

CONTRIBUȚII LA STUDIUL DISTRIBUȚIEI CURENȚILOR DIN INDUSUL MOTORULUI ASINCRON TRIFAZAT CU COLIVIE SIMETRICĂ ȘI NESIMETRICĂ

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

Ing. Marcus – Ioan Svoboda

Conducător științific:

Referenți științifici:

Prof.univ.dr.ing. Marius Briescu

Prof.univ.dr.ing. Radu Munteanu

Prof.univ.dr.ing. Vasile Iancu

Prof.univ.dr.ing. Nicolae Muntean

Ziua susținerii tezei: 19.07.2016

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---|--|
| 1. Automatică | 9. Inginerie Mecanică |
| 2. Chimie | 10. Știința Calculatoarelor |
| 3. Energetică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 4. Ingineria Chimică | 12. Ingineria sistemelor |
| 5. Inginerie Civilă | 13. Inginerie energetică |
| 6. Inginerie Electrică | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 15. Ingineria materialelor |
| 8. Inginerie Industrială | 16. Inginerie și Management |

Universitatea Politehnica 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, 2016

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 Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

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

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul stagiului de doctorat în cadrul departamentului de Inginerie Electrică din facultatea de Electrotehnică și Electroenergetică, Universitatea POLITEHNICA Timișoara.

Deși probabilitatea de apariție a unui defect în colivia rotorică este redusă, de aproximativ 10% din totalul cauzelor ce duc la o funcționare improprie a mașinii asincrone, această problemă suscită interesul cercetătorilor din acest domeniu. Teza de față propune un model matematic hibrid în coordonatele fazelor, bazat pe metoda circuitelor echivalente, pentru o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit, model matematic validat pe un model experimental realizat în laborator. Cu ajutorul acestui model matematic este permisă vizualizarea curenților ce parcurg barele coliviei simetrice sau nesimetrice (o bară întreruptă), putând sta la baza unei metode de diagnosticare a defectelor la mașina asincronă.

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat prof. dr. ing. Marius Biriescu, care prin profesionalismul său, prin sfaturile și observațiile de înaltă ținută academică, m-a îndrumat și susținut pe tot parcursul stagiului de doctorat.

Doresc să remarc, alături de recunoștința mea, ajutorul de care am beneficiat din partea colectivului de cercetare format din dr. ing. Gheorghe Madescu și dr. ing. Marțian Moț, din cadrul Academiei Române, Filiala Timișoara, pentru realizarea și testarea modelului experimental.

Mă simt îndatorat să mulțumesc și colegului prof. dr. ing. Lucian Tutelea pentru sfaturile utile și ajutorul acordat în realizarea modelului matematic al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

Sincere mulțumiri aduc și colegilor, cadre didactice din cadrul Departamentului de Inginerie Electrică al facultății noastre, pentru sprijinul, înțelegerea și ajutorul acordat pe parcursul elaborării acestei teze.

Nu în ultimul rând, doresc să-mi exprim profunda recunoștință familiei mele, care m-a susținut și încurajat în realizarea acestei teze.

Timișoara, Martie, 2016.

Ing. Marcus – Ioan Svoboda

Părinților mei.

Svoboda, Marcus Ioan

Contribuții la studiul distribuției curenților din indusul motorului asincron trifazat cu colivie simetrică și nesimetrică

Teze de doctorat ale UPT, Seria 6, Nr. 41, Editura Politehnica, 2016, 170 pagini, 63 figuri, 2 tabele.

ISSN:1842-7022

ISBN: 978-606-35-0074-9

Cuvinte cheie: mașina asincronă cu rotorul în colivie, model matematic în coordonate dq, model matematic hibrid în coordonatele fazelor, modelul circuitelor magnetice echivalente, MatLab Simulink, colivie simetrică, colivie nesimetrică, bară rotorică.

Rezumat:

În lucrarea de față a fost abordat un model matematic hibrid în coordonatele fazelor al mașinii asincrone cu rotor în scurtcircuit. Modelul astfel dezvoltat are la bază metoda circuitelor magnetice echivalente, metodă ce modelează mașina electrică din punctul de vedere al interacțiunii permeanțelor dintre rotor și stator. Realizarea modelului experimental în laborator – modelul fizic al mașinii asincrone inversate – a permis validarea practica a rezultatelor obținute în urma simulării. Datorită concordanțelor dintre modelul matematic hibrid propus și modelul experimental, acesta poate fi utilizat în proceduri de diagnosticare a defectelor ce pot apărea în colivia rotorului unei mașini asincrone.

CUPRINS

NOTAȚII, ABREVIERI	5
LISTA DE FIGURI	6
LISTA DE TABELE	8
1. INTRODUCERE	11
1.1. Justificarea temei de cercetare	11
1.2. Obiectivele tezei	14
1.3. Prezentarea conținutului tezei.....	14
2. ASPECTE ACTUALE ȘI TENDINȚE ÎN DIAGNOSTICAREA DEFECTELOR MAȘINILOR ASINCRONE	16
2.1. Nesimetrii electrice ale înfășurării statorice.....	18
2.2. Nesimetrii electrice în rotor	20
2.3. Nesimetrii ale circuitului magnetic.....	30
2.4. Concluzii	37
3. MODELAREA MAȘINII ASINCRONE ÎN COORDONATE ORTOGONALE.....	39
3.1. Modelul mașinii asincrone cu rotorul în colivie în coordonatele fazelor.....	41
3.1.1. Ecuațiile statorului.....	41
3.1.2. Ecuațiile rotorului	42
3.2. Transformarea din coordonatele fazelor –abc în coordonate ortogonale –dq pentru mașina asincronă.....	47
3.3. Simularea modelului în coordonate dq pentru o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit	52
3.4. Concluzii	62
4. MODELAREA MAȘINII ASINCRONE CU AJUTORUL METODEI CIRCUITELOR MAGNETICE ECHIVALENTE	64
4.1. Avantajele și dezavantajele folosirii metodei circuitelor magnetice echivalente la modelarea mașinii asincrone	64
4.2. Metoda circuitelor magnetice echivalente pentru MAS cu rotor în scurtcircuit.....	66
4.3. Modelul matematic al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit implementat în MatLab	82

6 Cuprins

4.4. Concluzii	89
5. REZULTATE EXPERIMENTALE – VALIDAREA MODELULUI DE CALCUL ÎN COORDONATELE FAZELOR.....	91
5.1. Prezentarea modelului experimental și a sistemului de testare.....	91
5.2. Rezultate experimentale pentru cazul coliviei simetrice	98
5.2.1 Curenții prin barele coliviei.....	99
5.2.2. Dependența curenților din bare de poziția rotorului.....	103
5.3. Rezultate experimentale pentru cazul coliviei nesimetrice	106
5.3.1. Curenții prin barele coliviei nesimetrice	107
5.3.2. Analiza comparativă a rezultatelor.....	110
5.4. Concluzii	117
6. CONCLUZII GENERALE, CONTRIBUȚII ȘI DIRECȚII DE DEZVOLTARE	118
6.1. Concluzii generale	118
6.2. Contribuții.....	119
6.3. Direcții de dezvoltare ulterioară a cercetării abordate în teză	120
BIBLIOGRAFIE:	122
ANEXE	135
ANEXA I – Transformata T	135
ANEXA II. Modelul simplificat al statorului și al rotorului pentru mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit.....	136
ANEXA III. Modelarea mașinii de inducție	139
ANEXA IV. Explicativă pentru unghiul theta.....	144
ANEXA V. Codul program pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit.....	147
ANEXA VI. Lucrări științifice publicate pe parcursul stagiului doctoral	166

NOTAȚII, ABREVIERI

MCSA - Analiza profilului curentului din mașină;
FFT- Transformata Furier rapidă;
VMM - Vienna Monitoring Metod;
FEM - Metoda elementului finit;
FDM - Metoda diferențelor finite;
BEM - Metoda elementelor de graniță;
MEC - Metoda circuitelor echivalente;
PMM - Metoda punctelor oglindite;
SAE – Sistem de acționare electrică;
MAS – Mașina asincronă;
MCC – Mașina de curent continuu;
AE – Acționare electrică;
SRA – Sistem de reglare automată;
CSF – convertor static de frecvență;
PWM – Modulare în lățime de puls;
DQ – Model matematic ortogonal al mașinii electrice;
LEM – Liaisons Electronique- Mecaniques (fabrică producătoare de traductoare de curent și tensiune);
TC – Traductor de curent;
SAPD – Sistem de achiziție și prelucrare a datelor;
PCI - Peripheral Component Interconnect (placă pentru interconectarea componentelor periferice);
NI – National Instruments;
DAQ – Driver pentru achiziția de date;
VI – Instrument virtual;
t.e.m – Tensiune electromotoare.

LISTA DE FIGURI

Figura 1.1 Ponderile apariției defectelor în cazul MAS [B9]	13
Figura 2.1. Principalele cauze de apariție a defectelor în statorul mașinii asincrone	18
Figura 2.2 Posibilități de apariție a defectelor în stator, studiate în [B10]	19
Figura 2.4. Diagrama bloc pentru diagnoza defectelor din rotor	21
Figura 2.5 Componentele de bază ale standului pentru aplicarea MCSA	24
Figura 2.6. Spectrul Fourier pentru puterea [p.u.] unei mașini trifazate (10kW, 4poli, o singură bară defectă)[K4]	29
Figura 2.7. Excentricități ale mașinii de inducție: a. statică; b. dinamică	31
Figura 3.1. a. Colivie rotorică; b. Modelarea unei bucle din colivia rotorică	42
Figura 3.2. Circuitul electric echivalent al rotorului în colivie [H4]	44
Figura 3.3. Inductivitățile din circuitul echivalent electric al rotorului în colivie [H4]	46
Figura 3.4. Transformarea abc – dq [M13]	47
Figura 3.5. Colivia MAS cu o bară întreruptă.....	51
Figura 3.6. Modelul simetric al mașinii asincrone cu rotor în scurtcircuit – schema de simulare	54
Figura 3.7. Transformarea tensiunii din referențial abc în referențial dq	55
Figura 3.8. Subsistemul rezultat în urma implementării ecuației (3.37) în Simulink	55
Figura 3.9. Transformarea curentului statoric din coordonate dq în coordonate abc.....	56
Figura 3.10. Blocul de calcul al cuplului electromagnetic pentru mașina asincronă simetrică, cu rotorul în scurtcircuit.....	56
Figura 3.11. Blocul de calcul al vitezei	57
Figura 3.12. Blocul de calcul al curentului din fiecare bară rotorică	57
Figura 3.13. Curent statoric pe o fază a mașinii la încărcare nominală	58
Figura 3.14. Alunecarea mașinii și frecvența curentului din rotor.....	58
Figura 3.15. Cuplul electromagnetic al mașinii pentru încărcare nominală	59
Figura 3.16. Distribuția spațială a curenților din barele rotorului pentru o colivie simetrică	59
Figura 3.17. Variația în timp a curentul printr-o bară rotorică oarecare	60
Figura 3.18. Alunecarea mașinii și frecvența curentului din rotor la proba de scurtcircuit.....	61
Figura 3.19. Distribuția în spațiu a curenților din barele rotorului în cazul scurtcircuitării acestuia	61
Figura 3.20. Variația curentului dintr-o bară oarecare a rotorului, atunci când acesta este blocat	62
Figura 4.1. Modelul circuitului magnetic echivalent al MAS cu rotorul în scurtcircuit.....	68

Figura 4.2 Diagrama bloc a mașinii de inducție cu rotorul în scurtcircuit pentru modelul MEC	81
Figura 4.3 Schema electrică simplificată a circuitelor magnetice ale MAS	84
Figura 4.4. Modelul mașinii de inducție cu rotor în scurtcircuit	86
Figura 4.5. Detaliu pentru schema de simulare a MI cu rotor scurtcircuitat, realizată cu S-Function	88
Figura 5.1. Schema bloc a modelului experimental	91
Figura 5.2. Schema bloc a sistemului de achiziție și prelucrare a datelor	92
Figura 5.3. a) rotor bobinat, cu inele – inductor; b) stator inițial; c) înlăturarea înfășurării din stator și d) montaj bare demontabile pentru colivia statorică – indus. Faze tehnologice premergătoare realizării modelului experimental	93
Figura 5.4. Modelul experimental	94
Figura 5.5. Dimensiunile de gabarit ale traductorului HTY 100P	95
Figura 5.6. Detaliu privind conexiunile traductorului LEM HTY 100-P	96
Figura 5.7. Placa de achiziție PCI-MIO-16E-1	97
Figura 5.8. Panoul frontal de comandă al instrumentului virtual utilizat	98
Figura 5.9. Variația în timp a curenților din 10 bare consecutive din rotor (măsurare)	99
Figura 5.10. Diagrama fazorială a curenților din 10 bare succesive	100
Figura 5.11 Variația în timp a curenților din 10 bare succesive (valori calculate)	101
Figura 5.12. Amplitudinile curenților din barele coliviei rotorice (valori calculate)	102
Figura 5.13. Distribuția spațială a curenților în 10 bare succesive la un moment dat (valori măsurate)	102
Figura 5.14. Amplitudinile valorilor curenților din bare pentru două nivele de tensiune	103
Figura 5.15. Variația amplitudinilor curentului în bara 8 - experimental	104
Figura 5.16 Variația amplitudinilor curentului din bara 8 - simulare	104
Figura 5.17. Dependența curenților din bare (valori măsurate) de poziția rotorului, pentru 6 poziții aleatoriu alese; a) rotor în poziția 10; b) rotor în poziția 12; c) rotor în poziția 14; d) rotor în poziția 16; e) rotor în poziția 20; f) rotor în poziția 23	105
Figura 5.18. Valori măsurate ale curenților prin barele coliviei nesimetrice (poziția 14): a) variația în timp a curenților; b) diagrama fazorială corespunzătoare.	108
Figura 5.19. Valori măsurate ale curenților prin barele coliviei nesimetrice (poziția 20): a) variația în timp a curenților; b) diagrama fazorială corespunzătoare.	109
Figura 5.20. Rezultate experimentale comparative: colivie simetrică (albastru); colivie nesimetrică – 1 bară întreruptă (roșu)	111

Figura 5.20. Rezultate experimentale comparative: colivie simetrică (albastru); colivie nesimetrică – 1 bară întreruptă (roșu), continuare-pentru pozițiile 19, 20, 22, 23.	112
Figura 5.21. Suprasolicitarea electrică a barelor din vecinătatea barei întrerupte – rezultate experimentale	113
Figura 5.22. Amplitudinile curenților barelor coliviei simetrice pentru $q=2$	114
Figura 5.23. Variația în timp a curenților din 10 bare succesive, bara numărul 5 întreruptă	115
Figura 5.24. Amplitudinile curenților barelor coliviei nesimetrice, bara numărul 5 este întreruptă	115
Figura 5.25. Amplitudinile curenților barelor coliviei nesimetrice cu 1 bară întreruptă: a) bara numărul 14; b) bara numărul 22; c) bara numărul 30	116
Figura A.II.1 Modelul circuitelor echivalente pentru o înfășurare statorică în două straturi	136
Figura A.II.2 Modelul simplificat al circuitelor echivalente pentru o înfășurare statorică în două straturi.....	137
Figura A.I.3 Reprezentarea simplificată a MEC pentru o creștătură rotorică	138
Figura A.IV.1 Explicativă la unghiul theta	144
Figura A.VI.2. Explicativă la formarea: a) unghiului teta1; b) unghiului tetat.....	146

LISTA DE TABELE

Tabel 2.1. Principalele metode cu element finit	37
Tabel 3.1. Datele MAS cu rotor în scurtcircuit, 4kW, 1500 rpm [R2].	53

1. INTRODUCERE

1.1. Justificarea temei de cercetare

Modernizarea proceselor tehnologice, implementarea masivă a automatizării, robotizării și a unor noi generații de mașini unelte cu comandă program în toate ramurile industriale, necesită utilizarea unor sisteme de acționări electrice (SAE) rapide, precise și cu eficiență economică ridicată, în condițiile unui comportament funcțional cât mai apropiat de cel optim.

În prezent, SAE reglabile se realizează atât cu mașini de curent continuu, cât și cu mașini de curent alternativ.

Mașinile de curent continuu (MCC) au fost primele mașini electrice utilizate, iar SAE realizate cu acestea au dominat domeniul acționărilor electrice (AE), în special al celor cu viteză reglabilă, timp de mai bine de un secol [K9].

Cerințele calitative crescânde ale sistemelor de reglare automată (SRA) și dezvoltarea electronicii de putere au avut ca rezultat menținerea în actualitate a MCC. Adaptabilitatea acestora în diferite SAE este remarcabilă. Acționarea cu MCC cu excitație în derivație sau separată se utilizează mult în practică, datorită bunelor posibilități ale lor de modificare și reglare a vitezei, de pornire, reversare și frânare electrică economică și de conducere automată.

Cu toate avantajele certe pe care aceste tipuri de motoare le prezintă, utilizarea lor în SAE actuale este întrucâtva limitată de unele neajunsuri. Astfel, la MCC, puterea este transmisă rotorului prin contacte alunecătoare de tip „perie-colector”, fapt care limitează superior puterea lor nominală la valori de 10-15[MW]. Tensiunea nominală, și prin aceasta și turația este limitată (maxim 1500[V]) de către tensiunea maximă admisă între două lamele de colector, care nu poate depăși 20-24 [V] din considerente de comutație. Prezența colectorului conduce totodată și la mărirea prețului de cost al MCC, micșorându-i fiabilitatea în comparație, de exemplu, cu mașinile asincrone cu rotor în scurtcircuit. De asemenea, existența contactului mobil „perii-colector” este direct responsabilă de uzura în timp atât a colectorului cât și a periilor. Aceste fenomene fac ca parametrii MCC să se degradeze în timp. Eliminarea aspectelor negative asociate comutației: uzură, scântei și zgomote de natură electromagnetică, implică deseori complicarea construcției MCC prin introducerea înfășurării de comutație (uneori și de compensație) și prin realizarea unei poziționări foarte corecte a periilor, cu consecințe negative asupra prețului de cost.

Motoarele asincrone trifazate au cunoscut o răspândire rapidă și pe scară largă în AE, motivele, cunoscute de altfel din literatura de specialitate, fiind [K9]:

- Distribuția energiei electrice se face actual, cel mai adesea, prin sistem alternativ trifazat, acesta fiind cel mai economic sistem; MAS de mică

putere se pot cupla direct la rețea, fără necesitatea unor elemente intermediare;

- Motoarele asincrone (în special cele cu rotorul în scurtcircuit) se caracterizează printr-o construcție simplă și robustă, fiind recunoscute totodată ca fiind cele mai fiabile motoare electrice.

Comparativ cu MCC, MAS cu rotor în scurtcircuit se disting prin numeroase avantaje – prezentate mai jos, pe scurt – care fac utilizarea lor în SAE să fie tentantă.

Astfel, prin eliminarea componentelor sensibile (ex: ansamblul perii-colector), MAS cu rotorul în scurtcircuit sunt sigure în funcționare, având o viteză de rotație practic constantă la sarcină dată și momente de inerție ale părților în mișcare (rotor) inferioare celor ale MCC. Ele pot funcționa la viteze superioare timp îndelungat, fără întreținere, necesitând numai surse de alimentare de curent alternativ. Valoarea tensiunii din stator nu este afectată de fenomenul de comutație [M10].

Avantajul MAS față de MCC apare și din considerente de ordin economic. Prețul MAS cu rotor în scurtcircuit este mult mai mic (raportul [kW]/[kg] este dublu față de MCC).

Datorită avantajelor tehnico-economice mai sus amintite, MAS este folosită în prezent pe scară largă în SAE simple, motiv pentru care s-a construit într-o gamă largă de puteri și turații.

Există însă și dezavantaje, care determină unele neajunsuri la utilizarea MAS în sistemele de acționare electrică.

Un astfel de dezavantaj poate fi cel constituit de prezența armonicilor superioare în tensiune sau/și curentul de la ieșirea convertorului static de frecvență (CSF) de la care se poate alimenta mașina. Aceste armonici duc la apariția unui regim deformant în mașină, cu repercusiuni asupra mărimilor funcționale ale mașinii.

Chiar dacă MAS cu rotorul în scurtcircuit nu necesită o întreținere deosebită în exploatare, un dezavantaj al acestei mașini poate fi menționat și apariția anumitor defecte de natură electrică sau mecanică. Aceste defecte influențează în mod negativ comportarea acestei mașini în SAE.

Autorul A. Bellini în [B9] consideră cazul SAE cu mașini asincrone, pentru care indică existența următoarelor patru tipuri de defecte [F3]:

- a. defecte în stator – au ca principală cauză starea înfășurărilor (întrerupte sau scurtcircuitate);
- b. defecte de natură electrică din rotor, ce cuprind: înfășurări rotorice întrerupte sau în scurtcircuit (pentru motoare cu rotorul bobinat, cu contacte alunecătoare) sau bare rupte/fisurate și inele de scurtcircuit deteliorate (în cazul motorului cu rotorul în scurtcircuit);
- c. defecte mecanice ale rotorului; Se pot menționa cele mai frecvente: deteliorări ale rulmenților, axului, deficiențe de aliniere, excentricitate;
- d. defecte în sistemul de alimentare și control.

Sintetizat, în figura 1.1 sunt prezentate principalele cauze ale defectelor MAS cu ponderile lor.

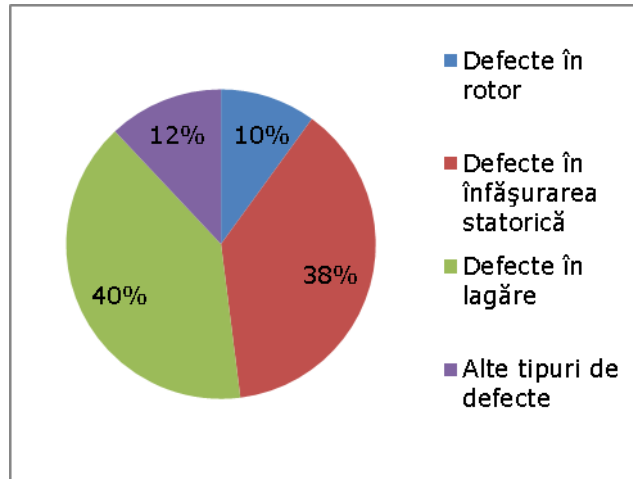


Figura 1.1 Ponderile apariției defectelor în cazul MAS [B9]

După cum se poate observa în figura 1.1, ponderea cea mai mare o au defectele în lagăre, defectele din stator, urmate de defectele din rotor, iar alte cauze au un total de 12% din totalul defectelor ce pot apărea la mașina asincronă. Trebuie, însă, acordată o atenție deosebită, în special preveniri defectării acestor mașini, iar pentru aceasta, există mai multe metode.

Apariția defectelor la mașina asincronă datorate întreruperii barelor sau a inelelor chiar dacă are o pondere de doar 10% în defectarea mașinilor electrice cu rotorul în scurtcircuit, aceasta poate duce la consecințe grave în SAE. Prevenirea acestor tipuri de defecte este destul de laborioasă datorită faptului că nu se poate avea acces direct la curenții ce parcurg barele și inelele coliviei rotorice în timpul funcționării mașinii electrice. Majoritatea procedurilor de diagnoză pentru curenții din colivia rotorică sunt bazate pe analiza spectrului de armonici al curenților din stator [E1], [H3], [B8], [B9], metode neinvazive.

Având în vedere cele prezentate mai sus, studiul repartiției curenților coliviei simetrice sau nesimetrice a indusului MAS prin măsurare directă este un subiect de actualitate și perspectivă. Prin măsurarea directă, cunoscând valorile exacte ale curenților ce parcurg colivia se poate îmbunătăți proiectarea MAS și chiar se poate dezvolta o metodă de diagnoză a rotoarelor mașinilor asincrone.

1.2. Obiectivele tezei

Ținând cont de cele enumerate mai sus, în teza de față, sunt propuse următoarele obiective:

- Studiul mașinii asincrone cu rotor în scurtcircuit în coordonate ortogonale precum și metoda circuitelor magnetice echivalente pentru analiza curenților mașinii;
- Elaborarea unui model matematic hibrid al MAS cu rotor în scurtcircuit în coordonatele fazelor ce combină avantajele analizei numerice cu avantajele oferite de metoda circuitelor echivalente. Modelul matematic trebuie să permită calculul curenților din barele indusului în caz simetric și în caz nesimetric, inclusiv repartitia curenților în barele din vecinătatea unei bare întrerupte;
- Realizarea practică în laborator, a unui model experimental de MAS care trebuie să fie flexibil din punct de vedere al realizării practice a anumitor tipuri de nesimetrie în circuitul indusului, spre exemplu întreruperea uneia sau a mai multor bare ale coliviei, cu repetabilitatea oricărui tip de măsurătoare sau experiment. Modelul experimental trebuie conceput astfel încât să permită **măsurarea directă** a curenților din colivia indusului aspect mai puțin tratat în bibliografia de specialitate;
- Validarea modelului matematic prin încercări experimentale pe modelul experimental realizat.

1.3. Prezentarea conținutului tezei

Conținutul tezei este structurat în 6 capitole.

În *primul capitol* se justifică și se încadrează tematica abordată în contextul cercetărilor actuale, se prezintă obiectivele și structura tezei.

În *capitolul 2* al tezei, se prezintă o sinteză a metodelor și a modelelor matematice folosite pentru diagnosticarea defectelor mașinii asincrone, scoțându-se în evidență avantajele și dezavantajele fiecărei metode în parte, după analizarea lor.

În *capitolul 3* al tezei, este prezentat modelul matematic în coordonate ortogonale pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit, punându-se în evidență faptul că, deși modelul matematic ortogonal este ușor de utilizat pentru cazul când mașina este simetrică, pentru cazul când apare o nesimetrie în rotorul mașinii acest model are anumite dezavantaje. În ultima parte a capitolului 3 este realizată o simulare în MatLab Simulink a modelului simetric al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit în coordonate ortogonale, pentru două situații concludente, în sarcină nominală cât și în regim de scurtcircuit. În cadrul acestor simulări, se prezintă grafic distribuția curentului pe barele coliviei rotorice. Codul programului utilizat este prezentat în Anexa V.

În *capitolul 4* al tezei, este dezvoltat modelul matematic hibrid în coordonatele fazelor al MAS cu rotor în scurtcircuit în care a fost înglobată și metoda circuitelor echivalente. Datorită acestei combinații de metode, modelul matematic astfel realizat poate oferi avantajele analizei numerice, cât și avantajele circuitelor echivalente. Modelul matematic astfel realizat este prezentat în cod program, în Anexa V.

Capitolul 5 tratează modelul experimental, realizat în vederea măsurării directe a curenților din barele coliviei indusului. În final sunt date rezultate ce validează modelul matematic hibrid astfel obținut, atât pentru cazul simetric, cât și pentru cazul nesimetric al MAS cu rotorul în scurtcircuit.

Capitolul final 6 prezintă concluziile generale ale tezei precum și principalele contribuții ale autorului la dezvoltarea temei abordate. La sfârșitul capitolului sunt punctate principalele direcții în care tema de cercetare poate fi dezvoltată în continuare.

În finalul tezei sunt date cinci anexe ce cuprind ecuații matriceale necesare pentru realizarea modelului matematic din capitolele 3 și 4, cât și codul program realizat în MatLab, cu explicații detaliate. Ultima anexă conține lucrările științifice publicate de către autor pe parcursul perioadei de doctorat și nu numai.

2. ASPECTE ACTUALE ȘI TENDINȚE ÎN DIAGNOSTICAREA DEFECTELOR MAȘINILOR ASINCRONE

În literatura de specialitate [F4], [I2], [P9], [V1], încă nu există o clasificare validă, general acceptată, a metodelor de diagnosticare a defectelor la mașina asincronă. În ciuda acestui aspect, tehnicile disponibile în acest sens le putem clasifica în două mari categorii:

- Metode bazate pe măsurători;
- Metode bazate pe modelul matematic al mașinii asincrone.

În primul caz și anume, metode bazate pe măsurători – alături de clasicele măsurători ale mărimilor electrice (curent, tensiune, putere) și eventual ale vitezei, cuplului (mărimi mecanice), se mai utilizează senzori adiționali (de temperatură, de flux, respectiv de vibrații) pentru a colecta cât mai multe informații utile necesare. Atunci, condiția mașinii electrice (daca există sau nu defecte) este determinată de compararea rezultatelor obținute în urma măsurătorilor cu valorile nominale, sau eventual cu cele de referință.

În cel de-al doilea caz – metode bazate pe modelul matematic al MAS – modelele matematice de diferite complexități pot da informația utilă și necesară numai pe baza măsurătorilor cantitative de la terminalele mașinii (borne) [M7]. Aceste metode, sunt cunoscute în literatura sub denumirea de MCSA (Motor Current Signature Analysis) – în traducere liberă, metode de analiză a profilului curenților din motor [K2] [T1]. Din aceste metode, o primă concluzie se poate trage, și anume aceea că măsurarea semnalului primar este totuși indispensabilă.

De obicei, modelul matematic dezvoltat este departe de a putea fi considerat unul general; acesta fiind de regulă orientat pe diagnosticarea unor defecte specifice mașinii asincrone. Din păcate, datorită aproximărilor făcute în modelul matematic, în multe cazuri în care sunt utilizate aceste modele introduc defecte false. Cauzele apariției defectelor false diferă de cele care conduc la apariția defectelor reale. Este bine cunoscut faptul că purtătoarea semnalului eronat are un nivel mult mai scăzut de energie decât purtătoarea de semnal util în mașină. Prin urmare, în diagnoza defectelor este necesar să avem o rată de semnal (sau zgomot) acceptabilă, cuantificabilă. Acest fapt poate fi atins prin utilizarea unei instrumentații adecvate, cât și prin compensarea estimărilor conținute de către modelul matematic utilizat. Scăzând sensibilitatea sistemului de monitorizare și diagnoză, se pot reduce, parțial, alarmele false, dar această soluție are și dezavantaje (de exemplu pierderea unor semnale reale de eroare, dar de intensitate mică) care-i pot reduce aplicabilitatea în siguranță a acestui tip de metodă. Soluția cea mai bună constă în determinarea și dezvoltarea unor modele matematice foarte complexe, capabile de o

acuratețe mărită, chiar dacă aceasta implică noi dificultăți și inconveniente. În ciuda acestor neajunsuri, totuși, prima direcție pe care se merge în diagnosticarea defectelor la mașina de inducție este acest tip de metode, bazate pe model matematic.

În ultimii 20 de ani, diagnosticarea defectelor mașinilor asincrone a avut o largă utilizare datorită importanței pe care aceasta a început să o aibă. Monitorizarea și diagnosticarea este o problemă foarte importantă în SAE cât și în electronica de putere utilizată în conducerea lor. Această monitorizare controlată face ca multe dintre defectele cu consecințe negative să fie înlăturate încă din fază incipientă.

În industrie, peste 80% din aplicații utilizează mașini de inducție trifazate, ce pot funcționa fie prin conectare directă la rețea, fie prin intermediul convertoarelor statice de frecvență [M6]. Această largă utilizare a mașinii de inducție în industrie justifică numeroasele cercetări și studii în domeniul diagnozei defectelor la acest tip de mașini.

În cazul multor aplicații, este imperios necesar să se utilizeze tehnici non-invazive de diagnosticare a defectelor. Acest tip de metode ar trebui să fie capabile să detecteze defectele apărute în mașină, fără să fie nevoie de consultarea unei expertize umane [N6], [C11]. Mai mult decât atât, aceste tehnici trebuie să fie robuste, neinfluențabile de alarmele false și ar trebui să selecteze cu precizie tipul de defect depistat.

Majoritatea defectelor ce apar în mașina asincronă pot fi clasificate, astfel [V1]:

- Defecte apărute în statorul mașinii (scurtcircuit între spire, între faze, între faze și masă);
- Neconectarea corespunzătoare a înfășurărilor statorului;
- Bare sau inele de scurtcircuitare rupte;
- Neregularități statice sau dinamice apărute în întrefier (datorate impreciziei de prelucrare);
- Centrea necorespunzătoare a rotorului față de stator;
- Defecte datorate rulmenților.

Aceste defecte, pot produce unul sau mai multe din următoarele efecte

[T10]:

- Tensiuni și curenți de linie nesimetrici;
- Creșterea pulsațiilor în cuplu;
- Scăderea cuplului la arbore dezvoltat de mașină;
- Creșterea pierderilor (în fier, mecanice, etc.);
- Reducerea randamentului;
- Încălziri locale excesive.

Metodele de diagnosticare, pentru efectele de mai sus, pot fi clasificate astfel [V1], [K6]:

- Monitorizarea câmpului electromagnetic (cu ajutorul bobinelor sondă);
- Măsurarea temperaturii;
- Monitorizarea radiației infraroșu;

- Monitorizarea emisiilor de frecvențe radio;
- Monitorizarea zgomotelor și a vibrațiilor;
- Analiza chimică;
- Analiza profilului curentului din mașină (MCSA)[S14], [N6], [K10] ;
- Tehnici bazate pe model matematic, rețele neuronale sau inteligență artificială.

2.1. Nesimetrii electrice ale înfășurării statorice

Nesimetriile înfășurării statorice reprezintă o problemă mai puțin abordată în literatura de specialitate [J2], [T11], [T12], cu toate că, studii recente arată că, aproximativ 37% din defectele motoarelor asincrone (de mare putere) sunt datorate înfășurării statorice și doar 10% rotorului. Majoritatea defecțiunilor în stator sunt de origine mecanică și sunt prezentate schematic în figura 2.1 [C11].

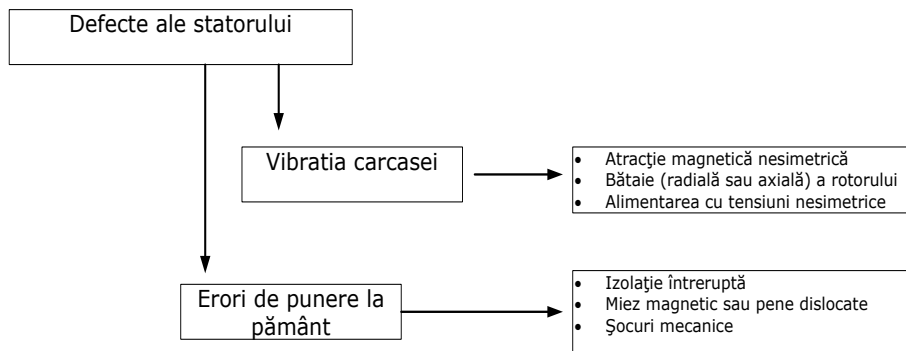


Figura 2.1. Principalele cauze de apariție a defectelor în statorul mașinii asincrone

Aplicarea unei tehnologii de fabricație necorespunzătoare, poate face, ca în afara cauzelor defectelor menționate în figura 2.1, să mai apară și alte tipuri de defecte, cum ar fi cele de izolație datorate instalării și exploatarei necorespunzătoare a MAS [B13].

Totuși, majoritatea defectelor din stator apar datorită nesimetriilor constructive ale celor trei faze [T2], [T3], [T4], cea mai mare parte a nesimetriilor înfășurării statorice sunt produse de defectele de izolație dintre spire. Dacă acestea sunt depistate într-un stadiu incipient, cele câteva spire scurtcircuitate, sunt de regulă izolate de restul înfășurării. Dezechilibrul, introdus de acest fapt, este studiat experimental în [W1], [B10] și schematic este arătat în figura 2.2.

Mașina folosită în acest caz are capetele bobinelor de pe fiecare fază accesibile. Astfel, înfășurările pot fi conectate în 5 configurații diferite și dezechilibrate. Din studiul efectuat, rezultă că efectul acestor dezechilibre asupra performanțelor mașinii (randament și factor de putere) este minim.

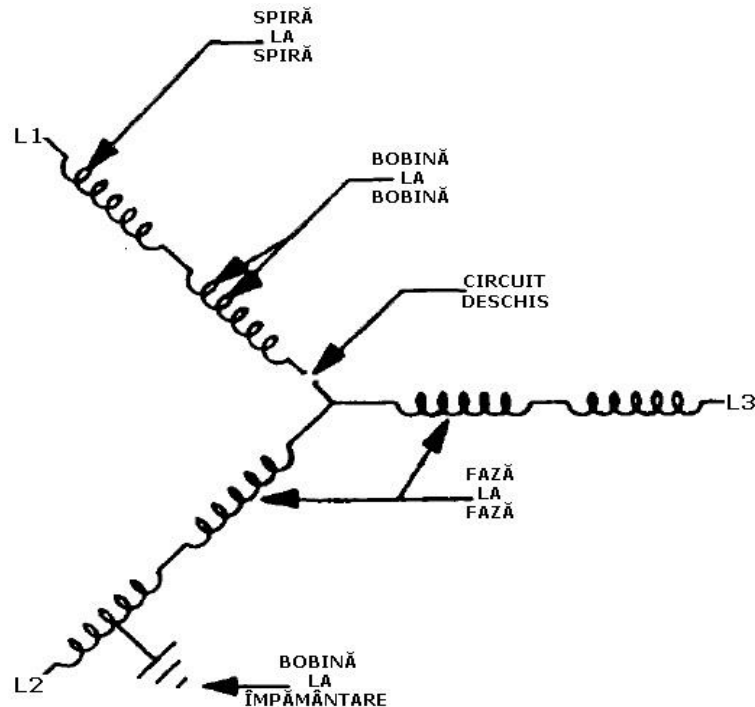


Figura 2.2 Posibilități de apariție a defectelor în stator, studiate în [B10]

O provocare cu care se confruntă specialiștii din acest domeniu este de a estima neinvaziv apariția unor defecte în statorul mașinii [C12]. Pentru rezolvarea acestei provocări se propune o nouă metodă de estimare a parametrilor mașinii, denumită HCP (Hyperbolic Cross Points) [N8]. Metoda propusă are la bază un model matematic al MAS realizat în MatLab Simulink [D9], [D10], [N8]. În modelul propus, există doi parametri ce sunt folosiți pentru estimarea stării mașinii: θ_f - corespunde unui defect între înfășurările fazelor mașinii, iar μ_f este raportul dintre înfășurările scurtcircuitate și numărul total de spire dintr-o fază neafectată. În figura 2.3 a) și b) sunt arătate schemele utilizate de autori [D10] pentru aplicarea metodei HCP.

Pe scurt, această metodă constă din următoarele proceduri: în timpul funcționării mașinii se achiziționează curentul din stator și se compară cu curentul simulat; aceste valori sunt normalizate cu ajutorul unor valori de prag prestabilite, astfel încât să se elimine efectul apariției unor vârfuri de curent, datorate, spre exemplu de variația sarcinii.

După ce datele astfel obținute sunt reeșantionate folosind o frecvență eșantion de 1000 [Hz], valorile măsurate și cele simulate sunt aranjate în raport cu valorile de vârf. Se face apoi o diferență între valorile simulate și cele măsurate, iar dacă diferența rezultată este mai mare decât un prag de eroare stabilit se reia simularea după un nou set de parametri furnizați de algoritm. Procesul de iterații se reia, până când pragul erorii este atins. Caracteristicile parametrilor θ_f (parametru de localizare) și μ_f (parametru responsabil cu severitatea defectului) vor indica locul și nivelul de severitate al defectului.

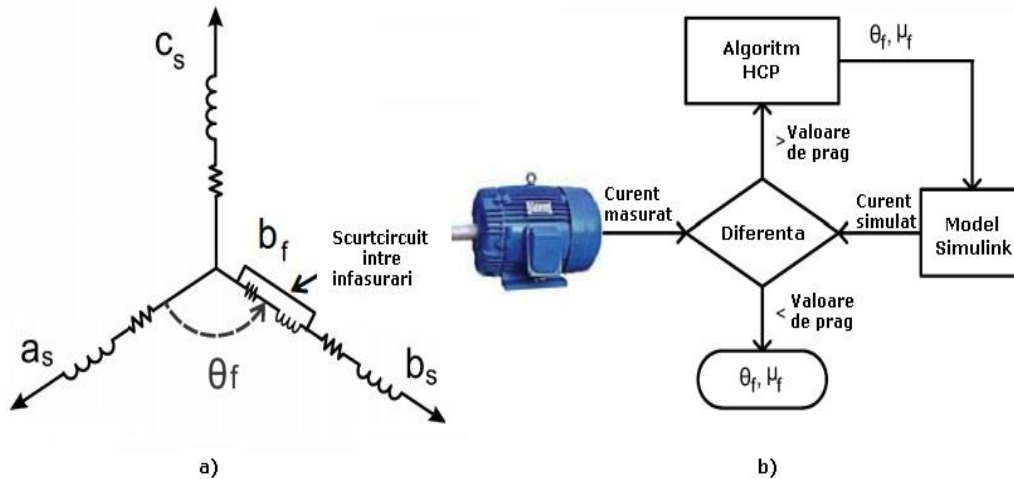


Figura 2.3 a) Schema fazelor statorice; b) Schema folosită pentru estimarea parametrilor

Această metodă are avantajul unui număr mic de funcții de evaluare implicate în algoritmul de calcul. Acest fapt face ca timpul de calcul al acestui algoritm să fie scurt.

2.2. Nesimetrii electrice în rotor

Rotoarele în scurtcircuit ale MAS, se împart în două categorii: cu bare sau colivie turnată.

Rotoarele turnate au fost utilizate numai pentru mașini de puteri reduse. Actual turnarea rotoarelor se poate face și pentru puteri ale mașinilor de ordinul 10^3 [kW]. În general, coliviile în scurtcircuit se realizează din aluminiu pentru mașini de putere mică și bronz, alamă sau cupru, cu inele sudate la ambele capete, pentru mașini de putere mare.

Înfășurările rotoarelor realizate din cupru se realizează prin bobinare. Pentru mașini de putere mică, cea mai răspândită soluție tehnică este cea cu aluminiu turnat. Este o soluție robustă dar defectarea unei bare compromite complet rotorul [S16].

Înteruperea unei bare rotorice sau a unui inel de scurtcircuitare poate avea numeroase motive. Acestea sunt cauzate, în general de fenomene termice, magnetice, dinamice, mecanice, etc. O MAS având un defect în rotor (bară/bare sau inele de scurtcircuitare întrerupte) nu mai poate funcționa în condiții normale și pot apărea curenți nesimetriți, pulsații în cuplul, scăderea cuplului la arbore, creșterea pierderilor, performanțe scăzute la pornire [C10], [S14].

Pentru preîntâmpinarea apariției unor astfel de avarii la SAE cu MAS, în literatura de specialitate au fost propuse diverse proceduri de diagnosticare.

Procedura de diagnosticare a defectelor la rotoarele mașinilor de inducție poate fi, în general, împărțită în două părți:

1. Achiziția datelor;
2. Procesarea datelor.

Fiecare dintre aceste două părți poate fi la rândul său divizată în două blocuri, așa cum se prezintă în figura 2.4.

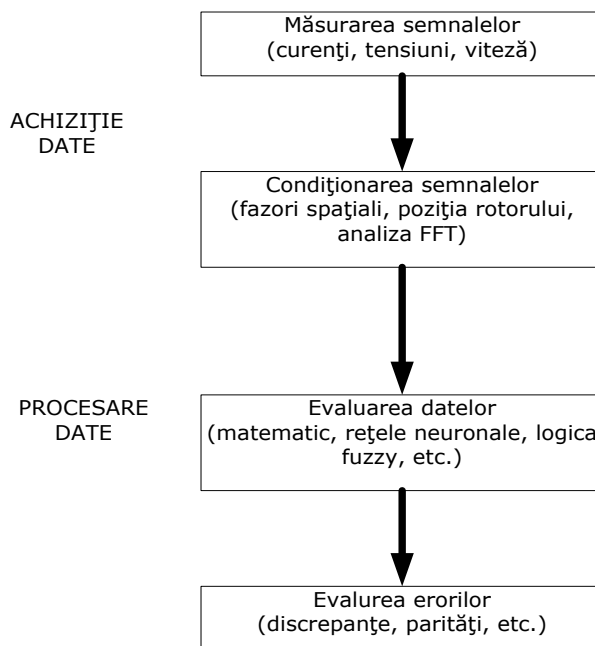


Figura 2.4. Diagrama bloc pentru diagnoza defectelor din rotor

Achiziția datelor, începe cu măsurarea semnalelor. Semnalele măsurate pot fi: curenți, tensiuni, viteză sau poziție, semnale date de senzorii de vibrații sau temperatură, sau tensiunea indusă într-o bobină sondă.

Condiționarea semnalelor se aplică cantităților măsurate pentru a se da corect mărimile măsurate la intrările metodei actuale de evaluare. Semnalul de condiționare poate fi reprezentat de către un fazor spațial de curent sau tensiune, derivat din valorile instantanee ale curentului, respectiv tensiunii sau poate fi chiar poziția rotorului, calculată din semnalul de viteză, sau mai poate fi reprezentat de către modelul motorului sau spectrul de frecvențe rezultat în urma analizei Fourier (FFT- transformata Fourier rapidă) sau analiza "wavelet" [T9], [B11], [S10], [M8]. În contrast cu sinusoidalele, analiza wavelet poate fi localizată atât în domeniul timp, cât și în domeniul frecvență și este mult mai adecvată pentru procesarea tipului de semnale care își modifică spectrul de-a lungul timpului.

Blocul de evaluare a datelor conține tehnicile actuale de diagnosticare a defectelor din rotor bazate în principal pe modelare matematică, rețele neuronale, logică fuzzy și algoritmi genetici [S11].

Ultimul bloc din diagramă – Evaluarea erorilor - (figura 2.4), este un indicator ce arată tipul de defect și eventual cât este acesta de grav pentru funcționarea corectă a mașinii. Evaluarea defectelor se poate considera evidentă, certă, dacă oferă aceleași rezultate pentru diferite mașini. Fără o asemenea investigație, detectarea repetată a unui singur defect poate fi validă doar în acel caz specific, nicidecum să se facă o generalizare bazată doar pe acel caz.

Câteodată este deosebit de dificil să se facă o separație clară între blocurile de condiționare a semnalelor, de evaluare a datelor și de evaluare a defectelor, în special atunci când se utilizează o aparatură dedicată doar acestui scop. Prin urmare, în continuare măsurătorile, condiționarea semnalelor și semnalele de eroare vor fi trecute în revistă, după cum apar în literatura de specialitate, o catalogare sistematică a lor fiind aproape imposibil de realizat.

Coliviile mașinilor asincrone de putere mare se execută de obicei din bare prefabricate de cupru, care sunt introduse în creștăturile rotorice și apoi sunt sudate la capete pe inelele de scurtcircuitare. Pentru puterile medii (sub 10[kW]) și mici, colivia rotorică se realizează din aluminiu prin turnare. Coliviile turnate pot prezenta imperfecțiuni de fabricație, care în timp se pot amplifica, ducând la apariția unor defecte majore. După turnarea și răcirea coliviei, bara are dimensiuni mai mici decât creștătura, putându-se mișca în direcție radială, în special în timpul procesului de pornire. Datorită solicitării la oboseală, bara poate crăpa. În zona acestui defect inițial, bara se supraîncălzește și în aceste condiții ruperea completă este inerentă.

O altă sursă de defecte o constituie tensiunile interne din bară, care apar datorită blocării mișcării în direcție longitudinală odată cu încălzire prin efect Joule. Tensiuni interne apar și în timpul prelucrării prin așchiere a subansamblului rotor după turnarea coliviei [M9]. Dacă greutatea inelelor de scurtcircuitare este mare, forțele centrifuge ce apar constituie o sursă suplimentară de tensiuni mecanice în bară, mai ales în cazul unei centrări necorespunzătoare a rotorului față de stator.

Așa cum se precizează în [K7], curenții interbare sunt prezenți în coliviile rotorice neizolate, acolo unde există un bun contact între bare și tole. Acești curenți interbare reduc neuniformitatea magnetică creată de barele defecte [W6]. Aceasta face ca detectarea barelor defecte pentru aceste cazuri să fie mai dificilă, mai ales, în stadiile incipiente ale defectului.

Defecte ale coliviei rotorului pot apărea și ca o consecință a condițiilor grele de exploatare a mașinii (porniri-opriri frecvente, regim intermitent de funcționare). Dacă o bară a coliviei se întrerupe, curenții din celelalte bare învecinate vor crește, crescând în acest fel și posibilitatea ca aceste bare să se întrerupă la rândul lor, generând astfel defecte în cascadă, care până la urmă vor duce la defectarea iremediabilă a mașinii.

În literatura de specialitate, prima descriere a unui model matematic al coliviei cu bare întrerupte pentru o mașina de inducție apare în [D1]. Autorul, în modelul analitic utilizat, consideră curenții statorici impuși, astfel încât, nici o reacție din partea statorului nu poate modifica distribuția câmpului din întrefier. Fenomenele sunt studiate pe baza teoremei superpoziției și anume: efectul anomaliei rotorice se investighează separat, iar rezultatele se compară cu cele care

caracterizează funcționarea motorului în condiții simetrice. Autorul consideră că prin bara întreruptă circulă un curent de defect, egal cu cel care ar fi circulat prin bara neîntreruptă, dar de sens contrar. Acest curent este capabil să producă două câmpuri care se rotesc în sensuri opuse și care sunt amortizate de curenții induși în celelalte bare. La distanțe egale de bara întreruptă, de fiecare parte a acesteia, curenții induși sunt egali ca amplitudine. Curenții totali din fiecare bară se calculează adunând vectorial curenții mai sus menționați cu cei corespunzători unor condiții simetrice de funcționare. Se determină astfel că, bara prin care circulă curentul de valoare maximă este bara alăturată celei întrerupte, în partea opusă sensului de rotație. La alunecări mici, amortizarea celor două câmpuri produse de curentul de defect este redusă. Ca urmare, efectul nesimetriei se face simțit pe o porțiune mai mare din periferia rotorului, iar amplitudinea curenților induși de aceste câmpuri variază mai puțin de la bară la bară. Pentru alunecări mari, efectul nesimetriei se va localiza în stricta vecinătate a barei întrerupte. Solicitarea barei prin care curentul are valoarea cea mai mare este maximă la sarcină nominală.

Câmpul invers produs de nesimetria coliviei induce în înfășurarea statorului tensiuni ce au frecvența de: $(1 - 2 * s) * f_1$, cu s – alunecarea MAS și f_1 – frecvența statorică.

În cazul întreruperii unei bare rotorice, conform [M4] apar pulsații ale cuplului cu de două ori frecvența de alunecare $2 * s * f_1$. În final acest defect conduce la apariția în înfășurările statorice de componente de curenți cu frecvența $f_1 * (1 \pm 2 * s)$. Aceste componente pot fi utilizate în scopul diagnozei.

Prezența componentelor de frecvență $(1 \pm 2 * s) * f_1$ în spectrul curenților statorici este identificată frecvent în cadrul testelor experimentale pe mașini cu defecte și constituie una din cele mai utilizate metode pentru diagnosticarea nesimetriilor ce pot apărea în colivia rotorică. Această metodă, este cunoscută în literatura de specialitate ca metoda de analiză a profilului curenților statorici din mașină (din limba engleză: *MCSA- motor current signature analysis*) și în continuare se prezintă o scurtă analiză a lucrărilor științifice apărute pe această temă [S9], [M4],[M5], [K6], [T8]. Ca și elemente principale ale schemei utilizate pentru aplicarea acestei metode, se remarcă următoarele, figura 2.5:

- Mașina asincronă trifazată;
- Un transformator de curent;
- Un șunt rezistiv;
- Un analizor spectral.

Metoda MCSA se poate aplica MAS fără să fie nevoie scoaterea lor din funcțiune, ceea ce constituie un mare avantaj. Ca și dezavantaje ale acestei metode se menționează faptul că deși elementele necesare aplicării acestei metode nu sunt numeroase, acestea trebuie să aibă precizie ridicată, ceea ce face ca prețul acestora să fie unul crescut.

