VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Benas KUNDROTAS

ŠEŠIAFAZIŲ ASINCHRONINIŲ VARIKLIŲ PEREINAMŲJŲ VYKSMŲ TYRIMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)

VGTU
LEIDYKLA
TECHNIKA
Vilnius 2014

Disertacija rengta 2004–2014 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Vadovas

prof. habil. dr. Roma RINKEVIČIENĖ (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo taryba:

Pirmininkas

prof. dr. Jurij NOVICKIJ (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Nariai:

doc. dr. Eleonora GUSEINOVIENĖ (Klaipėdos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),
prof. habil. dr. Galina MERKURJEVA (Rygos technikos universitetas, informatikos inžinerija – 07T),
prof. dr. Šarūnas PAULIKAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),
prof. habil. dr. Juozapas Arvydas VIRBALIS (Kauno technologijos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Disertacija bus ginama viešame Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo tarybos posėdyje **2014 m. birželio 6 d. 9 val.** Vilniaus Gedimino technikos universiteto senato posėdžių salėje.

Adresas: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lietuva.
Tel.: (8 5) 274 4956; faksas (8 5) 270 0112; el. paštas doktor@vgtu.lt

Pranešimai apie numatomą ginti disertaciją išsiųsti 2014 m. gegužės 5 d.

Disertaciją galima peržiūrėti interneto svetainėje http://dspace.vgtu.lt/ ir Vilniaus Gedimino technikos universiteto bibliotekoje (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lietuva).

VGTU leidyklos TECHNIKA 2250-M mokslo literatūros knyga

ISBN 978-609-457-682-9

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2014
© Benas Kundrotas, 2014
benas.kundrotas@vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Benas KUNDROTAS

RESEARCH ON TRANSIENT PROCESSES OF SIX PHASE INDUCTION MOTORS

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)

VGTU
LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2014

Doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2004–2014.

Supervisor

Prof Dr Habil Roma RINKEVIČIENĖ (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

The Dissertation Defense Council of Scientific Field of Electrical and Electronic Engineering of Vilnius Gediminas Technical University:

Chairman

Prof Dr Jurij NOVICKIJ (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

Members:

Assoc Prof Dr Eleonora GUSEINOVIENĖ (Klaipėda University, Electrical and Electronic Engineering – 01T),
Prof Dr Habil Galina MERKURJEVA (Ryga Technical University, Informatics Engineering – 07T),
Prof Dr Šarūnas PAULIKAS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T),
Prof Dr Habil Juozapas Arvydas VIRBALIS (Kaunas University of Technology, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

The dissertation will be defended at the public meeting of the Dissertation Defense Council of Electrical and Electronic Engineering in the Senate Hall of Vilnius Gediminas Technical University at **9 a. m. on 6 June 2014**.

Address: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lithuania.
Tel.: +370 5 274 4956; fax +370 5 270 0112; e-mail: doktor@vgtu.lt

A notification on the intend defending of the dissertation was send on 5 May 2014.

A copy of the doctoral dissertation is available for review at the Internet website http://dspace.vgtu.lt/ and at the Library of Vilnius Gediminas Technical University (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lithuania).

Reziumė

Disertacijoje aprašyti šešiafazių asinchroninių variklių dinaminiai modeliai ir ištirti pereinamieji vyksmai.

Disertaciją sudaro įvadas, trys pagrindiniai skyriai, išvados, naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašas.

Įvadiniame skyriuje suformuluota tiriamoji problema, darbo aktualumas, tyrimų objektas, darbo tikslas ir uždaviniai, tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Įvado pabaigoje pristatytos autoriaus paskelbtos publikacijos disertacijos tema ir pateikiamas perskaitytų pranešimų konferencijose sąrašas bei aprašoma disertacijos sandara.

Pirmame skyriuje aprašyti daugiafazių variklių privalumai lyginant juos su trifaziais ir nurodyti jų taikymo atvejai. Aprašyti šešiafazių asinchroninių variklių tipai. Pateiktas šešiafazio asinchroninio variklio matematinis modelis. Pristatyti šešiafazių asinchroninių elektros pavarų valdymo metodai. Suformuluotos skyriaus išvados ir disertacijos uždaviniai.

Antrajame skyriuje pateikti šešiafazio asinchroninio variklio kompiuteriniai modeliai sukurti pagal variklio statoriaus, rotoriaus srovių ir srautų išraiškas. Aprašyti imitacinių modelių naudojimo atvejai greitojo prototipo sistemose. Skyriaus pabaigoje suformuluotos išvados.

Trečiajame skyriuje pristatyti šešiafazių asinchroninių pavarų imitaciniai ir eksperimentiniai tyrimai. Sudarytos sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio ir poliaus žingsnio šešiafazių apvijų schemos. Pateikti šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinių modelių, sukurtų pagal variklio statoriaus, rotoriaus srovių ir srautų išraiškas imitacinių tyrimų rezultatai. Aprašytas bandymų stendas. Pateikti eksperimentinio šešiafazės asinchroninės pavaros tyrimo rezultatai. Palyginti imitacinio ir eksperimentinio tyrimų rezultatai.

Disertacijos tema paskelbtos devynios mokslinės publikacijos: penki straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose: du – mokslo žurnale, įtrauktame į *Thomson Reuters Web of Science* duomenų bazę; vienas – užsienio mokslo žurnale; du – Lietuvos mokslo žurnale; keturi – kituose recenzuojamuose mokslo leidiniuose. Disertacijos tema perskaityti devyni pranešimai tarptautinėse ir Lietuvos mokslinėse konferencijose.

Abstract

Dynamic models for investigation transient processes of six phase induction motors are presented in this dissertation.

The thesis layout consists of introduction, three main chapters, conclusions, bibliography and list of publications.

The introduction reveals the investigation problem, importance of the work and the object of research as well as describes the purpose and tasks of the paper, research methodology, scientific novelty, the practical significance of obtained results and defended statements. The author's publications on the subject of the defended dissertation, offering the material of made presentations in conferences and the structure of the dissertation are presented at the end of introduction.

The advantages of multiphase motors over conventional three phase are presented in the first chapter. The applications with multiphase motors are reviewed. The types of six phase induction motors are presented. The mathematical model of six phase induction motor are composed. The control methods of six phase induction motors are reviewed. At the end of the chapter, conclusions and tasks for the dissertation are formulated.

The second chapter is dedicated for methodology to develop two types mathematical models of six phase induction motor. First of them is composed according to stator and rotor current expressions and second one according to stator and rotor flux expressions. Fast prototype systems with simulation models are reviewed. At the end of the chapter, conclusions are formulated.

Simulation and experimental results of six phase induction drive are presented in the third chapter. Two types of six phases motor windings connections are proposed: concentrated double layer short pitch coil winding and concentrated double layer full pitch coil winding. The simulation results of six phase induction motor are analyzed. Experimental stand is proposed and results of six phase induction drive experimental investigation are presented. At the end of the chapter, conclusions according to simulation and experimental results are formulated.

The results of the work were presented in nine scientific publications: two – published in journals quoted in *Thomson Reuters Web of Science* databases, one – in periodic foreign journal, two – in periodic Lithuanian journals, four – in referred international conference materials. Nine reports were presented on the subject in conferences at national and international levels.

Simboliai ir santrumpos

Simboliai

A – statoriaus A fazė;
A_1 – magnetovaros pirmosios komponentės santykinė amplitudė;
A_2 – magnetovaros antrosios komponentės santykinė amplitudė;
a – rotoriaus a fazė;
$a - b - c$ – fazinė koordinačių sistema;
B – statoriaus B fazė;
b – rotoriaus b fazė;
$b_{1,k}$ – sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio apvijos magnetovaros Furjė transformacijos koeficientas;
$b_{2,k}$ – sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio apvijos magnetovaros Furjė transformacijos koeficientas;
C – statoriaus C fazė;
c – rotoriaus c fazė;
cos φ – variklio galios faktorius;
$d^e - q^e$ – sinchroniniu greičiu judanti koordinačių sistema;
$d^s - q^s$ – stacionarioji koordinačių sistema (α, β koordinačių sistema);
f – maitinimo tinklo dažnis;
F_m – pulsuojamosios magnetovaros amplitudinė vertė;
F_1 – pirmosios statoriaus apvijos pulsuojamoji magnetovara;
$F_1(\varphi)$ – dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos pulsuojamoji magnetovara;
F_2 – antrosios statoriaus apvijos kuriama pulsuojamoji magnetovara;
$F_2(\varphi)$ – dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos pulsuojamoji magnetovara;
F_3 – trečiosios statoriaus apvijos kuriama pulsuojamoji magnetovara;
F_4 – ketvirtosios statoriaus apvijos kuriama pulsuojamoji magnetovara;
F_5 – penktosios statoriaus apvijos kuriama pulsuojamoji magnetovara;

F_6 – šeštosios statoriaus apvijos kuriama pulsuojamoji magnetovara;
$\sum F$ – suminė pulsuojamoji magnetovara;
i – akimirkinė srovė;
I – tuščiosios veikos srovė;
I_A – statoriaus A fazės srovė;
I_m – fazinė srovė;
i_1 – pirmosios statoriaus apvijos akimirkinė srovė;
i_2 – antrosios statoriaus apvijos akimirkinė srovė;
i_3 – trečiosios statoriaus apvijos akimirkinė srovė;
i_4 – ketvirtosios statoriaus apvijos akimirkinė srovė;
i_5 – penktosios statoriaus apvijos akimirkinė srovė;
i_6 – šeštosios statoriaus apvijos akimirkinė srovė;
i_A – statoriaus A fazės akimirkinė srovė;
i_a – rotoriaus a fazės akimirkinė srovė;
i_B – statoriaus B fazės akimirkinė srovė;
i_b – rotoriaus b fazės akimirkinė srovė;
i_C – statoriaus C fazės akimirkinė srovė;
i_c – rotoriaus c fazės akimirkinė srovė;
i_{dr}^s – rotoriaus srovės projekcija į d^s ašį;
i_{ds}^s – statoriaus srovės projekcija į d^s ašį;
i_{qr}^s – rotoriaus srovės projekcija į q^s ašį;
i_{qs}^s – statoriaus srovės projekcija į q^s ašį;
i_{dr} – rotoriaus srovės projekcija į d^e ašį;
i_{ds1} – statoriaus srovės projekcija į d^e ašį;
i_{ds2} – statoriaus srovės projekcija į d^e ašį;
i_{qr} – rotoriaus srovės projekcija į q^e ašį;
i_{qs1} – statoriaus srovės projekcija į q^e ašį;
i_{qs2} – statoriaus srovės projekcija į q^e ašį;
i_X – statoriaus X fazės akimirkinė srovė;
i_Y – statoriaus Y fazės akimirkinė srovė;
i_Z – statoriaus Z fazės akimirkinė srovė;
J – variklio rotoriaus inercijos momentas;
L – induktyvumas;
L_A – statoriaus A fazės apvijos savasis induktyvumas;
L_B – statoriaus B fazės apvijos savasis induktyvumas;
L_C – statoriaus C fazės apvijos savasis induktyvumas;
L_{lm} – abipusis statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;
L_{lr} – rotoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;
L_{ls} – statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;
L_m – abipusis statoriaus ir rotoriaus apvijų induktyvumas;
L_r – rotoriaus apvijų induktyvumas;
L_s – statoriaus apvijų induktyvumas;
L_X – statoriaus X fazės apvijos savasis induktyvumas;

