Răspunsul în turație este foarte rapid, sub 20ms, nu prezintă oscilații iar suprareglajul este sub 3%. Răspunsul în cuplul electromagnetic este aproape instantaneu.

În Fig.3.25 este prezentat răspunsul în turație în cazul pornirii la 3000rpm. Timpul de răspuns este sub 300ms iar caracteristica deosebit de robustă.

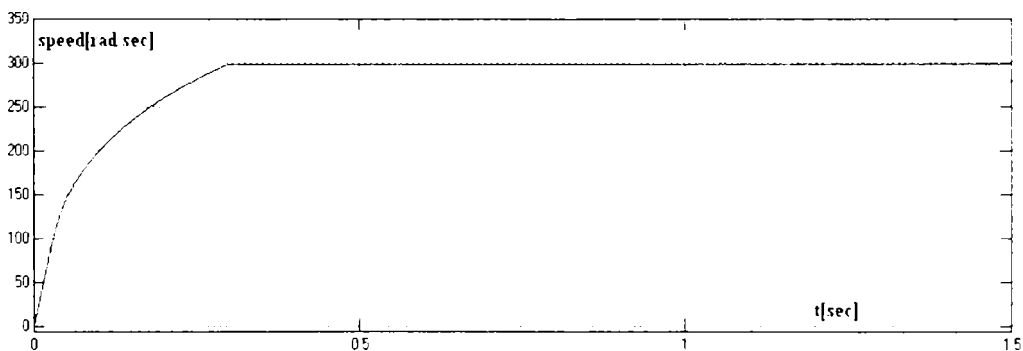


Fig.3.25. Răspunsul în turație în cazul pornirii la 3000rpm

### 3.2.2. Schema bloc de reglare a MSMPI în coordonate ortogonale rotorice

În Fig.3.26 este prezentată schema unui SAE cu MSMPI condus după câmpul învârtitor rotorice. Schema conține regulatorul digital de turație, blocul de prescriere al curentului de câmp, activ peste o anumită turație, blocul de transformare de coordonate și generare a valorilor prescrise de curent, regulatoarele de curent de tip bipozițional și modelul MSMPI. Amplificarea în putere rezultă și în cazul acestei

scheme, direct prin prestabilirea limitelor comparatoarelor cu histereză din regulatoarele de curent. Modelul mașinii este cel prezentat în §3.1.10.

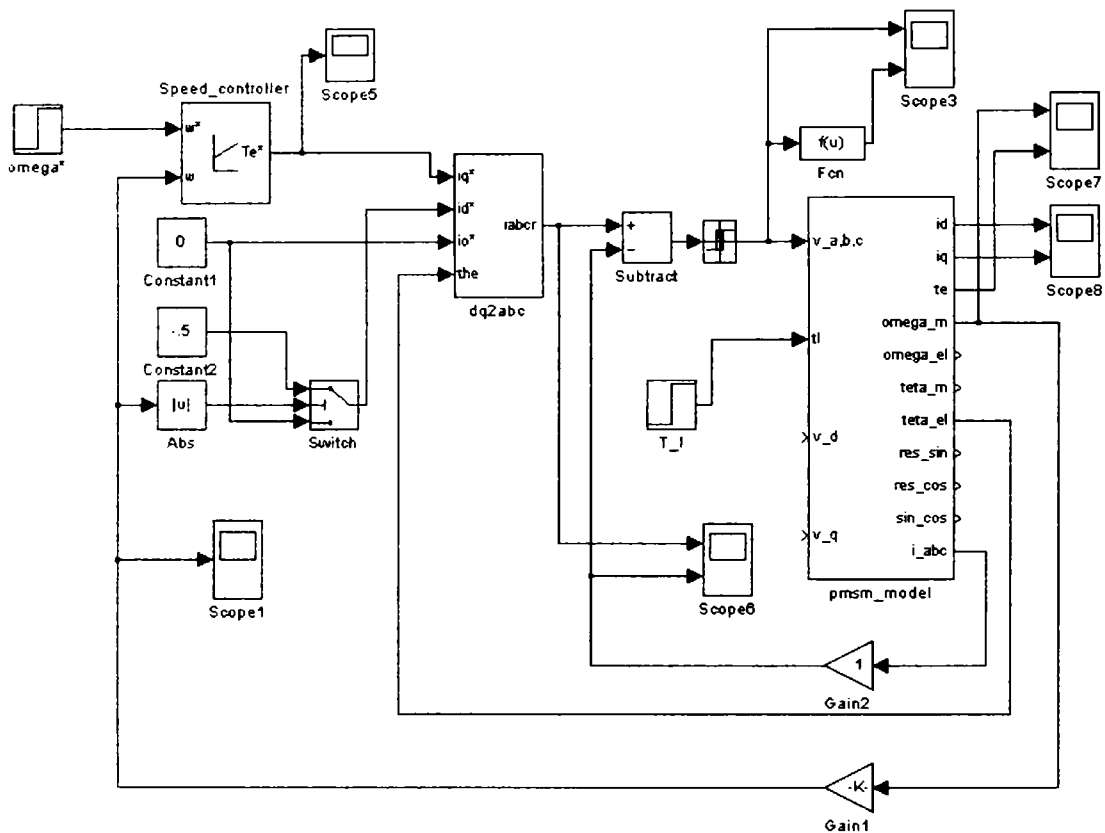


Fig.3.26. SAE vectorial cu MSMPI comandat în coordonate ortogonale rotorice

În Fig.3.27-3.29 sunt prezentate rezultatele simulării numerice în cazul pornirii acționării de la 0 la 60 rad/sec.

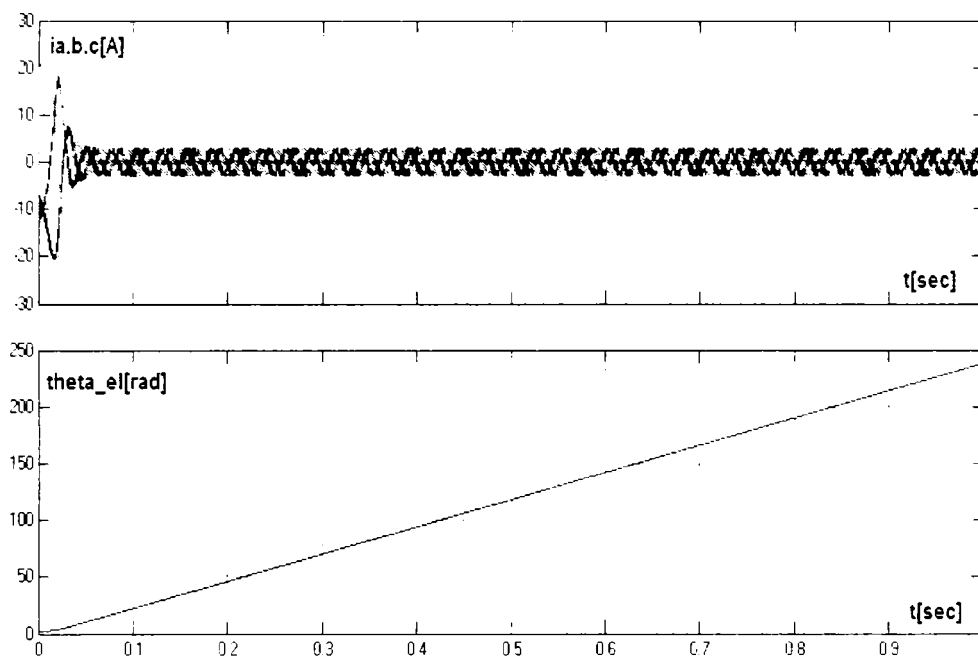
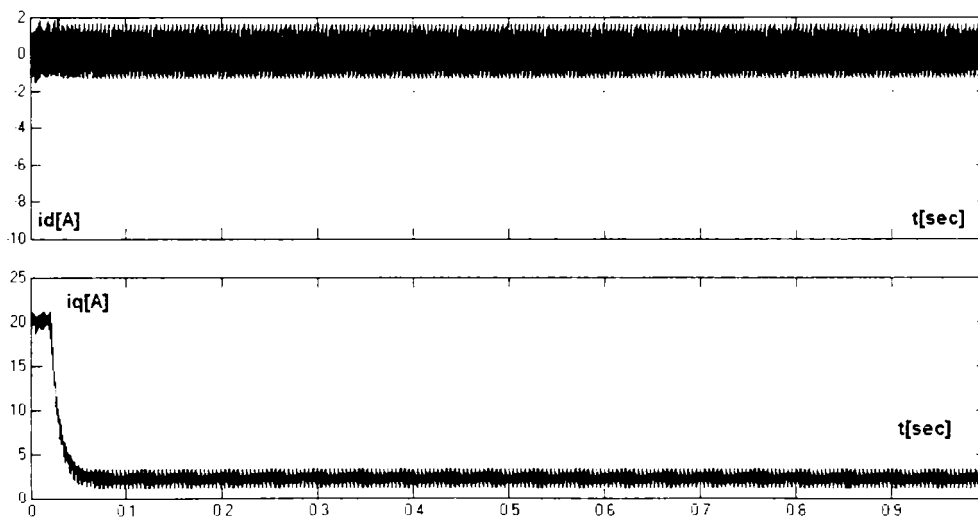
Fig.3.27. Valorile măsurate ale curenților și  $\theta_{el}$ 

Fig.3.28. Curenții după cele două axe ortogonale

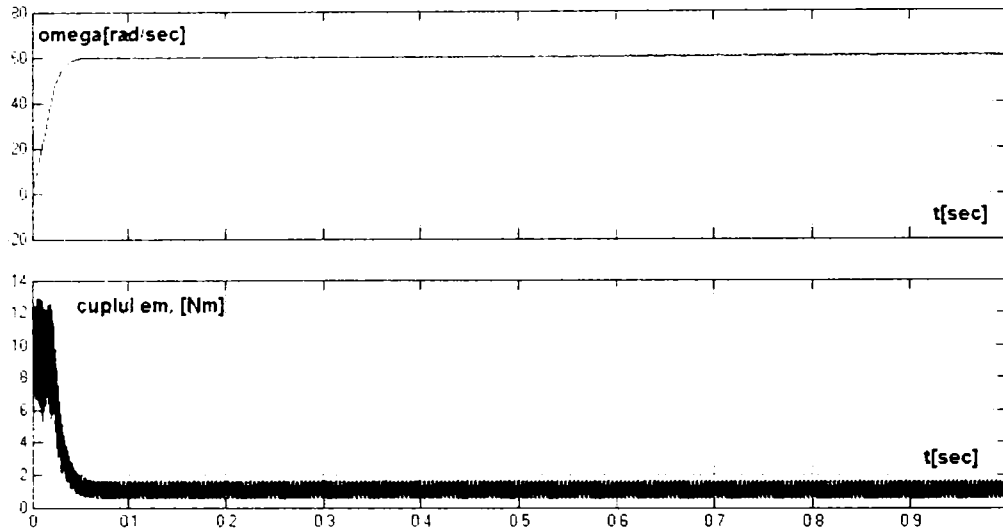


Fig.3.29. Răspunsul în turație și cuplul electromagnetic

Rezultatele pozitive obținute în urma simulării numerice permit validarea ansamblului mașină electrică plus algoritm de reglare și continuarea cercetării prin implementarea controlului pe modelul experimental. Ca urmare algoritmul de reglare utilizat poate fi direct aplicat la controlul mașinii prin intermediul plăcii de timp real RTI 1104 și sistemului cu instrumentație virtuală dSpace.

### 3.3. Concluzii

Acest capitol este dedicat generării modelelor matematice ale MSMPI respectiv ale întregului SAE și testării acestora prin intermediul simulării numerice, având ca instrument de bază pachetul de programe Matlab-Simulink ale companiei „MathWorks”.

S-a construit inițial un model MAT-SIM de bază al mașinii sincrone, valabil atât pentru MSMPI cât și pentru BLDC. Cu ajutorul acestuia s-au implementat două scheme de reglare vectorială pentru MSMPI, și anume: reglarea prin autopilotare și reglarea în coordonate d-q rotorice. Acestea stau la baza realizării sistemului experimental de reglare vectorială propus de către autor.

Modelele amintite au fost testate și optimizate prin simulări succesive în vederea ajustării parametrilor de reglare. O importanță deosebită s-a acordat regimurilor de funcționare dinamice respectiv răspunsului la semnal treaptă în cazul pornirii, frânării, reversării sau încărcării cu treaptă de sarcină.

## 4. Sistem digital vectorial de reglare a MSMPI

În cele ce urmează se vor prezenta rezultatele obținute de către autor în domeniul controlului digital vectorial al MSMP cu ajutorul sistemului cu instrumentație virtuală de tip „dSpace”. În cadrul acestor experimente se utilizează un sistem DS 1104 format din programul de instrumentație virtuală Control-Desk și placa de comandă de timp real RTI-1104 conectată la magistrala calculatorului PC.

### 4.1. Stabilirea modelului de timp real pentru reglarea vectorială a MSMP

Comanda sau reglarea unui proces cu ajutorul unui sistem cu instrumentație virtuală are ca punct de plecare modelul MAT-SIM al procesului. Din acest model se păstrează algoritmul de reglare care se „conectează” cu procesul prin intermediul plăcii de timp real. Se construiește modelul de timp real asociat, căruia i se alocă instrumentele virtuale selectate de autor pentru fiecare mărime care trebuie monitorizată sau comandată. Instrumentele virtuale se pot aranja și grupa în tablouri de comandă complexe de unde se pot controla toate funcțiile procesului. Detalii legate de această procedură sunt prezentate în Anexa 5.

#### 4.1.1. Schema bloc a montajului experimental

În Fig.4.1 este prezentată schema bloc a standului experimental realizat de către autor în vederea implementării reglajului vectorial la MSMP.

Principalele elemente componente ale montajului experimental sunt:

- calculatorul cu "software"-ul de instrumentație virtuală și placa de timp real (PC+Control-Desck, RTI 1104) ;
- interfața de intrare/ieșire și condiționare a circuitelor de măsură pentru tensiune și curenți (comanda invertorului a fost decuplată prin intermediul fibrei optice);
- placa cu traductoare tip „LEM” pentru măsurarea tensiunii și curentului;
- placa electronică de prelucrare a semnalelor de la traductorul de tip resolver și tahogeneratorul de c.a.;
- blocul cu siguranțele fuzibile ultrarapide pentru protecția electronicii de putere din convertorul static;
- separatoarele K1, K2, necesare în vederea întreruperii circuitului în procesul de punere la punct a instalației;
- transformator de tensiune coborât;
- convertorul c.a.-c.a. cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă care conține doar partea de putere și circuitele de comandă și protecție, algoritmul de reglare va fi implementat cu ajutorul sistemului dSpace;
- lanțul cinematic format din MSMP cu traductorul de tip resolver și tahogeneratorul și MI împreună cu traductorul de poziție incremental;
- circuitul de frânarea dinamică conectat la bornele MI
- osciloscop digital cu memorie.



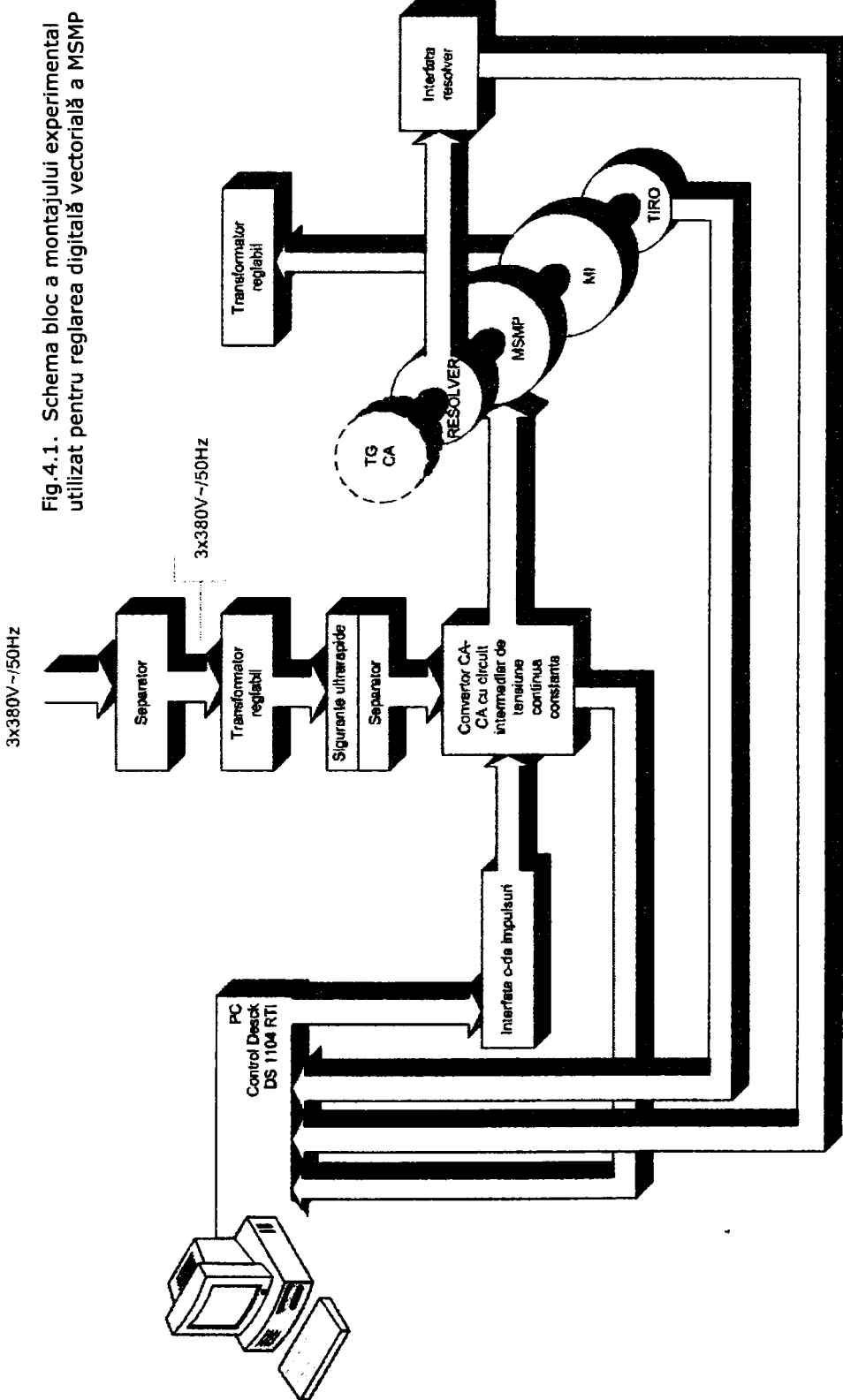


Fig.4.1. Schema bloc a montajului experimental utilizat pentru reglarea digitală vectorială a MSMP

#### 4.1.2. Stabilirea modelului de timp real pentru reglarea digitală, vectorială a MSMP

În vederea realizării modelului de de timp real al sitsemului de acționare s-a ales ca punct de plecare schema bloc pentru reglarea prin autopilotare din Fig.3.23. În acest scop s-au eliminat din schema bloc amintită toate elementele care fac parte din proces. Elementele fizice din modelul experimental sunt conectate la algoritmul de reglare prin intermediul plăcii de timp real.

În modelul de timp real s-au adăugat blocurile necesare prelucrării și adaptării semnalelor de la traductoare în vederea obținerii valorilor măsurate ale turației, poziției și curentului și un bloc de validare a impulsurilor de comandă în vederea implementării funcției de „Start/Stop”.

Valorile mărimilor măsurate din proces sunt introduse în blocurile de calcul din modelul de timp real prin intermediul convertoarelor analog numerice respectiv intrărilor digitale de pe placa RTI 1104.

Semnalele PWM pentru comanda tranzistoarelor din inverter și semnalul de start/stop, de pe placa de timp real, sunt aplicate intrărilor de comandă ale inverterului prin intermediul unui sistem de comunicare cu fibră optică în vederea evitării perturbațiilor pe căile de comandă. În tabelul de mai jos (Tab. 4.1) sunt prezentate elementele de legătură între intrările/ieșirile plăcii de timp real și proces.

Semnificația pinilor conectorului de la interfața de timp real este explicitată în Anexa 6.

Tab 4.1

Mărimea din proces	Tipul semnalui	Elementul de interfață asociat	Denumirea elementului de interfață asociat	Conectorul (A sau B si terminalul asociat)	Observații
Curent	Analogic	ADC/intrare	DS1104ADC_C5	P1A 16	ADCH5
Curent	Analogic	ADC/intrare	DS1104ADC_C7	P1A 48	ADCH7
tensiune	Analogic	ADC/intrare	DS1104ADC_C6	P1B 16	ADCH6
tensiune	Analogic	ADC/intrare	DS1104ADC_C8	P1 B 48	ADCH8
Impulsuri traductor incremental	Digital	Numarator pe 24 bit	DS1104ENC_POS_C2 DS1104ENC_SETUP	P1B 41 P1B 24	PHI0(2) PHI90(2)
Masă turație	Analogic	DAC/ieșire	DS1104DAC_C1	P1A 31	DACH1
Impulsuri	Digital	PWM3/ieșire	DS1104SL_DSP_PWM3	P1A 6	SPWM1/Faza 1
Impulsuri	Digital	PWM3/ieșire	DS1104SL_DSP_PWM3	P1A 38	SPWM2/Faza 2
Impulsuri	Digital	PWM3/ieșire	DS1104SL_DSP_PWM3	P1A 21	SPWM3/Faza 3
Validare impulsuri	Digital	ieșire	DS1104BIT_OUT_C0	P1A 12	IO1

Modelul de timp real corespunzător reglării turației MSMP elabarat de către autor este prezentat în Fig.4.2.

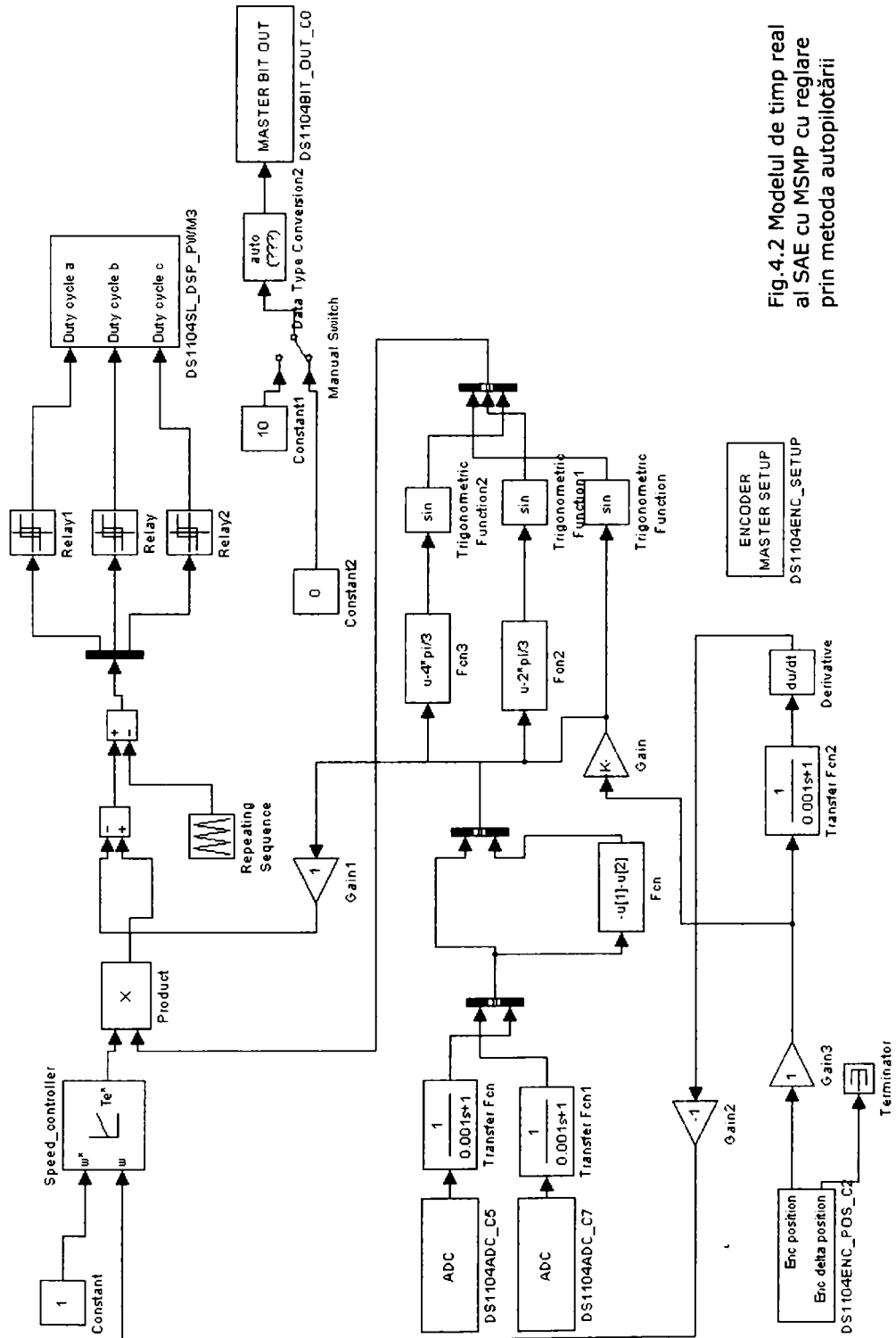


Fig.4.2 Modelul de timp real al SAE cu MSMP cu reglare prin metoda autopilotării

Algoritmul de reglare este implementat prin intermediul elementelor de transfer virtuale, care împreună cu intrările/ieșirile din proces vor fi conectate la „tabloul” cu instrumentație virtuală în vederea parametrizării, comenzii și monitorizării în timp real a mărimilor care intervin în proces.

Elementele de transfer virtuale din modelul de timp real comune și pentru modelul MAT-SIM sunt: regulatorul digital de turație, circuitul de generare a semnalelor de comandă (PWM), circuitul de prelucrare a semnalelor de la traductorul de tip resolver, circuitul de prelucrare a semnalelor corespunzătoare măsurii de curent, circuitul de comandă start/stop și circuitul de derivare de ordinul întâi pentru obținerea valorii prescrise de turație aplicată la intrarea regulatorului digital.

Modelului de timp real din Fig.4.2 i s-au asociat tablourile de comandă cu instrumentație virtuală prezentate în Fig.4.3.

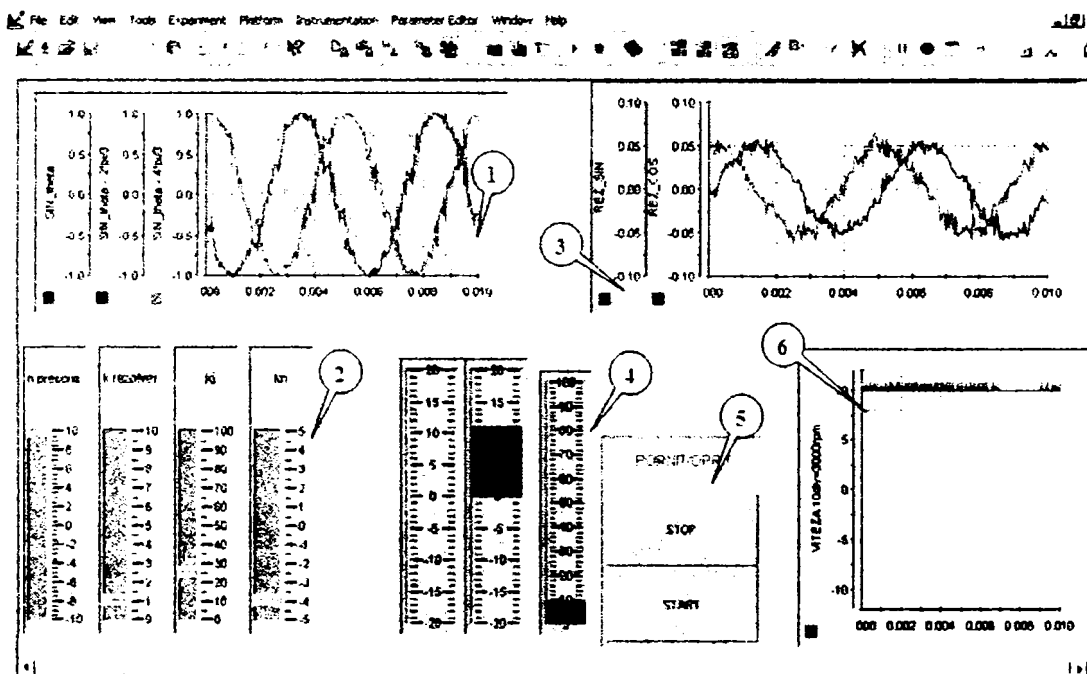


Fig.4.3. Tabloul cu instrumentație virtuală

În Fig.4.3, sunt prezentate șase grupuri diferite de „elemente virtuale”: curenții de fază (1), potențiometre de comandă verticale (bare de control) (2), oscilोगrame ale semnalelor de la traductoarele de poziție (3) scări verticale pentru afișare dinamică (4), butoanele de start/stop (5), viteza de rotație (6) (10V=3000rpm).

## 4.2. Rezultate experimentale

Sistemul de acționare a fost pornit având reglatoarele parametrizate cu coeficienții obținuți din simularea numerică. După pornire s-a trecut la punerea la punct a parametrilor reglatoarelor și s-au stabilit amplificările pe buclele de măsură în așa fel încât răspunsul sistemului în turație și cuplu să fie optime.

Rezultatele au fost probate prin vizualizarea, în paralel, a variației mărimilor măsurate atât cu ajutorul sistemului de măsură asociat echipamentului dSpace, cât și prin înregistrarea și vizualizarea rezultatelor cu ajutorul osciloscopului digital cu memorie.