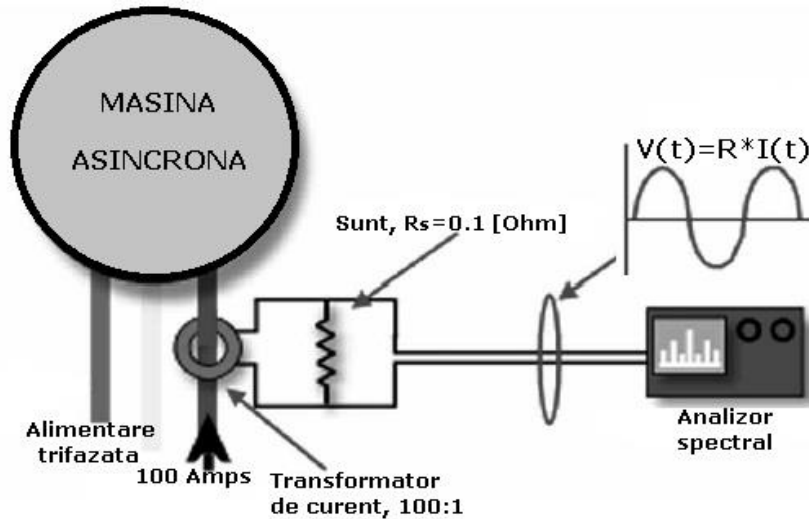


Figura 2.5 Componentele de bază ale standului pentru aplicarea MCSA

Dacă o mașină asincronă, este alimentată de la un sistem simetric, sinusoidal, trifazat de tensiune și la un moment dat apar asimetrii de natură electrică la nivelul rotorului, acestea duc la apariția suplimentară a unor armonici în curentul statoric, în jurul fundamentalei. Frecvențele acestor armonici sunt joase și se pot determina cu următoarele ecuații:

$$f_{r,l,k} = f_s * (1 - 2 * k * s) \quad (2.1)$$

$$f_{r,u,k} = f_s * (1 + 2 * k * s) \quad (2.2)$$

unde: f_s este frecvența de alimentare; s este alunecarea; iar k reprezintă ordinul armonicii ($k = \{1, 2, 3, \dots\}$). Pentru $k=1$, sunt obținute componentele de prim ordin, de obicei denumite „de bandă joasă” (ec. 2.1), iar componentele obținute cu ajutorul relației (2.2) sunt denumite „de bandă înaltă”.

Multe scheme pentru detectarea defectelor evaluează aceste componente ale benzilor de frecvență, care sunt determinate uzual din curenții de linie sau fază, cu ajutorul analizei spectrale, cum ar fi de exemplu analiza FFT (transformata Fourier rapidă). Această metodă poartă denumirea de analiza profilului de curent statoric (*MCSA- motor current signature analysis*). Avantajul utilizării aceste scheme, constă în faptul că, doar un singur curent de linie este necesar să fie măsurat, dar ca dezavantaj poate fi menționat faptul că evaluează ambele componente și pe cea de bandă joasă (utilă în acest caz), dar și componenta de bandă înaltă, care nu are nici o relevanță în acest caz. Din păcate, amplitudinea curenților ce apar în ambele benzi depinde de construcția mașinii, de cuplul de încărcare al mașinii și de inerția totală (mașină+sarcină), fapt care complică detectarea defectelor cu ajutorul acestei metode.

Oricum, în cazul mașinilor mari, cu moment de inerție J mare, amplitudinea curenților prezenți în banda înaltă este mult mai mică decât amplitudinea curenților prezenți în banda joasă. Considerând acest caz, cu n bare vecine defecte, poate fi aproximat cu următoarea formulă, conform [H1]:

$$n = 2 * N_r * \frac{I_{Isb}}{I_{sf} + 2 * p * I_{Isb}}, \text{ pentru } n \ll N_r \quad (2.3)$$

unde: N_r este numărul barelor din rotor, p este numărul de perechi de poli, I_{Isb} este amplitudinea curentului de bandă joasă, iar I_{sf} este amplitudinea fundamentalei curentului statoric. Din păcate, relația (2.3) este imposibil de aplicat mașinilor cu moment de inerție mic, pentru detectarea barelor defecte din rotor.

Componentele armonice de bandă înaltă și joasă apar în curentul statoric al mașinii, atunci când aceasta este alimentată de la o sursă de tensiune, cum ar fi rețeaua sau de la un inverter controlat cu U/f constant. Utilizând controllere pentru curent sau cuplu, mașina asincronă se va comporta ca și când ar fi alimentată în curent. În acest caz, armonicile de bandă joasă, cât și cele de bandă înaltă, apar în tensiunea de fază, nu în curentul de fază. Alte tehnici de control iau în considerare ambele tipuri de armonici (de curent și de tensiune), ceea ce duce la îngreunarea detectării defectelor din rotor [N6].

Este evident că transformata Fourier rapidă care stă la baza analizei profilului curentului statoric poate da rezultate exacte doar în regim staționar al mașinii. În cazul apariției unor inerente și neprevăzute fluctuații de sarcină sau în cazul apariției unor defecte pasagere în rotor, acestea devin dificil de detectat aplicând metoda convențională de analiză a profilului de curent din stator. De multe ori însă, pentru a nu complica metoda se asumă ca regim de detectare a defectelor în rotor, regimul staționar [H1].

Alte scheme combină analiza profilului de curent clasică cu rețelele neuronale. În acest fel, severitatea defectelor (de exemplu numărul barelor rotorice defecte) poate fi evaluată evitând astfel relația (2.3). Aceste rețele neuronale pot învăța să identifice variațiile periodice sau aperiodice ale cuplului pentru a evita interpretări greșite ale semnalelor tranzitorii [S1].

În același timp, deloc neglijabil, datorită creșterii rotorice, apar componente de înaltă frecvență în spectrul curenților statorici, fapt ce trebuie luat în considerare în vederea realizării unei proceduri de determinare cât mai corectă. Oricum, prin utilizarea acționărilor cu control vectorial, aceste componente sunt puternic atenuate și compensate datorită benzii largi de frecvență în care aceste controllere funcționează. Deci, pentru acest caz, aceste componente de înaltă frecvență ale curentului statoric sunt greu de identificat, prin urmare nu pot fi folosite la detectarea defectelor barelor rotorice.

În literatura de specialitate mai pot fi găsite numeroase alte metode de detectare a barelor defecte din rotorul mașinii de inducție. Pentru un model al mașinii de inducție în regim staționar, unde se consideră componentele simetrice [K3], acest tip de defecte rezultă din creșterea rezistenței rotorice, care duce la creșterea corespunzătoare a componentei de frecvență f_2 , componentă a spectrului

de frecvențe pentru curentul din stator. Din păcate, această abordare are și dezavantaje, apărute în special din faptul că modelul este considerat simplificat (se consideră că este simetric și doar pentru regimul staționar). De exemplu, dacă sarcina variază cu o frecvență dublă decât cea de alunecare (fapt ce se întâmplă frecvent), defectele indicate de componentele frecvenței f_2 sunt puternic estompate, depinzând de sarcină și având o inerție redusă. În compensarea acestor efecte, soluția de aplicare a rețelelor neuronale propusă în [F2] poate da rezultate plauzibile.

Aplicații ale tehnicilor speciale de modelare, cât și metodele de estimare a parametrilor se pot folosi, de asemenea, în detectarea creșterii rezistenței rotorice, datorită apariției unui defect în acesta. Rezultatele obținute în urma aplicării acestor metode pot fi deseori discutabile, având în vedere variația nepredictivă a apariției cauzelor ce pot duce la creșterea rezistenței rotorice [B2], [C1].

De regulă, studiul mașinii asincrone cu bare întrerupte în rotor se face fie analitic, fie prin calcul numeric, și are la bază premisa că prin barele întrerupte nu circulă curent. În realitate, prin bara întreruptă circulă un curent ce se închide prin miezul rotoric, către cele două bare alăturate. Amplitudinea acestui curent depinde de impedanța contactului dintre bară și miezul magnetic, de impedanța miezului, de geometria rotorului, de regimul de funcționare, etc. Impedanța miezului este mult mai mică decât impedanța de contact; de aceea, dintre toate aceste dependențe, prima este cea mai importantă. Impedanța de contact este pur rezistivă până la frecvențe de ordinul sutelor de Hertz și este mult mai mică pentru cazul mașinilor cu colivii din bare de cupru decât al celor cu colivii turnate, când stratul de oxid ce se formează la suprafața barei are bune proprietăți izolante. Pentru mașinile cu colivie din bare de cupru, rezistența de contact are valori tipice de 19-20 $\mu\Omega/m$, iar pentru mașinile cu colivie de aluminiu 600 $\mu\Omega/m$ [D2].

O altă tehnică de detectare a defectelor ce pot apărea atât în statorul cât și în rotorul mașinilor de inducție este analiza profilului curenților din mașină cu ajutorul vectorului Park. Aceasta este o tehnică non-invazivă aplicată pe scară largă, și în continuare, se face o scurtă trecere în revistă a literaturii de specialitate dedicată acestei tehnici.

Cercetările precedente [C3], privind utilizarea vectorului Park, au demonstrat eficacitatea acestei metode non-invazive, pentru diagnosticarea defectelor din mașina de inducție, cum ar fi: defectarea înfășurărilor rotorului, scurtcircuit între spirele statorului, excentricități ale întrefierului, indiferent de condițiile de alimentare a mașinii (direct de la rețea sau prin intermediul unui invertor) [C4], [M1].

Mai există și alte tipuri de defecte ce pot fi diagnosticate cu succes utilizând această metodă, cum ar fi detectarea barelor întrerupte sau a inelelor de capăt rupte din colivia rotoarelor mașinilor de inducție. În general, aceste defecte pot fi cauzate de încălziri locale, solicitări electromagnetice, dinamice, mecanice. Amplificarea unui defect odată apărut într-o mașină, urmărește, de obicei următoarele secvențe:

- Încălziri locale în bara defecă și în jurul acesteia;

- Apariția arcurilor electrice în zona în care bara este ruptă, ducând la deteriorarea rotorului laminat în acea zonă;
- Barele adiacente celei rupte preiau mai mult curent, ceea ce poate cauza ruperea acestora;
- Bara ruptă, datorită forțelor centrifuge, se poate desprinde de pe rotor, cauzând serioase defecțiuni înfășurării statorice.

Pentru a putea evita propagarea în cascadă a acestor fenomene, devine imperios necesară detectarea acestor defecte într-un stadiu cât mai incipient al dezvoltării lor.

Valorile instantanee (de linie sau fază) ale curenților unei mașini de inducție, i_a , i_b , i_c pot fi exprimați în complex, cu ajutorul fazorului spațial \dot{i} . În general, o reprezentare bidimensională este suficientă pentru a reprezenta fenomenele ce pot apărea într-o mașină asincronă trifazată, utilizând vectorul Park. Cei trei curenți statorici ai mașinii, i_a , i_b , i_c , pot fi exprimați în sistemul de coordonate ortogonal, d-q astfel [H2]:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} * i_a - \frac{1}{\sqrt{6}} * i_b - \frac{1}{\sqrt{6}} * i_c \quad (2.4)$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} * i_b - \frac{1}{\sqrt{2}} * i_c$$

În condiții ideale, relațiile de transformare, pentru cei trei curenți statorici, pot fi scrise, astfel:

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} * I * \sin \omega t$$

$$i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} * I * \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (2.5)$$

unde I este valoarea maximă a curentului de alimentare pe fază, ω este pulsația semnalului de alimentare, iar t reprezintă variabila timp.

În complex, această cantitate a curentului se poate exprima astfel:

$$\vec{i} = \alpha_i * (i_a + i_b * e^{\frac{j*2*\pi}{3}} + i_c * e^{-\frac{j*2*\pi}{3}}) \quad (2.6)$$

Rezultatul este o cantitate complexă, ale cărei părți reală și respectiv imaginară sunt corespunzătoare axei d, respectiv axei q (componente ale vectorului Park, din relațiile (2.4) și (2.5)). Pentru a putea normaliza acest vector sunt utilizate frecvențe multiplicări ale termenului α_i , pentru condiții ideale (alimentare cu tensiune simetrică), curenții (de fază sau de linie) vor fi de asemenea sinusoidali. Cu alte cuvinte, componenta sinusoidală a axei d este în fața componentei axei q cu 90° , iar traiectoria generată de fazorul curentului va fi un cerc în planul complex.

Armonicile curentului, având ca și cauză o asimetrie electrică, cu siguranță se regăsesc în ambele componente ale vectorului, care vor distorsiona traiectoria generată de curent, după un anumit tipar specific. Distorsiunea acelei traiectorii, poate fi, până la urmă, o măsură a severității defectului apărut, defect ce poate fi urmărit atât în referențial statoric, cât și rotoric. În această nouă abordare a aplicării vectorului Park, modulul acestuia este filtrat de orice componentă armonică a fundamentalei frecvenței de alimentare, aceasta făcând mult mai sigură și utilă detectarea directă a defectelor apărute [C2]. Ca și avantaj al acestei metode, poate fi menționat faptul că, detectarea defectelor se face independent de sarcină. Și în acest caz, pentru evaluarea severității defectelor apărute cu o cât mai mare precizie, este indicată combinarea și la această metodă a rețelelor neuronale [N1].

O varietate mare de defecte ce apar în mașină pot fi diagnosticate cu ajutorul tehnicilor de monitorizare a vibrațiilor. De exemplu, neuniformitatea câmpului magnetic din întrefier produsă de o bară ruptă din rotor, duce la oscilații în cuplul electromagnetic, în consecință apar vibrații mecanice ce pot fi măsurate. Din păcate armonicile ce apar (vezi relația (2.7)) depind de alunecarea actuală. Din aceste motive, diagnosticarea defectelor în rotor cu această metodă este dificilă și se utilizează în special în detectarea defectelor ce pot apărea în rulmenții mașinii electrice, sau alte defecte strict de natură mecanică [B4], [C6].

Consumul de putere instantanee al mașinii poate fi un bun indicator pentru diagnoza defectelor ce pot apărea în rotor. Asimetriile din rotor duc la o creștere a componentei frecvenței $2sf_s$ în spectrul frecvenței puterii electrice. Defectele apărute generează armonici de următoarea formă:

$$f_k = 2 * k * s * f_s, \quad (2.7)$$

care sunt prezentate în figura 2.6 [K4].

Puterea instantanee se determină din valorile momentane ale curenților și ale tensiunilor, deci este nevoie de echipament adițional pentru măsurarea lor. Acest dezavantaj este compensat de faptul că, doar componentele spectrale care au dublul frecvenței de alunecare (relația 2.7) sunt luate în considerare.

Metoda analizei puterii (*PSA- power spectral analysis*) scoate mai bine în evidență starea actuală a mașinii decât analiza unui singur curent, fie el de linie sau de fază. Severitatea defectelor detectate poate fi clasificată cu ajutorul unui factor de severitate. Acest factor, este definit ca raport între amplitudinile componentelor $2*s*f_1$ (cu s - alunecare și f_1 -frecvența curentului din stator) și nivelul total al puterii instantanee [C5]. Considerând astfel acest factor de severitate, face din PSA o metodă independentă de anumiți parametri din mașină, cum ar fi: curentul de magnetizare, momentul de inerție al mașinii și al sarcinii cuplate la arbore, cât și de turația mașinii. Prin identificarea unor componente specifice ale frecvenței, cu această metodă se poate face distincția dintre o MAS cu rotor simetric și o MAS cu defecte în colivia rotorică.

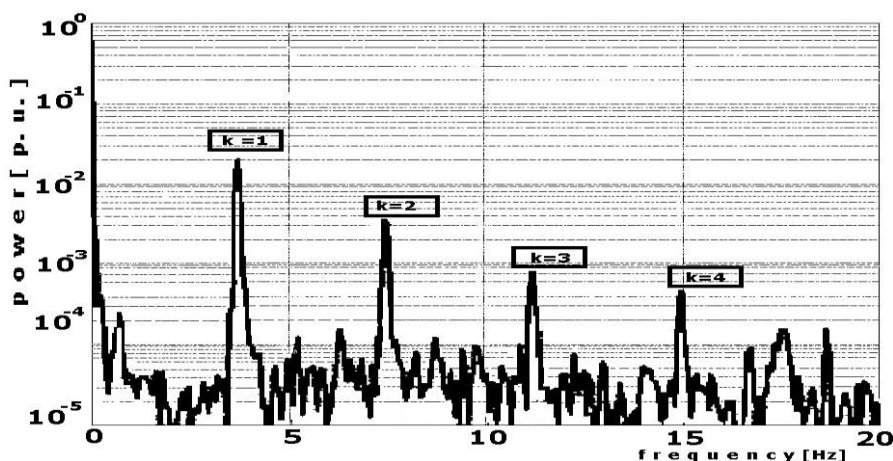


Figura 2.6. Spectrul Fourier pentru puterea [p.u.] unei mașini trifazate (10kW, 4poli, o singură bară defectă)[K4]

Asimetriile apărute în rotor au efecte și în cuplul electromagnetic al mașinii. Tipul armonicilor apărute în cuplu este identic cu cel prezentat în ecuația (2.7). Cuplul se determină cu greutate direct din măsurători. De aceea se recurge la diverse modele matematice pentru calculul acestuia. O metodă des întâlnită în literatura de specialitate, privind modelul matematic de calcul al cuplului, este metoda de monitorizare Vienna (*Vienna Monitoring Method - VMM*). Această tehnică de monitorizare a defectelor din rotor, calculează cuplul electromagnetic prin două metode diferite, utilizând două modele diferite pentru aceeași mașină (modelul de tensiune și curent, sau modelul de flux). Ea evaluează fazorii spațiali ai tensiunii și ai curentului, de asemenea și poziția rotorului, informații din care calculează cuplul electromagnetic, în două moduri distincte. Acest fel de abordare este robust și corect, pentru determinarea defectelor de funcționare ce pot fi datorate unor defecte apărute la nivelul coliviei rotorice a mașinilor asincrone trifazate.

În cazul unei mașini fără defecte valoarea cuplului calculat prin cele două metode ar trebui să fie identică. În cazul apariției unor asimetrii, cele două modele dau rezultate diferite (de exemplu, dacă apare o dublare a frecvenței de alunecare). Diferența de cuplu calculat utilizând cele două metode conține oscilațiile dublului frecvenței de alimentare, din care, scăzând cuplul de sarcină estimat, putem obține un indicator independent al posibilului defect apărut.

Detectarea defectelor cu metoda VMM este independentă atât de inerția mașinii cât și de tensiunea de alimentare. Metoda are un grad ridicat de sensibilitate, putând detecta chiar și defectele ușoare (crăpături în bară) [K5], dar și de stabilitate, nefiind afectată de variația tranzitorie a mărimilor din model.

De remarcat la această metodă este faptul că, privind diagrama din figura 2.4, prezentată mai sus se observă că evaluarea datelor cât și a defectelor se face combinat în algoritmul matematic.

Tehnicile de diagnosticare a defectelor din colivia rotoarelor mașinilor asincrone ce utilizează bobine sondă, pe lângă faptul că au dezavantajul că sunt mai costisitoare, au avantajul că sunt foarte sigure pentru detectarea asimetriilor electrice ale mașinii. Este o metodă invazivă, care presupune plasarea unor bobine speciale de măsură în creștăturile înfășurării statorice. Trecând peste acest dezavantaj, scopul acestei metode este de a examina componentele câmpului magnetic din întrefier. Cele două componente ale câmpului poartă informații specifice, incluzându-le și pe acelea care se referă la defectele ce pot apărea în rotor.

Pentru a putea detecta o bară ruptă, sistemul de măsurare al acestei metode trebuie să conțină cel puțin două bobine sondă învecinate, plasate în asemenea manieră, astfel încât pasul de bobinare al fiecărei bobine să fie identic cu pasul polar al înfășurării statorice în care sunt plasate. În acest fel, componentele tensiunii induse în aceste bobine, datorate atât fundamentalei cât și a integrării multiple a armonicilor, se anulează, astfel încât în semnalul rezultat se regăsește doar câmpul util specific unor defecte din rotor. Analiza acestui semnal, poate indica asimetriile rotorului, iar din aceasta se pot deduce cu exactitate defectele specifice (în acest caz, bare rupte în colivia rotorică). De remarcat faptul că, tensiunea indusă, datorită neuniformității câmpului din întrefier, este direct proporțională cu severitatea defectului apărut, iar ca dezavantaj se poate menționa faptul că aceea tensiune depinde de cuplu și de viteză (alunecare), deci această metodă poate furniza rezultate exacte doar în regim staționar [B3].

2.3. Nesimetrii ale circuitului magnetic

Cea mai frecventă nesimetrie a circuitului magnetic o reprezintă excentricitatea rotorului, care poate fi cauzată de incorecta poziționare a rotorului în timpul asamblării, de uzura lagărelor, de o săgeată prea mare a arborelui în timpul funcționării [T13], [B14].

Datorită întrefierului mic, efectele nefaste ale excentricității rotorului sunt mai mari la mașina asincronă comparativ cu celelalte tipuri de mașini electrice. Forțele de atracție magnetică unilaterală care se produc, pot, de exemplu, să provoace uzura suplimentară a lagărelor, cauzând o sporire a excentricității, putând duce chiar la blocarea rotorului în stator.

Există două tipuri de excentricități:

- a. Statică – când poziția de întrefier minim este fixă în spațiu (vezi figura 2.7.a);
- b. Dinamică – când centrul rotorului nu coincide cu axa de rotație, astfel încât poziția de întrefier minim se rotește o dată cu rotorul (vezi figura 2.7.b).

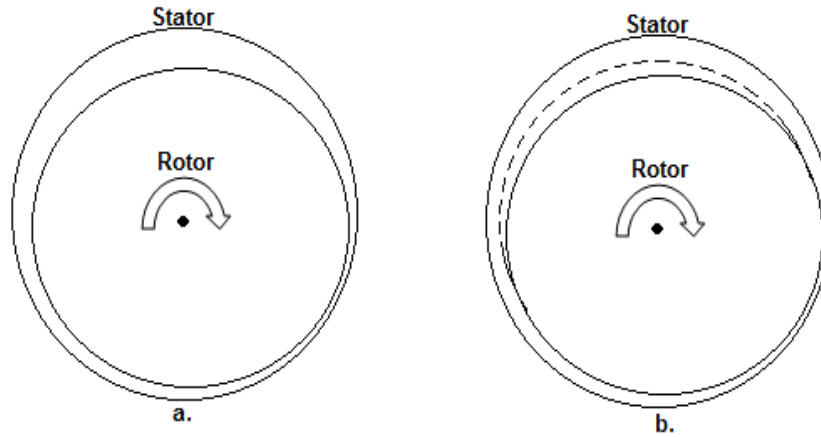


Figura 2.7. Excentricități ale mașinii de inducție: a. statică; b. dinamică

În literatura de specialitate, cele două cazuri se tratează în general separat, deși, în realitate, ambele tipuri de excentricități sunt prezente simultan. În plus, nivele scăzute de excentricitate (5-10% din lățimea nominală a întrefierului) sunt inerente și acceptate pentru orice mașină electrică, datorită procesului tehnologic de fabricație. Cele două tipuri de excentricități produc în general efecte cu totul diferite, mai ales în ceea ce privește forțele de atracție magnetică unilaterală [D3]. Aceste forțe sunt atenuate de către curenții de circulație din căile de curent în paralel ale înfășurării statorului sau din barele rotorului. În cazul excentricității dinamice, poziția de întrefier minim se rotește aproape sincron cu câmpul magnetic din întrefier. Curenții de amortizare induși în colivia rotorului vor fi mici ca valoare și vor atenua mai puțin forțele de atracție magnetică, mai ales la mersul în gol. Pe de altă parte, acești curenți există la orice viteză de rotație în cazul excentricității statice și produc o atenuare mai pronunțată a forțelor.

În [D4], autorul folosește un model analitic pentru studiul forțelor de atracție magnetică unilaterală în cazul unui motor asincron cu rotor excentric. În acest model, curenții statorici sunt considerați sinusoidali, iar tensiunea magnetică produsă de aceștia, vezi ecuația (2.8), se va trunchia la armonica de ordinul 19 ($\vartheta = 19$).

$$V = \sum_{\vartheta=1}^{\infty} V_{\vartheta} * \cos(\omega_1 t \pm \vartheta * p * \alpha) \quad (2.8)$$

Variația permeanței magnetice a întrefierului datorită creșterilor este neglijată, iar din ecuațiile (2.9) - variația permeanței datorită unei excentricități statice ($\lambda^{(es)}$) și (2.10) - variația permeanței datorită unei excentricități dinamice ($\lambda^{(ed)}$) se va reține doar componenta continuă și prima armonică. Astfel, curba

câmpului magnetic din întrefier conține armonicile care au $g * p$ și $g * p \pm 1$ perechi de poli.

$$\lambda^{(es)} = \lambda_0 + \sum_{g=0}^{\infty} \lambda_g^{(es)} * \cos(g * \alpha) \quad (2.9)$$

$$\lambda^{(ed)} = \lambda_0 + \sum_{g=1}^{\infty} \lambda_g^{(ed)} * \cos g * \left[\frac{(1-s)}{p} * \omega_1 t - \alpha \right] \quad (2.10)$$

unde:

λ_0 - permeanța inițială; ω_1 - pulsația tensiunii de alimentare; p - numărul de perechi de poli.

Același model analitic este utilizat și în [D5] pentru studiul influenței înclinării creștăturilor rotorice asupra forțelor de atracție magnetică unilaterală în cazul unui motor cu excentricitate dinamică. Ca și la motorul cu creștături drepte, aceste forțe scad de la gol la sarcină. La o excentricitate de 50% din grosimea nominală a întrefierului, rezultatele experimentale, prezentate în cadrul articolului, la mersul în gol indică forțe de aproximativ 1,5 ori mai mari față de rotorul cu creștături drepte. În sarcină, aceste forțe sunt de aproximativ 3 ori mai mari. Efectele înclinării creștăturii sunt mai puțin evidente la gol, când curenții induși în barele rotorice sunt mai mici.

Efectul benefic al acestor curenți de circulație a fost observat de mai mult timp. În particular, pentru un motor cu rotorul excentric, mecanismul prin care acești curenți acționează, este următorul: inductivitatea circuitelor aflate în zona de întrefier mărit este mai mică decât a celor aflate în zona de întrefier minim; curenții prin primele circuite vor fi mai mari decât curenții prin celelalte circuite; distorsionarea câmpului din întrefier datorită excentricității este în acest fel atenuată.

Aceste fenomene sunt dificil de luat în considerare prin metode clasice, de circuit, însă metodele numerice, pot modela corect influența curenților de circulație.

Metoda elementului finit, este în esență bazată pe minimizarea ecuațiilor lui Poisson [P7]. Potențialul la noduri este descris prin funcții. Prin înlocuirea acestei descrieri prin funcții în ecuații funcționale, se vor obține un set de ecuații simultane.

Metoda elementului finit este mult mai flexibilă decât metoda diferențelor finite. Cu această metodă se poate simula aproape orice formă de contur, deoarece elementele pot avea orice formă (virtuală), însă cele mai des utilizate sunt formele de poligon sau triunghi. De asemenea numărul elementelor poate fi mai mic ca și la metoda diferențelor finite, pentru a obține o aceeași acuratețe. Pentru aceste motive, azi, metoda elementului finit este cea mai des utilizată. În ceea ce urmează se face o scurtă sinteză a lucrărilor apărute până în prezent pe această temă.

Metodele de câmp, deși mai costisitoare sub aspectul timpului de calcul, se dovedesc a fi mult mai precise decât metodele analitice. Atunci când sunt folosite în scopul diagnosticării excentricității, armonicile a căror prezență este investigată sunt

identificate cu precizie și în plus, amplitudinea acestora este cuantificată în funcție de nivelul excentricității.

În cazul general, frecvențele din spectrul curentului statoric care se datorează excentricităților, au forma:

$$f_e = f_1 * \left[(k * Z_2 \pm n_e) * \frac{1-s}{p} \pm g \right], \quad (2.11)$$

unde: k - număr întreg; $n_e=0$ pentru excentricitate statică și $n_e=1$ pentru excentricitate dinamică; g este ordinul armonicilor tensiunii magnetice din întrefier produsă de înfășurarea statorului ($g=1,3,5,7,9,\dots$).

În anii '60 au fost făcute numeroase eforturi de a găsi o soluție pentru rezolvarea problemelor de câmp magnetic cu ajutorul metodei elementului finit. Prima aplicație de acest fel i se poate atribui lui Sienkiewicz în [Z1]. La începutul analizei mașinilor electrice cu metoda elementului finit, primele modele au apărut pentru mașinile sincrone, apoi pentru cele de curent continuu datorită faptului că ecuațiile acestor mașini pot fi modelate cu ajutorul câmpurilor staționare [C7]. Chiar și în prezent se constată o mai mare pondere a cercetărilor efectuate pe mașini sincrone în ceea ce privește problemele de analiză a câmpului magnetic. Soluția problemei de câmp magnetic este o expresie de funcții dependente de timp și spațiu. Funcțiile dependente de spațiu se soluționează cu metoda elementelor finite (sau a diferențelor finite), iar funcțiile dependente de timp sunt evaluate printr-o procedură numerică, pas cu pas [T5], [M11]. Problema câmpului electromagnetic din mașina asincronă nu a putut fi rezolvată fără a se ține cont de dependența față de timp a mărimilor, probabil acesta fiind și motivul pentru care o prima cercetare având la bază o astfel de ipoteză apare doar la începutul anilor '80 [I1]. În această lucrare se analizează neliniaritatea câmpului electromagnetic din mașina de inducție cu ajutorul curenților turbionari și cu asumarea unei variații sinusoidale în timp a mărimilor. Metoda a fost utilizată pentru studiul diferitelor proprietăți ale mașinii de inducție și a dus în final la câteva sugestii pentru îmbunătățirea proiectării acestui tip de mașină. În [B5] autorii propun o soluție de rezolvare a problemelor de câmp magnetic din zonele cu caracteristici neliniare cu ajutorul metodei elementului finit, iar problemele de frontieră ale acelor zone să fie rezolvate cu ajutorul altei metode ce permite liniarizarea acelor zone, deci o combinație a celor două metode (*BEM-boundary element method* și *FEM- finite element method*).

În [W2] și în [W3], autorii au combinat metode de calcul convențional cu metoda elementului finit. Ei au presupus variația sinusoidală în timp a mărimilor și au neglijat efectul pelicular în calculul ecuațiilor de câmp. Ecuațiile corespunzătoare curenților din rotor au rezultat din fluxul din întrefier (potențial vector) indus de curenții statorici și utilizând impedanțele barelor din rotor. Această metodă este destul de versatilă, ea ținând cont de efectul componentelor armonice cât și de înclinarea creștăturilor rotorului. Un dezavantaj al acestei metode poate fi considerat consumul mare de timp necesar pentru calculul curenților din înfășurări. Mașinile cu

poli proeminenți pun în evidență această metodă, datorită bunelor rezultate obținute.

Ecuatiile înfășurărilor cât și ale tensiunilor din mașina asincronă au fost cuplate cu ecuațiile câmpului magnetic. În lucrările apărute recent, curenții din înfășurările statorice sunt considerați generatori de câmp, iar soluția este obținută în urma unui proces de dublă iterație, în care ecuațiile tensiunii din înfășurarea statorică sunt rezolvate într-o iterație separată [A1]. O metodă mult mai eficientă decât precedentă a fost propusă de [B6] în care, câmpul discretizat și ecuațiile tensiunii statorice sunt rezolvate în aceeași buclă de iterație.

În [B7] se studiază amplitudinea componentelor cu frecvența dată de relația (2.11) din curba curentului statoric în funcție de nivelul excentricității. Autorii au folosit pentru încercările experimentale un motor asincron cu puterea nominală de 11[kW], și două perechi de poli. Conform măsurătorilor efectuate, componentele de frecvență f_e cresc cu mai mult de 10 [dB] pe măsură ce excentricitatea statică crește de la 10% la 50%, ceea ce corespunde unei creșteri de 3 ori pe scară liniară. La creșterea excentricității dinamice de la 5% la 25%, unele componente ale frecvenței cresc cu până la 20 [dB]. Aceste rezultate au fost obținute pentru regimul nominal de funcționare. Componentele cu frecvența diferită de f_e nu variază semnificativ în funcție de excentricitate.

În [S2] autorii au calculat câmpul unei mașini de inducție, folosind o metodă în care ecuațiile de câmp și cele de tensiune din înfășurarea statorică cât și din cea rotorică sunt rezolvate împreună. Autorii acestei lucrări, prezintă ecuațiile bidimensionale, pentru un model generalizat care poate scoate în evidență caracteristicile operaționale ale mașinilor cu poli aparenti. Mai târziu, acest model a fost adaptat și pentru mașinile de inducție cu rotorul în colivie, cu posibilitatea de rotire a rotorului inclusă în metoda de calcul.

Autorii din lucrările [S3] și [S4] prezintă o metodă de calcul pentru o variație sinusoidală a câmpului, similară cu soluția dată în [S6], în care mărimile erau considerate dependente de timp. Ecuatiile tensiunii din înfășurările statorice și rotorice sunt scrise sub formă matriceală. În lucrările apărute în urma acesteia, [A2] și [P1], autorii utilizează o tehnică a elementului finit ce ține cont de variația în timp a mărimilor, pentru a analiza mașinile asincrone cu rotor în colivie. În [S5], autorii folosesc aceeași metodă pentru a modela, însă, cuplurile tranzitorii și curenții dintr-o mașină de inducție cu rotor bobinat. Metoda constă din cuplarea ecuațiilor de circuit cu cele de câmp. Soluția numerică a acestei metode încorporează mișcarea rotorului și ține cont de saturație. În lucrarea [W4], autorii analizează mașina de inducție cu rotorul în colivie utilizând metoda elementului finit bidimensională, prin descompunerea curenților rotorici în armonici, și pe lângă această descompunere mai folosesc și un sistem auxiliar de ecuații de circuit pentru a putea ține cont și de variația mărimilor în timp.

În [D6] și [S7] se prezintă un studiu ce folosește metoda elementelor finite pas cu pas în timp. Distribuția forțelor electromagnetice este calculată prin metoda tensorului maxwellian, apoi este descompusă în armonici spațiale și temporale printr-o transformată Fourier bidimensională. Efectul curenților de circulație prin

căile de curent aflate în paralel, în ceea ce privește reducerea forțelor de atracție magnetică unilaterală, este clar pus în evidență. În cazul excentricității statice, componenta predominantă din spectrul acestor armonici este redusă de aproximativ 4.8 ori, conform autorilor articolelor citate mai sus. Forța medie totală, pe direcția întrefierului minim este redusă cu circa 23% (masa rotorului considerat de autori este de 380kg). La excentricitate dinamică, componenta principală din spectrul forțelor de atracție magnetică unilaterală este redusă de 2,6 ori.

Un studiu similar, de data aceasta însoțit și de rezultate experimentale este propus în [A3]. Aici, autorii separă efectul curenților de circulație din barele coliviei rotorice de cel al curenților prin înfășurarea statorului. Este analizat un motor de mare viteză (36.000 [rpm]), al cărui rotor prezintă excentricitate statică. Metoda elementelor finite este aplicată pentru rezolvarea ecuațiilor câmpului electromagnetic în regim pas cu pas în timp, iar forțele electromagnetice sunt calculate prin metoda lucrului mecanic virtual. Utilizarea elementelor isoparametrice de ordinul II asigură o acuratețe deosebită metodei de calcul prin elemente finite, iar rezultatele calculate sunt asemănătoare cu cele obținute pe cale experimentală. Forțe de atracție magnetică unilaterală sunt determinate experimental prin intermediul lagărelor magnetice cu care este prevăzut motorul, măsurând curenții de alimentare a acestor lagăre pentru menținerea rotorului într-o anumită poziție. Înfășurarea statorului este prevăzută cu două căi de curent în paralel. Forța pe direcția de întrefier minim scade de mai mult de 5 ori la creșterea frecvenței de alimentare de la 0 [Hz] la frecvența nominală de 600 [Hz], fapt explicat prin apariția unor curenți de circulație de valori însemnate. Tensiunea de alimentare este corelată cu frecvența, astfel încât, în întrefier să fie menținut un flux constant, iar motorul funcționează în gol.

Este verificat prin simulări numerice că această reducere importantă se datorează în principal curenților de circulație din barele rotorului. La mersul în gol, efectul acestor curenți poate fi anulat considerând o conductivitate mărită a barelor, pe cel al curenților statorici, conectând căile de curent în serie. Când ambele metode sunt utilizate, se obține valoarea neatenuată a forțelor de atracție magnetică unilaterală. Folosind apoi pe rând fiecare metodă, se obține o reducere a forțelor cu 42% de către curenții de circulație statorici și cu 81% de către cei rotorici. Efectul cumulat al ambelor metode este de 82%. Reducerea forțelor de atracție magnetică unilaterală de către curenții de circulație face ca excentricitatea statică să nu constituie o problemă la mersul fără sarcină, însă, în sarcină nominală, aceste forțe cresc de până la 2 ori.

În lucrarea [A4] autorul prezintă o metodă de calcul similară celei prezentate anterior, însă aplicată unui motor convențional, luând în considerare atât excentricitatea statică cât și pe cea dinamică. La mersul în gol, efectul atenuant al căilor de curent în paralel statorice este mult mai pregnant în cazul excentricității dinamice. În această situație, poziția de întrefier minim și câmpul rezultat din întrefier se rotesc aproape sincron. Curenții de amortizare induși în colivia rotorică sunt mici și practic, nu au nici un rol în atenuarea forțelor de atracție magnetică unilaterală. În cazul excentricității statice, există curenți rotorici de amortizare și la

mersul în gol, care atenuază în mare măsură forțele de atracție. Pentru tensiuni de alimentare reduse, forțele de atracție magnetică unilaterală cresc cu pătratul tensiunii. Pentru tensiuni apropiate și chiar mai mari decât cea nominală, curba de variație a forțelor se abate de la forma parabolică. Saturația magnetică diminuează nesimetria câmpului din întrefier, micșorând forțele de atracție magnetică unilaterală.

Efectul curenților de circulație poate fi separat de cel al saturației, calculând forțele la diferite frecvențe de alimentare înfășurarea statorului nu are căi de curent în paralel. În cazul excentricității dinamice, forțele scad lent cu creșterea frecvenței. Această reducere ușoară este explicată prin faptul că apare efectul atenuator al armonicilor înalte din curba câmpului. În prezența căilor de curent în paralel, se constată o reducere importantă a forțelor o dată cu creșterea frecvenței, pe măsură ce curenții de circulație au valori din ce în ce mai mari.

Efectul formei creștăturilor rotorice asupra forțelor de atracție magnetică unilaterală este tratat și în lucrarea [A5]. Pentru creștăturile închise, aceste forțe sunt mari la mersul în gol, chiar și la excentricitate statică. Pe măsură ce motorul este încărcat în sarcină, forțele scad (până la o putere de aproximativ jumătate din cea nominală), apoi cresc. Pentru sarcini mici, istmurile nesaturate ale creștăturilor rotorice oferă căi de reluctanță mică, prin care fluxul asimetric se poate închide fără să producă curenți de amortizare prin barele coliviei rotorice. Pe măsură ce motorul intră în sarcină, aceste istmuri se saturează, iar curenții de circulație ce apar în colivia rotorică atenuază forțele de atracție magnetică unilaterală.

Când sunt comparate cu tehnicile numerice, metodele analitice au avantajul că dau soluția exactă pentru ecuațiile diferențiale din sistemul în cauză. Această abordare - separarea variabilelor, transformarea Laplace, sau alte metode - pot fi aplicate pentru cazurile unor probleme simple de geometrie. Aproximările analitice sunt recomandate acolo unde problema este destul de bine cunoscută, astfel încât să se poată face anumite simplificări. Toate cele menționate aici limitează aria de aplicabilitate a acestei metode, doar la probleme specifice, fără însă a putea fi generalizate. Dacă este posibilă o abordare analitică a problemei, atunci soluția este obținută într-un timp mult mai scurt - acesta este un alt avantaj - față de metodele numerice.

Integrarea numerică, Runge-Kutta, Euler, sau alte metode, pot obține soluția directă dintr-un sistem de ecuații diferențiale. Metoda diferențelor finite aplică seria Taylor pentru aproximarea cantităților în diverse puncte care acoperă întreaga suprafață a domeniului de interes. Abordarea cu metoda elementului finit, aparține metodelor discrete, și are posibilitatea să fie utilizată în aplicații mult mai generale.


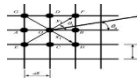

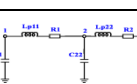
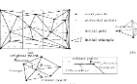
Pentru a putea rezolva numeric, o problemă de câmp, trebuie aleasă o metodă specifică. Cele mai importante metode sunt:

- Metoda elementului finit (FEM);
- Metoda diferențelor finite (FDM);
- Metoda elementelor de graniță (BEM);
- Metoda circuitelor echivalente (MEC);

- Metoda punctelor oglindite (PMM).

În tabelul următor sunt sintetizate avantajele și dezavantajele acestor metode.

Tabel 2.1. Principalele metode cu element finit

Nr. Crt.	Metoda	Principiu de discretizare	Aproximarea geometriei	Neliniarități	Timp de calcul
1.	FEM		foarte flexibil	posibile	crescut
2.	FDM		rigid	posibile	crescut
3.	BEM		foarte flexibil	posibile (cu limitări)	crescut
4.	MEC		geometrii specifice	posibile	foarte scăzut
5.	PMM		geometrii simple	prin factori constanți	scăzut

2.4. Concluzii

În urma prezentării generale a nesimetriilor ce pot apărea în sator, în rotor cât și în cadrul circuitului magnetic al mașinii asincrone, aici metodele de evaluare a datelor, cât și de evaluare a defectelor, se pot diviza în trei categorii:

- Metode ce utilizează tehnici bazate pe diferite modele matematice ale mașinii;
- Metode ce utilizează rețele neuronale;
- Metode ce utilizează logica fuzzy și algoritmi genetici.

În urma analizării avantajelor și a dezavantajelor modelelor prezentate mai sus, cât și ținând cont de obiectivele tezei, în capitolele următoare vor fi tratate două modele analitice ale mașinii asincrone:

- Modelul matematic în coordonate ortogonale;
- Modelul matematic în coordonatele fazelor.

Analizând cu atenție metodele de calcul pentru modelarea MAS, prezentate mai sus, o descriere sumară a acestora poate fi făcută, astfel: pentru modelul matematic în coordonate ortogonale ca avantaje se pot aminti volumul redus de calcule (inductivități liniare), iar ca dezavantaj poate fi faptul că acest model

folosește multe ipoteze simplificatoare, ce pot influența negativ fidelitatea modelului.

Metoda elementului finit este mult mai precisă, mai fidelă realității, însă are marele dezavantaj datorat timpului îndelungat de calcul (e necesar să fie inclus în modelare și regimul tranzitoriu, nu doar cel staționar).

Un compromis între cele două modelări ale MAS prezentate anterior, este metoda circuitelor echivalente, care oferă atât din punct de vedere al timpului de calcul, cât și al preciziei, rezultate satisfăcătoare, comparabile cu cele obținute pe o mașină electrică reală.

În urma analizării teoretice cât și prin simulare a celor două metode (modelul matematic ortogonal al MAS și modelul matematic folosind MEC al MAS) se vor pune în evidență avantajele și dezavantajele celor două modele din punctul de vedere al obiectivului urmărit de lucrare, determinarea variației în timp și în spațiu a curenților din barele coliviei rotorului MAS, atât pentru modelul simetric al coliviei cât și pentru cazul nesimetric, atunci când apare un defect în colivia rotorică.

3. MODELAREA MAȘINII ASINCRONE ÎN COORDONATE ORTOGONALE

Modelarea mașinilor electrice este foarte importantă, deoarece permite identificarea caracteristicilor mașinii fără a fi nevoie de realizarea practică a acesteia. Scopul modelului este analiza funcționării mașinii electrice. În aceste condiții modelul trebuie realizat ținând cont de ipoteze valabile pentru sistemul real, dar și evitarea unor analogii forțate care ar putea deteriora veridicitatea modelului folosit. Regimurile tranzitorii ale mașinilor electrice ridică o serie de probleme deosebite. Din această cauză orice variantă de model, care descrie riguros funcționarea ei poate fi de un real folos pentru specialiștii din domeniu.

Modelul de mașină reprezintă o unealtă fizic-matematică de lucru, ce permite o abordare unitară a mașinilor electrice, indiferent de tipul acesteia. Dintre modelele matematice (de circuit), se amintesc:

1. Modelul în coordonatele fazelor – se bazează pe ecuațiile scrise pentru fiecare fază din stator și rotor, ținând cont de toate cuplajele magnetice ce apar între fazele din stator și cele din rotor. Modelul în coordonatele fazelor are inductanțele variabile în timp, dependente de poziția rotorului și rezolvarea sistemului de ecuații nu este posibilă decât prin metode numerice complexe cu ajutorul calculatoarelor. Acest model, permite studiul celor mai complexe regimuri de funcționare pentru mașini electrice simetrice cât și nesimetrice.
2. Modelul dq – s-a dezvoltat în vederea eliminării dependenței inductanțelor de poziția rotorului. La acest model se ajunge prin înlocuirea în calcule a mașinii reale cu o mașină echivalentă la care înfășurările statorice reale sunt substituie prin două înfășurări învârtitoare, repartizate sinusoidal pe pasul polar având axele în axele dq. Înfășurările rotorice ale mașinii reale se înlocuiesc analog prin două înfășurări plasate de asemenea în axele dq [M13]. Avantajul principal constă în transformarea unui model cu parametri variabili în timp într-unul cu parametri constanți. Un alt avantaj al acestei abordări este faptul că se poate reduce numărul ecuațiilor diferențiale de rezolvat, fapt ce simplifică și accelerează calculele.
3. Modelul fazorilor spațiali – este o dezvoltare a modelului dq, în care s-a redus numărului de ecuații, prin înlocuirea celor două mărimi de fază (pentru mașina echivalentă ortogonală tensiune, curent și flux) cu o singură mărime complexă, numită fazor spațial. Suportul fizic constă în faptul că fazorul spațial al fluxurilor reprezintă amplitudinea și poziția câmpului magnetic învârtitor (pentru regim staționar) la mașinile trifazate. Sistemul de ecuații rezultat este cu

parametrii constanți, respectând, însă, aceleași condiții ca la modelul ortogonal.

4. Modelul fazorilor spirali – are la bază modelul în coordonatele fazelor, pentru mașinile de inducție cu întrefier constant și cele sincrone cu magneți permanenți. Este un model în coordonate statorice, în care fiecare mărime de fază (tensiune, curent sau flux), în valori momentane, se înlocuiește în general, prin trei mărimi variabile aleatoriu în timp (directă, inversă și homopolară).

Modelul matematic al mașinii asincrone este alcătuit în principal din patru ecuații: (3.1) – pentru tensiunea de alimentare din stator, (3.2) – pentru tensiunea din rotor, (3.3) – pentru ecuația de mișcare, mecanică.

$$[U_S] = [R_{SS}] * [I_S] + \frac{d[\varphi_S]}{dt} \quad (3.1)$$

$$0 = [R_{rr}] * [I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (3.2)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} * (T_e - T_l)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.3)$$

$$T_e = [I_S] * \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} * [I_r]$$

unde: U_S - vectorul tensiunii de alimentare a mașinii; R_{SS} - matricea rezistențelor înfășurării statorice a mașinii; I_S - vectorul curentului statoric; φ_S - matricea fluxului statoric propriu; R_{rr} - matricea rezistențelor înfășurării rotorice; I_r - matricea curenților rotorici; φ_r - matricea fluxului rotoric propriu; ω_r - viteza rotorului; p - număr de perechi de poli; J - moment de inerție al mașinii; T_e - cuplul electromagnetic al mașinii; T_l - cuplul rezistent; θ_r - poziția unghiulară a rotorului; L_{sr} - matricea inductivităților mutuale dintre stator și rotor.

Ecuațiile de mai sus pot face referire atât la modelul simetric al mașinii asincrone cu rotor în colivie cât și la modelul nesimetric (bare rupte sau întrerupte în colivie). Barele rupte sau întrerupte influențează matricea de rezistențe R_{rr} , matricea inductanțelor din rotor L_{rr} cât și matricile inductivităților mutuale L_{rs} și L_{sr} . Aceste matrici depind de asemenea și de poziția unghiulară a rotorului.

3.1. Modelul mașinii asincrone cu rotorul în colivie în coordonatele fazelor

3.1.1. Ecuațiile statorului

Pentru modelarea statorului cu ajutorul ecuațiilor se va face apel la teoria circuitelor magnetice cuplate. Aceste metode sunt agreate datorită simplității cât și al gradului lor mare de generalizare. Pentru aceasta, sunt necesare următoarele ipoteze simplificatoare, general acceptate [M3], [N1],[H4], [I3]:

- Neglijarea saturației;
- Uniformitatea întrefierului;
- Distribuția sinusoidală a înfășurărilor statorice;
- Neglijarea curenților dintre bare.

Deși este asumată o distribuție sinusoidală a înfășurării statorice și altor distribuții de înfășurări reale li se poate aplica modelul ortogonal prin folosirea principiului superpoziției. Această abordare se justifică datorită faptului bine cunoscut că diferitele componente ale armonicilor spațiale ale solenației nu interacționează între ele [N2].

Ecuația (3.1) reprezintă modelul statorului. Rezistența statorului R_{ss} este reprezentată de o matrice constantă cu R_s rezistența unei faze și este prezentată în ecuațiile (3.4) și (3.5).

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

La scrierea ecuației (3.4) s-a ținut cont de egalitatea:

$$R_s = R_{as} = R_{bs} = R_{cs} \quad (3.5)$$

în care: R_{as}, R_{bs}, R_{cs} - rezistențele electrice ale fazelor din stator.

Matricea fluxului statoric $[\varphi_s]$ are două componente: fluxul statoric propriu și fluxul statoric mutual dintre stator și rotor, conform ecuației (3.6).

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] * [I_s] + [L_{sr}] * [I_r] \quad (3.6)$$

Inductanța proprie a statorului $[L_{ss}]$, este reprezentată de o matrice constantă, ecuația (3.7) cu parametrii constanți, prezentați în ecuația (3.8).

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s1} & L_{s1s2} & L_{s1s3} \\ L_{s2s1} & L_{s2} & L_{s2s3} \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & L_{s3} \end{bmatrix}$$

(3.7)

$$[L_{SS}] = L_{S1} + L_{ms} = L_{S2} + L_{ms} = L_{S3} + L_{ms}$$

unde: L_{S1}, L_{S2}, L_{S3} - inductanțele proprii ale fazelor statorului .

În ecuația (3.8) este prezentată expresia generală a inductanței mutuale dintre două înfășurări din stator (i și j).

$$L_{Sisj} = -\frac{L_{ms}}{2}, \quad (3.8)$$

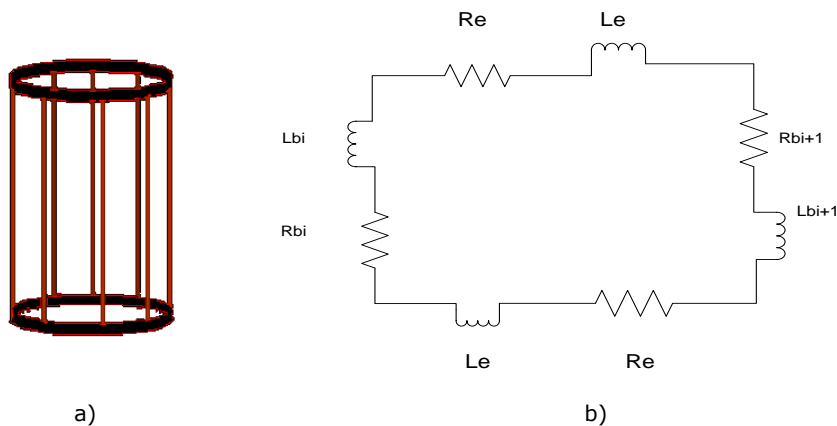
cu:

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 * l * N_s^2 * \pi}{4 * g} - \text{inductanța de magnetizare a unei faze din}$$

stator, unde: l - lungimea activă a mașinii, N_s - numărul de spire din stator, g - mărimea întrefierului.

3.1.2. Ecuațiile rotorului

În figura 3.1.a) este prezentată schematic o colivie rotorică, iar în figura 3.1.b) este modelată cu ajutorul elementelor de circuit (rezistență și bobină) o buclă din colivia rotorică. O buclă rotorică este modelată prin intermediul rezistențelor și inductivităților a două bare vecine (R_{bi}, R_{bi+1} respectiv L_{bi}, L_{bi+1}), cât și prin rezistența, respectiv inductivitatea bucăților de inel corespunzătoare (R_e, L_e) [H4].



a) Colivie rotorică; b) Modelarea unei bucle din colivia rotorică

Matricea ce reprezintă inductanța mutuală dintre stator și rotor, $[L_{SR}]$ (ecuația 3.9) nu este o matrice constantă, ci este în funcție de poziția unghiulară dintre barele rotorului și bobinele statorului.

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{ar1} & L_{ar2} & \dots & L_{ar(N_r)} \\ L_{br1} & L_{br2} & \dots & L_{br(N_r)} \\ L_{cr1} & L_{cr2} & \dots & L_{cr(N_r)} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Cu: L_{ar1} - inductanța mutuală dintre faza a din stator și bara numărul 1 din rotor;

L_{br1} - inductanța mutuală dintre faza b din stator și bara numărul 1 din rotor;

ș.a.m.d.