L_Y – statoriaus Y fazės apvijos savasis induktyvumas;
L_Z – statoriaus Z fazės apvijos savasis induktyvumas;
m – fazių skaičius;
n – variklio rotoriaus apsisukimų skaičius per minutę;
P – variklio polių skaičius;
$2p$ – variklio polių porų skaičius;
$P_{t.v.}$ – tuščiosios veikos galia;
q – variklio poliaus ir fazės griovelių skaičius;
R_A – statoriaus A fazinės apvijos varža;
R_a – rotoriaus a fazinės apvijos varža;
R_B – statoriaus B fazinės apvijos varža;
R_b – rotoriaus b fazinės apvijos varža;
R_C – statoriaus C fazinės apvijos varža;
R_c – rotoriaus c fazinės apvijos varža;
R_s – statoriaus aktyvioji varža;
R_r – rotoriaus aktyvioji varža;
R_X – statoriaus X fazinės apvijos varža;
R_Y – statoriaus Y fazinės apvijos varža;
R_Z – statoriaus C fazinės apvijos varža;
s – Laplaso operatorius;
S – slydimas;
M_e – asinchroninio variklio elektromagnetinis momentas;
M_{st} – statinis apkrovos momentas;
U – maitinimo įtampa;
U – akimirkinė įtampa;
u_A – statoriaus A fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_a – rotoriaus a fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_B – statoriaus B fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_b – rotoriaus b fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_C – statoriaus C fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_c – rotoriaus c fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u^s_{dr} – rotoriaus įtampos projekcija į d^s ašį;
u^s_{ds1} – statoriaus įtampos projekcija į d^s ašį;
u^s_{ds2} – statoriaus įtampos projekcija į d^s ašį;
u^s_{qr} – rotoriaus įtampos projekcija į q^s ašį;
u^s_{qs1} – statoriaus įtampos projekcija į q^s ašį;
u^s_{qs2} – statoriaus įtampos projekcija į q^s ašį;
u_{dr} – rotoriaus įtampos projekcija į d^e ašį;
u_{ds1} – statoriaus įtampos projekcija į d^e ašį;
u_{ds2} – statoriaus įtampos projekcija į d^e ašį;
u_{qr} – rotoriaus įtampos projekcija į q^e ašį;
u_{qs1} – statoriaus įtampos projekcija į q^e ašį;

u_{qs2} – statoriaus įtampos projekcija į q^e ašį;
u_X – statoriaus X fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_Y – statoriaus Y fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_Z – statoriaus Z fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
X – statoriaus X fazė;
Y – statoriaus Y fazė;
Z – statoriaus Z fazė;
Z_1 – statoriaus griovelių skaičius;
α – statoriaus griovelio žingsnis;
δ_k – harmonikos amplitudės skirtumo priklausomybė nuo harmonikos eilės numerio;
σ – fazinė zona;
τ – poliaus žingsnis;
φ – fazinis kampas;
Ψ_A – statoriaus A fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ_a – rotoriaus a fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ_B – statoriaus B fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ_b – rotoriaus b fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ_C – statoriaus C fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ_c – rotoriaus c fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ^s_{dr} – surištojo rotoriaus srauto projekcija į d^s ašį;
Ψ^s_{ds1} – surištojo statoriaus srauto projekcija į d^s ašį;
Ψ^s_{ds2} – surištojo statoriaus srauto projekcija į d^s ašį;
Ψ^s_{qr} – surištojo rotoriaus srauto projekcija į q^s ašį;
Ψ^s_{qs1} – surištojo statoriaus srauto projekcija į q^s ašį;
Ψ^s_{qs2} – surištojo statoriaus srauto projekcija į q^s ašį;
Ψ_{qr} – surištojo rotoriaus srauto projekcija į q^e ašį;
Ψ_{qs1} – surištojo statoriaus srauto projekcija į q^e ašį;
Ψ_{qs2} – surištojo statoriaus srauto projekcija į q^e ašį;
Ψ_{dr} – surištojo rotoriaus srauto projekcija į d^e ašį;
Ψ_{ds1} – surištojo statoriaus srauto projekcija į d^e ašį;
Ψ_{ds2} – surištojo statoriaus srauto projekcija į d^e ašį;
Ψ_X – statoriaus X fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ_Y – statoriaus Y fazinės apvijos surištasis srautas;
Ψ_Z – statoriaus Z fazinės apvijos surištasis srautas;
ω_e – maitinimo įtampos kampinis dažnis;
ω_r – variklio veleno (rotoriaus) kampinis sukimosi greitis;

Turinys

ĮVADAS 1
Problemos formulavimas 1
Darbo aktualumas 2
Tyrimų objektas 3
Darbo tikslas 3
Darbo uždaviniai 3
Tyrimų metodika 4
Darbo mokslinis naujumas 4
Darbo rezultatų praktinė reikšmė 4
Ginamieji teiginiai 5
Darbo rezultatų aprobavimas 5
Disertacijos struktūra 6
Padėkos 6

1. ŠEŠIAFAZIŲ ASINCHRONINIŲ VARIKLIŲ IR JŲ VALDYMO APŽVALGA 9
1.1. Daugiafaziai asinchroniniai varikliai 9
1.2. Asinchroninio variklio koordinačių sistemos 12
1.3. Šešiafazio variklio transformavimas į dvifazį 13
1.4. Asinchroninių elektros pavarų valdymo metodai 20
1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas 27

2. ŠEŠIAFAZIŲ ASINCHRONINIŲ VARIKLIŲ MODELIŲ SUDARYMO METODIKA 29
2.1. Šešiafazio asinchroninio variklio modelio sudarymas pagal srovių išraiškas 30
2.2. Šešiafazio asinchroninio variklio modelio sudarymas pagal srautų išraiškas 43
2.3. Imitacinių modelių naudojimas greitojo prototipo sistemose 48
2.4. Antrojo skyriaus išvados 50

3. ŠEŠIAFAZIO ASINCHRONINIO VARIKLIO IMITACINIAI IR EKSPERIMENTINIAI TYRIMAI 51
3.1. Šešiafazės apvijos magnetovara 52
3.2. Sutelktosios dvisluoksnės statoriaus šešiafazės apvijos 56
3.3. Šešiafazio asinchroninio variklio imitaciniai tyrimai 70
3.4. Bandymų stendo aprašymas 76
3.5. Šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinis tyrimas 79
3.6. Trečiojo skyriaus išvados 89
BENDROSIOS IŠVADOS 91
LITERATŪROS SĄRAŠAS 93
AUTORIAUS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS . 101
SUMMARY IN ENGLISH 103
PRIEDAI 119
A priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje 120
B priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos 125

Contents

INTRODUCTION 1
The investigation problem 1
Importance of the thesis 2
Research object 3
Aim of the thesis 3
Tasks of the thesis 3
Research methodology 4
Importance of scientific novelty 4
Practical significance of achieved results 4
The defended statements 5
Aproval of the results 5
Dissertation structure 6
Acknowledgments 6

1. REVIEW OF SIX PHASE INDUCTION MOTORS AND CONTROL METHODS . 9
1.1. Multiphase induction motors 9
1.2. Cordinate systems of induction motor 12
1.3. Six phase motor transformation to two phase 13
1.4. Control methods of induction motor drives 20
1.5. Conclusions of the chapter 1 and disertation tasks formulation 27

2. METHODS TO DEVELOP SIX PHASE MOTOR MODEL 29
2.1. Six phase induction motor model according to current expressions 30
2.2. Six phase induction motor model according to flux expressions 43
2.3. Fast prototype systems with simulation models 48
2.4. Conclusions of the chapter 2 50

3. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS OF SIX PHASE INDUCTION MOTOR INVESTIGATION 51

3.1. Magnetomotive force of six phase winding 52
3.2. Concentrated double layer six phase stator windings 56
3.3. Simulation results of six phase induction motor 70
3.4. Description of experimental stand 76
3.5. Experimental investigation of six phase induction motor 79
3.6. Conclusions of the chapter 3 89

GENERAL CONCLUSIONS 91

REFERENCES 93

LIST OF THE AUTHOR'S SCIENTIFIC PUBLICATIONS ON THE TOPIC OF DISSERTATION 101

SUMMARY IN ENGLISH 103

ANNEXES 119
Annex A. The co-authors agreement to present publication 120
Annex B. Copies of author scientific publications on the subject of dissertation .. 125

Įvadas

Problemos formulavimas

Darbe tirti šešiafaziai asinchroniniai varikliai pasižymi geresnėmis savybėmis negu trifaziai varikliai. Tokios pačios vertės jų sukimo momentas gaunamas esant mažesnėm statoriaus srovių vertėms, todėl galia tūrio vienetui yra didesnė negu trifazių asinchroninių variklių. Šešiafazio variklio statoriaus nuostoliai yra mažesni, mažesnės rotoriaus srovių harmonikos ir sukimo momento pulsacijos lyginant su trifaziu. Šešiafazis variklis gali būti paleistas ir dirbti sugedus kelioms statoriaus fazinėms apvijoms. Šie varikliai, lyginant juos su trifaziais varikliais, pasižymi mažesniais akustiniais triukšmais.

Lyginant šešiafazius variklius su didesnio fazių skaičiaus varikliais pastebėta geresnė magnetovaros harmoninė sudėtis. Tai lemia mažesnius nuostolius, mažesnes momento pulsacijas ir tylesnį darbą.

Nuo pat trifazių variklių sukūrimo pradėtos nagrinėti ir jų valdymo galimybės. Platus trifazių variklių taikymas valdomose pavarose paskatino sukurti daugybę valdymo metodų. Visų jų principai gali būti taikomi ir šešiafaziams varikliams.

Elektros pavarose, kuriose valdymui naudojami dažnio keitikliai nuolatinė įtampa keičiama kintamąja. Tais atvejais, kai elektros pavarose naudojami šešiafaziai varikliai, maitinimui reikalinga šešiafazė kintamoji įtampa. Lokaliose

sistemose, kuriose viena energijos rūšis keičiama kita, gali būti iš karto generuojamas šešiafazis tinklas.

Šešiafazio variklio dinaminėms charakteristikoms gauti naudojami matematiniai variklių modeliai. Juose matematinių modelių lygtys užrašomos matricų forma ir apskaičiuojamos kompiuteriu. Tačiau šiai dienai yra universalesnis būdas tirti variklių dinamiką – naudoti imitacinius baigtinių elementų modelius. Šie kompiuteriniai modeliai yra naudojami perspektyviose greitojo prototipo sistemose.

Šešiafazių variklių eksperimentinių tyrimų duomenys dažniausiai skelbiami nurodant tik pagrindinius tiriamo variklio parametrus nenurodant statoriaus apvijos tipo. Atsižvelgiant į tai, kad apvijų tipas turi esminės įtakos variklio sukimo momentui, galiai, naudingumo ir galios faktoriams bei vibracijoms, yra tikslinga tirti konkrečius atvejus.

Darbo aktualumas

Daugiafaziai varikliai pirmiausia pradėti taikyti naudojant aukštąsias technologijas karinėje ir kosmoso pramonėse. Per pastaruosius du dešimtmečius susidomėjimas šiais varikliais ypatingai suaktyvėjo. Dėl pastebėtų privalumų, lyginant juos su trifaziais varikliais, juos imta taikyti laivyboje, naftos pramonėje, lėktuvuose, erdvėlaiviuose, branduolinėje energetikoje. Lemiamą įtaką intensyvesniam jų tyrimui padarė daugiafazių variklių augantis poreikis automobilių pramonėje. Šie varikliai pradėti taikyti hibridiniuose ir elektra varomuose automobiliuose. Pastebima nuolat auganti tendencija daugiafazius variklius taikyti pramonės įrenginiuose. Inžinieriams yra reikalinga informacija apie sudarytas šių variklių tyrimo metodikas ir detalesni daugiafazių variklių tyrimo duomenys.