În figurile care urmează sunt prezentate comparativ rezultatele măsurătorilor obținute pe căile amintite. Acestea pot fi de asemenea comparate cu rezultatele obținute prin intermediul simulării numerice.

### 4.2.1. Funcționarea la turații joase

Un prim set de rezultate se referă la funcționarea SAE în regim staționar la aproximativ 600rpm, (Fig.4.4, 4.7) precum și răspunsul în turație în cazul reversării la 600rpm. Regimul staționar de funcționare este prezentat atât prin intermediul tablourilor cu instrumentație virtuală cât și a oscilogramelor. Reversarea de turație este prezentată doar în oscilogramme.

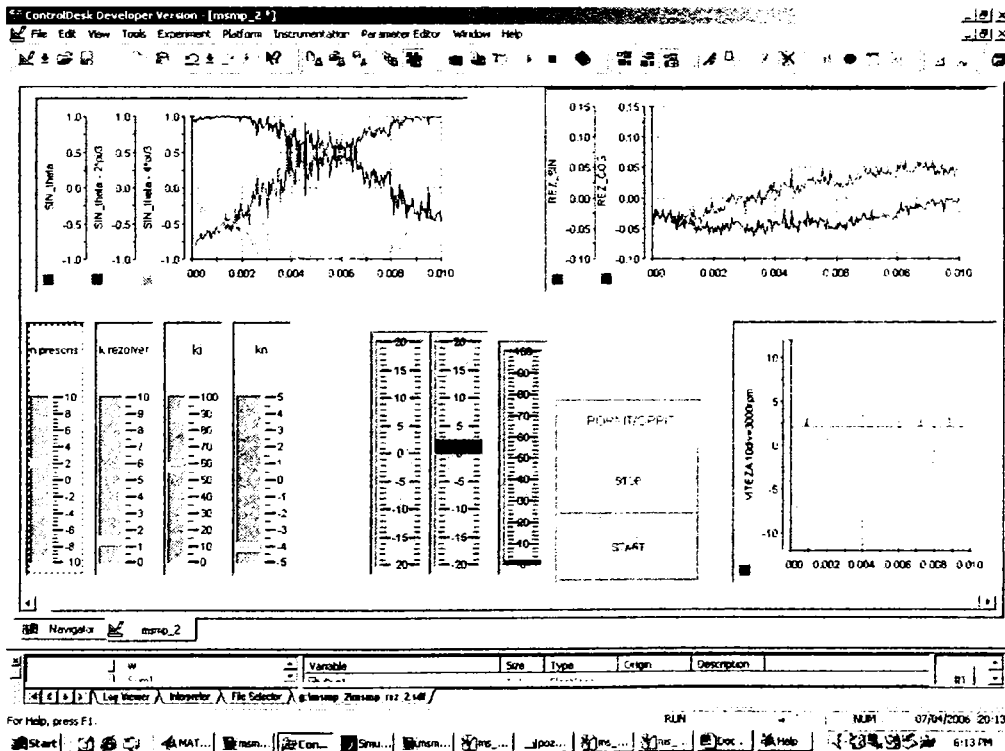


Fig.4.4. Funcționarea sistemului de la 600rpm; forme de undă vizualizate cu ajutorul tabloului cu instrumentație virtuală

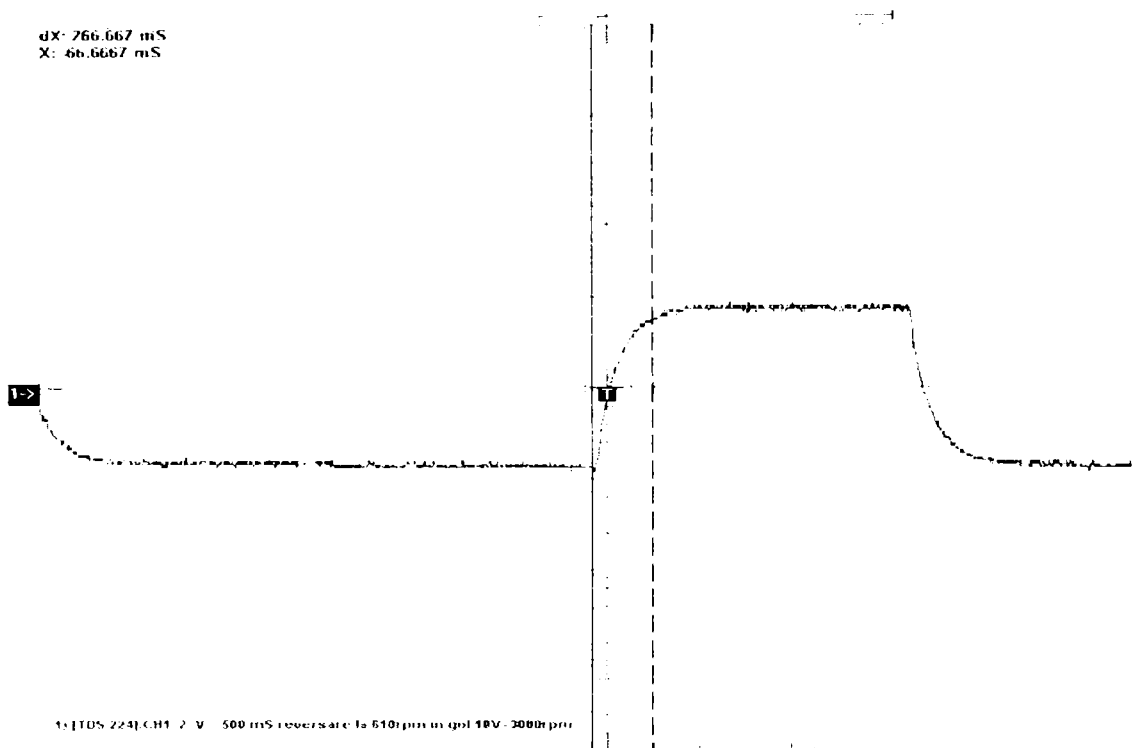


Fig.4.5 Răspunsul în turație în cazul reversării în gol la 610rpm

Mărimile de regim staționar vizualizate pe panoul cu instrumentație virtuală (Fig.4.4) sunt după cum urmează:

- valorile prescrise de curent,  $\sin_{\theta}$ ,  $\sin_{\theta-2\pi/3}$  și respectiv  $\sin_{\theta-4\pi/3}$  reprezentate în culoarea roșie, albastru și respectiv verde, obținute în urma prelucrării semnalelor  $res_{\cos}$  și respectiv  $res_{\sin}$  descrise mai jos ;
- semnalele sinusoidale  $res_{\cos}$ , cu culoare albastră și respectiv  $res_{\sin}$  cu culoare roșie, obținute după demodularea semnalelor de la ieșirea traductorului de tip resolver;
- barele de control,  $n_{\text{prescris}}$ ,  $k_{\text{resolver}}$ ,  $k_i$ ,  $k_n$  folosite la prescrierea turației și respectiv ajustarea amplificărilor semnalelor de la resolver, curentului și constantei de proporționalitate a regulatorului de turație;
- butoanele „START/STOP” asociate funcțiilor de pornire respectiv oprire a echipamentului;
- interfața grafică pentru vizualizarea valorii momentane a turației, 10 diviziuni corespund la 3000 rpm.

Rezultatele obținute sunt conforme cu realitatea iar calitatea acestora dovedește performanțele ridicate ale acționării.

În ceea ce privește parametri de regim staționar putem afirma următoarele:

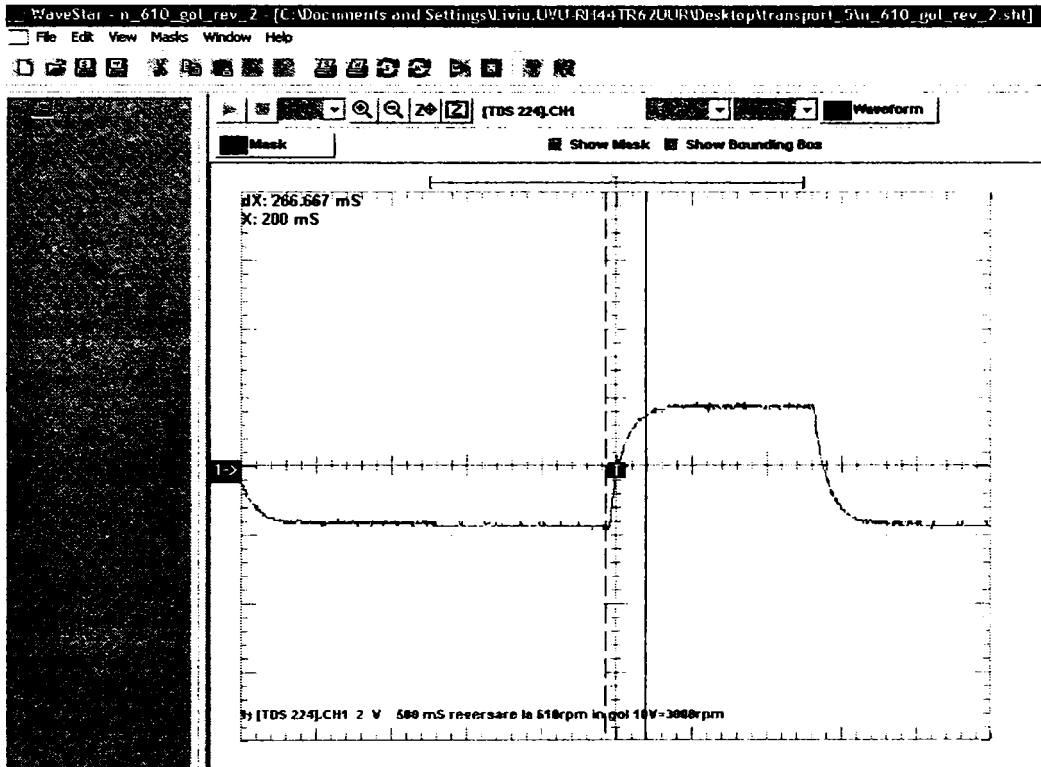


Fig.4.6. Răspunsul în turație în cazul reversării în gol la 610rpm împreună cu masca corespunzătoare programului de vizualizare off-line a rezultatelor

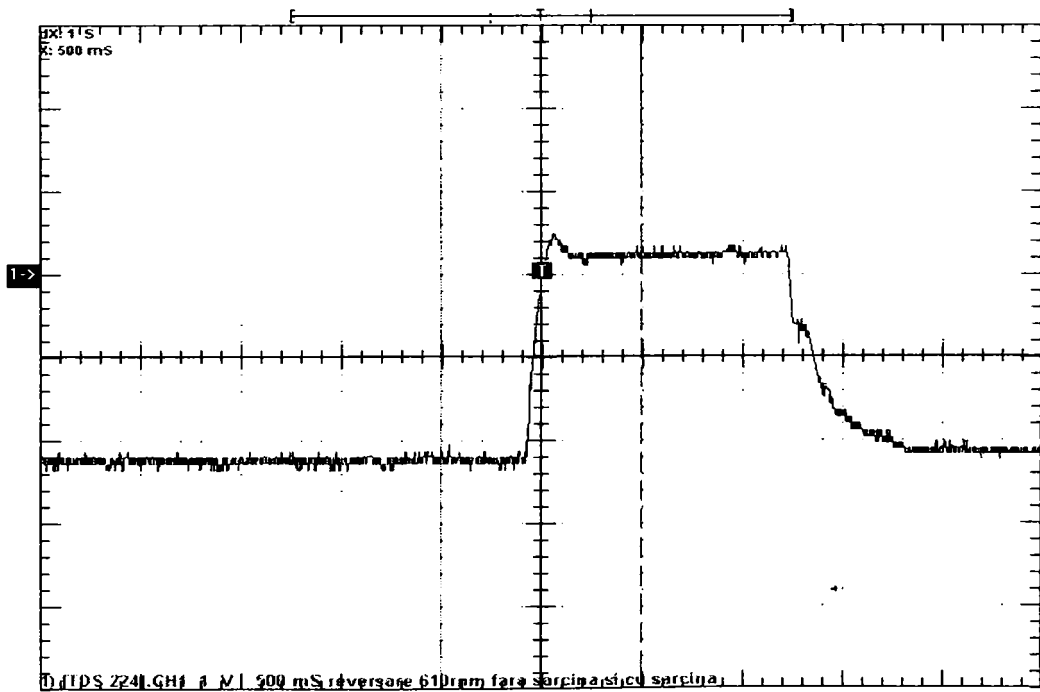


Fig.4.7. Răspunsul în turație în cazul reversării în gol și respectiv în sarcină la 600rpm

Semnalele de la traductorul de tip resolver, de forma sinusoidală, reproduc cu bună acuratețe poziția rotorului având influență pozitivă asupra stabilității și robusteții acționării.

Nu apar pulsații în turație respectiv cuplu atât în regim staționar cât și în regim dinamic. Turația nu are variații importante de la gol la plină sarcină. După o parametrizare corespunzătoare nu apare suprareglaj în turație atât în gol cât și în plină sarcină.

Ca performanțe de regim dinamic se observă timpul de răspuns de aproximativ 50 ms la frânare și 150 ms la reversare. Valoarea timpului de frânare este foarte scăzută, timpul de urcare are o valoare ceva mai ridicată, însă suficient de bună pentru servoacționările de poziționare de la mașini unelte respectiv roboți industriali.

#### 4.2.2. Rezultatele obținute la funcționarea SAE la turații ridicate 1200rpm respectiv viteză maximă 3000rpm

În Fig.4.8-4.15 se prezintă formele de undă ale mărimilor din proces în cazul funcționării la turații ridicate atât pentru regimuri staționare cât și pentru regimuri dinamice de funcționare.

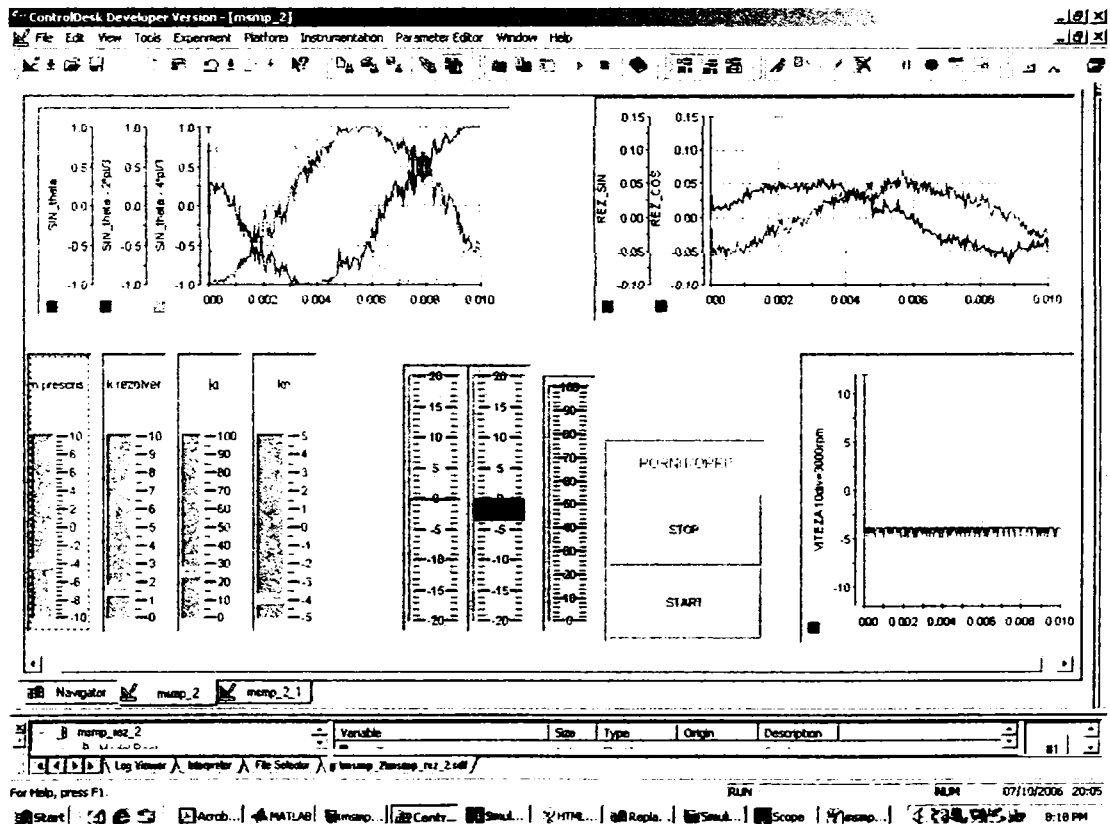


Fig.4.8. Funcționarea sistemului de la 1200rpm; forme de undă vizualizate cu ajutorul tabloului cu instrumentație virtuală



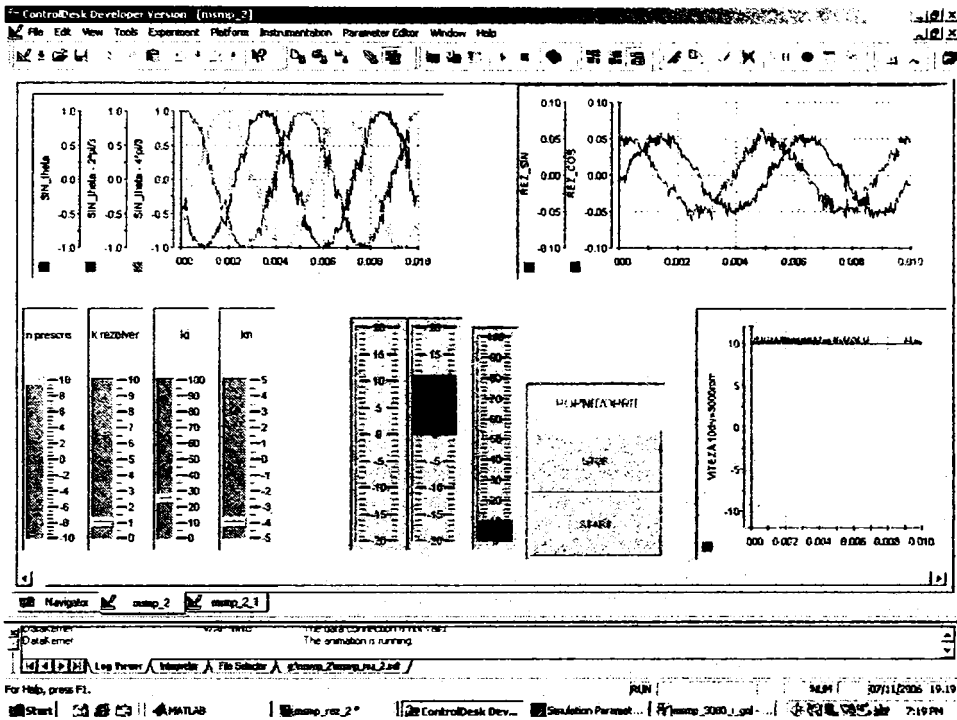


Fig.4.9. Curenții de fază în cazul funcționării sistemului de la 1200rpm; forme de undă vizualizate cu osciloscopul digital

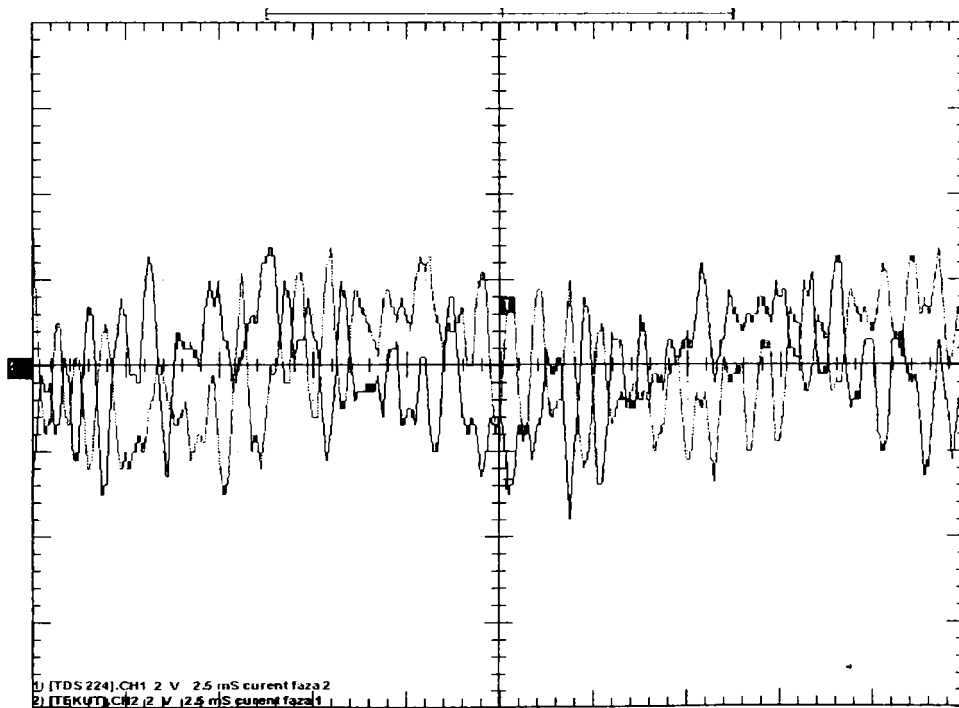


Fig.4.10. Funcționarea sistemului de la 3000rpm; forme de undă vizualizate cu ajutorul tabloului cu instrumentație virtuală

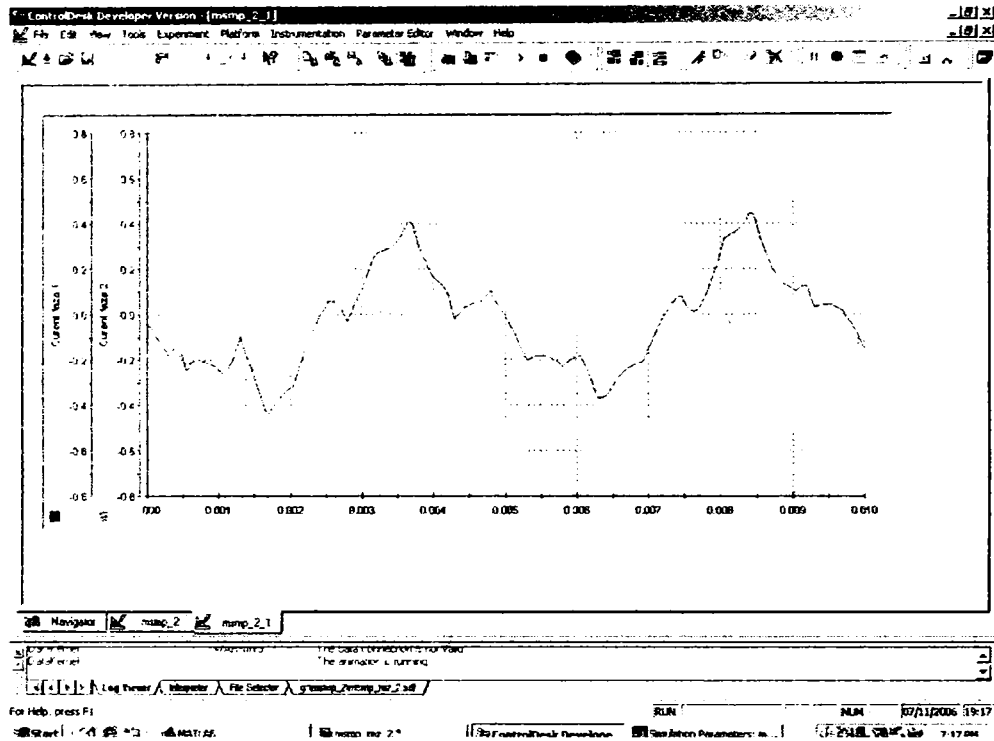


Fig.4.11. Formele de undă ale curenților în cazul funcționării sistemului la 3000rpm în gol, vizualizate cu ajutorul tabloului cu instrumentație virtuală

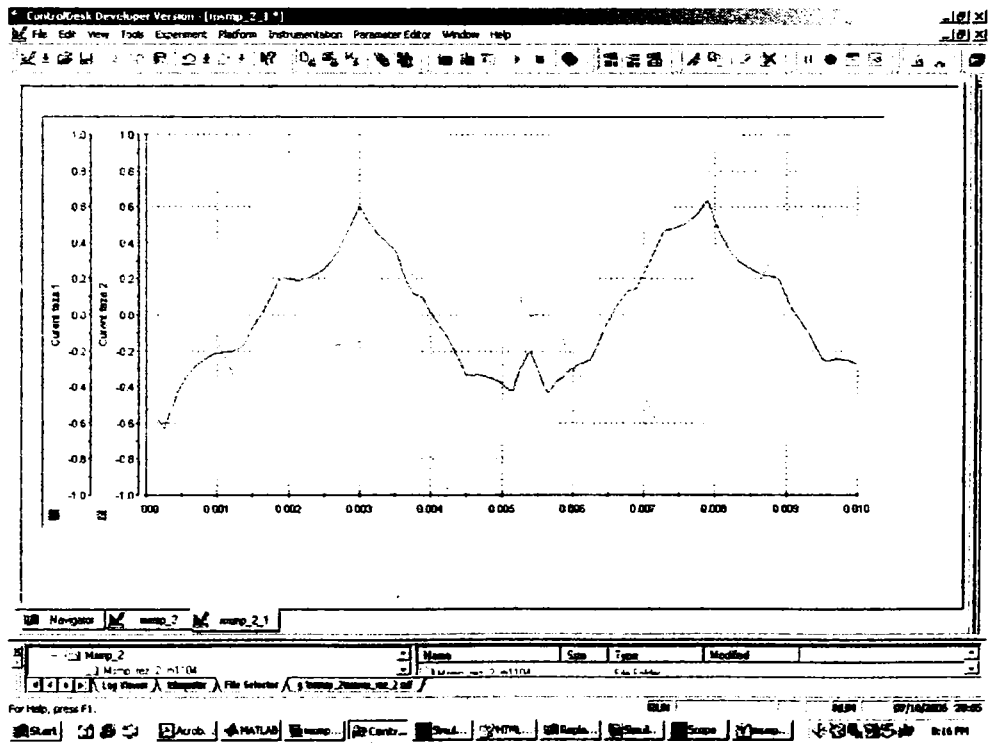


Fig.4.12. Formele de undă ale curenților, în cazul funcționării sistemului în sarcină la 3000rpm, vizualizate cu ajutorul tabloului cu instrumentație virtuală

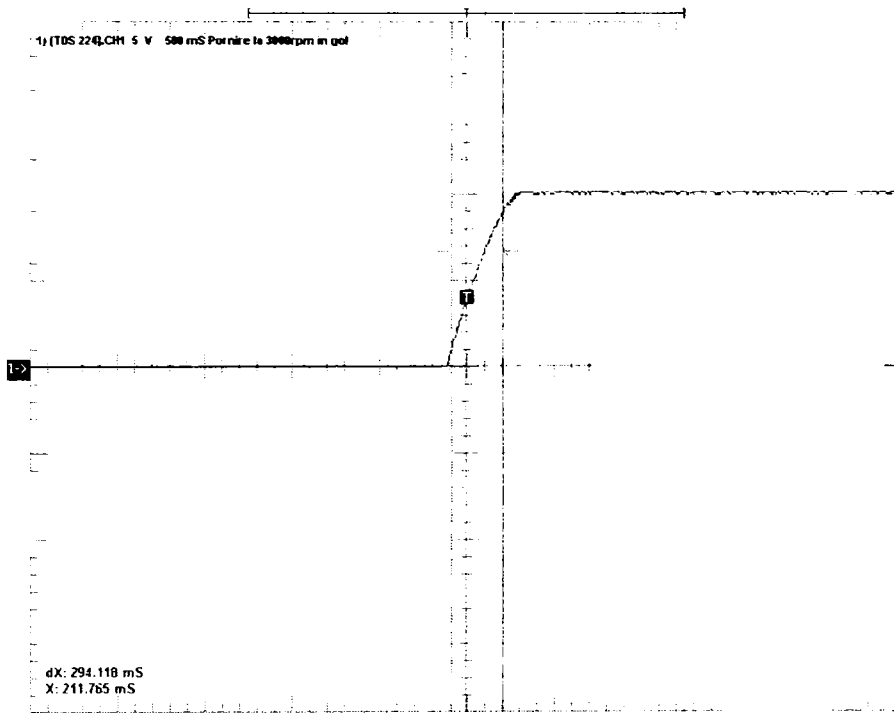


Fig.4.13. Răspunsul în turație în cazul pornirii în gol la 3000rpm

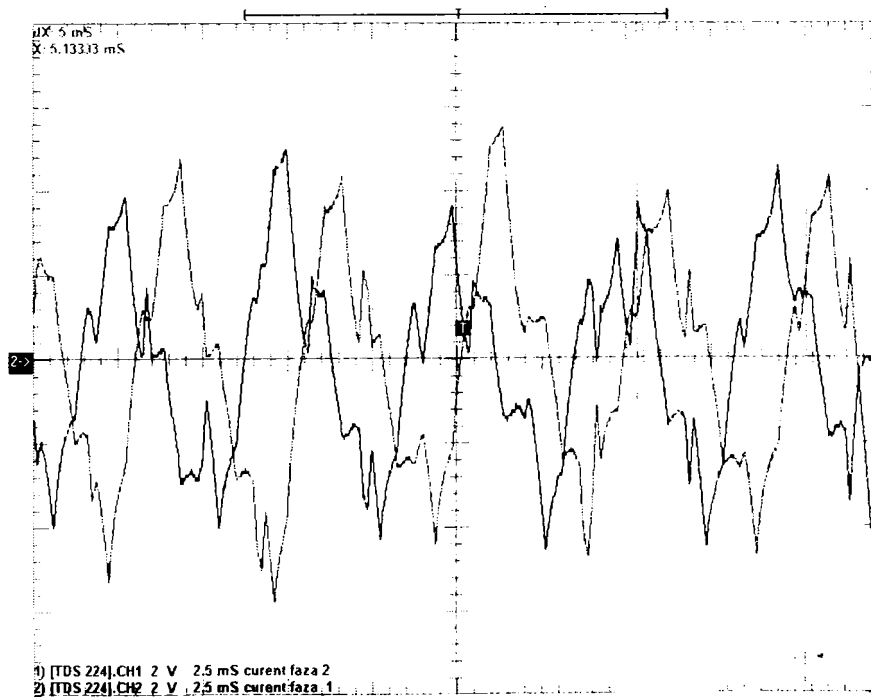


Fig.4.14. Curenții de fază în cazul funcționării sistemului în gol la 3000rpm;

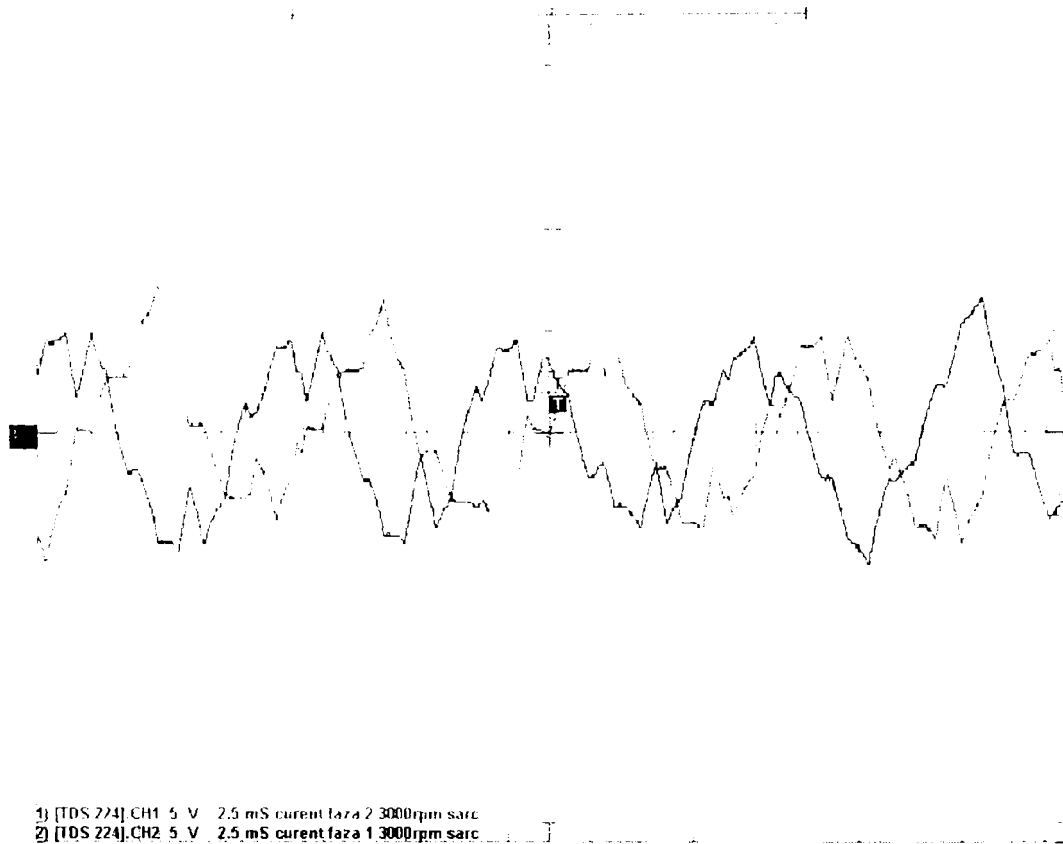


Fig.4.15. Curenții de fază în cazul funcționării sistemului în sarcină la 1200rpm; forme de undă vizualizate cu osciloscopul digital

Și în acest caz din analiza rezultatelor rezultă o foarte bună comportare a sistemului atât în regim staționar cât și dinamic. Timpul de răspuns la aplicarea semnalului treapta de prescriere a tuarției este de aproximativ 270 ms pentru pornire de 0 la viteza maximă, 3000rpm. Această valoare se regăsește și în cazul simulărilor numerice (§3.2.1)

În tablourile cu instrumentație virtuală s-a adăugat o nouă pagină cu interfețele grafice pentru vizualizarea curenților de fază ai motorului.