În ecuația (3.10) este prezentată forma generală a inductivității mutuale dintre o fază din stator ($i=a,b,c$) și o fază din rotor ($j=1,2,\dots,N_r$), conform [H4],[H5].

$$L_{sij} = L_m * \cos\left(\theta_r + \frac{(2 * i - 1) * \alpha_r}{2} - (j - 1) * \frac{2 * \pi}{3}\right) \quad (3.10)$$

Unde, inductanța de magnetizare din rotor are forma [H5]:

$$L_m = L_{mr} * \frac{4 * \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right)}{N_s * \pi},$$

cu:

$$\alpha_r = \frac{2 * \pi}{N_r} \quad (3.11)$$

cu: α_r - unghiul dintre două bare vecine;

N_r - numărul de bare din colivia rotorică;

θ_r - poziția rotorului.

Modelul rotorului are la bază circuitul electric echivalent al rotorului în colivie și este prezentat în figura 3.2, conform [H4]. Rotorul și inelele de scurtcircuitare sunt împărțite în N_r segmente. Toate buclele formate sunt alcătuite din patru rezistențe și patru inductivități, corespunzătoare două câte două, pentru bare vecine, respectiv pentru bucățile de inele cuprinse între acestea.

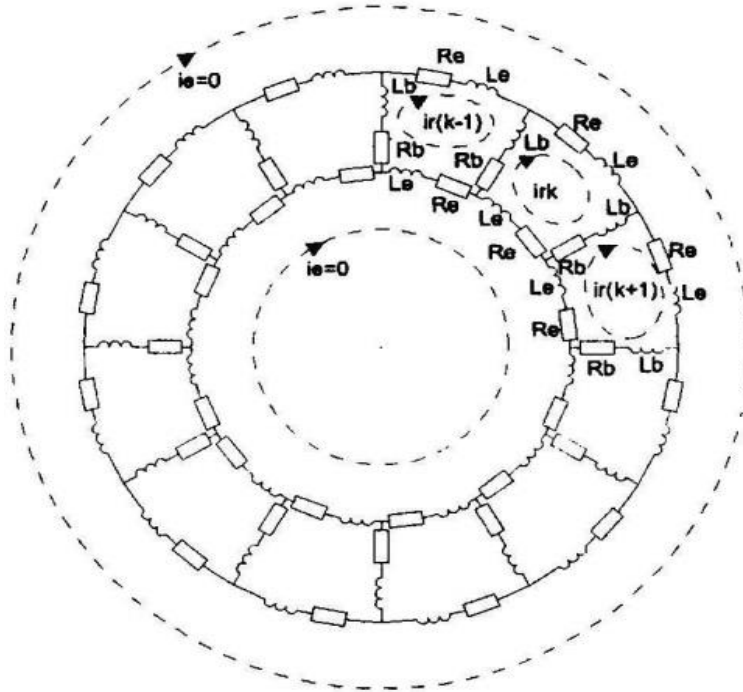


Figura 3.2. Circuitul electric echivalent al rotorului în colivie [H4]

Rotorul este format din $(N_r - 1)$ bucle independente. Ecuația tensiunii dintr-o buclă oarecare, k este, conform [H4]:

$$U_{rrk} = 0 = 2 * (R_b + R_e) * I_{rk} - R_b * I_{r(k-1)} - R_e * I_e + \frac{d\varphi_{rrk}}{dt} \quad (3.12)$$

unde: U_{rrk} - tensiunea dintr-o buclă oarecare, k ; R_b - rezistența unei bare rotorice; R_e - rezistența inelului de scurtcircuitare a coliviei rotorice; I_{rk} - curentul rotorice dintr-o buclă oarecare k ; I_e - curentul din inelul de scurtcircuitare; φ_{rrk} - fluxul dintr-o buclă rotorice oarecare, k .

În ecuația (3.13) este redată expresia tensiunii de pe un inel de scurtcircuitare a coliviei rotorice:

$$U_{re} = 0 = -R_e * I_{r1} - R_e * I_{r2} - \dots - R_e * I_{rN_r} + n * R_e * I_e + \frac{d\varphi_{rr}}{dt} \quad (3.13)$$

cu: I_{r1} - curentul ce parcurge porțiunea de inel corespunzătoare primei bucle; φ_{rr} - fluxul rotorice.

În ecuația tensiunii din rotor (vezi ec. 3.2), în matricea rezistențelor din rotor R_r sunt reprezentate rezistențele tuturor barelor coliviei cât și rezistențele inelului de scurtcircuitare a rotorului. Acestea prezintă forma:

$$[R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_0 & R_b & 0 & \dots & -R_b & -R_e \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & 0 & R_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & R_0 & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \dots & -R_e & N_r * R_e \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

unde $R_0 = 2 * (R_e + R_b)$ este o variabilă auxiliară.

Matricea fluxului rotoric are două componente: fluxul propriu al rotorului și fluxul mutual dintre rotor și stator (ecuația 3.15). Inductivitatea proprie rotorică este reprezentată de o matrice constantă, așa cum se arată în ecuația (3.16).

$$[\varphi_{rr}] = [L_{rr}] * [I_r] + [L_{sr}] * [I_s] \quad (3.15)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{kk} + L_0 & L_{ki} - L_b & L_{ki} & \dots & L_{ki} - L_b & -L_e \\ L_{ki} - L_b & L_{kk} + L_0 & L_{ki} - L_b & \dots & L_{ki} & -L_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{ki} - L_b & L_{ki} & L_{ki} & \dots & L_{kk} + L_0 & -L_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -L_e & L_e & -L_e & \dots & -L_e & N_r * L_e \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

unde:

$L_0 = 2 * (L_e + L_b)$ - este o variabilă auxiliară, cu L_e - inductivitatea inelului și L_b - inductivitatea barei

Inductivitățile mutuale dintre bucle au forma:

$$L_{ki} = -\frac{\mu_0 * I}{g} * \alpha_r^2, \text{ cu } k \neq i \quad (3.17)$$

Iar inductivitatea proprie a unei bucle este:

$$L_{kk} = \frac{\mu_0 * I}{g} * \alpha_r * \left(1 - \frac{\alpha_r}{2 * \pi}\right) \quad (3.18)$$

Inductivitățile mutuale ale rotorului și statorului sunt descrise în ecuația ((3.19) în care L_{rs} reprezintă matricea inductivităților mutuale dintre rotor și stator), acestea fiind matrici variabile, ce depind de poziția unghiulară dintre barele rotorului și bobinele din stator (înfășurările statorice):

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{b1} & L_{c1} \\ L_{a2} & L_{b2} & L_{c2} \\ \dots & \dots & \dots \\ L_a * N_r & L_b * N_r & L_c * N_r \end{bmatrix}^T \quad (3.19)$$

$$L_{ai} = L_m * \cos \left[\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] =$$

$$= \frac{L_m}{2} * \left[e^{+j * (\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2})} + e^{-j * (\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2})} \right] \quad (3.20)$$

$$L_{bi} = L_m * \cos \left[\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} - \frac{2 * \pi}{3} \right] =$$

$$= \frac{L_m}{2} * \left[e^{+j * (\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} - \frac{2 * \pi}{3})} + e^{-j * (\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} - \frac{2 * \pi}{3})} \right] \quad (3.21)$$

$$L_{ci} = L_m * \cos \left[\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} + \frac{2 * \pi}{3} \right] =$$

$$= \frac{L_m}{2} * \left[e^{+j * (\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} + \frac{2 * \pi}{3})} + e^{-j * (\theta_r + (i-1) * \alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} + \frac{2 * \pi}{3})} \right] \quad (3.22)$$

unde: L_{ai}, L_{bi}, L_{ci} - inductivități mutuale dintre fazele statorului și faza i a rotorului.

În figura 3.3 sunt prezentate inductivitățile din circuitul electric echivalent al rotorului în colivie. Fiecare bară din colivia rotorului a fost simplificat echivalată cu o rezistență (R_b) și o inductivitate echivalentă (L_b). Bucata de inel dintre două bare vecine a fost și ea, analog echivalată cu o rezistență (R_e) și o inductivitate (L_e). Inductivitatea proprie a unei bucle rotorice este notată cu L_{kk} iar cea mutuală dintre bucle este notată cu L_{ki} [H4].

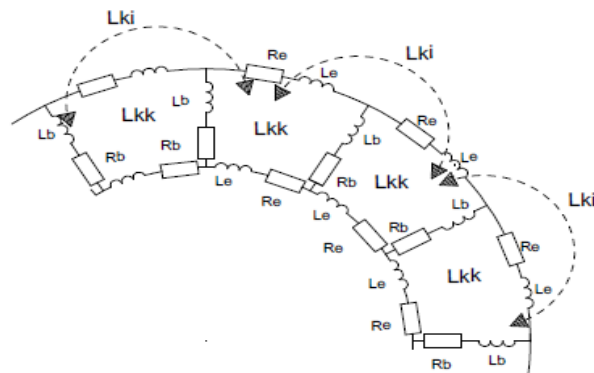


Figura 3.3. Inductivitățile din circuitul echivalent electric al rotorului în colivie [H4]

În ecuațiile (3.23) este prezentat cuplul mașinii asincrone. Ecuația cuplului electromagnetic (T_e) acoperă întreaga energie transferată de la stator spre rotor prin întrefier.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{p}{J} * (T_e - T_l) \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_r \\ T_e &= [I_s] * \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} * [I_r] \end{aligned} \quad (3.23)$$

3.2. Transformarea din coordonatele fazelor –abc în coordonate ortogonale –dq pentru mașina asincronă

Transformarea abc – dq, din coordonatele fazelor în coordonate ortogonale, pentru modelul mașinii asincrone duce la o simplificare datorită faptului că elimină cuplajul magnetic dintre înfășurările echivalente și face ca fluxul magnetic al unei înfășurări echivalente să fie independent de celelalte înfășurări din axa de cuadratură [P2]. În figura 3.4 se arată trecerea de la coordonatele naturale, ale fazelor, la coordonate dq, unde cu n_a , n_b și n_c au fost notate numărul de spire al celor trei faze reale ale mașinii [M13].

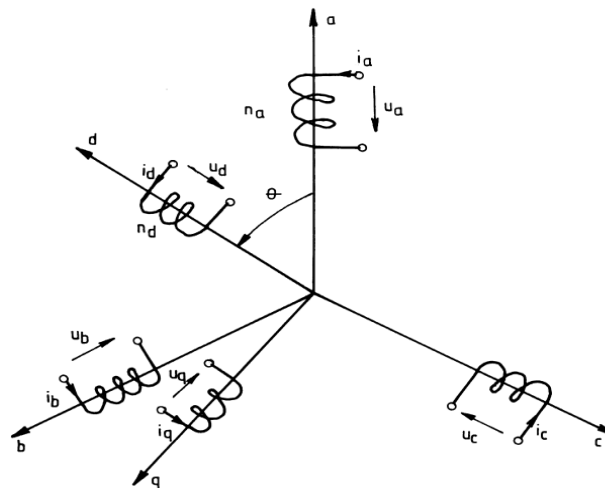


Figura 3.4. Transformarea abc – dq [M13]

Ecuțiile de transformare din coordonate abc în coordonate dq – transformata Park – sunt prezentate mai jos. Curenții statorici, cât și cei rotorici pot fi înlocuiți de vectorii din ecuațiile (3.24), respectiv (3.26). Datorita faptului că mașina se consideră simetrică, componenta ortogonală a modelului se neglijează.

$$\begin{bmatrix} I_{sdq} \end{bmatrix} = K_S * \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = K_S * (I_{as} + e^{j*2*\pi/3} * I_{bs} + e^{-j*2*\pi/3} * I_{cs}) \quad (3.24)$$

$$\bar{I}_{sdq} = K_S * \frac{3}{2} * [I_S] * e^{j*\omega*t} = I_{sd} + j * I_{sq} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} I_{rdq} \end{bmatrix} = K_r * \begin{bmatrix} 1 & \beta^1 & \dots & \beta^{N_r-1} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ \dots \\ I_{rN_r} \end{bmatrix} = K_r * (I_{r1} + e^{j*2*\pi/N_r} * I_{r2} + \dots + e^{j*2*\pi*(N_r-1)/N_r} * I_{rN_r}) \quad (3.26)$$

$$\bar{I}_{rdq} = K_r * \frac{N_r}{2} * I_r * e^{j*\omega*t} = I_{rd} + j * I_{rq} \quad (3.27)$$

cu: $\alpha = e^{j*2*\pi/3}$ și $\beta = e^{j*2*\pi/N_r}$ (3.28)

În ecuațiile (3.24) și (3.27) coeficienții K_S (pentru stator) și K_r (pentru rotor), sunt constanți și au următoarele valori: $K_S = 2/3$; $K_r = 2/N_r$. Față de sistemul de referință, noul sistem se rotește cu viteza ω_r , conform ecuațiilor (3.29) și (3.30).

$$\bar{I}_{sdq}^k = K_{Sk} * [I_{sdq}] * e^{-j*\omega_k*t} \quad (3.29)$$

$$\bar{I}_{rdq}^k = K_{rk} * [I_{rdq}] * e^{-j*(\omega_r*t - \omega_k*t)} \quad (3.30)$$

În care $K_{Sk} = 2/3$ și $K_{rk} = 2/3 * \sqrt{\frac{N_r}{3}}$ sunt coeficienții pentru stator, respectiv rotor pentru noul sistem ce se rotește cu viteza ω_r (a se vedea Anexa V și figura 3.4).

Modelul mașinii asincrone în referențial statoric este descris de ecuațiile (3.31)...(3.33), iar cel în referențial rotorice de ecuațiile (3.34)...(3.36).

$$\begin{bmatrix} U_{dqs} \end{bmatrix} = R_S * I_{dqs} + (L_{1s} + \frac{3}{2} * L_{ms}) * \frac{d}{dt} * I_{dqs} + \frac{3}{2} * \frac{K_S}{K_r} * L_m * \frac{d}{dt} (e^{j*(\theta_r + \delta)}) * I_{dqr} \quad (3.31)$$

$$0 = 2 * [R_e + R_b * (1 - \cos \alpha_r)] * I_{dqr} + \frac{d}{dt} * \left\{ \frac{N_r}{2} * \frac{K_r}{K_s} * L_m * e^{-j*(\theta_r + \delta)} * I_{dqs} + \left[\frac{\mu_0 * l * r * \alpha_r}{g} + 2 * L_e + 2 * L_b * (1 - \cos \alpha_r) \right] * I_{dqr} \right\} \quad (3.32)$$

$$T_{em} = \frac{L_m}{2} * \frac{1}{K_s * K_r} * \text{Im} \left[e^{j*(\theta_r + \frac{\alpha_r}{2})} * \bar{I}_{dqs}^* * \bar{I}_{dqr} - e^{-j*(\theta_r + \frac{\alpha_r}{2})} * \bar{I}_{dqs} * \bar{I}_{dqr}^* \right] \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} & (L_{1s} + \frac{3}{2} * L_{ms}) * \frac{d}{dt} I_{dqs}^k + \frac{3}{2} * \frac{K_s}{K_r} * \frac{K_{sk}}{K_{rk}} * L_m * \frac{d}{dt} I_{dqr}^k = \\ & = \bar{U}_{dqs}^k - \left[R_s * I_{dqs}^k + (L_{1s} + \frac{3}{2} * L_{ms}) * \omega_k * j * I_{dqs}^k + \frac{3}{2} * \frac{K_s}{K_r} * \frac{K_{sk}}{K_{rk}} * L_m * \omega_k * j * I_{dqs}^k \right] \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} & \frac{N_r}{2} * \frac{K_r}{K_s} * \frac{K_{rk}}{K_{sk}} * \frac{d}{dt} I_{dqs}^k + L_r * \frac{d}{dt} I_{dqr}^k = \\ & = -R_r * I_{dqr}^k - \frac{N_r}{2} * \frac{K_r}{K_s} * \frac{K_{rk}}{K_{sk}} * (\omega_k - \omega_r) * j * I_{dqs}^k - L_r * (\omega_k - \omega_r) * j \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$T_{em} = -\frac{L_m}{2} * \sqrt{\frac{N_r}{3}} * \frac{1}{K_s * K_r * K_{sk} * K_{rk}} * \text{Im}(\bar{I}_{dqs}^k * \bar{I}_{dqr}^k - \bar{I}_{dqs}^k * \bar{I}_{dqr}^k) \quad (3.36)$$

în care: I_{dqs} - curentul după axele d și q din stator în complex; I_{dqr} - curentul după axele d și q din rotor în complex.

Din ecuațiile de mai sus, rezultă modelul matematic, sub formă matricială a mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit:

$$L^k * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{ds}^k \\ U_{qs}^k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - (R^k + L_w^k) * \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

unde:

$$[R^k] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Primul termen al ecuației (3.37) reprezintă tensiunea indusă prin pulsație, iar ultimul termen, din partea dreaptă a ecuației reprezintă tensiunea indusă prin rotație.

$$[L_w^k] = \begin{bmatrix} 0 & -(L_{1s} + \frac{3}{2} * L_{ms}) * \omega_k & 0 & -\frac{K_s * K_{sk}}{K_r * K_{rk}} * L_m * \omega_k \\ (L_{1s} + \frac{3}{2} * L_{ms}) * \omega_k & 0 & \frac{K_s * K_{sk}}{K_r * K_{sr}} * L_m * \omega_k & 0 \\ 0 & -\frac{N_r * K_r * K_{sk}}{2 * K_s * K_{rk}} * L_m * (\omega_k - \omega_r) & 0 & -L_r * (\omega_k - \omega_r) \\ \frac{N_r * K_r * K_{sk}}{2 * K_s * K_{rk}} * L_m * (\omega_k - \omega_r) & 0 & L_r * (\omega_k - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$[L^k] = \begin{bmatrix} (L_{1s} + \frac{3}{2} * L_{ms}) & 0 & \frac{K_s * K_{sk}}{K_r * K_{rk}} * L_m & 0 \\ 0 & (L_{1s} + \frac{3}{2} * L_{ms}) & 0 & \frac{K_s * K_{sk}}{K_r * K_{rk}} * L_m \\ \frac{N_r * K_r * K_{sk}}{2 * K_s * K_{rk}} * L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & \frac{N_r * K_r * K_{sk}}{2 * K_s * K_{rk}} * L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

cu: L^k - matricea inductivității folosită pentru calculul tensiunii induse prin pulsație;
 L_w^k - matricea inductivității folosită pentru calculul tensiunii induse prin rotație.

Ecuațiile prezentate mai sus sunt valabile pentru o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit cu colivia simetrică. Pentru a putea modela și o colivie nesimetrică, pe modelul existent este nevoie să se facă anumite corecții și anume:

- Să se modifice rezistența unei bare, R_{rr} din colivia rotorului – pentru a simula o întrerupere, valoarea sa este mărită de 10^4 ori (pentru această valoare și valori mai mari, s-a constatat din simularea realizată, că valoarea curentului prin bara respectivă poate fi considerată nulă – vezi codul program din anexa V); pentru acest caz, modificarea inductivității proprii a barei, L_{rr} poate fi neglijată.

În figura 3.5 este arătată schematic o colivie cu o bară întreruptă. Bara întreruptă este marcată vizibil pe figură. În aceste condiții, pentru bucla k și $(k-1)$ se vor scrie ecuațiile (3.41), respectiv (3.42). Doar aceste două bucle sunt influențate de bara întreruptă.

Matricea (3.43) este o matrice a rezistențelor tuturor buclelor din rotor, în care sunt marcate liniile ce se modifică datorită defectului survenit.

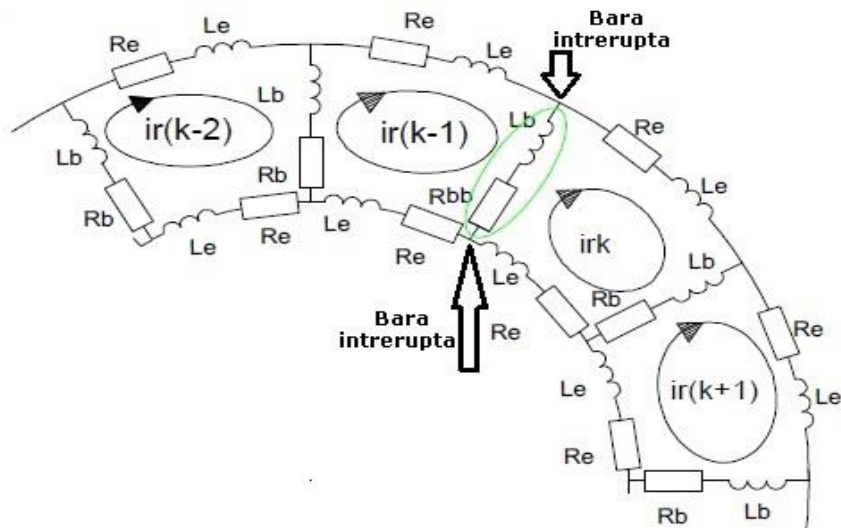


Figura 3.5. Colivia MAS cu o bară întreruptă

$$0 = (R_b + 2 * R_e + R_{bb}) * I_{r(k-1)} - R_b * I_{r(k-2)} - R_{bb} * I_{rk} + \frac{d}{dt} \varphi_{r(k-1)} \quad (3.41)$$

$$0 = (R_b + 2 * R_e + R_{bb}) * I_{rk} - R_{bb} * I_{r(k-1)} - R_b * I_{r(k+1)} + \frac{d}{dt} \varphi_{rk} \quad (3.42)$$

$$[R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & R_0 & -R_b & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_b & 2 * R_e + R_b + R_{bb} & -R_{bb} & \dots & -R_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_{bb} & 2 * R_e + R_b + R_{bb} & \dots & -R_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_e & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_0 & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & n * R_e \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Modificarea valorii rezistenței din rotor, cauzată de întreruperea unei bare, este arătată în ecuația (3.44) [H4], [H5].

Noul model matematic al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit, având colivia nesimetrică, este arătat în ecuația (3.45).

$$\Delta R_{dqr} * \bar{I}_{dqr}^k = e^{+j(\theta_k - \theta_r - \delta)} * K_{rk} * K_r * \beta^{(k-2)} * (1 - \beta) * (R_{bb} - R_b) * (I_{r(k-1)} - I_{rk}) \quad (3.44)$$

în care: $\beta = e^{j * \frac{2 * \pi}{N_r}}$.

$$\mathcal{L}^k \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{ds}^k \\ U_{qs}^k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - (R^k + L_w^k) * \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix} - \Delta R_{dqr} * I_{dqr}^k \quad (3.45)$$

În principiu, prin introducerea unei rezistențe mărite a unei bare se poate simula bara întreruptă în ecuațiile în coordonatele fazelor. Totuși, folosind modelul dq (ecuația 3.45) nu se pot obține rezultate acceptabile pentru cazul coliviei nesimetrice, de aceea simulările cu acest model se vor realiza doar pentru cazul coliviei simetrice.

Acest model matematic dezvoltat mai sus, pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit, a fost implementat în cod MatLab (a se vedea Anexa V) și în Simulink. Schema de simulare, cât și rezultatele obținute pentru cazul simetric, vor fi prezentate detaliat în subcapitolul următor.

3.3. Simularea modelului în coordonate dq pentru o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit

Pentru implementarea schemei de simulare s-a folosit varianta de software: MatLab R2012a.

Limbajul MatLab este un limbaj matricial de nivel înalt, cu caracteristici specifice programării orientate pe obiecte ce permite atât programarea simplă, pentru calcule rapide, cât și o programare de nivel superior pentru aplicații complexe.

Realizarea schemei de simulare, cât și fișierul de inițializare, au fost realizate în concordanță cu ecuațiile (3.1)...(3.45), dar și cu parametrii reali ai unei mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit, prezentați în tabelul următor [R2].

Schema de simulare folosită pentru modelul matematic al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit este prezentată mai jos, în figura 3.6 [S8]. Această schemă este utilă pentru vizualizarea distribuției curenților rotorici de pe fiecare bară, corespunzătorii polilor mașinii. Au fost realizate, pentru o corectă validare a

rezultatelor două situații de simulare pentru regimul simetric: la funcționare nominală și la funcționare cu rotorul blocat (scurtcircuit). În tabelul 3.1 sunt prezentate datele de catalog pentru o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit, produsă de fabrica Electromotor Timișoara.

Tabel 3.1. Datele MAS cu rotor în scurtcircuit, 4kW, 1500 rpm [R2].

Parametru	Valoare	Unitate de măsură
Tensiune	380 Y	V
Frecvență	50	Hz
Număr de poli	4	-
Rezistența statorului	1.2	Ω
Rezistența unei bare	90×10^{-6}	Ω
Rezistența inelului de scurtcircuitare	0.82×10^{-6}	Ω
Inductivitatea de cuplaj din stator	0.008	H
Inductivitatea barei	0.438×10^{-6}	H
Inductanța inelului de scurtcircuitare	0.00076×10^{-6}	H
Numărul barelor din rotor	28	-
Numărul spirelor din stator	156	-
Întrefierul echivalent	0.55×10^{-3}	m
Lungimea activă a rotorului	165×10^{-3}	m
Raza întrefierului	50×10^{-3}	m
Momentul de inerție	0.0015	$\text{Kg} \cdot \text{m}^2$
Cuplul electromagnetic	28	Nm

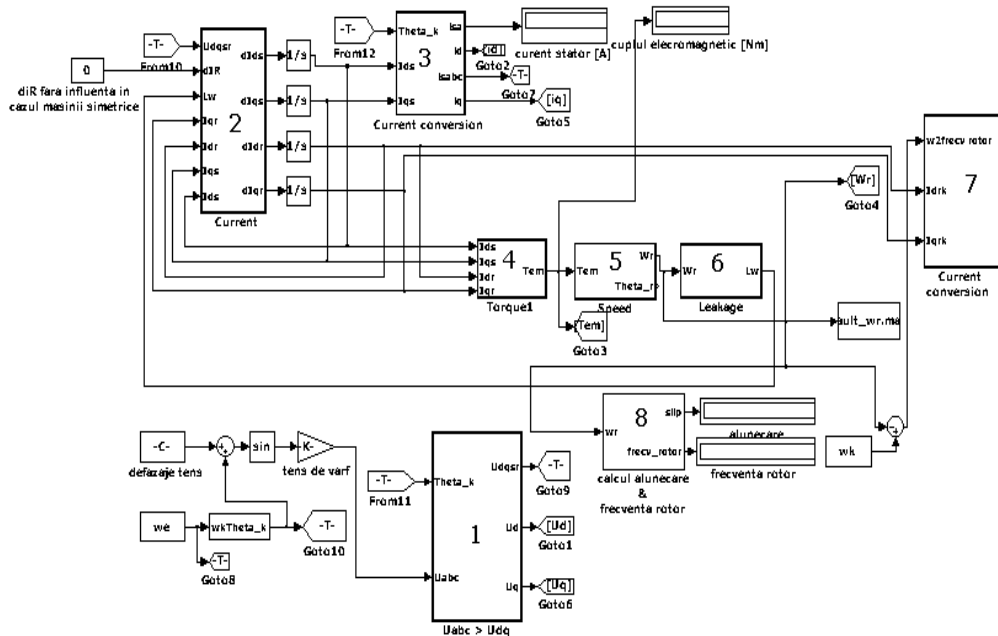


Figura 3.6. Modelul simetric al mașinii asincrone cu rotor în scurtcircuit – schema de simulare

Blocurile din simulare, conform notațiilor de pe figura 3.6, sunt:

1. Blocul de transformare a tensiunii din coordonatele fazelor în coordonate ortogonale;
2. Blocul de calcul al fluxului din mașină;
3. Blocul de transformare al curenților din coordonate ortogonale în coordonatele fazelor;
4. Blocul de calcul al cuplului dezvoltat de mașină;
5. Blocul de calcul al vitezei mașinii;
6. Blocul de calcul al inductivităților de cuplaj din mașină;
7. Blocul de calcul al curenților de pe fiecare bară din colivia rotorică;
8. Blocul de calcul pentru alunecarea mașinii și pentru calculul frecvenței curenților din rotor.

În continuare, vor fi descrise, pe larg, elementele componente ale schemei de simulare, cu referiri la ecuațiile pe care acestea le implementează:

În blocul notat cu **1** se realizează transformarea tensiunii din sistemul trifazat (simetric) în sistemul dq (ecuația 3.31), prezentat grafic în figura 3.7.

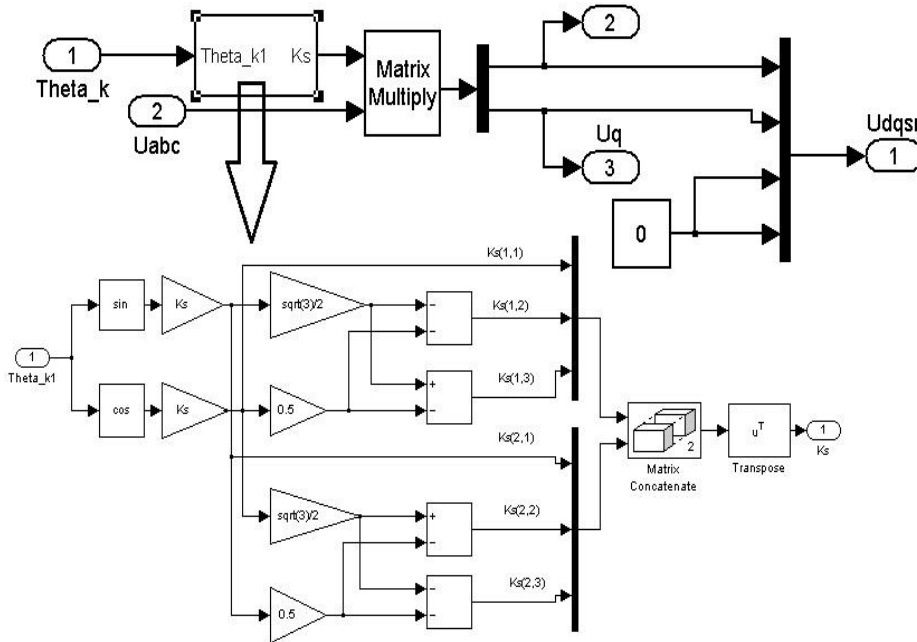


Figura 3.7. Transformarea tensiunii din referențial abc în referențial dq

Subsistemul **2**, poate fi practic, considerat cel mai important subsistem al acestei simulări, deoarece aici are loc crearea fluxului în mașină, aici inductivitățile după cele două axe, calculate într-un fișier separat, *.m file sunt înmulțite cu curenții celor două axe, rezultând fluxul prin mașină. În figura 3.8 este detaliat subsistemul, care implementează ecuația (3.37).

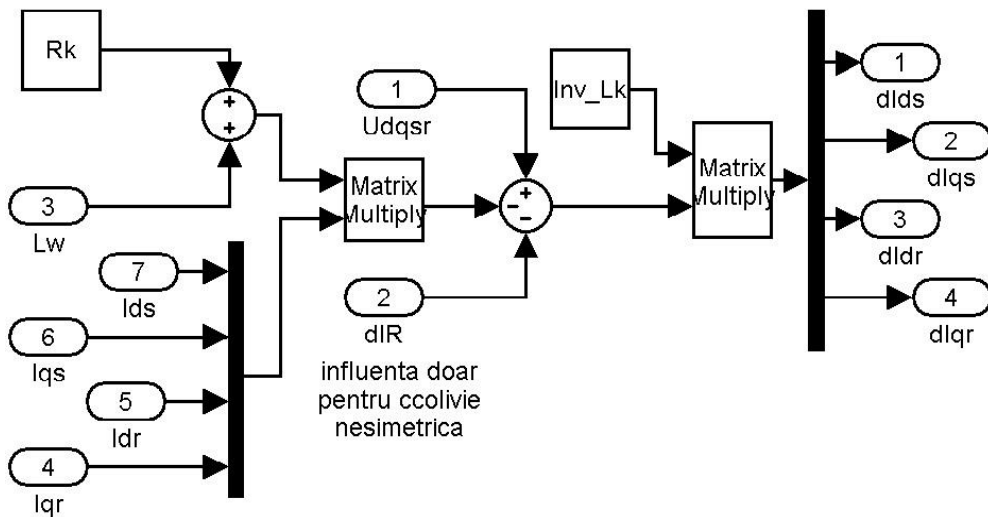


Figura 3.8. Subsistemul rezultat în urma implementării ecuației (3.37) în Simulink

În cadrul subsistemului **3** se realizează transformarea curentului statoric, din coordonate dq în coordonatele fazelor abc (ecuațiile 3.24 ... 3.27 și Anexa V), așa cum se poate observa în figura 3.9.

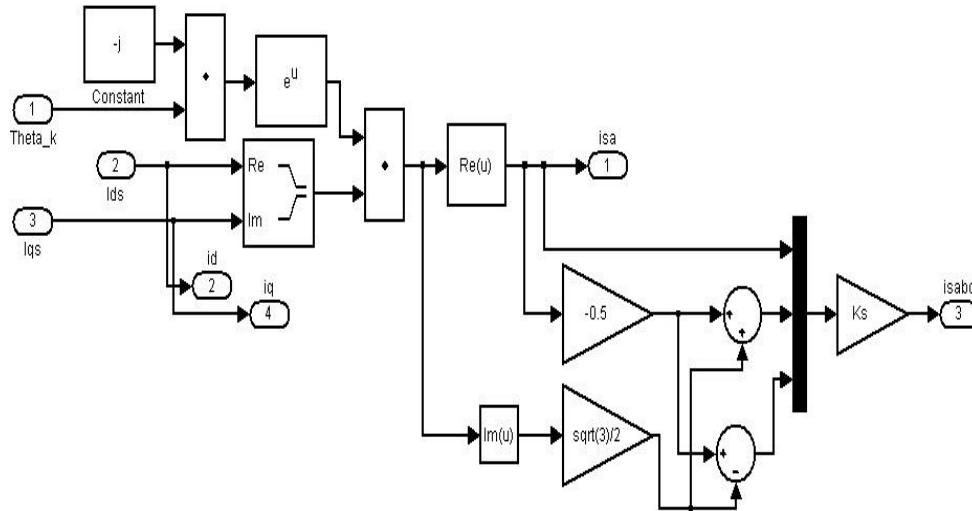


Figura 3.9. Transformarea curentului statoric din coordonate dq în coordonate abc

În cadrul subsistemului **4**, cu ajutorul curenților în mărimi complexe obținuți anterior în schema de simulare se calculează cuplul electromagnetic al mașinii (ecuația 3.36), așa cum este prezentat, detaliat, în figura 3.10.

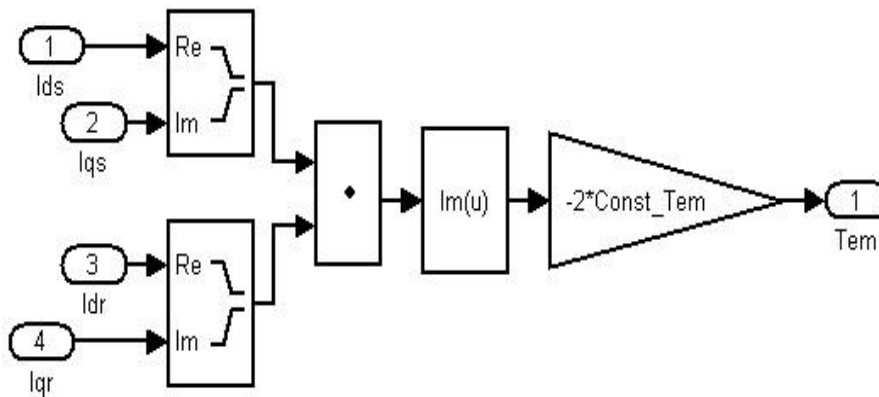


Figura 3.10. Blocul de calcul al cuplului electromagnetic pentru mașina asincronă simetrică, cu rotorul în scurtcircuit

În figura 3.10, este implementată ecuația (3.36), iar Const_Tem are următoarea expresie implementată în programul de calcul:

$$\text{Const_Tem} = L_m / 2 * 1 / K_r / K_s * \text{sqrt}(N_r / 3) \quad (3.46)$$

În blocul notat cu **5** este calculată viteza, cât și poziția rotorului mașinii, detaliat în figura 3.11.

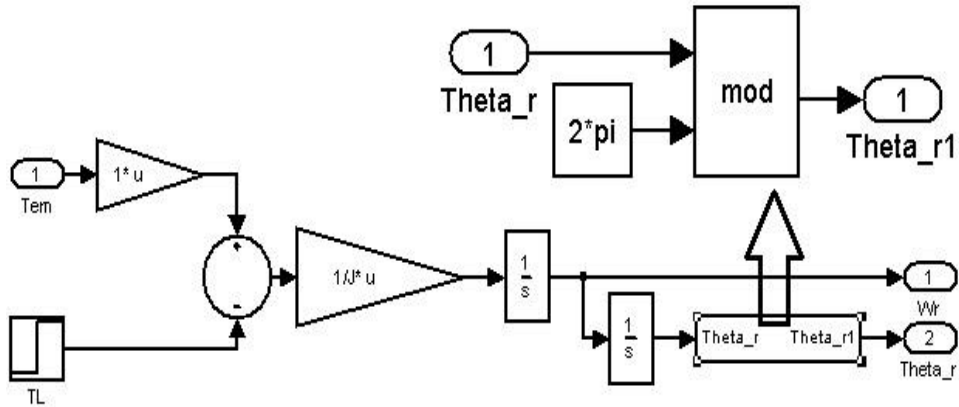


Figura 3.11. Blocul de calcul al vitezei

În subsistemul **6** se realizează concatenarea matricilor de inductivități din stator și din rotor, calculate în prealabil într-un fișier de tipul *.m file.

Subsistemul **7** conține ecuațiile (implementate în blocuri de calcul) pentru calcularea curenților din fiecare bară rotorică. Calculul curentului dintr-o bară oarecare se face prin proiectarea, în funcție de poziție a componentelor I_d și I_q a curentului rotoric pe periferia unui cerc. Astfel, se poate obține distribuția în timp și în spațiu a curentului din fiecare bară din rotor. În figura 3.12 este prezentată implementarea în Simulink a proiectării ecuației curentului corespunzător unei bare oarecare din colivia rotorică pe axele d și q.

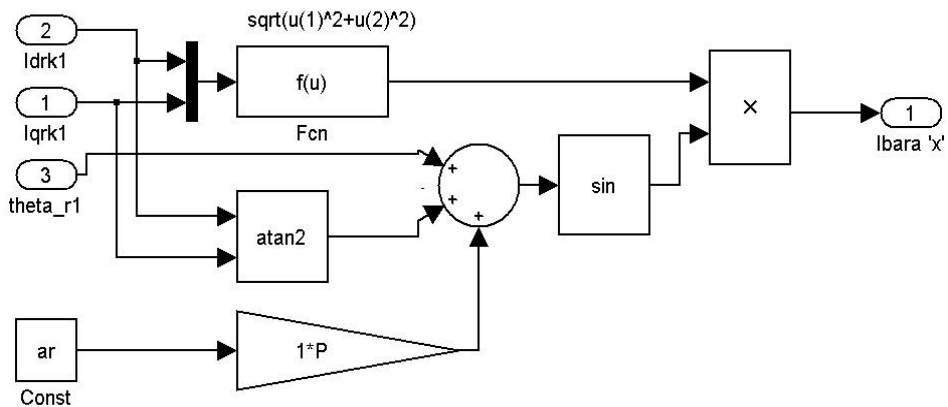


Figura 3.12. Blocul de calcul al curentului din fiecare bară rotorică

În subsistemul **8** sunt conținute ecuațiile necesare calculului alunecării, cât și calculul frecvenței curentului din barele rotorului (vezi figura 3.14).

Pentru a putea rula schema de simulare din figura 3.6 este nevoie ca în prealabil să fie rulat fișierul care conține datele de inițializare și de calcul al unor mărimi necesare în funcționarea simulării. Acest fișier este în directă legătură cu datele mașinii prezentate în tabelul 1 și este prezentat în detaliu în Anexa V.

În urma rulării fișierului și a schemei de simulare, au fost obținute următoarele rezultate, pentru cele două cazuri menționate mai sus.

- **La încărcare nominală:**

În figura 3.13 se prezintă curentul de pe o fază a mașinii asincrone cu rotor în scurtcircuit, pentru încărcarea nominală a mașinii (28 [Nm]).

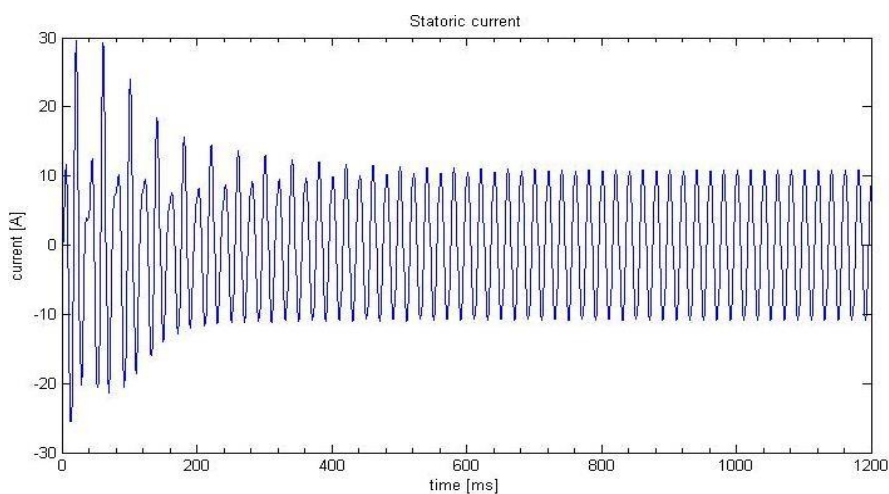


Figura 3.13. Curent statoric pe o fază a mașinii la încărcare nominală

Valoarea frecvenței curentului rotoric, cât și valoarea alunecării mașinii pot fi vizualizate în figura 3.14.

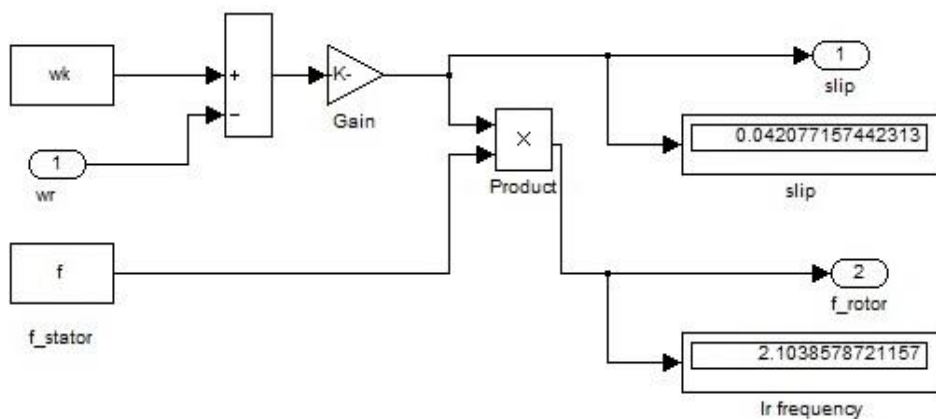


Figura 3.14. Alunecarea mașinii și frecvența curentului din rotor

Din figura 3.14 se poate observa că valoarea frecvenței curenților rotorici este mult mai mică decât valoarea curentului din statorul mașinii (50 [Hz]), $f_r = s \cdot f_s$.

În figura 3.15 este prezentată variația cuplului dinamic al MAS cu rotorul în scurtcircuit pentru o încărcare nominală.

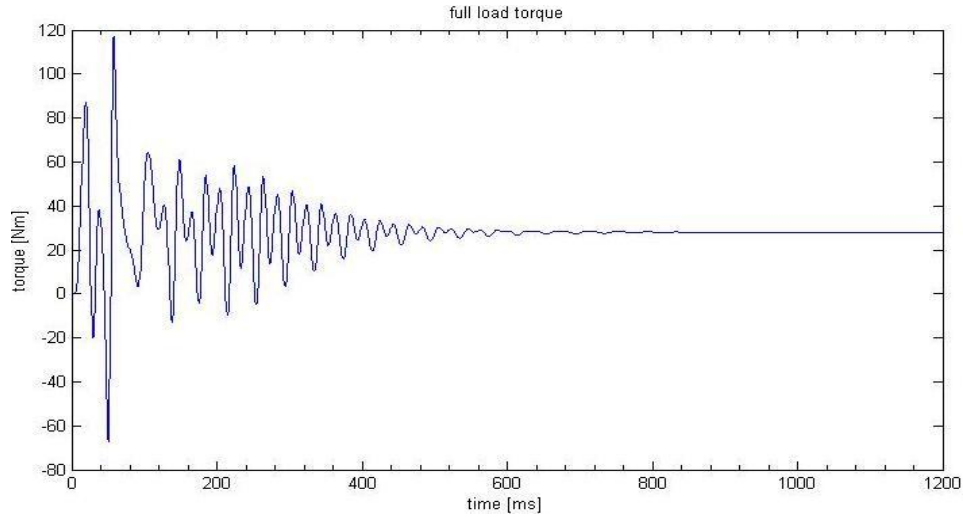


Figura 3.15. Cuplul electromagnetic al mașinii pentru încărcare nominală

Colivia rotorului MAS simulate, pentru acest caz are 28 bare și în figura 3.16 se poate observa distribuția simetrică în spațiu a acestor cureți pe fiecare pol și bară.

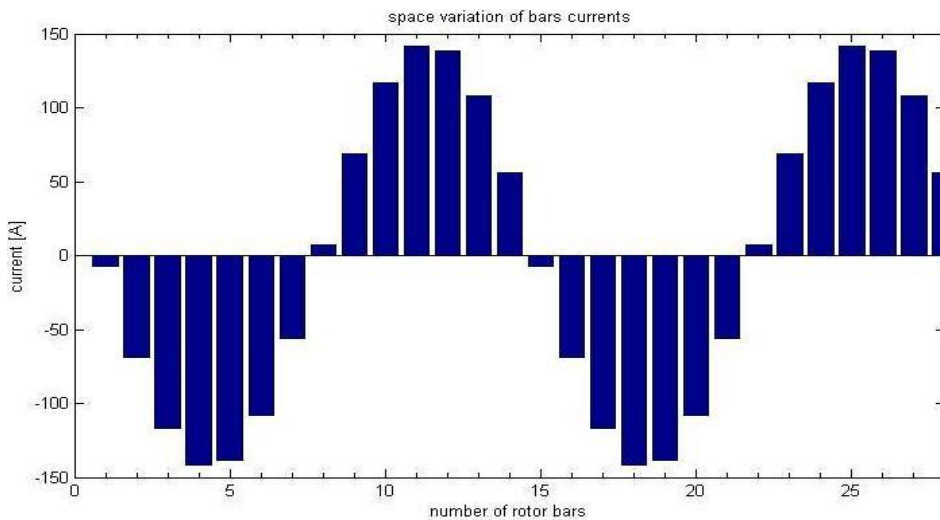


Figura 3.16. Distribuția spațială a curenților din barele rotorului pentru o colivie simetrică

În figura 3.17 este prezentată variația în timp a curentului dintr-o singură bară (o bară oarecare) a coliviei. Din această figură se poate observa frecvența redusă a acestui curent, $f_r=3,1[\text{Hz}]$, în conformitate cu relațiile prezentate în literatura de specialitate [R1], [D8].

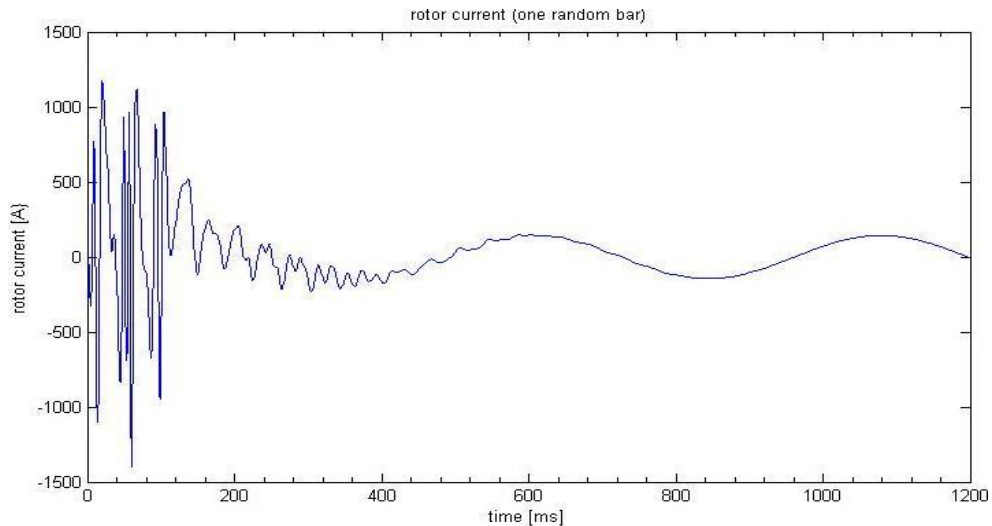


Figura 3.17. Variația în timp a curentului printr-o bară rotorică oarecare

- **La scurtcircuit:**

Pentru simularea probei de scurtcircuit a mașinii de inducție, s-a crescut artificial valoarea momentului de inerție al rotorului, astfel încât, turația mașinii să fie nulă, conform ecuației fundamentale a mișcării (ecuația 3.47). S-au urmărit aceleași mărimi ca și pentru cazul precedent.

$$T_e - T_l = J * \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.47)$$

în care: T_e - cuplul electromagnetic util; T_l - cuplul rezistent; J - moment de inerție al mașinii.

În figura 3.18 se arată valorile pentru alunecare – în acest caz alunecarea are o valoare apropiată de unitate, deci rotorul este imobil, iar acest fapt are consecințe și asupra frecvenței curentului din rotor, care este aceeași cu frecvența curentului din stator.

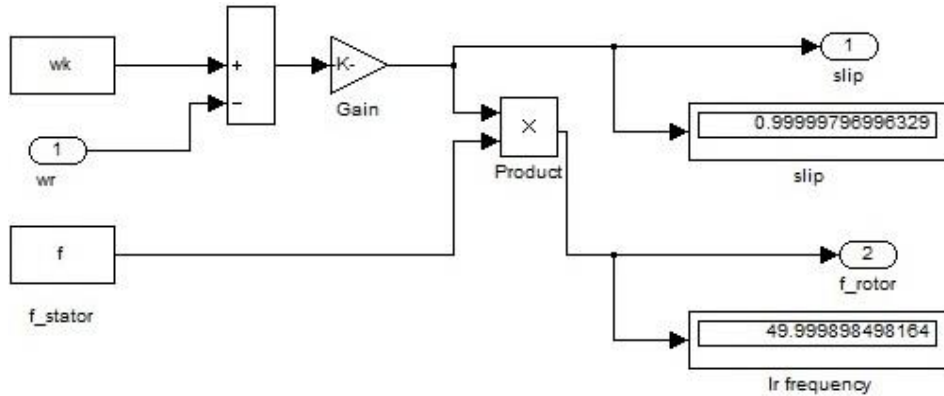


Figura 3.18. Alunecarea mașinii și frecvența curentului din rotor la proba de scurtcircuit

În figura 3.19 se prezintă distribuția în spațiu a curenților rotorici pentru cazul când rotorul este imobil.

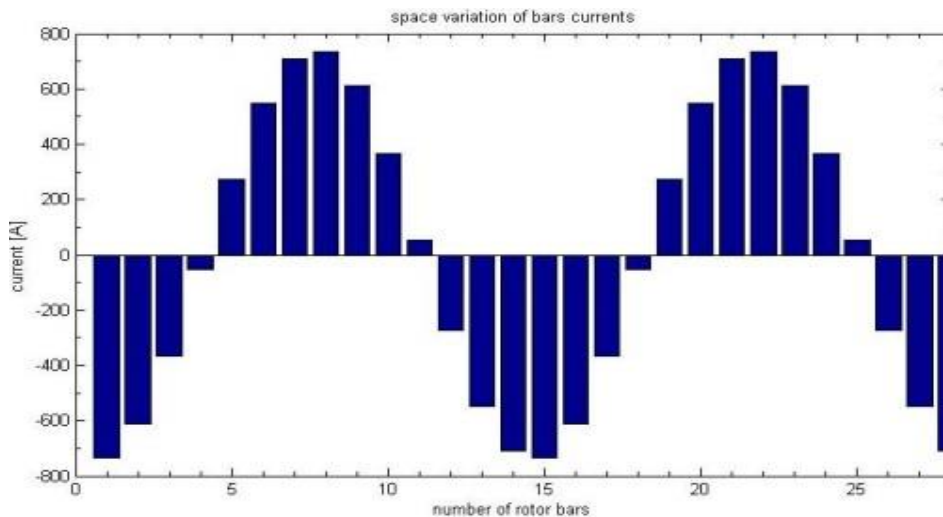


Figura 3.19. Distribuția în spațiu a curenților din barele rotorului în cazul scurtcircuitării acestuia

Comparând figurile 3.19 cu 3.16 se poate observa o creștere de aproximativ cinci ori a valorii curentului prin barele rotorului, atunci când acesta este blocat.