Siekiant suprasti ir tinkamai valdyti dinaminių sistemų vyksmus šiuose varikliuose yra naudojamas modeliavimas ir imitavimas. Matematinis modeliavimas yra universalus tyrimo metodas, kuris taikomas įvairiose mokslinėse srityse, taip pat ir mechatronikoje. Kuriant realias mechatronines sistemas pirmiausia jas rekomenduojama modeliuoti ir imituoti. Sistemos imitaciniam tyrimui naudojami programiniai paketai, kurie padeda spręsti inžinerines problemas ir jie dažnai naudojami modelių ir prototipų kūrimui.

Projektuotojas, kurdamas naują sistemą, turi įvertinti ir numatyti visus išorinius poveikius bei trikdžius, kurie darys neigiamą įtaką ir trikdys sistemos darbą. Tačiau ne visada tai įmanoma padaryti, kol sistema nėra išbandyta darbo aplinkoje. Šiuo atveju sistemos prototipų kūrimas yra priemonė, kuri leidžia realiuoju laiku patikrinti sistemos veikimą, kai dalis sistemos yra jos kompiuterinis modelis.

Šiame darbe sudarytas šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinis modelis gali būti naudojamas naujų valdymo algoritmų kūrimui, valdymo įrenginių projektavimui ir realių šešiafazių sistemų, kuriose naudojami šie varikliai, tyrimui.

Šešiafazis asinchroninis variklis pasižymi visais daugiafazių variklių privalumais lyginant juos su trifaziais varikliais ir išsiskiria iš visų daugiafazių variklių geresne magnetovaros harmonine sudėtimi. Šešiafaziai varikliai gali būti gaminami naudojant trifazių variklių bazę, todėl serijinei jų gamybai yra susiklosčiusios palankios sąlygos.

Tyrimų objektas

Tyrimų objektas – šešiafazis asinchroninis variklis, jo pereinamieji vyksmai esant įvairioms maitinimo įtampoms bei skirtingoms apkrovoms.

Darbo tikslas

Šio darbo pagrindinis tikslas – sukurti sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio statoriaus apvijos šešiafazį asinchroninį variklį, sudaryti šio variklio imitacinį modelį ir ištirti jo pereinamuosius vyksmus.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti keliami tokie uždaviniai:

1. Sudaryti naują sutelktąją dvisluoksnę šešiafazę sutrumpinto žingsnio ir sutelktąją dvisluoksnę šešiafazę poliaus žingsnio apvijas bei palyginti jų efektyvumą.
2. Sudaryti šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinį modelį pagal srovių išraiškas ir šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinį modelį pagal srautų išraiškas.
3. Sudaryti skaliariniu būdu valdomos šešiafazės asinchroninės pavaros imitacinį modelį ir ištirti pereinamuosius vyksmus.
4. Suprojektuoti ir sukonstruoti šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinį tyrimų stendą ir patikrinti sukurtų modelių adekvatumą.

Tyrimų metodika

Darbe naudojami analiziniai, skaitmeniniai ir eksperimentinio tyrimo metodai, objektinis kompiuterinių modelių sudarymas ir imitacija. Imitaciniai modeliai sudaryti *Matlab*® *Simulink*® aplinkoje. Eksperimentiniai tyrimai atlikti Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektronikos fakulteto Automatikos katedros laboratorijoje.

Darbo mokslinis naujumas

Sprendžiant darbo uždavinius gauti šie elektros ir elektronikos inžinerijos mokslui nauji rezultatai:

1. Sudarytos naujos šešiafazių apvijų schemos: sutelktoji dvisluoksnė poliaus žingsnio apvija ir sutelktoji dvisluoksnė sutrumpinto žingsnio apvija. Jų efektyvumas palygintas matematiškai ir didesniu efektyvumu pasižyminti sutelktoji dvisluoksnė šešiafazė apvija išbandyta praktiškai.
2. Sudaryti nauji šešiafazio asinchroninio variklio kompiuteriniai modeliai pagal srovių ir srautų išraiškas, kurie gali būti taikomi kuriant greituosius prototipus.
3. Sukurtas šešiafazės asinchroninės pavaros, valdomos skaliariniu metodu, kompiuterinis modelis, leidžiantis tirti pavaros dinamines charakteristikas.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Remiantis tyrimų metodika ir gautais rezultatais gali būti projektuojamos šešiafazės asinchroninės pavaros. Sudarytus kompiuterinius modelius galima lengvai tobulinti ir taikyti įvairioms inžinerinėms problemoms spręsti. Sukurtos ir imitacijų būdu patikrintos sistemos tinka realiųjų sistemų tyrimui.

Šio mokslinio darbo rezultatai yra naudingi projektuojant valdomas šešiafazes asinchronines pavaras. Sudaryti šešiafazio asinchroninio variklio kompiuteriniai modeliai pagal srovių ir srautų išraiškas tinka šešiafazių dažnio keitiklių algoritmų bei veikimo savybių tyrimui.

Disertacijos tema pateiktų darbų aktualumą rodo tai, kad jais remtasi publikuojant Europos socialinio fondo paramos projekto: „Microsensors, microactuators and controllers for Mechatronic systems (Go-Smart)" rezultatus.

Sukonstruotas šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinio tyrimo stendas bus naudojamas tolimesniems Vilniaus Gedimino technikos universiteto

Automatikos katedroje vykdomiems šešiafazio asinchroninio variklio tyrimams, kuriais siekiama ištirti dinaminius procesus esant skirtingoms apkrovų vertėms.

Ginamieji teiginiai

1. Sudarytos naujosios sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos magnetovaros pirmoji harmonika yra 22 % didesnė negu sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos.
2. Sudarytas *Matlab® Simulink®* šešiafazio asinchroninio variklio modelis dinaminiams vyksmams tirti leidžia gauti momento ir greičio pereinamųjų vyksmų charakteristikas, esant skirtingoms maitinimo įtampoms, dažniams ir apkrovoms.
3. Atliktas sukurto ir pagaminto sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio apvijos šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinis ir imitacinis pereinamųjų vyksmų tyrimas rodo, kad nusistovėjusios sukimo momento ir greičio eksperimentinės ir apskaičiuotos vertės skiriasi mažiau kaip 4 %.

Darbo rezultatų aprobavimas

Tyrimai atlikti Vilniaus Gedimino technikos universiteto Automatikos katedroje. Disertacijos tema atspausdintos devynios mokslinės publikacijos. Penkios – periodiniuose recenzuojamuose mokslo žurnaluose: dvi – mokslo žurnale, įtrauktame į *Thomson Reuters Web of Science* duomenų bazę; viena – užsienio mokslo žurnale, dvi – Lietuvos mokslo žurnale; keturios – kituose recenzuojamose mokslo leidiniuose.

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai pristatyti devyniose mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje:

- Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencijose *Mokslas – Lietuvos ateitis* 2011, 2012, 2013 m., įvykusiose Vilniuje.
- Tarptautinėje konferencijoje *Elektros ir valdymo technologijos* 2011 m., įvykusioje Kaune.
- Tarptautinėje konferencijoje *Elektronika* 2011 m., įvykusioje Kaune.
- Tarptautinėse konferencijose *Mechatronic Systems and Materials* 2011, 2013 m., įvykusiose atitinkamai Kaune ir Vilniuje.
- Tarptautinėje konferencijoje *Electrical, computer, electronics, communication engineering* 2013 m., įvykusioje Ciuriche, Šveicarijoje.

- Tarptautinėje konferencijoje *Doctoral school of energy and geotechnology II* 2013 m., įvykusioje Parnu mieste, Estijoje.

Autoriaus darbais remtasi Europos socialinio fondo paramos projekte: „Microsensors, microactuators and controllers for Mechatronic systems (Go-Smart)", reg. Nr. VP1-2.2-SMM-08-K-01-015.

2013 m. autorius stažavosi Vestfold universitete koledže, Norvegijoje, Fizinių ir technologijos mokslų centre, Lietuvoje ir Talino technikos universitete, Estijoje.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai, rezultatų apibendrinimas, literatūros ir publikacijų disertacijos tema sąrašas.

Disertacijoje yra 118 puslapių teksto, 99 paveikslai, 3 lentelės ir 43 numeruotos formulės. Rašant disertaciją remtasi 104 literatūros šaltiniais. Pirmame disertacijos skyriuje apžvelgiami šešiafazių asinchroninių variklių tipai, šių variklių matematiniai modeliai ir šešiafazių asinchroninių pavarų valdymo metodai. Antrame skyriuje aprašomi šešiafazių asinchroninių pavarų tyrimo metodai. Trečiajame skyriuje pateikiami šešiafazių asinchroninių pavarų imitacinių ir eksperimentinių tyrimų rezultatai.

Padėkos

Iš visos širdies dėkoju darbo vadovei prof. habil. dr. Romai Rinkevičienei už mokymą ir vadovavimą rašant straipsnius ir rengiant disertaciją.

Nuoširdžiai dėkoju prof. em. habil. dr. Algirdui Smilgevičiui už indėlį į mokslinius tyrimus, išsakytus vertingus patarimus, bei pareikštas pastabas.

Dėkoju prof. Algirdui Sužiedėliui už vadovavimą mokslinei stažuotei Fizinių ir technologijos mokslų centro Puslaidininkių fizikos institute.

Didelis ačiū dr. Agnei Johannessen ir prof. Erik Johannessen už pagalbą organizuojant mokslinę stažuotę.

Dėkoju doc. dr. Sauliui Lisauskui ir doc. dr. Andriui Petrovui už bendrai atliktus disertacijos tema mokslinius darbus.

Už supratingumą ir begalinę kantrybę širdingai dėkoju sutuoktinei Gretai.

Dėkoju tėčiui prof. habil. dr. Algiui Jurgiui Kundrotui už vertingas pastabas ir mamai Bronislavai Kundrotienei už moralinį palaikymą.

Nuoširdus ačiū prof. habil. dr. Algimantui Juozui Poškai už paskatinimą vykdyti mokslinę veiklą.

Dėkoju Krašto apsaugos ministerijai už sudarytas sąlygas studijuoti Vilniaus Gedimino technikos universiteto doktorantūroje.

1

Šešiafazių asinchroninių variklių ir jų valdymo apžvalga

Skyriuje apžvelgiami daugiafaziai asinchroniniai varikliai ir jų taikymo atvejai. Pateikiami šešiafazių asinchroninių variklių tipai. Aprašomos asinchroninio variklio koordinačių sistemos. Pateikiamas šešiafazio asinchroninio variklio transformavimas į dvifazį modelis. Aprašomi asinchroninių variklių valdymo principai. Skyriaus pabaigoje pateikiamos pirmojo skyriaus išvados ir tikslinami darbo uždaviniai.

1.1. Daugiafaziai asinchroniniai varikliai

Pramonėje dėl techninių ir ekonominių pranašumų labiausiai paplitę trifaziai kintamosios srovės asinchroniniai varikliai. Šie varikliai maitinami iš trifazės įtampos tinklo ir juose kuriamas sukamasis apskritiminis magnetinis laukas. Trifaziai asinchroniniai varikliai pasižymi nesudėtinga konstrukcija, paprasta eksploatacija ir patikimumu.

Mokslinėje literatūroje trifazę srovių sistemą naudojantys daugiafaziai varikliai yra apibrėžiami kaip trifaziai, o daugiafaziais įvardijami varikliai, kurių fazių skaičius didesnis už tris. Disertacijoje bus naudojama ta pati praktika ir

daugiafaziais bus apibrėžiami keturfaziai, penkiafaziai, šešiafaziai ir t.t. varikliai.