Formele de undă și variația în timp a curenților sunt aceleași atât în cazul citirilor de pe panourile cu instrumentație virtuală cât și celor citite cu osciloscopul digital.

### 4.3. Concluzii

În vederea testării soluțiilor propuse în capitolul anterior, autorul realizează un stand experimental care are la bază sistemul cu instrumentație virtuală dSpace și placa de timp real de tip RTI 1104.

S-au testat practic mai multe soluții de reglaj pentru SAE cu MSMPI și s-au înregistrat formele de undă ale principalelor mărimi de comandă, stare și respectiv ieșire. Parametri de reglare, timp de răspuns, stabilitate, suprareglaj și valorile măsurate ale mărimilor electrice atât în regim staționar cât și în regim dinamic, confirmă calitatea și robustețea schemelor și algoritmilor de reglare propuși.

## 5. Reglarea fără fir la mașina de inducție

În acest capitol se va introduce noțiunea de reglare a turației prin intermediul undelor electromagnetice (radio), numit de către autor reglare fără fir sau „wireless”, și se referă la modul de comunicare între traductorul de viteză și/sau poziție, cuplat la arborele motorului și blocul de măsură aflat în convertor. Din bibliografia studiată nu rezultă că această metodă ar mai fi fost anterior aplicată.

Se va implementa conducerea wireless (fără fir) pentru cazul unei acționări electrice cu mașină de inducție comandată după principiul tensiune/frecvență.

### 5.1. Schema bloc de reglare a mașinii de inducție

În Fig.5.1 este prezentată schema bloc de reglare a mașinii de inducție [13].

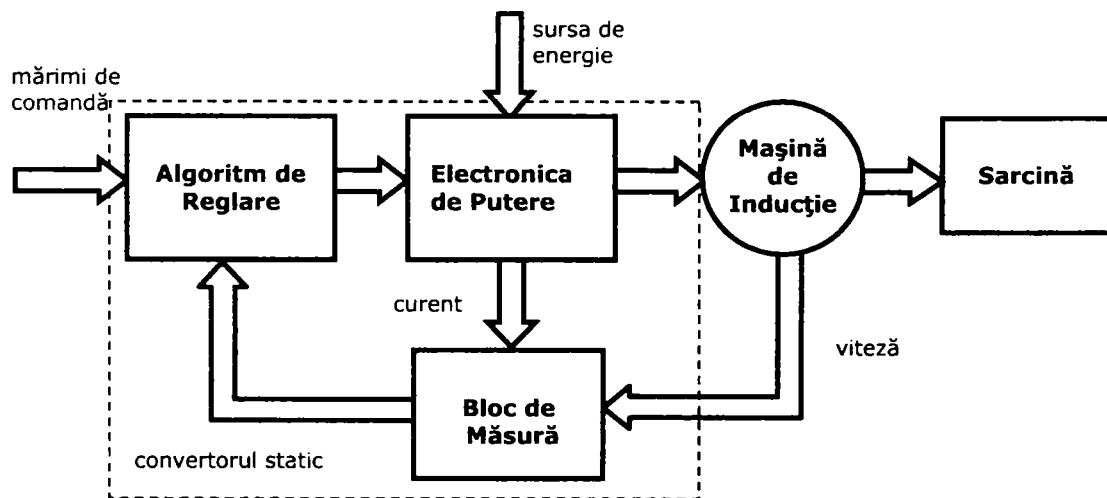


Fig.5.1. Schema de reglare a mașinii de inducție

Elementele de bază ale schemei sunt blocul de comandă și reglare, electronica de putere, elementul de execuție (mașina de inducție), blocul de măsură și sarcina.

## 5.2. Simularea numerică în Matlab-Simulink a controlului scalar la mașina de inducție

Punerea la punct a schemei de reglare și acordarea reguletoarelor se va realiza prin simulare în *Matlab-Simulink*, după care, se va trece la implementarea algoritmului de reglare în placa de control în timp real, care este conectată la proces.

### 5.2.1. Implementarea algoritmului de comandă la mașina de inducție

În vederea punerii la punct a metodei de reglare s-a realizat inițial o schemă de comandă în buclă deschisă (Fig.5.2.) care conține, algoritmul de comandă, invertorul de tensiune, modelul mașinii de inducție, blocul de măsură și un osciloscop pentru vizualizarea rezultatelor simulării.

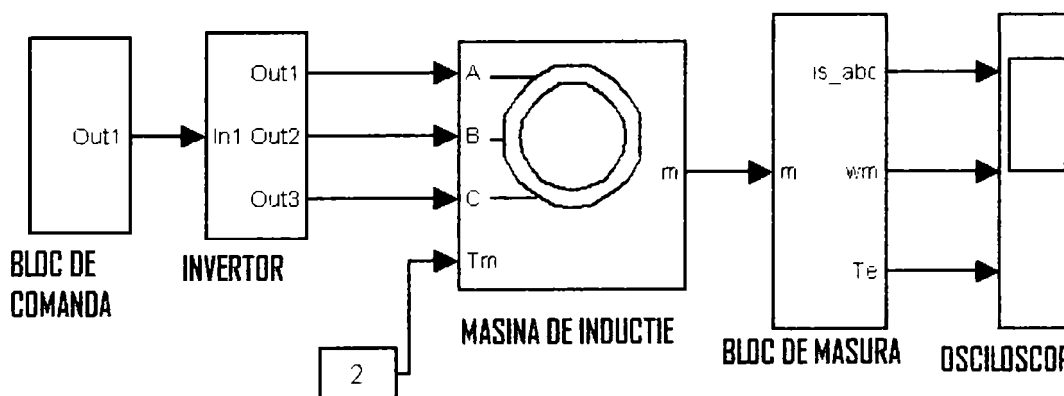


Fig.5.2. Schema bloc de comandă a mașinii de inducție în Matlab-Simulink

Din schema de mai sus blocul care se referă la algoritmul de comandă reprezintă contribuție a autorului, urmând să fie tratat în detaliu. Celelalte elemente au fost extrase din biblioteca Simulink și se referă, așa cum se vede în schemă, la invertorul de tensiune, mașina de inducție și blocul specializat de măsură pentru mașina de inducție.

Algoritmul de comandă a fost implementat pe baza relației  $u/f$  constant cu corecția aferentă la viteze mici, respectiv, la viteze peste cea nominală.

În continuare va fi detaliată structura blocului de comandă (Fig.5.3) realizat de către autor cu funcții de transfer elementare din biblioteca Matlab-Simulink. Acesta se divide în trei, din care, un bloc pentru prescrierea turației, un generator de rampă liniară și blocul „subsistem de comandă\_1”, care, la rândul său conține un bloc pentru „validare comandă” și generatorul PWM, cu algoritmul de comandă propriu-zis.

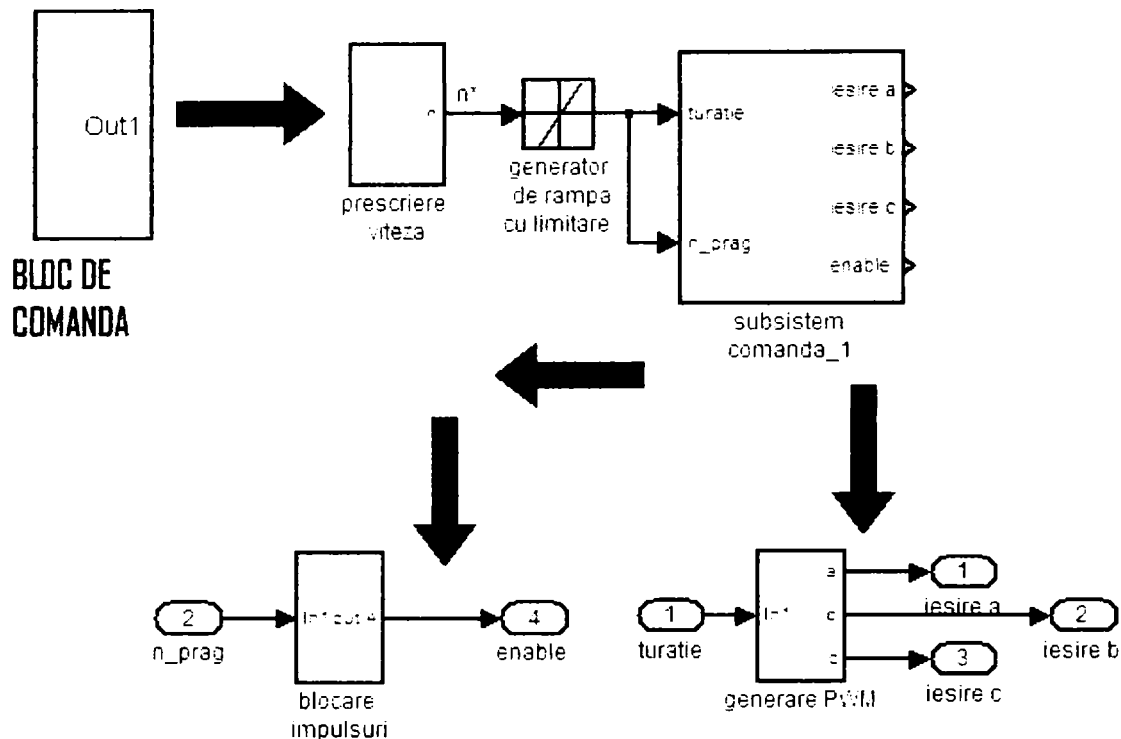


Fig.5.3. Componența blocului de comandă

Blocul de validare comandă (deblocare impulsuri), are rolul de a menține grilele tranzistoarelor de putere la potențial scăzut în vederea evitării regimurilor tranzitorii la conectare. Acesta (Fig.5.4) este realizat cu un comutator care transferă la ieșire valoarea intrării de sus („Constant 1”) sau valoarea intrării din partea de jos („Constant”) în funcție de valoarea mărimii de la intrarea 1. Astfel, dacă intrarea 1 este mai mică decât 0.1, la ieșire se transferă „0”, dacă intrarea 1 este mai mare decât 0.1 la ieșire vom avea valoarea „1” logic.

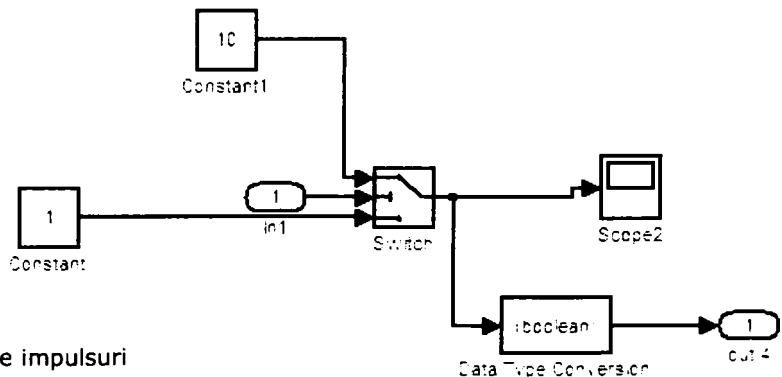


Fig.5.4. Blocul de validare impulsuri



În Fig.5.5 este prezentat blocul de comandă propriu-zis care transformă valoarea prescrisă de la intrare în impulsuri de comandă aplicate în final pe poarta comutatoarelor statice.

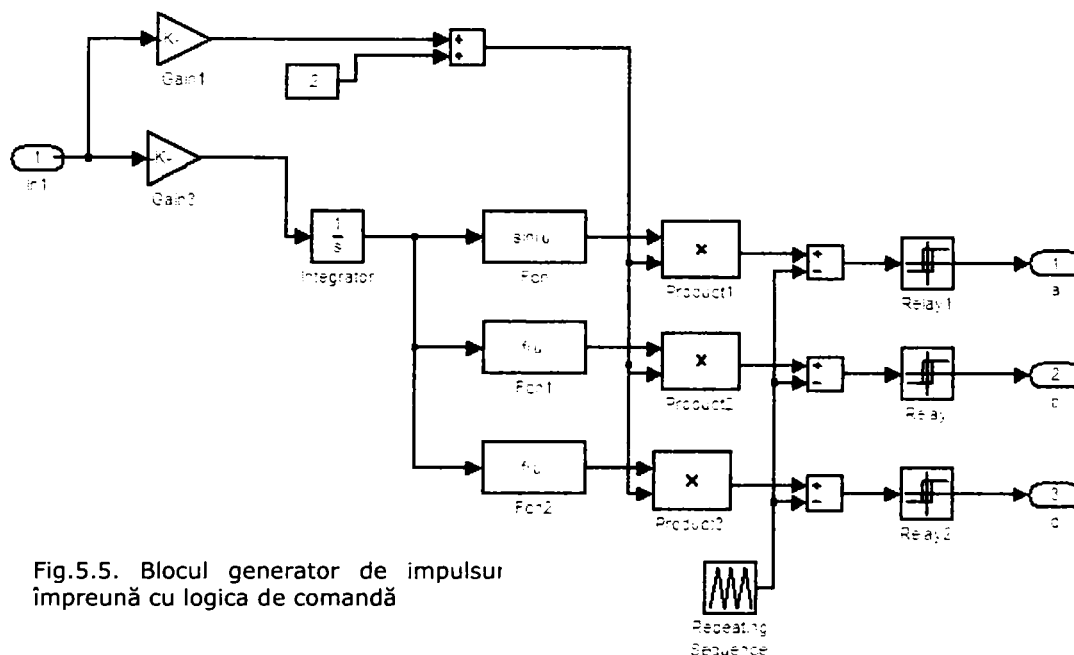


Fig.5.5. Blocul generator de impulsuri împreună cu logica de comandă

Se urmărește obținerea a trei unde purtătoare de frecvență egală cu frecvența de comutație a dispozitivelor semiconductoare din inverter ( $4\div 12\text{kHz}$ ) modulate sinusoidal cu trei unde de aceeași frecvență și amplitudine, defazate cu  $2\pi/3$  între ele. Amplitudinea undelor sinusoidale la care se obține tensiunea maximă pe motor se normalizează la o valoare egală cu unitatea. Ca urmare, pentru comanda scalară a unei mașini de inducție, care are tensiunea nominală de linie  $U_n=220\text{ V}$  și  $f_n=50\text{Hz}$  la  $u/f = \text{ct.}$  [187] și considerând factorul de modulare în amplitudine  $f_A=0.78$  [139] tensiunea minimă necesară în circuitul intermediar este:

$$U_d = U_n / f_a = 220 / 0.78 = 282V \quad (5.1).$$

În concluzie, pentru o anumită valoare prescrisă de turație,  $n^*$ , se ajunge la frecvența și tensiunea corespunzătoare după cum urmează:

- Pe calea de sus, prin intermediul blocului de transfer proporțional „Gain 1”, se prescrie valoarea tensiunii de ieșire regăsită în amplitudinea unei sinusoidale modulate. Coeficientul de proporționalitate este,

$$G1 = (p \cdot n_n / 60) / U_n \quad (5.2),$$

în care  $p$ , reprezintă numărul de perechi de poli.

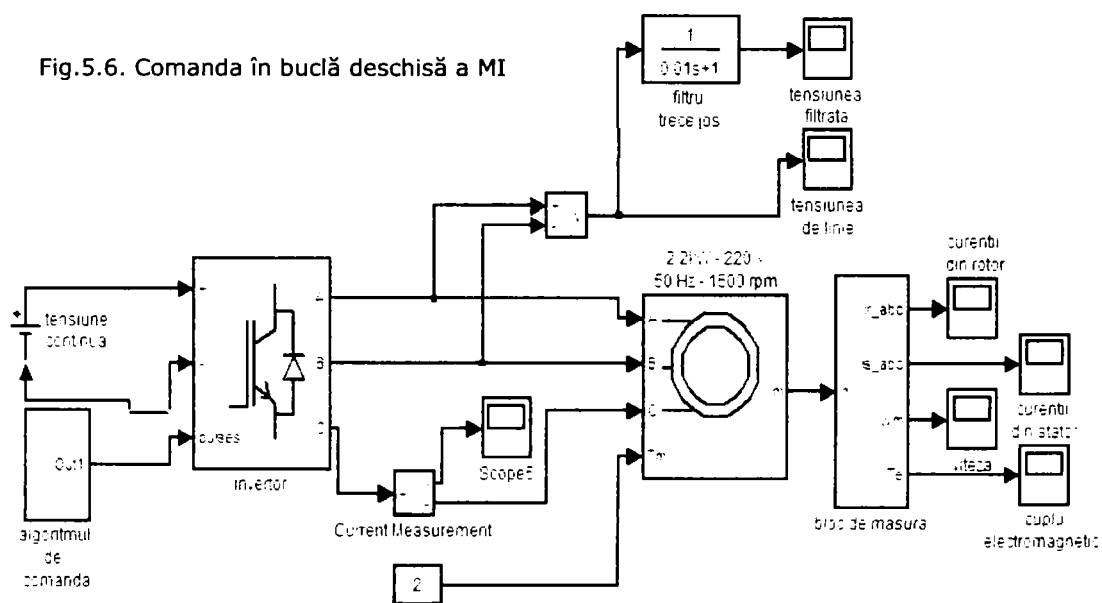
- La ieșirea „Gain 1”, se introduce funcția de corecție la viteză mică și peste viteza nominală.
- A doua ramificație de la intrarea blocului se ocupă de sinteza undelor sinusoidale modulatorie. Blocul proporțional „Gain 3”, va avea coeficientul de proporționalitate,

$$G3 = 2 \times \pi \times p \cdot n_n / 60 \quad (5.3),$$

rezultând pulsația. Prin integrare se obține unghiul corespunzător traiectoriei circulare, din care, după aplicarea funcției sinus, blocurile „Fcn”, „Fcn1” și „Fcn2” rezultă cele trei sinusoidale decalate cu  $2\pi/3$  de amplitudine unitară.

- În urma multiplicării ieșirilor blocurilor de pe cele două căi se obțin cele trei unde modulatorie de frecvență și amplitudine proporționale cu frecvența și respectiv amplitudinea tensiunii de la ieșire. Aceste unde comparate cu un generator de tensiune linear variabilă cu frecvența fixă, egală cu frecvența purtătoare, duc la obținerea impulsurilor de comandă pentru dispozitivele semiconductoare de putere.

În Fig.5.6 se prezintă schema bloc de comandă a unei mașini de inducție (MI) la u/f constant, având la bază blocul de comandă prezentat anterior. Schema mai conține modelul MI din biblioteca Matlab-Simulink particularizat, parametri mașinii utilizate de către autor, blocuri de măsură, sursa de tensiune din circuitul intermediar și invertorul de tensiune.



În Fig.5.7-5.11 sunt prezentate, după cum urmează, formele de undă ale tensiunii de linie, curentul de fază din stator, curenții în cele trei faze statorice, curenții din rotor și răspunsul în turație în cazul pornirii de la turație „0”.