Frecvența curenților din rotor (rotorul fiind blocat) are aceeași valoare cu frecvența curenților de alimentare din stator (50 [Hz]), acest fapt fiind în concordanță cu teoria mașinilor asincrone trifazate [R1], [D8], [B12], așa cum se poate observa din figura 3.20.

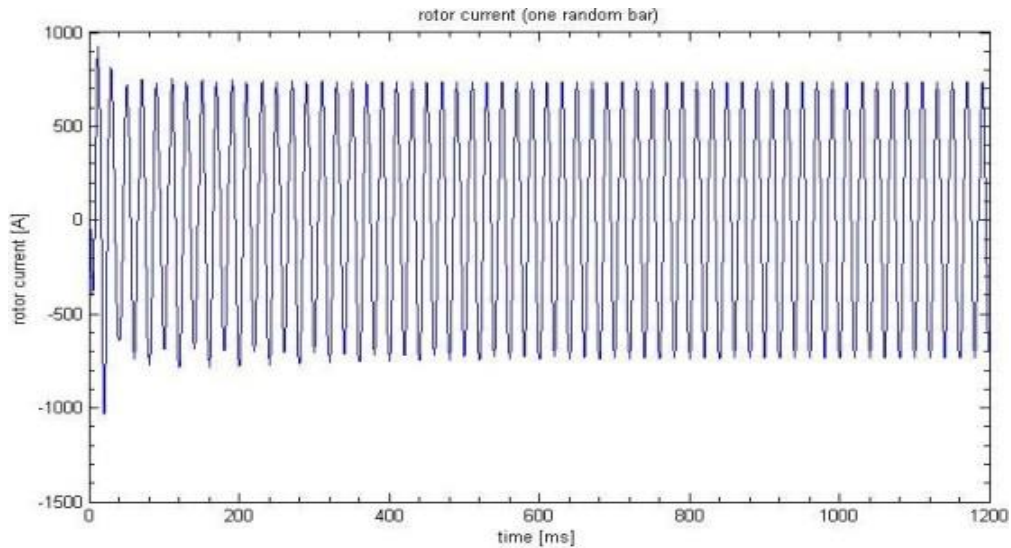


Figura 3.20. Variația curentului dintr-o bară oarecare a rotorului, atunci când acesta este blocat

Metoda de calcul propusă de [H4] și programul elaborat în teza de față (vezi Anexa V) nu a avut ca scop principal vizualizarea curenților de pe fiecare bară a coliviei pentru cazul simetric (sau nesimetric) al MAS cu rotorul în scurtcircuit. Scopul programului de calcul a fost să poată oferi informații în curentul statoric (prin intermediul armonicilor superioare induse) pentru cazul când în coliva rotorică apare o nesimetrie, un defect (bară sau porțiune de inel întreruptă).

După cum se constată, modelul matematic dq permite calculul unor curenți fictivi, fără a cunoaște însă valorile reale ale curenților din bare, care au fost obținuți de fapt prin simpla proiecție (folosind transformata „T” din Anexa I), pe cele două axe a curentului fictiv total.

Având în vedere totuși avantajele modelului matematic ortogonal al MAS, în [C9] se propune utilizarea modelului matematic ortogonal în probleme de diagnoză a barelor întrerupte. Autorii [C9] propun câteva corecții intuitive în modelul matematic ortogonal, astfel încât, în cazul unei bare întrerupte tot curentul inițial al barei întrerupte se distribuie în mod egal, exclusiv pe cele două bare adiacente barei întrerupte.

Aceste ipoteze nu au fost verificate experimental, astfel încât, metoda propusă în [C9] nu a fost luată în considerare.

3.4. Concluzii

În acest capitol a fost prezentat modelul în coordonate dq, pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit. Acest model a fost implementat atât în cod MatLab cât și în schemă bloc, în Simulink, pentru o mai facilă utilizare.

Pentru validarea modelului au fost realizate simulări pentru cazul simetric al mașinii în două situații concludente: în sarcină nominală și în scurtcircuit. Conform

celor prezentate mai sus, rezultatele obținute confirmă din punct de vedere energetic corectitudinea modelului matematic astfel realizat.

În urma analizei, modelul ortogonal al mașinii asincrone, față de cel în coordonatele fazelor, are următoarele avantaje:

- Număr redus de ecuații;
- Inductanțele devin constante și independente față de poziția rotorului.

Ca dezavantaj major al acestui model matematic se menționează faptul că, acest model, folosind curenți fictivi în mașină (i_{dsr} , i_{qsr} , i_{dr} , i_{qr}) nu poate da informații corecte în situația în care, spre exemplu, colivia mașinii asincrone nu ar mai fi simetrică, repartitia curenților pe barele neîntrerupte ale coliviei rămânând aceeași ca și pentru cazul simetric, fapt neconform cu realitatea.

4. MODELAREA MAȘINII ASINCRONE CU AJUTORUL METODEI CIRCUITELOR MAGNETICE ECHIVALENTE

În acest capitol, se descrie modelul analitic în coordonatele fazelor al mașinii asincrone cu rotor în colivie utilizând metoda circuitelor magnetice și electrice echivalente [O1], [K8].

Modelul mașinii asincrone este unul simplificat, în sensul că nu se ține cont de saturația mașinii (coeficientul de saturație al mașinii se consideră constant tot timpul) și nici nu se ia în considerare efectul pelicular.

La elaborarea acestui model s-a avut în vedere reducerea timpului de calcul și a memoriei utilizate, astfel încât acesta să poată fi utilizat și în aplicații online. În Anexa II sunt prezentate schemele simplificate pentru înfășurarea statorică și cea rotorică a mașinii asincrone analizate.

4.1. Avantajele și dezavantajele folosirii metodei circuitelor magnetice echivalente la modelarea mașinii asincrone

O metodă numerică de abordare a regimului tranzitoriu din mașina electrică, considerând cuplajele dinților, dependente de poziția înfășurărilor din stator, inclusiv a saturației locale, este metoda circuitelor magnetice echivalente (MEC), ce a fost introdusă încă din anii 60. Potențialul complet al acestei metode, în aceea perioadă nu a putut fi exploatat corespunzător, datorită lipsei elementelor de calcul. Această metodă este în esență o metodă de element finit, care are, însă, două particularități importante:

- Conține un număr mult mai redus de elemente de calcul față de metoda elementului finit propriu-zisă. Ca dezavantaj al acestui fapt se poate menționa acuratețea scăzută, dar ca avantaj este timpul redus de calcul.
- A doua particularitate a acestei metode constă în faptul că fluxul printr-un element poate avea doar o direcție – în metoda elementului finit nu există nici o restricție în ceea ce privește direcțiile ce le poate avea fluxul printr-un element. Direcția de închidere a fluxului pentru fiecare element trebuie cunoscută înainte ca MEC să fie aplicată.

Un mare avantaj al MEC, este că, spre deosebire de alte metode, permite modelarea foarte detaliată a mașinii, incluzând distribuția discretă a înfășurărilor, modelarea creștăturilor și a dinților statorici cât și rotorici și saturația circuitelor.

Toate acestea, alături de curenții nesinusoidali (de alimentare), sunt surse de armonici în tensiunea magnetomotoare, în fluxul și în cuplul mașinii electrice. În timpul regimului nestaționar, o mașină electrică poate absorbi curent de alimentare de câteva ori mai mare decât curentul nominal. Atât fluxul, cât și curentul, la valori peste cele nominale, produc în mașină creșteri ale pierderilor în fier și în cupru, având ca și consecință imediată creșterea temperaturii în mașina electrică. De asemenea, cuplul dezvoltat de mașină în timpul regimului nestaționar este de obicei mult mai mare față de valoarea sa nominală, ducând la solicitări excesive ale arborelui, lagărelor și a elementelor de cuplaj. Adițional la cele menționate se precizează că majoritatea acționărilor electrice moderne sunt în regim permanent dinamic [S12], [O3], [W7].

Un alt mare avantaj al metodei MEC, care o face foarte atractiva, constă în capacitatea acestei metode de a transforma circuitul magnetic complex într-o rețea electrică echivalentă rezistivă, mult mai simplă, decât ecuațiile cu derivate parțiale.

Limbajul metodei MEC nu este unul al inductanțelor, ci unul al permeanțelor. La această metodă, fiecare regiune a mașinii electrice este reprezentată de o permeanță a cărei valoare depinde de dimensiunile geometrice: geometria locală, și/sau fluxul prin acea regiune. Restul mașinii electrice este reprezentat de condiții de frontieră, cum ar fi, de exemplu, căderea de tensiune magnetică. Inductanța unei bobine, ca și raport dintre flux și curent, este o funcție complexă ce depinde de starea întregii mașini electrice – altfel spus, reprezintă o cantitate globală, greu de manipulat în calcule [A7], [A8].

Metoda circuitelor magnetice echivalente nu este doar singura metodă ce permite calculul dinamic al mașinii saturate, ci permite și tratarea comună a tuturor mașinilor electrice cu geometrie identică. Altfel spus, mașinile electrice din punct de vedere al teoriei circuitelor magnetice echivalente diferă una față de alta prin foarte puține particularități (aceasta se poate evidenția cu ajutorul unei mașini de inducție al cărei sistem unic de ecuații diferențiale în abordarea MEC este identic cu sistemul de ecuații diferențiale pentru o mașină sincronă).

Soluționarea metodei circuitelor magnetice echivalente, presupune aflarea tuturor fluxurilor de-a lungul elementelor de circuit, cu potențialul magnetic scalar al tuturor nodurilor, pentru un set de valori cunoscute ale forțelor magneto-motoare sau a fluxurilor și cu toate permeanțele elementelor cunoscute [S13].

Toate fenomenele tranzitorii în circuitele magnetice echivalente apar instantaneu, dacă avem caracteristica fără histereză; prin urmare, o stare dintr-un circuit magnetic echivalent poate fi descrisă printr-un set de ecuații algebrice. Când există o interacțiune directă dintre un circuit magnetic echivalent și un alt mediu (exterior) sunt folosite ecuații diferențiale (consecințe ale ecuațiilor lui Maxwell).

Teoremele lui Kirchhoff și soluțiile metodelor de circuit bazate pe ele ne permit soluționarea circuitelor magnetice echivalente. Un interes deosebit este acordat aici soluționării metodei potențialelor în noduri, datorită ușurinței de

manipulare a reluctanțelor infinite care apar adesea în reprezentarea întrefierului mașinii electrice (între dinții care nu sunt în contact în nici un punct).

În tehnica potențialelor în noduri, valorile cunoscute ale curenților sunt scrise de obicei, în partea dreaptă a ecuațiilor. Când această metodă este aplicată în soluționarea MEC, valorile cunoscute ale fluxurilor vor apărea în partea dreaptă a ecuațiilor. Aceste fluxuri sunt cunoscute, deoarece ele pot fi generate de magnetii permanenți din circuit, sau mai des, ele sunt cunoscute datorită unor operații (calcul) ce fac parte din procedura de soluționare a MEC.

4.2. Metoda circuitelor magnetice echivalente pentru MAS cu rotor în scurtcircuit

Ideea de a crea un circuit magnetic echivalent pentru o configurație de miez magnetic și câmpul magnetic aferent este pe de o parte, de a genera suficiente elemente care să reflecte toate proprietățile circuitului magnetic, iar pe de altă parte de a nu avea prea multe elemente care ar încetini timpul de calcul fără să aducă o îmbunătățire semnificativă a acurateței rezultatelor obținute. Aceste două cerințe, aflate în opoziție, au dus la un compromis: un circuit magnetic ce minimizează timpul de calcul pentru o acuratețe impusă.

Comportamentul dinamic al mașinii este descris cu un set de ecuații diferențiale electrice cât și mecanice. Aceste ecuații, în mod inerent conțin neliniarități și anume: în primul rând legătura dintre tensiunea indusă și viteză, este neliniară – tensiunea indusă este egală cu produsul dintre viteză și flux. La fel se poate afirma și despre cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină, acesta fiind proporțional cu produsul dintre curent și fluxul principal din mașină. Pe lângă acestea, anumite inductanțe proprii cât și mutuale ale înfășurărilor mașinii sunt funcții ce au ca variabilă poziția unghiulară dintre rotor și stator. Dependența acestor inductanțe de unghi este o funcție periodică, cel mai adesea exprimată în termeni de sinus și cosinus (o funcție neliniară). Saturația magnetică a materialelor din mașină, este de asemenea, o altă sursă de neliniarități.

Un sistem de ecuații diferențiale care să descrie mașina electrică nu poate fi rezolvat pe cale analitică, spre deosebire de o procedură numerică, pas-cu-pas care poate duce la o rezolvare corectă a acestei probleme. Ținând cont că problemele numerice de o asemenea anvergură pot fi rezolvate doar cu ajutorul unui computer, prin evoluția tehnicii de calcul se dezvoltă metode de calcul din ce în ce mai complexe.

Se prezintă în continuare, în figura 4.1, prin adoptarea după [O1], [O2], [O3], [O4] elementele de calcul de bază pentru metoda circuitelor magnetice echivalente aplicată la o MAS cu rotor în colivie. Modelul matematic dezvoltat în cele ce urmează trebuie să permită determinarea prin calcul a curenților coliviei simetrice respectiv nesimetrice. Rezultatele calculelor vor putea fi comparate cu măsurătorile directe făcute în standul experimental.

O mașină asincronă poate fi modelată în diferite moduri, depinzând de cât de detaliată se dorește a fi soluția sa.

În Anexa II sunt detaliate calculele ce sunt necesare pentru procedura ce va fi prezentată mai jos, procedură ce stă la baza realizării programului de calcul.

Modelul circuitului magnetic echivalent al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit este prezentat în figura 4.1 [O2].

În general, deschiderea creștăturilor din rotor este foarte mică comparativ cu deschiderea creștăturilor din stator și capetele de dinți se saturează mult mai repede și din acest motiv, permeanța se va considera neliniară. Teoretic, fiecare dinte din stator este conectat la fiecare dinte rotor, în practică, evident că mai apar și alte cazuri pe lângă cel teoretic, iar acest fapt este arătat în figura 4.1 prin hașurarea reluctanțelor respective (R_{CS} , R_{ds} , R_{dr} , R_{Cr} , $R_{r\sigma}$). Fără hașură s-au reprezentat permeanțele liniare din stator și întrefier (aici, dispersia este liniară). De exemplu, $G_{i,j}$ este dispersia dintre dintele i al statorului și dintele j al rotorului.

Potențialul magnetic scalar din nodurile corespunzătoare dinților statorici sunt:

$$\begin{aligned} u_{1,1} &= u_{2,1} + \chi_{ds,1} + R_{ds,1} * \phi_{ds,1} \\ u_{1,2} &= u_{2,2} + \chi_{ds,2} + R_{ds,2} * \phi_{ds,2} \\ u_{1,k} &= u_{2,k} + \chi_{ds,k} + R_{ds,k} * \phi_{ds,k} \end{aligned} \quad (4.1)$$

cu următoarele notații: $u_{1,i}$ – potențial magnetic scalar din nodurile plasate la baza dinților din stator; χ_{ds} χ_{ds} - sursă de t.e.m din dinții statorici; R_{ds} – reluctanța unui dinte statoric; și ϕ_{ds} - fluxul printr-un dinte statoric.

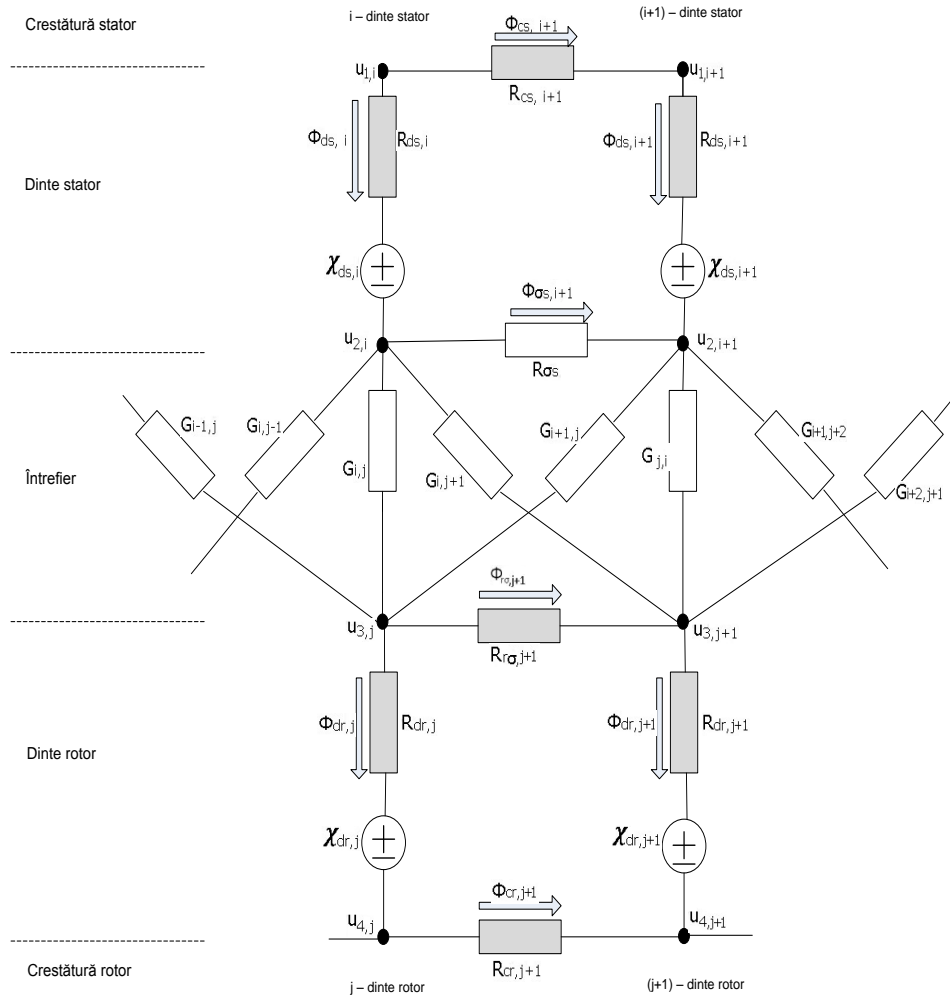


Figura 4.1. Modelul circuitului magnetic echivalent al MAS cu rotorul în scurtcircuit

Sau, aceste ecuații scrise sub formă matricială:

$$[u_1] = [u_2] + [\chi_{ds}] + [R_{ds}] * [\phi_{ds}] \quad (4.2)$$

unde:

$$[\chi_{ds}] = [\chi_{ds,1} \ \chi_{ds,2} \ \dots \ \chi_{ds,k}]^T \quad (4.3)$$

și:

$$[R_{ds}] = \text{diag}[R_{ds,1} \ R_{ds,2} \ \dots \ R_{ds,k}] \quad (4.4)$$

Analog, potențialul magnetic scalar corespunzător pentru întrefier și dinții rotorici, se poate scrie:

$$[u_3] = [I_{l,l-1}] * [u_4] + [\chi_{dr}] + [R_{dr}] * [\phi_{dr}] \quad (4.5)$$

cu următoarele notații: χ_{dr} - sursă de t.e.m din dinții rotorici (matrice); R_{dr} - reluctanța unui dinte rotorici și ϕ_{dr} - fluxul ce parcurge un dinte rotorici.

Matricea operatorului identitate $I_{l,l-1}$ este definită în Anexa III, ecuațiile A.III.22 și A.III.23, iar:

$$[\chi_{dr}] = [\chi_{dr,1} \ \chi_{dr,2} \ \dots \ \chi_{dr,l}]^T \quad (4.6)$$

și

$$[R_{dr}] = \text{diag}[R_{dr,1} \ R_{dr,2} \ \dots \ R_{dr,l}] \quad (4.7)$$

Ecuațiile (4.2)...(4.5) alături de ecuația matriceală (4.8) ce include tensiunile magnetomotoare din stator, ecuația (4.9) cu matricea de transformare a fluxului din stator, ecuația ce se referă la curenții din barele rotorului în raport cu tensiunile magnetomotoare din dinții rotorului (4.10), cât și ecuația (4.11) ce reprezintă potențialele la noduri, alcătuiesc modelul simplificat al MAS cu rotor în scurtcircuit.

$$[\chi_{ds}] = [w''] * [i] \quad (4.8)$$

$$[\phi_{ds}] = [w'] * [\phi_{st}] \quad (4.9)$$

$$[i_b] = [M_{drmmf}] * [\chi_{dr}] \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} [A_{1,1}] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & [A_{2,2}] & [A_{2,3}] & 0 \\ 0 & [A_{3,2}] & [A_{3,3}] & 0 \\ 0 & 0 & 0 & [A_{4,4}] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [u_1] \\ [u_2] \\ [u_3] \\ [u_4] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [-\phi_{ds}] \\ [\phi_{ds}] \\ [-\phi_{dr}] \\ [\phi_{dr}] \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

unde, matricile $[A_{1,1}]$, $[A_{2,2}]$, $[A_{2,3}]$, $[A_{3,2}]$, $[A_{3,3}]$, $[A_{4,4}]$ sunt matricile permeanțelor proprii și de cuplaj dintre stator și rotor, sunt dezvoltate în Anexa III, $[M_{drmmf}]$ este o matrice de calcul, ce include magnetizația dinților rotorici iar $[w'']$ și $[w']$ sunt matrici ce conțin distribuția bobinelor din stator.

Vectorii necunoscuți din cadrul acestui sistem de ecuații sunt:

- u_1 - k-intrări (k - număr de dinți din stator);
- u_2 - k-intrări;
- u_3 - l-intrări (l-număr de dinți din rotor);

- u_4 – (l-1)- intrări;
- χ_{ds} – k-intrări;
- χ_{dr} – l-intrări;
- i – m-intrări;
- ϕ_{ds} – k-intrări;
- i_b – l-intrări.

În total sunt $4k+4l+m-1$ necunoscute, iar numărul total de ecuații scalare este:

- Ecuația (4.11) – $2k+2l-1$ ecuații;
- Ecuația (4.4) – k-ecuații;
- Ecuația (4.5) – l-ecuații;
- Ecuația (4.8) – k-ecuații;
- Ecuația (4.9) – m-ecuații;
- Ecuația (4.10) – l-ecuații.

Rezultă un număr total de ecuații: $4k+4l+m-1$. Numărul de ecuații este egal cu numărul de necunoscute și de aici rezultă că trebuie definit un sistem extins de ecuații algebrice pentru mașină. Acesta se poate scrie sub formă matricială, astfel:

$$\begin{bmatrix}
 [A_{1,1}] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & [I_{k,k}] & 0 & 0 \\
 0 & [A_{2,2}] & [A_{2,3}] & 0 & 0 & 0 & [-I_{k,k}] & 0 & 0 \\
 0 & [A_{3,2}] & [A_{3,3}] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & [A_{4,4}] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 [-I_{k,k}] & [I_{k,k}] & 0 & 0 & [I_{k,k}] & 0 & [R_{ds}] & 0 & 0 \\
 0 & 0 & [I_{l,l}] & [-I_{l,l-1}] & 0 & 0 & 0 & [I_{l,l}] & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & [I_{k,k}] & [-w''] & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & [w'] & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & [M_{drmmf}] & [-I_{l,l}]
 \end{bmatrix}
 * \begin{bmatrix}
 [u_1] \\
 [u_2] \\
 [u_3] \\
 [u_4] \\
 [\chi_{ds}] \\
 [i] \\
 [\phi_{ds}] \\
 [\chi_{dr}] \\
 [i_b]
 \end{bmatrix}
 = \begin{bmatrix}
 0 \\
 0 \\
 [-\phi_{dr}] \\
 [\dot{\phi}_{dr}] \\
 0 \\
 [R_{dr}] * [\phi_{dr}] \\
 0 \\
 [\phi] \\
 0
 \end{bmatrix}
 \quad (4.12)$$

Sistemul extins de ecuații algebrice al mașinii asincrone (4.12) este un sistem neliniar și de dimensiuni considerabile. Dacă dorim să-i reducem ordinul, trebuie ținut seama că reducerea ordinului unui sistem neliniar de ecuații nu este tot timpul benefică, reducerea presupunând introducerea de relații foarte complexe între variabilele sistemului.

În continuare se va reduce sistemul de ecuații din (4.12), astfel încât reducerea să nu implice inversarea matricelor ce conțin elemente neliniare. Primul pas constă în substituirea ecuației (4.8) în (4.2) și rezultă:

$$[u_1] = [u_2] + [w''] * [i] + [R_{ds}] * [\phi_{ds}] \quad (4.13)$$

Vectorul u_1 este substituit în ecuația:

$$[A_{1,1}] * [u_1] = [-\phi_{ds}] \quad (4.14)$$

Avem:

$$[A_{1,1}] * [u_2] + [A_{1,1}] * [w''] * [i] + (I_{k,k} + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [\phi_{ds}] \quad (4.15)$$

$$[A_{2,2}] * [u_2] + [A_{2,3}] * [u_3] = [\phi_{ds}] \quad (4.16)$$

Când vectorul flux pentru dinții statorici din ecuația (4.16) este înlocuit în ecuația (4.15) și (4.9), rezultă:

$$\{ [A_{1,1}] + (I_{k,k} + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,2}] \} * [u_2] + (I_{k,k} + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,3}] * [u_3] + [A_{1,1}] * [w''] * [i] = 0 \quad (4.17)$$

$$[w'] * [A_{2,2}] * [u_2] + [w'] * [A_{2,3}] * [u_3] = [\phi_{ds}] \quad (4.18)$$

Ecuațiile ce au termeni din rotor pot fi simplificate prin înlocuirea ecuației (4.10) în (4.5) și rezultă:

$$[u_3] = [I_{l,l-1}] * [u_4] + [M_{drmmf}]^{-1} * [i_b] + [R_{dr}] * [\phi_{dr}] \quad (4.19)$$

După aplicarea tuturor acestor înlocuiri, sistemul (4.12), devine:

$$\begin{bmatrix} 0 & [w'] * [A_{2,2}] & [w'] * [A_{2,3}] & 0 & 0 \\ [A_{1,1}] * [w''] & [A_{1,1}] + (I_{k,k} + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,2}] & (I_{k,k} + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,3}] & 0 & 0 \\ 0 & [A_{3,2}] & [A_{3,3}] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & [A_{4,4}] & 0 \\ 0 & 0 & [I_{l,l}] & [-I_{l,l-1}] & [-M_{drmmf}^{-1}] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [i] \\ [u_2] \\ [u_3] \\ [u_4] \\ [i_b] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\phi] \\ 0 \\ [-\phi_{dr}] \\ [\phi_{dr}] \\ [R_{dr}] * [\phi_{dr}] \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Soluția sistemului de ecuații (4.20) se poate obține ușor pentru cazul în care curba $B = f(H)$ este liniară, atunci toate intrările din matrice din partea stângă a ecuației sunt constante. Pentru cazul în care curba $B = f(H)$ nu este liniară, atunci permeanțele elementelor submatricilor $A_{1,1}$, $A_{4,4}$ cât și R_{ds} sunt funcții de fluxul care le parcurge. Aceasta înseamnă că aceste permeanțe depind de căderea de tensiune magnetică și de potențialul magnetic scalar din nodurile $u_1...u_4$ cât și de curentul din bobine. În acest caz se va stabili o procedură iterativă pentru rezolvarea sistemului (4.20). Această procedură conține următoarele etape:

1. Se alege un set de valori pentru vectorii necunoscuți i , u_2 , u_3 , u_4 și i_b ;
2. Se va calcula căderea de tensiune magneto-motoare pentru fiecare element neliniar de circuit magnetic, bazat pe valorile vectorilor de la pasul 1;
3. Se va calcula permeanța pentru fiecare element neliniar, cunoscând căderea de tensiune magneto-motoare și caracteristica proprie $B = f(H)$.
4. Se vor introduce valorile astfel calculate ale permeanțelor în matricele $A_{1,1}$, $A_{4,4}$ și R_{ds} ;
5. Se calculează partea stângă a sistemului (4.20);
6. Se formează un vector al diferențelor dintre partea stângă, calculată, și partea dreapta, dată a sistemului (4.20);
7. Se va alege un nou set de valori pentru necunoscutele de la pasul 1 dacă valoarea absolută a diferențelor calculate la pasul 6 este prea mare. Dacă eroarea rezultată de la pasul 6 este mai mică decât maximumul acceptat, se va opri procesul de iterații.

Există diverse metode iterative pentru soluționarea unui sistem algebric de ecuații neliniare care presupun proceduri similare ca cele prezentate mai sus, în pașii 1-7. Majoritatea sunt bazate pe metoda lui Newton pentru un spațiu n -dimensional [N3], [O4]. Pentru a putea aplica oricare din aceste metode sistemului (4.20) este nevoie să fie rescris astfel:

$$[F_1] = [w'] * [A_{2,2}] * [u_2] + [w'] * [A_{2,3}] - [\phi_{ds}] \quad (4.21)$$

$$[F_2] = [A_{1,1}] * [w''] * [i] + [A_{1,1}] * ([I_{k,k}] + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,2}] * [u_2] + ([I_{k,k}] + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,3}] * [u_3] \quad (4.22)$$

$$[F_3] = [A_{3,2}] * [u_2] + [A_{3,3}] * [u_3] + [\phi_{dr}] \quad (4.23)$$

$$[F_4] = [A_{4,4}] * [u_4] - [\phi'_{dr}] \quad (4.24)$$

$$[F_5] = [u_3] - [I_{l,l-1}] * [u_4] - [M_{drmmf}]^{-1} * [i_b] - [R_{dr}] * [\phi_{dr}] \quad (4.25)$$

La sfârșitul procedurii iterative, valorile absolute ale vectorilor diferențelor F_1, F_2, F_3, F_4 și F_5 trebuie să fie mai mici decât eroarea specificată la începutul compilării [M2]. Altfel spus, soluția sistemului de ecuații (4.20) este identică cu minimul absolut al ecuațiilor (4.21)...(4.25).

Acum trebuie definit Jacobianul [M12] sistemului de ecuații (4.21)...(4.25). Derivatele parțiale ale vectorilor $[F_1], [F_2], [F_3], [F_4]$ și $[F_5]$, ținând seama de toate necunoscutele, sunt:

$$\frac{\Delta[F_1]}{\Delta[i]} = 0 \quad (\text{dimensiune } m \times m) \quad (4.26)$$

$$\frac{\Delta[F_2]}{\Delta[u_2]} = [w'] * [A_{2,2}] \quad (\text{dimensiune } m \times k) \quad (4.27)$$

$$\frac{\Delta[F_3]}{\Delta[u_3]} = [w'] * [A_{2,3}] \quad (\text{dimensiune } m \times l) \quad (4.28)$$

$$\frac{\Delta[F_4]}{\Delta[u_4]} = 0 \quad (\text{dimensiune } m \times (l-1)) \quad (4.29)$$

$$\frac{\Delta[F_5]}{\Delta[i_b]} = 0 \quad (\text{dimensiune } m \times l) \quad (4.30)$$

Vectorul $[F_2]$, introdus în ecuația (4.22) conține matricele $[A_{1,1}]$ și $[R_{ds}]$ ale căror elemente sunt permeanțe ce depind de valorile potențialelor la noduri u_1 , respectiv de fluxul dinților statorici, ϕ_{ds} . Acești doi vectori, nu apar ca și necunoscute în sistemul de ecuații (4.20), dar trebuie ținut cont de faptul că vectorii i și u_2 sunt în funcție de u_1 și ϕ_{ds} . Astfel, se poate rescrie:

$$\frac{\Delta}{\Delta[i]} = \frac{\Delta[u_1]}{\Delta[i]} * \frac{\Delta}{\Delta[u_1]} \quad (4.31)$$

Din ecuația (4.13) se obține:

$$\frac{\Delta[u_1]}{\Delta[i]} = [w''] \quad (4.32)$$

Astfel, ecuația de mai sus, se poate rescrie:

$$\frac{\Delta}{\Delta[i]} = [w''] * \frac{\Delta}{\Delta[u_1]} \quad (4.33)$$

sau:

$$\frac{\Delta}{\Delta[i]} = \frac{\Delta[\phi_{ds}]}{\Delta[i]} * \frac{\Delta}{\Delta[\phi_{ds}]} \quad (4.34)$$

unde, elementele vectorului $\Delta[\phi_{ds}]$ sunt:

$$\Delta[\phi_{ds}] = [\Delta\phi_{ds,1} \quad \Delta\phi_{ds,2} \quad \dots \quad \Delta\phi_{ds,k}]^T \quad (4.35)$$

când operatorul Δ (derivata parțială) este aplicat ecuației (4.13), rezultă:

$$\begin{aligned} \Delta u_{1,1} &= \Delta u_{2,1} + w_{1,1}'' * \Delta i_1 + \dots + w_{1,m}'' * \Delta i_m + \phi_{ds,1} * \Delta R_{ds,1} + R_{ds,1} * \Delta \phi_{ds,1} \\ \Delta u_{1,2} &= \Delta u_{2,2} + w_{2,1}'' * \Delta i_1 + \dots + w_{2,m}'' * \Delta i_m + \phi_{ds,2} * \Delta R_{ds,2} + R_{ds,2} * \Delta \phi_{ds,2} \\ \Delta u_{1,k} &= \Delta u_{2,k} + w_{k,1}'' * \Delta i_1 + \dots + w_{k,m}'' * \Delta i_m + \phi_{ds,k} * \Delta R_{ds,k} + R_{ds,k} * \Delta \phi_{ds,k} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Se adoptă următoarele notații:

$$\Delta[u_1] = [\Delta u_{1,1} \quad \Delta u_{1,2} \quad \dots \quad \Delta u_{1,k}]^T \quad (4.37)$$

$$\Delta[u_2] = [\Delta u_{2,1} \quad \Delta u_{2,2} \quad \dots \quad \Delta u_{2,k}]^T \quad (4.38)$$

$$\Delta[i] = [\Delta i_1 \quad \Delta i_2 \quad \dots \quad \Delta i_m]^T \quad (4.39)$$

$$\Delta[R_{ds}] = \text{diag}[\Delta R_{ds,1} \quad \Delta R_{ds,2} \quad \dots \quad \Delta R_{ds,k}] \quad (4.40)$$

Cu aceste notații, se rescrie sistemul (4.36) sub următoarea formă:

$$\Delta[u_1] = \Delta[u_2] + [w''] * \Delta[i] + \Delta[R_{ds}] * [\phi_{ds}] + [R_{ds}] * \Delta[\phi_{ds}] \quad (4.41)$$

Din ecuația precedentă, se deduce derivata parțială a fluxului din dinții statorici:

$$\Delta[\phi_{ds}] = [R_{ds}]^{-1} * (\Delta[u_1] - \Delta[u_2] - [w''] * \Delta[i] - \Delta[R_{ds}] * [\phi_{ds}]) \quad (4.42)$$

Din (4.24) rezultă:

$$\frac{\Delta[\phi_{st}]}{\Delta[i]} = -[R_{ds}]^{-1} * [w''] \quad (4.43)$$

Și ecuația (4.34) devine:

$$\frac{\Delta}{\Delta[i]} = -[R_{ds}]^{-1} * [w''] * \frac{\Delta}{\Delta[\phi_{ds}]} \quad (4.44)$$

Din ecuația (4.41), se mai poate scrie:

$$\frac{\Delta}{\Delta[u_2]} = \frac{\Delta[u_1]}{\Delta[u_2]} * \frac{\Delta}{\Delta[u_1]} = \frac{\Delta}{\Delta[u_1]} \quad (4.45)$$

și:

$$\frac{\Delta}{\Delta[u_2]} = \frac{\Delta[\phi_{ds}]}{\Delta[u_2]} * \frac{\Delta}{\Delta[\phi_{ds}]} = -[R_{ds}]^{-1} * \frac{\Delta}{\Delta[\phi_{ds}]} \quad (4.46)$$

Acum se poate scrie derivata parțială a vectorului $[F_2]$ introdus de ecuația (4.22), în funcție de i (între paranteze sunt termenii de care depind matricile).

$$\begin{aligned} \frac{\Delta[F_2]}{\Delta[i]} &= \frac{\Delta}{\Delta[i]} [A_{1,1}](u_1) * [w''] * [i] + [A_{1,1}](u_1) * [w''] + \frac{\Delta}{\Delta[i]} [A_{1,1}](u_1) * [u_2] + \\ &+ \frac{\Delta}{\Delta[i]} [A_{1,1}](u_1) * [R_{ds}](\phi_{ds}) * [A_{2,2}] * [u_2] + [A_{1,1}](u_1) * \frac{\Delta}{\Delta[i]} [R_{ds}](\phi_{ds}) * [A_{2,2}] * [u_2] + \\ &+ \frac{\Delta}{\Delta[i]} [A_{1,1}](u_1) * [R_{ds}](\phi_{ds}) * [A_{2,3}] * [u_3] + [A_{1,1}](u_1) * \frac{\Delta}{\Delta[i]} [R_{ds}](\phi_{ds}) * [A_{2,3}] * [u_3] \end{aligned} \quad (4.47)$$

După prelucrări matematice ecuația (4.47) are expresia:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta[F_2]}{\Delta[i]} &= [w''] * \frac{\Delta}{\Delta[u_1]} * [A_{1,1}] * \left\{ [w''] * [i] + [u_2] + [R_{ds}] * \left[[A_{2,2}] * [u_2] + [A_{2,3}] * [u_3] \right] \right\} - [A_{1,1}] * [R_{ds}]^{-1} * \\ &* \frac{\Delta}{\Delta[\phi_{ds}]} * [R_{ds}] * \left[[A_{2,2}] * [u_2] + [A_{2,3}] * [u_3] \right] + [A_{1,1}] * [w''] \end{aligned} \quad (4.48)$$

În ecuația (4.48) apar derivatele parțiale ale vectorilor $[u_1]$ și $[\phi_{ds}]$. Trebuie ținut cont că doar vectorii pot fi diferențiați cu alți vectori dând ca rezultat o matrice. Deci trebuie făcute întâi înmulțirile cu operatorii diferențiali corespunzători, abia apoi, acești vectori să fie utilizați corect în ecuația (4.48). Aceasta presupune că matricea $[A_{11}]$ care apare în primul termen din partea dreaptă a ecuației (4.48), prima dată trebuie înmulțită cu vectorul aflat între paranteze. Acest vector conține intrările ce sunt independente de $[u_1]$. Întreaga matrice $[A_{1,1}]$ are ca elemente permeanțele tuturor creștăturilor din stator și trebuie împărțită cu potențialele magnetice de capăt (scalar).

Pentru definirea derivatei matricii $[A_{1,1}]$ este nevoie de cunoașterea valorii termenilor $\frac{dG}{du_1}$ și $\frac{dG}{du_2}$, termeni ce reprezintă derivata dispersiei din întrefier în raport cu potențialele la noduri $[u_1]$, respectiv $[u_2]$ (vezi figura 4.1). Astfel, se începe prin definirea valorii căderii de tensiune magnetică de-a lungul unei creștături i :

$$\chi_i = u_{1,i-1} - u_{1,i} \quad (4.49)$$

Iar derivata parțială a dispersiei din creștătura i , este:


$$\frac{\Delta G_{CS,i}}{\Delta u_{1,i-1}} = \frac{dG_{CS,i}}{d\chi} \quad (4.50),$$

deoarece potențialul la nod $u_{1,i}$ este independent de $u_{1,i-1}$ și invers. De asemenea, se mai poate scrie:

$$\frac{\Delta G_{CS,i}}{\Delta u_{1,i}} = -\frac{dG_{CS,i}}{d\chi} \quad (4.51)$$

Acum se poate scrie Jacobianul coloanei i a matricii $A_{1,1}$, cu $1 < i < k$ [M12], [R3]:

$$J[A_i] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{dG_{CS,i}}{d\chi} & \frac{dG_{CS,i}}{d\chi} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{dG_{CS,i}}{d\chi} & \left(\frac{dG_{CS,i+1}}{d\chi} - \frac{dG_{CS,i}}{d\chi} \right) & -\frac{dG_{CS,i+1}}{d\chi} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & -\frac{dG_{CS,i+1}}{d\chi} & \frac{dG_{CS,i+1}}{d\chi} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$



 i coloane

(4.52)

Matricea R_{ds} din ecuația (4.48) este o matrice diagonală ce se poate scrie:

$$[R_{ds,i}] = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ R_{ds,i} \ 0 \ \dots \ 0 \ 0] \quad (4.53)$$

Ținând cont de ecuația (4.53), ecuația (4.48) se poate rescrie astfel:

$$\frac{\Delta}{\Delta[\phi_{ds}]} = [R_{ds}] * [[A_{2,2}] * [u_2] + [A_{2,3}] * [u_3]] \quad (4.54)$$

Reluctanța dintelui statoric i ce apare în ecuația (4.53), depinde doar de flux. Prin urmare, având Jacobianul matricii R_{ds} egal cu:

$$J[R_i] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{dR_{ds,i}}{d\phi} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

unde:

$$\frac{dR_{ds,i}}{d\phi} = \frac{dR_{ds,i}}{d\chi} * \frac{d\chi}{d\phi} = -\frac{1}{G_{ds,i}^2} * \frac{dG}{d\chi} * \frac{d\chi}{d\phi} \quad (4.56)$$

Apoi, derivata parțială a vectorului F_2 în raport cu u_2 va fi dedusă din ecuația (4.22), astfel:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta[F_2]}{\Delta[u_2]} &= \frac{\Delta}{\Delta[u_1]} * [A_{1,1}] * \left\{ [w] * [i] + [u_2] + [R_{ds}] * [A_{2,2}] * [u_2] + [A_{2,3}] * [u_3] \right\} - \\ &- [A_{1,1}] * [R_{ds}]^{-1} * \frac{\Delta}{\Delta[\phi_{ds}]} * [R_{ds}] * [A_{2,2}] * [u_2] + [A_{2,3}] * [u_3] + [A_{1,1}] * [I_{k,k}] + [R_{ds}] * [A_{2,2}] + [A_{2,2}] \end{aligned} \quad (4.57)$$

De asemenea:

$$\frac{\Delta[F_2]}{\Delta[u_3]} = ([I_{k,k}] + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,3}] \quad (4.58)$$

$$\frac{\Delta[F_2]}{\Delta[u_4]} = 0 \quad (4.59)$$

și:

$$\frac{\Delta[F_2]}{\Delta[i_b]} = 0 \quad (4.60)$$

Se poate observa că matricile ce definesc vectorul $[F_3]$ (conform ecuației 4.23) depind de vectorii i , u_2 , u_3 , u_4 și i_b . Prin urmare, se poate scrie:

$$\frac{\Delta[F_3]}{\Delta[i]} = 0 \quad (4.61)$$

$$\frac{\Delta[F_3]}{\Delta[u_2]} = [A_{3,2}] \quad (4.62)$$

$$\frac{\Delta[F_3]}{\Delta[u_3]} = [A_{3,3}] \quad (4.63)$$

$$\frac{\Delta[F_3]}{\Delta[u_4]} = 0 \quad (4.64)$$

și:

$$\frac{\Delta[F_3]}{\Delta[i_b]} = 0 \quad (4.65)$$

Pentru vectorul $[F_4]$, definit în ecuația (4.24), se poate, de asemenea, scrie:

$$\frac{\Delta[F_4]}{\Delta[i]} = 0 \quad (4.66)$$

$$\frac{\Delta[F_4]}{\Delta[u_2]} = 0 \quad (4.67)$$

$$\frac{\Delta[F_4]}{\Delta[u_3]} = 0 \quad (4.68)$$

$$\frac{\Delta[F_4]}{\Delta[u_4]} = \frac{\Delta}{\Delta[u_4]} * ([A_{4,4}] * [u_4]) + [A_{4,4}] \quad (4.69)$$

și:

$$\frac{\Delta[F_4]}{\Delta[i_b]} = 0 \quad (4.70)$$

Derivatele parțiale ale vectorului $[F_5]$ (ecuația 3.25), sunt:

$$\frac{\Delta[F_5]}{\Delta[i]} = 0 \quad (4.71)$$

$$\frac{\Delta[F_5]}{\Delta[u_2]} = 0 \quad (4.72)$$

$$\frac{\Delta[F_5]}{\Delta[u_3]} = [I_{l,l}] \quad (4.73)$$

$$\frac{\Delta[F_5]}{\Delta[u_4]} = -[I_{l,l-1}] \quad (4.74)$$

și:

$$\frac{\Delta[F_5]}{\Delta[i_b]} = -[M_{drmmf}]^{-1} \quad (4.75)$$

Acum se poate scrie Jacobianul sistemului de ecuații algebrice neliniare (ecuațiile 4.21 ... 4.25), pentru mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit, astfel:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & [w'] * [A_{2,2}] & [w'] * [A_{2,3}] & 0 & 0 \\ \text{ec.(4.48)} & \text{ec.(4.57)} & (I_{k,k} + [A_{1,1}] * [R_{ds}]) * [A_{2,3}] & 0 & 0 \\ 0 & [A_{3,2}] & [A_{3,3}] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\Delta}{\Delta[u_4]} * ([A_{4,4}] * [u_4]) + [A_{4,4}] & 0 \\ 0 & 0 & [I_{l,l}] & -[I_{l,l}] & -[M_{drmmf}]^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.76)$$

Un dezavantaj al aplicării metodei lui Newton pentru soluționarea unui astfel de sistem neliniar de ecuații algebrice este ca Jacobianul acestui sistem trebuie calculat și inversat pentru fiecare pas de iterație, acest fapt ducând la un mare consum de timp (depinde de puterea de calcul a calculatorului utilizat). Pentru înlăturarea acestui dezavantaj, ar putea fi utilă aplicarea metodei Broyden, care calculează inversul Jacobianului matricei pentru pasul i , la pasul $(i-1)$, dar această metodă are o convergență mult mai slabă față de metoda Newton.

Soluția unui asemenea sistem de ecuații neliniare (4.21 ... 4.25), satisface, în același timp două condiții independente și anume:

- Teoremele lui Kirchhoff pentru un circuit magnetic echivalent;
- Neliniaritatea curbei $B = f(H)$.

Acest algoritm matematic prezentat anterior a fost transpus în cod MatLab, pentru a putea realiza programul de calcul. În programul de calcul realizat au fost neglijate matricile $[A_{11}]$ și $[A_{44}]$, deoarece, programul nu ține cont și de efectul pelicular ce apare în mașină.

Codul Matlab a fost împărțit în mai multe fișiere, pentru o mai simplă înțelegere și manipulare. Astfel conform Anexei V în care este redat codul program – cu explicații punctuale – avem:

- *date_intrare.m* – în acest fișier sunt principalele mărimi, electrice și neelectrice ale mașinii electrice studiate, date ce sunt necesare inițializării secvențelor de calcul ulterioare. Tot în acest fișier sunt inițializate și calculate anumite mărimi (geometrice, în special) ce sunt constante pentru mașină de-a lungul execuției programului. Acest fișier, mai conține și o cheie de verificare, calculul inducției din întrefier, pentru a avea siguranța că datele introduse până acum sunt corecte din punctul de vedere al mărimilor electrice și neelectrice din mașina studiată.

- *init.m* – în acest fișier, care apelează *date_intrare.m*, sunt calculate matricele $[W'']$ și $[W']$, matrici necesare pentru calculul solenațiilor din mașină. Pentru calculul acestor matrici, însă, este nevoie de crearea altor matrici intermediare, ce țin cont de poziția rotorului față de bobinele din stator. Acest fișier este util și pentru inițializarea funcției *S*, creată în Simulink.
- *teta_m.m* - și acest fișier apelează *date_intrare.m*, iar împreună cu datele obținute de acolo mai apelează și matricea conexiunii stea a mașinii ($My3$), matricea $[I]$ ($Nr \times Nr$), pătratică, cu Nr fiind numărul de bare din colivia rotorică - reprezintă curenții barelor din colivie, matricea M_{scrb} ce reprezintă legătura dintre curenții barelor și curenții inelelor coliviei de scurtcircuitare. Acest fișier calculează diferite mărimi importante din mașină, dintre care amintim: permeanța proprie a rotorului – A_{33} ; permeanța dintre rotor și stator – A_{32} ; permeanța proprie a statorului – A_{22} ; permeanța dintre stator și rotor – A_{23} ; inductivitate proprie rotor – L_{33} ; inductivitate mutuală dintre rotor și stator – L_{32} ; inductivitate proprie stator – L_{22} ; inductivitate mutuală dintre stator și rotor. Toate aceste matrici ce intervin în fișier au fost calculate și implementate conform Anexei II de calcul. Aceste matrici pot fi afișate grafic. Tot în acest fișier, datorită faptului că este voluminos, sunt multe mărimi ce intervin în calcule, a fost din nou inserată o cheie de verificare, și anume se verifică dacă inducția B_0 din întrefierul mașinii are o valoare medie și o variație în timp credibilă, verificabilă, care coincide peste valoarea și variația unei inducții din întrefier pentru o mașină electrică reală.
- *Mupdate.m* – în acest fișier apar calculate toate matricele care își modifică valoarea elementelor în funcție de poziția rotorului față de stator. Pe lângă aceste matrici, în acest fișier este implementată și o matrice auxiliară V_{d22} , utilizată pentru reducerea ordinului sistemului de ecuații de calculat (vezi cap. 4, subcapitol 4.2), unde apare problema matricii singulare în sistemul ce trebuie soluționat.
- *test.m* – acest fișier apelează fișierele *init.m* și *Mupdate.m*, calculează secvența curenților de alimentare a mașinii I_{abc} cât și curenții barelor din colivia rotorului. Fișierul mai calculează și poate afișa grafic următoarele mărimi: J_{11} - derivata inductanței statorice în funcție de poziție; J_{12} - derivata inductanței de cuplaj în funcție de poziție; J_{22} - derivata inductanței rotorului în funcție de poziție. Mai pot fi afișate grafic următoarele mărimi: fluxul statoric produs de curenții statorici, fluxul rotoric produs de curenții statorici. Curenții din colivia rotorului sunt afișați grafic, atât pentru cazul unei colivii simetrice, cât și pentru cazul unei colivii nesimetrice (în fișierul *init.m* se poate indica poziția barei defecte).

Reprezentarea completă a modelului folosit la metoda circuitelor magnetice echivalente, al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit, este arătat în figura 4.2 și cuprinde schematic, interacțiunea dintre cele trei sisteme componente: electric, magnetic și mecanic.

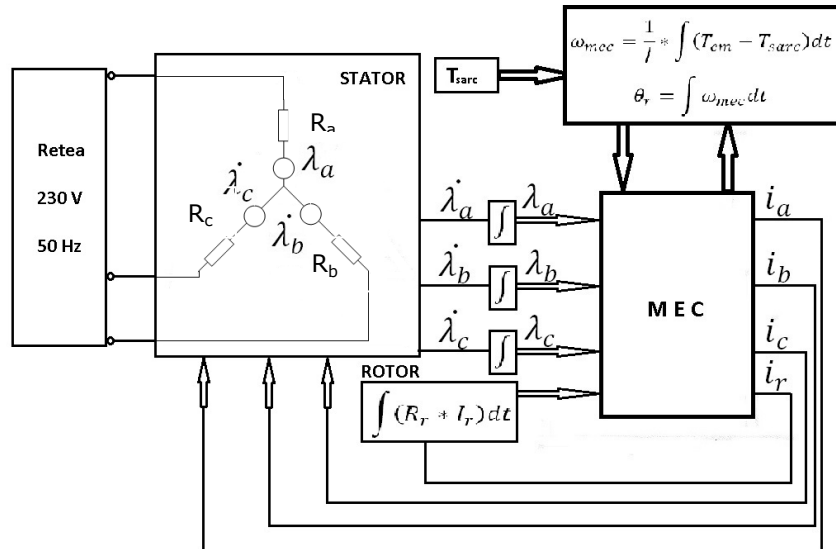


Figura 4.2 Diagrama bloc a mașinii de inducție cu rotorul în scurtcircuit pentru modelul MEC

Din figură se poate observa că există patru intrări din sistemul electric în sistemul MEC și anume: fluxurile din stator (în figura 4.2 notate cu λ) și un vector ce reprezintă fluxul din rotor creat de cele N_r bare din colivia rotorului (numărul de faze din rotor). Sistemul MEC are de asemenea patru ieșiri electrice: curenții de fază ai statorului și un vector ce cuprinde cei N_r curenți din rotor (N_r este numărul creștăturilor din rotor – numărul barelor – ce coincide cu numărul buclelor de curent din colivia rotorică). Derivata fluxului statoric poate fi obținută din circuitul electric echivalent al statorului, de exemplu, fluxul statoric se poate calcula din integrarea derivatelor $\dot{\lambda}_a, \dot{\lambda}_b, \dot{\lambda}_c$. Prin urmare, aceste fluxuri (de legătură) statorice sunt folosite ca intrări globale în MEC. În partea globală a MEC, curenții din stator, cât și cei din rotor sunt calculați și sunt utilizați (feedback) de către circuitul electric echivalent al statorului ca și intrări. Mai mult, partea globală a MEC este cuplată și de circuitul mecanic prin intermediul cuplului electromagnetic T_{em} , cât și prin poziția mecanică a rotorului față de stator.