Daugiafaziai varikliai pradėti tirti apie 1960 metus, kai kintamosios srovės pavaros buvo maitinamos naudojant mažo dažnio inverterius (Levi, 2008). Pastebėta, kad žemas dažnis sukelia dideles momento pulsacijas ir prieita išvados, kad geriausia šiai problemai spręsti yra didinti variklio fazių skaičių.

Tolimesnį daugiafazių variklių vystymąsi sąlygojo ir kiti atrasti jų privalumai: atsparumas gedimams ir didesnis daugiafazių variklių momentas, lyginant su trifaziais varikliais, esant mažesnei fazinei srovei. Pastarasis privalumas ir šiai dienai yra vienas pagrindinių lemiantis daugiafazių variklių taikymą pramonėje.

Nuolatinės srovės daugiafazių (žingsninių) variklių vystymąsi paskatino skaičiavimo mašinų atsiradimas. Pradėjus naudoti daugiafazius variklius skaičiavimo įrenginiuose buvo pasiektas didesnis įrenginių valdymo tikslumas.

Vis dažniau naudojant daugiafazius kintamosios srovės variklius pavarose atrasta ir daugiau jų privalumų. 1990 metais ypatingai suaktyvėjo daugiafazių variklių tyrimas pradėjus juos taikyti laivuose. Tyrimais nustatyta, kad daugiafazių variklių statoriaus nuostoliai mažesni, mažesnės rotoriaus srovių harmonikos, mažesnės momento pulsacijos. Daugiafaziai varikliai gali dirbti dingus statoriaus fazei. Jie pasižymi mažesniais akustiniais triukšmais lyginant juos su trifaziais varikliais (Gregor, et al., 2008; Williamson, et al., 2003). Šių variklių privalumai paskatino juos naudoti ne tik laivuose (Abbas, et al., 1984, Pavithran, et al., 1988; Andrese, et al., 1981; Gopakumar, et al., 1984; Gritter, et al., 2005; Lu, et al., 2005; Corzine, et al., 1998; Smith, et al., 2003; Williamson, et al., 2004) bet ir elektrinėse arba elektrinėse – hibridinėse transporto priemonėse, orlaivių konceptiniuose modeliuose, lokomotyvuose (Monti, et al., 1995; Steiner, et al., 2000; Mantero, et al., 1999; Mantero, et al., 2000; Abolhassani, 2005), vandens aparatuose, erdvėlaiviuose robotams valdyti ir didelės galios įrenginiuose (Apsley, et al., 2009; Miranda, et al., 2009; Rata, et al., 2007; Zdenek, 1986; McSharry, et al., 1998; Simond, et al., 2005).

Vienas didžiausių daugiafazių pavarų diegimo sunkumų yra tai, kad pramonėje naudojamas trifazis tinklas ir daugiafazio asinchroninio variklio maitinimui yra reikalingas inverteris. Papildomas pavaros elementas brangina sistemos kainą, tačiau srityse, kur pirmaeilis sistemos vertinimo kriterijus yra patikimumas, išaugusi sistemos kaina yra vertinama kaip atsiperkanti investicija. Trifazio asinchroninio variklio trūkumai: pasileisti sugedus vienai iš statoriaus fazinių apvijų ir rotoriui suktis sugedus kelioms statoriaus fazinėm apvijoms tokiu atveju yra esminiai. Daugiafaziai varikliai išvengia šių problemų (Jacobina, et al., 2005; Fu, et al., 1994; Jahns, 1980; Merabtene, et al., 2003; Singh, et al., 2000; Golubev, et al., 2001; Apsley, et al., 2001; Jacobina, et al.,

2004; Zheng, et al., 2006; Jacobina, et al., 2004; Parsa, et al., 2004; Locment, et al., 2006).

Branduolinėje energetikoje arba atominėje laivyboje pirminės energijos šaltinis yra branduolinė reakcija. Generatorius šiose sistemose mechaninę veleno energiją verčia pageidaujamo fazių skaičiaus elektros energija. Tokiu atveju branduoliniuose objektuose gali būti kuriamas daugiafazis elektros tinklas ir avariniuose įrenginiuose, kur reikalingas didelis įrenginių patikimumas, saugų darbą gali užtikrinti daugiafaziai varikliai.

Elektros pavarų patikimumas yra ypatingai svarbus erdvėlaiviuose. Be jau paminėtų dėkingų sąlygų naudoti daugiafazius variklius jų panaudojimą sąlygoja ir mažesni remonto kaštai, kurie kosmose yra daug kartų didesni negu įprastomis sąlygomis. Daugiafaziai varikliai dėl patikimumo naudojami ir palydovų įrenginiuose, kurie dėl milžiniškų atstumų yra vienakrypčiai.

Atominėje laivyboje galimybė generuoti norimo fazių skaičiaus elektros tinklą yra išnaudojama didesnei variklio galiai gauti. Šių laivų sraigtui sukti šiai dienai naudojami daugiafaziai elektros varikliai.

Privalumas gauti didelę galią esant santykinai mažoms srovėms buvo įvertintas ir orlaivių konstruktorių. Daugiafaziai varikliai buvo pritaikyti komercinių lėktuvų parkavimui oro uostuose. Toks sprendimas leido konstruktoriams intensyvų reaktyvinių variklių naudojimą pakeisti elektros varikliais ir tokiu būdu pasiekti gerų ekologinių rezultatų: sumažinti reaktyvinio kuro suvartojimą ir prislopinti variklių triukšmingumą didelės žmonių koncentracijos zonose.

Laboratorijose tiriami ir moksliniuose straipsniuose publikuojami penkiafazių (Lu, et al., 2005; Iqbal, et al., 2010; Iqbal, et al., 2010; Casadei, et al., 2008; Duran, et al., 2008), šešiafazių (Miranda, et al., 2009; Gregor, et al., 2008; Kadaba, et al., 2011), devynfazių (Kats, 1997), dvylikafazių (Williamson, et al., 2003), penkiolikafazių (Weichao, 2008), aštuoniolikafazių (Grigore – Muler, 2010) variklių tyrimo rezultatai. Šių tyrimų iniciatoriai dažniausiai yra karo, automobilių arba kosmoso pramonės atstovai.

Moksliniuose straipsniuose yra nurodoma, kad šešiafaziai varikliai pasižymi visais aukščiau išdėstytais daugiafazio variklio privalumais. Papildomai yra nurodoma, kad lyginant su didesnio fazių skaičiaus varikliais šešiafazių variklių magnetovaros harmoninė sudėtis yra geresnė (Kats, 1997). Tai lemia mažesnius nuostolius, mažesnes momento pulsacijas ir tylesnį darbą. Gaunamos geresnės charakteristikos, mažesnės medžiagų sąnaudos ir kaina.

Pavieniais atvejais šešiafaziai varikliai dėl akivaizdžiai geresnių savybių pakeičia pramonės įrenginiuose trifazius variklius. Jų taikymą riboja nepakankami šešiafazio asinchroninio variklio charakteristikų tyrimai.

1.2. Asinchroninio variklio koordinačių sistemos

Skaičiavimo mašinų ir vėliau kompiuterių atsiradimas sudarė palankias sąlygas vystytis matematiniam sistemų modeliavimui. Pirmiausia šį tyrimo būdą pradėjo taikyti aukštųjų technologijų kūrimui kosmoso ir karinė pramonės. Vėliau matematinis sistemų modeliavimas buvo perkeltas į žemesniųjų technologijų sritis.

Elektros mašinų teorijoje matematinis modeliavimas yra taikomas nuodugniam variklio veikimo tyrimui. Matematinį variklio modelį sudaro lygtys, kurios apibūdina ryšį tarp variklio kuriamo elektromagnetinio momento ir pagrindinių elektrinių bei mechaninių dydžių.

Asinchroninių variklių tyrimas remiasi paskirstytųjų ir sutelktųjų parametrų matematiniais modeliais. Paskirstytųjų parametrų modelio pagrindas yra atskirų variklio dalių kuriamų magnetinių laukų nagrinėjimas. Didžiausias šio modelio privalumas yra didelis bendrumas ir tikslumas. Jo trūkumais įvardijama: ilgas skaičiavimo laikas, kuris riboja šių modelių naudojimą realiuoju laiku valdomose sistemose ir nepakankamas temperatūros ir medžiagų savybių įtakos įvertinimas.

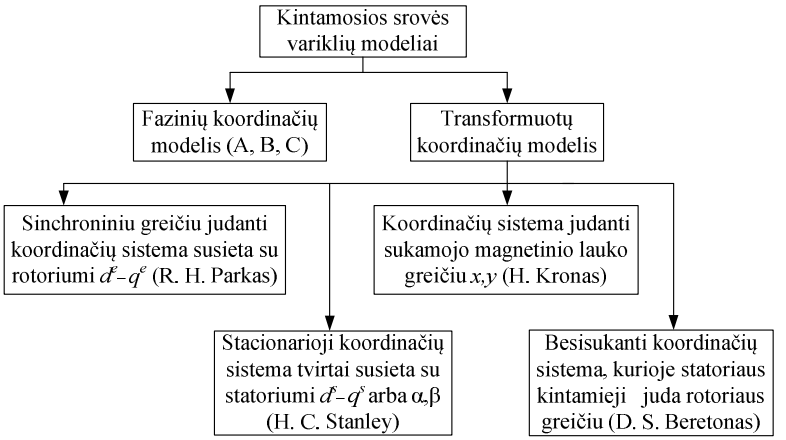
Sutelktųjų parametrų matematiniai modeliai dažniausiai naudojami elektros mašinų tyrimui. Matematinių lygčių parametrai yra varžos ir induktyvumai, kurie naudojami magnetiniams srautams, elektromagnetiniams momentams ir kitiems dydžiams išreikšti.

Sutelktųjų parametrų asinchroninio variklio modeliai pateikti 1.1 paveiksle. Jie sudaryti naudojant keletą skirtingų metodų, tačiau du iš jų populiariausi: tai fazinių koordinačių modelis ir ekvivalentinės dvifazės mašinos *d*–*q* koordinačių sistemos modelis (Ahmad, 2010; Bose, 2006; Chiasson, 2005; Krause, et al., 2002; Marino, et al., 2010; Ong, 1998; Sul, 2011; Wach, 2011; Kriaučiūnas, 2013).

Fazinių koordinačių modelio matematinėse išraiškose abipusis statoriaus ir rotoriaus induktyvumas bei kiti kintantys parametrai įvertinami atsižvelgiant į rotoriaus padėtį. Variklio rotoriui sukantis, kinta abipusis statoriaus ir rotoriaus induktyvumas, todėl matematinio modelio lygtys yra netiesinės, parametrai kinta harmoniniu dėsniu.

Siekiant supaprastinti variklio dinaminių vyksmų matematinį modelį, taikomi transformuotų koordinačių modeliai. Šiuose modeliuose panaikinama apvijų induktyvumų ir abipusių induktyvumų priklausomybė nuo sukiojo variklio rotoriaus posūkio kampo arba tiesiaeigio variklio antrinio elemento poslinkio. Atsiranda galimybė operuoti ne sinuso dėsniu kintančiais kintamaisiais, bet jų amplitudėmis. Koordinačių transformacija palengvina dinaminių procesų nagrinėjimą (Rinkevičienė, Petrovas, 2008).