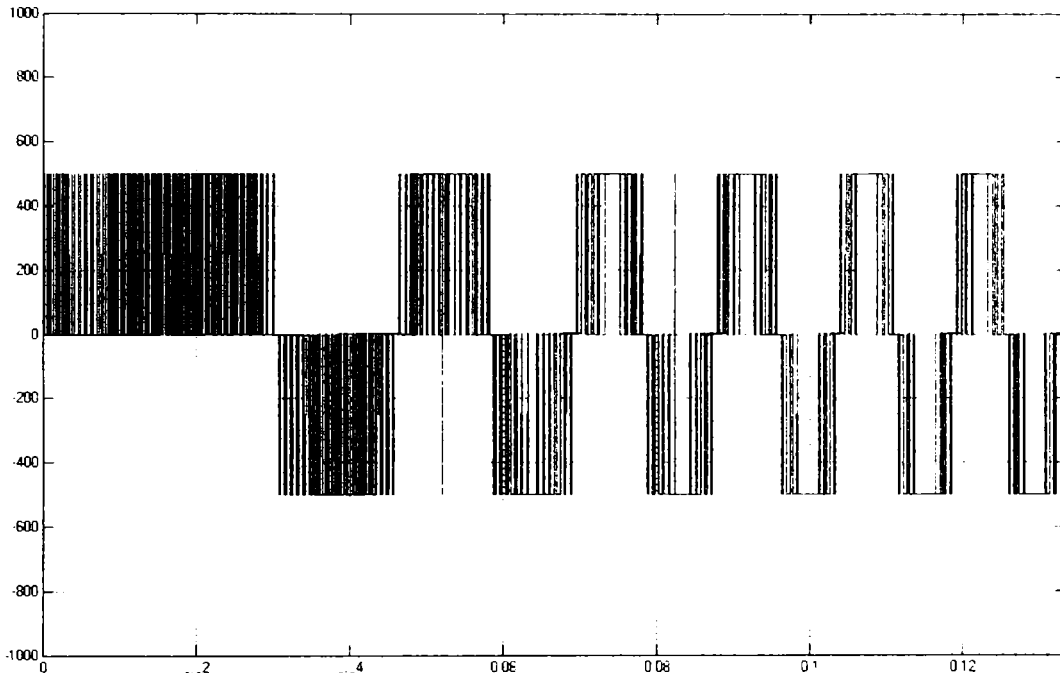


Fig.5.7. Tensiunea de linie

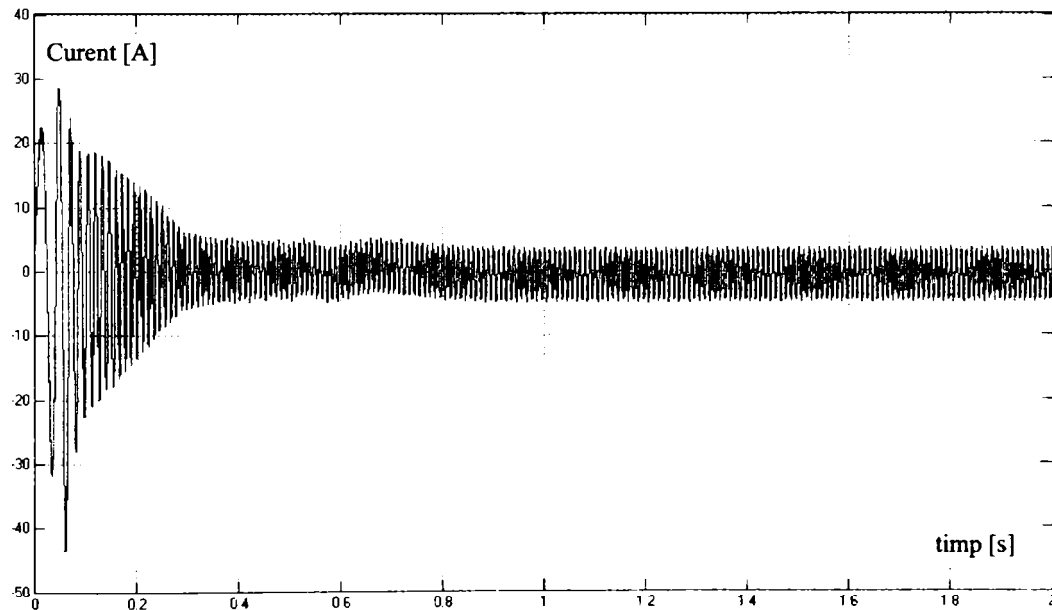


Fig.5.8. Curentul de fază la pornire

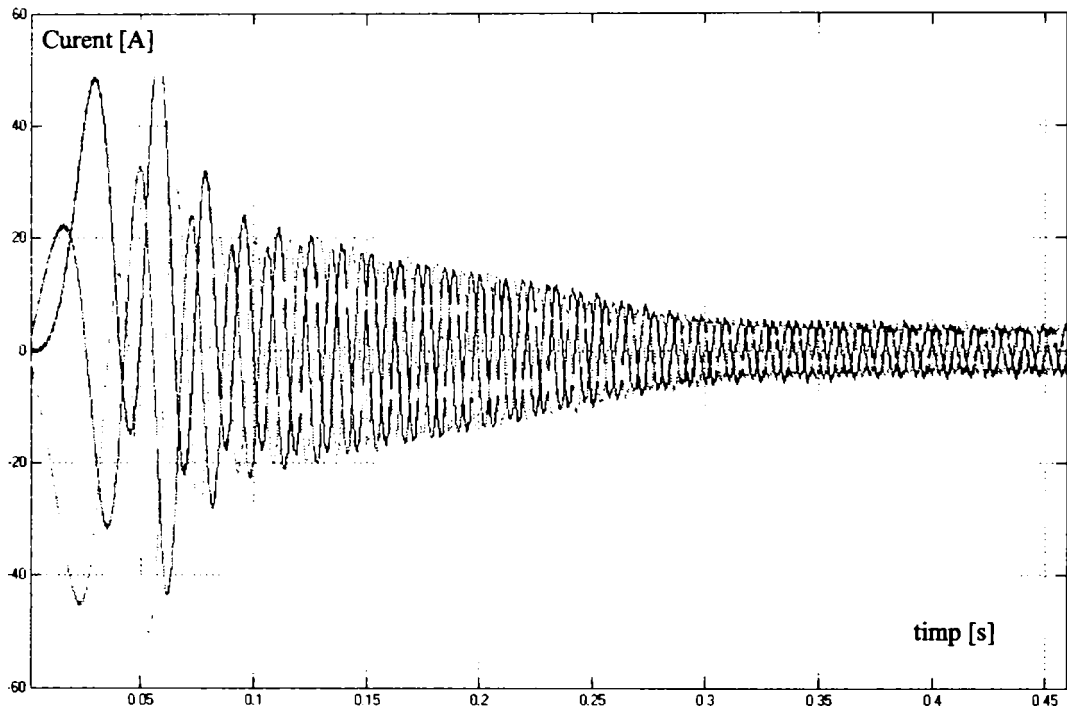


Fig.5.9. Curenții din fazele statorice

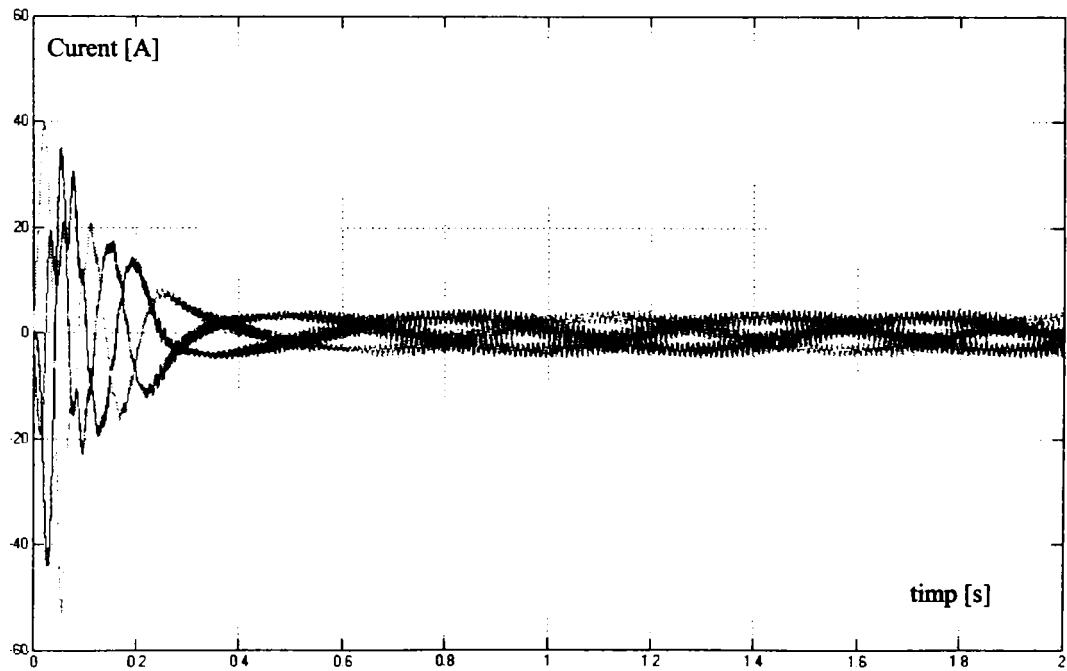


Fig. 5.10. Curenții din rotor

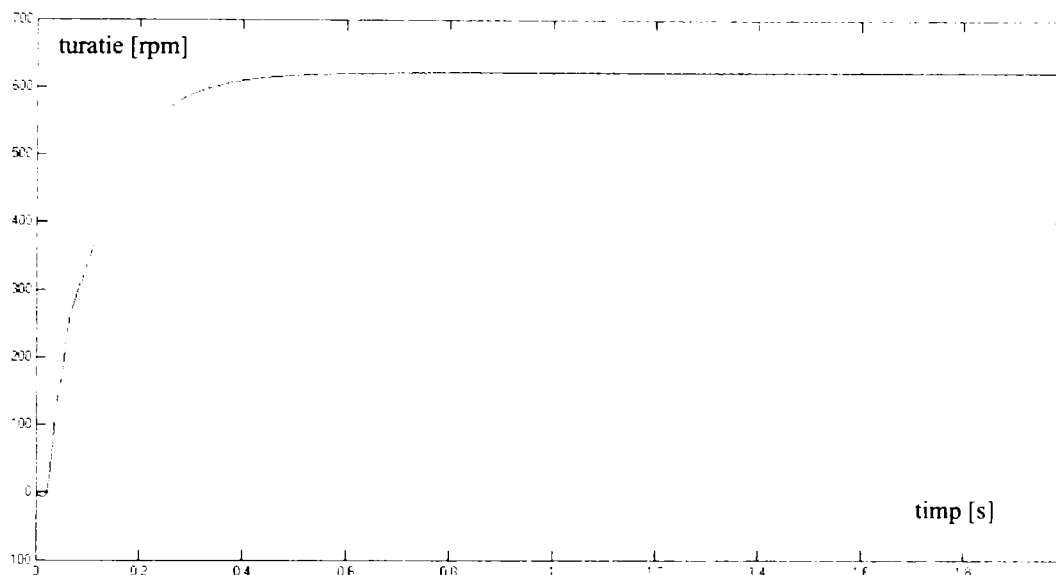


Fig.5.11. Răspunsul în turajie

### 5.3. Rezultatele experimentale în cazul comenzii în buclă deschisă a mașinii de inducție

Implementarea fizică (experimentală) a algoritmului de comandă prezentat anterior s-a realizat cu sistemul cu instrumentație virtuală de tip dSpace având în componență programele de instrumentație virtuală și placa de interfață de tip RTI 1104. Descrierea și principiul de lucru ale acestui sistem au fost prezentate anterior.

În cazul de față algoritmul de reglare testat în Matlab-Simulink poate fi implementat în placa de timp real fără modificări suplimentare (a se vedea situația MSMP), fiind necesară, doar, definirea elementelor de legătură între intrările/ieșirile plăcii de timp real și proces.

#### 5.3.1. Standul experimental utilizat la controlul scalar al mașinii de inducție

Structura de bază a modelului experimental a fost gândită într-o manieră flexibilă, astfel încât prin modificarea cablării la partea de forță, să permită testarea și implementarea variantelor de reglare atât pentru mașina de inducție cât și pentru mașina sincronă (Fig.5.12.). La experimentele legate de mașina de inducție aceasta va fi conectată la bornele inverterului iar mașina sincronă va avea rolul de mașină de încărcare pentru simularea sarcinii de la arbore. Rolurile se schimbă în cazul în care se testează soluțiile de reglare pentru mașina sincronă.

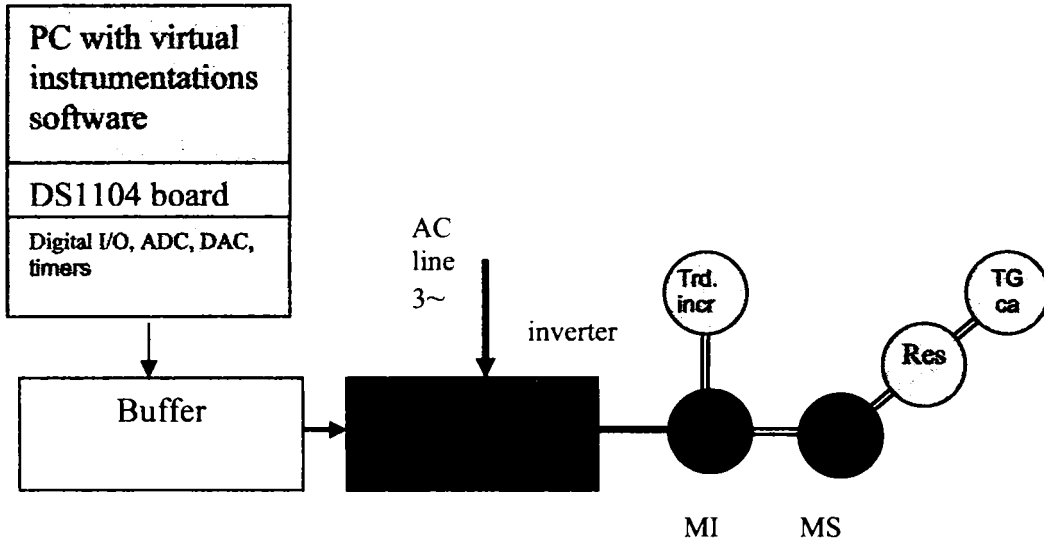


Fig.5.12. Structura de bază a modelului experimental

Semnificația notațiilor din desen este după cum urmează:

- Trd. Incr - traductor incremental rotativ;
- Res. - traductor de tip resolver;
- TG ca - tahogenerator de c.a.;
- MI - mașina de inducție;
- MS - mașina sincronă;

### 5.3.2. Implementarea algoritmului de reglare în placa de timp real și asocierea instrumentației virtuale

Modelului Matlab-Simulink din Fig.5.3, i se asociază blocurile de timp real din biblioteca dSpace rezultând modelul din Fig.5.13. Acesta din urmă se încarcă în placa de timp real în vederea rulării aplicației.

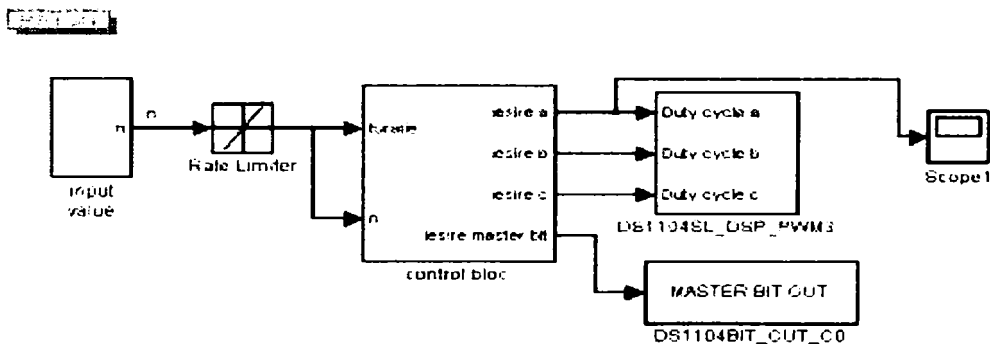


Fig.5.13. Modelul de timp real pentru comanda în buclă deschisă a mașinii asincrone

Pentru controlul funcțiilor de bază, pornire, oprire, modificarea turației, sau a diferiților parametri din blocurile componente, precum și vizualizarea mărimilor măsurate, se construiește tabloul cu instrumente virtuale prezentat în Fig.5.14. Această operație este realizată cu ajutorul utilităților dSpace prin asocierea unor instrumente virtuale, mărimilor corespunzătoare modelului de timp real care se doresc să fie monitorizate.

Fig.5.11 reprezintă o captură de ecran în care se poate vedea atât meniul pentru dezvoltarea de aplicații al programului „ControlDesk” cât și un tablou cu instrumentație virtuală în timpul rulării aplicației. În tabloul „Layout 1” se pot observa cele trei ieșiri de comandă în lățime de puls, variația valorii prescrise de turație, înainte și după generatorul de rampă, cursorul de prescriere a turației și lampa verde/roșu asociată blocului de validare impulsuri.

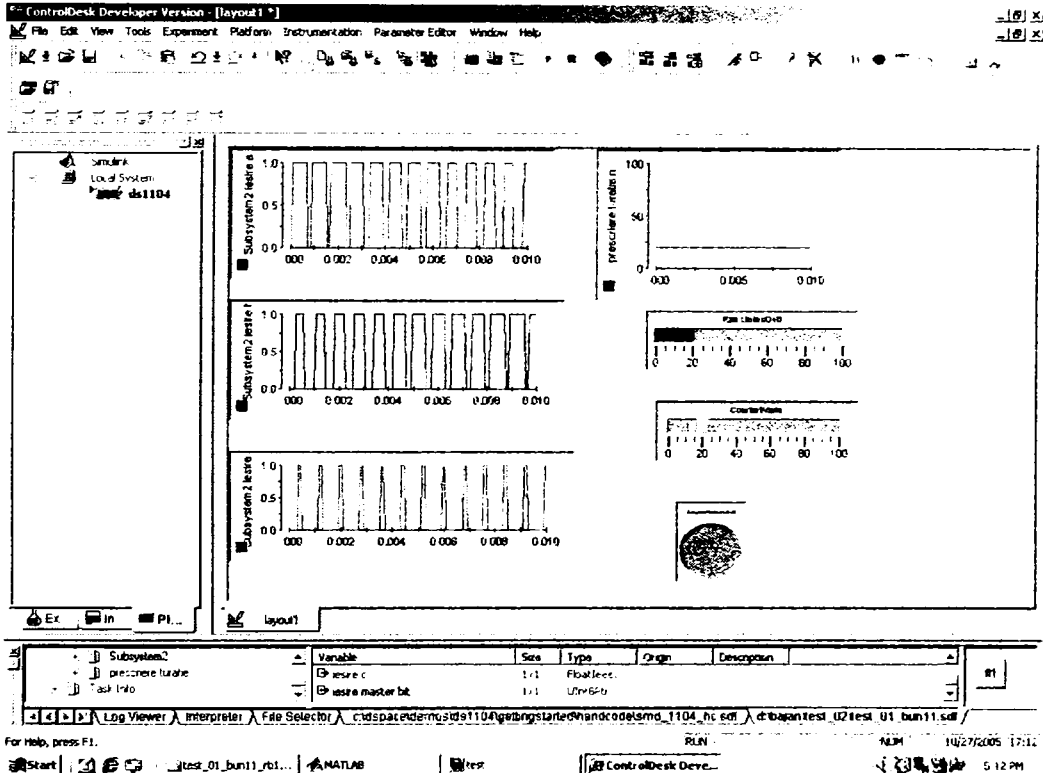


Fig.5.14. Interfața cu instrumentație virtuală pentru monitorizarea funcționării în buclă deschisă a MI

### 5.3.3. Concluzii

Prima validare a soluției propuse o reprezintă formele de undă prezentate în tabloul de cu instrumentație virtuală din figura anterioară. Pe lângă acestea s-au achiziționat cu ajutorul osciloscopului cu memorie formele de variație ale curentului de fază măsurat cu sonda de curent a osciloscopului și respectiv cu unul din transductoarele de curent de pe placa de măsură a aplicației (Fig.5.15), respectiv

formele de undă a curentului din două faze diferite preluate de la traductoarele de pe placa de măsură (Fig.5.16).

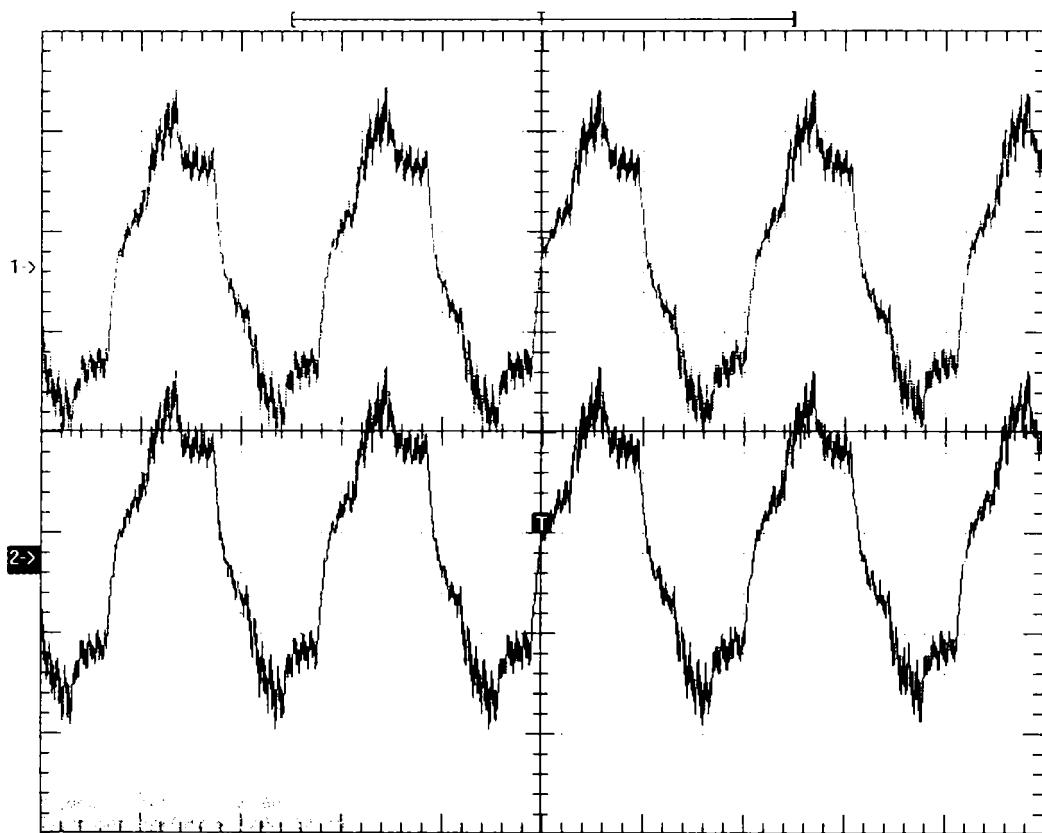


Fig.5.15. Forma de variație a curentului de fază măsurat cu ajutorul traductorului de curent de pe placa de măsură respectiv curentul de pe aceeași fază preluat cu sonda de curent a osciloscopului.



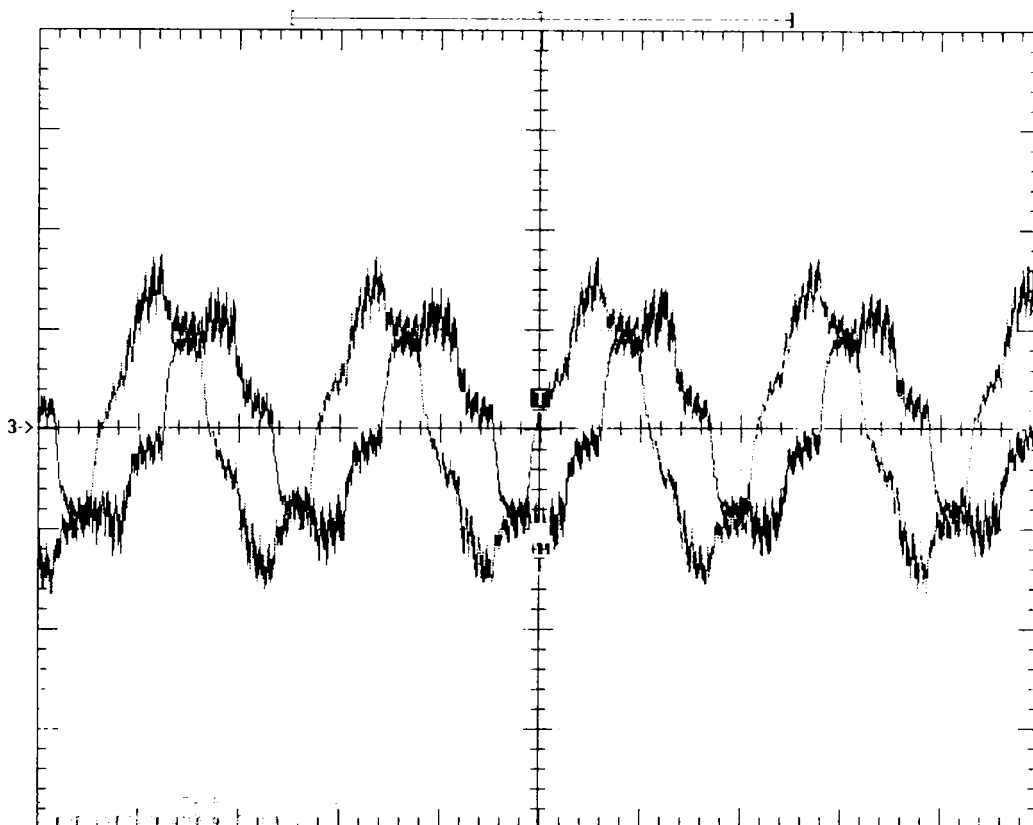


Fig.5.16. Forma de variație a curentului a două faze diferite măsurat cu ajutorul traductoarelor de curent de pe placa de măsură

Din analiza comparativă a rezultatelor obținute pe cale teoretică (simulare numerică) și respectiv experimentală (mărimi achiziționate din proces) se constata o bună corespondență între cele două metode. Ca urmare, se poate acorda credit atât modelului matematic asociat și metodei de simulare adoptată cât și algoritmului de comandă propus.

#### 5.4. Schema de reglare în buclă închisă la mașina de inducție

În Fig.5.17 se prezintă schema propusă de către autor pentru reglarea scalară a turației la mașina de inducție. Schema conține structura prezentată în Fig.5.6 la care s-a adăugat regulatorul de turație în varianta digitală.

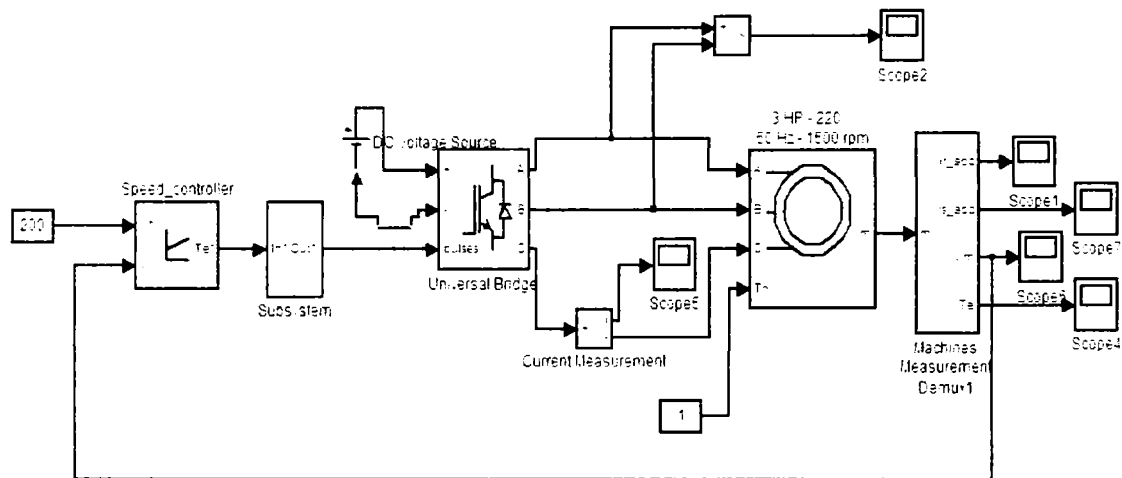


Fig.5.17. Schema bloc pentru reglarea turației la MI

Rezultatele obținute în cazul reglării turației în buclă închisă la MI sunt prezentate în Fig.5.18.

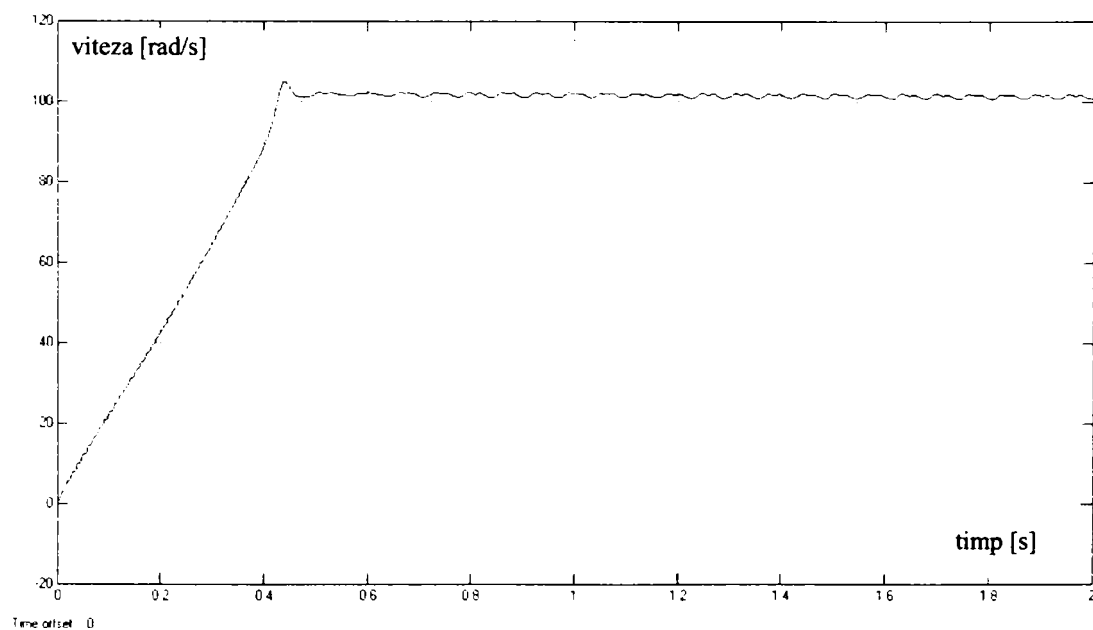


Fig.5.18. Răspunsul în turație în cazul reglării în buclă închisă a MI

## 5.5. Reglarea fără fir la mașina de inducție

În Fig.5.19 este prezentată schema bloc de reglare fără traductoare de tip mecanic a mașinii de inducție. Pe lângă simplificarea configurației schemei și ca urmare scăderea costului acționării, renunțarea la reacția după mărimile mecanice aduce o problemă deosebit de complexă pentru algoritmul de reglare care se poate solda, în final, cu scăderea performanțelor și preciziei de reglare.

În cele ce urmează autorul propune o soluție originală care presupune păstrarea traductoarelor mecanice și eliminarea cablurilor de legătură între acestea și convertorul static anume „reglarea fără fir”. Performanțele sunt identice cu cele de la reglarea în buclă închisă, cu fir și traductoare mecanice.

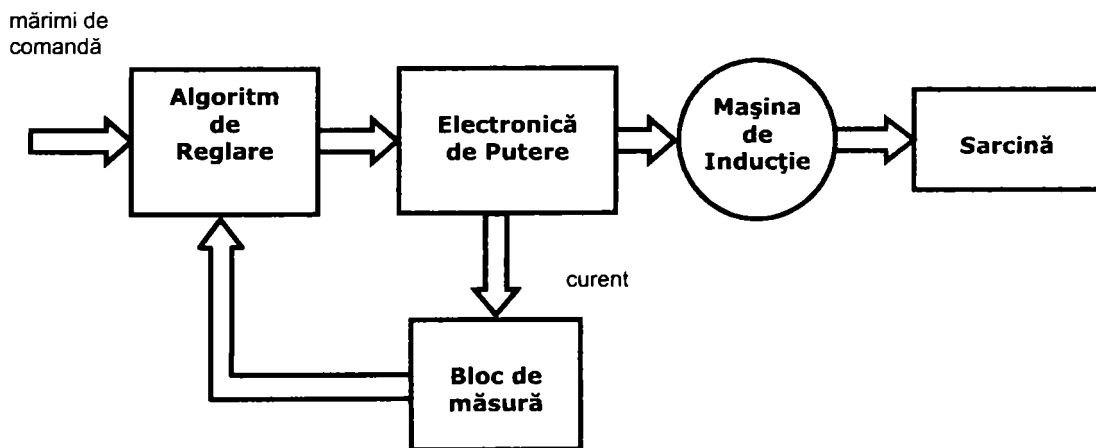


Fig 5.19 Schema bloc de reglare fără traductoare la MI

### 5.5.1. Schema bloc de reglare fără fir la mașina de inducție

Anumite aplicații practice, cum ar fi avansurile mașinilor unelte sau boghiurile de la locomotivele de cale ferată, necesită o mobilitate relativă între mașina electrică și convertorul static și în același timp, o precizie de reglare ridicată. În aceste cazuri eliminarea cablului de legătură între amplificatorul de putere și elementul de execuție prezintă un real avantaj.

Există o serie de cercetări în domeniu care promovează așa numita reglare „quasi-sensorless” [209], care, prin diferite metode, primesc totuși, o informație de turație sau poziție pe care le folosesc în algoritmul de reglare.

Reglarea fără fir, este o alternativă propusă de autor în vederea eliminării legăturii „fizice” între mașina electrică și convertor (Fig.5.20.). Circulația informației

și, ca urmare, închiderea buclei de reglare a turației, se va realiza pe calea undelor radio.

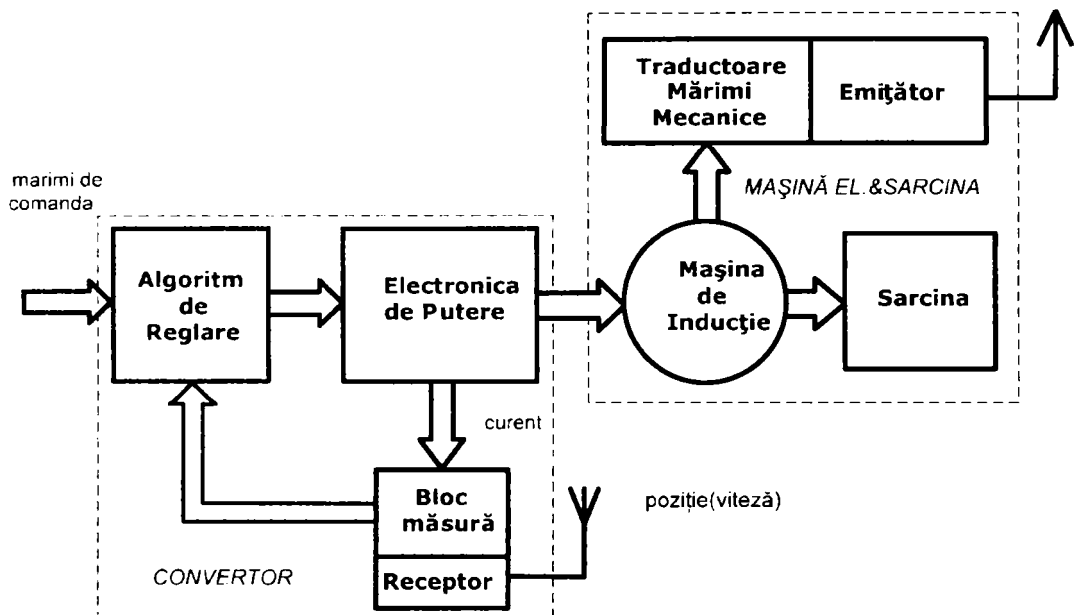


Fig. 5.20. Schema bloc de reglare fără fir la MI

În schema reglare din Fig.5.20 sunt prezente traductoarele pentru mărimi mecanice, legătura între acestea și convertorul static realizându-se prin intermediul unui sistem de comunicare în radio-frecvență (RF). Emitătorul este atașat traductorului de viteză iar receptorul aparține convertorului de frecvență .