În concluzie, se poate spune că ideea de model de circuit magnetic poate fi utilizat pe scară largă în dispozitivele electromagnetice industriale, conceptul său fiind bazat pe analogia dintre circuitele magnetice și electrice, bazate pe teoremele lui Kirchhoff aplicate în teoria circuitelor electrice.

4.3. Modelul matematic al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit implementat în MatLab

Pentru realizarea modelului de simulare al mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit, astfel încât acesta să fie cât mai fidel realității, au fost folosiți parametri reali ai mașinii, ce pot fi accesați din Anexa V, fișierul numit *date_intrare.m*.

Totuși, câteva ipoteze simplificatoare au fost făcute astfel, aplicarea metodei circuitelor echivalente se va face pe o mașină simplificată, așa cum se poate observa în figura 4.3. Comparând figurile 4.1 cu 4.3, se observă că potențialele nodurilor din rotor au fost neglijate, permeanța fierului este nulă în jugul rotor, astfel că dispar potențialele corespunzătoare din stator și rotor.

Pentru a considera totuși contribuția tensiunii magnetice în miezul feromagnetic s-a considerat un întrefier echivalent "delta" (vezi Anexa V, fișier *date_intrare.m*), astfel încât să se poată considera o saturație constantă, rezultând un model matematic saturat liniarizat.

Ca avantaj major obținut în urma aplicării celor două ipoteze simplificatoare, menționate mai sus, modelul matematic hibrid propus beneficiază de ecuații mai puțin complicate, ceea ce duce la un timp de calcul redus.

Implementarea modelului a fost realizată în cod MatLab și în consecință, ecuațiile ce vor fi prezentate în continuare conțin instrucțiuni și notații din codul program. Câteva din aceste instrucțiuni, utilizate frecvent în codul program, sunt descrise mai jos:

- *eye* – creează o matrice cu elementele situate pe diagonala principală egale cu unitatea;
- *ones* – creează o matrice pătratică (nxn) cu toate elementele egale cu unitatea;
- *diag* – creează un vector cu elementele alcătuite din diagonala principală a unei matrici.

Ecuațiile ce modelează statorul și rotorul MAS cu rotorul în scurtcircuit sunt:

- Stator:

$$U_S - R_S * i_S - \omega_e * \psi_S = \frac{d\psi_S}{dt} \quad (4.77)$$

- Rotor:

$$0 - R_R * i_R - \omega_e * \psi_R = \frac{d\psi_R}{dt} \quad (4.78)$$

cu:

$$\psi_S = L_{11} * i_S + L_{12} * i_R \quad (4.79)$$

$$\psi_R = L_{22} * i_R + L_{12} * i_S \quad (4.80)$$

unde, U_s este sistemul trifazat de tensiuni de la care se alimentează mașina electrică, ψ_s - fluxul statoric, definit în relația (4.79), ψ_r - fluxul rotoric, definit în relația (4.80). R_s este matricea rezistențelor electrice ale fazelor statorice de dimensiune 3x3, definită în relația (4.81):

$$R_s = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

Matricea $R_r=R_{gu}$ este matricea tuturor rezistențelor din colivia rotorică și este definită conform relației (4.82):

$$R_{gu} = M_{rb} * R_{bm} + 2 * W_{rsec} * R_j' \quad (4.82)$$

în care:

$$M_{rb} = eye(N_r) - diag(ones(N_r - 1, 1), 1) , \quad (4.83)$$

este rezistența unei faze și este o matrice auxiliară, creată pentru calculul matricii R_{gu} .

Matricea R_{bm} reprezintă rezistențele barelor coliviei rotorice, de dimensiune $N_r \times N_r$, cu N_r - numărul de bare al coliviei rotorice, iar R_b - este rezistența unei bare din colivie.

$$R_{bm} = eye(N_r) * R_b \quad (4.84)$$

Matricea R_{gu} este o matrice nedeterminată. Pentru calculul determinantului acestei matrici, este nevoie de reducerea ordinului sistemului nelinier de ecuații. Pentru aceasta, se va introduce următoarea matrice, care diferă de matricea R_{gu} prin faptul că au fost eliminate ultima linie cât și ultima coloană, astfel:

$$R_{gud} = R_{gu}(1 : end - 1, :) * [eye(N_r - 1); ones(1, N_r - 1)] \quad (4.85)$$

Inductanța proprie din stator, ce apare în ecuația (4.79), este calculată cu ajutorul următoarei expresii:

$$L_{11} = (W_{prim} * A_{22} * W_{sec}) * s_b * s_b , \quad (4.86)$$

unde: $W_{prim} = W_{sec}'$ - este matricea pentru distribuția bobinelor, folosită pentru calculul fluxului pe o fază din stator și s_b este numărul de bobine din stator; A_{22} - este matricea permeanțelor proprii pentru dinții din stator, calculată după următoarea expresie:

$$A_{22} = -G_{ssig} * A_{22t} + diag(2 * G_{ssig} + A_{22main}) , \quad (4.87)$$

cu:

$A_{22main} = \text{sum}(G_m)$ - este permeanța principală a unei spire, iar $G_m = G_{max} * g$ - este matricea permeanțelor absolute, cu G_{max} -dispersia maximă, calculată astfel [O4]:

$$G_{max} = \frac{\mu_0 * (w_{min} * l)}{\text{delta} * K_s} * 1e^{-3}, \quad (4.88)$$

cu: w_{min} fiind calculat ca minim dintre lățimea creștăturii statorice și lățimea creștăturii rotorice; delta - este întrefierul MAS considerate; k_s este factorul de saturație considerat pentru modelul liniarizat al mașinii (în acest caz, $k_s=1.78$), iar g este o matrice ce reprezintă permeanțele relative raportate (elementele matricii pot avea valori cuprinse între 0 și 1) din întrefier (cuplajul dinților statorici/rotorici, rotorici / statorici), după cum se poate observa din figura 4.3.

$$G_{ssig} = \text{lamdaSS} * \mu_0 * l_g * 1e^{-3} \quad (4.89)$$

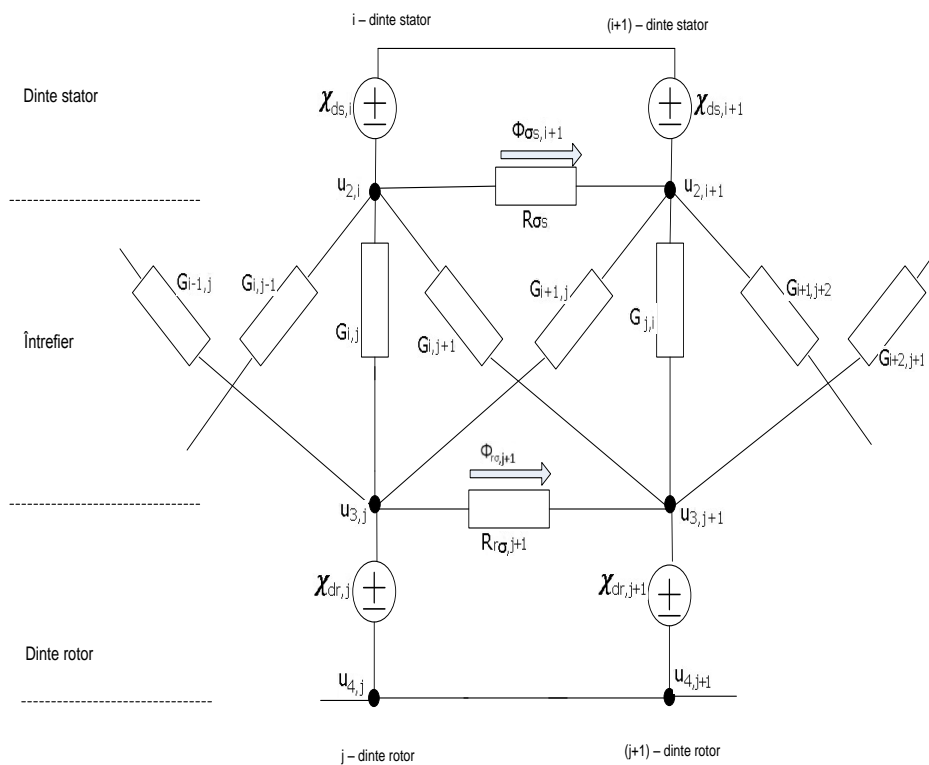


Figura 4.3 Schema electrică simplificată a circuitelor magnetice ale MAS

Relația (4.89) reprezintă dispersia de creștătură din stator; lamdaSS - este permeanța creștăturii statorice, iar l_g reprezintă lungimea pachetului de tole (partea activă a mașinii).

Inductanța proprie din rotor, din relația (4.80) se calculează cu ajutorul următoarei expresii:

$$L_{22} = A_{33} * W_{rsec}' \quad (4.90)$$

în care:

$$A_{33} = -G_{rsig} * A_{33t} + \text{diag}(2 * G_{rsig} + A_{33main}) \quad (4.91)$$

Relația (4.91) reprezintă matricea permeanțelor proprii dinților rotorici, cu: G_{rsig} – este dispersia creștăturii în rotor și se calculează cu relația:

$$G_{rsig} = \text{lamdaSR} * \mu_0 * I_g * 1e^{-3}, \quad (4.92)$$

unde: lamdaSR – este permeanța creștăturii rotorice.

OBSERVAȚII:

- A_{33t} este o matrice pătratică auxiliară – din rotor, cu primul și ultimul element de pe diagonala secundară egale cu unitatea, restul elementelor matricii fiind nule.
- A_{22t} este o matrice pătratică auxiliară – din stator, cu primul și ultimul element de pe diagonala secundară egale cu unitatea, restul elementelor matricii fiind nule.

Matricea A_{33main} este o matrice coloană și reprezintă permeanțele principale ale barelor din colivia rotorului:

$$A_{33main} = \text{sum}(G_m, 2), \quad (4.93)$$

unde G_m este matricea permeanțelor absolute, prezentată mai sus.

În model, a mai fost introdusă și matricea W_{rsec} , de dimensiune $(N_r \times N_r)$, matrice responsabilă cu transformarea tuturor curenților din rotor în solenații.

Inductivitatea de cuplaj dintre stator și rotor, prezentă în ecuația (4.79), are următoarea expresie:

$$L_{12} = W_{prim} * A_{23} * W_{rsec} * s_b', \quad (4.94)$$

în care:

A_{23} – este matricea permeanțelor văzute în întrefier dintre stator și rotor, având următoarea expresie:

$$A_{23} = g' * G_{max}' \quad (4.95)$$

unde g' este transpusa matricii permeanțelor relative raportate din întrefier.

Inductivitatea de cuplaj dintre rotor și stator, prezentă în ecuația (4.80), are următoarea formă:

$$L_{21} = A_{32} * W_{sec} * s_b, \quad (4.96)$$

Cu: A_{32} – este matricea permeanțelor dintre rotor și stator, văzute în întrefierul mașinii:

$$A_{32} = g * G_{\max} \quad (4.97)$$

Pentru o mai bună înțelegere a modelului implementat în cod program, a fost realizată și o simulare în MatLab Simulink, cu ajutorul blocurilor grafice și este prezentat în figura următoare:

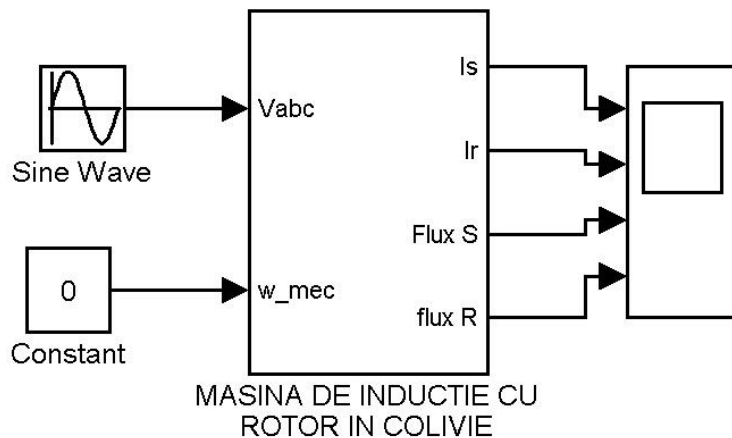


Figura 4.4. Modelul mașinii de inducție cu rotor în scurtcircuit

Din figura 4.4 se pot observa condițiile inițiale de simulare, și anume rotorul este în scurtcircuit (viteza mecanică a rotorului este nulă), iar înfășurările statorului sunt alimentate cu o tensiune trifazată alternativă simetrică. Tot din figură se observă principalele mărimi de ieșire calculate: curentul din stator și curentul din colivia rotorului, respectiv fluxurile proprii ale statorului și rotorului.

Pentru realizarea acestui model s-a creat o funcție S (S-function) specifică. Aceste funcții S au o sintaxă proprie, prin care se poate face comunicarea cu toate blocurile din Simulink. Scopurile pentru care aceste funcții se introduc în Simulink pot fi: de realizare a unor noi blocuri, utile în diverse configurații adaptive, încorporarea unor programe scrise în cod (C, de exemplu) într-un model de simulare dinamică, scrierea unui set de ecuații matematice ce descriu un sistem, sau realizarea unor grafice cu animație. Ca un dezavantaj al creării acestor funcții S într-un program Simulink poate fi amintit faptul că aceasta mărește timpul necesar pentru simulare.

Concepția funcțiilor S este următoarea:

- prezintă mărimi de intrare, notate, în general cu litera u;
- prezintă mărimi de ieșire, notate, în general cu litera y;
- mărimile de stare sunt notate cu litera x, și sunt preluate din sistemul de ecuații ce definesc sistemul;
- timpul de desfășurare a simulării, în general, notat cu litera t;
- parametrii specifici modelului;

- condiția inițială a mărimilor de stare, notată, în general, cu x_0 [A6].

Această S-function este prezentată și descrisă pe larg mai jos. Ea apelează subprogramele ce au fost realizate doar în cod MatLab, prezentate pe larg, în anexa V. Aceasta este, pentru acest caz, o funcție fără dinamică, iar mărimile de stare lipsesc, ieșirile fiind doar în funcție de intrări.

Ca mărimi de intrare, în funcția S astfel creată, avem:

- Poziția rotorului față de stator (1);
- Fluxurile din stator (3);
- Fluxurile din rotor (Nr – număr de bare din colivia rotorică).

Ca mărimi de ieșire din funcția S, avem:

- Curentul din stator (3);
- Curentul din rotor (Curentul de pe fiecare bară din colivia rotorică).
- Derivata fluxurilor în raport cu poziția statorului (3);
- Derivata fluxurilor în raport cu poziția rotorului (Nr).

Aceste intrări și ieșiri se pot observa în figura 4.5 ce reprezintă mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit.

În rezolvarea sistemului ecuațiilor circuitelor magnetice echivalente se consideră componenta omopolară egală cu zero, atât în stator cât și în rotor. Tensiunile de alimentare pot conține componenta omopolară și de asemenea datorită propagării erorilor de calcul, pot apare componente omopolare. Componentele omopolare ale tensiunii sunt eliminate atât din fluxul statoric cât și din fluxul rotoric așa cum se observă în figura 4.5, și anume se scad din căderea de tensiune pe inductanța din stator, respectiv se scad și din căderea de tensiune pe inductanța din rotor.

Prin integrarea căderilor de tensiune pe inductanțe se obțin fluxurile. Din ecuațiile (4.79) și (4.80) scrise matricial:

$$\begin{bmatrix} \phi_S \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_S \\ I_r \end{bmatrix} \quad (4.98)$$

Se pot calcula curenții din stator, respectiv din rotor din fiecare bară:

$$\begin{bmatrix} I_S \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} \phi_S \\ \phi_r \end{bmatrix} \quad (4.99)$$

Sistemul de ecuații (4.98) este slab condiționat, determinantul matricii inductanțelor tinde la zero, prin urmare, inversarea matricii inductanțelor conduce la erori neacceptabile.

Deoarece nu ne interesează determinarea curenților omopolari (în stator, datorită conexiunii stea sunt zero, în rotor nu ne interesează curenții ce se închid prin arbore sau prin lagăre și carcasă) presupunem că aceștia sunt zero și deci din sistemul de ecuații (4.98) se pot elimina două ecuații, una din stator și una din rotor.

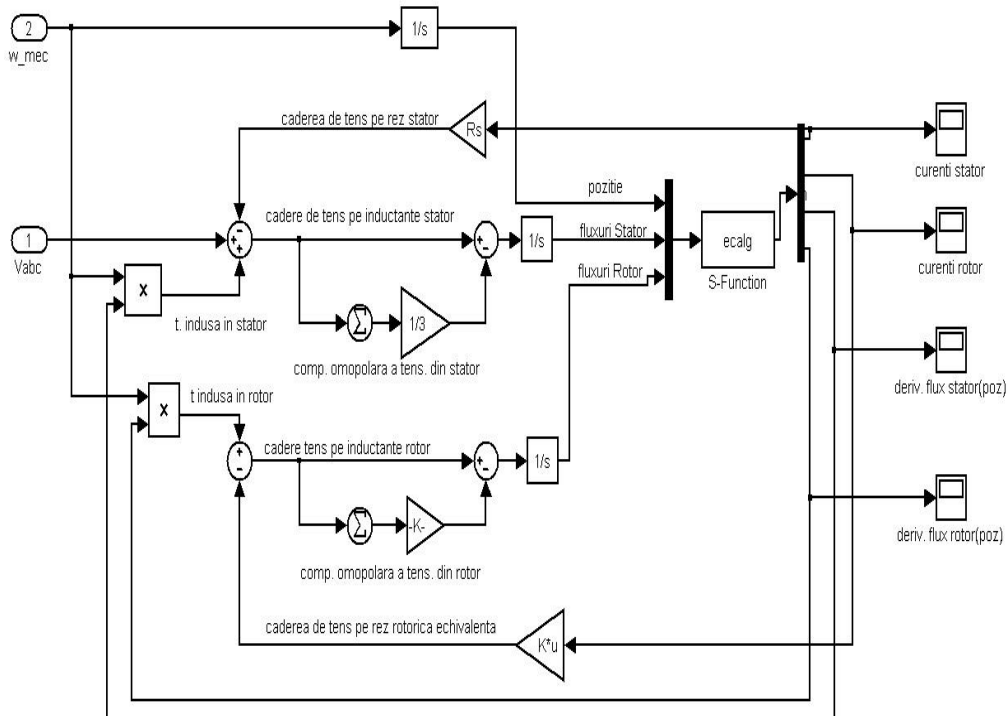


Figura 4.5. Detaliu pentru schema de simulare a MI cu rotor scurtcircuitat, realizată cu S-Function

Pentru a reduce erorile de calcul, elementele matricii inductanței de pe diagonala principală trebuie să fie de același ordin de mărime. În consecință, s-a recurs la o reducere a barei din rotor cu un singur conductor pe creștătură la o bară fictivă cu sb conductoare conectate în serie pe creștătură, cu sb număr de spire pe bobină din stator.

Matricea inductanțelor la care a fost eliminată linia 3 (o fază din stator) și ultima linie (ultima bară din rotor) are dimensiunea $(Nr+1 \times Nr+3)$ și este arătată în ecuația (4.101), iar implementarea ei în cod program este:

$$Ld3r = [Ltr(1:2,:); Ltr(4:Nr+2,:)] * Vd2 \quad (4.100)$$

$$L_{tr} = \begin{bmatrix} L_{11}(1,1) & L_{11}(1,2) & L_{11}(1,3) & \dot{L}_{12}(1,1) & \dot{L}_{12}(1,2) & \dots & \dot{L}_{12}(1,Nr) \\ L_{11}(2,1) & L_{11}(2,2) & L_{11}(2,3) & \dot{L}_{12}(2,1) & \dot{L}_{12}(2,2) & \dots & \dot{L}_{12}(2,Nr) \\ \dot{L}_{21}(1,1) & \dot{L}_{21}(1,2) & \dot{L}_{21}(1,3) & \dot{L}_{22}(1,1) & \dot{L}_{22}(1,2) & \dots & \dot{L}_{22}(1,Nr) \\ \dot{L}_{21}(2,1) & \dot{L}_{21}(2,2) & \dot{L}_{21}(2,3) & \dot{L}_{22}(2,1) & \dot{L}_{22}(2,2) & \dots & \dot{L}_{22}(2,Nr) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{L}_{21}(Nr-1,1) & \dot{L}_{21}(Nr-1,2) & \dot{L}_{21}(Nr-1,3) & \dot{L}_{22}(Nr-1,1) & \dot{L}_{22}(Nr-1,2) & \dots & \dot{L}_{22}(Nr-1,Nr) \end{bmatrix} \quad (4.101)$$

Matricea V_{d2} din ecuația (4.100) este o matrice de aceeași dimensiune ca și matricea inductanțelor, având particularitatea că doar elementele de pe diagonala principală (egale cu unitatea) și de pe ultima linie a sa (egale cu -1) sunt diferite de zero, restul elementelor fiind nule, are forma:

$$V_{d2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.102)$$

Înlocuind acum dezvoltările făcute mai sus, în ecuația (4.99), avem:

$$\begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ \dots \\ I_{rNr-1} \end{bmatrix} = [L_{tr} * V_{d2}] * \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \dots \\ \phi_{rNr-1} \end{bmatrix} \quad (4.103)$$

Din figura 4.5 se poate observa ușor că sunt accesibile numeroase mărimi importante, dintre care se pot aminti: curenții din stator și din rotor, fluxul din stator și din rotor, derivata fluxurilor statorice și rotorice raportate la poziția rotorului față de înfășurările statorice.

Rezultatele de simulare obținute în acest capitol - distribuția curenților pe barele unei colivii rotorice simetrice cât și pentru o colivie rotorică cu defect - vor fi prezentate în capitolul următor, comparativ cu rezultatele experimentale, obținute pe modelul fizic din laborator.

4.4. Concluzii

În acest capitol a fost dezvoltat, pe baza metodei circuitelor magnetice, un model matematic propriu denumit hibrid, pentru mașina asincronă cu rotor în scurtcircuit în coordonatele fazelor. Mașina este modelată ca o interacțiune între permeanțele dinților statorici și dinții rotorici, un model matricial de permeanțe.

Pornind de la modelul matematic dezvoltat în [O1], și prezentat în subcapitolul 4.2, modelul matematic hibrid propus este o combinație între circuite magnetice și circuite electrice, astfel:

- Câmpurile magnetice au fost calculate cu ajutorul solenațiilor din stator și din rotor, a permeanțelor întrefierului și a permeanțelor de dispersie;
- Pentru calculul curenților din rotor au fost folosite ecuațiile de circuit electric ale rotorului, considerând fiecare bară din rotor ca fiind o fază.

Din modelul matematic hibrid fac parte integrantă anexele II, III, VI și V, în care sunt dezvoltate matricile reluctanțelor în funcție de poziție, matrici de dimensiuni mari, sau sunt prezentate schematic, pentru o mai bună înțelegere anumite poziții ale dinților rotorici față de cei statorici. Cu ajutorul unghiului dintre dinții statorici și cei rotorici – *theta* – în programul de calcul se poate modifica poziția rotorului, putând astfel să fie făcute determinări pentru diverse poziții ale rotorului.

Aceste determinări făcute prin calcul pe baza modelului matematic hibrid urmează să fie comparate cu măsurătorile directe (curenții barelor coliviei) din modelul experimental prezentat în capitolul următor.

În cadrul acestui model matematic hibrid, ca și contribuții esențiale introduse de autor, pot fi menționate următoarele:

- A fost dedusă matricea de legătură între curenții barelor și solenațiile produse de curenții barelor, considerând curentul omopolar nul. În acest mod, sistemul de ecuații (4.98) a devenit unic determinat.
- Saturația din modelul matematic hibrid a fost introdusă prin intermediu unui factor de saturație global (K_s), ce înmulțește toate reluctanțele din întrefier. Valoarea factorului de saturație a fost calculată pentru fluxul nominal al mașinii considerate. Astfel, a fost simplificat sistemul de ecuații, de la cel propus în [O1] cu $(2*N_s+2*N_r)-1$ necunoscute, la un sistem cu $(N_s+N_r)-1$ necunoscute corespunzător modelului matematic hibrid propus, care a devenit un sistem liniar de ecuații.

Se poate spune că ideea de model de circuit magnetic poate fi utilizat pe scară largă în electrotehnică, conceptul său fiind bazat pe analogia dintre circuitele magnetice și electrice, conform teoremelor lui Kirchhoff aplicate în teoria circuitelor electrice.

Modelul matematic hibrid, astfel conceput, surprinde întru totul fenomenele ce au loc în mașina asincronă cu rotor în scurtcircuit, atât pentru cazul coliviei simetrice, cât și pentru cazul coliviei nesimetrice, atunci când o bară a coliviei este întreruptă.

Modelul matematic hibrid realizat poate fi accesat nu doar din codul program, ci și prin intermediul schemei bloc realizate în Simulink, în care a fost implementată o funcție S dedicată.

Calitatea esențială a modelului matematic hibrid propus se referă la faptul că permite studiul direct al curenților reali din barele coliviei la simetrie cât și la nesimetrie.

5. REZULTATE EXPERIMENTALE – VALIDAREA MODELULUI DE CALCUL ÎN COORDONATELE FAZELOR

5.1. Prezentarea modelului experimental și a sistemului de testare

Schematic, partea de forță a modelului experimental este arătată în figura 5.1, figură din care se poate observa mașina asincronă cu rotor bobinat, alimentată de la un transformator reglabil și barele pe care au fost poziționate traductoarele de curent (TC), de tip LEM.

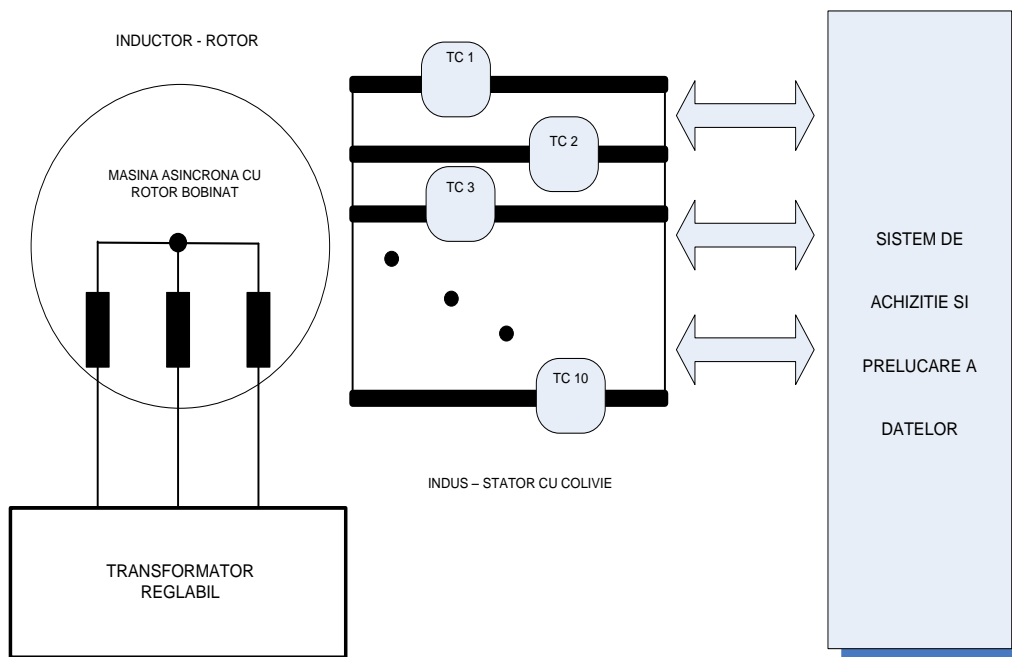


Figura 5.1. Schema bloc a modelului experimental

Sistemul de achiziție și prelucrare a datelor (SAPD) este prezentat, schematic, în figura 5.2.

Modelul experimental are ca element central o mașină de inducție trifazată cu rotorul bobinat de tipul M2 31 6, fabricată de Uzina de Mașini Electrice București având următorii parametri: putere nominală $P_n=3[\text{kW}]$, turație nominală

$n_n=940[\text{rot}/\text{min}]$, număr de poli 6, curent nominal $I_n=8[\text{A}]$, tensiune nominală de fază $U_n=230 [\text{V}]$, conexiune stea.

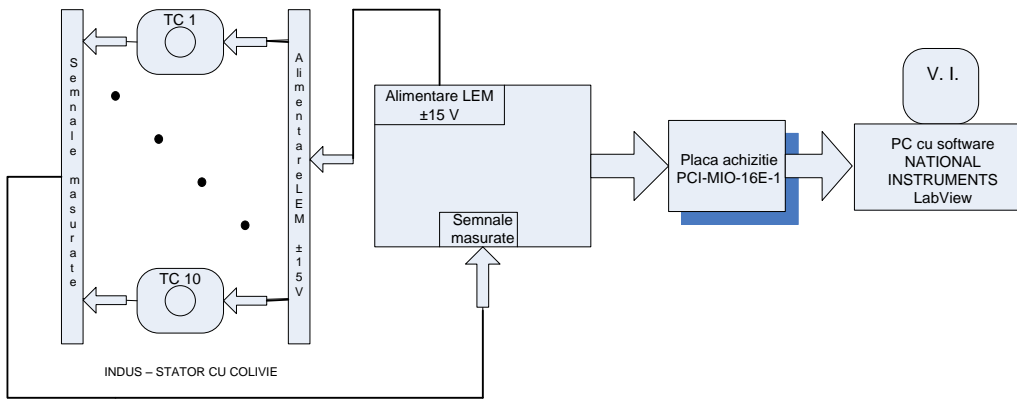


Figura 5.2. Schema bloc a sistemului de achiziție și prelucrare a datelor

Ținând cont de faptul că fenomenele electromagnetice ce se petrec într-un rotor bobinat, cu inele sunt identice cu fenomenele electromagnetice ce apar într-un stator trifazat și având în vedere obiectivul lucrării de față – măsurarea curenților din barele unei colivii rotorice, a fost realizat modelul inversat al mașinii. Aceasta se realizează astfel: inductorul este rotorul care se alimentează din exterior iar indusul este statorul. Pentru acesta au fost parcurse mai multe etape, dintre care cele mai importante pot fi amintite: tăierea bobinajului din stator, înlocuirea bobinajului cu bare de alamă demontabile, pentru realizarea coliviei, strângerea coliviei cu inele. Câteva etape tehnologice de realizare a standului experimental propriu-zis, sunt exemplificate în figura 5.3a);b);c);d) în care se poate observa că rotorul bobinat a fost păstrat (fig. 5.3 a)), asupra lui neintervenindu-se sub nici o formă, iar bobinajul statoric (fig. 5.3 b)) a fost tăiat și înlăturat din creștăturile statorice, în locul lui fiind introduse bare de alamă (fig. 5.3 d)), strânse la capete de două inele, tot din alamă.

Un detaliu, pentru felul în care au fost introduse barele în creștături este prezentat în figura 5.3 d). Din această figură se poate observa că cele 36 de bare au fost introduse în creștături, în locul înfășurărilor de cupru, barele fiind filetate la ambele capete, pentru a se putea atașa cele două inele de scurtcircuitare. În planul îndepărtat al acestei figuri se poate observa că barele coliviei sunt mai lungi decât partea activă a mașinii, tocmai pentru a putea fi introduse traductoarele de curent pe bare. Unul dintre inelele de scurtcircuitare a fost montat în interiorul motorului, iar celălalt în afara motorului, pentru a permite demontarea unor bare, pentru simularea unor bare întrerupte.

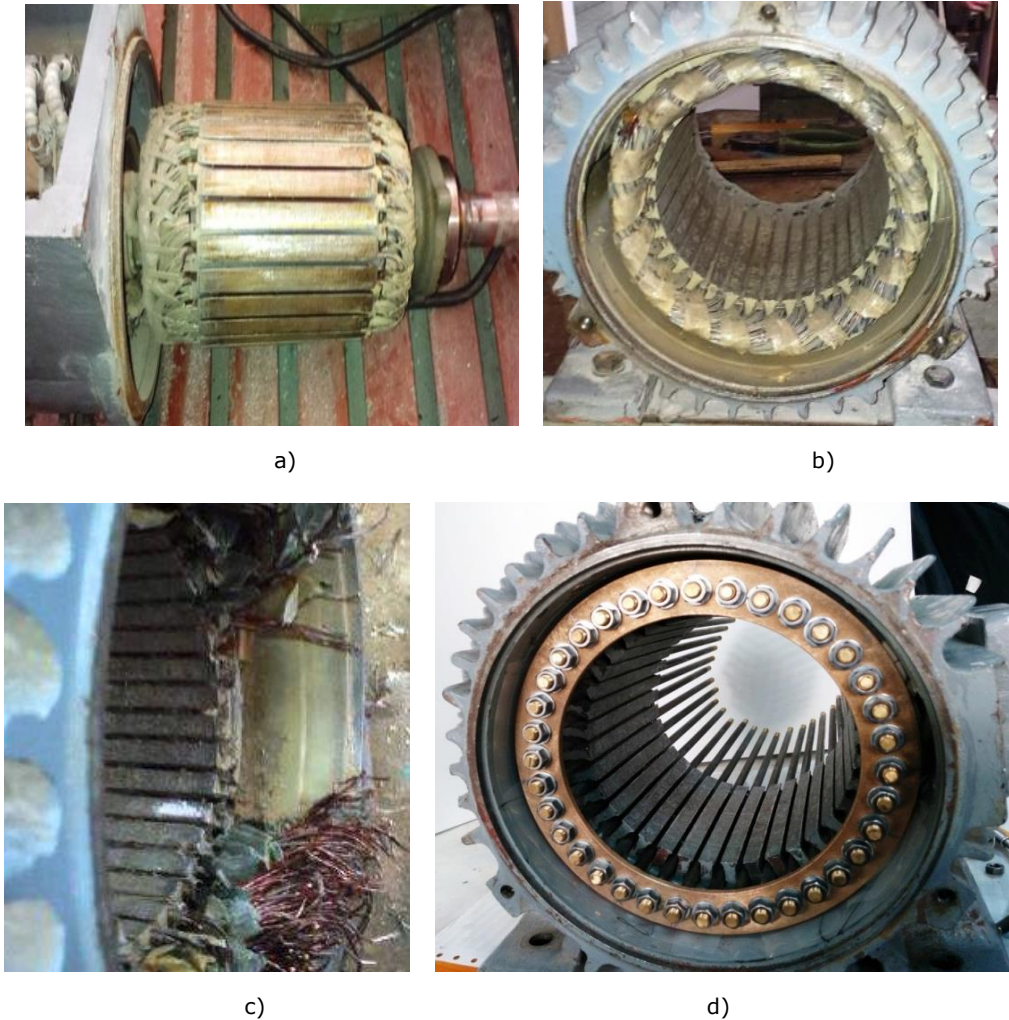


Figura 5.3. a) rotor bobinat, cu inele – inductor; b) stator inițial; c) înlăturarea înfășurării din stator și d) montaj bare demontabile pentru colivia statorică – indus. Faze tehnologice premergătoare realizării modelului experimental

Modelul experimental rezultat, se poate vedea în figura 5.4. Ca elemente principale ale modelului, se prezintă următoarele – conform figurii 5.4:

Cu 1 sunt notate cele 36 de bare ale coliviei. Pentru a se putea măsura curenții ce le parcurg, acestea au fost constructiv realizate mai lungi decât lungimea activă a statorului (indusul, pentru cazul de față) – ca urmare, scutul frontal al mașinii a fost găurit, iar găurile prin care trec barele au fost izolate. Barele sunt realizate din alamă și au un diametru de 7 [mm].

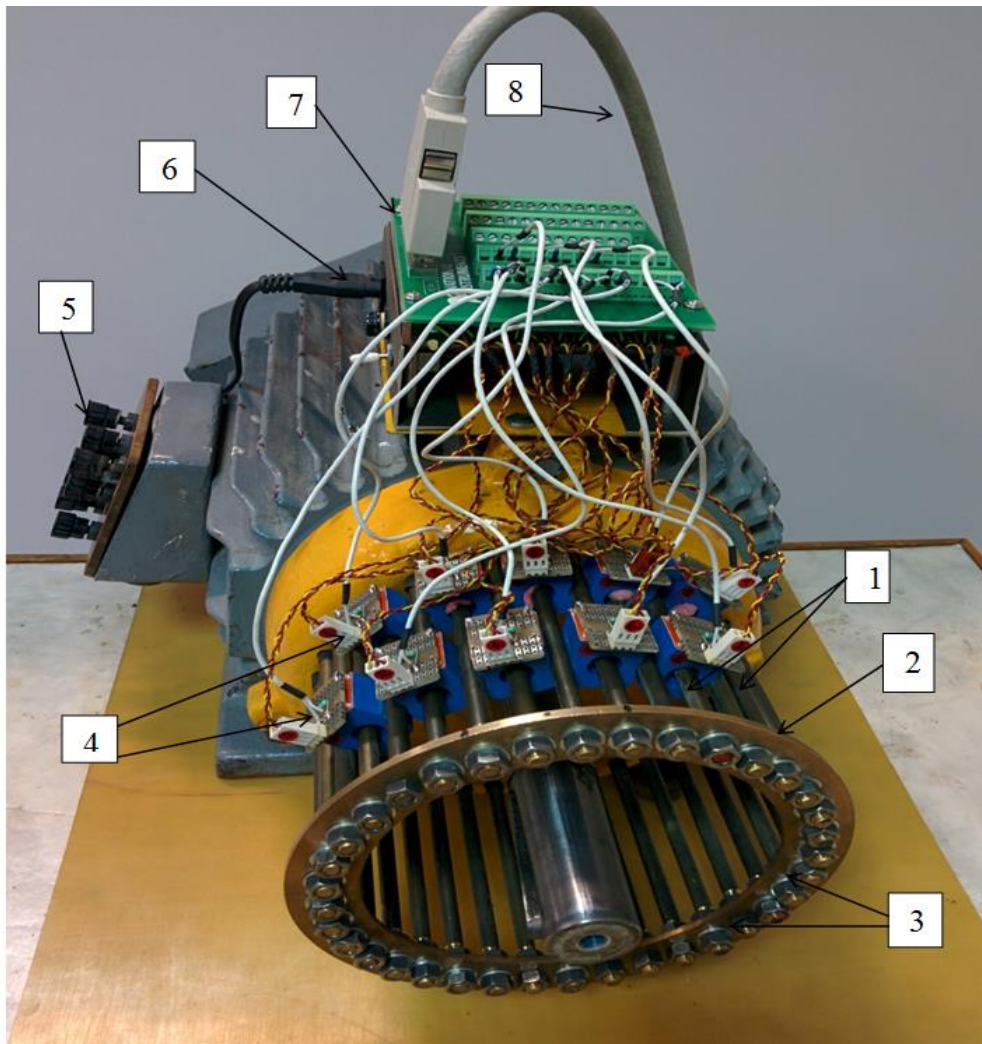


Figura 5.4. Modelul experimental

Cu 2 este notat inelul de scurtcircuitare din afara motorului. De inele, cu ajutorul piulițelor și a șabelor 3, sunt prinse rigid barele coliviei. Cu 4, sunt notate cele zece traductoare de curent (TC) utilizate pentru măsurarea curentului din barele coliviei rotorice. Alegerea traductoarelor de curent pentru montajul experimental a stat sub semnul unor constrângeri, datorită spațiului redus în care trebuie să fie amplasate și anume pe barele coliviei rotorice, dar și a faptului că era nevoie de traductoare care să suporte curenți de valori relativ mari. Ținând cont de toate aceste limitări, au fost alese traductoare de curent cu sondă Hall de tipul HTY 100P de la firma elvețiană LEM [L1].

Celelalte notații din figura 5.4 au următoarea semnificație:

- 5 – cutia de borne a mașinii;

- 6 – mufa de alimentare a traductoarelor;
- 7 – mufă cu pini;
- 8 – cablu de legătură.

Traductorul folosit poate măsura curenți în regim continuu, în regim variabil în timp, având izolație galvanică între circuitul primar (circuit de forță) și circuitul secundar (circuit de măsură), funcționează în buclă închisă (compensare), utilizează efectul Hall pentru măsurarea curentului, circuitele sunt imprimate pe placă, iar carcasa izolatoare din plastic este în concordanță cu standardul UL 94-V0 [U1], standard ce face referire la rezistența la temperaturi înalte a materialului respectiv. Datorită acestor particularități constructive traductorul de curent astfel ales, oferă următoarele avantajele:

- Acuratețe crescută, inclusiv pentru armonici superioare;
- Liniaritate bună pentru măsurători;
- Rezultatele măsurate nu sunt influențate de temperatură;
- Rezultatele măsurate nu sunt influențate de interferențe externe;
- Capabil să preia suprasarcinile de curent.

Datorită avantajelor enumerate, acest tip de traductor își găsește locul în diverse aplicații industriale de curent alternativ sau continuu. Dimensiunile de gabarit, în milimetri, ale traductorului ales pentru modelul experimental pot fi urmărite în figura 5.5.

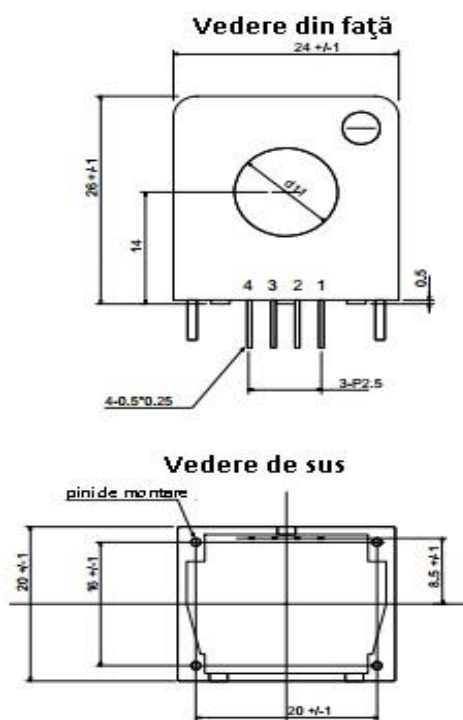


Figura 5.5. Dimensiunile de gabarit ale traductorului HTY 100P

În figura 5.6 se dă un detaliu privind montarea și conectare traductorul de curent LEM HTY 100-P și anume alimentarea traductorului de la o sursă de tensiune continuă de ± 15 [V], și semnalul măsurat cu ajutorul unei rezistențe de precizie, de valoare 4 [k Ω]. Tot din cadrul acestui detaliu, se mai poate observa și spațiul limitat dintre bare, motiv pentru care traductoarele au fost montate alternativ, pe două rânduri.

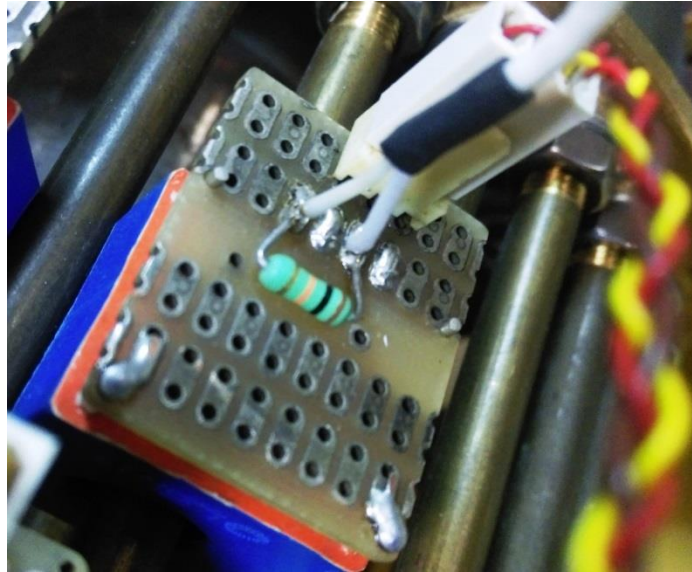


Figura 5.6. Detaliu privind conexiunile traductorului LEM HTY 100-P

Sistemul de achiziție și prelucrare a datelor (SAPD) are la bază o placă de achiziție produsă de firma National Instruments – PCI-MIO-16E-1 [N4]. Această placă de achiziție este prezentată în figura 5.7 și dintre caracteristicile sale de bază, se pot enumera:

- Dispune de 16 canale de intrări analogice cu rezoluția de 12 biți și rată de transfer de 1.25Mb/s;
- Două ieșiri analogice cu rezoluție de 12 biți;
- Două countere (numărătoare) cu rezoluție de 24 biți;
- Opt linii de intrări/ieșiri digitale;
- Driver Ni-DAQ pentru realizarea cu ușurință a configurării necesare pentru achiziție și măsură de date;
- Conectarea la calculatorul personal se realizează prin intermediul unui slot PCI.

Această placă de achiziție, îndeplinește cerințele necesare realizării unor măsurători corecte, fiind folosite doar 10 canale din cele 16 disponibile, pentru achiziționarea valorilor curenților din zece bare consecutive ale coliviei cu ajutorul traductoarelor de curent LEM.



Figura 5.7. Placa de achiziție PCI-MIO-16E-1

În cadrul laboratorului D109 – *Testare mașini electrice cu sisteme de achiziție și prelucrare a datelor* din Facultatea de Electrotehnică și Electroenergetică a fost dezvoltat recent un sistem de achiziții și prelucrare a datelor (SAPD) bazat pe mediul grafic LabView, pentru efectuarea unor măsurări de înaltă calitate și precizie. Acest sistem poate achiziționa și prelucra mărimi și forme de undă ale mărimilor uzual folosite (tensiune, curent, putere) pentru diagnosticarea mașinilor și a generatoarelor electrice, pentru o gamă largă de puteri [P6]. Acest sistem, însă nu poate fi utilizat pentru cercetările experimentale din această lucrare, din cauza faptului că sunt necesare mai multe intrări identice (minimum 10 intrări) decât au fost prevăzute pentru sistemul inițial. Pentru modelul experimental dezvoltat, fiind necesară măsurarea simultană a zece curenți de pe zece bare ale coliviei rotorice, a fost creat și utilizat un instrument virtual [P3], [P4], [P5] capabil să satisfacă cerințele modelului. În figura 5.8 se poate observa panoul frontal de comandă al acestui instrument virtual (VI).

Aplicația principală permite vizualizarea formelor de undă a semnalelor achiziționate de la cele zece traductoare de curent în același timp. Tot din această aplicație, se pot vizualiza, sub formă tabelară, valorile efective, medii, maxime și minime, cât și defazajul în raport cu prima mărime achiziționată. O altă facilitate a acestei aplicații (VI – virtual instrument), este că se pot vizualiza valorile momentane în orice poziție de pe forma de undă achiziționată în prealabil.

Din figură se poate observa meniul principal, format din butoane, cu funcțiile lor, și anume:

- FFT – vizualizează descompunerea în serie Fourier a fiecărui semnal achiziționat;

- DIAGRAMA – permite vizualizarea sub formă de diagramă polară a amplitudinilor semnalelor achiziționate pentru fiecare armonică;
- REZULTATE – deschide directoriul în care sunt salvate măsurătorile curente;
- INREGISTRARE – acest buton permite vizualizarea offline a formelor de undă achiziționate.

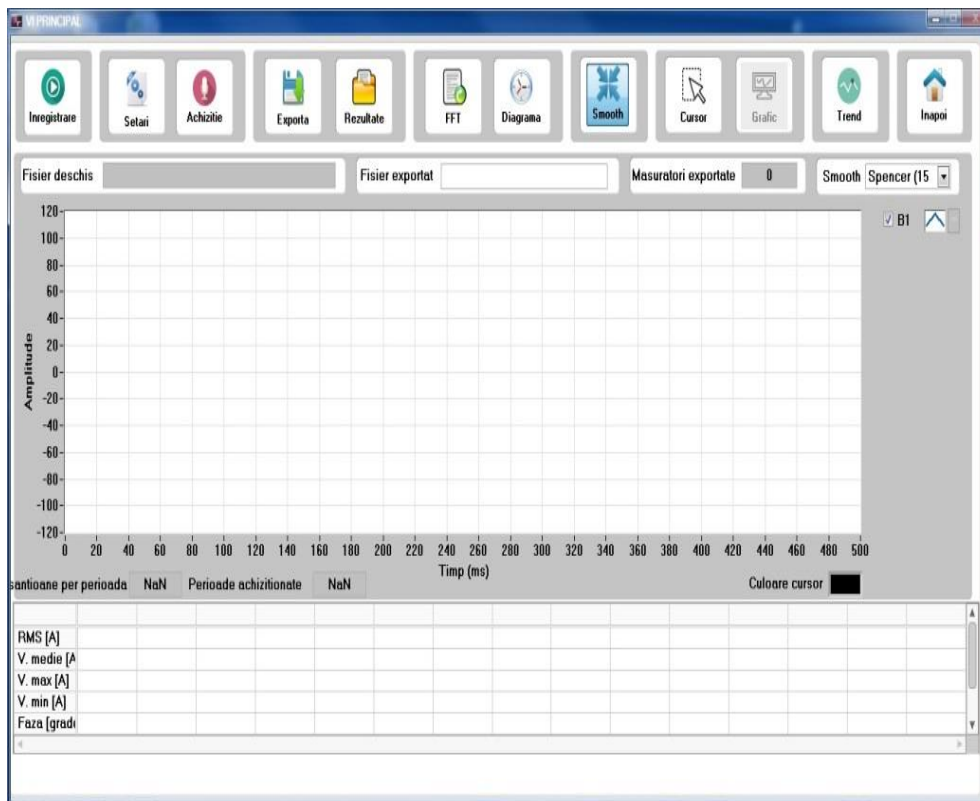


Figura 5.8. Panoul frontal de comandă al instrumentului virtual utilizat

5.2. Rezultate experimentale pentru cazul coliviei simetrice

Rezultatele experimentale prezentate în acest paragraf au fost obținute în regim staționar de scurtcircuit (având rotorul blocat într-o anumită poziție). Inductorul modelului experimental a fost alimentat prin inele de contact, cu o tensiune trifazată simetrică sinusoidală, cu frecvența de 50[Hz] și o amplitudine redusă corespunzător pentru a nu depăși curenții limită admiși de transductoarele de curent de tip LEM în acest regim de scurtcircuit. SAPD folosit la măsurători a permis înregistrarea simultană a curenților din 10 bare succesive ale coliviei.

5.2.1 Curenții prin barele coliviei

Rata de eșantionare a sistemului de măsură folosit este suficient de mare și permite înregistrarea valorilor momentane ale curenților din bare. În figura 5.9 se prezintă formele de undă ale curenților mășurați în 10 bare succesive.

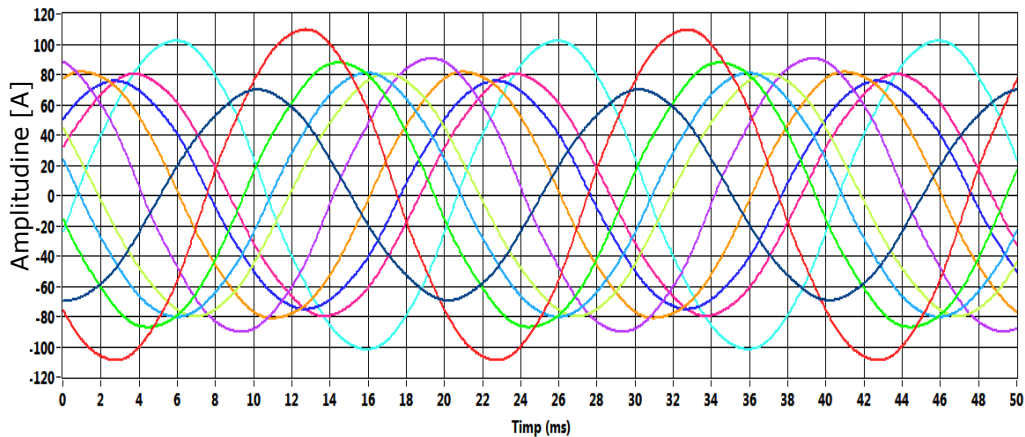


Figura 5.9. Variația în timp a curenților din 10 bare consecutive din rotor (măsurare)

O primă constatare este legată de forma sinusoidală a celor 10 curenți. Acest fapt este confirmat și de analiza FFT a celor 10 semnale de curent, care arată o sinusoidă pură, fără armonici de timp.

Solenajia inductorului este o funcție cu variație în trepte și prin urmare, în câmpul magnetic există o mulțime de armonici superioare de spațiu, alături de armonica fundamentală. Fiecare din aceste armonici induce câte un curent corespunzător în fiecare bară a coliviei, dar fiecare din acești curenți induși de armonici are frecvența $f_1 = 50 [Hz]$, întrucât colivia este în repaus față de inductor. Astfel, curentul rezultat în fiecare bară este o sumă de curenți sinusoidali, având aceeași frecvență, de forma:

$$i(t) = \sum_{v=1}^n i_v * \sin(\omega_1 * t - \varphi_v) \quad (5.1)$$

cu v - ordinul armonicii și în consecință trebuie să aibă o formă sinusoidală. Acesta este motivul pentru care toți curenții mășurați (figura 5.9) sunt sinusoidali.