Asinchroninio variklio koordinačių sistemų transformacijas nagrinėjo mokslininkai: R. H. Parkas, H. C. Stanley, H. Kronas, D. S. Beretonas. R. H. Parkas transformavo variklio statoriaus kintamuosius į sinchroniniu greičiu besisukančią koordinačių sistemą susietą, su variklio rotoriumi. Jis įrodė, kad laike kintantys induktyvumai bei atsiradę dėl apvijų judėjimo viena kitos atžvilgiu ir elektrinės grandinės su kintamomis induktyviosiomis varžomis gali būti eliminuoti (Grigore – Muler, 2010; Boldea, Tutelea, 2010).



1.1. pav. Asinchroninių variklių modeliai
Fig.1.1. Models of induction motors

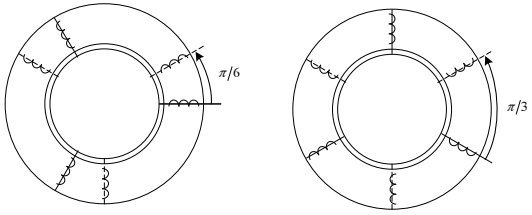
H. C. Stanley koordinačių sistemą susiejo su statoriumi. Jis įrodė, kad laike kintantys induktyvumai, atsiradę dėl apvijų judėjimo, gali būti eliminuoti transformuojant rotoriaus kintamuosius į kintamuosius, susietus su fiktyviomis statoriaus apvijomis. Mokslinėje literatūroje H. C. Stanley koordinačių sistema dažnai vadinama α, β.

H. Kronas statoriaus ir rotoriaus kintamuosius transformavo į koordinačių sistemą, kuri juda sukamojo magnetinio lauko greičiu. D. S. Beretonas pasiūlė dar vieną transformaciją – variklio statoriaus kintamuosius transformuoti į besisukančią koordinačių sistemą, kuri tvirtai susieta su rotoriumi (Rinkevičienė, Petrovas, 2008; Janickas, 2013).

1.3. Šešiafazio variklio transformavimas į dvifazį

Šešiafaziai asinchroniniai varikliai atsižvelgiant į statoriaus apvijas gali būti dviejų rūšių: perstumtų statoriaus fazinių apvijų ir tipinės konstrukcijos.

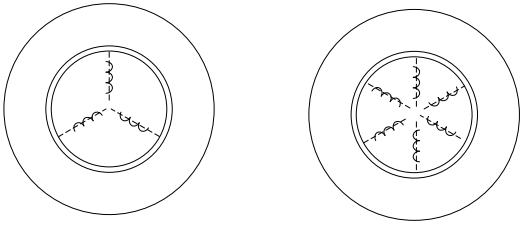
Perstumtų statoriaus fazinių apvijų šešiafazio variklio statorius pateiktas 1.2 paveikslo a) atvejis. Jis gaunamas naudojant trifazį asinchroninį variklį, kurio kiekviena iš trijų statoriaus fazinių apvijų yra padalinama į dvi dalis taip, kad tarp jų ašių susidarytų kampinis poslinkis.



a) b)

1.2 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio statoriai: a) perstumtų statoriaus fazinių apvijų; b) tipinės konstrukcijos
Fig. 1.2. Stators of six phase induction motor: a) split – phase; b) typical construction

Tipinės konstrukcijos šešiafazio asinchroninio variklio statorius pateiktas 1.2 paveikslo b) atvejis. Jis turi dvi identiškas statoriaus apvijų grupes. Tai reiškia, kad statoriaus apvijų grupės turi vienodą polių skaičių ir turi identiškus parametrus. Statoriaus fazinių apvijų kampinis poslinkis yra 60 elektrinių laipsnių.



a) b)

1.3 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio rotoriai: a) turintis trifazę apviją; b) turintis šešiafazę apviją
Fig. 1.3. Rotors of six phase induction motor: a) with three phase winding; b) with six phase winding

Šešiafaziai asinchroniniai varikliai pagal rotoriaus apvijų skaičių dažniausiai yra skirstomi į du tipus: turintys trifazę rotoriaus apviją arba turintys šešiafazę rotoriaus apviją. Tokios klasifikacijos atvejai yra pateikti 1.3 paveiksle. Trifazio

rotoriaus apvijų kampinis poslinkis yra 120 elektrinių laipsnių, o šešiafazės apvijos – 60 elektrinių laipsnių. Žinoma, kad gali būti nagrinėjamos nesimetrinės sistemos ir kampai tarp rotoriaus fazinių apvijų gali būti skirtingi nuo čia paminėtų atvejų.

Laboratorijose gali būti nagrinėjami aukščiau pateiktų statoriaus ir rotoriaus konstrukcijų skirtingų kombinacijų atvejai: pavyzdžiui, tipinis šešiafazis asinchroninis variklis, turintis trifazę rotoriaus apviją arba tipinis šešiafazis asinchroninis variklis, turintis šešiafazę rotoriaus apviją ir t.t.

Šioje disertacijoje tiriamas įprastos konstrukcijos šešiafazis asinchroninis variklis, kurio statoriaus fazinės apvijos yra perstumtos viena kitos atžvilgiu 60 laipsnių kampu, o rotoriuje suklota trifazė apvija.

Šešiafazio asinchroninio variklio kiekviena statoriaus fazinė apvija, pvz., A fazės, yra charakterizuojama savuoju induktyvumu, atitinkančiu elektrovarą, kurią indukuoja ta fazine apvija tekanti srovė I_A, abipusiu sklaidos induktyvumu tarp kitų dviejų statoriaus apvijų L_{lm}, o taip pat tarpusavio induktyvumais tarp statoriaus ir kiekvienos rotoriaus apvijų L_m. Simetrinėse šešiafazėse elektros mašinose visų statoriaus fazinių apvijų savieji induktyvumai L_A, L_B, L_C, L_X, L_Y, L_Z lygūs, visų statoriaus apvijų abipusiai induktyvumai L_S lygūs, taip pat abipusis induktyvumas L_{SR} tarp statoriaus ir rotoriaus apvijų yra lygūs. Rotoriaus apvijų abipusiai induktyvumai irgi priimami lygūs. Statoriaus ir rotoriaus savieji induktyvumai nepriklauso nuo rotoriaus posūkio kampo, lygiai kaip ir statoriaus apvijų abipusiai induktyvumai bei rotoriaus apvijų abipusiai induktyvumai. Tačiau statoriaus ir rotoriaus apvijų abipusiai induktyvumai priklauso nuo rotoriaus posūkio kampo (Rinkevičienė, Petrovas, 2005). Šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus apvijų įtampų balanso lygtys užrašomos taip:

$$\begin{cases} u_A = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_A}{\mathrm{d}t} + R_A i_A, \\ u_B = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_B}{\mathrm{d}t} + R_B i_B, \\ u_C = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_C}{\mathrm{d}t} + R_C i_C, \\ u_X = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_X}{\mathrm{d}t} + R_X i_X, \\ u_Y = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_Y}{\mathrm{d}t} + R_Y i_Y, \\ u_Z = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_Z}{\mathrm{d}t} + R_Z i_Z. \end{cases} \tag{1.1}$$

Analogiškai jos užrašomos ir rotoriaus apvijoms:

$$\begin{cases} u_a = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_a}{\mathrm{d}t} + R_a i_a, \\ u_b = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_b}{\mathrm{d}t} + R_b i_b, \\ u_c = \dfrac{\mathrm{d}\Psi_c}{\mathrm{d}t} + R_c i_c. \end{cases} \tag{1.2}$$

Asinchroninio variklio lygčių fazinėje koordinačių sistemoje sprendimas yra plačiau nagrinėtas šaltiniuose (Petrovas, 2007; Robyns, et al., 2012).

Šešiafazio asinchroninio variklio transformavimui į dvifazį yra daromos šios prielaidos:

- oro tarpas pastovus,
- neatsižvelgiama į magnetinį įsotinimą,
- neatsižvelgiama į šerdies nuostolius,
- įtampos ir srovės kinta sinuso dėsniu.

Sinchroniniu greičiu besisukančioje koordinačių sistemoje šešiafazio asinchroninio variklio modelį aprašo Krono lygtys. Statoriaus ir rotoriaus kintamieji transformuojami į sinchroniniu greičiu besisukančią koordinačių sistemą $d^e - q^e$.

Statoriaus įtampų balansas stacionarioje koordinačių sistemoje aprašomas lygtimis (Nabi, et al., 2011; Levi, et al., 2011):

$$\begin{aligned} u^s_{qs1} &= R_s i_{qs1} + s\Psi^s_{qs1}, \\ u^s_{ds1} &= R_s i_{ds1} + s\Psi^s_{ds1}, \\ u^s_{qs2} &= R_s i_{qs2} + s\Psi^s_{qs2}, \\ u^s_{ds2} &= R_s i_{ds2} + s\Psi^s_{ds2}, \end{aligned} \tag{1.3}$$

šiose lygtyse: u^s_{qs1}, u^s_{qs2} – statoriaus įtampų projekcijos į q^s ašį; u^s_{ds1}, u^s_{ds2} – statoriaus įtampų projekcijos į d^s ašį; R_s – statoriaus aktyvioji varža; i_{qs1}, i_{qs2} – statoriaus srovių projekcijos į q^s ašį; i_{ds1}, i_{ds2} – statoriaus srovių projekcijos į d^s ašį; Ψ^s_{qs1}, Ψ^s_{qs2} – statoriaus surištųjų srautų projekcijos į q^s ašį; Ψ^s_{ds1}, Ψ^s_{ds2} – statoriaus surištųjų srautų projekcijos į d^s ašį, s – Laplaso operatorius.

1.3 lygtis konvertavus į besisukančią koordinačių sistemą, gaunama (Nabi, et al. 2011; Levi, et al. 2011):

$$\begin{aligned} u_{qs1} &= R_s i_{qs1} + s\Psi_{qs1} + \omega_e \Psi_{ds1}, \\ u_{ds1} &= R_s i_{ds1} + s\Psi_{ds1} - \omega_e \Psi_{qs1}, \\ u_{qs2} &= R_s i_{qs2} + s\Psi_{qs2} + \omega_e \Psi_{ds2}, \\ u_{ds2} &= R_s i_{ds2} + s\Psi_{ds2} - \omega_e \Psi_{qs2}, \end{aligned} \tag{1.4}$$

čia ω_e – dvipolio variklio sinchroninis greitis, lygus sukamojo magnetinio lauko greičiui.

Paskutiniai 1.4 lygčių nariai yra greičio elektrovaros atsiradusios dėl koordinačių sukimosi. Todėl, kai $\omega_e = 0$, šios lygtys atitinka stacionariosios koordinačių sistemos lygtis.

Nejudančiam rotoriui, kai $\omega_r = 0$, įtampos užrašomos (Nabi, et al., 2011; Levi, et al., 2011):

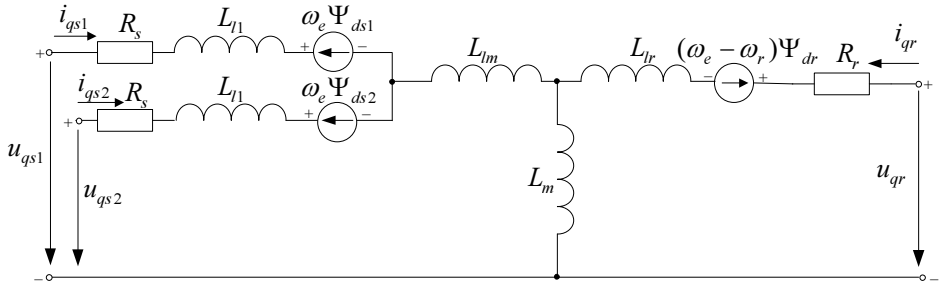
$$\begin{aligned} u_{qr}^s &= R_r i_{qr} + s\Psi_{qr}^s, \\ u_{dr}^s &= R_r i_{dr} + s\Psi_{dr}^s, \end{aligned} \tag{1.5}$$

čia u_{qr}^s – rotoriaus įtampos projekcija į q^s ašį; u_{dr}^s – rotoriaus įtampos projekcija į d^s ašį; i_{qr} – rotoriaus srovės projekcija q^s ašį; i_{dr} – rotoriaus srovės projekcija į d^s ašį; Ψ_{dr}^s – rotoriaus surištojo srauto projekcija į d^s ašį; Ψ_{qr}^s – rotoriaus surištojo srauto projekcija į q^s ašį.