### 5.5.2. Alegerea soluției pentru comunicarea radio

Pentru comunicarea radio s-a ales metoda transmiterii semnalului prin modulare în frecvență (FM), cu circuite integrate specializate în comunicarea pe distanțe scurte.

Mediul fizic de dezvoltare al aplicației fiind neperturbat, s-a optat pentru o comunicare "deschisă" fără codarea semnalului digital. S-a putut obține, în acest fel, o viteză de transfer ridicată cu costuri foarte scăzute.

În Fig.5.21, 5.22 sunt prezentate exemple de pachete de date codate digital, modulate în frecvență și respectiv după demodulare.

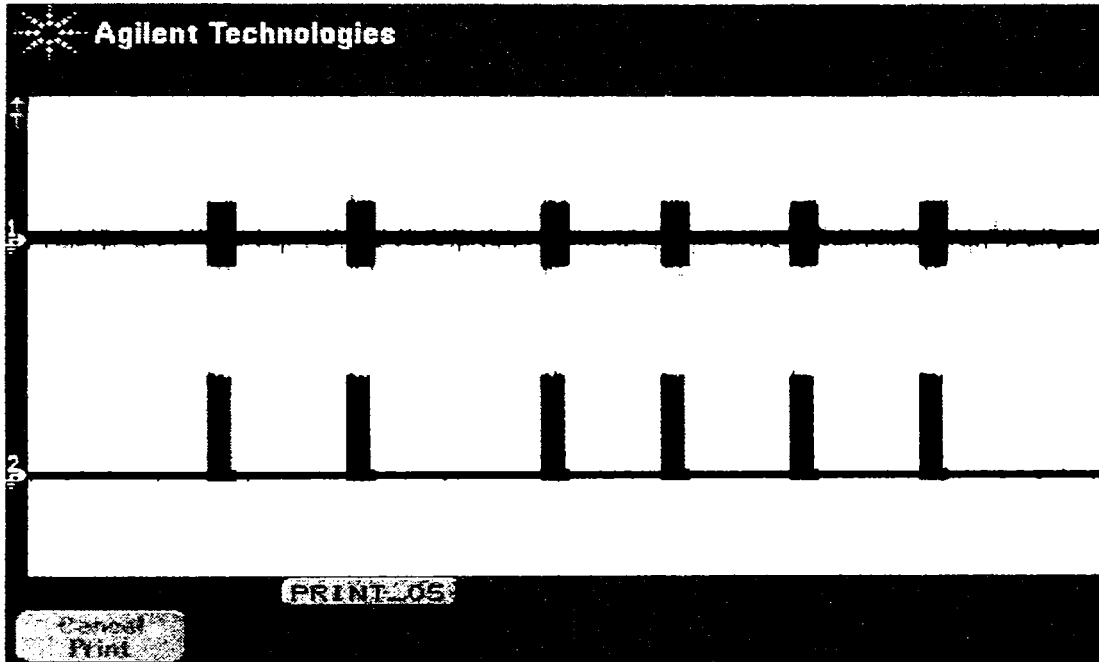


Fig.5.21 Pachete de date modulate în frecvență; semnalul modulat este afișat pe canalul 1 al osciloscopului

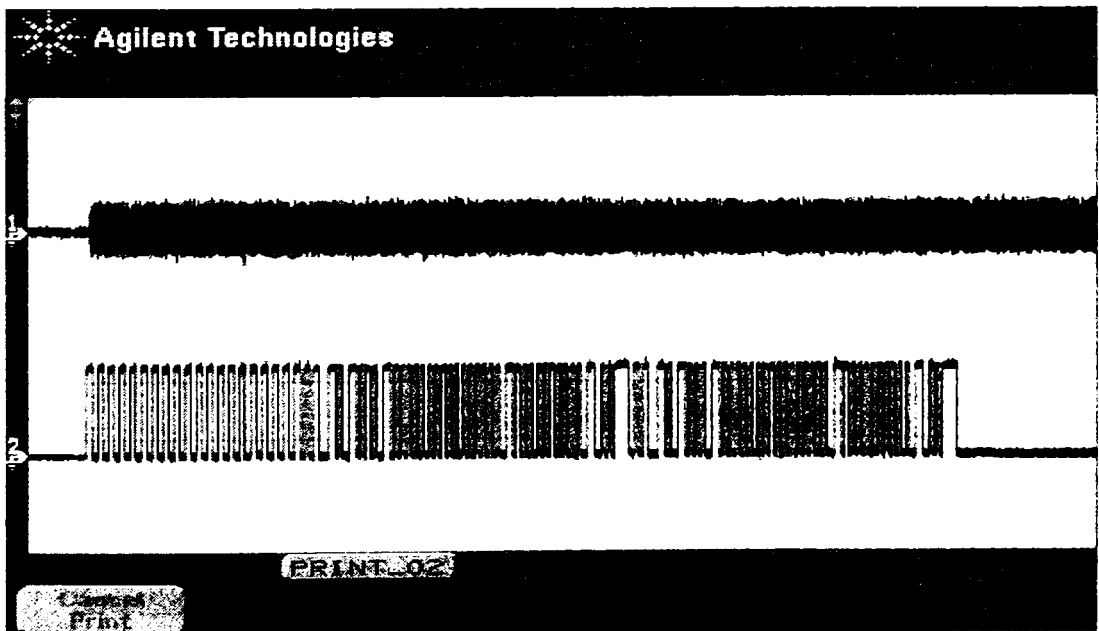


Fig.5.22. Exemplu de pachet de date (canalul 2); modularea în frecvență a semnalului digital (canalul 1).

### 5.5.3. Modelul experimental pentru reglarea fără fir la MI realizat cu sistemul cu instrumentație virtuală DS 1104

Montajul experimental pentru reglarea fără fir la mașina de inducție (Fig.5.23) se obține prin adăugarea la montajul din Fig.5.12 a reacției după turație realizată prin transmisie radio modulată în frecvență. Impulsurile de la traductorul incremental de turație modulate în frecvență sunt transmise receptorului a cărui ieșire este conectată la una din intrările digitale ale interfeței de timp real. Elementele suplimentare prezente în algoritmul de reglare sunt regulatorul digital de turație și partea de prelucrare a semnalelor de la traductorul de turație.

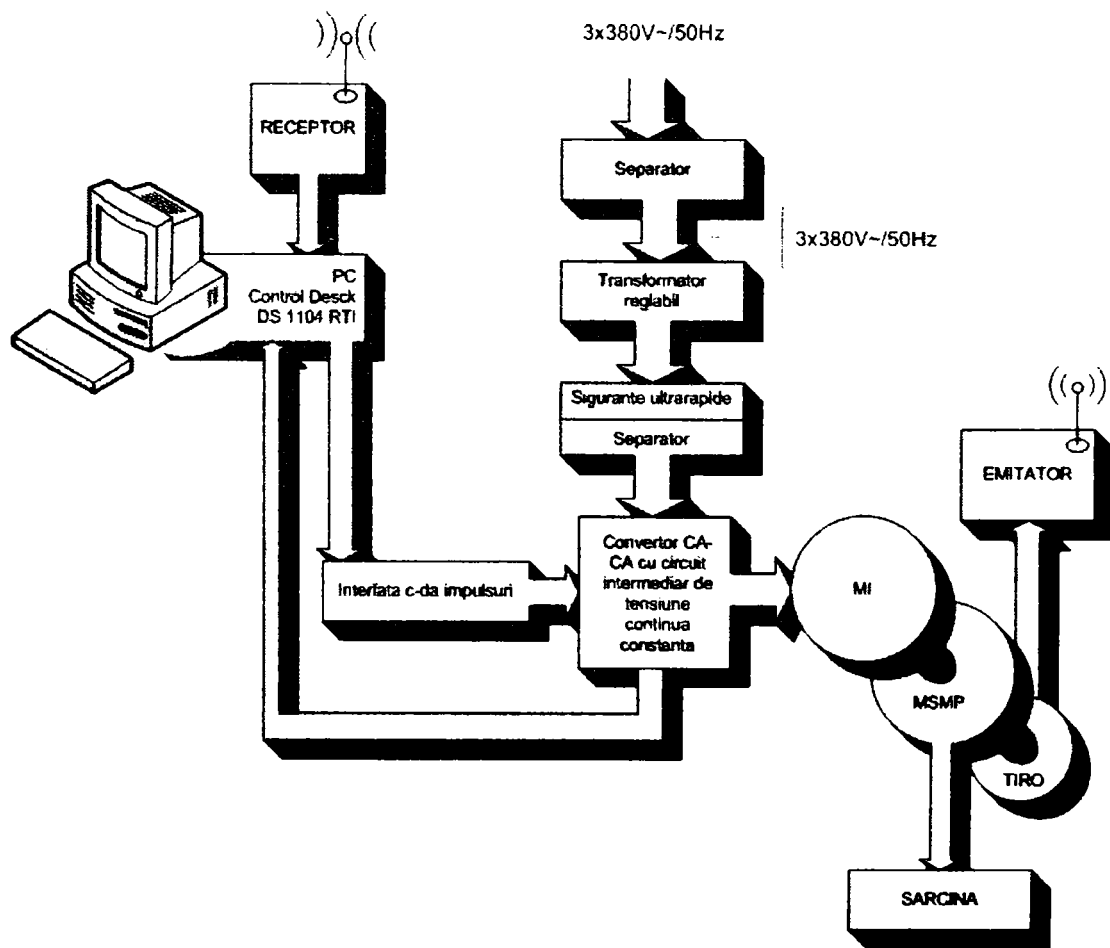


Fig.5.23. Montaj experimental pentru reglarea fără fir la MI

### 5.5.4 Rezultatele experimentale în cazul reglării fără fir la MI

În Fig.5.24 este prezentată schema bloc a modelului de timp real al sistemului de acționare electrică cu MSMPI corespunzător montajului experimental din Fig.5.23

Față de schema de la controlul în buclă deschisă aceasta mai conține regulatorul de turație și blocul de adaptare a valorii măsurate de turație.

Regulatorul de turație de tip PID digital s-a preluat din biblioteca MATLAB-SIMULINK și parametrizat cu valorile corespunzătoare sistemului dat. Numele blocului („Speed controller”) a fost păstrat conform descrierii originale.

Partea de măsură a turației cuprinde canalul de intrare digitală C19, care preia semnalul digital după demodulare, după care prin intermediul unui bloc de conversie, semnalul este aplicat la intrarea de reset a unui numărător. Acesta numără impulsurile de tact de la intrarea „CLK” între două evenimente succesive de la intrarea „Rst”.

Conținutul numărătorului este transferat la ieșirea „Hit” la fiecare front urcător al semnalului „RST” după care este filtrat prin intermediul unui eșantionator de semnal. Prin împărțirea constantei căii de măsură la valoarea rezultantă la ieșirea eșantionatorului se obține viteza de rotație care se aplică în final la intrarea regulatorului digital de turație.

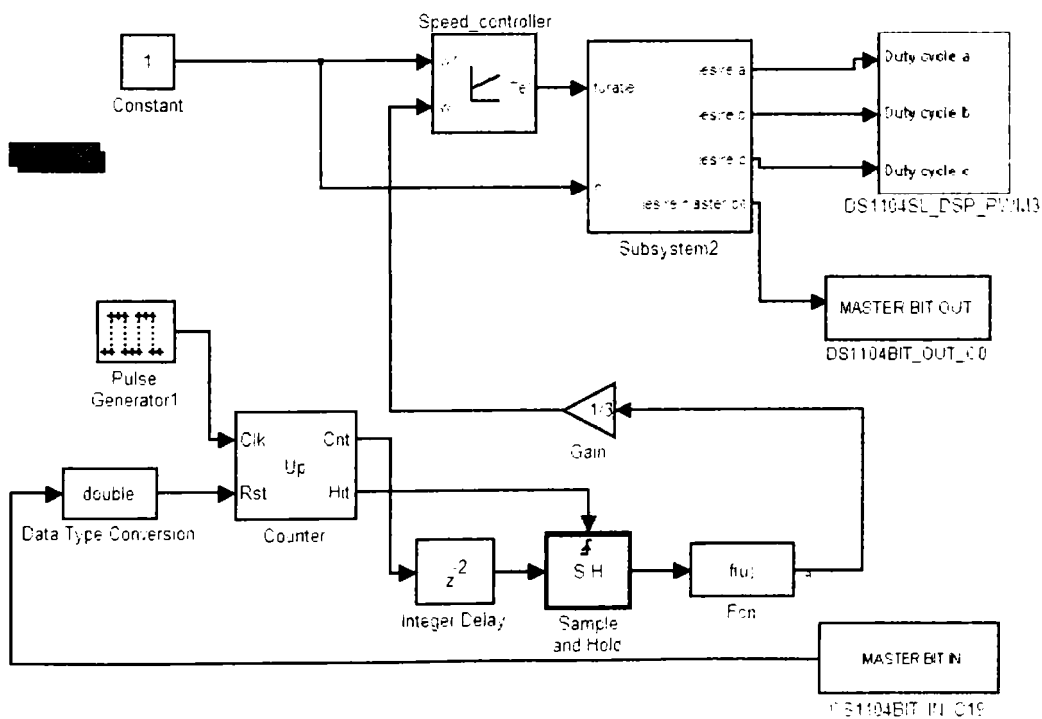


Fig.5.24 Modelul de timp real pentru reglarea fără fir la MI

În vederea ajustării parametrilor regulatorului și a constantelor de măsură pe buclă de reglare a turației și respectiv curentului, modelului de timp real prezentat anterior i s-au asociat două tablouri cu instrumente virtuale din Fig.5.25.

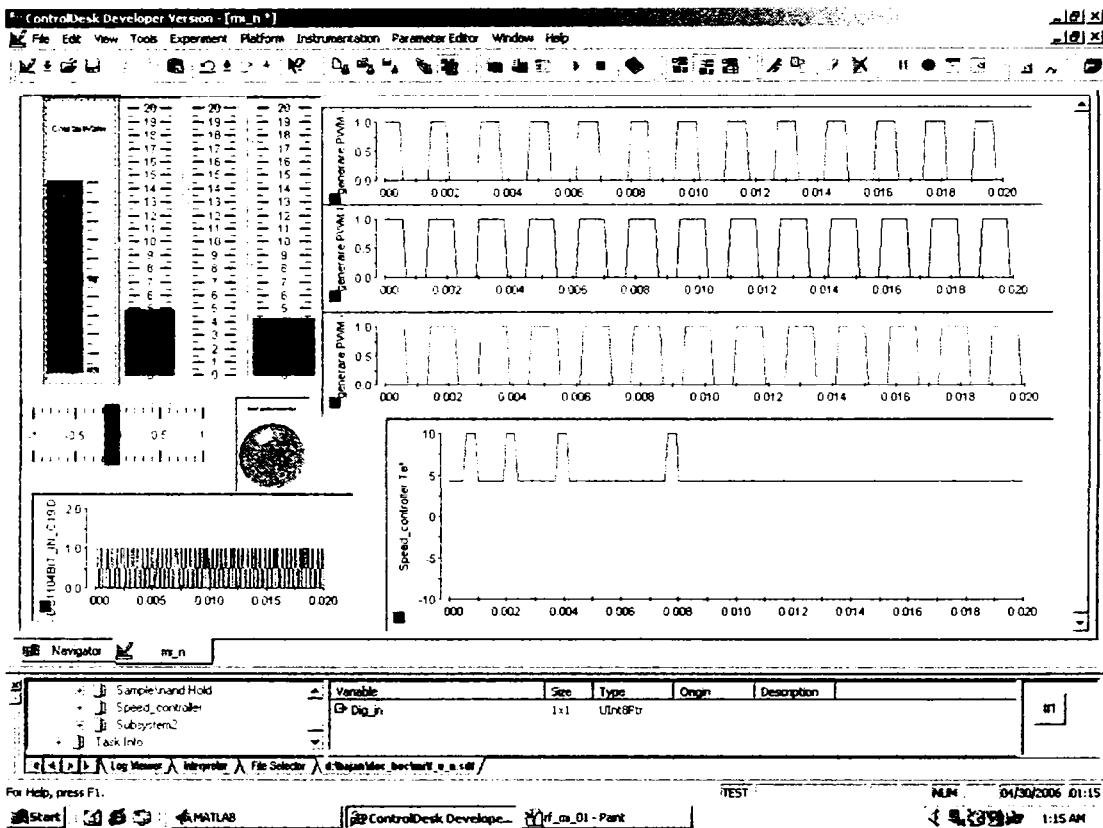


Fig.5.25.Tabloul cu instrumente virtuale pentru cazul reglării fără fir la MI

Tabloul de comandă din Fig.5.25 conține butonul start/stop, barele de ajustare a constantei pentru măsurarea turației, trei bare verticale pentru indicarea valorilor prescrise și măsurate de turație și respectiv ieșirea regulatorului de turație. Pe bara orizontală este afișată eroarea momentană de turație iar pe cele două grafice sunt reprezentate impulsurile de turație de la intrarea digitală și ieșirea regulatorului de turație.

### 5.5.5. Concluzii referitoare la metoda de reglare fără fir la mașina de inducție

Aplicarea reglării fără fir la mașina de inducție nu modifică performanțele reglării față de situația reglării în buclă închisă cu fir, cu semnalul de la traductorul de turație transmis prin cablu. Avem însă avantajul de a putea reduce legăturile între mașina electrică și punctul fix de amplasare al convertorului static.



Reducerea legăturilor fizice între mașina electrică și convertorul static prin intermediul reglării fără fir se poate înscrie în clasa acționărilor de tip „quasi-sensorless” amintită în lucrare. Considerăm această soluție originală și deosebit de utilă în aplicații la care precizia de reglare nu acceptă utilizarea metodelor sensorless.

## **6. Asigurarea condițiilor de alimentare ale convertoarelor statice în contextul respectării principiilor compatibilității electromagnetice a consumatorilor energetici**

### **6.1. Convertoarele statice ca factor perturbator în rețelele de distribuție a energiei electrice**

Progresul tehnologic actual se datorează în mare parte sistemelor de conversie statică a energiei electrice. Atât sistemele de acționare electrică cu turație reglabilă, sursele neîntreruptibile de tensiune (UPS) cât și procesele care utilizează convertoarele statice pentru modificarea unor parametri de proces, cum ar fi, temperatura, presiunea, intensitatea curentului electric sau puterea disipată, au cunoscut în ultimele decenii o dezvoltare foarte rapidă.

În afara câtorva excepții, în mai toate cazurile, avem conectat la rețea un convertor static cu comutație naturală sau fără comutație.

#### **6.1.1. Armonicile produse de convertoarele statice în sistemele de alimentare cu energie electrică.**

În literatura de specialitate sunt menționate [234] tipurile de armonici de curent, ponderea și defazajul acestora în funcție de felul convertoarelor de rețea care, în cele mai multe cazuri, sunt redresoare de tensiune cu diode sau tiristoare.

Pentru cazul regimului deformant în definițiile puterilor, activă, reactivă și aparentă, sunt introduși termeni suplimentari care țin cont de prezența armonicilor superioare în curent și/sau tensiune. În relația de calcul a factorului de putere intervine de asemenea puterea deformantă [231,234].

În afara unor cazuri speciale, la puteri medii de ordinul sutelor de kVA, variantele de convertoare cu comutație de la rețea, cele mai convenabile din punct de vedere economic sunt cele cu șase respectiv doisprezece pulsuri.

În Fig.6.1 este prezentată schema bloc realizată în Matlab-Simulink a convertorului cu 6 pulsuri cu comutație de la rețea.

Aceasta conține următoarele elemente de bază:

- Sursa de tensiune de alimentare,
- Două blocuri de măsură pentru sistemul trifazat de tensiuni și curenți,
- Blocurile cu bobine trifazate pentru limitarea pantei de creștere a curentului,
- Puntea trifazată cu tiristoare,
- Transformatorul trifazat de putere pentru separare galvanică și adaptarea tensiunilor,
- Sarcina,
- Blocul de comandă în fază,
- Blocul cu transformate Fourier rapide.



În Fig.6.2-6.3 sunt prezentate formele de undă ale curenților de fază și respectiv tensiunea de ieșire pentru convertorul cu 6 pulsuri iar în Fig.6.4 rezultatul analizei armonice a curentului de fază pentru un unghi de comandă al convertorului static de  $30^\circ$ .

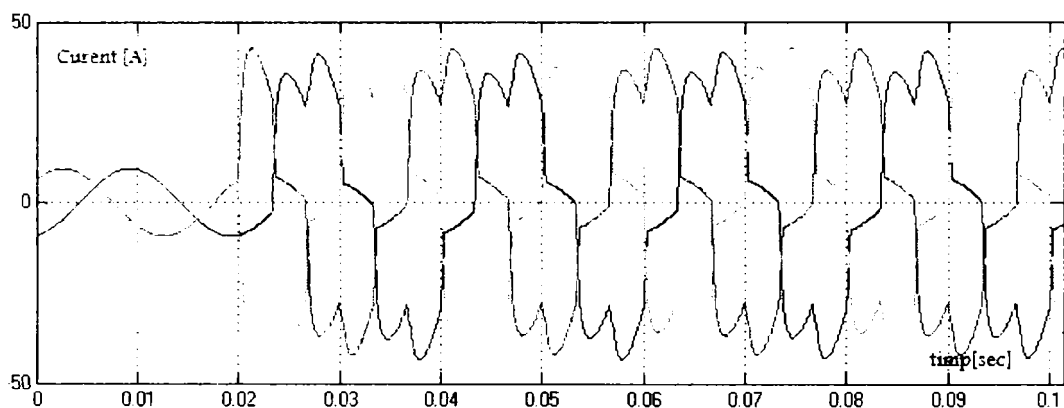


Fig.6.2. Curenții de fază din rețea pentru cazul convertorului cu 6 pulsuri

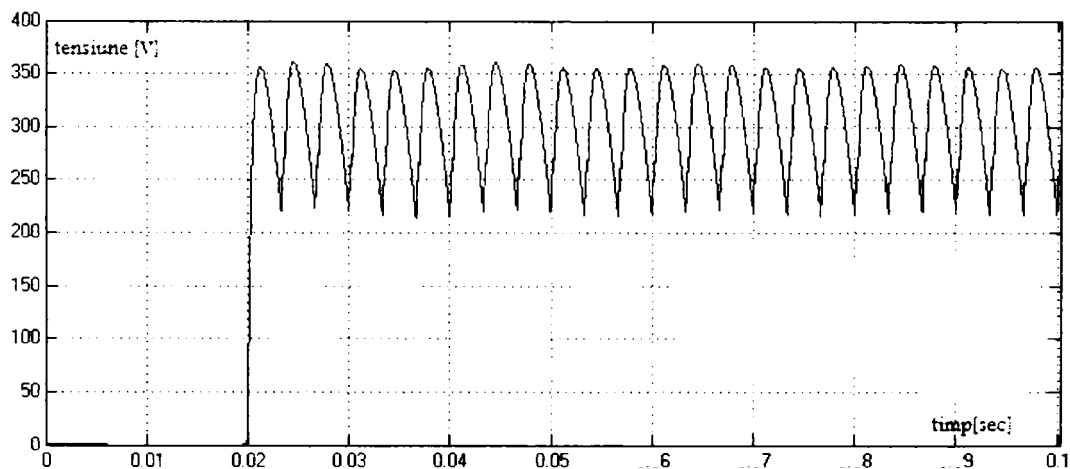


Fig.6.3. Forma tensiunii de ieșire pentru cazul convertorului cu 6 pulsuri

Din analiza rezultatelor simulării numerice se constată prezența dominantă a armonicilor de ordinul 5 după care urmează cele de ordin 7 și în proporție mai mică componentele de ordin 11 și 13. Componentele de ordin mai mare sunt prezente în proporție nesemnificativă. Rezultatele obținute sunt în concordanță cu rapoartele firmelor de specialitate cu tradiție în domeniu [234].

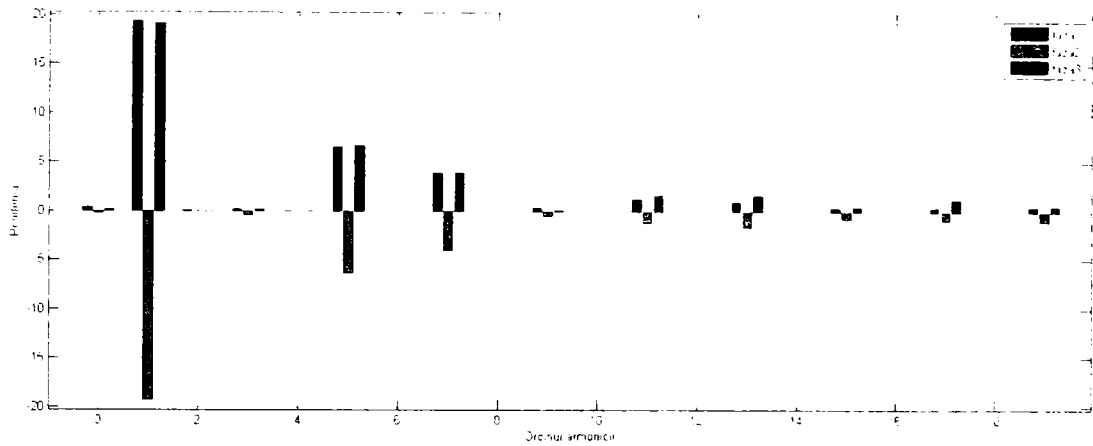


Fig.6.4. Analiza armonică a curenților de fază pentru redresorul cu 6 pulsuri

Același experiment se va repeta pentru cazul convertorului cu 12 pulsuri cu comutație de la rețea. Schema bloc Matlab-Simulink a acestui convertor este prezentată în Fig.6.5. Aceasta are structura asemănătoare cu schema din Fig.6.1. Ca elemente suplimentare apar transformatorul utilizat în vederea decalării de fază și convertorul cu 6 pulsuri conectat la ieșirea acestuia. În cazul blocului de comandă sunt utilizate ambele ieșiri în vederea generării impulsurilor corespunzătoare ambelor punți redresoare. Ieșirile celor două conversoare cu 6 pulsuri sunt conectate în paralel, obținând astfel structura cu 12 pulsuri.

În Fig.6.6-6.7 sunt prezentate formele de undă ale curenților de fază și respectiv tensiunea de ieșire pentru convertorul cu 12 pulsuri iar în Fig.6.8 rezultatul analizei armonice a curentului de fază pentru același unghi de comandă al convertorului static de  $30^\circ$ .

De această dată se constată prezența dominantă a armonicilor de ordinul 11 și 13 dar cu pondere foarte mică față de cazul anterior. Componentele de ordin mai mare sunt prezente în proporție nesemnificativă. Și în această situație rezultatele obținute sunt în concordanță cu rapoartele firmelor de specialitate pe plan mondial [234].

Așa cum rezultă din simulările prezentate anterior mărirea numărului de pulsuri la conversoarele de alimentare conduce la reducerea ponderii armonicilor superioare din curentul de rețea.