O altă constatare, foarte interesantă, se referă la amplitudinile și defazajele celor 10 curenți. Cei zece curenți au amplitudini diferite și defazaje diferite, unul în raport cu altul. Faptul acesta se vede și mai clar în reprezentarea fazorială a celor zece curenți, din figura 5.10.

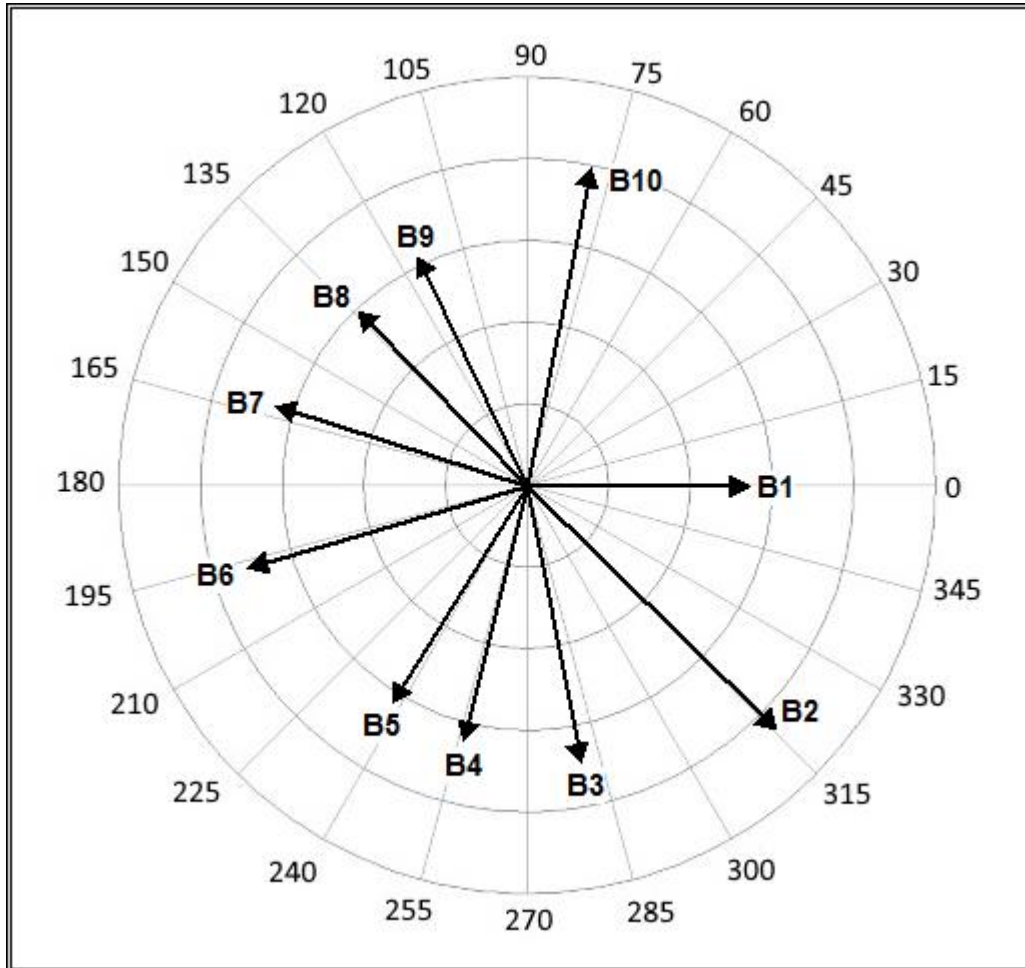


Figura 5.10. Diagrama fazorială a curenților din 10 bare succesive

S-a putut trece la reprezentarea fazorială, întrucât toți curenții au o formă sinusoidală de variație în timp. În această diagramă fazorială este evidentă nesimetria sistemului polifazat de curenți ai coliviei, cel puțin în acest regim de scurtcircuit. Dacă s-ar considera doar fundamentala câmpului inductor, s-ar obține în colivie un sistem simetric de fazori de curent, cu amplitudini egale și uniform defazați între ei [R1]. Dacă însă se ține cont de armonicile superioare ale câmpului, conform relației (5.1) în bară este o sumă de fazori, iar rezultanta sumei nu are aceeași amplitudine în fiecare bară. De asemenea, prin însumarea armonicilor se strică simetria și în unghiurile de defazaj, după cum se poate constata în sistemul simetric de fazori din figura 5.10.

Este remarcabil faptul că rezultatele de calcul obținute cu programul din Anexa V, elaborat pe baza modelului de calcul în coordonatele fazelor (Capitol 4), sunt în concordanță cu rezultatele experimentale, ceea ce dovedește valabilitatea

modelului elaborat. Spre exemplu, în figura 5.11, se prezintă simulările obținute cu acest program de calcul privind variația în raport cu timpul a curenților din 10 bare succesive.

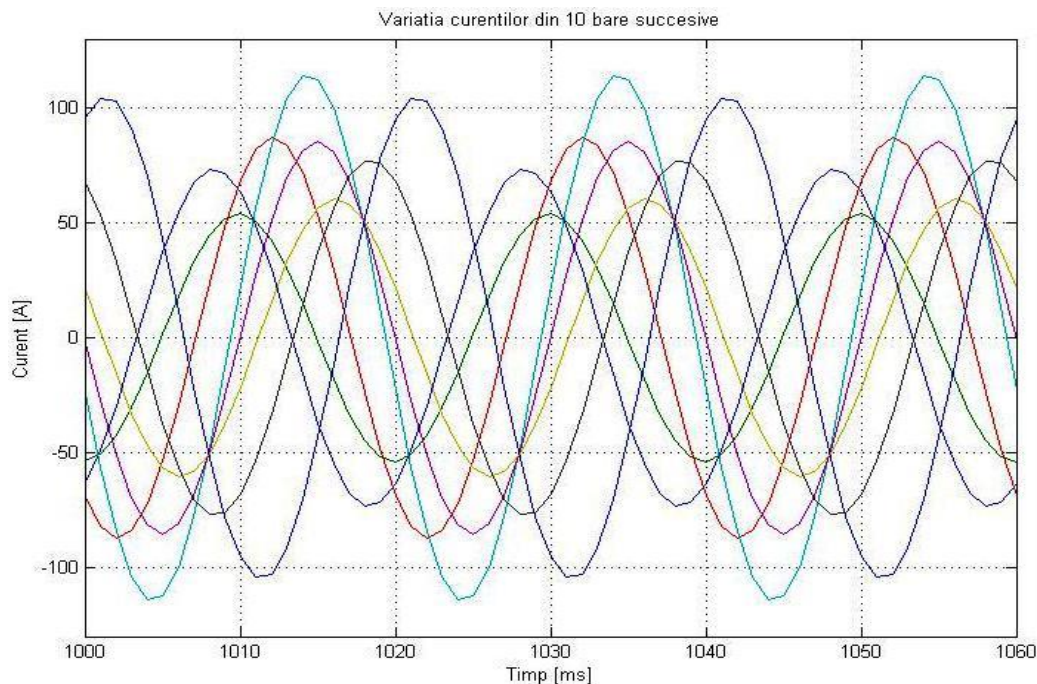


Figura 5.11 Variația în timp a curenților din 10 bare succesive (valori calculate)

Și în cazul acestei simulări se poate constata că amplitudinile curenților sunt diferite de la bară la bară și de asemenea, între doi curenți adiacenți nu există același unghi de defazaj, așa cum s-a observat și în cazul testelor pe model (figura 5.9). Prin structura sa, programul de calcul cuprinde efectul produs de relația (5.1), astfel încât, era de așteptat ca simulările să surprindă aceste fenomene care produc un dezechilibru în sistemul de curenți polifazați ai coliviei.

În figura 5.12 s-au reprezentat doar amplitudinile curenților calculați prin cele 36 de bare ale coliviei.

În diagrama fazorială din figura 5.10, fazorii sunt reprezentați prin amplitudinea lor (modulul). Pentru a cunoaște valoarea momentană a curenților din cele zece bare, la un anumit moment de timp, este suficient să determinăm proiecția pe axa reală a fiecărui fazor. Aceleași valori momentane ale curenților pot fi obținute și din figura 5.10 considerând un anumit moment de timp (spre exemplu, $t=14[\text{ms}]$) și determinând intersecția dreptei $t=\text{const.}$, cu fiecare undă de curent. Valorile momentane ale fazorilor din figura 5.10 au fost reprezentate în figura 5.13, pentru un astfel de moment care cuprinde un pas polar complet.

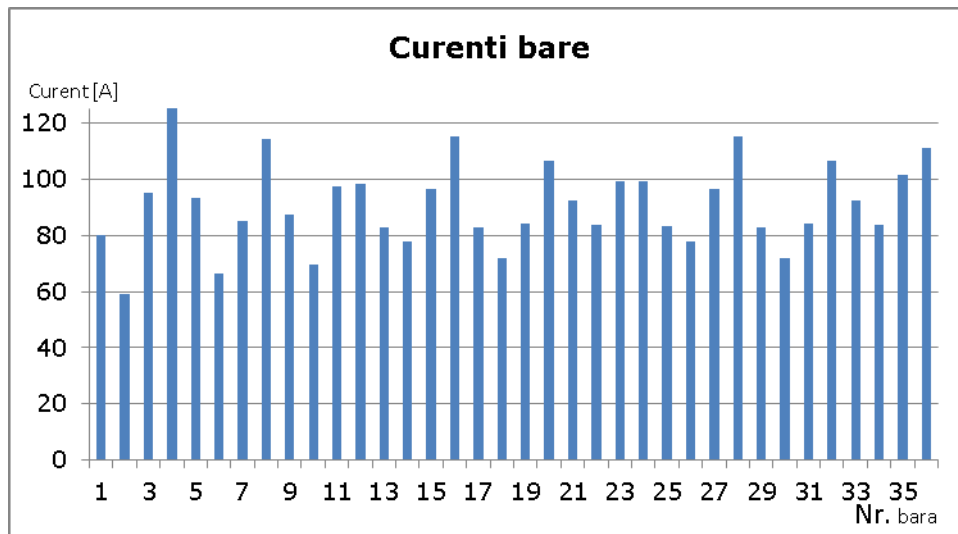


Figura 5.12. Amplitudinile curenților din barele coliviei rotorice (valori calculate)



Figura 5.13. Distribuția spațială a curenților în 10 bare succesive la un moment dat (valori măsurate)

Această curbă (figura 5.13) reprezintă distribuția spațială a solenației de reacție a coliviei. Se vede că distribuția acestor curenți nu este după o curbă sinusoidală, ceea ce înseamnă că și solenația de reacție a indusului conține armonici superioare de spațiu. Dacă fazorii din figura 5.10, ar fi fost simetrici, atunci și curba din figura 5.13 ar fi avut o formă sinusoidală de distribuție.

Figura 5.14 reprezintă distribuția amplitudinilor curenților din zece bare măsurate la două valori diferite de tensiune aplicată inductorului: $U_1=21[V]$, respectiv $U_2=10[V]$.

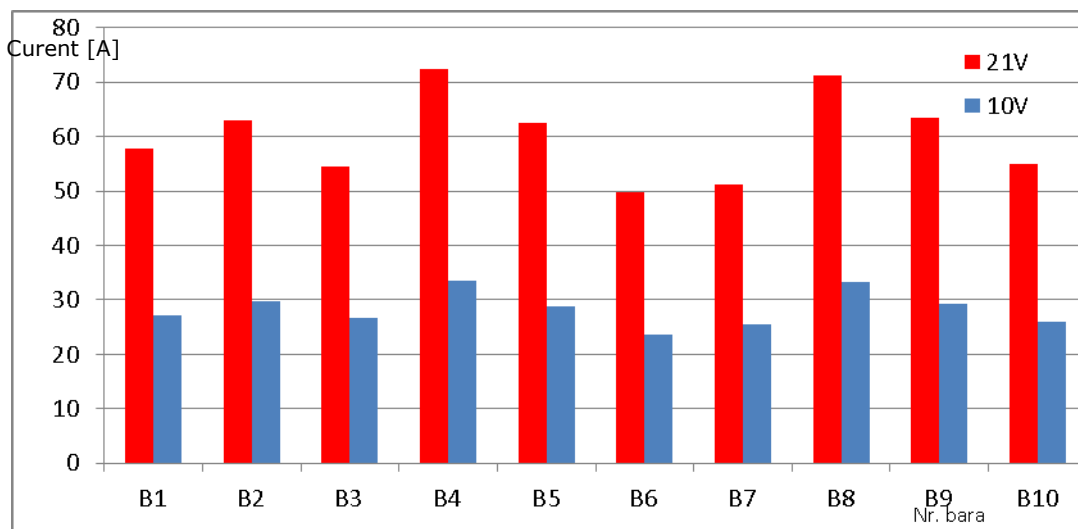


Figura 5.14. Amplitudinile valorilor curenților din bare pentru două nivele de tensiune

Se observă din figură că valorile curenților scad direct proporțional cu scăderea tensiunii, ceea ce înseamnă că saturația magnetică nu este prezentă și nu trebuie implicată aici în explicarea fenomenelor.

5.2.2. Dependența curenților din bare de poziția rotorului

Cu toate că întrefierul modelului experimental este constant, prezența dinților și a deschizăturilor de crestătură, pe ambele părți ale întrefierului, determină o variație a permeanței întrefierului de-a lungul pasului polar. Din acest motiv amplitudinea curentului unei bare depinde de poziția acelei bare în raport cu inductorul. Pentru a pune în evidență acest fapt, testele efectuate în paragraful anterior (5.2.1), au fost repetate pentru 31 de poziții echidistante ale rotorului în repaus, acoperind aproximativ 4 pași dentari ai inductorului.

Rezultatele experimentale obținute sunt reprezentate în figura 5.15, pentru bara numărul 8, în valori raportate ale curentului.

În figură, τ_{d1} este pasul dentar al inductorului ($\tau_{d1} = 16.42 [mm]$) și acoperă 13.33° (grade geometrice). Se observă că funcția care reprezintă variația curentului (dependent de permeanța întrefierului) are o perioadă egală cu pasul dentar al inductorului.

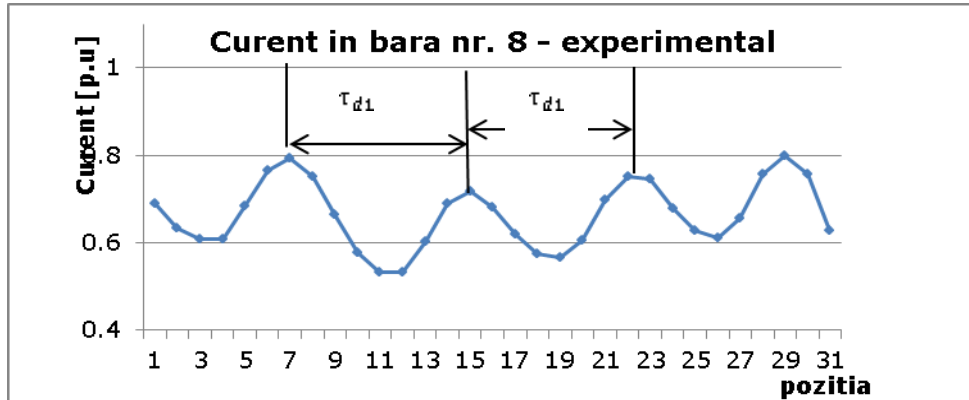


Figura 5.15. Variația amplitudinilor curentului în bara 8 - experimental

Pentru testarea programului de calcul au fost realizate simulări în aceleași condiții și s-au obținut valorile (amplitudinile) reprezentate în figura 5.16, pentru bara numărul 8, tot în valori raportate.

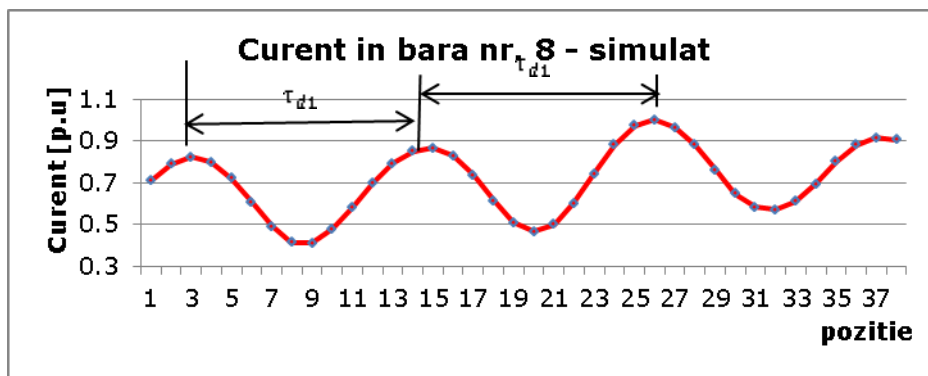


Figura 5.16 Variația amplitudinilor curentului din bara 8 - simulare

Este remarcabil faptul că amplitudinile calculate ale curentului din bara numărul 8 depind de poziția rotorului și oscilează în jurul unei valori de mijloc. Perioada de oscilație coincide cu perioada de variație a curentului obținută experimental și este egală cu același pas dentar al inductorului, τ_{d1} . În ceea ce privește limitele acestor variații ale curentului unei bare în raport cu poziția rotorului, se constată că valorile calculate (figura 5.16) variază în limite mai largi decât valorile obținute experimental (figura 5.15). În timp ce valorile calculate se situează între 0.4[p.u] și 1[p.u], rezultatele experimentale sunt între 0.53 [p.u] și 0.8[p.u].

Este posibil ca în modelul real să existe anumite imperfecțiuni de ordin mecanic (dimensiuni, nesimetrii, abateri de montaj) care ar putea influența permeanța întrefierului și ar justifica rezultatele astfel obținute.

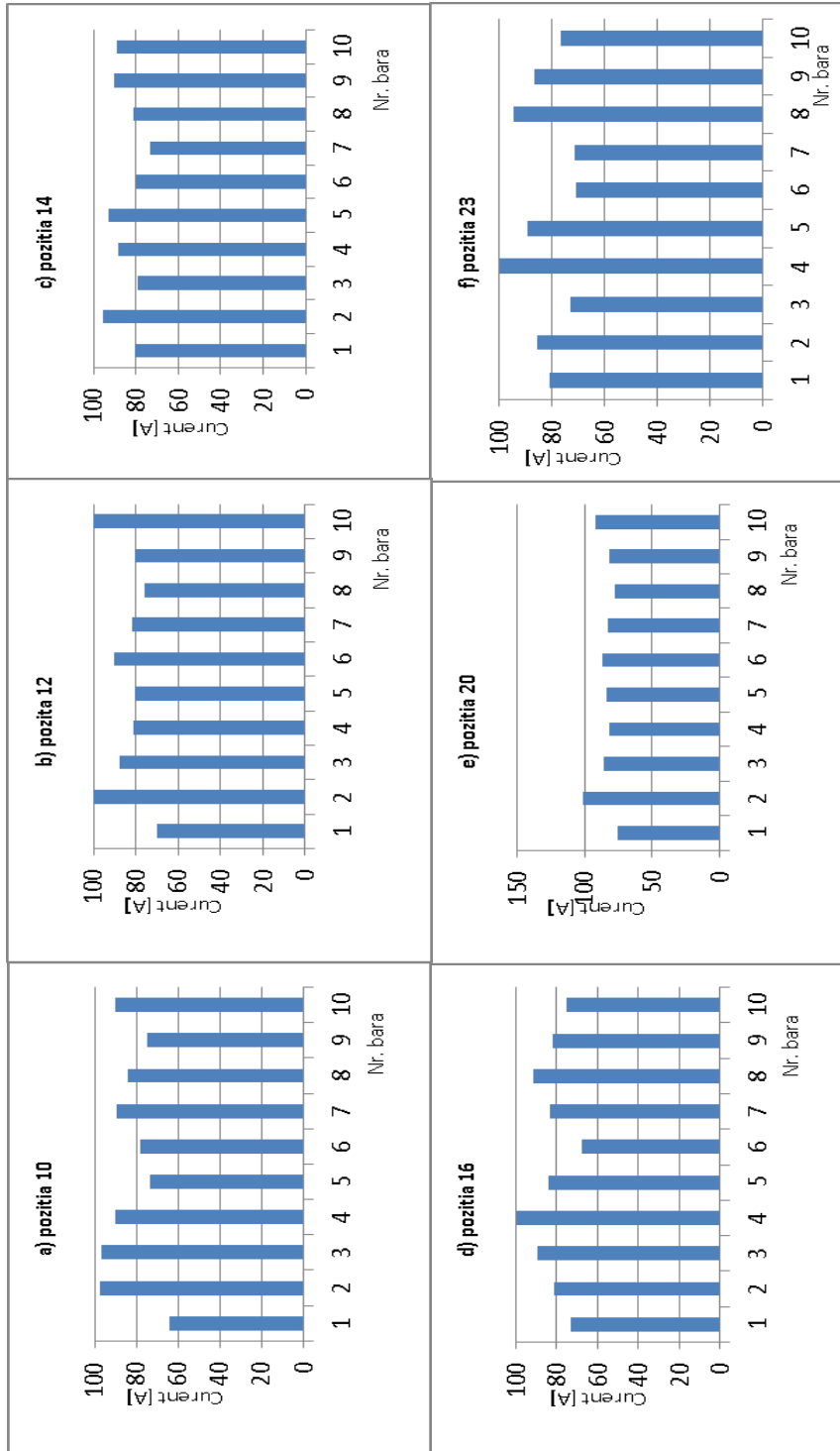


Figura 5.17. Dependența curenților din bare (valori măsurate) de poziția rotorului, pentru 6 poziții aleatorii alese; a) rotor în poziția 10; b) rotor în poziția 12; c) rotor în poziția 14; d) rotor în poziția 16; e) rotor în poziția 20; f) rotor în poziția 23

S-a văzut în acest paragraf că variația permeanței întrefierului (respectiv poziția rotorului) este a doua cauză care determină curenți de amplitudini diferite în barele coliviei. În fiecare din cele 31 de poziții diferite ale rotorului s-au înregistrat curenții simultan în toate cele zece bare prevăzute cu traductoare. Din mulțimea acestor rezultate, au fost alese 6 poziții pentru a exemplifica dependența distribuției curenților din bare de poziția rotorului (figura 5.17).

Spre exemplu, dacă rotorul rămâne fix în poziția 12, amplitudinile curenților din cele zece bare rămân constante la valorile reprezentate în figura 5.17 b).

Testele făcute până aici pe modelul experimental permit formularea următoarelor concluzii:

- În regim de scurtcircuit, în barele coliviei unui motor asincron se induc curenți care formează un sistem polifazat (Z_2 – fazat) de curenți nesimetrice, cu amplitudini inegale și cu defazaje inegale unul față de altul;
- Prima cauză a nesimetriei sistemului de curenți o reprezintă armonicile superioare de spațiu ale solenației inductoare;
- A doua cauză care influențează nesimetria sistemului de curenți este variația permeanței totale a întrefierului de-a lungul pasului polar.

Aceste rezultate experimentale au reprezentat o bază pentru validarea modelului de calcul care a fost elaborat. S-a dovedit că acest model de calcul poate simula și nesimetria sistemului de curenți ai coliviei simetrice și dependența acestei nesimetrii de poziția rotorului.

5.3. Rezultate experimentale pentru cazul coliviei nesimetrice

Prin demontarea unei bare a coliviei modelului experimental s-a putut modela o nesimetrie electrică în colivia indusului. Astfel, toate rezultatele experimentale prezentate în acest paragraf se referă la cazul unei singure bare întrerupte.

Nu s-au studiat și alte nesimetrii electrice ale coliviei (spre exemplu, mai multe bare întrerupte, eventual situate în diferite poziții relative una față de alta, etc.) deoarece scopul tezei nu a fost acesta, de a studia problema barelor întrerupte în toată complexitatea ei, ci acela de a elabora/implementa un model teoretic care să permită ulterior și abordarea problemei nesimetriilor electrice din colivie. În plus, s-a urmărit validarea experimentală a acestui model teoretic pentru a avea certitudinea că modelul teoretic surprinde/reproduce toate fenomenele electrice reale care au loc într-o colivie simetrică, respectiv nesimetrică.

Și în cazul acesta, al coliviei nesimetrice, toate rezultatele experimentale au fost obținute în regim de scurtcircuit, având rotorul blocat într-o anumită poziție și

bara numărul 5 întreruptă. S-au efectuat teste pentru aceleași poziții fixe ale coliviei în raport cu inductorul ca și pentru cazul simetric prezentat anterior. Spre exemplu, poziția 10 de la cazul nesimetric, coincide cu poziția 10 de la cazul simetric.

5.3.1. Curenții prin barele coliviei nesimetrice

Condițiile de alimentare a inductorului au fost aceleași ca și în cazul coliviei simetrice.

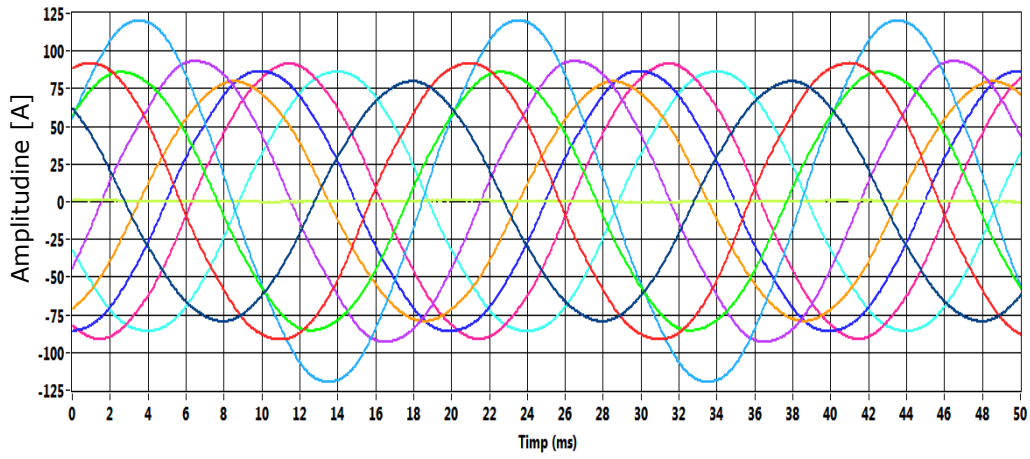
Folosind același sistem de achiziție și prelucrare a datelor s-au înregistrat curenții din zece bare succesive ale modelului experimental; evident, în bara numărul 5 s-a înregistrat un curent nul, aceasta fiind complet întreruptă (demonțată).

În figura 5.18. a) s-a reprezentat variația în timp pentru ceilalți nouă curenți înregistrați, iar în figura 5.18. b) – diagrama fazorială corespunzătoare, pentru o poziție fixă a coliviei în raport cu inductorul (poziția 14). În mod similar, în figura 5.19. a) și b) s-au reprezentat formele de undă, respectiv diagrama fazorială pentru o altă poziție a coliviei (poziția 20).

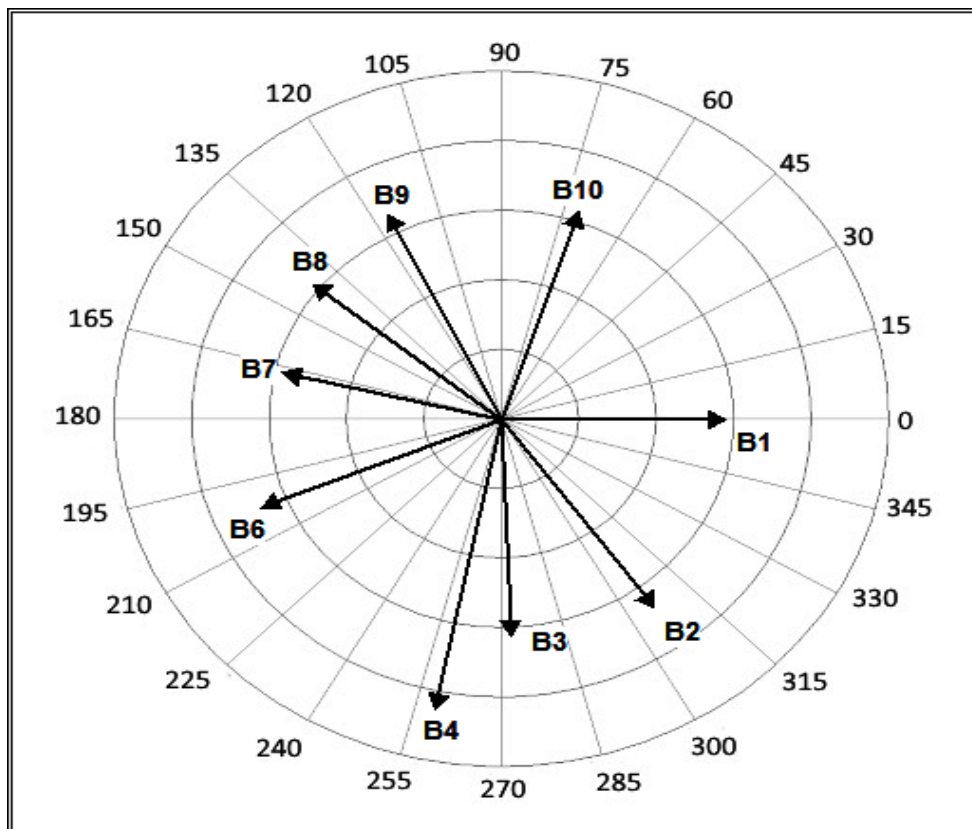
Urmărind aceste rezultate experimentale se constată aceeași formă pur sinusoidală de variație în timp a curenților barelor. Pe de altă parte, se constată o creștere semnificativă a valorilor curenților din barele imediat adiacente barei întrerupte. Cu alte cuvinte, au crescut curenții din barele numărul 4 și 6, față de cazul coliviei simetrice, cu valori procentuale, care depind de poziția relativă a coliviei în raport cu inductorul. Din diagramele fazoriale se constată, pentru curenții din barele numărul 4 și 6 și o modificare a unghiului de defazaj față de cazul simetric.

De asemenea, urmărind valorile curenților în toate barele, se observă creșteri ușoare de curent și în barele următoare (dincolo de barele adiacente). Cunoșcând influența poziției coliviei asupra curenților barelor de la cazul coliviei simetrice, era de așteptat să regăsim această influență și în cazul coliviei nesimetrice.

În scopul formulării unor concluzii s-au efectuat în paragraful următor comparații între valorile curenților din bare pentru cele două cazuri: simetric și nesimetric.

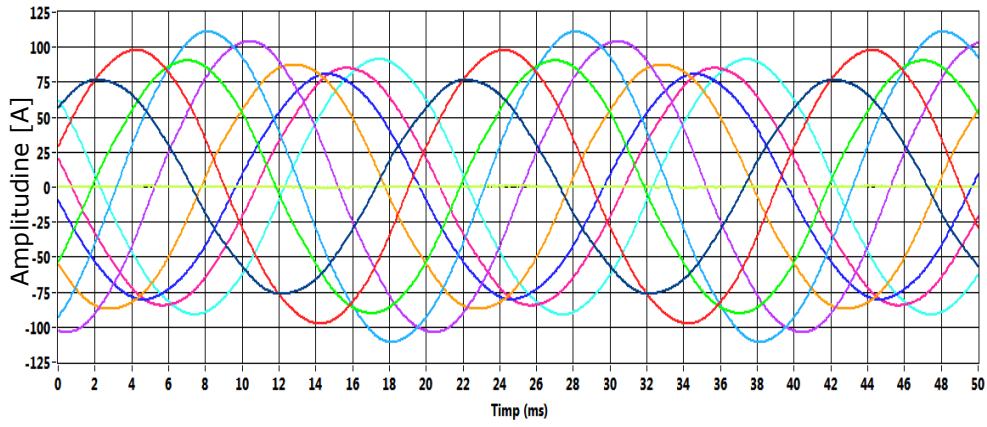


a)

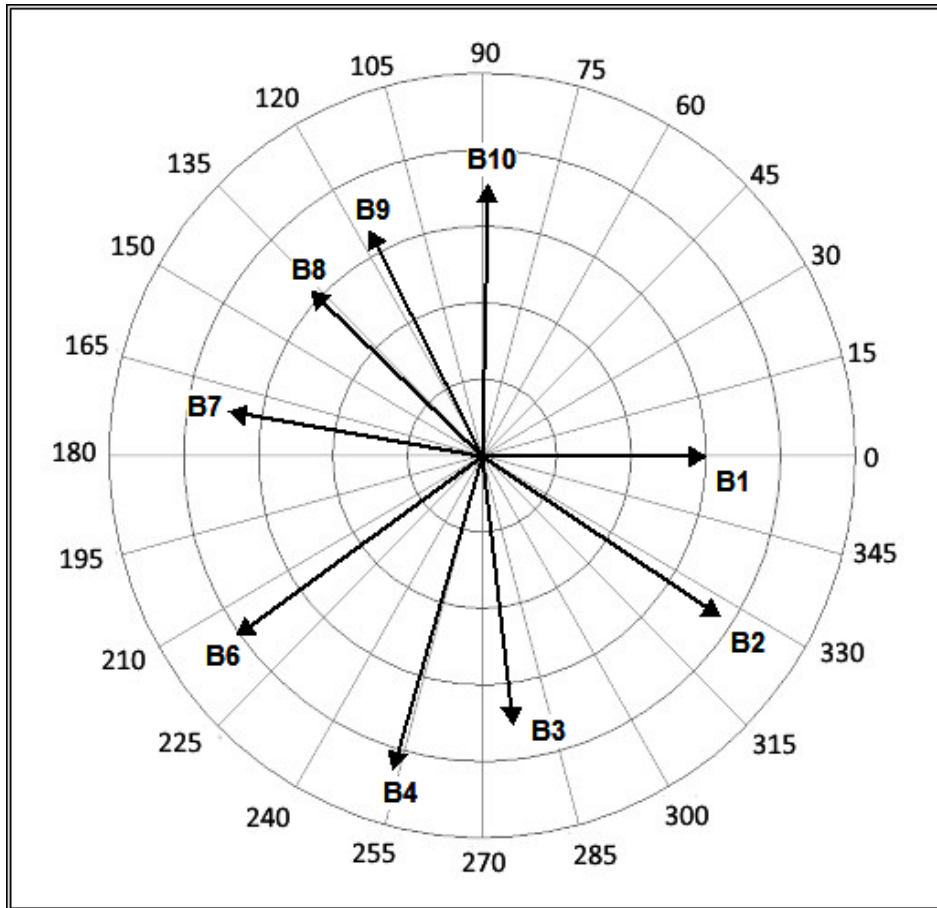


b)

Figura 5.18. Valori măsurate ale curenților prin barele coliviei nesimetrice (poziția 14): a) variația în timp a curenților; b) diagrama fazorială corespunzătoare.



a)



b)

Figura 5.19. Valori măsurate ale curenților prin barele coliviei nesimetrice (poziția 20): a) variația în timp a curenților; b) diagrama fazorială corespunzătoare.

5.3.2. Analiza comparativă a rezultatelor

Întrucât poziția coliviei în raport cu inductorul influențează valorile curenților din bare, s-au făcut înregistrări ale curenților din bare pentru mai multe poziții relative ale coliviei (aceleași ca pentru cazul coliviei simetrice), cu bara numărul 5 întreruptă.

Câteva rezultate astfel obținute, sunt prezentate în figura 5.20. Pentru comparație, această figură conține și valorile curenților barelor pentru cazul simetric. Indiferent de poziția coliviei se poate observa că barele adiacente barei întrerupte preiau cea mai mare parte a curentului barei numărul 5 care este întreruptă. În plus, în mod sistematic, bara numărul 4 are o supraîncărcare electrică cu puțin mai mare decât bara cu numărul 6.

De asemenea, din numărul mare de teste efectuate, s-a constatat că fenomenul de supraîncărcare electrică a barelor, când există o bară întreruptă, se propagă și mai departe, la două sau trei bare distanță de bara întreruptă.

O imagine sugestivă a gradului de supraîncărcare electrică a celorlalte bare, când se întrerupe o bară a coliviei, se poate vedea în figura 5.21.

Este evidentă, din această figură, creșterea de curent în barele adiacente barei întrerupte. Pentru cazul modelului experimental, această creștere maximă este de 38%. Aceasta duce la încălziri suplimentare ale barelor adiacente, uneori inadmisibile. Această supraîncărcare electrică trebuie luată în seamă în cazul motoarelor cu porniri grele (timp relativ mare de pornire), sau a motoarelor cu protecție la explozie (în exploatare miniere, etc.) când supratemperatura înfășurărilor /barelor trebuie limitată chiar și în regim de scurtcircuit.

În practică, se constată că, după întreruperea unei bare a coliviei, în scurt timp urmează și întreruperea (topirea) barelor adiacente, din cauza suprasolicitării acestora, ca efect al întreruperii primei bare. Este un proces *în avalanșă* declanșat de întreruperea primei bare a coliviei și ușor de explicat și înțeles pe baza rezultatelor experimentale prezentate în figura 5.21. Prin suprasolicitare electrică se consideră creșterea procentuală a curentului unei bare în cazul nesimetric (roșu) față de valoarea medie a curentului aceleiași bare în cazul coliviei simetrice (albastru).

În lipsa unui model experimental de studiu, problema barelor întrerupte poate fi abordată mult mai ușor, folosind un model teoretic de calcul, capabil să simuleze fenomenele care apar într-o colivie nesimetrică.

Modelul de calcul prezentat în Capitolul 4, cu programul din Anexa V, permite simularea unor nesimetrii electrice care pot să apară în funcționarea mașinilor asincrone.

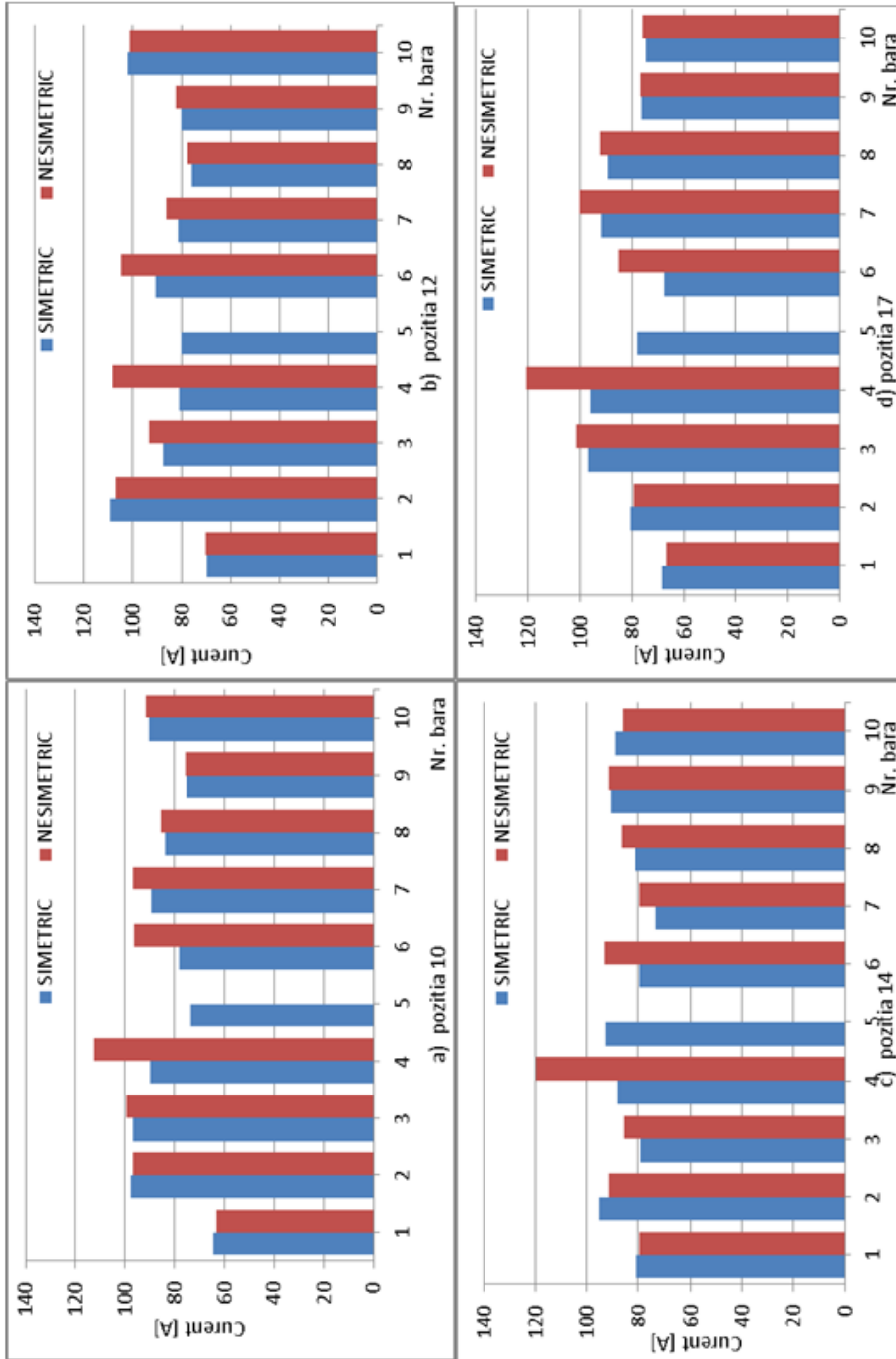


Figura 5.20. Rezultate experimentale comparative: colivie simetrică (albastru); colivie nesimetrică – 1 bară întreruptă (roșu)

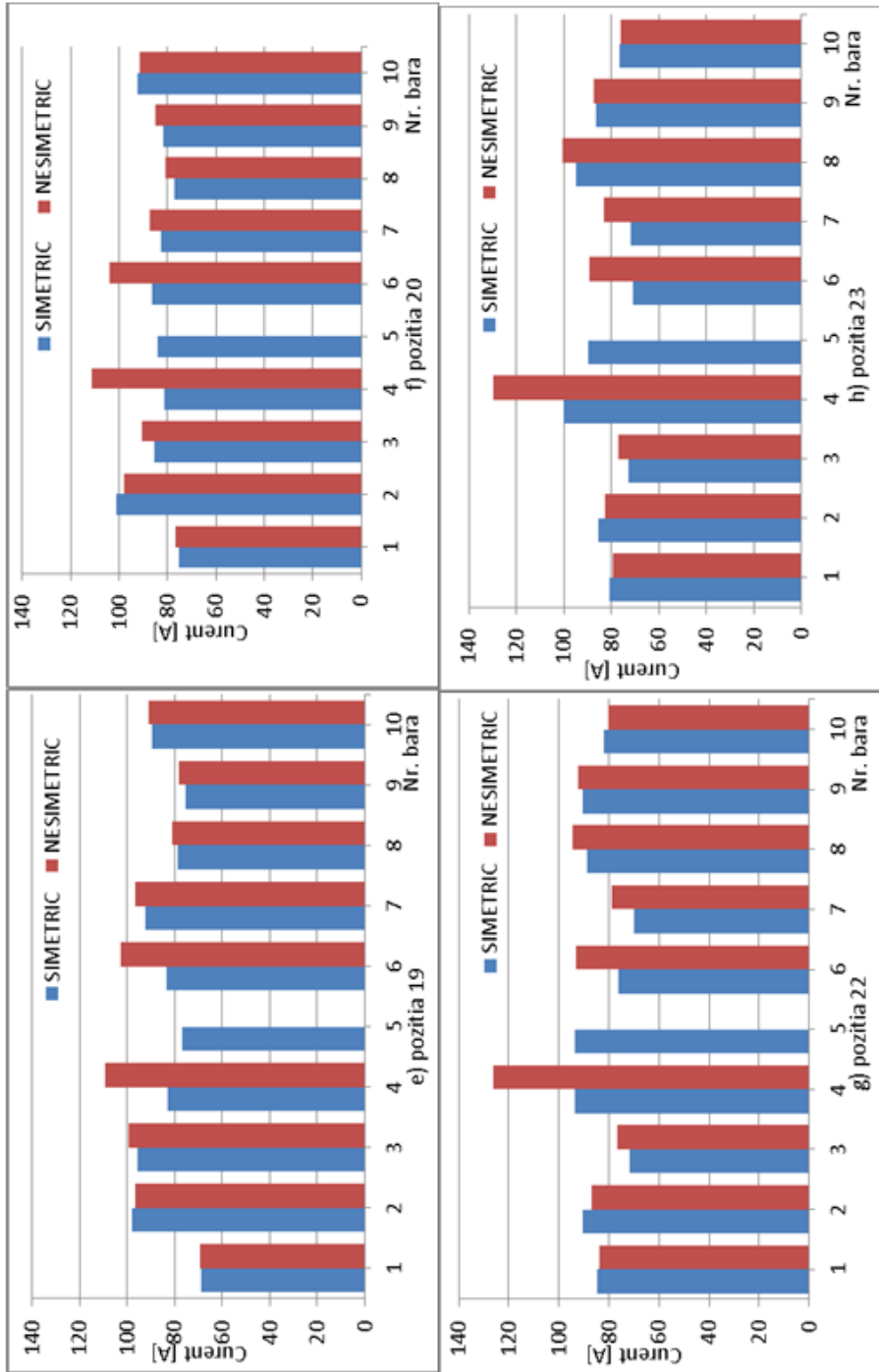


Figura 5.20. Rezultate experimentale comparative: colivie simetrică (albastru); colivie nesimetrică – 1 bară întreruptă (roșu),
continuare- pentru pozițiile 19, 20, 22, 23.

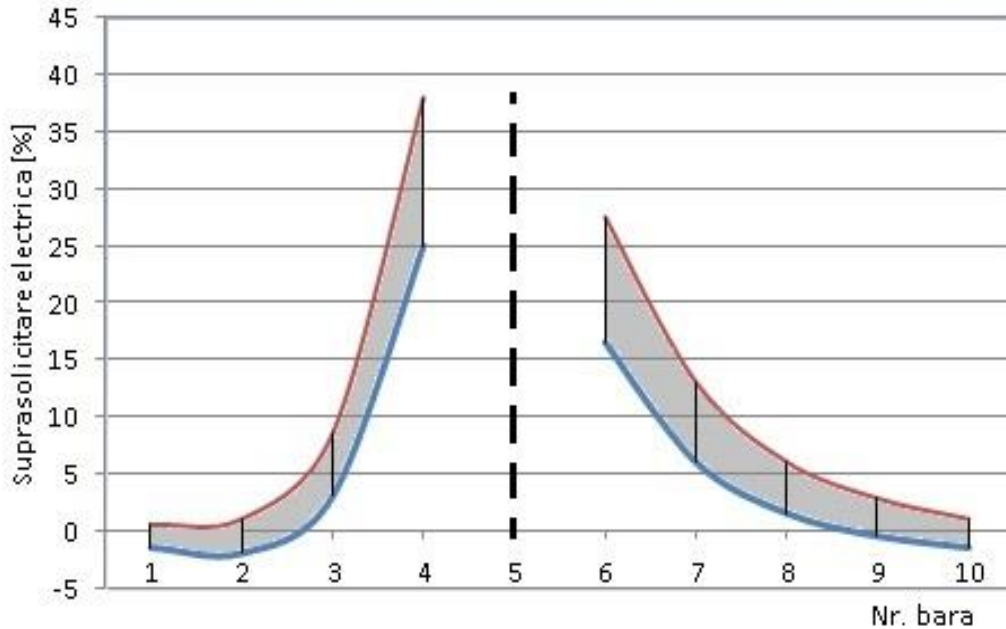


Figura 5.21. Suprasolicitarea electrică a barelor din vecinătatea barei întrerupte – rezultate experimentale

Pentru colivia simetrică a modelului experimental, figura 5.12 prezintă valorile curenților barelor calculați cu programul astfel elaborat. Din cauza inductorului care are o înfășurare cu număr fracționar de creștături pe pol și fază ($q=1.5$) și deci un conținut ridicat de armonici spațiale în câmpul magnetic, amplitudinile curenților barelor sunt mult diferite de la bară la bară, așa cum se vede în figura 5.12.

Pentru a pune în evidență mai clar distribuția de curenți în cazul unei bare întrerupte, s-au făcut simulări pentru cazul unui alt inductor având o înfășurare cu număr întreg de creștături pe pol și fază ($q=2$). În cazul acesta, pentru colivia simetrică, rezultatele de calcul sunt prezentate în figura 5.23. Conținutul de armonici produs de această înfășurare inductoare, fiind mai redus, se constată diferențe mai mici între amplitudinile curenților barelor.

Pentru acest caz au fost efectuate mai multe simulări, cu colivia nesimetrică, având o singură bară întreruptă. Figura 5.23 prezintă variația în timp pentru curenții din zece bare succesive, având bara numărul 5 întreruptă, iar în figura 5.24 se pot vedea amplitudinile tuturor curenților coliviei. Pe aceste două figuri se observă clar creșterea considerabilă a amplitudinilor curenților în barele adiacente barei întrerupte, adică în bara cu numărul 4 și bara numărul 6. Se poate vedea în figura 5.24 o ușoară creștere de curent și în bara numărul 7.

Folosind rezultatele de calcul prezentate în figura 5.24, s-au putut determina următoarele procente de creștere a curenților față de cazul coliviei simetrice:

- În bara numărul 3, curentul crește cu 2.7%;
- În bara numărul 4, curentul crește cu 36.5%;
- În bara numărul 6, curentul crește cu 28.3%;
- În bara numărul 7, curentul crește cu 5.3%;
- În bara numărul 8, curentul crește cu 1%.

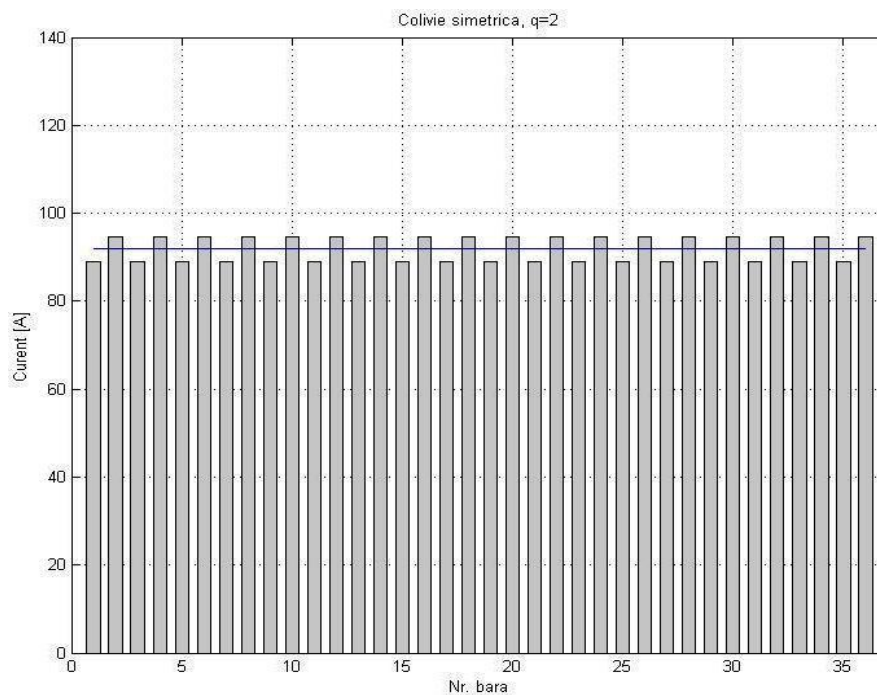


Figura 5.22. Amplitudinile curenților barelor coliviei simetrice pentru $q=2$

Este remarcabil faptul că aceste valori calculate sunt în deplin acord cu valorile determinate experimental în figura 5.21.

Desigur, dacă se întrerupe o altă bară, rezultatele sunt similare sub aspect calitativ, așa cum se vede în figura 5.25 a), b), c) unde sunt prezentate rezultatele întreruperii (succesive) a barelor numărul 14, 22 și 30. Diferă doar procente de creștere ale curenților din barele adiacente, determinate de poziția barei întrerupte în raport cu inductorul, dar aceste procente se încadrează în zonele delimitate din figura 5.21, determinate experimental.