Rotorius sukasi greičiu ω_r, todėl magnetinio lauko sinchroniniu greičiu judančios ašys $d^e - q^e$ rotoriaus atžvilgiu juda $\omega_e - \omega_r$ greičiu. Todėl besisukančioje koordinačių sistemoje rotoriaus lygtys užrašomos taip (Nabi, et al. 2011; Levi, et al. 2011):

$$\begin{aligned} u_{qr} &= R_r i_{qr} + s\Psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r)\Psi_{dr}, \\ u_{dr} &= R_r i_{dr} + s\Psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\Psi_{qr}. \end{aligned} \tag{1.6}$$

Pagal (1.4) ir (1.5) lygtis sudarytos variklio dinaminio modelio ekvivalentinės schemos besisukančioje $d^e - q^e$ koordinačių sistemoje parodytos 1.4 ir 1.5 paveiksluose (Singh, et al., 2003; Venter, 2012).



1.4 pav. Variklio dinaminės $d^e - q^e$ ekvivalentinės schemos q^e ašie grandinė
Fig. 1.4. Dynamic equivalent per phase circuit $d^e - q^e$ of induction motor, q^e cirquit

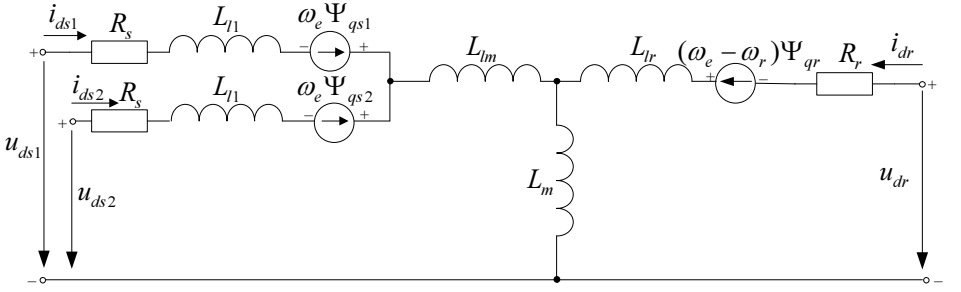
$d^e - q^e$ dinaminio modelio privalumas, kad visi stacionariosios koordinačių sistemos kintamieji (įtampos, srovės, srautai) pavirsta nuolatiniais dydžiais.

Disertacijoje šešiafazio asinchroninio variklio modeliai bus sudaromi $d^e - q^e$ koordinačių sistemoje, todėl supaprastinant žymėjimus, ši koordinačių sistema bus žymima $d - q$.

Pagal 1.4 ir 1.5 paveiksluose pateiktą variklio dinaminę $d^e - q^e$ ekvivalentinę schemą surištieji srautai išreiškiami taip (Singh, et al., 2003):

$$\begin{aligned}
\Psi_{qs1} &= L_{ls} i_{qs1} + L_{lm}\left(i_{qs1} + i_{qs2}\right) + L_m\left(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}\right),\\
\Psi_{ds1} &= L_{ls} i_{ds1} + L_{lm}\left(i_{ds1} + i_{ds2}\right) + L_m\left(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}\right),\\
\Psi_{qs2} &= L_{ls} i_{qs2} + L_{lm}\left(i_{qs1} + i_{qs2}\right) + L_m\left(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}\right),\\
\Psi_{ds2} &= L_{ls} i_{ds2} + L_{lm}\left(i_{ds1} + i_{ds2}\right) + L_m\left(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}\right),\\
\Psi_{qr} &= L_{lr} i_{qr} + L_m\left(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}\right),\\
\Psi_{dr} &= L_{lr} i_{dr} + L_m\left(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}\right),
\end{aligned} \tag{1.7}$$

čia L_{ls} – statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas; L_{lm} – abipusis statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas; L_m – abipusis statoriaus ir rotoriaus apvijų induktyvumas; L_{lr} – rotoriaus apvijų sklaidos induktyvumas.



1.5 pav. Variklio dinaminės $d^e - q^e$ ekvivalentinės schemos d^e ašies grandinė
Fig. 1.5. Dynamic equivalent per phase circuit $d^e - q^e$ of induction motor, d^e cirquit

Šešiafazio asinchroninio variklio momentas M_e apskaičiuojamas taip:

$$M_e = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\left[\Psi_{dr}\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)-\Psi_{qr}\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)\right]. \qquad (1.8)$$

Pavaros judesio lygtis:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\left(M_e - M_{st}\right), \qquad (1.9)$$

čia M_{st} – statinis apkrovos momentas; J – pavaros inercijos momentas.

Šešiafazės pavaros dinamines charakteristikas galima gauti dviem būdais: lygtis galima užrašyti matricine forma ir jas spręsti kompiuteriu arba modelį sudaryti iš elementarių blokų ir pavarą tirti sistemų imitacijai parašyta kompiuterine programa. Dažniausiai daugiafazių pavarų tyrimui yra taikomas pirmasis atvejis (Lu, et al., 2005; Nabi, et al., 2011; Gregor, et al., 2008; Miranda, et al., 2009; Levi, et al., 2007; Wang, et al., 2011; Dasika, et al., 2012; Renukadevi, 2011). Jį taikant būtini geri programavimo įgūdžiai, nes objekto modelis sudaromas pagal jį aprašančių diferencialinių lygčių sistemą, kuriai spręsti taikomi skaitiniai diferencialinių lygčių sprendimo būdai. Patogesnis ir universalesnis pavaros tyrimas yra naudojant sistemų imitacijai parašyta programa. Dažniausiai imitaciniai modeliai sudaromi naudojant *MathWorks*® kompanijos į *Matlab*® sudėtį įeinanti *Simulink*® programa.

Abiem atvejais sudaryti pavaros modelį yra sudėtinga, tačiau imitacinis modelis *Simulink*® aplinkoje yra žymiai patogesnis tyrėjui. Pirmuoju atveju norint tirti sistemas reikalinga, kad tiriantis asmuo labai gerai išmanytų programavimo kalbą. Antruoju atveju tyrėjas elementariuose grafiniuose

objektuose gali greitai ir patogiai keisti sistemos parametrus. Jis gali gauti tarpinius matavimo rezultatus pageidaujamuose sistemų mazguose. Tyrėjas turi galimybę pagal gaunamas dinamines charakteristikas elementariai ir patogiai keisti pradinius pavaros parametrus. Imitaciniai modeliai sukurti *Simulink*® aplinkoje gali būti naudojami su realiais įrenginiais sistemų darbo imitacijai. Todėl jie yra žymiai universalesni už matricine forma sprendžiamus kompiuterinius variklio modelius.

Matematinių modelių adekvatumui realioms sistemoms įvertinti yra atliekami eksperimentiniai tyrimai. Tokie tyrimai atliekami ir su daugiafazių asinchroninių variklių kompiuteriniais modeliais. Tam naudojami individualiai projektuojami daugiafaziai asinchroniniai varikliai. Pradžioje yra sudaroma vieno ar kito tipo apvijos schema, apskaičiuojamos magnetovaros, palyginama jų harmoninė sudėtis ir parenkamas efektyviausias apvijos tipas (Bukšnaitis, 2007; Bugenis, et al., 2008). Variklio projektavimas prasideda nuo apvijos tipo parinkimo, jos schemos sudarymo ir magnetovaros skaičiavimo, todėl ši problema yra aktuali ir spręstina, kuriant daugiafazius variklius (Nanoty, et al., 2013, Drozdowski, 2011).

1.4. Asinchroninių elektros pavarų valdymo metodai

Asinchroninio variklio rotoriaus apsisukimų skaičius per vieną mintutę n yra išreiškiamas:

$$n = \frac{120 f}{P}\left(1 - S\right), \tag{1.10}$$

čia f – maitinimo įtampos dažnis; P – polių skaičius, S – slydimas. Pagal (1.10) formulę variklio sukimosi greitį galima keisti valdant maitinimo įtampos dažnį, variklio polių skaičių arba slydimą (Ahmad, 2010; Gečys, et al., 2010).

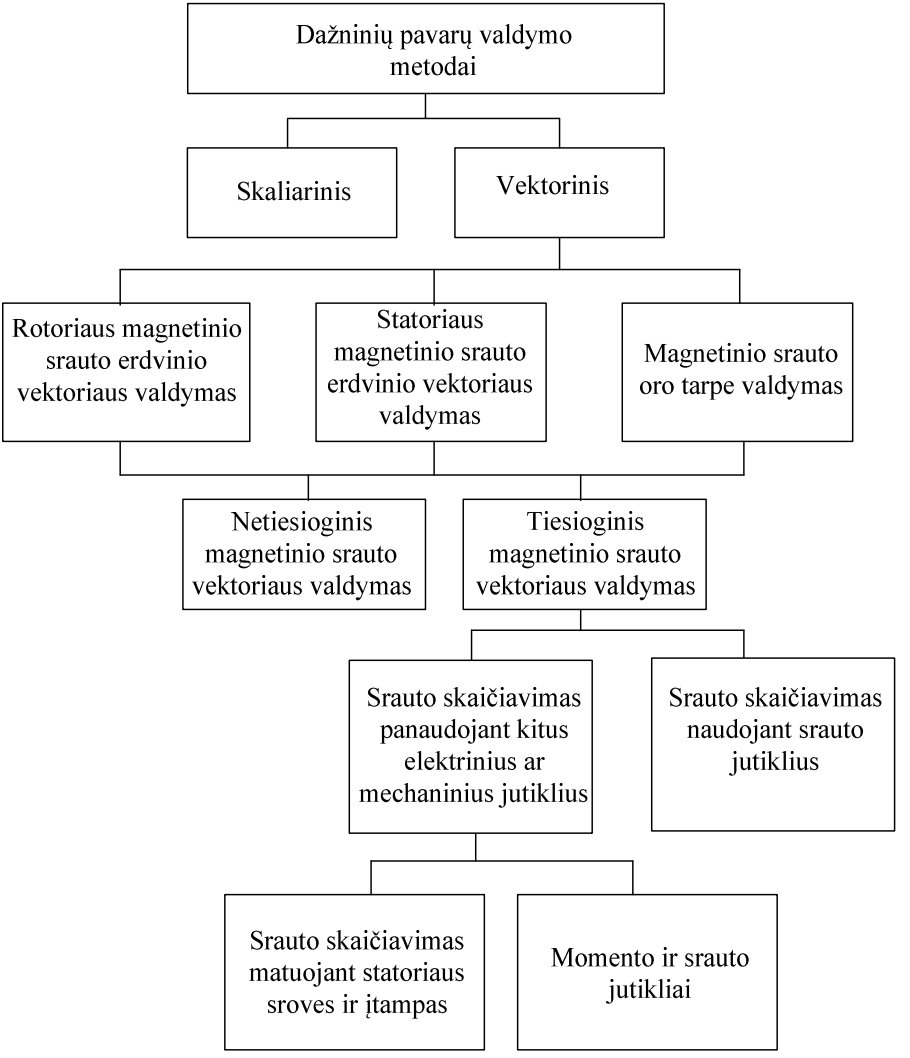
Variklio polių skaičius parenkamas projektavimo metu. Atsižvelgiant į tai, variklio rotoriaus sukimosi greičio reguliavimas keičiant polių skaičių yra neperspektyvus. Šiuolaikinėse elektros pavarose maitinimo įtampos dažnis ir slydimas yra pagrindiniai valdomieji dydžiai.