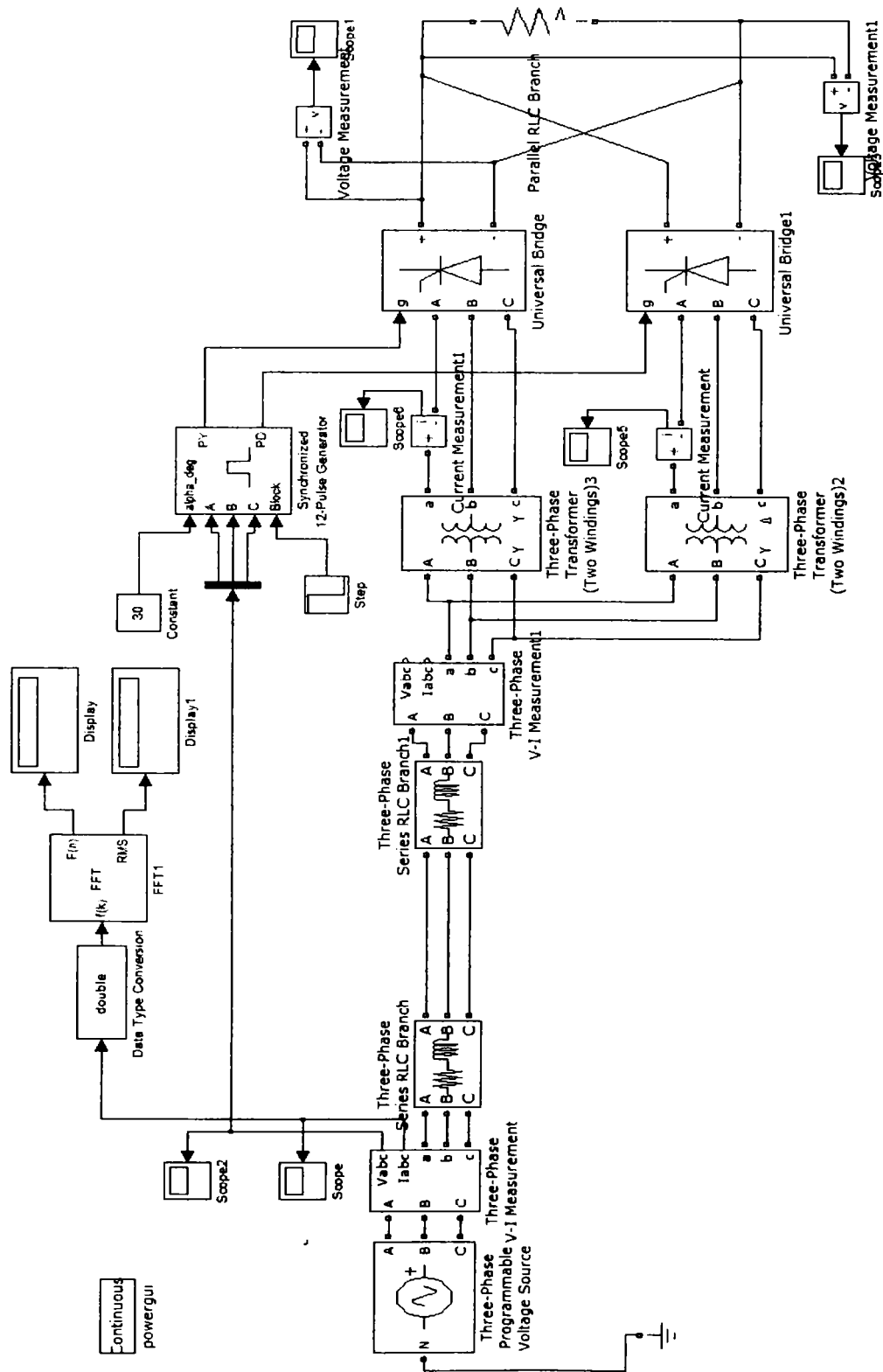


Fig.6.5. Schema bloc MAT-SIM a convertorului cu comutație de la rețea cu 12 pulsuri

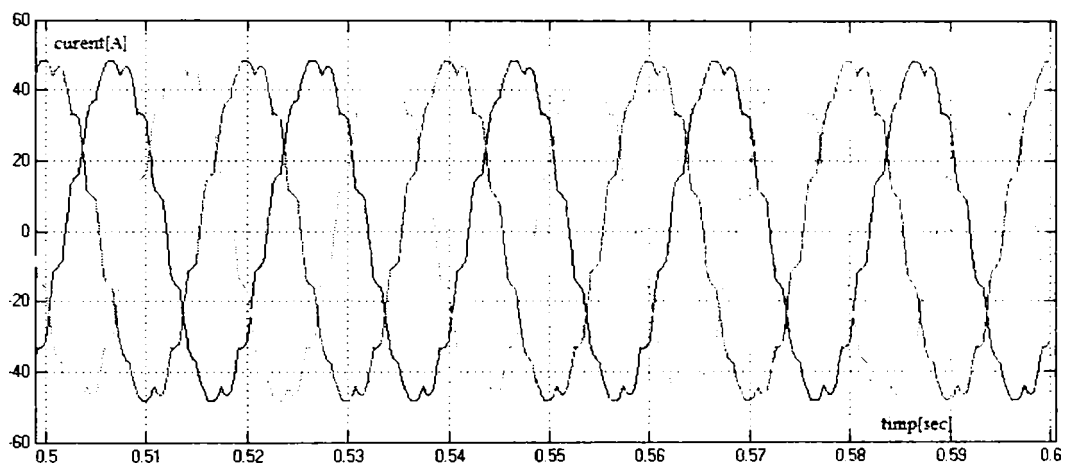


Fig.6.6. Curenții de fază din rețea pentru cazul convertorului cu 12 pulsuri

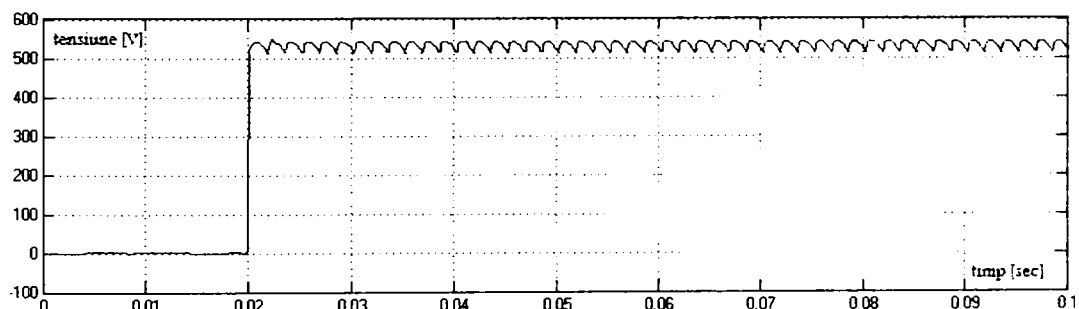


Fig.6.7. Forma tensiunii de ieșire pentru cazul convertorului cu 12 pulsuri

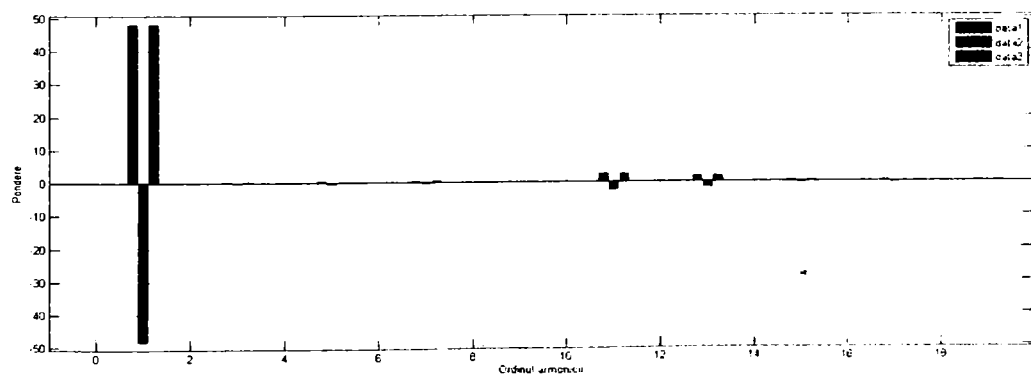


Fig.6.8. Analiza armonică a curenților de fază pentru redresorul cu 12 pulsuri

### 6.1.2. ANALIZA COMPARATIVĂ A PERFORMANTELOR CIRCUITELOR DE FILTRARE ACTIVE ȘI PASIVE

În cele ce urmează se vor pune în evidență avantajele și dezavantajele filtrelor de rețea de tip activ și respectiv pasiv în funcție de doi indicatori esențiali, anume, factorul total de distorsiune armonică în curent (THDi) și respectiv, pierderile de putere.

În vederea comparării performanțelor celor două tipuri de filtre s-a realizat un stand experimental dotat cu aparatura de măsură necesară determinării THDi, randamentului și a factorului de putere (Fig. 6.9).

Standul are posibilitatea alimentării opționale de la rețea sau sursa de putere neîntreruptibilă și conține două mese de măsură cu aparatură de precizie în vederea determinării principalelor mărimi de intrare respectiv ieșire și parametrilor corespunzători acestora, factor de putere, transformata Fourier rapidă și conținutul de armonici respectiv coeficientul total de distorsiune armonică etc.

În Fig.6.10 sunt prezentate comparativ formele de variație ale factorului total de distorsiune armonică pentru un redresor cu șase pulsuri în cazul funcționării cu filtru pasiv respectiv fără filtru.

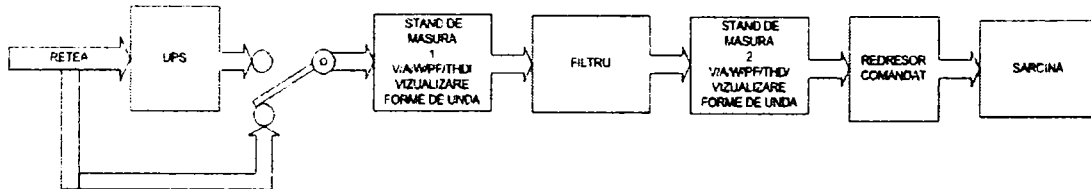


Fig.6.9. Stand experimental pentru testarea filtrelor de rețea

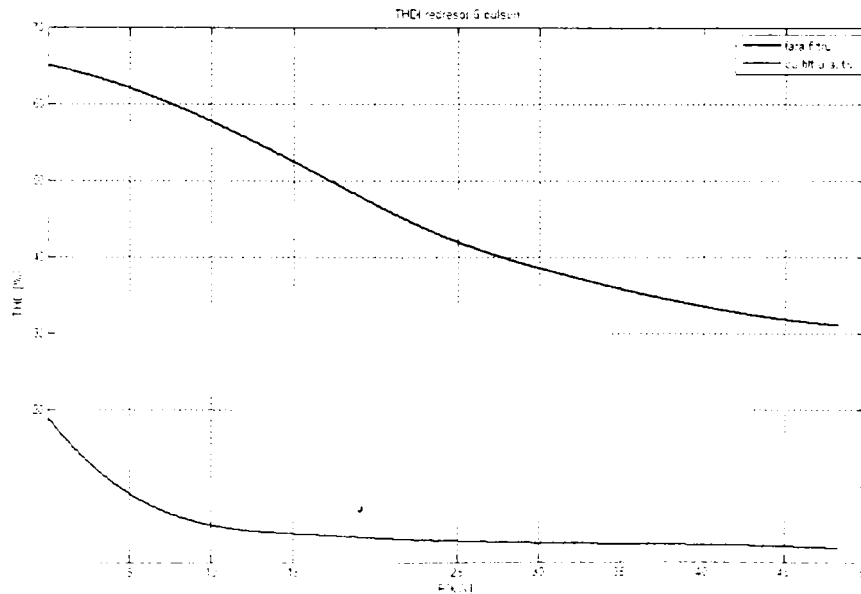


Fig. 6.10. Factorul total de distorsiune armonică în cazul alimentării cu filtru activ respectiv fără filtru a unui redresor cu 6 pulsuri



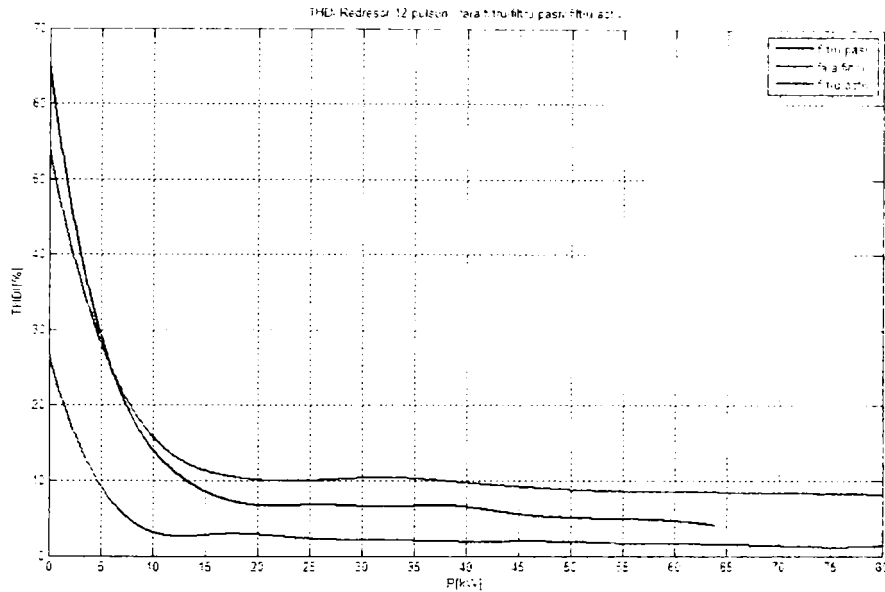


Fig.6.11. Factorul total de distorsiune armonică în cazul alimentării cu filtru pasiv, activ și respectiv fără filtru a unui redresor cu 12 pulsuri.

Din diferența puterilor de la intrare și respectiv ieșire s-a determinat variația pierderilor în filtru în funcție de puterea activă transmisă consumatorului (Fig.6.12).

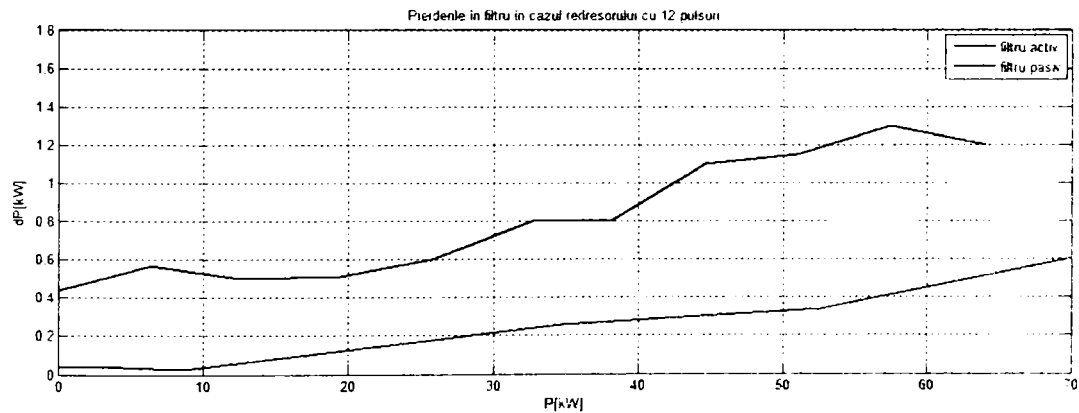


Fig.6.12. Pierderile de putere pentru un filtru activ respectiv pasiv în cazul convertorului cu 12 pulsuri.

Din rezultatele prezentate se desprind următoarele observații:

- I La încărcări reduse filtrele active sunt mai eficiente decât filtrele pasive, factorul total de distorsiune armonică fiind incomparabil mai mic decât la filtrul pasiv;

- II La încărcare apropiată de nominal, diferența între rezultatele obținute cu filtrele active față de cele pasive este mult mai redusă însă, totuși, evidentă în favoarea filtrelor active;
- III Din analiza pierderilor rezultă un avantaj evident al filtrelor pasive în detrimentul filtrelor active;
- IV Față de convertoarele cu șase pulsuri unde diferența factorului de distorsiune între utilizarea filtrului activ sau funcționarea fără filtru este foarte mare în cazul convertoarelor cu 12 pulsuri este substanțial mai redus chiar în cazul funcționării fără filtru.

## 6.2. Concluzii

În final putem trage următoarele concluzii:

- I În cazul funcționării în majoritatea timpului cu încărcare redusă filtrele active sunt mult mai eficiente decât cele pasive.
- II Creșterea numărului de pulsuri, are ca rezultat îmbunătățirea substanțială a factorului de distorsiune armonică, indicativul de bază în aprecierea eficienței filtrului.
- III Pierderile în cazul filtrelor active sunt mult mai mari ca urmare la puteri mari și încărcare nominală sunt de preferat filtrele pasive asociate cu convertoare de rețea cu 12 sau mai multe pulsuri.

După opinia autorului în cazul aplicațiilor de puteri reduse sunt recomandate convertoarele de rețea asociate cu filtre active cu șase pulsuri. La puteri mijlocii în funcție, gradul de încărcare, sunt de dorit convertoarele de rețea cu 12 pulsuri împreună cu filtre pasive, respectiv convertoarele de rețea cu 6 sau 12 pulsuri, asociate cu filtre active. În cazul sarcinilor de puteri mari funcționând la încărcare apropiată de cea nominală se recomandă filtrele pasive asociate cu convertoare cu 12 sau mai multe pulsuri.

La puteri fracționare sunt de asemenea de luat în considerare filtrele pasive datorită simplității acestora și a prețului de cost redus.

# Concluzii și contribuții personale

## Concluzii

Lucrarea elaborată de autor se extinde pe un număr de șase capitole având 140 pagini, 120 figuri și 235 note bibliografice. Din conținutul tezei s-au elaborat patru lucrări științifice, trei dintre acestea fiind prezentate la sesiuni de comunicări internaționale. De asemenea autorul a elaborat un articol care în curs de publicare într-o revistă de circulație internațională. La toate aceste lucrări subsemnatul este prezent ca unic sau prim-autor.

Autorul utilizează mai multe programe de proiectare asistată și simulare numerică și un sistem cu instrumentație virtuală performant la partea experimentală.

În primul capitol al tezei se aduc în prim plan elementele de bază care contribuie la realizarea unui sistem de acționare electrică cu reglaj vectorial.

Mașina sincronă cu magneți permanenți interiori și mașina de inducție cu rotorul în colivie sunt protagoniștii principali ai acestei lucrări. În comparație cu mașina de inducție, mult mai familiară deja în sistemele de acționare electrică cu turație reglabilă asupra căreia nu se insistă, mașina sincronă cu magneți permanenți interiori este prezentată atât ca variante constructive cât și ca particularități funcționale. Cele două tipuri de mașini sunt puse față în față în vederea evidențierii particularităților acestora în cazul utilizării lor în sistemele de acționare electrică cu turație reglabilă. În continuare sunt descrise ecuațiile vectoriale ale celor două tipuri de mașini.

La finalul capitolului este explicat principiul reglării vectoriale la mașinile de curent alternativ.

Informațiile provenite din literatura de specialitate din domeniu sunt atent selectate, filtrate iar apoi prelucrate și prezentate într-o manieră originală de către autor.

Capitolul al doilea se ocupă cu determinarea parametrilor la MSMPI în scopul utilizării lor în modelele matematice și schemele de reglare elaborate de către autor.

În prima parte se prezintă determinare a parametrilor la ME prin metoda stingerii curentului și se definesc schemele de bază necesare determinării parametrilor la MSMPI.

Din ecuațiile de regim dinamic, pentru configurațiile date, se deduc relațiile de calcul pentru determinarea inductivităților longitudinale și transversale. Schemele prezentate se optimizează prin înlocuirea comutatoarelor cu dispozitive electronice de putere cărora li se asociază circuitele de comandă aferente.

Constanta tensiunii electromotoare induse se determină prin intermediul probei de mers gol.

Rezultatele obținute prin achiziție digitală sunt filtrate numeric în vederea eliminării zgomotului iar valorile obținute pentru inductivitățile longitudinală și transversală sunt reprezentate grafic în funcție de curent. Cum era de așteptat, inductivitatea transversală este puternic influențată de fenomenul de saturație magnetică, pe când cea longitudinală are o variație aproape lineară.

În continuare se prezintă metoda propusă de autor în vederea determinării automate a parametrilor MSMPI aplicabilă bineînțeles la orice mașină electrică sau bobină.

Metoda este inițial pusă la punct prin simulare numerică, în MAT-SIM, după care se realizează interconectarea între procesul fizic și sistemul cu instrumentație virtuală și se trece la determinarea automată a parametrilor.

Metoda prezintă avantajul eliminării erorilor umane datorate rutinei, a preciziei și a reducerii drastice a timpului de calcul.

Algoritmul de lucru, schema MAT-SIM, modelul experimental și metoda de prelucrare a rezultatelor constituie contribuții personale ale autorului.

Capitolul al treilea este dedicat generării modelelor matematice ale MSMPI respectiv ale întregului SAE și testării acestora prin intermediul simulării numerice. Instrumentul folosit în acest scop este pachetul de programe Matlab-Simulink ale companiei MathWorks.

Plecând de la modelul de regim dinamic în coordonate d-q al MSMP s-a construit un model MAT-SIM de baza al mașinii sincrone valabil atât pentru MSMPI cât și pentru BLDC. Modelului de bază i s-au adăugat funcții suplimentare cum ar fi: blocul traductorului de tip resolver, transformările de coordonate, blocul de selectare a mărimilor de comandă în coordonatele fazelor sau coordonate ortogonale și accesul la mărimile de ieșire și respectiv de stare. Modelul astfel obținut se încadrează într-o „mască” și se prezintă ca un subsistem MAT-SIM parametrizabil care poate fi utilizat în continuare la elaborarea și testarea algoritmilor de reglare.

Cu ajutorul modelului mai sus amintit s-au implementat două scheme de reglare vectorială pentru MSMPI, și anume: reglarea prin autopilotare și reglarea în coordonate d-q rotorice. Acestea stau la baza realizării sistemului experimental cu reglare vectorială propus de către autor.

Modelele amintite au fost testate și optimizate prin simulări succesive în vederea ajustării parametrilor de reglare. O importanță deosebită s-a acordat regimurilor de funcționare dinamice respectiv răspunsului la semnal treaptă.

Capitolul al IV-lea este dedicat validării experimentale a soluțiilor propuse anterior. Autorul realizează un stand experimental care are la bază sistemul cu instrumentație virtuală dSpace și placa de timp real de tip RTI 1104. Standul mai conține un invertor Danfoss, circuitele de interfață realizate cu fibră optică, traductoarele pentru mărimi electrice, tensiune, curent, și grupul de mașini electrice de inducție și respectiv sincronă cu MP. În funcție de soluția testată una din mașini va prelua rolul de frână iar cealaltă pe cel de motor și respectiv invers.

Pe baza schemelor bloc prezentate anterior, păstrând algoritmi de reglare deja testați, s-au creat modelele de timp real în vederea conectării sistemului fizic, mașina electrică și invertor, la placa de comandă a sistemului cu instrumentație virtuală. S-au testat practic mai multe soluții de reglaj pentru SAE cu MSMPI și s-au înregistrat formele de undă ale principalelor mărimi de comandă, stare și respectiv ieșire. Parametrii de reglare, timp de răspuns, stabilitate, suprareglaj, și valorile măsurate ale mărimilor electrice atât de regim staționar cât și de regim dinamic confirmă calitatea și robustețea schemelor și algoritmilor de reglare propuși.

Autorul are meritul de a fi gândit și pus în aplicare un sistem complex de reglaj digital vectorial la MSMPI. Precizia, caracteristicile și parametrii reglării încadrează această soluție în categoria acționărilor de poziționare (servoa acționărilor).

În final, algoritmul de reglare poate fi implementat într-un sistem cu microcontroler în vederea realizării unui echipament industrial de acționare electrică pentru MSMPI.

În cadrul capitolului al V-lea, anume, „Reglarea fără fir la mașinile de ca”, pentru cazul concret al MI, autorul realizează în premieră în tehnica acționărilor electrice cu turație reglabilă controlul mașinii electrice fără fir între traductorul pentru mărimi mecanice și convertor. Ingeniozitatea soluției constă în propunerea de a elimina complet cablurile electrice de legătură între traductoarele mecanice și sistemul de reglare automată. Soluția este prezentată pentru cazul MI dar poate fi aplicată deopotrivă la oricare din tipurile de AE inclusiv la MSMP.

Capitolul al VI-lea, ultimul al acestei lucrări, se ocupa cu analiza filtrelor de rețea în vederea eliminării armonicilor superioare generate de către convertorul static.

Se prezintă comparativ caracteristicile diferitelor tipuri de filtre, pasive respectiv active și recomandările autorului relativ la domeniile de puteri în care se încadrează acestea în cazul alimentării echipamentelor de la convertoare statice de frecvență.

## Contribuții personale

### Cap. 1.

Primul capitol al acestei lucrări este constituit în cea mai mare parte ca sinteză bibliografică din literatura de specialitate referitoare la tehnica acționărilor electrice de curent alternativ cu reglaj vectorial. Informațiile prezentate într-o manieră personală, au fost atent selectate și prelucrate în vederea evidențierii avantajelor și dezavantajelor soluțiilor existente.

Materialul grafic preluat de către autor din literatura de specialitate este redesenat cu ajutorul programelor specializate, în vederea prezentării acestuia în condiții corespunzătoare. Sursele utilizate au fost menționate pe parcursul lucrării, ca note bibliografice.

### Cap. 2.

Începând cu capitolul al 2-lea, atât la partea teoretică cât și la partea experimentală se remarcă stilul original și creativitatea autorului.

În acest capitol se disting următoarele elemente de originalitate:

- realizarea standului experimental pentru determinarea reactanțelor longitudinală și transversală la MSMP cu sistemul dSpace cu instrumentație virtuală,
- utilizarea unui tranzistor IGBT în locul comutatorului mecanic din varianta clasică a schemei de stingere a curentului, în vederea comenzii de la distanță,
- algoritmul de prelucrare a semnalelor și determinare on-line a parametrilor

### Cap. 3.

Capitolul al treilea al lucrării debutează cu elaborarea modelului matematic al MSMP. Autorul concepe un model original pentru MSMPI, având posibilitatea de parametrizare și introducere a poziției inițiale a rotorului. Modelul propus de autor prezintă următoarele avantaje:

- posibilitatea de intrări multiple atât pentru mărimile modelului ortogonal cât și în mărimile de fază
- posibilitatea monitorizării unui număr foarte mare de mărimi de ieșire, respectiv de stare,
- conține modelul traductorului de poziție și prelucrarea semnalelor de ieșire ale acestuia,
- posibilitatea parametrizării și utilizării modelului atât pentru MSMPI cât și pentru BLDC,
- conectarea directă la elementele de transfer din biblioteca Simulink
- flexibilitate și posibilitatea dezvoltării ulterioare.

Față de modelul mașinii din biblioteca „Simpower Systems” a pachetului MAT-SIM, modelul conceput de autor are avantajul interfațării directe cu funcțiile din biblioteca de bază Simulink fără a necesita trecerea la modul de lucru cu elemente de circuit. Din punct de vedere al tehnicii reglării prezentul model este mult mai flexibil și permite în plus față de analiza de regim tranzitoriu, aplicarea metodelor de analiza a stabilității cum ar fi metoda frecvenței sau metoda amplasării polilor în planul complex.

Cu modelul MSMPI deja realizat autorul propune doua metode originale de sistem de reglare vectorială: primul se referă la reglarea vectorială prin autopilotare iar cel de-al doilea la reglarea în coordonate d-q rotorice.

Schemele prezentate de autor au fost testate prin intermediul simulării numerice în regim de funcționare dinamic, rezultatele fiind prezentate prin intermediul formelor de undă în urma răspunsului la semnal treapta.

### Cap. 4.

Modelele experimentale prezentate în capitolul al patrulea în vederea testării practice a performanțelor de reglare cu MSMPI reprezintă contribuții personale ale autorului.

Autorul realizează cu mijloace proprii un stand experimental care conține:

- mașina electrică de testat,
- mașina utilizată pentru încărcare,
- un invertor Danfoss,
- sisteme de măsură ale tensiunii, turației, respectiv poziției și interfațarea cu fibră optică între sistemul cu instrumentație virtuală și invertor,
- placa de timp real RTI1104, care împreună cu pachetul de programe ControlDesk, formează sistemul cu instrumentație virtuală DS1104
- calculatorul UPC

Arhitectura sistemului și respectiv managementul semnalelor, parametrizarea traductoarelor, au fost complet gândite și puse la punct de către autor.

Pe baza schemelor prezentate la partea de simulare numerică (Cap.3.), s-au conceput și testat algoritmi originali de control vectorial la MSMPI. Rezultate foarte bune au fost obținute cu sistemul de reglare prin autopilotare.

## Cap. 5.

Schema de comandă în buclă deschisă și fără traductoare a mașinii de inducție prezentată în acest capitol este concepută în întregime de către autor [13]. Autorul pornește de la ideea simplă de a genera o undă modulată sinusoidal la care frecvența de bază respecta legea de comandă  $U/f = ct.$  La turații joase aceasta este corectată conform recomandărilor din literatura tehnică de specialitate în vederea compensării pierderilor neconsiderate în relația de bază.

Această schemă reprezintă cea mai simplă metodă de comandă fără traductoare la mașinile de curent alternativ (este aplicabilă și la mașina sincronă dar cu performanțe scăzute) .

În a doua parte a acestui capitol se prezintă o metodă de *reglare fără fir* la mașina de inducție, aplicabilă la orice tip de acționare electrică și considerată de autor ca premieră absolută.

Reglarea fără fir, ca soluție tehnică, are avantajul eliminării cablurilor de legătură între traductoare și convertorul static. Față de reglarea „sensorless” prezintă, pe de o parte , dezavantajul prezenței traductoarelor, iar pe de alta parte, avantajul unei precizii de reglare identică cu a acționărilor a AE convenționale cu traductoare și fir. Autorul consideră că această variantă de reglare se încadrează în categoria acționărilor electrice de tip „quasi-sensorless”, prezentate în literatura de specialitate din domeniu [209].

## Cap. 6.

În capitolul șase autorul prezintă un studiu comparativ între filtrele de rețea de tip pasiv, respectiv activ. Montajul experimental si prelucrarea rezultatelor reprezintă contribuții ale autorului.