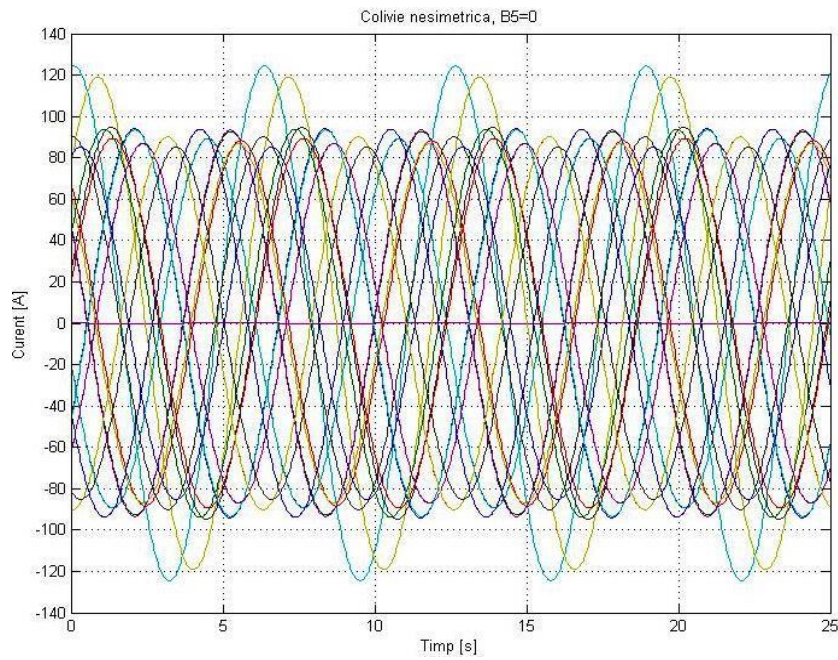


Figura 5.23. Variația în timp a curenților din 10 bare succesive, bara numărul 5 întreruptă

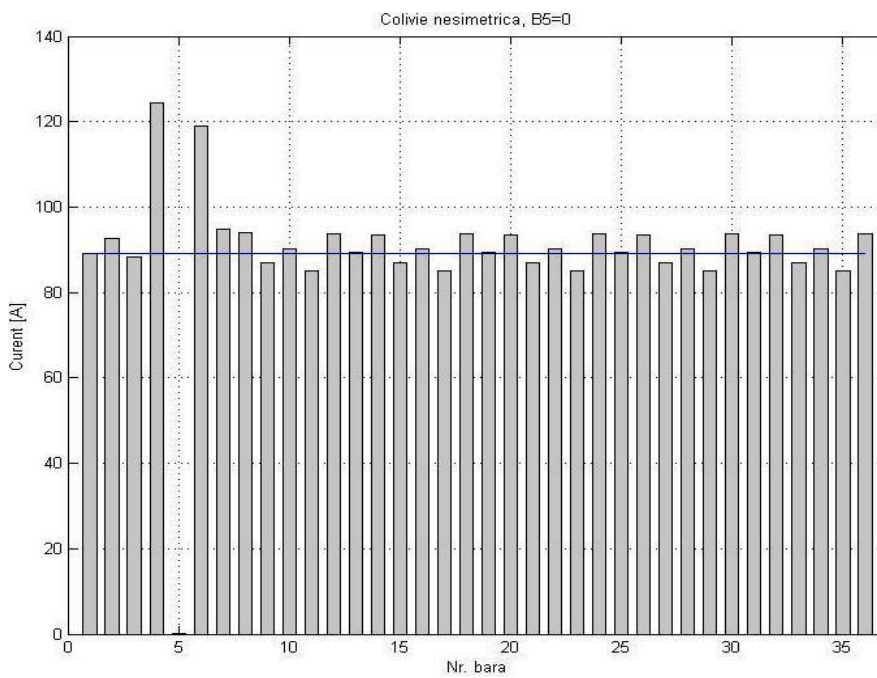
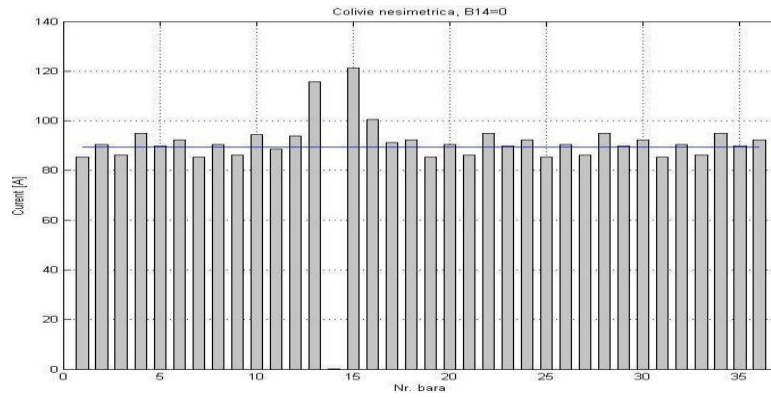
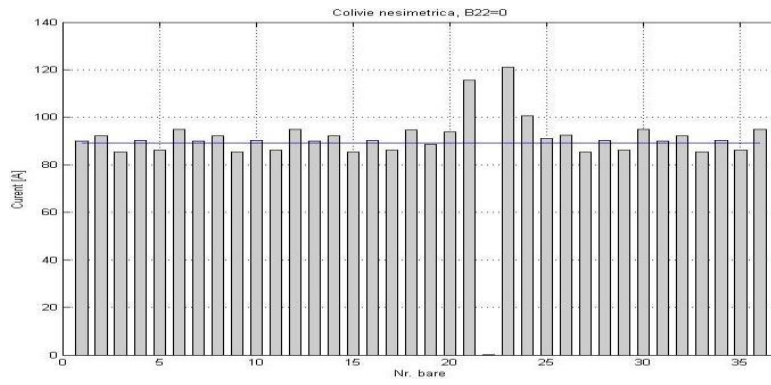


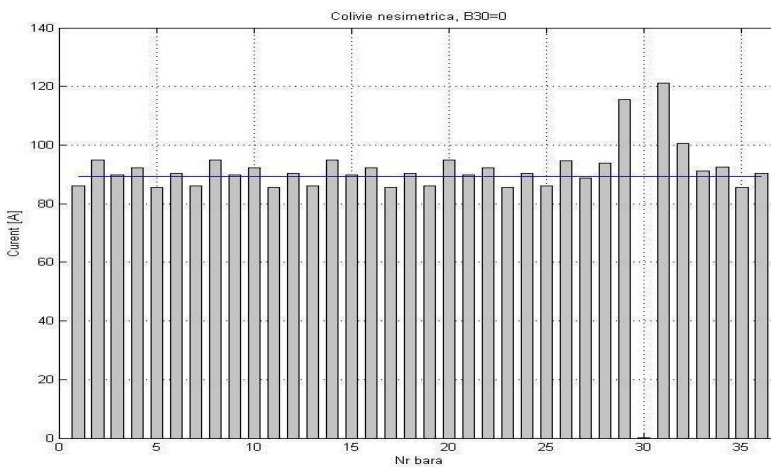
Figura 5.24. Amplitudinile curenților barelor coliviei nesimetrice, bara numărul 5 este întreruptă



a)



b)



c)

Figura 5.25. Amplitudinile curenților barelor coliviei nesimetrice cu 1 bară întreruptă: a) bara numărul 14; b) bara numărul 22; c) bara numărul 30

5.4. Concluzii

Testele efectuate pe modelul experimental, având o colivie nesimetrică (1 bară întreruptă), au pus în evidență distribuția reală a curenților în barele apropiate barei întrerupte, cu următoarele observații:

- La întreruperea unei bare, curentul acelei bare este preluat, în cea mai mare parte, de barele adiacente barei întrerupte;
- Acest fenomen de supraîncărcare electrică a barelor se propagă și dincolo de barele adiacente, dar se amortizează rapid, afectând practic doar două sau trei bare din vecinătatea defectului;
- Curenții celorlalte bare ale coliviei, mai îndepărtați de bara întreruptă, rămân neschimbați, având aceleași valori ca și în cazul coliviei simetrice.

Trebuie remarcat faptul că **modelul de calcul care a fost elaborat oferă rezultate similar rezultatelor obținute experimental, pe modelul de laborator**. Sub aspect calitativ dar și cantitativ, rezultatele de calcul sunt în concordanță cu cele experimentale, astfel încât se poate afirma că **modelul teoretic** elaborat în capitolul 4 **și programul de calcul** prezentat în Anexa V **au fost validate experimental**. Acest program poate fi utilizat cu bune rezultate pentru determinarea distribuției curenților în barele unei colivii simetrice sau nesimetrice (cu bare întrerupte).

6. CONCLUZII GENERALE, CONTRIBUȚII ȘI DIRECȚII DE DEZVOLTARE

6.1. Concluzii generale

Obiectivul general al tezei a fost acela de a elabora un model matematic pentru calculul curenților din barele coliviei rotoarelor mașinii asincrone în caz simetric și în caz nesimetric precum și realizarea practică a unui model experimental de laborator care să permită validarea modelului teoretic prin **măsurarea directă** a curenților din barele coliviei.

Pentru calculul curenților mașinii asincrone s-a avut în vedere în primul rând modelul ortogonal (dq) al mașinii, date fiind avantajele și răspândirea acestuia.

În capitolul 3 a fost dezvoltat și implementat acest model pentru o MAS reală. Au fost realizate simulări atât în cazul simetric al mașinii în două situații concludente: în sarcină nominală și în scurtcircuit.

Acest model matematic ortogonal al MAS nu este potrivit atunci când este nevoie să se pună în evidență evoluția curenților reali din colivia rotorului MAS. Pe baza acestui model s-au realizat simulări pentru cazul simetric, care dau informații globale privind comportarea mașinii. Modelul ortogonal (dq) nu furnizează însă informații satisfăcătoare privind evoluția în timp a curenților reali din fiecare bară a coliviei, cu atât mai puțin în cazul coliviei nesimetrice.

Acest model matematic are la bază un sistem complex de ecuații diferențiale, cu coeficienți variabili în timp și nu poate fi rezolvat pe cale analitică, spre deosebire de o procedură numerică, pas-cu-pas care poate duce la o rezolvare corectă a acestei probleme. Din acest motiv, în capitolul 4 se abordează modelul care are la bază metoda circuitelor echivalente. Pe baza metodei circuitelor echivalente, care are un anumit grad de complexitate, se elaborează un model matematic simplificat, denumit în lucrare model matematic hibrid. Caracteristicile acestui model se referă la următoarele aspecte:

- Câmpurile magnetice au fost calculate cu ajutorul solenațiilor din stator și din rotor, a permeanțelor întrefierului și a permeanțelor de dispersie;
- Pentru calculul curenților din rotor au fost folosite ecuațiile de circuit electric ale rotorului, considerând fiecare bară din rotor ca fiind o fază.

Un avantaj al folosirii metodei circuitelor echivalente este că, spre deosebire de alte metode, permite modelarea suficient de detaliată a mașinii, incluzând distribuția discretă a înfășurărilor, modelarea creștăturilor și a dinților statorici cât și rotorici precum și saturația circuitelor printr-un factor de saturație global.

Se menționează că modelul matematic hibrid, implementat în cod program MatLab permite calculul curenților barelor, pentru colivia în repaus, în diverse poziții ale indusului față de inductor, precizate prin unghiul dintre dinții statorici și cei rotorici. În acest mod se poate studia pentru rotorul în repaus un aspect important privind influența reluctanței magnetice variabile cu poziția indusului asupra valorii curenților barelor coliviei, în caz simetric și nesimetric.

Principalul avantaj al modelului matematic hibrid propus se referă la faptul că permite determinarea directă prin calcul a curenților din barele coliviei indusului, atât în caz simetric cât și în caz nesimetric. La nesimetrie – bară întreruptă – se poate studia astfel, pe baza modelului, repartiția reală a curenților în barele învecinate defectului, aspect important din punct de vedere al fiabilității și diagnozei.

În capitolul 5 se prezintă modelul de laborator realizat practic, care permite **măsurarea directă** a curenților barelor coliviei unei MAS.

Un interes sporit îl suscită modul de repartiție al curenților în cazul întreruperii unei bare a coliviei (nesimetrice), față de repartiția curenților atunci când colivia este simetrică. Pe această direcție se elaborează o cercetare experimentală detaliată din care au rezultat următoarele concluzii fenomenologice:

- La întreruperea unei bare, curentul acelei bare este preluat, în cea mai mare parte, de barele adiacente barei întrerupte;
- Acest fenomen de supraîncărcare electrică a barelor se propagă și dincolo de barele adiacente, dar se amortizează rapid, afectând practic doar două sau trei bare din vecinătatea defectului;
- Curenții celorlalte bare ale coliviei, mai îndepărtați de bara întreruptă, rămân neschimbați, având aceleași valori ca și în cazul coliviei simetrice.

Rezultatele calculelor numerice, bazate pe modelul hibrid prezentat în capitolul 4 pentru diverse bare și diverse poziții (în repaus) ale rotorului au fost comparate cu rezultatele măsurărilor experimentale, rezultând o bună concordanță. În acest fel, capitolul 5 se constituie într-o **validare completă** a modelului teoretic studiat și propus în capitolul 4.

Se menționează că aceste aspecte referitoare la măsurarea directă a curenților coliviei indusului, cu concluziile care se desprind sunt mai puțin abordate în literatura de specialitate.

6.2. Contribuții

Pornind de la obiectivul propus, pe durata a trei ani, ai programului individual de cercetare, s-au studiat aproximativ 130 de titluri bibliografice, cuprinzând cărți, rapoarte științifice, articole și lucrări științifice. Dintre lucrările prezentate la bibliografie 6 titluri aparțin autorului și o lucrare conținând rezultatele experimentale obținute în cadrul tezei a fost acceptată recent spre publicare la International Conference on Electrical Machines – Lausanne, septembrie, 2016.

În urma cercetărilor efectuate în cadrul tezei de doctorat în domeniul abordat, după părerea autorului, se pot menționa elemente de originalitate și contribuții, care sunt prezentate în continuare:

- Elaborarea unei sinteze bibliografice privind diagnosticarea defectelor și metodele de calcul prin care se pot considera nesimetriile care apar la MAS și elaborarea unui studiu bibliografic privind metoda circuitelor magnetice echivalente, prin care se pot determina prin calcul curenții din barele indusului;
- Propunerea unui model matematic hibrid, pornind de la metoda circuitelor magnetice echivalente, dar conținând combinații de circuite magnetice și electrice prin care se pot studia mai simplu curenții din barele indusului MAS;
- Realizarea și aplicarea programului de calcul pentru implementarea modelului matematic hibrid în regim simetric și nesimetric pentru o mașină concretă;
- Participarea la realizarea practică a unui model experimental de MAS, **cu posibilitatea de măsurare directă a curenților din barele indusului**. Modelul experimental permite funcționarea atât în regim simetric cât și în variate regimuri nesimetrice – întreruperi de bare. Se subliniază că în bibliografie nu au fost găsite informații semnificative privind măsurarea directă a curenților din barele indusului;
- Elaborarea unui studiu experimental extins privind modul de distribuție a curenților în barele vecine unei bare întrerupte, comparativ cu situația simetrică. Acest studiu poate fi util în domeniul diagnozei, fiabilității și mentenanței MAS;
- Validarea rezultatelor obținute cu modelul matematic elaborat, cu ajutorul rezultatelor experimentale obținute în urma măsurărilor directe pe standul experimental din laborator.

6.3. Direcții de dezvoltare ulterioară a cercetării abordate în teză

Deoarece modelul experimental realizat în laborator este flexibil, se au în vedere următoarele direcții de dezvoltare în continuare a cercetărilor din cadrul tezei:

- Studiul experimental al curenților din barele indusului, în cazul întreruperii mai multor bare, în diverse poziții și combinații. Pentru aceasta este necesară montarea de traductoare de curent pe toate barele indusului;

- Studiul teoretic și experimental al modului de variație și repartitie a curenților cu mașina în stare de rotație;

- Studiul teoretic și experimental cu ajutorul unor bobine sondă, a componentelor armonice de câmp magnetic respectiv tensiuni induse, care apar în cazul întreruperii barelor indusului. Acest studiu poate avea aplicații în diagnosticarea defectelor rotorice pe baza analizei tensiunilor induse.

BIBLIOGRAFIE:

- [A1] Andresen, E., Muller, W. " Berechnung der Anlaufdaten von Asynchron-Kafiglaufermotoren verschiedener Stabformen mit der Methode der finiten Differenzen. ", Archiv fur Elektrotechnik 66,3,1983, pp. 179-185.
- [A2] Arkkio, A. " Time-stepping Finite Element Analysis of Induction Motors", ICEM, 1988, pp. 275-280.
- [A3] Arkkio, A., Lindgren, O., Unbalanced magnetic pull in a high speed induction motor with an eccentric rotor, Proc. Of ICEM'94, Paris, France, vol. 1, pp. 53-58, 1994.
- [A4] Arkkio, A. Unbalanced magnetic pull in cage inductor motors – Dynamic and static eccentricity, Proc. Of ICEM'96, Vigo, Spain, vol.1, pp.192-197.
- [A5] Arkkio, A. Unbalanced magnetic pull in cage inductor motors with asymmetry in rotor structures, Proc. Of EMD'97, Cambridge, Great Britany, IEE conference publ. no. 444, pp. 34-40, 1997.
- [A6] Atanasiu, Gh., Muşuroi S., Popovici D. Modelare dinamica prin Simulink, Ed. Politehnica, Timișoara, 2006.
- [A7] Asghari, B.Dinavahi, V. "Experimental validation of a geometrical nonlinear permeance network based real-time induction machine model," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 59, no. 11, pp. 4049–4062, 2012.
- [A8] Asghari, B.Dinavahi, V. "Novel transmission line modeling method for nonlinear permeance network based simulation of induction machines," IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 8, pp. 2100–2108, Aug. 2011.
- [B1] Bikfalvi, P., Imecs, M. Rotor fault detection in induction machines: Methods and technique – State-of-the-art, 2006 IEEE
- [B2] Bachir, S., Tnani, S., Champenois, G., Trigeassou, J., C. Induction motor modeling of broken rotor bars and fault detection by parameter estimation, IEEE International Symposium on Diagnostics of Electrical Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, pp. 145-150, 2001.
- [B3] Bikfalvi,P., Imecs, M. Fault diagnosis of induction machines and deives – is it still a problem? Proceedings of Transaction on Automatic Control and Computer Sience, CONTI 2004, vol.49, 2004.

- [B4] Bikfalvi, P., Munteanu, R., supervision and fault diagnosis of electrical drives and motors – Present and Future, Proceedings of Conference of Energetics and Electrical Engineering, ENELKO, pp. 23-30, 2003.
- [B5] Bill, K. and Perzanowski, W.: "Modelling of an Induction Motor Resorting to Double Iterative Finite Boundary Element Technique", ICEM 1988, pp. 255-259.
- [B6] Brandl, P., Reichert, K. and Vogt, W.: "Simulation des Turbogenerators im stationären Lastfall", Brown Boveri Mitteilungen 62,9,1975, pp. 444-449.
- [B7] Babour, A., Thomson, W., T. Finite element analysis and on-line current monitoring to diagnose airgap eccentricity in 3-phase induction motors, proc. Of EMD'97, Cambridge, Great Britany, IEE Conference publication no. 444, pp. 150-154.
- [B8] Bellini, A. Filippetti, F. Franceschini, G. Tassoni, C. Kliman, G., B. Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1248-1255, 2001.
- [B9] Bellini, A. Filippetti, F. Tassoni, C. Capolino, G. Advances in diagnostic techniques for induction machines, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 12, pp. 4109-4126, 2008.
- [B10] Bonnett, A. H. and G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 4, 921-937, July-Aug. 1992.
- [B11] Biju K, J., G. ." Fault Detection of Induction Motor using Energy and Wavelet", International Coriference on Control, Communication and Power Engineering, 2010, pp. 210-214 .
- B[12] Boldea, I., Nasar, S. The Induction Machines Design Handbook, Second Edition.
- [B13] Bartzer, S., Muşuroi, S. Tehnologia de fabricație a produselor electrotehnice – Îndrumător de lucrări, Centrul de multiplicare al Universitatii Politehnica, Timișoara, 1997.
- [B14] Burakov, A. Modelling the unbalanced magnetic pull in eccentric-rotor electrical machines with parallel windings, doctoral disertation, Helsinki Universyti of Technology, 2007.

- [C1] Co, K., R., Lang, J., H., Umana, S., D. Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 28, No.3, pp. 702-709, 1992.
- [C2] Cardoso, A., M., Cruz, S., M., A., Carvalho, J., Saraiva, E. Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach, IEEE Industry Applications Conference, vol. 1, pp 642-647, 1995.
- [C3] Cardoso, A., J., M., The Park's vector approach: A general tool for diagnosis of electrical machines, power electronics and adjustable speed drives, in Rec. 1997 IEEE Int. Symp. Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Carry-le-Rouet, France, pp 261-269.
- [C4] Cardoso, A., J., M., Saraiva, E., S. On-line diagnostics of current source inverter-fed induction machines by Park's vector approach, in Proc. Int. Conf. Elec. Mach., Cambridge, Massachusetts USA, Pt. 3, pp 1000-1005, 1990.
- [C5] Cruz, S., M., A., Cardoso, A., M. Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by the total instantaneous power spectral analysis, IEEE Industry Applications Conference, vol. 3, pp. 15-22, 1997.
- [C6] Cameron, J., R., Thomson, W., T., Dow, A., B. Vibration and current monitoring for detecting air-gap eccentricity in large induction motors, IEE Proceedings, Vol. 133, part B, No.3, pp. 155-163, 1986.
- [C7] Chari, M. V. K., and Silvester, P.: " Finite-element Analysis of Magnetically Saturated dc Machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-90,5,1971, pp. 2362-72.
- [C8] Campeanu, A. Maşini electrice, Ed. Scrisul Românesc, Craiova, 1977.
- [C9] Cunha, C., C., M., Cardoso Filho, B., J A simple and efficient method to simulate induction machines with rotor asymmetries, Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International (Volume:2), pp. 703-708, 1-4 June, 2003.
- [C10] Cruz, S., Gaspar, F. "A new method to diagnose rotor faults in 3-phase induction motors coupled to time-varying loads," Przegląd Elektrotechniczny, vol. 88, no. 1a, pp. 202-206, 2012.
- [C11] Ciobanu, A. Contribuții privind diagnoza defectelor la motoarele electrice asincrone, Teză de Doctorat, Universitatea Transilvania din Braşov, 2013.
- [C12] Ceban, A., Puşcă, R., Romary, R., Lecoite, F. Diagnosis of inter-turn short circuit fault in induction machine, <http://www.researchgate.net/publication/264886417>

- [D1] Deleroi, W. Squirrel cage motor with broken bars in the rotor – Physical phenomena and their experimental assesement, Proc. Of ICEM'82, Ungary, Budapest, vol. 3, pp 767-770, 1982.
- [D2] David, F., Parlog Cristian, R. Modelarea numerica a nesimetriilor masinilor asincrone, Ed. ICPE, Bucuresti, 2001.
- [D3] David, F. Unbalanced pull and vibration forces of the induction machine with eccentric rotor, Procc. of ATTE'98, Bucharest, Romania, vol. 1, pp. 7-12, 1998.
- [D4] Dorrel, D. The sources and characteristics of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with either static and dynamic rotor eccentricity, Proc. Of Stockholm Power Tech Conf. 1995, vol. Electrical Machines, pp. 229-234, Sweden, 1995.
- [D5] Dorrel, D. The influence of rotor skew on unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors, Proc. Of EMD'95, Cambridge, Great Britany, IEE Conference Publication number 412, pp. 67-71, 1995.
- [D6] DeBortoli, M., Salon, S., Burow, D., Slavik, C. effects of rotor eccentricity and parallel windings on induction machine behavior: A study using finite element analysis, IEEE trans. On Magnetics, vol. 29, nr.2, pp. 1676-1682, 1993.
- [D7] D. Dorrel, W. Thomson, S. Roach Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity of 3-phase induction motors, IEEE Trans. On Ind. Appl, Vol. 33, No. 1, pp. 24-34, Jan/Feb 1997.
- [D8] Dordea, T. Construcția mașinilor electrice, Timișoara: Institutul Politehnic, pp.344, Timișoara, 1981.
- [D9] Duan, F. Zivanovic, R. "A model for induction motor with stator faults," in AUPEC12 - 22th Australasian Universities Power Engineering Conference, Bali, Indonesia, Sep. 2012,pp. 1-4.
- [D10] Duan, F. Zivanovic, R. Diagnosis of induction machine stator faults by parameter estimation technique based on direct search on sparse grid, IET International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM 2012), 9th, pp.1-6, 18-21 Nov. 2012.
- [E1] Elkasabgy, N., M. Eastham, A., R. Dawson, G., E. Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, pp. 165-171, 1992.

[F1] Fiser, R., Ferkolj, S., Soline, H. Steady state analysis of induction motor with broken rotor bars – Laboratory for electric drives, Slovenia.

[F2] Filippetti, F., Franceschini, G., Tassoni, C. Neural networks aided on-line diagnosis of induction motor rotor faults, IEEE Transactions on Industry applications, vol. 31, pp 892-899, 1995.

[F3] Filip, M., M. Optimizarea tehnologiilor de fabricare a mașinilor electrice în vederea creșterii eficienței și eficacității – teză de Doctorat, Universitatea Transilvania, Brașov, 2010.

[F4] Frank, P., M. "Analytical and qualitative model-based fault diagnosis – a survey and some new results", European Journal of Control, 2, pp. 6-28. 1996.

[H1] Hirvonen, R., On-line condition monitoring of defects in squirrel cage motors, ICEM, pp267-272, 1994.

[H2] Hamid, N., Benbouzid, M. Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach, IEEE Transaction on *Industry Apps*, Vol. 36, No. 3, May/June 2000.

[H3] Haji, M. Toliyat, A., J. Pattern recognition a technique for induction machines rotor broken bar detection, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 16, No. 4, pp. 312-317, 2001.

[H4] Horcic, V. Rotor Faults of the Induction Motors, Tehnical Computing Conference, Prague, 2011.

[H5] Hamdani, S., Touhami, O., Ibituen, R. A Generalized Two Axes Model of a Squirrel Cage Induction Motor for Rotor Fault Diagnosis, on Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 5, No. 1, pp. 155-170, May, 2008.

[I1] Ito, M. et al.: " Analytical Model for Magnetic Field Analysis of Induction Motor Performance", IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems PAS-100,11,1981, pp. 4582-90.

[I2] Isermann, R. "Fault-Diagnosis Systems", Springer Verlag, Berlin, Germany, 2005.

[I3] Ionel, M., Stan, M., F., Ionel, O., M., Necula, D. Development of generalized mathematical models for variable speed electric machines, Scientific bulletin of Electrical Engineering Faculty, Targoviste, ISSN 1843-6188.

[J1] Jeevanand, S., Bhim, S., Panigrahi, B., K., Vaibhav, N. State of the art on condition monitoring of induction motors, IEEE, 2010.

[J2] Joksimovic, M. G. Penman, J. The detection of inter turn short circuits in the stator windings of operating motors, *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 47, 1078-1084, Oct. 2000.

[K1] C., Kral, F., Pirker, G., Pascoli, H., Oberguggenberger Influence of rotor cage design on rotor fault detection by means of the Vienna Monitoring Method.

[K2] Kliman, G., B., Stein, G. *Methods of rotor current signature analysis*, *Electric machines and Power Systems*, vol.20, no.5, pp463-474, 1992.

[K3]Kliman, G.,B., Koegi, N.,A., Stein, J., Endicott, R.,D., Madden, M.,W., Non-invasive detection of broken rotor bars in operating induction motors, *IEEE transaction on energy Conversion*, vol. 3, No. 4, pp 873-879, 1988.

[K4] Kral, C., et all. A comparison of rotor fault detection techniques with respect to the assesment of fault severity, *IEEE International Symposium on Diagnostics of electrical machines, Power Electronics and drives, SDEMPED*, pp 253-257, 2003.

[K5] Kral, C., Pirker, F., Pascolini, G. Influence of inertia on general effects of rotor faulty rotor bars and the Vienna monithoring method, *IEEE Symposium on Diagnostics of Electrical Machines, Power electronics and drives, SDEMPED*, pp. 447-452, 2001.

[K6] Kliman, G., B., Stein, G. *Induction Motor Fault Detection via Passive Current Monitoring, Proc. Of International Conferece ICEM, MIT, Boston, pp. 13-17, 1990.*

[K7] Kerzenbaum and C. F. Landy, "The existence of large inter-bar currents in three phase squirrel cage motors with rotor-bar and/or end ring faults," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. 129, Part. B, No. 3, 767-770, 1982.

[K8] Krause, P., C. *Analysis of Elecbic Machimy*, McGrasv-HiU Book Company, 1986.

[K9] Kelemen, A., Imecs, M., *Acționări electrice*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1979.

[K10] Kliman, G., B., Premerlani, W., J. Yazici, B., Koegl,R., A. and Mazereeuw, J. "Sensorless, Online Motor Diagnostics", *IEEE Computer Applications in Power*, April 1997.

[L1] [www. lem.com](http://www.lem.com)

[M1] Mendes A., M., S., Cardoso, A., J., M., Saraiva, E., S. Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed ac drives, by Park's vector approach, in *Proc. IEE 7th Int. Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, UK, 1998.

[M2] https://en.wikipedia.org/wiki/Matrix_calculus

[M3] Menacer, A. Benakcha, M.S. Nait Said, S. Drid, "Stator Current Analysis of Incipient Fault into Induction Machine Rotor Bars", *Journal of Electrical Engineering, Roumanie*, Vol 4, N°2-2004, pp 5-12.

[M4] Mehla, N., Dahya R. An Approach of Condition Monitoring of Induction Motor Using MCSA, *International Journal of Systems Applications, Engineering & Development*, Vol. 1, Issue 1, 2007.

[M5] Mehrjou, M., R., Mariun, N., Marhaban, M., H., Mison, N. Rotor fault condition monitoring techniques for squirrel-cage induction machine—A review, Volume 25, Issue 8, November 2011, pp. 2827–2848.

[M6] Muşuroi, S., **Svoboda, M.**, Şorândaru, C., Koblara, T., Olărescu, N., V. Deep bar effects produced by PWM power supplies in induction machines: Application to rotor Parameters determination, EUROCON, 2011 - International Conference on Computer as a Tool - Joint with Conftele 2011, Conference Proceeding, Lisbon, Code 85630.

[M7] Muşuroi, S., Şorândaru, C., Olărescu, N., V., **Svoboda, M.** Mathematical Model of Three-Phase Asynchronous Servomotors in Stationary Non-sinusoidal Regime, Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on POWER SYSTEMS (PS '09), Budapest Tech, Hungary, ISBN 978-960-474-112-0, ISSN 1790-5117.

[M8] Mehala, N. Dahiya, R. Rotor Faults Detection in Induction Motor by Wavelet Analysis, *International Journal of Engineering Science and Technology* Vol.1(3), 2009, pp. 90-99.

[M9] Muller, G., H Landy, F., C "A novel method to detect broken rotor bars in squirrel cage induction motors when interbar currents are present," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 1, pp. 71–79, Mar. 2003.

[M10] Muşuroi, S. Maşina de inducţie alimentată prin convertoare statice de frecvenţă, Ed. Eurostampa, pp. 11-17, Timișoara, 2014.

[M11] Myers, G., E. Analytical Methods in Conduction Heat Transfer, McGraw-Hill, Inc., New York, 1971.

[M12] Moszynski, K. Metode numerice de rezolvare a ecuațiilor diferențiale ordinare, Ed. Tehnică, București, 1973.

[M13] Muşuroi, S., Popovici, D. Acționări electrice cu servomotoare, Ed. Politehnica, Timișoara, 2006.

[N1] Nejari, H., Benbouzid, M. Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current Park's vector pattern learning approach, *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 36,, pp 730-735, May-June 2000.

[N2] Nasar, S., A., Electromagnetical energy conversion in nm-winding double cylindrical structures in presence of space harmonics, *IEEE, trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-87, pp. 1099-1106, Apr. 1968.

[N3] <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/29370-newton-method-in-n-dimensions>

[N4]
<http://200.126.14.82/web/NationalInstruments/Instrupedia/instrupedia/test/nioc.vp-cid=1041&.htm>

[N5] Nandi, S., R. Bharadwaj, H. A. Toliyat, and A. G. Parlos, "Study of three phase induction motors with incipient rotor cage faults under different supply conditions," *Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting*, Vol. 3, 1922-1928, 1999.

[N6] Nandi, S. Toliyat, H., A. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines-A review, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 719-729, 2005.

[N7] Nicolaide, A. Maşini electrice: Teorie. Proiectare, vol. 2, Craiova: Scrisul Românesc, 1975.

[N8] Novak, E. Ritter, K. "Global optimization using hyperbolic cross points," in *State of the Art in Global Optimization*, C. Floudas and P. Pardalos, Eds. Kluwer Academic Publishers, 1972, pp. 19-33.

[O1] Ostovic, v. *Dynamics of saturated Electric Machines*, Springer-Verlag, New York, ISBN 0-387-97079-7, 1989.

[O2] Ostovic, V. "A Simplified Approach to Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Machines," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, VOL 24, No.2, pp 308-316, Match/April, 1988.

[O3] Ostovic, V. "A method for evaluation of transient and steady state performance in saturated squirrel cage induction machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 1, no. 3, pp. 190-197, Sep. 1986.

[O4] Ostovic, V. *Computer-aided Analysis of Electrical Machines, A Mathematical approach*, Prentice Hall International, UK, 1994.

- [P1] Preston, T. W., Reece, A. B. J. and Sangha, P. S.: " Induction Motor Analysis by Time-stepping Techniques", COMPUMAG, 1987, pp. 471-472.
- [P2] R.H. Park *Two Reaction Theory of Synchronous Machines* AIEE Transactions 48:716-730 ,1929.
- [P3] Pădeanu, L., **Svoboda, M.**, Frigură-Iliasa, F., Andea, P. Human Machine Interface for a SCADA System applied on a District Heating Power Plant, Proc. Of the International Conf. on Information and Digital Technologies 2015, 7-9 Jul., Zilina, Slovakia, pp. 261-266.
- [P4] Pădeanu, L. Liuba, G., Biriescu, M., Nedelea, V., Mot, M, **Svoboda, M.** Centring in Magnetic Field of the Hydrogenerator Rotors using Orbit Diagram, 6th Int. Workshop of Soft Computing Applications – SOFA, Vol. 357, series Springer Advances in Intelligent System and Computing, 24-26 July, pp.1185-1197, Romania, Timișoara, 2014.
- [P5] Pădeanu, L., Mot, M. Sistem de achiziție și prelucrare a datelor pentru testarea generatoarelor sincrone, Proc. Of Zilele Academice Timișene, Ed. 13, 23-24 Mai 2013, Editura POLITEHNICA Timișoara.
- [P6] Pădeanu, L. Contribuții la testarea și îmbunătățirea funcționării hidrogenatoarelor sincrone vertical de putere mare folosind instrumentația virtuală – Teză de doctorat, Ed. POLITEHNICA, Timișoara, 2016.
- [P7] https://en.wikipedia.org/wiki/Poisson%27s_equation
- [P8] Pietroreanu, T., M. – „ Protecția și pornirea motoarelor asincrone trifazate ” – Ed. Tehnica, 1976;
- [P9] Patton, P., J., Frank, P., M., Clark, R., N. "Issues of Fault Diagnosis for Dynamic Systems", Springer Verlag, Berlin, Germany, 2000.
- [R1] R., Richter, Masni Electrice, Vol IV (Masina de inductie), ed. Tehnica, Bucuresti, 1960.
- [R2] Răduți, C., Nicolescu, E. Mașini electrice rotative fabricate în România, Ed. Tehnică, București, 1981.
- [R3] Roy, M., F –curs algebra <https://perso.univ-rennes1.fr/marie-francoise.roy/siteAL1-2008-2009/AL1.Resume6.pdf>
- [S1] Salles, G., Filippetti, F., Tassoni, C., Crellet, G., Franceschini, G. Monitoring of induction motor load by neural network techniques, IEEE transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 762-768, 2000.

- [S2] Strangas, E. G. and Theis, K. R.: " Shaded Pole Motor Design and Evaluation using Coupled Field and Circuit Equations", IEEE Transactions on Magnetics MAG-21,5,1985, pp. 1880-1882.
- [S3] Shen, D. et at: " Solution of Magnetic Fields and Electrical Circuits Combined Problems", IEEE Transactions on Magnetics MAG-21,6,1985, pp. 2288-2291.
- [S4] Shen, D. and Meunier, G.: " Modelling of Squirrel Cage Induction Machines by the Finite Elements Method Combined with the Circuits Equations", Proceedings of the International Conference on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines. Torino, 8-11 July 1986. Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italian, pp. 384-388.
- [S5] Smith, A. C., Williamson, S. and Smith, J. R.: " Transient Currents and Torques in Wound-rotor Induction Motors using the Finite Element Method", IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. B, No. 3, May 1990, pp. 160-173.
- [S6] Subhasis, N., Hamid, A., T. *Fault diagnosis of electrical machines – A review*, ICEMDS 1999.
- [S7] Salon, S., DeBortoli, M., Burow, D., Slavik, C. Calculation of circulating current between parallel windings in induction motors with eccentric rotors by the finite element method, Proc. Of ICEM'92, Manchester, Great Britany, vol.2, pp. 371-375, 1992.
- [S8] **Svoboda, M.**, Tutulea, L. Madescu, G., Martian, M., Biriescu, M. Modeling of symmetrical Squirrel Cage Induction Machine with MatLab Simulink, 6th International Conference MPS, Cluj-Napoca, 2015.
- [S9] Stone, G., Kapler, J. "Stator winding monitoring," IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 4, no. 5, pp. 15-20, Sep./Oct. 1998.
- [S10] Szabo, L., Biro, K., A. Dobai, J., B. On the Rotor Bar Faults Detection in Induction Machines, Proc. Of the International Scientific Conference MicroCAD 2003, Miskolc, Hungary, pp. 81-86.
- [S11] **Svoboda, M.**, Frigură-Iliasa, F., Muşuroi, S., Şorândaru, C. The implementation of the fuzzy logic controller for permanent magnet synchronous machines Conference Proceeding IEEE EuroCon 2013; Zagreb; Croatia, ISBN 978-146732232-4.
- [S12] Sudhoff, S., Kuhn, D., B., T. Corzine, K., A. Branecky, B., T. Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Motors, IEEE TRANS. ON ENERGY CONVERSION, VOL. 22, NO. 2, JUNE 2007.

[S13] Sizov, G., Y. Sayed-Ahmed, A. Yeh, C-C. Demerdash, N., A., O. Analysis and Diagnostics of Adjacent and Nonadjacent Broken-Rotor-Bar Faults in Squirrel-Cage Induction Machines, IEEE TRANS. ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 11, NOVEMBER 2009.

[S14] D. Stankovic ; Z. Zhang ; I. Voloh ; J. Vico Enhanced algorithm for motor rotor broken bar detection, Annual Conference for Protective Relay Engineers, 2010 63rd, pp. 1-13.

[S15] Stone, G., C., Boulter, E., A., Culbert, I., Dhairani, H. Electrical Insulation for Rotating Machines: Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair. IEEE Press Series on Power Engineering, 2004, no. ISBN: 0-471-44506-1

[S16] <https://www.scribd.com/doc/207292304/Defectele-motoarelor-electrice-%C5%9Fi-diagnosticarea-lor>.

[T1] Thomson, W., Fenger, M., *Current signature analysis to detect induction motor faults*, IEEE Industry Applications Magazine, vol. 7, no.4, pp26-34, 2001.

[T2] Togui, L., Covrig, M., Manoliu, V. Modelul matematic al motorului asincron trifazat cu infasurare nesimetrica pe stator, EEA Electrotehnica, nr. 7-8, pp 21-25, 1995.

[T3] Togui, L., Covrig, M., Ocheana, L., David, F. Aspecte teoretice privind functionarea masinii asincrone cu infasurari trifazate nesimetrice, Simpozionul International ELECTRO'97, Chisinau, Moldova, pp. 253-258, 1997.

[T4] Togui, L., Covrig, M., Manoliu, V. Determinarea cuplului electromagnetic al masinii asincrone trifazate cu infasurari nesimetrice, EEA Electrotehnica, nr. 7-8, pp 26-30, 1995.

[T5] Tandon, S. C., Armor, A. F. and Chari, M. V. K.: " Nonlinear Transient Finite Element Field Computation for Electrical Machines and Devices. ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-102,5,1983, pp. 1089-96.

[T6] Thorsen, O., V., Dalva, M. "A Contribution to the Development of Transient models for Digital Simulation of Saturated Induction Machines with Deep Bar Effect", Electrotechnical Conference, 1994.

[T7] Thomson, W., A Review of on-line Condition Monitoring Techniques for Three-Phase Squirrel Cage Induction Motors – Past, Present and Future, IEEE Int. Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gojin, pp. 3-18, Sept. 1999.

[T8] Thomson, W. T. and Orpin, P., "Current and Vibration Monitoring for Fault Diagnosis and Root Cause Analysis of Induction Motor Drives," Proceedings of

Thirty-First Turbomachinery Symposium, Turbo machinery Laboratory, Texas A&M University, College Station, Texas, pp. 61-67, 2002.

[T9] Turkmenoglu, M., A, "Wavelet-based switching faults detection in direct torque control induction motor drives. IET Science, Measurement and Technology, 2010, 4 (6), 303-310.

[T10] Tavner, P., J and Penman, J. Condition Monitoring of Electrical Machines. Letchworth, U.K.: Res. Studies Press, 1987.

[T11] Toliyat, H. A., Lipo, T., A, White, J., C "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications, part-1 (motor analysis)," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 6, 679-692, Dec. 1991.

[T12] Toliyat, H. A., Lipo, T., A. "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 10, No. 2, 241-247, Jun. 1995.

[T13] Tenhuen, A. electromagnetic forces acting between the stator and eccentric cage rotor,, Dissertation for Doctor in Science degree, Helsinki UniverssytI of Technology, 2003.

[U1] http://ulstandards.ul.com/standard/?id=94_6

[V1] Vas, P. "Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines", Clarendon Press Oxford, Oxford, UK, 1993.

[W1] Wallace, A., Andrews, P., Wohlgemuth, G. the effects of voltage and winding abnormalities on the measured performance of induction motors, IEEE-IAS, annual Meeting Conference, New Orleans, SUA, vol. 1, pp 196-200, 1997.

[W2] Williamson, S. and Ralph, J. W.: " Finite Element Analysis for Nonlinear Magnetic Field Problems with Complex Current Sources", IEE Proceedings A 129,6,1982, pp. 391-395.

[W3] Williamson, S. and Ralph, J. W.: " Finite Element Analysis of an Induction Motor Fed from a Constant- voltage Source", IEE Proceedings B 130,1, 1983, pp. 18-24.

[W4] Williamson, S., Lim, L. H. and Smith, A. C.: " Transient Analysis of Cage Induction Motors Using Finite Elements", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 26, No. 2, March 1990, pp. 941-944.

[W6] Walliser, R., F. and Landy, C., F "Determination of interbar current effects in the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 9, no. 1, pp. 152-158, Mar. 1994.

[W7] Wallace, A., K. Wright, A. "Novel simulation of cage windings based on mesh circuit model," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-93, pp. 377-382, Jan.-Feb. 1974.

[Z1] Zienkiewicz, O., C., Cheung, Y., K.: " Finite elements in the Solution of Field Problems", The Engineer, Sept. 24,1965, pp. 507-510.

ANEXE

ANEXA I – Transformata T

Transformata T se generează astfel: primele două linii corespund unei transformate dq cu n faze, la care se adaugă o constantă:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{n-1}{n} * \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2 * \pi}{n}) & \dots & \cos(\theta + \left\{ \frac{n-1}{n} \right\} * 2 * \pi) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{2 * \pi}{n}) & \dots & \sin(\theta + \left\{ \frac{n-1}{n} \right\} * 2 * \pi) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{n1} & z_{n2} & \dots & z_{nn} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.I.1})$$

Vectorii formați de primele două linii ale ecuației (A.I.1), sunt liniar independenți, astfel că, spațiul nul al submatricii de dimensiune 2xn, are dimensiunea (n-2).

Spațiul nul al acestei matrici poate fi definit de (n-2) vectori liniari independenți $\underline{z}=0$.

Pentru simplificare, în ecuația de mai sus se va considera unghiul theta nul, vom avea:

$$\begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2 * \pi}{n}) & \dots & \cos(\frac{n-1}{n} * 2 * \pi) \\ 0 & \sin(\frac{2 * \pi}{n}) & \dots & \sin(\frac{n-1}{n} * 2 * \pi) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \dots \\ z_n \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A.I.2})$$

În consecință:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2 * \pi}{n}) \\ 0 & \sin(\frac{2 * \pi}{n}) \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} \cos(\frac{2}{n} * 2 * \pi) & \dots & \cos(\frac{n-1}{n} * 2 * \pi) \\ \sin(\frac{2}{n} * 2 * \pi) & \dots & \sin(\frac{n-1}{n} * 2 * \pi) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} z_3 \\ \dots \\ z_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.I.3})$$

Observație: z_3, z_4, \dots, z_n se pot alege arbitrar, de exemplu, alegând: $z_3=1$ și $z_4=z_5=\dots=z_n=0$, z_{31} și z_{32} sunt atunci determinate, rezultând al treilea vector al spațiului nul, de forma:

$$\begin{bmatrix} z_{31} & z_{32} & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.I.4})$$

Pentru $z_4=1$ și $z_3=z_5=\dots=z_n=0$, z_{41} și z_{42} sunt determinate, rezultând al patrulea vector al spațiului nul:

$$\begin{bmatrix} z_{41} & z_{42} & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.I.5})$$

ANEXA II. Modelul simplificat al statorului și al rotorului pentru mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit

În figura A.II.1 este reprezentat modelul circuitelor echivalente pentru o înfășurare statorică în două straturi, iar în figura A.II.2 este reprezentat același model, dar simplificat.

În aceste reprezentări ale circuitului magnetic echivalent din stator este asumat faptul, că fluxul magnetic circulă după doar două direcții, radială sau tangențială. Sursele de tensiune magnetomotoare au fost dispuse în dinții statorici, tocmai pentru a putea reprezenta și efectul produs de purtătoarea curentului prin bobinele statorului.

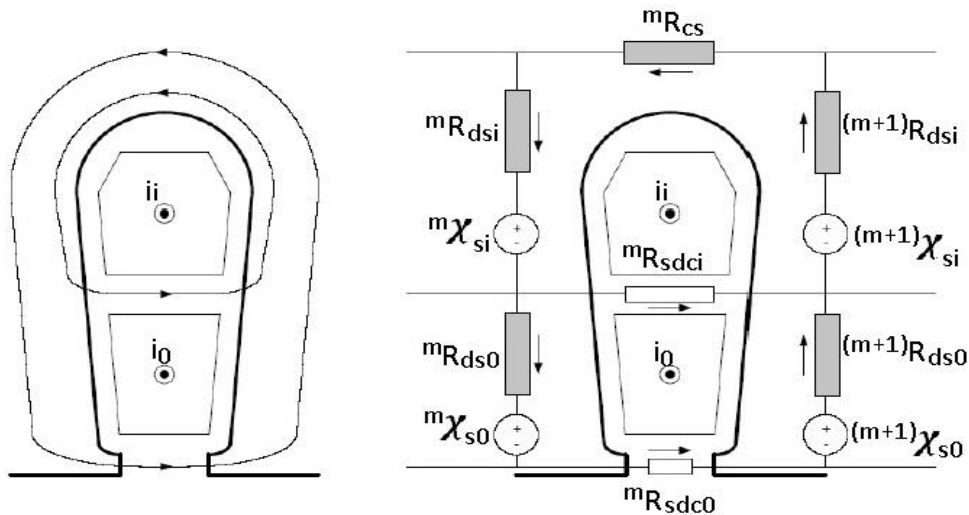


Figura A.II.1 Modelul circuitelor echivalente pentru o înfășurare statorică în două straturi

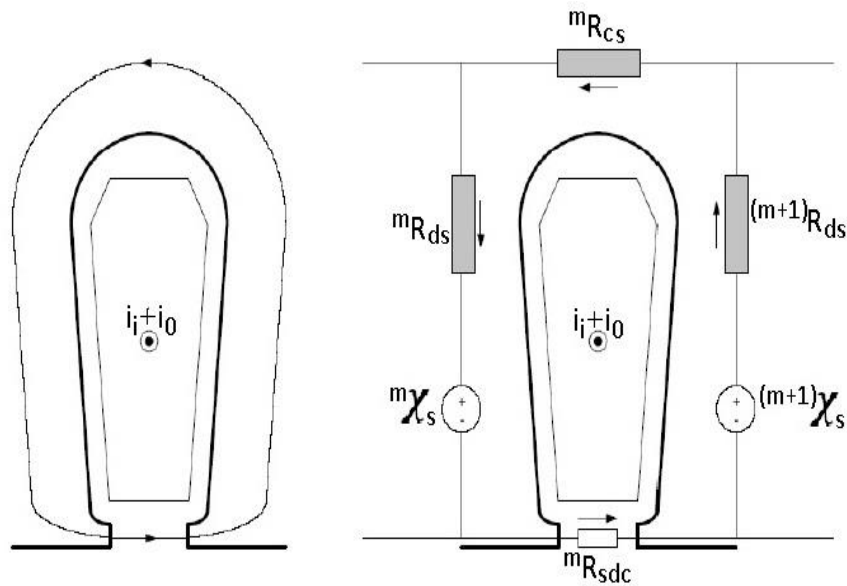


Figura A.II.2 Modelul simplificat al circuitelor echivalente pentru o înfășurare statorică în două straturi

În figura de mai sus, avem următoarele notații:

i_i și i_0 – curenții ce străbat cele două straturi ale înfășurării;

m și $(m+1)$ – notații pentru doi dinți consecutivi;

R_{ds} , R_{cs} – reactanța dintelui, respectiv a creștăturii statorului;

R_{sdc} – reactanța de scăpări în creștătură din stator – este o mărime ce depinde doar de geometria mașinii, valoarea ei rămânând constantă, indiferent de regimul de funcționare al mașinii electrice [T6];

χ_s – sursa de tensiune magnetomotoare din stator.

În figura A.I.3 este reprezentarea simplificată a MEC pentru o creștătură rotorică, reprezentare ce nu ține cont de efectul pelicular.

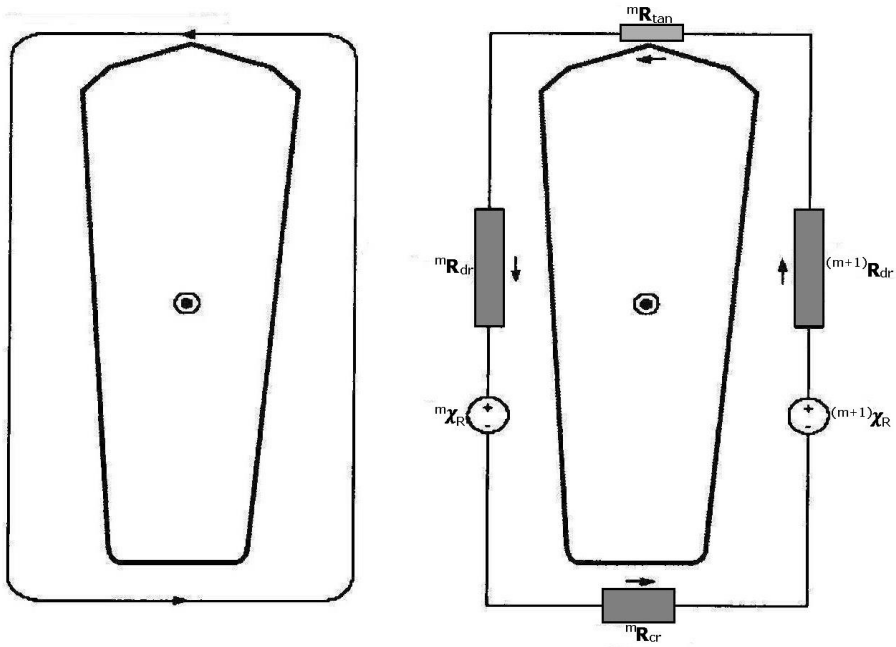


Figura A.I.3 Reprezentarea simplificată a MEC pentru o creștătură rotorică

Figurile A.I.2 și A.I.3 fac referire la modelul global simplificat al mașinii de inducție cu rotorul în scurtcircuit utilizat la aplicarea metodei circuitelor magnetice echivalente.