Principiniai daugiafazių variklių greičio valdymo metodai yra tokie patys kaip ir trifazių variklių (Levi, 2008).

Asinchroninio variklio valdymo metodai yra klasifikuojami į skaliarinius ir vektorinius (Trzynadlowski, Andrzej, 2001). Sistemoms, kurioms nėra keliami aukšti valdymo tikslumo reikalavimai, naudojamas skaliarinis valdymo metodas. Didesnio valdymo tikslumo reikalaujančiose pavarose yra naudojamas vektorinis valdymo metodas. Abiem metodams bendra tai, kad vienaip ar kitaip keičiama įtampa ir jos dažnis. Tam naudojami dažnio keitikliai.

Dažnio keitiklis yra sudėtingas įtaisas, kurio paskirtis formuoti keičiamo dažnio ir įtampos tinklą, prie kurio prijungus asinchroninį elektros variklį, jo apvijomis tekėtų sinuso formos srovės ir jos būtų tokio dažnio, fazės ir dydžio, kad variklio rotorius suktųsi norimu greičiu, norima kryptimi ir turėtų reikiamą sukimo momentą.

Dažninių elektros pavarų valdymo klasifikacija pateikta 1.6 paveiksle.



1.6 pav. Dažninių elektros pavarų valdymo būdų klasifikacija
Fig. 1.6. Classification of control of variable speed drives

Skaliarinis valdymas yra vienas populiariausių pavarų valdymo metodų ir naudojamas iki 80 procentų atvejų. Šio valdymo metodo esmė yra tai, kad siekiant valdyti magnetinį srautą yra valdoma variklio įtampa, o siekiant valdyti variklio momentą yra valdomas dažnis arba slydimas (Kazmierkowski, et al., 2002; Bolton, 2003; Joliet, 2013; Freescale, 2006). Be to, magnetinis srautas yra dažnio funkcija,o momentas – įtampos funkcija.

Pastoviam, dažniausiai vardiniam, magnetinio srauto palaikymui statoriaus įtampa turi būti reguliuojama proporcingai dažniui. Tai vienas populiariausių skaliarinio valdymo metodų (Reljic, et al., 2006; Leonhard, 2001; Jian, 2001). Nagrinėjamu atveju variklio veleno statinė apkrova yra pastovi, todėl valdymui grįžtamojo ryšio signalas yra nebūtinas. Greičio jutiklis praktikoje naudojamas tais atvejais, kai norima gauti informaciją apie greičio pokyčius.

Praktikoje dažniausiai susiduriama su trimis statinės apkrovos atvejais: kai siekiama išlaikyti pastovų sukimo momentą, siekiama išlaikyti pastovią galią ir kuomet variklis apkraunamas ventiliatorine apkrova.

Pirmuoju atveju, variklio veleno pastoviam sukimo momento palaikyti turi būti tenkinama sąlyga:

$$\frac{U}{f} = \text{const.}, \tag{1.11}$$

t. y. maitinimo šaltinio įtampa turi būti keičiama proporcingai dažniui. 1.7 paveiksle pateikta įtampos valdymo charakteristika, kai $\frac{U}{f} = const.$ valdymo charakteristika. Grafike pažymėta: U_s – statoriaus įtampa, $U_{\text{s},nom.}$ – nominalioji įtampa, $U_{\text{s},0}$ – pradinė įtampa, f – tinklo dažnis, $f_{nom.}$ – vardinis tinklo dažnis.

Antruoju atveju, siekiant išlaikyti pastovią variklio veleno galią, naudojamas toks reguliavimo dėsnis:

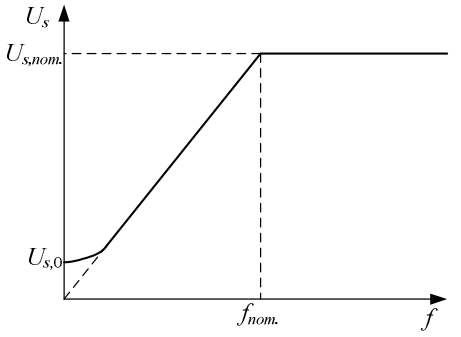
$$\frac{U}{\sqrt{f}} = \text{const.}, \tag{1.12}$$

t. y. maitinimo šaltinio įtampa turi būti tiesiogiai proporcinga maitinimo tinklo dažnio kvadratinei šakniai.

Trečiuoju atveju, kai apkrova ventiliatorinė, maitinimo šaltinio įtampa turi būti tiesiogiai proporcinga maitinimo tinklo dažnio kvadratui:

$$\frac{U}{f^2} = \text{const.} \tag{1.13}$$

Šis dėsnis vadinamas kvadratinio valdymo dėsniu.



1.7 pav. Skaliarinio valdymo *U/f* = const. charakteristika
Fig. 1.7. Voltage versus frequency relation in the constant V/Hz controlled drives

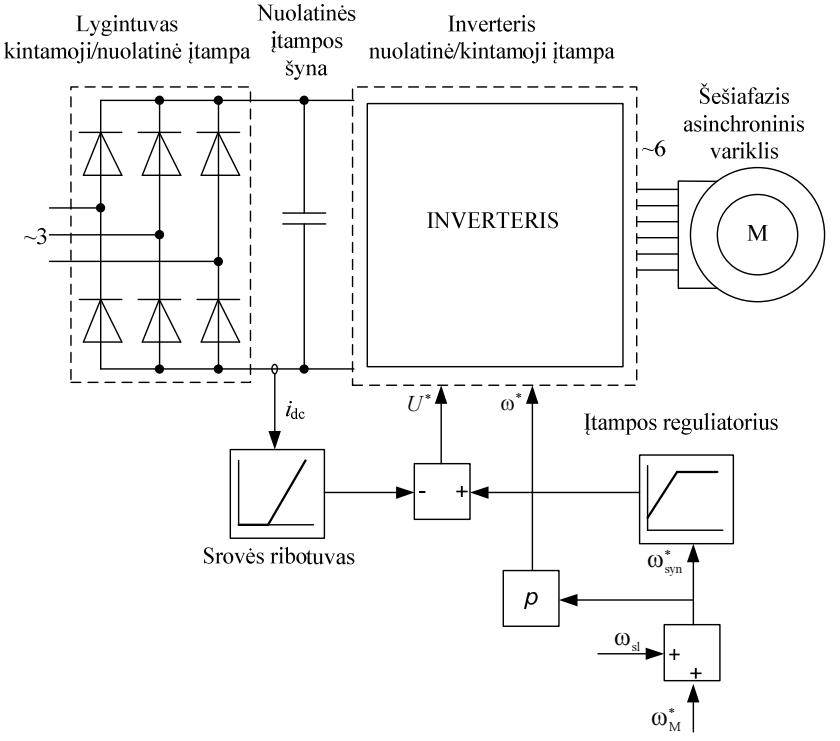
Skaliarinio valdymo sistemos, kai $\frac{U}{f} = const.$, struktūrinė schema pateikta 1.8 paveiksle. Struktūrinėje schemoje ω_{sl} yra fiksuotas variklio kampinis slydimo greitis, atitinkantis 50 % vardinio apkrovos momento. Jis sumuojamas su nuostato signalu ω_M^* ir gaunamas sinchroninis greičio nuostato $\omega_{syn.}^*$ signalas. Toliau, $\omega_{syn.}^*$ yra padauginamas iš polių porų skaičiaus p, ir gaunamas maitinimo įtampos dažnis ω^*. Šis dažnis dar naudojamas kaip įėjimo signalas įtampos reguliatoriui. Reguliatorius generuoja inverterio įtampos nuostato signalą U^*, pagal kurį nustatoma inverterio išėjimo įtampa.

1.8 paveiksle pateiktoje schemoje parodytas srovės ribotuvas naudojamas tada, kai variklio srovė viršija leistiną vardinę srovę ir reikia sumažinti inverterio išėjimo įtampą. Srovė i_{dc} matuojama nuolatinės srovės šynoje. Nuolatinės srovės grįžtamojo ryšio signalo naudojimas yra patogesnis negu kintamosios.

Naudojant tokią valdymo sistemą pasiekti didelio valdymo tikslumo negalima, nes kintant apkrovos momentui kartu kinta ir slydimas. Tačiau daugeliui prietaisų, pvz. siurbliams, statybinio skiedinio maišytuvams, ventiliatoriams nėra keliami aukšti valdymo tikslumo reikalavimai ir gali būti naudojama tokia valdymo sistema.

Didesniam valdymo tikslumui pasiekti, kai variklio greitis reguliuojamas keičiant įtampos ir dažnio santykį, naudojama uždaroji valdymo sistema su slydimo kompensavimo reguliavimu. 1.8 paveiksle pateikta patobulinta schema pridedant slydimo kompensavimo reguliavimą, apskaičiuotą pagal nuolatinės srovės šynoje išmatuotą srovę i_{dc}. Čia slydimo kompensatorius generuoja

slydimo signalą ω_{sl}, kuris proporcingas i_{dc}. Skaliariniu būdu valdomos elektromechaninės sistemos su slydimo reguliatoriumi pavyzdys pateiktas 1.9 paveiksle.



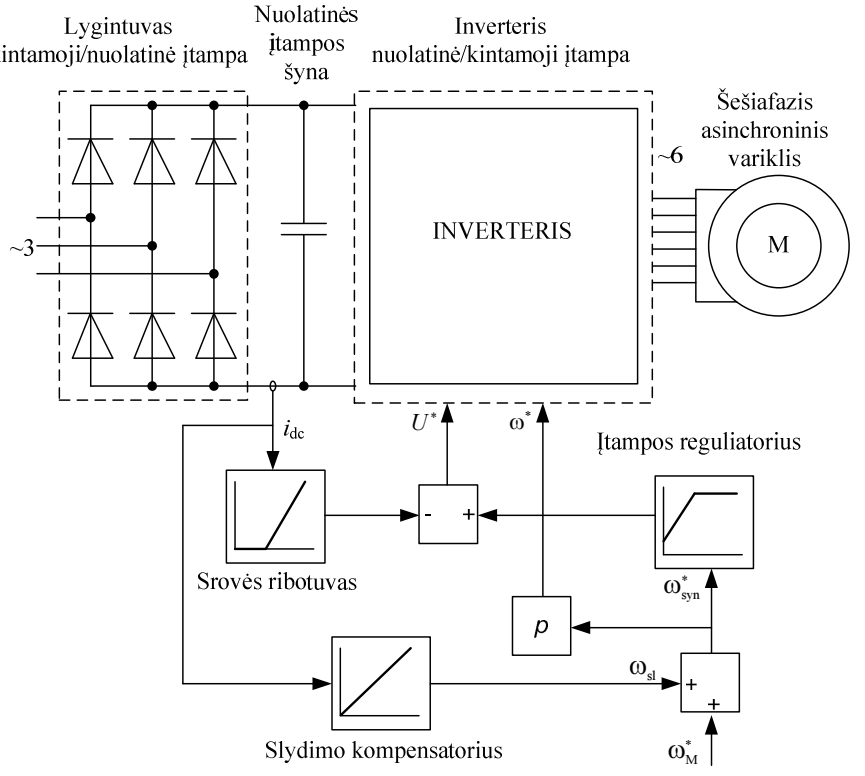
1.8 pav. Skaliarinio valdymo sistema, kai *U/f* = const.
Fig. 1.8. Scalar control drive system, at *U/f* = const.