# Bibliografie

- [ 1] Andreescu Gh. D., *Estimatoare în Sisteme de Conducere a Acționărilor Electrice. Aplicații la Mașini Sincrone cu Magneți Permanenți*, Orizonturi Universitare, Timișoara 1999, ISBN 973-9400-49-3;
- [ 2] Andreescu.G.D., *Position and Speed Sensorless Control of PMSM Drives Based on Adaptive Observer*, EPE`99, Lausanne 1999;
- [ 3] Atanasiu Gh., *Servomotoare sincrone pentru acționari electrice*, Ed. Mirton, Timișoara 2003, ISBN 973-585-946-7;
- [ 4] B. Nahib Mobarakeh, F.Meibody-Tabar, F. M. Sargos, *A globally converging observer of mechanical variables for sensorless PMSM*, PESC`00,pp.885-890, June 2000;
- [ 5] B. Nahib Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, F. M. Sargos, *Robustness Study of a Mode-Based Technique for Mechanical Sensorless PMSM*, PESC`01, pp. 885-890, June 2001;
- [ 6] B. Nahib Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, F. M. Sargos, *On-line Identification of PMSM Electrical Parameters Based on Decoupling Control*, IAS`01, Chicago 2001.
- [ 7] B. Nahib Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, F. M. Sargos *On-line Identification of Stator Resistance for Sensorless Control of PMSM: Back-emf Based Techniques and Extended Kalman Filter*, ELECTRIMACS`02, Montreal 2002;
- [ 8] Babescu, M. *Mașina Sincronă. Modelare-Identificare-Simulare*. EP, Timișoara 2003. ISBN973-625-021-0;
- [ 9] Băjan L., *Virtual Instrumentation Platform for Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Drives Applications*, Electromotion, (în curs de publicare)
- [ 10] Băjan L., Svobda M., Ghiur I., *On-line identification of interior permanent magnet synchronous machine parameter, by using dSpace RTI interface*, CNAE 2004, Sept. 23-25, 2004 Cluj-Napoca, Mediamira Science;
- [ 11] Băjan L., *Matlab-Simulink Permanent Magnet Synchronous Motor Improved Model for Vector Control Drives Application*, ICEM'08, 6-9 Sept. 2008 Vilamoura, Portugal;
- [ 12] Băjan L., *Real time dSpace solution for permanent magnet synchronous motor vector control drives*, ICEMS2008, 17-20, Oct. 2008, Wuhan, China;
- [ 13] Băjan L., Svoboda M., Ghiur I., *Induction Machine Scalar Control by Using dSpace with Real Time Interface*, International Conference of Robotics, 14-16 October 2004, Timisoara Romania, pp.59;
- [ 14] Basler M. J., Schaefer R. C., *Understanding Power-System Stability*. IEEE Transactions on industry applications.vol.44 no.2, March/April, 2008.
- [ 15] Bausch H., Kanelis K., Lange B., Zeng W., *Torque Control of Synchronous Drives Without Mechanical Sensors*, ICEM-1994, Paris Vol.I;
- [ 16] Birca Galateanu S., Stoichescu D A., Constantin P., *Electronica de putere (aplicații)*, Ed. Militară, București 1991;
- [ 17] Biriescu M., *Mașini electrice Rotative. Parametri, caracteristici, încercări*, EV, Timisoara 1997, ISBN 973-36-0299-X;
- [ 18] Boldea, I., *Parametri Mașinilor Electrice. Identificare, Estimare și Validare*, EA, București 1991, ISBN 973-27-0145-5;



- [ 19] Boldea, I. *Advance Control of Electric Drives*, HCEM, Hanyang, Korea 17-21.02.2003.;
- [ 20] Boldea, I. Atanasiu, Gh. *Analiza Unitară a Mașinilor Electrice*, EA, București 1983, C.Z.581.19 (021)=59;
- [ 21] Boldea I., Nasar A. S., *Vector Control of AC Drives*, CRC, Press, 1992 ISBN: 0849344085;
- [ 22] Boldea I., *Transformatoare și mașini electrice*, EDDP, RA, București 1994;
- [ 23] Boldea I., Nasar S.A., *Electric Drives*, CRC Pres, Florida USA 1999;
- [ 24] Bolognani S., Zigliotto. M., Zordan. M., *Rotor Position Detection for Sensorless PM Synchronous Motor Drives*, Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on Volume , Issue , 2-5 Sept. 2007 Page(s):1 - 10.
- [ 25] Bolognani S., *EKF-Based Sensorless IPM Synchronous Motor Drive for Flux-Weakening Application*, Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting, Volume 1, Issue , 2002 Page(s): 112 - 119 vol.1.;
- [ 26] Bose, K. Bimal. *Microcomputer Control of Power Electronics and Drives*, IEEE Press, 1987 ISBN: 087942219X;
- [ 27] Brașovan M., Seracin E., Bogoevici N., Trifa,V., *Acțiunări electrice. Aplicații industriale*, ET Bucuresti 1977;
- [ 28] Briz F., Degner,M.W. Garcia,P. Lorenz,D.R. *Comparison of Saliency-Based Sensorless Control -techniques for AC Machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, July-Aug. 2004 Volume: 40, Issue: 4
- [ 29] Bryant A. T., Palmer P. R., Santi E., Hudgins J. L., *Simulation and Optimization of Diode and Insulated Gate Bipolar Transistor Interaction in a Chopper Cell Using MATLAB and Simulink*. IEEE Transactions on industry applications, vol. 43, no.4, Juli/August 2007.
- [ 30] Buja G. S., Kazmierkowski M. P., *Direct Torque Control of PWM Inverter-Feed AC Motors-A Survey*. IEEE; Trans. of IE, Vol.51, No.4, August 2004;
- [ 31] Calin, S. Popescu, T. Boris, J. Sima, V. *Conducerea Adaptivă și Flexibilă a Proceselor Industriale*. ET, București, 1988. C.Z. 65-012.4:658;
- [ 32] Câmpeanu,A. *Mașini electrice*. ESR, Craiova 1988;
- [ 33] Câmpeanu,A. *Field Acceleration Method for Induction Motor Control*. Rev.Roum.Sci.Tech.,Serie Electrotechn.etEnerg.Tome 36, 3, 1991 București.
- [ 34] Câmpeanu A., *A New Approach of the Torque Control for the Synchronous Motor with Permanent Magnets*. Proceedings of the 7 th International Power Electrics & Motion Control Conference, 1996, PEMC'96, Budapest;
- [ 35] Cepișcă C., Veyssiere M., *Condiționarea senzorilor și a semnalelor*. Ed. ICPE București 1995, ISBN 973-96662-3-X;
- [ 36] Chandana Perera ,P. D., *Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives. PhD Thesis*, Institute of energy technology Aalborg University Denmark 2002
- [ 37] Chiuță I., Conecini,I., *Compensarea regimului energetic deformat*, ET București 1989;
- [ 38] Comnac.V.,Cirstea.M.,Giamusi.M., Cernat.R.M. *Torque and Speed Control of Inverter-Fed Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Sliding Mode*. EPE`99- Lausanne.
- [ 39] Comșa, D. *Utilizări ale Energiei Electrice*.
- [ 40] Consoli A., Musumeci A., Raciti S., Testa A., *Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor Drive*. IEEE Transaction on Industrial Electronics, February 1994, Vol.41, Nr.1, pp.91-96;

- [ 41] Consoli A., Scarcella G., Testa A., *Sensorless Control of PM Synchronous Motors at Zero Speed*, IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999;
- [ 42] Dănilă T., Cupcea N., *Amplificatoare operaționale. Aplicații, probleme rezolvate*, Ed. Teora Bucuresti,1994 ISBN 973-601-128-3;
- [ 43] Davidson L. H., *Consumer Electronics Troubleshooting & Repair Handbook*. McGraw-Hill 1999, Fourth Edition. ISBN 0-07-015809-6;
- [ 44] Dehkordi A. B., Gole A. M., Maguire T. L., *Permanent Magnet Synchronous Machine Model for Real-Time Simulation*, IPST'05 Montreal, Canada, June 19-23, 2005;
- [ 45] Dimiano A., Gatto. G., Marongiu I., Perfetto A., *An Improved Look-up Table for Zero Speed Control in DTC Drives*, EPE`99 Lusanne;
- [ 46] Dosiek L., Pillay P. *Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Machines*, IEEE Transactions on Magnetics, Nov 1988 Volume: 24, Issue: 6;
- [ 47] Drăgănescu, Gh. O. *Încercările Mașinilor Electrice Rotative*. ET, București, 1988. C.Z. 621.313:001.4;
- [ 48] Ellis G., Lorenz R.D., *Comparision of Motion Control Loops for Industrial Applications*, IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999
- [ 49] Emelyanov S.V, *Binary automatic control systems*. MIR, Moscow 1987;
- [ 50] Ertugrul N. P., *A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.1, January/February 1994;
- [ 51] Eykhoff P., *Identificarea sistemelor Estimarea parametrilor și stărilor pentru sistemele tehnice, economice, biologice*. ET Bucuresti 1974;
- [ 52] Ferreira J. A., Dorland P., de Beer F. G., *An Active Inline Notch Filter for Reducing Acoustic Noise in Drives*, IEEE Transactions on industry applications, vol.43,no.3,May/June 2007;
- [ 53] Finch J. W., Giaouris D., *Controlled AC Electrical Drives*, IEEE Transactions on industrial electronics, vol.55, no.2 February 2008;
- [ 54] Gao Q., Asher G.M., Sumer M., Makys P., *Position Estimation of AC Machines Over a Wide Frequency Range Based on Space Vector PWM Excitation*, IEEE Transactions on Industry applications, vol.43, no.4, Juli/August 2007;
- [ 55] Garcia P., Briz F., Degner M.W., Diaz-Reigoza D., *Accuracy Bandwidth and Stability Limit of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Control Methods*, IEEE Transactions on Industry Applications July-aug. 2007;
- [ 56] Ghinea M., Fireteanu V., *Matlab Calcul numeric .Grafica.Aplicatii*. Teora București 1997ISBN 973-601-275-1;
- [ 57] Ghiur.I., Băjan.L., Svoboda.M. *Intelligent Cntrl Strategies Using CAN Communications Standards*, International Conference of Robotics, pp.59, 14-16 October 2004, Timisoara Romania.
- [ 58] Gieras F. Jacek, Wing M., *Permanent magnet motor technology. Design and applications*, Second edition, revised and expanded, Marcel Dekker,Inc.New York ISBN: 0-8247-0739-7;
- [ 59] Gieras, F. Jacek., *Linear Induction Drives*. Oxford University Press, 1994. ISBN:0198593813;
- [ 60] Giuclea R., Bogus C, Kreindler L., *Compartion on Snsorless Control of Synchronous Motors*, The Annals of "Dunărea de Jos" University of Galați Fascicle III, 2002 ISSN 1221-454X;
- [ 61] Goodman R. L., *Troubleshooting and Repairing Electronic Circuits 2nd edition*. Division of McGraw-Hill,Inc. CIP 39628;

- [ 62] Grafe H., Loose I., Kuhn H., *Grundlagen der Electrotechnik*. Veb Verlag Technic Berlin 1998, ISBN 3-341-00497-1;
- [ 63] Gray E. P., Meyer R.G., *Circuite integrate analogice ,Analiza si proiectare*, ET Bucuresti-1983, C.Z. 621.382.006.2;
- [ 64] Gray E. P., Searle L. C., *Bazele Electronicii Moderne. Vol. I*. ET, București, 1973. (traducere MIT) C.Z. 621.38(01);
- [ 65] Gray E. P., Searle L. C., *Bazele Electronicii Moderne. Vol. II*. ET, București, 1973. (traducere MIT), C.Z. 621.38(01);
- [ 66] Hamada D., Uchida K., Yusivar F., Haratsu H, Wakao S., Onuki T, *Sensorless Control of PMPSM using a linear reduced Order Observer including Disturbance Torque Estimation*, <http://www.wakao.elec.waseda.ac.jp/>;
- [ 67] Hamid A., Tolyat Campbell S., *DSP-Based Electromechanical Motion Control*. CRC, Press, 2004, ISBN 0-8493-1918-8;
- [ 68] Hamid D., Taghihrad N., Abedi Noohi E., *A new Sensorless Vector Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor without Velocity Estimator*, 7th International Workshop on Advanced Motion Control 2002 Maribor, Slovenia;
- [ 69] Harden J., Davis Golden B. Forest, *Power Semiconductor Applications*, IEEE Press, 1972.
- [ 70] Hava M. A., Kerkman J.R., Lipo T. A., *A High Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm*, IEEE-APEC Conf. Rec. Atlanta, GA,1997;
- [ 71] Hava M. A., Kerkman J. R., Lipo T A., *Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives* IEEE 1999
- [ 72] Heikkila Tania., *Permanent Magnet Synchronous Motor for Industrial Inverter Applications-Analysis and Design*, ISBN 951-764-699-2, ISSN145-4491;
- [ 73] Hemati N., Leu M. C., *A complet Model Characterisation of Brushless DC Motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.1, pp.172-180;
- [ 74] Hoffmann F., Janecke M., *Fast Torque Control of an IGBT-Inverter-Feed three-phase A.C. Drive in the whole Speed Range-Experimental Results EPE`95 Sevilla*;
- [ 75] Holtz J., *Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives* University of Wuppertal Germany, <http://www.ema.uni-wuppertal.de/>;
- [ 76] Holtz J., *Polsewidth Modulation-A Survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.39,No5, December 1992 University of Wuppertal Germany;
- [ 77] Holtz,J. *The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs*, University of Wuppertal Germany, <http://www.ema.uni-wuppertal.de/>
- [ 78] Holtz J., Oikonomou N., *Synchronous Optimal Pulse width Modulation and Stator Flux Trajectory Control for Medium-Voltage Drives*, IEEE Transactions on industry applications,vol.43,no.2,March/April 2007;
- [ 79] Homer L. Davidson, *Consumer Electronics Troubleshooting & Repair Handbook* McGraw-Hill 1999 ISBN 0 -07-015809-6;
- [ 80] Horn T.D., *Electronic Components A complete reference for Project Builders* Division of McGraw-Hill,Inc. ISBN 0-8306-3333-2(p);
- [ 81] Hyunbae Kim, Harke M. C., Lorenz R. D., *Sensorless Control of Permanent Magnet Machine Drives with Zero-Phase-Lag Position Estimation* In Proc.of IEEE IAS Annual Meeting, Pittsburgh,Oct 11-19,2002;

- [ 82] Hyunbae Kim, Kum-Kang Huh ,Jackson Wai, Robert D.Lopez, Thomas M. Jahns, *Initial Rotor Position Estimation for an Integrated Starter Alternator IPM Synchronouus Machine*, EPE-2003 Toulouse
- [ 83] Hyunbae Kim, Kum-Kang Huh., Lopez R. D., Jahns T. M., *A Novel Method for Initial Rotor Position Estimation for IPM Synchronous Machine Drives* 38<sup>th</sup> IAS Annual Meeting, Conference Record, 12-16 Oct. 2003 IEEE 2003;
- [ 84] Imai N., Morimoto S., Sanada M., Takeda Y., *Influence of Rotor Configuration on Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors* IEEE Transactions on industry applications, vol.44, no.1, January-February 2008;
- [ 85] Ionel S., Munteanu R., *Introducere Practică în Electronică*. Ed. Facla, 1988;
- [ 86] Ionescu F., Six J. P., Floricău D., Delarue Ph., Nițu S., Boguș C., *Electronică de Putere. Conversoare Statice* ET, București, 1988. ISBN 973-31-1262-3;
- [ 87] Ionescu G., Dobrescu R., Droasca B., ,Antonia Gutu, Hohan I., Molin S., , Musceleanu I., Popescu D., Sgirciu-Dogeanu V., Strenc A., Varbanescu R., *Tructoare pentru automatizări industriale Vol.I* ET, București,1985 C.Z. 621.3.083.8;
- [ 88] Ionica,T. *Microprocesoare și microcontrolere* Ed Solness, Timișoara 2001 ISBN 973-8145-60-0;
- [ 89] Issouribeehere P.E., Barbera,G.A., Issouribeehere,F. *Harmonics Mitigation in Industrial Plants with Motors PWM Drives, International Congress of Electric Power, Distribution, CIDEL, Argentina 2002;*
- [ 90] Jacek F.Gieras, Wing M., *Permanent Magnet Motor Technology Design and Application* Marcel Dekker, Inc.New York ISBN 0-8247-0739-7
- [ 91] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, *Current Measurement Issues in Sensorless Control Algorithm using High Frequency Signal Injection Method* 38th IAS Annual Meeting, 12-16 Oct. 2003;
- [ 92] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul,Jung-Ik Ha, Motomichi Ohto,Kozo Die. *Analysis of Permanent Magnet Machine for Sensorless Control based on High Frequency Signal Injection*, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 40, Issue 6, Nov.-Dec. 2004;
- [ 93] Johann,W.Kolar *Three-Phase Unity Power Factor AC/DC Converter Systems* IEEE 2000 Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics
- [ 94] Johnson J H., *Build Your Own Low-cost data acquisition and display devices* Division of McGraw-Hill,Inc ISBN 0-8306-4348-6;
- [ 95] Jung-Ik Ha, Kozo Ide, Sava.T.,Seung-Ki Sul, *Sensorless Position control and Initial Position Estimation of an Interior Permanent Magnet Motor*, San, n56-1, Shillim-Dong, Kawanak-Ku, Seul,151-742,Korea;
- [ 96] Kabzinski J.,Wasiak G., *Speed Estimation Methods for Sensorless PM Synchronous Drives-Robustness Against Flux Distribution Irregularities* EPE`99- Lausanne;
- [ 97] Kasatkin A.S., Nemtsov M.V., *Electrical Engineering* Mir Publisher Moscow 1986;
- [ 98] Katz P., *Digital control using microprocessors* Pretince/Hall international ISBN 0-13-212191-3;
- [ 99] Kazmierkowski, P.,Marian, Krishnan R., Blaabjerg F. *Control in power electronics Selected Problems* Academic Press, 2002
- [100] Kazmierkowski, P. Marian, Tunia, H. *Automatic Control of Converter-Fed Drives*, PWN-ELSEVIER SCIENCE PUBLISHERS, 1994;
- [101] Kazmierowski P. M., Bracha.R., *Teaching of Pulse Width Modulation Methods for Three-Phase Converters Using Internet*, [www.isep.pw.edu.pl/ICG/vlab](http://www.isep.pw.edu.pl/ICG/vlab);

- [102] Keithley Instruments, Inc. *Low level Measurements ,Precision DC Current, Voltage and resistance Measurement* Cleveland, Ohio - October 6, 2004 - Keithley Instruments, Inc. (NYSE: KEI);
- [103] Kelemen A., Imecs Maria, *Sisteme de Reglare cu Orientare după Cîmp ale Mașinilor Electrice de Curent Alternativ* EA, București, 1989. C.Z. 621.313.06/07;
- [104] Keliang Zhou, Danwei Wang, *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, No1, February 2002;
- [105] Kenjo.T. *Power Electronics for the Microprocessor Age* Oxford, U.K. Univ.Press, 1990;
- [106] Kennel R.M., *Encoders' for Simultaneous Sensing of Position and Speed in Electrical Drives With Digital Control* IEEE Transactions on industry applications, vol.43, no.6, November/December 2007;
- [107] Khafallah M., ElAfia A., Cheriti A., *A Simplified SVM Control Scheme for Reduced Switching Losses in Converter-Fed Drives* IEEE Canadian Review-Summer/Ete 2004
- [108] Kisch D.O., *Reglarea vectorială a mașinilor de curent alternativ*, Ed.ICPE, Bucuresti, 1997 ISBN 973-97863-6-7
- [109] Kopchenova N., V. Maron I. A., *Computational Mathematics. Worked Examples and Problems with Elements of Theory* MIR, Moscow, 1990, Fifth printing 1990 ISBN 5-03-001/00-3;
- [110] Kovács K. P., *Analiza Regimurilor Tranzitorii ale Mașinilor Electrice* ET, București, 1980;
- [111] Krause P., Wasynczuk O., Sudhoff.S., *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems* IEEE 2 ed. Press-J.Wiley, 2002;
- [112] Kwasinski A., Kerin T., Chapman P.T., *Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes* Power Electronics Letters, IEEE Sept. 2003 Volume: 1, Issue: 3;
- [113] Kyo-Beum,L., Blaabjerg F., *Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Driven by a Matrix Converter Using a Parameter Estimation Strategy* IEEE Transactions on industrial electronics, vol.55, no.2 February 2008;
- [114] Kyo-Beum,L., Blaabjerg,F. *Robust and Stable Disturbance Observer of Servo System for Low-Speed Operation* IEEE Transactions on industry applications, vol.43, no.3, May/June 2007
- [115] L.Tutelea, *Performance of polygonal flux modulation in induction motor drives with speed loop*, OPTIM`96 Brasov, May 15-17, 1996;
- [116] Limei Wang, Robert D.Lorenz *Rotor Position Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency-Tracking Self-Sensing Method* Industry Applications Conference Record, 2000 IEEE;
- [117] Linke.M., Kennel.R., Holtz.J. *Sensorless position control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed* University of Wuppertal Germany <http://www.emad.uni-wupertal.de>;
- [118] Linke M., Kennel.R., Holtz J., *Sensorless Speed and position control of Synchronous machine using alternating carrier injection* University of Wuppertal Germany. <http://www.ema.uni-wuppertal.de/>;
- [119] Luukko J., Pyrohonen O., Niemela M., Pyrohnen, Juha., *Limitation of the Load Angle in a Direct-Torque-Controlled Synchronous Machine Drive* IEEE Transaction on industrial electronics, Vol.51, no.4, August 2004;
- [120] Magureanu R., Micu,D., *Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone* ET, Buc. 1985;

- [121] Măgurenu R., *Mașini Electrice Speciale pentru Sisteme Automate* ET, București, 1980. C.Z. 621.313:17-62.52;
- [122] Măgurenu R., *Mașini și Acționări Electrice. Tendințe Actuale* ET, București, 1988. C.Z. 621.313:17-62.52;
- [123] Măgurenu R., Vasile N., *Servomotoare fără Perii de Tip Sincron.* ET, București, 1990. ISBN 973-31-0162-8;
- [124] Mamo M., Oyama J., Abe T., Higuchi T., Yamada E., *Carrier Frequency Methods of IPM Motor Rotor Position Determination*, EPE '99-Lausane;
- [125] Manolea Gh., *Acționări electromecanice. Tehnici de analiză teoretică și experimentală*, Editura Universitaria, Craiova 2003;
- [126] Manolea Gh., *Optimal Control of Driving System with Static Torque Having a Positive Component Dependent Upon Space*, Analele Universității din Craiova nr.17, 1993;
- [127] Manolea Gh., *Loss Function Optimal Control of the Positioning Servomotors with Static Torque Proportional to the Speed*, Advanced Motion Control AMC`02 Maribor, Slovenia, 3-5 iulie 2002;
- [128] Manolescu Manuela Anca, Manolescu A., Mihaș I., Mureșan T., Turic L., *Circuite Integrate Liniare*. EDP, București, 1983;
- [129] Maria Stefania Carmeli, Antonello Monti, *A Unified Predictive DTC Algorithm for AC machine Sensorless Control* EPE 2001-Graz;
- [130] Martin Ph., Rouchon.P., *Flatness and Induction Motors*, Copyright IFAC System Structure and Control, Buchares, Romania, 1997.
- [131] Matlac I., *Convertoare electroenergetice (Variatoare.Redresoare)* EF, Timisoara 1987;
- [132] McNeill N., Sheng K. B., W. Williams., Finney J S., *Assessment of Off-State Negative Gate Voltage Requirements for IGBT`s* IEEE 1998;
- [133] Mitronikas E. D., Safacas A. N., *An improved sensorless vector-control method for an induction motor drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Dec. 2005 Volume: 52, Issue: 6;
- [134] Michèle De Witte *Flicker problems in a steel plant caused by Inter harmonics*  
*Flicker problems in a steel plant caused by Inter harmonics*
- [135] Mihoc D., Iliescu S. St., *Teoria și elementele sistemelor de reglare automata* EDP, București 1984;
- [136] Minghua Fu, Longya Xu, *A Sensorless Direct Torque Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motors*, Power Electronics in Transportation, 22-23 Oct 1998;
- [137] Mobarakeh B. N., Meibody-Tabar F., Sargos F. M., *Mechanical Sensorless Control of PMSM with On-line Estimation of Stator Resistance*, Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 40, Issue 2, March-April 2004 Page(s): 457 – 471;
- [138] Morel F., Retif J. M., Lin-Shi X., Valentin C., *Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control*, IEEE Transactions on industrial electronics, vol.55,no.2 February 2008;
- [139] Muntean N., *Convertoare statice*, Editura Politehnica, Timisoara-1998 ISBN 973-9389-12-0;
- [140] Muntean N., Hedes,A., Scridon,S., *Harmonic Analysis Study of an Industrial Power Adjustable Speed Drives*, WSEAS Transaction on Systems, vol.6, no.4, April 2007, pg.772-780;
- [141] Muntean N., Tutelea L., Boldea I., *A Modified Carrier-Based PWM Modulation Technique in Z-Source Inverters* Proceedings of ACEMP` 07, ELECTROMOTION`07, Bodrum, pg.174-180;

- [142] Nasar A. S., Boldea I. *Electric Machines: Dynamics and Control* CRC Press, 1992 ISBN: 0849393124 CRC Press, 1992 ISBN: 0849344085;
- [143] Nasar A. S., Boldea I., *Vector Control of AC Drives* CRC Press, 1992 ISBN: 0849344085;
- [144] Nasar, A. S., Boldea I., *Electric Machines: Dynamics and Control*, CRC Press, 1992 ISBN: 0849393124;
- [145] Nasar A. S., Boldea I., *Vector Control of AC Drives*, CRC Press, 1992 ISBN: 0849344085;
- [146] Neittaanmaki P., Rudnicki M., Savini A., *Inverse Problems and Optimal Design in Electricity and Magnetism*, Oxford University Press N.Y., ISBN: 019859383X;
- [147] Neittaanmaki, P. T. Rossi, S. Korotov, E. Oñate, J. Périaux, *Option Pricing Models with Jumps: Integro-Differential Equations and Inverse Problems*, European Congress on Computational Methods in Applied Sciences and Engineering, ECCOMAS 2004;
- [148] Nik Rumzi Nik Idris, A.H.M Yatim *Direct Torque Control of Induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, August, 2004;
- [149] Noguchi T.; Kohno S., *Mechanical-sensorless permanent-magnet motor drive using frequency-modulated three-phase PWM carriers*, 37th IAS Annual Meeting, Volume 3, Issue , 2002 Page(s): 1668 - 1673 vol.3;
- [150] Noguchi,T. Takehana,K., Seiji,S. *Mechanical-Sensorless Robust control of permanent magnet synchronous motor using phase information of harmonic reactive power*, Industry Applications Conference, Volume 3, Issue , 2000 Page(s):1781 - 1786 vol.3;
- [151] Oikonomou N., Holtz J., *Closed-Loop Control of Medium-Voltage Drives Operated With Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation*, IEEE Transaction on industry applications, vol.44, no.1, January/February 2008;
- [152] Overbo S., *Comparision of excitation signals for low and zero speed estimation of the rotor position in an axial flux PMSM*, Øvrebø S., Trondheim, Norway;
- [153] Pande.M.,Joos.G.,Jin.H. *Output Voltage Integral Control Technique for Compensating Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverters Output Voltage Integral Control Technique for Compensating Nonideal DC Buses in Voltage Source Inverters* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, No.2, March 1997
- [154] Papusoiu, Gh. *Compensarea puterii reactive și a armonicilor*, Editura Orizonturi Universitare Timisoara, 2002 ISBN 973-8109-94-9;
- [155] Papusoiu, Gh. *Electronica Industrială*, Editura Orizonturi Universitare Timisoara, 2002 ISBN 973-8391-61-X;
- [156] Parasaliti.F.,Petrella.R.,Tursini.M. *Rotor Speed and Position Detection for PM Synchronous Motors Based on Sliding Mode Observer and Kalman Filter* NASA/TM-2002-211726 IECEC-2002-20072
- [157] Parasaliti F., Petrella R., Tursini M., *Sensorless Speed control of a PM Synchronous motor based on sliding mode observer and extended Kalman Filter*, IEEE 36 IAS Annual Meeting Vol.1, pp.533-540 2001;
- [158] Parasaliti F., Petrella R., Tursini M. *Speed Sensorless Control of an Interior PM Synchronous Motor* MIUR-PRIN 2000 (Italy)
- [159] Parasaliti.F.,Petrella.R.,Tursini.M., *Initial rotor position Estimation Method for PM Motors*, Montelucio di Roio.L`Aquila, Italy;

- [160] Parsa L., Hao L., *Interior Permanent Magnet Motors With Reduced Torque Pulsation*, IEEE Transactions on industrial electronics, vol.55, no.2 February 2008;
- [161] Petrovic V., Stankovic A. M., Blasko M., *Position Estimation in Salient PM Synchronous Motor Based on PWM Excitation Transient*, IEEE Transaction industry applications, vol.39, no.3, May/June 2003;
- [162] Piippo A., Hinkkanen M., Luomi J., *Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors* IEEE Transactions on industrial electronics, vol.55, no.2 February 2008
- [163] Pillary P., Krishnan R., *Modeling of Permanent Magnet Motor Drives* IEEE, Trans. of IE, Vol. 35, No.4, November 1988;
- [164] Pinheiro H., Botteron F., Rech C., Schuch C., Camargo R. F., Hey H. L., Gründling H. A., Pinheiro JR., *Space Vector Modulation for Voltage-Source Inverters: A Unified Approach*, IECON 02 Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the 5-8 Nov. 2002 Volume: 1, On page(s): 23- 29;
- [165] Popescu V., *Electronică de Putere*, Ed. V Timisoara 1998 ISBN 973-36-0306-6;
- [166] Popovici D., *Comanda numerică a acționărilor electrice*, ET, Politehnica Timișoara 2002 ISBN 973-8247-88-8
- [167] Popovici D., *Bazele convertoarelor statice*, Ed. Politehnica Timișoara, 1999 ISBN 973-9389-47-3;
- [168] Preitl S., Precup R. E., *Introducere in conducerea fuzzy a proceselor*. ET Bucuresti, 1997 ISBN 973-31-1081-1;
- [169] Rashid H. M., *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001 ISBN: 0125816502;
- [170] Rashid, H. M. Skill assessments of first electronics course Frontiers in Education Conference, 2000. FIE 2000. 30th Annual Publication Date: 2000
- [171] Rasmussen H., Vadstrup P., Borsting H., *Adaptive observer for speed sensorless PM motor control*, Denmark Grundfos a/s, Aalborg University;
- [172] Rey A.B., Santiago de Pablo, Ruiz J.M., Ravelo J.A., *A Novel Utility Observer for Current source PWM Inverters with Unitary Power Factor*, Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000, Acapulco, Mexico;
- [173] Ribeiro L. A. S., Degner M. W., Briz F., Lorenz R. D., *Using Carrier frequency current injection for the estimation of flux, position, and velocity in AC drives*, Proc. of Brazilian Conf. on Power Electronics, COBEP 99, Foz do Iguassu, Brazil, Sept. 19-23, 1999;
- [174] Richter R., *Mașini Electrice. Vol. I. Elemente Generale de Calcul. Mașini de Curent Continuu*. ET, București, 1958;
- [175] Richter, R. *Mașini Electrice. Vol. II. Mașina Sincronă și Mașina Comutatoare*, ET, București, 1959;
- [176] Richter, R. *Mașini Electrice. Vol. III, Transformatorul*, ET, București, 1960;
- [177] Richter, R. *Mașini Electrice. Vol. IV. Mașini Asincrone*, ET, București, 1960;
- [178] Richter, R. *Mașini Electrice. Vol. V. Mașini cu Colector de Curent Alternativ Mono- și Polifazate. Grupuri cu Mașini de Reglaj*, ET, București, 1961;
- [179] Rombaut C., Seguièr G., Bausiere R., *Power Electronic Converters vol.2 AC/AC Conversion*. McGraw-Hill Inc. ISBN 0-07-053630-9, 1987;
- [180] Rosado S., Wang F., Boroyevich. D., Lacaux F., *Sensorless Position Detection in a Permanent Magnet Generator* National Science Foundation under Award Number EEC-9731677;