ANEXA III. Modelarea mașinii de inducție

Se va dezvolta modelul matematic pentru M.AS cu rotorul în scurtcircuit, care are toți dinții statorici și rotorici reprezentați de un singur element de circuit. Se are în vedere figura 4.3, atunci când se vor scrie ecuațiile potențialelor la noduri, de mai jos.

$$\begin{aligned} -u_{1,k} * G_{CS,1} + u_{1,1} * (G_{CS,1} + G_{CS,2}) - u_{1,2} * G_{CS,2} &= -\phi_{ds,1} \\ -u_{1,1} * G_{CS,2} + u_{1,2} * (G_{CS,2} + G_{CS,3}) - u_{1,3} * G_{CS,3} &= -\phi_{ds,2} \\ -u_{1,k-1} * G_{CS,k} + u_{1,k} * (G_{CS,k} + G_{CS,1}) - u_{1,1} * G_{CS,1} &= -\phi_{ds,k} \end{aligned}$$

(A.III.1)

$$\begin{aligned} -u_{2,k} * G_{S,\sigma} + u_{2,1} * (2 * G_{S,\sigma} + \sum_{j=1}^l G_{1,j}) - u_{2,2} * G_{S,\sigma} - \sum_{j=1}^l u_{3,j} * G_{1,j} &= \phi_{ds,1} \\ -u_{2,1} * G_{S,\sigma} + u_{2,2} * (2 * G_{S,\sigma} + \sum_{j=1}^l G_{2,j}) - u_{2,3} * G_{S,\sigma} - \sum_{j=1}^l u_{3,j} * G_{2,j} &= \phi_{ds,2} \\ -u_{2,k-1} * G_{S,\sigma} + u_{2,k} * (2 * G_{S,\sigma} + \sum_{j=1}^l G_{k,j}) - u_{2,1} * G_{S,\sigma} - \sum_{j=1}^l u_{3,j} * G_{k,j} &= \phi_{ds,k} \\ -u_{3,l} * G_{r\sigma,1} + u_{3,1} * (G_{r\sigma,1} + G_{r\sigma,2} + \sum_{i=1}^k G_{i,1}) - u_{3,2} * G_{r\sigma,2} - \sum_{i=1}^k u_{2,i} * G_{i,1} &= -\phi_{dr,1} \end{aligned}$$

(A.III.2)

$$-u_{3,1} * G_{r\sigma,2} + u_{3,2} * (G_{r\sigma,2} + G_{r\sigma,3} + \sum_{i=1}^k G_{i,2}) - u_{3,3} * G_{r\sigma,3} - \sum_{i=1}^k u_{2,i} * G_{i,2} = -\phi_{dr,2}$$

(A.III.3)

$$-u_{3,l-1} * G_{r\sigma,l} + u_{3,l} * (G_{r\sigma,l} + G_{r\sigma,l+1} + \sum_{i=1}^k G_{i,l}) - u_{3,l} * G_{r\sigma,l} - \sum_{i=1}^k u_{2,i} * G_{i,l} = -\phi_{dr,l}$$

$$u_{4,1} * (G_{cr,1} + G_{cr,2}) - u_{4,2} * G_{cr,2} = \phi_{dr,1}$$

$$-u_{4,1} * G_{cr,2} + u_{4,2} * (G_{cr,2} + G_{cr,3}) - u_{4,3} * G_{cr,3} = \phi_{dr,2} \quad (\text{A.III.4})$$

$$-u_{4,l-2} * G_{cr,l-1} + u_{4,l-1} * (G_{cr,l-1} + G_{cr,l}) = \phi_{dr,l-1}$$

În baza ecuațiilor A.II.1 ...A.II.4 se pot scrie următoarele matrice de permeanțe:

$$A_{1,1} = \begin{bmatrix} (G_{cs,1} + G_{cs,2}) & -G_{cs,2} & 0 & \dots & 0 & 0 & -G_{cs,1} \\ -G_{cs,1} & (G_{cs,2} + G_{cs,3}) & -G_{cs,3} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -G_{cs,1} & 0 & 0 & \dots & 0 & -G_{cs,k} & (G_{cs,k} + G_{cs,1}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.III.5})$$

$$A_{2,2} = \begin{bmatrix} (2 * G_{s,\sigma} + \sum_{j=1}^l G_{1,j}) & -G_{s,\sigma} & 0 & \dots & 0 & 0 & -G_{s,\sigma} \\ -G_{s,\sigma} & (2 * G_{s,\sigma} + \sum_{j=1}^l G_{2,j}) & -G_{s,\sigma} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -G_{s,\sigma} & 0 & 0 & \dots & 0 & -G_{s,\sigma} & (2 * G_{s,\sigma} + \sum_{j=1}^l G_{k,j}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.III.6})$$

$$A_{2,3} = \begin{bmatrix} G_{1,1} & G_{1,2} & \dots & G_{1,l} \\ G_{2,1} & G_{2,2} & \dots & G_{2,l} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_{k,1} & G_{k,2} & \dots & G_{k,l} \end{bmatrix} \quad (\text{A.III.7})$$

$$A_{3,2} = A_{2,3}^T \quad (\text{A.III.8})$$

$$A_{3,3} = \begin{bmatrix} (G_{r\sigma,1} + G_{r\sigma,2} + \sum_{i=1}^k G_{i,1}) & -G_{r\sigma,2} & 0 & \dots & 0 & 0 & -G_{r\sigma,1} \\ -G_{r\sigma,2} & (G_{r\sigma,2} + G_{r\sigma,3} + \sum_{i=1}^k G_{i,2}) & -G_{r\sigma,3} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -G_{r\sigma,1} & 0 & 0 & \dots & 0 & -G_{r\sigma,1} & (G_{r\sigma,1} + G_{r\sigma,l} + \sum_{i=1}^k G_{i,l}) \end{bmatrix}$$

(A.III.9)

$$A_{4,4} = \begin{bmatrix} (G_{cr,1} + G_{cr,2}) & -G_{cr,2} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -G_{cr,2} & (G_{cr,2} + G_{cr,3}) & -G_{cr,3} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -G_{cr,l-1} & (G_{cr,l-1} + G_{cr,1}) \end{bmatrix}$$

(A.III.10)

Vectorii flux:

$$\phi_{ds} = [\phi_{ds,1} \ \phi_{ds,2} \ \dots \ \phi_{ds,k}]^T$$

(A.III.11)

$$\phi_{dr} = [\phi_{dr,1} \ \phi_{dr,2} \ \dots \ \phi_{dr,l}]^T$$

(A.III.12)

$$\dot{\phi}_{dr} = [\phi_{dr,1} \ \phi_{dr,2} \ \dots \ \phi_{dr,l-1}]^T$$

(A.II.13)

Și potențialele magnetice scalare ale nodurilor (vectori), din figura 4.3:

$$u_1 = [u_{1,1} \ u_{1,2} \ \dots \ u_{1,i} \ u_{1,i+1} \ \dots \ u_{1,k}]^T$$

(A.III.14)

$$u_2 = [u_{2,1} \ u_{2,2} \ \dots \ u_{2,i} \ u_{2,i+1} \ \dots \ u_{2,k}]^T \quad (\text{A.III.15})$$

$$u_3 = [u_{3,1} \ u_{3,2} \ \dots \ u_{3,j} \ u_{3,j+1} \ \dots \ u_{3,l}]^T \quad (\text{A.III.16})$$

$$u_4 = [u_{4,1} \ u_{4,2} \ \dots \ u_{4,j} \ u_{4,j+1} \ \dots \ u_{4,l-1}]^T \quad (\text{A.II.17})$$

Ecuatiile A.III.1 ... A.III.17 definesc vectorii potențialului magnetic, formează sistemul matriceal al potențialului la noduri pentru o mașină asincronă.

$$A_{1,1} * u_1 = -\phi_{ds} \quad (\text{A.III.18})$$

$$A_{2,2} * u_2 + A_{2,3} * u_3 = \phi_{ds} \quad (\text{A.III.19})$$

$$A_{3,2} * u_2 + A_{3,3} * u_3 = -\phi_{dr} \quad (\text{A.III.20})$$

$$A_{4,4} * u_4 = \phi_{dr} \quad (\text{A.III.21})$$

Operatorul matrice identitate cu (n-k) rânduri și (n-m) coloane se definește astfel:

$$I_{n-k,n-m} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.III.22})$$

Pentru cazul când $k > m$.

Iar pentru cazul $k < m$, operatorul este definit astfel:

$$I_{n-k, n-m} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.III.23})$$

ANEXA IV. Explicativă pentru unghiul theta

Se va nota cu θ unghiul dintre un dinte statoric și un dinte rotor, așa cum se poate observa din figura A.IV.1. Unghiul θ poate avea valori atât pozitive, cât și negative.

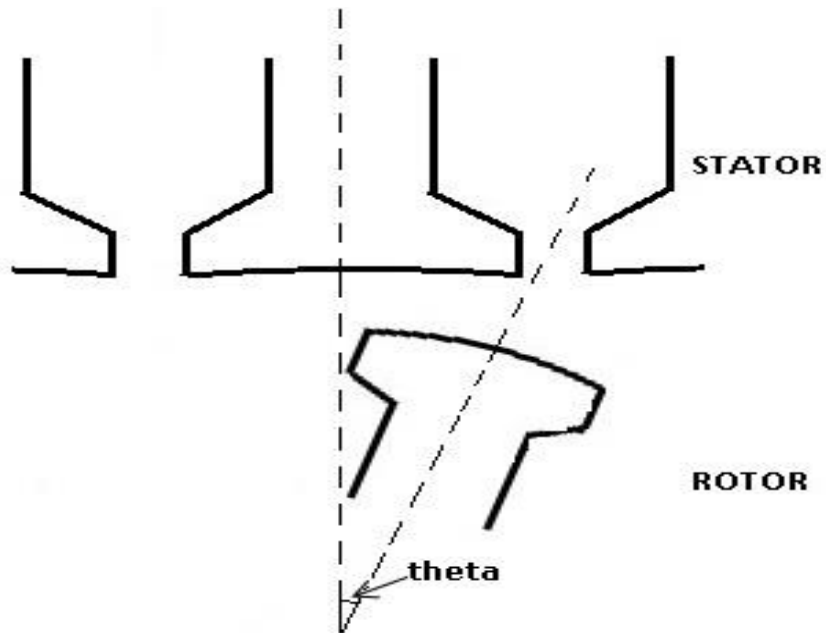


Figura A.IV.1 Explicativă la unghiul theta

Pentru stator:

$$G_{i+1,j}(\theta) = G_{ij}\left(\theta - \frac{2 * \pi}{N_s}\right) \quad (\text{A.VI.1})$$

Pentru rotor:

$$G_{i,j+1}(\theta) = G_{ij}\left(\theta - \frac{2 * \pi}{N_r}\right) \quad (\text{A.VI.2})$$

Unde: N_s – număr de creștături din stator;

N_r – număr de creștături din rotor.

Se va crea matricea G, de forma:

$$G_{ij} = \begin{bmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \dots & g_{1,N_r} \\ g_{2,1} & g_{2,2} & \dots & g_{2,N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_s,1} & g_{N_s,2} & \dots & g_{N_s,N_r} \end{bmatrix}$$

(A.VI.3)

În această matrice, de dimensiune ($N_r \times N_s$), elementele g_{ij} pot fi nule, sau pot lua valori conform condițiilor din (A.VI.4). Această matrice ține cont de poziția rotorului față de stator.

$$g(i, j) = \begin{cases} 1, \text{pentru : } 0 \leq \theta \leq \theta' \cup (2 * \pi - \theta') \leq \theta \leq 2 * \pi \\ 1 + \cos \pi * (\theta - \theta') / (\theta_t - \theta') / 2, \text{pentru : } \theta' \leq \theta \leq \theta_t \\ 1 + \cos \pi * (\theta - 2 * \pi + \theta') / (\theta_t - \theta') / 2, \text{pentru : } (2 * \pi - \theta_t) \leq \theta \leq (2 * \pi - \theta') \\ 0, \text{pentru : } \theta_t < \theta < (2 * \pi - \theta_t) \end{cases}$$

(A.VI.4)

Cu:

$$\theta' = \pi * \text{abs}\left(\frac{0.9}{N_s} - \frac{0.9}{N_r}\right) \text{ și } \theta_t = \pi * \left(\frac{1}{N_s} + \frac{1}{N_r}\right)$$

Pentru realizarea codului program mai este nevoie și de derivata parțială a elementelor matricei $G_{i,j}$ în raport cu poziția curentă a rotorului față de stator. Aceasta este arătată mai jos, în A.VI.5:

$$\frac{\Delta G_{i,j}}{\Delta \theta_c} = J$$

$$J = \begin{cases} 0, \text{pentru : } 0 \leq \theta \leq \theta' \cup (2 * \pi - \theta') \leq \theta \leq 2 * \pi \\ -G_{\max} * \frac{\sin \pi * \frac{\theta - \theta'}{\theta_t - \theta'}}{2 * \pi} * (\theta_t - \theta'), \text{pentru : } \theta' < \theta < \theta_t \\ -G_{\max} * \frac{\theta_t - \theta'}{2 * \pi} * \sin \pi * \frac{\theta - 2 * \pi - \theta'}{\theta_t - \theta'}, \text{pentru : } (2 * \pi - \theta_t) \leq \theta \leq (2 * \pi - \theta') \end{cases}$$

(A.VI.5)

În fișierul Mupdate.m, în care se actualizează, la fiecare iterație poziția dinților rotorici față de cei statorici, intervin unghiurile $tetat$ și $teta1$, unghiuri explicate grafic în figura A.VI.2 a) și b). Unghiul θ_t este unghiul format de axele ce trec prin mijlocul unui dinte statoric, respectiv mijlocul unui dinte rotor, iar unghiul θ_1 este unghiul format de axele ce trec prin colțul unui dinte statoric, respectiv a colțului unui dinte rotor.

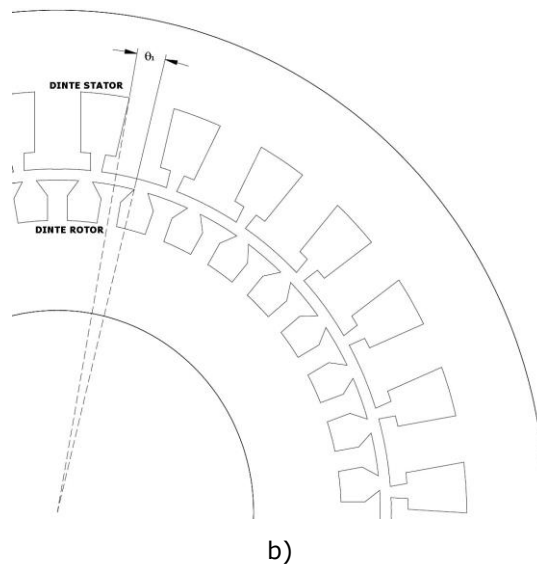
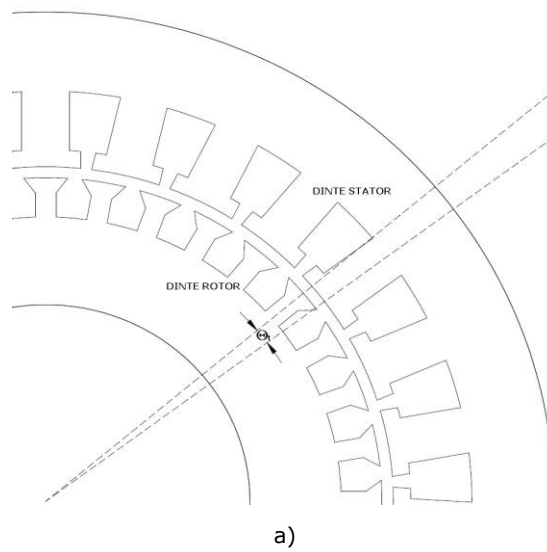


Figura A.VI.2. Explicativă la formarea: a) unghiului $teta1$; b) unghiului $tetat$.

ANEXA V. Codul program pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit

Codul program pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit în coordonate dq:

```
% cod abc to dq
```

```
clear
```

```
f=50 %Hz frecventa tensiunii de alimentare
P=2 %numar perechi de poli
Rs=1.2 %Ohm rezistenta statorica
Rb=120e-6 %Ohm rezistenta unei bare rotorice
Re=10e-6 %Ohm rezistenta inel de scurtcircuitare
Ls=0.1 %H inductivitate statorica
L1s=Ls %H
Lms=0.095 %inductivitate mutuala
Lb=0.1e-6 %H inductivitatea unei bare din rotor
Le=0.02e-6 %H inductivitatea inelului de scurtcircuitare
Nr=28 %Number rotor bars
Ns=156 % numar spire stator
g=0.4e-3 %m intrefier
l=120e-3 %m lungimea partii active a rotorului
r=70e-3 %m raza rotor
J=0.0015 %kg.m2 moment de inertie
Uvf=310 %V tensiunea de varf
TL1=28 %Nm cuplul impus
TL2=28 %Nm cuplul impus
we=2*pi*f; %1500rpm turatie rotor
wk=157.07; %rad/s 1450rpm turatie camp invartitor din stator
%wk=2*pi*f;

mo=4*pi*1e-7
ar=(2*pi/Nr) %unghi mecanic dintre bare
delta=ar/2
Ks=sqrt(2/3)
Kr=sqrt(2/Nr)
Ksk=2/3
Krk=2/3*sqrt(Nr/3)
Ur=zeros(Nr,1)
```

```

%Lms=mo*I*r*Ns*Ns*pi/(4*P*P*g)
Lm=Lms*4*sin(P*ar/2)/(pi*Ns)
%Lmr=mo*Nr*I*tau/(2*P*g*Kc*Ksat*pi*pi)
Rr=2*(Re+Rb*(1-cos(ar)))
Lr=(mo*I*r*ar/g+2*Le+2*Lb*(1-cos(ar)))

Inv_Beta=zeros(Nr,1);
Beta=zeros(1,Nr)
Cbare=zeros(Nr,1)
for i=1:Nr
    Inv_Beta(i,1)=exp(-j*ar/2*(i-1))

    Beta(1,i)=exp(j*ar/2*(i-1))
    Cbare(i,1)=i;
    Re_Beta=real(Beta(1,i));
    Beta_i=exp(1i*ar/2*(i-1));
end
Beta_k_1_1=exp(j*ar/2*(1))
Beta_k10=exp(j*ar/2*(10-1))

Const_Tem=Lm/2*1/Kr/Ks*sqrt(Nr/3);

%.....
% Transformari / matrici
%.....
Rk=zeros(4,4)
Rk(1,1)=Rs
Rk(2,2)=Rs
Rk(3,3)=2*(Re*(1-cos(ar)))*sqrt(3/Nr)+Rb
Rk(4,4)=Rk(3,3)

Lk=zeros(4,4)

Lk(1,1)=L1s+3/2*Lms
Lk(2,2)=Lk(1,1)
Lk(1,3)=Ks/Kr*3/2*sqrt(3/Nr)*Lm
Lk(2,4)=Lk(1,3)
Lk(3,1)=Nr/2*sqrt(Nr/3)*Kr/Ks*Lm
Lk(4,2)=Lk(3,1)
Lk(3,3)=Lr
Lk(4,4)=Lk(3,3)

```

```
Inv_Lk=inv(Lk)
```

```
Lwk_12=-(L1s+3/2*Lms)
```

```
Lwk_21=-Lwk_12
```

```
Lwk_14=-3/2*Ks/Kr*sqrt(3/Nr)*Lm
```

```
Lwk_23=-Lwk_14
```

```
Lwk_32=-Nr/2*sqrt(Nr/3)*Kr/Ks*Lm
```

```
Lwk_41=-Lwk_32
```

```
Lwk_34=-Lr
```

```
Lwk_43=-Lwk_34
```

Programul cu ajutorul căruia se poate observa în simularea mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit în coordonate dq, repartiția simetrică, pe barele vecine, a curentului corespunzător unei bare întrerupte (ipoteza preluată din [C9], autorii nevalidând practic acest model):

```
% CORECTIE
```

```
tsim=3;% timp de simulare
```

```
[ne, nb]=size(val_c); % gasirea dimensiunii vectorului
```

```
curent
```

```
Mc=zeros(Nr,Nr);
```

```
Mc(k1,k1)=-1;
```

```
if k1>1
```

```
Mc(k1-1, k1)=0.5;
```

```
else
```

```
Mc(Nr, k1)=0.5;
```

```
end
```

```
if k1<Nr
```

```
Mc(k1+1, k1)=0.5;
```

```
else
```

```
Mc(1, k1)=0.5;
```

```
end
```

```
Mc=Mc';
```

```
timp=[1:ne]*(tsim/ne);
```

```
il=round (ts/tsim*ne);
```

```
Io=zeros(ne, nb);
```

```
for index=il :ne,
```

```
Io(index, :)=val_c(index, :)*Mc; %curent homopolar
```

```
end
```

```
Icorect=Io+val_c;
```

```
figure
```

```
plot(timp,val_c)
```

```
grid
```

```
figure
```

```
plot(timp,Io)
grid
figure
plot(timp,Icorect)
grid
figure
Icor=Icorect/10;
bar(Icor(3001, 1:28))
```

Fișierele codului program pentru modelul mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit în coordonatele fazelor:

1. Fișierul date_intrare.m

```
% DATE INTRARE
```

```
Pn=3 %kW putere nominala
Ufn=380 % V tensiune de linie
fn=50 %Hz frecventa nominala
P= 3 %6 poli, 3 perechi de poli
nl=2 %straturi pentru infasurarea statorica
Dsi=138 %mm diametrul interior al statorului
Nr=10 %numar bare rotor - linii
Ns=12 % numar crestaturi stator - coloane

N1= 420 % spire pe faza in stator
l=115 % mm lungimea pachetului de tole
delta=0.3 % mm intrefier echivalent
Dag=Dsi-delta %diametru mediu
y=5
Oss=2.5 % mm deschiderea crestaturii statorului
Osr=1.5 % mm deschiderea crestaturii rotorului
Rs=5.94 % OHM rezistenta unei faze din stator
Rb=6.61e-5 % OHM rezistenta unei bare din rotor
%Ri=1.55e-5 % OHM rezistenta portiunii de inel dintre doua bare invecinate
Ri=0;
lamdaSS=1.77 %permeanta crestaturii statorice
lamdaSR=2.16 %permeanta crestaturii rotorice
lamdaSsigL=0.219 %permeanta capetelor de bobina din stator
lamdaRsigL=0.059 %permeanta inel-rotor intre doua bare
Jr=0.0027 % moment de inertie  $G \cdot D \cdot D = 0.107$ moment de giratie /  $4 \cdot g = Jr$ 
miu0=4*pi*1e-7
Ks=1.78 %factor de saturatie pentru modelul liniarizat
```

```

tauss=pi*Dag/Ns;
taurs=pi*Dag/Nr;
Wst=tauss-Oss;          %latime crestatura stator
Wrt=taurs-Osr;          % latime crestatura rotor
Wmin=min(Wst,Wrt); %
sb=N1/(Ns/3); %nr bobine pe faza
RO=1000
q1=Ns/(6*P)
    tau=Ns/(2*P)          %pas polar in pasi de crestatura
x=y/tau          % y/tau=5/6 scurtarea bobinei

teta=pi/10
teta1=pi*abs(0.9/Ns - 0.9/Nr)
tetat=pi*(1/Ns + 1/Nr)
alfaS=(2*pi)/Ns          %unghiul dintre crestaturile statorului
alfaR=(2*pi)/Nr          %unghiul dintre barele rotorului
Gssig=lamdaSS*miu0*I*1e-3;          % dispersie de crestatura in stator
Grsig=lamdaSR*miu0*I*1e-3;          % dispersie de crestatura in rotor
Gmax=miu0*((Wmin*I)/(delta*Ks))*1e-3;
L=(4*pi*1e-7*(420*0.92)^2*0.072*0.115)/(pi*3*0.4*1e-3)

```

2. Fişierul init.m

```

Nr=36;
Ns=27;
P=3;
sb=35;
nl=2;
q1=Ns/(6*P);
y=5;
Dsi=138/3; % mm diametrul interior al statorului
lg=115; % mm lungimea pachetului de tole
delta=0.3; % mm intrefier
Oss=2.5; % mm deschiderea crestaturii statorului
Osr=1.5; % mm deschiderea crestaturii rotorului
lamdaSS=1.77; % permeanta crestaturii statorice
lamdaSR=2.16; % permeanta crestaturii rotorice
Rs=5.94 % OHM rezistenta unei faze din stator
Rb=6.61e-5 % OHM rezistenta unei bare din rotor
Ri=0; %1.55e-6 % OHM rezistenta portiunii de inel dintre doua bare invecinate
nbb=0;
Ks=1.78; % factor de saturatie pentru modelul liniarizat
miu0=4*pi*1e-7;

```

```

%initializare
Dag=Dsi-delta; %diametru mediu
tauss=pi*Dag/Ns;
taurs=pi*Dag/Nr;
Wst=tauss-Oss; %latime crestatura stator
Wrt=taurs-Osr; % latime crestatura rotor
Wmin=min(Wst,Wrt);
Gmax=miu0*((Wmin*Ig)/(delta*Ks))*1e-3;
Gssig=lamdaSS*miu0*Ig*1e-3; % dispersie de crestatura in stator
Grsig=lamdaSR*miu0*Ig*1e-3; % dispersie de crestatura in rotor
teta1=abs(Wst-Wrt)/Dag;
tetat=pi*(1/Ns + 1/Nr);

Vlinie=(0:Ns-1)/Ns*2*pi;
Vcol=(0:Nr-1)/Nr*2*pi;
teta_m0=ones(Nr,1)*Vlinie - Vcol* ones(1, Ns);

vaux=[Nr-1:-1:0]';
Wrsec=zeros(Nr);
for ii=1:Nr,
    Wrsec(:,ii)=mod(vaux+ii-1,Nr);
end
Wrsec=Wrsec/Nr-(1-1/Nr)/2;

islot=1:Ns;
islot_angle=rem(360*P*islot/Ns,360);
[iss_angle slot_index]=sort(islot_angle);
zone1=slot_index(1:fix(Ns/6));
zone2=slot_index(fix(Ns/6)+1:Ns/3);
zone3=slot_index(Ns/3+1:fix(Ns/2));
zone4=slot_index(fix(Ns/2)+1:2*Ns/3);
zone5=slot_index(2*Ns/3+1:fix(5*Ns/6));
zone6=slot_index(fix(5*Ns/6)+1:Ns);
Cdist(zone1)=1;
Cdist(zone2)=-3;
Cdist(zone3)=2;
Cdist(zone4)=-1;
Cdist(zone5)=3;
Cdist(zone6)=-2;
Cdist1=zeros(2, length(Cdist));

Cdist1(1,:)=Cdist;

```



```

if(nl==2)
    %Cdist1(2,fix(3*q1)-y+1:Ns)=Cdist(1:Ns-fix(3*q1)+y);
    %if(y~=3*q1) Cdist1(2,1:fix(3*q1)-y)=Cdist(Ns-fix(3*q1)+y+1:Ns); end
    Cdist1(2,1:Ns-fix(3*q1)+y)=Cdist(fix(3*q1)-y+1:Ns);
    if(y~=3*q1) Cdist1(2,Ns-fix(3*q1)+y+1:Ns)=Cdist(1:fix(3*q1)-y); end
end
%Cdist2,3 - matrice intermediara pentru crearea lui W'si W''

Cdist2=zeros(Ns,3);
ii=find(abs(Cdist1(1,:))==1);
Cdist2(ii,1)=sign(Cdist1(1,ii))';

ii=find(abs(Cdist1(1,:))==2);
Cdist2(ii,2)=sign(Cdist1(1,ii))';

ii=find(abs(Cdist1(1,:))==3);
Cdist2(ii,3)=sign(Cdist1(1,ii))';

Cdist3=zeros(Ns,3);
ii=find(abs(Cdist1(2,:))==1);
Cdist3(ii,1)=sign(Cdist1(2,ii))';

ii=find(abs(Cdist1(2,:))==2);
Cdist3(ii,2)=sign(Cdist1(2,ii))';

ii=find(abs(Cdist1(2,:))==3);
Cdist3(ii,3)=sign(Cdist1(2,ii))';

V=eye(Ns);
V1=[V(:,2:Ns) V(:,1)];

Mscs=eye(Ns)-V1;

Mscs(Ns,:)=ones(1,Ns);
Mscsinv=inv(Mscs);

%Wsec=Mscsinv*(Cdist2+Cdist3);

Cdists=Cdist2+Cdist3;

Cdists0=Cdists;
Cdists0(Ns,:)=[0 0 0];

```

```

Wsec1=Mscsinv*Cdists0;

% MATRICEA Wsecund

Wsec=cumsum(Cdists);
Wsecoffset=mean(Wsec);
for ii=1:3
Wsec(:,ii)=Wsec(:,ii)-Wsecoffset(ii);
end
Mrb=eye(Nr)-diag(ones(Nr-1,1),1);
Mrb(Nr,1)=-1;
Rbm=eye(Nr)*Rb;
if(nbb>0) Rbm(nbb,nbb)=1000*Rb; end
Rgu=Mrb*Rbm+2*Wrsec*Ri;

Rgud=Rgu(1:end-1,:)*[eye(Nr-1); -ones(1,Nr-1)];
Rtr=[eye(3)*Rs, zeros(3,Nr); zeros(Nr,3), Rgu*sb^2];

```

3. Fișierul teta_m.m

```

clear all
date_intrare

% MATRICE IDENTITATE PENTRU CURENTII BARELOR I(Nr, Nr)
I=eye(Nr);

My3=zeros(2,3); % matricea conexiunii stea
My3(1,1)=1;
My3(1,2)=0;
My3(1,3)=-1;
My3(2,1)=-1;
My3(2,2)=1;
My3(2,3)=0;

V=eye(Nr);
V2=[V(:,Nr) V(:,1:Nr-1)];

% MATRICE DE LEGATURA INTRE CURENTII BARELOR SI CURENTII INELELOR

Mscrb=eye(Nr)-V2;
Mscrb(Nr,:)=ones(1, Nr);

```

```

Mscrbinv=inv(Mscrb);

Rgu=-2*V2*Mscrbinv*Ri+(V2-I)*Rb;

%MATRICEA DISTRIBUTIEI BOBINELOR PE STATOR

%Cname=['ABC'];

islot=1:Ns;
islot_angle=rem(360*P*islot/Ns,360);
[iss_angle slot_index]=sort(islot_angle);
zone1=slot_index(1:fix(Ns/6));
zone2=slot_index(fix(Ns/6)+1:Ns/3);
zone3=slot_index(Ns/3+1:fix(Ns/2));
zone4=slot_index(fix(Ns/2)+1:2*Ns/3);
zone5=slot_index(2*Ns/3+1:fix(5*Ns/6));
zone6=slot_index(fix(5*Ns/6)+1:Ns);
Cdist(zone1)=1;
Cdist(zone2)=-2;
Cdist(zone3)=3;
Cdist(zone4)=-1;
Cdist(zone5)=2;
Cdist(zone6)=-3;
Cdist1=zeros(2, length(Cdist));

Cdist1(1,:)=Cdist;
if(nl==2)
Cdist1(2,fix(3*q1)-y+1:Ns)=Cdist(1:Ns-fix(3*q1)+y);
if(y~=3*q1) Cdist1(2,1:fix(3*q1)-y)=Cdist(Ns-fix(3*q1)+y+1:Ns); end
end
%Cdist2,3 - matrice intermediara pentru creerea lui W'si W''

Cdist2=zeros(Ns,3);
ii=find(abs(Cdist1(1,:))==1);
Cdist2(ii,1)=sign(Cdist1(1,ii));

ii=find(abs(Cdist1(1,:))==2);
Cdist2(ii,2)=sign(Cdist1(1,ii));

ii=find(abs(Cdist1(1,:))==3);
Cdist2(ii,3)=sign(Cdist1(1,ii));

```

```
Cdist3=zeros(Ns,3);
ii=find(abs(Cdist1(2,:))=1);
Cdist3(ii,1)=sign(Cdist1(2,ii));

ii=find(abs(Cdist1(2,:))=2);
Cdist3(ii,2)=sign(Cdist1(2,ii));

ii=find(abs(Cdist1(2,:))=3);
Cdist3(ii,3)=sign(Cdist1(2,ii));

V=eye(Ns);
V1=[V(:,2:Ns) V(:,1)];

Mscs=eye(Ns)-V1;

Mscs(Ns,:)=ones(1,Ns);
Mscsinv=inv(Mscs);

%Wsec=Mscsinv*(Cdist2+Cdist3);

Cdists=Cdist2+Cdist3;

Cdists0=Cdists;
Cdists0(Ns,:)=[0 0 0];
Wsec1=Mscsinv*Cdists0;

% MATRICEA Wsecund

Wsec=cumsum(Cdists);
Wsecoffset=mean(Wsec);
for ii=1:3
Wsec(:,ii)=Wsec(:,ii)-Wsecoffset(ii);
end

% Coeficientul lui Carter

gammas=(Oss/delta)/(5+Oss/delta);
gammar=(Osr/delta)/(5+Osr/delta);

Kcs=tauss/(tauss-gammas*Oss);
Kcr=taurs/(taurs-gammar*Osr);
```

```

Kc=Kcs*Kcr;

% INDUCTIA IN INTREFIER - verificare

x=[3.8 -1.9 -1.9]; %vector curenti din stator
B0=(Wsec*sb*x'*sqrt(2/3)*miu0)/(Ks*Kc*0.3*1e-3);
%plot(B0)
%grid;

M32=[1 0; 0 1; -1 -1];
% Rb - vector rezistenta barelor
Rb=6.61e-5*eye(Nr,Nr);
%Rb(5)=Rb(5)*100; %bara intrerupta

% Rri - vector rezistenta bucatii de inel cuprinsa intre doua bare

Rri=1.55e-5*ones(1,Nr);

MN={'L11(1,1)', 'L11(1,2)', 'L11(2,2)', 'L11(3,3)', 'L12(1,1)', 'L12(2,2)', ...
'L12(1,2)', 'L12(2,46)', 'L21(1,20)', 'L21(20,1)', 'L21(1,1)', 'L21(2,2)', ...
'L21(1,2)', 'L21(20,2)', 'L21(46,2)', 'L22(1,1)', 'L22(2,2)', 'L22(20,20)', ...
'L22(21,21)', 'L22(46,46)', 'L22(1,2)', 'L22(2,1)', 'L22(1,20)', 'L22(1,46)'}

tetav=0:pi/5000:2*pi;
nv=length(tetav);

for iteta=1:nv
    teta=tetav(iteta);

% MATRICEA g SI MATRICEA J

Vlinie=(0:Ns-1)/Ns*2*pi;
Vcol=(0:Nr-1)/Nr*2*pi;
teta_m0=-ones(Nr,1)*Vlinie + Vcol'* ones(1, Ns);
teta_m=teta+teta_m0;

```

```

[ii, jj]=find(teta_m>2*pi);

if(~isempty(ii))
    teta_m(ii+Nr*(jj-1))=teta_m(ii+Nr*(jj-1))-2*pi;
end
[ii, jj]=find(teta_m<0);

if(~isempty(ii))
    teta_m(ii+Nr*(jj-1))=teta_m(ii+Nr*(jj-1))+2*pi;
end
g=ones(Nr,Ns);
J=zeros(Nr, Ns);
[ii, jj]=find((teta1<=teta_m).*(teta_m<=tetat));
if (~isempty(ii))
    kk=ii+Nr*(jj-1);
    alfa=pi*(teta_m(kk)-teta1)/(tetat-teta1);
    g(kk)=(1+cos(alfa))/2;
    J(kk)=-Gmax*((sin(alfa)*pi)/(2*(tetat-teta1)));
end

[ii, jj]=find((2*pi-tetat<=teta_m).*(teta_m<=2*pi-teta1));
if (~isempty(ii)),
    kk=ii+Nr*(jj-1);
    alfa1= (pi*(teta_m(kk)-2*pi+teta1)/(tetat-teta1));
    g(kk)=(1+cos(alfa1))/2;
    J(kk)=-Gmax*(pi/(2*(tetat-teta1))*sin(alfa1));
end

[ii, jj]=find((tetat<teta_m) .* (teta_m<(2*pi)-tetat));
if (~isempty(ii)),
    kk=ii+Nr*(jj-1);
    g(kk)=0;
end

Gm=Gmax*g;

matrici_A

% L11 - inductivitati proprii stator
MV(iteta,1)=L11(1,1);

```

```
MV(iteta,2)=L11(1,2);
MV(iteta,3)=L11(2,2);
MV(iteta,4)=L11(3,3);
% L12 - inductivitati mutuale stator-rotor
MV(iteta,5)=L12(1,1);
MV(iteta,6)=L12(2,2);
MV(iteta,7)=L12(1,2);
MV(iteta,8)=L12(2,46);
MV(iteta,9)=L12(3,46);
MV(iteta,10)=L12(1,20);
% L21 - inductivitati mutuale rotor-stator
MV(iteta,11)=L21(1,1);
MV(iteta,12)=L21(2,2);
MV(iteta,13)=L21(1,2);
MV(iteta,14)=L21(20,2);
MV(iteta,15)=L21(46,2);
MV(iteta,16)=L21(20,1);
% L22 - inductivitati proprii rotor
MV(iteta,17)=L22(1,1);
MV(iteta,18)=L22(2,2);
MV(iteta,19)=L22(20,20);
MV(iteta,20)=L22(21,21);
MV(iteta,21)=L22(46,46);
MV(iteta,22)=L22(1,2);
MV(iteta,23)=L22(1,3);
MV(iteta,24)=L22(1,20);
MV(iteta,25)=L22(1,46);
%pentru a22 - permeante stator
MVA(iteta,26)=a22(1,1);
MVA(iteta,27)=a22(2,2);
MVA(iteta,28)=a22(7,7);
MVA(iteta,29)=a22(10,10);
MVA(iteta,30)=a22(18,18);
MVA(iteta,31)=a22(36,36);
MVA(iteta,32)=a22(1,2);
MVA(iteta,33)=a22(1,36);

%pentru a23 - permeante dintre stator si rotor

MVA(iteta,34)=a23(1,1);
MVA(iteta,35)=a23(1,2);
MVA(iteta,36)=a23(1,46);
MVA(iteta,37)=a23(36,46);
MVA(iteta,38)=a23(1,23);
```

```
MVA(iteta,39)=a23(2,1);  
MVA(iteta,40)=a23(2,2);  
MVA(iteta,41)=a23(2,23);  
MVA(iteta,42)=a23(2,22);  
MVA(iteta,43)=a23(5,15);
```

```
%pentru a33 - permeante rotor
```

```
MVA(iteta,44)=a33(1,1);  
MVA(iteta,45)=a33(2,2);  
MVA(iteta,46)=a33(10,10);  
MVA(iteta,47)=a33(23,23);  
MVA(iteta,48)=a33(28,28);  
MVA(iteta,49)=a33(46,46);
```

```
% pentru a32 - permeante dintre rotor si stator
```

```
MVA(iteta,50)=a32(1,1);  
MVA(iteta,51)=a32(2,2);  
MVA(iteta,52)=a32(7,7);  
MVA(iteta,53)=a32(18,18);  
MVA(iteta,54)=a32(25,25);  
MVA(iteta,55)=a32(36,36);  
MVA(iteta,56)=a32(5,4);  
MVA(iteta,57)=a32(15,12);  
MVA(iteta,58)=a32(28,10);  
MVA(iteta,59)=a32(10,9);  
MVA(iteta,60)=a32(20,10);  
MVA(iteta,61)=a32(35,25);
```

```
MVJ(iteta,1)=J(1,1);  
MVJ(iteta,2)=J(1,2);  
MVJ(iteta,3)=J(1,3);  
MVJ(iteta,4)=J(1,18);  
MVJ(iteta,5)=J(1,36);  
MVJ(iteta,6)=J(10,1);
```

```
end
```


4. Fișierul Mupdate.m

```

%Mupdate

%Jderivat
teta_m=teta+teta_m0;
Wprim=Wsec';

[ii, jj]=find(teta_m>2*pi);
if(~isempty(ii))
    teta_m(ii+Nr*(jj-1))=teta_m(ii+Nr*(jj-1))-2*pi;
end

[ii, jj]=find(teta_m<0);
if(~isempty(ii))
    teta_m(ii+Nr*(jj-1))=teta_m(ii+Nr*(jj-1))+2*pi;
end

g=ones(Nr,Ns);
J=zeros(Nr, Ns);
[ii, jj]=find((teta1<=teta_m).*(teta_m<=tetat));
if (~isempty(ii))
    kk=ii+Nr*(jj-1);
    alfa=pi*(teta_m(kk)-teta1)/(tetat-teta1);
    g(kk)=(1+cos(alfa))/2;
    J(kk)=-Gmax*sin(alfa)*pi/(2*(tetat-teta1));
end

[ii, jj]=find((2*pi-tetat<=teta_m).*(teta_m<=2*pi-teta1));
if (~isempty(ii)),
    kk=ii+Nr*(jj-1);
    alfa1=pi*(teta_m(kk)-2*pi+teta1)/(tetat-teta1);
    g(kk)=(1+cos(alfa1))/2;
    J(kk)=-Gmax*pi/(2*(tetat-teta1))*sin(alfa1);
end

[ii, jj]=find((tetat<teta_m) .* (teta_m<(2*pi)-tetat));
if (~isempty(ii)),
    kk=ii+Nr*(jj-1);
    g(kk)=0;
end
Gm=Gmax*g;

```

```
% MATRICEA A22

a22=zeros(Ns, Ns);
a22main=sum(Gm);
a33main=sum(Gm,2);

a22=diag(ones(Ns-1,1),1)+diag(ones(Ns-1,1), -1);
a22(Ns,1)=1;
a22(1,Ns)=1;
a22=-Gssig*a22+diag(2*Gssig+a22main);

%MATRICEA A33 - INDUCTANTA PROPRIE A BARELOR

a33=diag(ones(Nr-1,1),1)+diag(ones(Nr-1,1),-1);
a33(Nr,1)=1;
a33(1,Nr)=1;
a33=-Grsig*a33+diag(2*Grsig+a33main);

%INDUCTANTA DE CUPLAJ -dintre o faza si o bara (din rotor)

a23=g'*Gmax;

% INDUCTANTA DE CUPLAJ - dintre o bara si o faza (din stator)

a32=g*Gmax;

% calcul L

L11=(Wprim*a22*Wsec)*sb*sb;
L12=Wprim*a23*Wrsec*sb;
L21=a32*Wsec*sb;
L22=a33*Wrsec;
Lt=[L11 L12; L21 L22]; %inductivitate totala
Ltr=[L11 L12*sb; L21*sb L22*sb^2];
Vd11=[eye(2); -1 -1];
Vd22=[eye(Nr-1);-ones(1,Nr-1)]; %matrice auxiliara pt reucerea sistemului,
eliminarea matricii singulare.
Vd2=[Vd11 zeros(3,Nr-1);zeros(Nr,2) Vd22];
%Ld3=[Lt(1:2,:); Lt(4:Nr+2,:)]*Vd2;
Ld3r=[Ltr(1:2,:); Ltr(4:Nr+2,:)]*Vd2;
%Ld3inv=inv(Ld3);
```

```
Ld3rinv=inv(Ld3r);
J11=Wprim*diag(sum(J))*Wsec*sb^2;
J12=Wprim*J'*Wrsec*sb;
J21=J*Wsec*sb;
J22=diag(sum(J'))*Wrsec;
Jt=[J11 J12*sb;J21*sb J22*sb^2];
```

5. Fişierul test.m

```
% test

close all
clear all
init;
w1=100*pi;
teta_tab=0:pi/1000:2*pi;
n_teta=length(teta_tab);
for i_teta=1:n_teta,
    teta=teta_tab(i_teta);

Mupdate

Ltab(i_teta,1)=L11(1,1);
Ltab(i_teta,2)=L11(2,2);
Ltab(i_teta,3)=L11(3,3);
Ltab(i_teta,4)=L11(1,2);
Ltab(i_teta,5)=L11(1,3);
Ltab(i_teta,6)=L11(2,3);
Ltab(i_teta,7)=L22(1,1);
Ltab(i_teta,8)=L22(2,2);
Ltab(i_teta,9)=L22(3,3);
Ltab(i_teta,10)=L22(1,2);
Ltab(i_teta,11)=L22(1,3);
Ltab(i_teta,12)=L22(1,4);
Ltab(i_teta,13)=L22(1,5);
Ltab(i_teta,14)=L22(1,6);
Ltab(i_teta,15)=L22(1,7);
Jtab(i_teta,1)=J11(1,1);
Jtab(i_teta,2)=J11(2,2);
Jtab(i_teta,3)=J11(3,3);
Jtab(i_teta,4)=J11(1,2);
Jtab(i_teta,5)=J11(1,3);
Jtab(i_teta,6)=J11(2,3);
Jtab(i_teta,7)=J12(1,1);
```

```

Jtab(i_teta,8)=J12(1,2);
Jtab(i_teta,9)=J12(1,3);
Jtab(i_teta,10)=J22(1,1);
Jtab(i_teta,11)=J22(2,2);
    Jtab(i_teta,12)=J22(3,3);

end

Iabc=[sin(teta_tab') sin(teta_tab'-2*pi/3) sin(teta_tab'-4*pi/3)];
teta=tetat/2;

Mupdate

fiss=L11*Iabc';
firs=L21*Iabc';
fits=[fiss; firs];
%Irez=Ld2inv*fits(1:Nr+2,:);

Vv=[1; -0.5-sqrt(3)/2*j; -0.5+sqrt(3)/2*j; zeros(Nr-1,1)]*310;
Rd3=[eye(2)*Rs, zeros(2,Nr-1); zeros(Nr-1,2), Rgud*sb^2];
Iv3=inv(Rd3+j*w1*Ld3r)*[1; -0.5-sqrt(3)/2*j;zeros(Nr-1,1)]*310;
Ive=[Iv3(1:2); -sum(Iv3(1:2)); Iv3(3:end)*sb; -sum(Iv3(3:end))*sb];

figure
plot(teta_tab,Ltab(:,1:3))
grid
legend('11','22','33');
figure
plot(teta_tab,Ltab(:,4:6))
grid
legend('12','23','23');
figure
plot(teta_tab,Ltab(:,7:9))
grid
legend('11','22','33');
figure
plot(teta_tab,Ltab(:,10:15))
grid
legend('2','3','4','5','6','7')
figure
plot(teta_tab,Jtab(:,1:3))
grid
title('Stator Inductance position derivative- J11');
legend('11','22','33');

```

```
figure
plot(teta_tab,Jtab(:,4:6))
grid
title('Stator Inductance position derivative - J11');
legend('12','23','23');
figure
plot(teta_tab,Jtab(:,7:9))
grid
title('Coupling Inductance position derivative - J12');
legend('12','23','23');
figure
plot(teta_tab,Jtab(:,10:12))
grid
title('Rotor Inductance position derivative - J22');
legend('11','22','33');
figure
plot(teta_tab,fiss)
grid
title('Stator flux produced by stator currents');
legend('a','b','c');
figure
plot(teta_tab,firs)
grid
title('Rotor flux produced by stator currents');
figure
plot(Ive,'o ');
grid
figure
bar(abs(Ive(4:end)))
hold on
plot([1 Nr], [1 1]*mean(abs(Ive(4:end))));
grid
```

ANEXA VI. Lucrări științifice publicate pe parcursul stagiului doctoral

I. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice indexate Web of Science-Wos (ISI) proceedings:

1. **Svoboda, M.**, Frigură-Iliasa, F., Mușuroi, S., Șorândaru, C. The Implementation of the Fuzzy Logic Controller for Permanent Magnet Synchronous Machines, Conference Proceeding IEEE EuroCon 2013; Zagreb; Croatia, ISBN 978-146732232-4.
2. Vătău, D., **Svoboda, M.**, Frigură-Iliasa, F., M., Pădeanu, L., Candea, L. Automatic System for High Voltage Substation electromagnetic Field Effect Evaluation, 10th Int. Conf. On Digital Technologies (DT), Zilina, Slovakia, 9-11 July, 2014, pp. 350-355.
3. Pădeanu, L., Liuba, G., Biriescu, M., Nedelea, V., Moț, M., **Svoboda, M.** Centring in Magnetic Field of the Hydrogenerator Rotors using Orbit Diagram, 6th international Workshop of Soft Computing Applications SOFA, 2014, Vol. 357 of the series Springer Advances in Intelligent Systems and Computing, pp. 1185-1197, Timișoara, România, 24-26 July, 2014.
4. Ancuți, M.,C., **Svoboda, M.**, Mușuroi, S., Hedeș, A., Olărescu, N., V., Wienmann, M. Boost Interleaved PFC versus Bridgeless Boost Interleaved PFC Converter Performance/Efficiency Analysis, 2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity, pp. 326-331, Craiova, Romania 23-25 October 2014.
5. Ancuți, M., C., **Svoboda, M.**, Mușuroi, S., Hedeș, A., Olărescu, N.,V. Boost PFC Converter versus Bridgeless Boost PFC Converter EMI Analysis, 2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity, pp. 332-337, Craiova, Romania 23-25 October 2014.
6. Pădeanu, L., **Svoboda, M.**, Frigură-Iliasa, F., Andea, P. Human Machine Interface for a SCADA System Applied on a district Heating Power Plant, Proc. Of the International Conf. On Information and Digital Technologies 2015, 7-9 July, Zilina, Slovakia, pp. 261-266.

7. Madescu, G., Biriescu, M., Tutelea, L.N., Mot, M., **Svoboda, M.**, Boldea, I. Experimental Investigation of Rotor Currents Distribution in Three Phase Induction Motors with symmetrical Squirrel Cage at Standstill, LD-002607, International Conference on Electrical Machines (ICEM'2016) Lausanne, Switzerland, September 4-7, 2016- *acceptată spre publicare*.

I.a. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice indexate Web of Science-Wos (ISI) proceedings în afara perioadei de stagiul doctoral (selecție):

1. Mușuroi, S., Șorândaru, C., Olărescu, N., V., **Svoboda, M.** *Mathematical Model of Three-Phase Asynchronous Servomotors in Stationary Non-sinusoidal Regime*, Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on POWER SYSTEMS (PS '09), Budapest Tech, Hungary, ISBN 978-960-474-112-0, ISSN 1790-5117, pp. 123-126, Budapest, Hungary, 2009.
2. Șorândaru, C., Mușuroi, S., **Svoboda, M.**, Olărescu, N., V., Popovici, D. *Field Oriented Control Drives for Naval Mechanism* Proceedings EUROCON 2009, EUROCON '09. International Conference of IEEE, Saint Petersburg, Russia, pp. 717-720, 18-22 May, Saint Petersburg, Russia, 2010.
3. **Svoboda, M.**, Frigură-Iliasa, F, Mușuroi, S., Șorândaru, C. *The implementation of the fuzzy logic controller for permanent magnet synchronous machines*, Conference Proceeding IEEE EuroCon 2013; Zagreb; Croatia, ISBN 978-146732232-4, pp. 988-991, 1-4 iuly, Zagreb, Croatia, 2013.
4. Babescu, M., Șorândaru, C., Mușuroi, S., **Svoboda, M.**, Olărescu, N., V. *An Approach on Mathematical Modeling of Photovoltaic Solar Panels*, Proceedings of 8th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI) 2013, Timișoara, ISBN:978-1-4673-6400-3; 978-1-4673-6397-6, pp.239-243, 23-25 May, Timisoara, Romania, 2013.

II. Lucrări științifice publicate în reviste de specialitate, indexate BDI pe parcursul stagiului doctoral:

1. **Svoboda, M.**, Tutelea, L. Madescu, G., Marțian, M., Biriescu, M. Modeling of Symmetrical Squirrel Cage Induction Machine with MatLab Simulink, 6th International Conference MPS, Cluj-Napoca, 2015.

II.a Lucrări științifice publicate în reviste de specialitate, indexate BDI în afara stagiului doctoral (selecție):

1. Mușuroi, S., Șorândaru, C., Olărescu, N., V., **Svoboda, M.** Mathematical Model Associated to Three-Phase induction Servomotors in the Case of Scalar Control, WSEAS Transactions on Systems, Volume 8, Issue 10, October, pp. 1125-1134, 2009.
2. Ursu, D., Păpușoiu, G., **Svoboda, M.**, Mușuroi, S. Angle transducer for the monitor of the power factor on the alternative current machines, Proceedings of International Scientific Conference eRA-4, SynEnergy Forum(S.E.F.) – 2, TEI of Piraeus&University of Paisley, 2009.
3. Mușuroi, S., **Svoboda, M.**, Șorândaru, C., Koblara, T., Olărescu, N., V. Deep bar effects produced by PWM power supplies in induction machines: Application to rotor Parameters determination, EUROCON 2011 - International Conference on Computer as a Tool - Joint with Conftele 2011, Confernce Proceeding, Lisbon, Code 85630.
4. Șorândaru, C., Mușuroi, S., **Svoboda, M.**, Koblara, T., Olărescu, N., V. Sensor-based fixed-point DSP control of a 8/6 Switched Reluctance Motor, EUROCON 2011 - International Conference on Computer as a Tool - Joint with Conftele 2011, Confernce Proceeding, Lisbon, Code 85630.
5. Babescu, M., Șorândaru, C., Mușuroi, S., **Svoboda, M.** Dynamics of the Diesel_Wind System with Asynchronous Generators, Proceedings of 7th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, Timisoara, SACI 2012.