- [181] Sandulescu Gh., *Protectia la Perturbatii in Electronica Aplicata Radio si TV.*, ET Militara București 1990 ISBN 973-32-0125-1;
- [182] Satake A., Kaitani T., *Leading-Edge Motor Control Technologies* Mitsubishi Electric ADVANCE Vol 11608;
- [183] Schauder C., *Adaptive Speed Identification for Control Of AC Motor Drives*, IEEE Trans. Industry Appl. Vol.28, No.5, pp.1054-1061. Sept./Oct. 1992;
- [184] Schmidt B. P., Gasperi M. L., Ray G., Wijenayke *Initial Rotor Angle Detection of a Non-Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Machine* IEEE Industry applications society annual meeting New Orleans, Lusiana, October 5-9, 1997;
- [185] Sen Gupta, D. P., Lynn J.W., *Electrical machine dynamics* Department of Electrical Engineering and Electronics The University of Liverpool England
- [186] Seracin E., *Aspects of dimensions of electric drives operating under combined intermittent and short-term condition.* OPTIM`2000, Brașov;
- [187] Seracin E., Popovici D., *Tehnica actionarilor electrice* ET Bucuresti, 1985;
- [188] Sergiu Calin, Popescu T., Jora B., Sima V., *Conducerea Adaptiva si Flexibilă a Proceselor Industriale*, ET Bucuresti,1988;
- [189] Shinnaka S., *A New Characteristics-Varying Two-Input/Output Filter in D-module-Designs, Realizations and Equivalence*, Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, Volume 1, Issue , 30 Sep-4 Oct 2001;
- [190] Slemon, R., *Gordon Electric Machines and Drives* Addison-Wesley Pub. Co. ISBN: 0201578859;
- [191] Sorandaru C., *Instrumentatie virtuală în ingineria electrică* Orizonturi Universitare, Timișoara, 2003. ISBN 973-8391-52-0;
- [192] Ștefan M, Gh., Drăghici V, I., Mihuț Mureșan T., Barbu Eneia, *Circuite Integrate Digitale*. EDP, București, 1983;
- [193] Steimel A., *Direct Self-Control and High -Power Traction Inverters in Comparison*, IEEE Transaction on industrial electronics, Vol.51, no.4, August 2004;
- [194] Stig M. N., Tutela. L. N., Jaeger U., *Simulation with Ideal Switch Models Combined with Measured Loss Data Provides a Good Estimate of Power Loss* Danfoss Drives A/S.DK-6300 Graasten, Denmark;
- [195] Szekely I., Szbo W., Munteanu R., *Sisteme pentru achizitie si prelucrarea datelor*, Ed.Mediamira Cluj-Napoca,1997,
- [196] Tang L., Rahman M.F., *A Matlab/Simulink model based on power system blockset a new direct torque control, strategy for interior permanent magnet synchronous machine drive system* Sydney,2005 ,Australia;
- [197] Teodorescu D., *Sisteme automate deterministe (principii si instrumente de sinteza)* ET Bucuresti,1984;
- [198] Theodorescu, M. Bech, M. M. *Control of PWM Inverter-fed Induction Machines.* Aalborg University, Institute of Energy Technology. 28-30 Aug.2000, Aalborg, Dk;
- [199] Toliyat A. Hamid, Kliman B. Gerald, *Handbook of Electric Motors* CRC Press, 2004 ISBN: 0824741056;
- [200] Touhami O., Mennaa M., Ibtouen R., Benhaddadi M., *Spiral vector Theory Applied To Salient-Pole synchronous Machine.* Copyright IFAC System Struktur and Control,Buchares,Romania,1997;
- [201] Trzynadlowski, M. Andrei *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors* Springer, 1994 ISBN:0792394208;

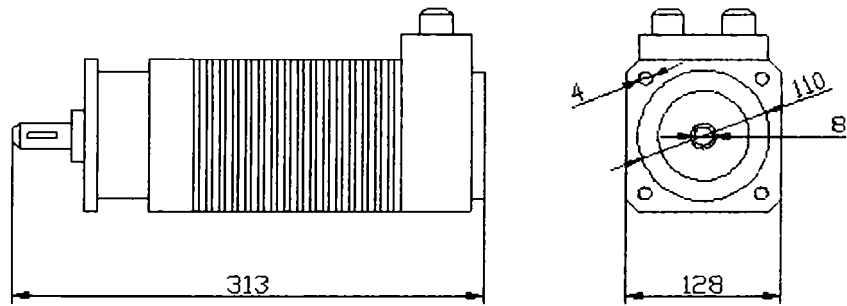
- [202] Tutelea L., *Metode de Modulare în Lățime de Puls pentru Invertoare de Tensiune*. Politehnica, Timișoara, 2004. ISBN 973-625-126-8;
- [203] Vas P., *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical* Oxford University Press, 1993 ISBN: 0198593759;
- [204] Vas P. *Vector Control of AC Machines* Oxford University Press, 1990 ISBN: 0198564651;
- [205] Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 1998 ISBN: 0198564651;
- [206] Vas P., *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines*, Oxford University Press, 1993 ISBN: 0198593759 ISBN: 0198564651;
- [207] Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control* Oxford University Press, 1998 ISBN: 0198564651;
- [208] Vas P., Rashed M., Joukhadar A. K. M., C. H. Ng, *Implementation of sensorless induction and permanent magnet synchronous motor drives using natural field orientation*, PICIM 2001, Nurnberg;
- [209] Vas P., Rashed M., Joukhadar A. K. M., C.H. Ng, Duits J., E. G. M. Holweg, *Sensorless drives ,state-of-the-art* PICIM 2001,Nurnberg June 2001;
- [210] Veley F. C. V., *Benchtop Electronics Handbook.260 Most Essentials Electronic Topics*. McGraw-Hill,1998, Fourth Edition. ISBN 0-07-067496-5;
- [211] Warner L., *Control of electrical drives*, 2001 ISBN: 3540418202;
- [212] Williams T., *The circuit designer's companion*,Newness ISBN 0 7506 1756 X;
- [213] Xavier del Toro G., Arias A., Jayne M. G., Witting P.A., *Direct Torque Control of Induction Motors Utilizing Three-Level Voltage Source Inverters*, IEEE Transactions on industrial electronics, vol.55,no.2 February 2008 IEEE1990;
- [214] Xingyi Xu, Novotny D.W., *Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System* IEEE 1990;
- [215] Xue Y., XU X., Habetle T.G., Divan D.M., *A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source IEEE 1990 Variable Speed Drive*  
[http://global.mitsubishielectric.com/company/rd/advance/pdf/vol116/vol116\\_tr8.pdf](http://global.mitsubishielectric.com/company/rd/advance/pdf/vol116/vol116_tr8.pdf)
- [216] Yamamura S., *Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines* Oxford University Press, 1992 ISBN: 0198593791;
- [217] Yamamura S., *AC Motors for High-performance Applications: Analysis and Control*1984 ISBN: 0824774922;
- [218] Yamamura S., *Analysis of Transient Phenomena of Synchronous Machines by Means of Spiral Vector Method*, Proc. Japan Acad., Vol. 72 Ser. B, 1996;
- [219] Yamamura S., *Saliency Torque and V-curve of Permanent-Magnet-Excited Synchronous Motor*. Proc. Japan Acad., Vol. 76 Ser. B, 2000;
- [220] Yamamura S., *Spiral Vector Method and Symmetrical Component Method*. Proc. Japan Acad., Vol. 67 Ser. B, 1991;
- [221] Yamamura, S. *Spiral Vector Theory of Electric Circuit and AC Machines* Proc. Japan Acad., Vol. 65 Ser. B, 1989;
- [222] Yamamura S., *Spiral Vector Theory of Electric Circuit*, Proc. Japan Acad., Vol. 69 Ser. B, 1993;
- [223] Yamamura S., *Spiral Vector Theory of Salient-Pole Synchronous Machine*, Proc. Japan Acad., Vol. 68 Ser. B, 1992;
- [224] Yamamura S., *SV theory of synchronous machine Permanent-magnet-excited synchronous machine*, Communicated June 23,1998 Vol.74(b);

- [225] Yamamura S., *Saliency torque and V-curve of permanent-magnet-excited synchronous motor*, M.J.A., June 13, 2000;
- [226] Yamamura S., *Spiral vector Theory of AC Circuit and Machine*. Proc. Japan Acad., 65, Ser. B (1998) Vol. 65(B);
- [227] Yen-Shin Lai, Wen-Ke Wang, Yen-Chang Chen, *Novel Switching Techniques for Reducing the Speed Ripple of AC Drives With Direct Torque Control*, IEEE; Trans. of IE, Vol. 51, No. 4, August 2004;
- [228] Ying L., Ertrugul N., *A New Algorithm for Indirect Position Estimation in Permanent Magnet AC Motors*, IEEE 33 Annual Power Electronics Specialists Conference PESC 2002, Vol. 1, pp. 289-294
- [229] Yo-Chan Son, Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, *Sensorless Operation of Permanent Magnet Motor Using Direct Voltage Sensing Circuit* 37th IAS Annual Meeting, 2002;
- [230] \*\*\*\*\* *Power Analyzer, NORMA 4000/5000, Operators Manual*. FLUKE; <http://www.fluke.de/comx/default.aspx?locale=dede>;
- [231] \*\*\*\*\* *PowerIT LV Active Filters PQFI - PQFM - PQFK - PQFS, The ABB comprehensive solution for active harmonic filtering, load balancing and reactive power compensation*;
- [232] \*\*\*\*\* *Power factor correction with Harmonic Filters* [www.abb.com/powersystems](http://www.abb.com/powersystems);
- [233] \*\*\*\*\* *CHARM Harmonic Filter* <http://www.abb.com/motors&drives>;
- [234] \*\*\*\*\* *Guide to Harmonics with AC Drives, Technical Guide No. 6* <http://www.abb.com/motors&drives>;
- [235] \*\*\*\*\* *Facts worth knowing about frequency converters* © Danfoss Drives A/S, 1st edition, 3rd issue 1998;

# Index

AE	- acționări electrice
B	- inducția magnetică
BLDC	- mașina sincronă cu magneți permanenți și undă dreptunghiulară
Br	- inducția magnetică remanentă
CS	- convertor static
ECSEE	- echipamente de conversie statică a energiei electrice
FM	- modulare în frecvență
H	- intensitatea câmpului magnetic
Hc	- valoarea intensității câmpului magnetic coercitiv
ME	- mașină electrică
MI	- mașina de inducție
MP	- magneți permanenți
MSMP	- mașina sincronă cu magneți permanenți
PWM	- modulare în lățime de puls
MSMPI	- mașina sincronă cu magneți permanenți interiori
RF	- radio-frecvență
RTI	- interfață de timp real
SAE	- sisteme de acționare electrică
SARM	- sistem automat de reglare a mișcării
THDi	- factor total de distorsiune armonică în curent
UPS	- sursă neîntreruptibilă de tensiune
w	- valoarea locală a energiei câmpului magnetic
w <sub>m</sub>	- valoarea maximă a energiei câmpului magnetic

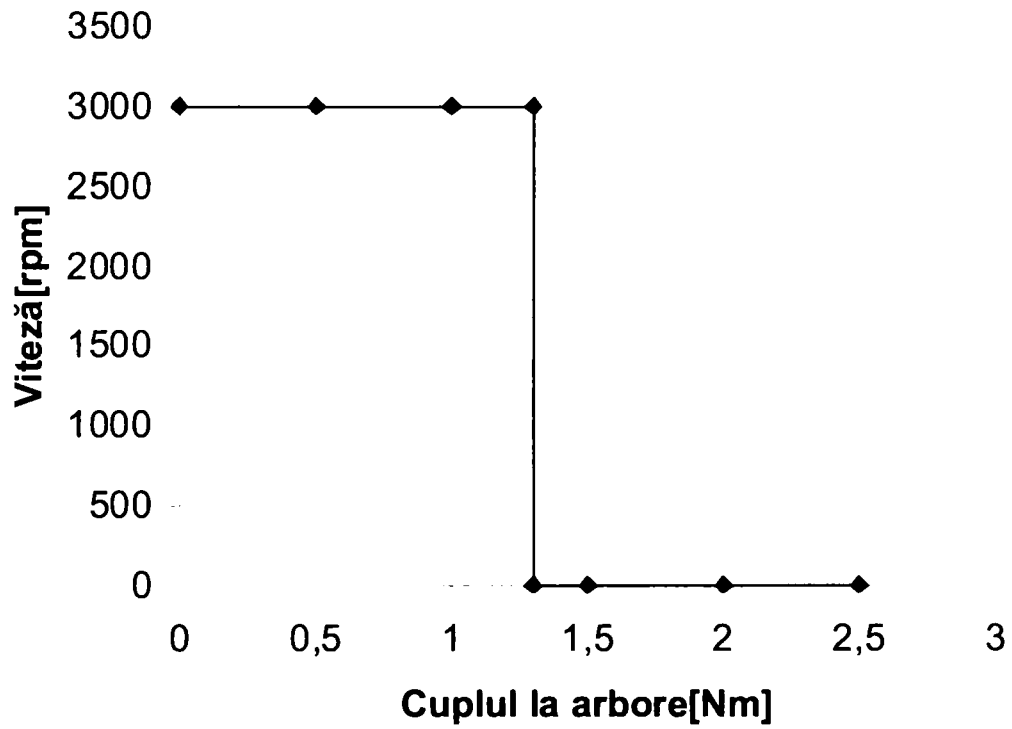
# ANEXA 1



## SFP 1.3A

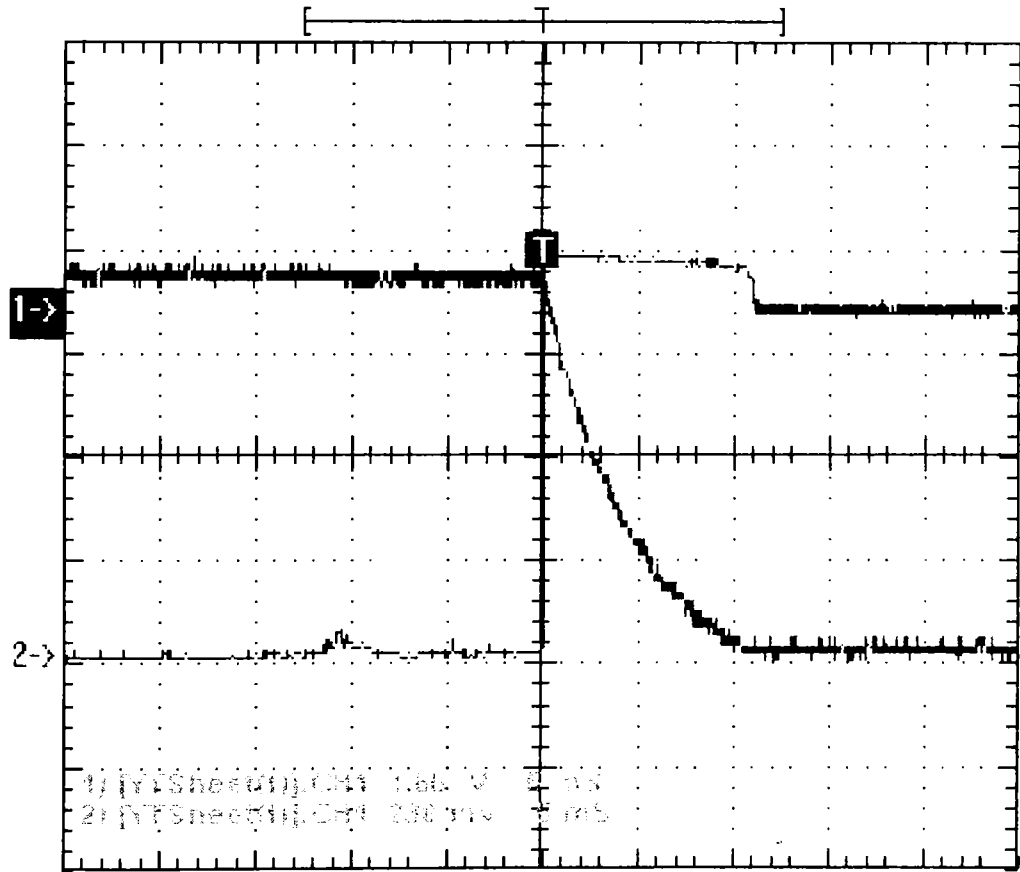
## ANEXA 2

### CARACTERISTICA MECANICĂ SFP1.3A



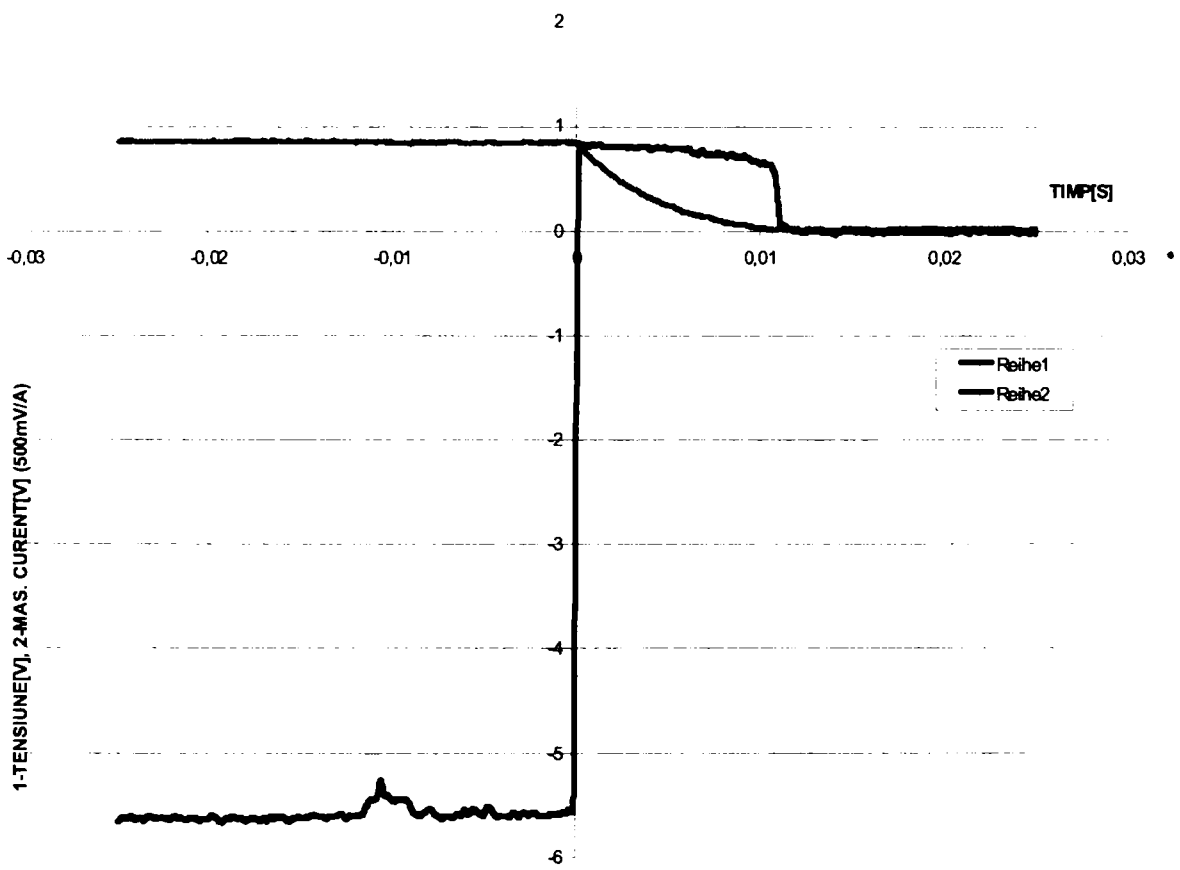
# ANEXA 3

## STINGEREA CURENTULUI ÎN AXA LONGITUDINALĂ



# ANEXA 4

EXEMPLU DE REGIM TRANZITORIU LONGITUDINAL DUPĂ FILTRAREA SEMNALELOR





## ANEXA 5

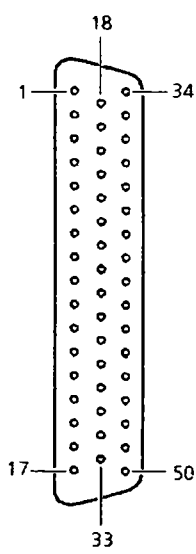
### **Using Matlab-Simulink computer programs associated with dSpace and RTI for simulations and experimental tests [13]**

This procedure involves the following steps:

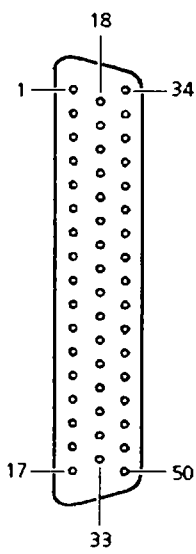
- a. Control circuit and physical process, bloc diagram design.
- b. Established the mathematical equations (model) for each bloc.
- c. Replacing the mathematical equations with Matlab-Simulink transfer function.
- d. System stability and operation study by numerical simulation using Matlab-Simulink model.
- e. Design the experimental model using dSpace platform;
  - separation the control circuit model from the physical model,
  - build the real time model of the control circuit and load it in to RTI platform, established the testing points and virtual instrumentation allocation;
  - established the interface between control model from RTI and experimental model of physical process with analogical and digital inputs/outputs;
  - design and build the experimental model with control inputs, power amplifier, actuators, sensors and process.
- f. System stability and operation study by using dSpace;
- g. Adjust the control model from dSpace RTI and experimental model in order to rich the expected behavior of the system.

# ANEXA 6

## Semnificația pinilor conectorilor de interfață ai plăcii de timp real RTI 1104



1	GND	18	RTS (/RTS)	34	(RTS)
2	DTR (TXD)	19	SCAP4	35	TXD (/TXD)
3	SCAP3	20	SCAP1	36	SCAP2
4	VCC (+5 V)	21	SPWM5	37	SPWM6
5	SPWM4	22	SPWM2	38	SPWM3
6	SPWM1	23	/IDX(1)	39	GND
7	IDX(1)	24	PHI90(1)	40	/PHI90(1)
8	/PHIO(1)	25	GND	41	PHIO(1)
9	IO18	26	IO14	42	IO16
10	IO12	27	IO8	43	IO10
11	IO6	28	IO2	44	IO4
12	IO0	29	DACH7	45	GND
13	GND	30	GND	46	DACH5
14	DACH3	31	DACH1	47	GND
15	GND	32	GND	48	ADCH7
16	ADCH5	33	ADCH3	49	GND
17	GND			50	ADCH1



1	GND	18	CTS (/CTS)	34	DCD (CTS)
2	DSR (RXD)	19	SSOMI	35	RXD (/RXD)
3	SSIMO	20	SSCLK	36	SSTE
4	VCC (+5 V)	21	ST2PWM	37	ST3PWM
5	ST1PWM	22	SPWM8	38	SPWM9
6	SPWM7	23	/IDX(2)	39	GND
7	IDX(2)	24	PHI90(2)	40	/PHI90(2)
8	/PHIO(2)	25	GND	41	PHIO(2)
9	IO19	26	IO15	42	IO17
10	IO13	27	IO9	43	IO11
11	IO7	28	IO3	44	IO5
12	IO1	29	DACH8	45	GND
13	GND	30	GND	46	DACH6
14	DACH4	31	DACH2	47	GND
15	GND	32	GND	48	ADCH8
16	ADCH6	33	ADCH4	49	GND
17	GND			50	ADCH2

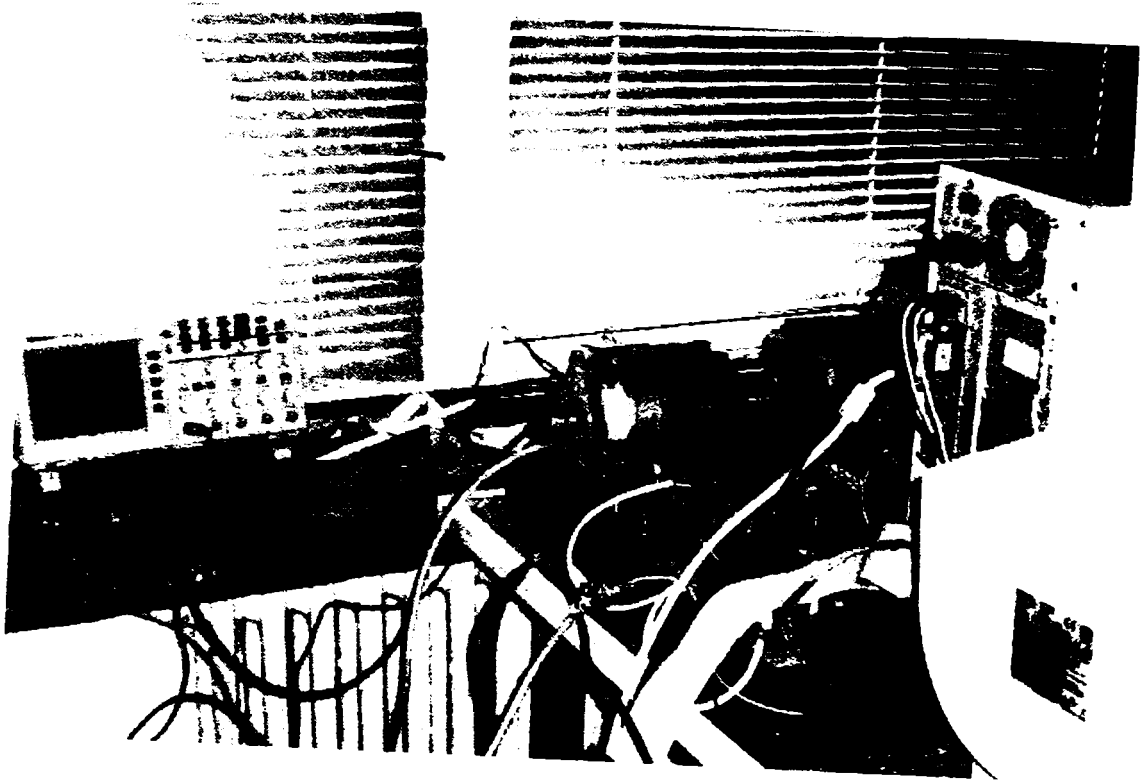
# ANEXA 7

STANDUL EXPERIMENTAL - VEDERE DIN FAJĂ



# ANEXA 8

STANDUL EXPERIMENTAL - VEDERE DIN SPATE



# Titluri recent publicate în colecția „TEZE DE DOCTORAT” seria 6: Inginerie Electrică

---

1. **Cristina Băla** – *Contribuții privind monitorizarea și diagnoza parametrilor funcționali ai transformatoarelor electrice din stațiile de transformare, prin folosirea bazelor complexe, ISBN 978-973-625-412-3, (2006);*
  2. **Carmen Gabriela Stănescu** – *Contribuții privind monitorizarea calității energiei electrice la interfața între rețeaua de transport și cea de distribuție, ISBN 978-973-625-458-1, (2007);*
  3. **Florentin Munteanu** – *Contribuții la implementarea protecțiilor împotriva supratensiunilor în echipamentele de telecomunicații, ISBN 978-973-625-518-2, (2007);*
  4. **Nicola Valeriu Olărescu** – *Sisteme de acționări electrice performante ce utilizează mașina sincronă cu magneți permanenți în comutație statică, ISBN 978-973-625-528-1, (2007);*
  5. **Marius Fătu** – *High performance control of PM synchronous generator (PMSG) for wind energy conversion, ISBN 978-973-625-607-3, (2008);*
  6. **Ana Bobăianu** – *Optimizarea mașinilor de inducție cu rotorul în scurtcircuit cuplate cu convertoare, ISBN 978-973-625-550-2, (2007);*
  7. **Marian Bobocea** – *Studiul poluării sistemelor electroenergetice de către mașinile electrice saturate cu putere medie și mică, ISBN 978-973-625-585-4, (2008);*
  8. **Ovidiu Stoian** – *Stabilitatea dinamică a sistemelor electroenergetice alimentate de la generatoare sincrone și generatoare asincrone, ISBN 978-973-625-586-1, (2008);*
  9. **Răzvan Ancuți** – *Fast dynamics response of sensorless control of high speed surface permanent magnet synchronous motor drivers, ISBN 978-973-625-734-6, (2008).*
  10. **Marțian Moț** – *Determinarea parametrilor și caracteristicilor mașinilor electrice de inducție prin măsurarea valorilor momentane, ISBN 978-973-625-521-2, (2008).*
- 



EDITURA POLITEHNICA