Kitas skaliariniu būdu valdomos elektromechaninės sistemos su slydimo reguliatoriumi pavyzdys pateiktas 1.10 paveiksle. Šioje sistemoje kampinio greičio grįžtamojo ryšio signalas ω_M yra lyginamas su nuostato kampiniu greičiu ω^*_M. Taip gaunamas greičio paklaidos signalas $\Delta\omega_M$, kuris per greičio reguliatorių (paprastai PI arba PID) patenka į slydimo reguliatorių. Slydimo reguliatorius generuoja slydimo nuostato signalą ω^*_{sl}. Slydimo greitis turi būti ribojamas norint išvengti nestabilumo ir viršįtampių atsiradimo. Todėl slydimo reguliatoriaus statinė charakteristika pasiekia soties vertę, kol slydimas yra

mažesnis už kritinę slydimo vertę. Susumavus ω_{sl}^{*} ir ω_{M} gaunamas sinchroninis nuostato greitis $\omega_{syn.}^{*}$.

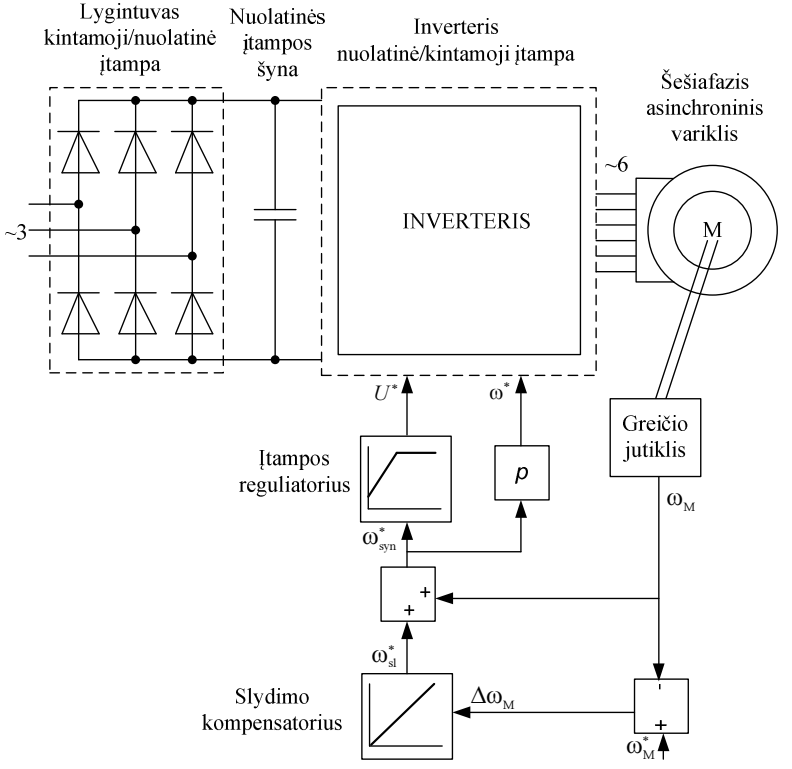
Skaliarinio valdymo sistemos gali būti ne tik su palaikomu pastoviu įtampos ir dažnio santykiu. Egzistuoja sistemos, kuriose palaikomas pastovus statoriaus srovės ir slydimo santykis. Skaliarinio valdymo sistemose gali būti naudojamas nepriklausomas momento ir srauto valdymo algoritmas (Trzynadlowski, et al., 2001; Bose, 2002).

Į skaliarinio valdymo sistemas įeinančių inverterių, kurie nuolatinę įtampą keičia į šešiafazę kintamą įtampą, modeliai kuriami Lietuvoje ir užsienyje (Lipinskis, et al., 2013; Lipinskis, 2013; Miranda, et al., 2009; Lipo, 1980; Oleschuk, et al., 2011; Gregor, et al., 2008; Nanoty, et al., 2012; Jones, et al., 2005).



1.9 pav. Skaliarinio valdymo sistema su slydimo kompensavimu, kai *U/f* = const.
Fig. 1.9. Scalar control drive system with slip compensation, at *U/f* = const.

Skaliarinio valdymo metodo taikymas negarantuoja gerų elektros pavaros dinaminių charakteristikų, kadangi šio valdymo metodo algoritmas neatsižvelgia į variklio pereinamuosius vyksmus. Tai viena iš pagrindinių priežasčių, neleidžiančių skaliariniam valdymui pasiekti didelio valdymo tikslumo. Tais atvejais, kai reikia atsižvelgti į variklio pereinamuosius vyksmus ir tiksliai valdyti variklį, naudojamas vektorinis valdymo metodas.



1.10 pav. Skaliariniu būdu valdoma elektromechaninė sistema su slydimo reguliavimu
Fig. 1.10. Scalar controlled drive system with slip controller

Vektorinio valdymo principai buvo suformuluoti XX amžiaus pradžioje, kuomet sudėtingi skaičiavimai buvo atliekami rankiniu būdu. Dėl skaičiavimo sudėtingumo nebuvo didelio susidomėjimo šiuo valdymo metodu. Tačiau atsiradus skaičiavimo mašinoms, o vėliau kompiuteriams jis labai išpopuliarėjo. Prie to labiausiai prisidėjo Vokietijos mokslininkai Blaschke, Hasse, Leonhard ir Švedijos mokslininkas Jonsson. Jie suformulavo pagrindinius vektorinio valdymo principus.

Asinchroniniuose varikliuose momentas gali būti valdomas valdant statoriaus sroves. Pagrindinis vektorinio valdymo uždavinys – atskirti statoriaus srovės dedamąsias, kurių viena atsakinga už srauto kūrimą, o kita – už momento kūrimą. Vektoriškai valdant turi būti valdomi du srovės parametrai: fazinis kampas ir modulis, kitais žodžiais sakant, srovės vektorius. Tai ir yra priežastis, dėl kurios šis metodas vadinamas vektoriniu.

Yra skiriami du pagrindiniai vektorinio valdymo metodai. Vienas jų vadinamas tiesioginio arba grįžtamojo ryšio (angl. *feedback*) vektoriniu valdymo metodu, kurį sukūrė Blaschke (Blaschke, 1972). Antrasis – netiesioginio valdymo metodas, kurį sukūrė Hasse (Hasse, 1969). Pagrindinis šių metodų skirtumas yra valdymo signalams formuoti taikomi skirtingi bazinių vektorių formavimo būdai. Transformuotoje koordinačių sistemoje srovės dedamosios kryptis gali būti sutapdinama su rotoriaus srautu, srautu oro tarpe arba statoriaus srautu. Pagal tai skiriami trys vektorinio valdymo atvejai: rotoriaus srauto erdvinio vektoriaus valdymas, statoriaus srauto erdvinio vektoriaus valdymas ir srauto oro tarpe valdymas (Rashid, 2001).

Daugiafaziams varikliams, turintiems simetrinę statoriaus apviją, problema supaprastėja ir gali būti taikomos tos pačios vektorinio valdymo schemos kaip ir trifaziams varikliams (Levi, 2008). Daugiafazių variklių vektorinio valdymo atvejai nagrinėjami straipsniuose (Cammilis, et al., 2001; Bojoi, et al., 2002; Bojoi, et al., 2003; Singh, et al., 2005; Bojoi, et al., 2003; Bojoi, et al., 2006; Hou, et al., 2003; Sudhoff, et al., 1997; Vukosavic, et al., 2005; Bojoi, et al., 2005; Hua, et al., 2006; Bojoi, et al., 2006; Kianinezhad, et al., 2005; Kianinezhad, 2006; Kianinezhad, et al., 2004).

1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

Apžvelgus literatūrą disertacijos tema nustatyta, kad šešiafaziai asinchroniniai varikliai kai kuriomis savybėmis yra pranašesni negu trifaziai varikliai ir yra perspektyvūs lokaliose sistemose. Todėl disertacijos įvade iškelti uždaviniai yra aktualūs ir spręstini.

1. Literatūros analizė rodo, kad šešiafazio asinchroninio variklio privalumai: didesnė galia tūrio vienetui ir didesnis atsparumas gedimams lyginant juos su trifaziais asinchroniniais varikliais yra reikšmingi naudojant šiuos variklius lokaliose sistemose, todėl šešiafazių asinchroninių variklių tyrimas yra perspektyvus.

2. Literatūroje plačiai išanalizuoti kintamosios srovės variklių matematiniai modeliai, koordinačių sistemos transformavimo principas, greičio reguliavimo metodai. Aprašyti asinchroninių variklių matematiniai modeliai ir jų sudarymo metodika yra tinkama šešiafazių elektros pavarų imitaciniams modeliams sudaryti.

3. Elektros pavarų imitaciniai modeliai *Simulink*® aplinkoje yra pranašesni už matematinėmis skaičiavimo programomis sudarytus modelius, nes jais galima tirti pavarų dinaminius vyksmus ir juos taikyti realiose sistemose įrenginių darbui imituoti.

4. Variklio statoriaus apvijų tipas turi esminę įtaką variklio sukimo momentui, galiai, naudingumo ir galios faktoriams bei vibracijoms, todėl tikslinga tirti skirtingos statoriaus konstrukcijos šešiafazius asinchroninius variklius.

5. Eksperimentinių tyrimų reikšmė yra aktuali ir neginčytina kuriant naują kompiuterinį modelį ir siekiant išsiaiškinti jo adekvatumą realiosioms sistemoms.

Darbo tikslui pasiekti darbe reikia spręsti šiuos uždavinius:

1. Sudaryti ir ištirti sutelktąją dvisluoksnę šešiafazę sutrumpinto žingsnio ir sutelktąją dvisluoksnę šešiafazę poliaus žingsnio apvijas ir įvertinti jų efektyvumą.

2. Sudaryti šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinius modelius pagal srovių ir srautų išraiškas, kuriuos naudojant galima būti tirti šešiafazio asinchroninio variklio dinaminius vyksmus.

3. Sudaryti skaliariniu būdu valdomos šešiafazės asinchroninės pavaros imitacinį modelį ir ištirti variklio pereinamuosius vyksmus apkraunant jį skirtingo dydžio apkrovomis.

4. Suprojektuoti ir sukonstruoti šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinį tyrimų stendą, kuriuo galima būtų tirti šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo pereinamuosius vyksmus ir remiantis gautais eksperimentiniais duomenimis patikrinti sukurtų imitacinių modelių adekvatumą.

2

Šešiafazių asinchroninių variklių modelių sudarymo metodika

Skyriuje pateikta šešiafazių asinchroninių variklių kompiuterinių modelių sudarymo metodika. Imitaciniai modeliai sudaryti *Matlab*® *Simulink*® programavimo kalba, kuria galima kurti ir modeliuoti sistemas.

Pirmiausia sudarome šešiafazio asinchroninio variklio imitacinį modelį pagal statoriaus ir rotoriaus srovių išraiškas. Jis gaunamas apjungiant tris modelius: pereinamųjų vyksmų statoriaus grandinėje modelį, rotoriaus grandinės modelį ir momento skaičiavimo modelį.

Skyriuje pateikiame šešiafazio asinchroninio variklio imitacinio modelio sudarymo metodika pagal statoriaus ir rotoriaus srautų išraiškas.

Skyriaus pabaigoje aprašomas imitacinių modelių naudojimas greitųjų prototipų sistemose. Pateikiama greitųjų prototipų konfigūracija.

Skyriaus tematika paskelbti keturi autoriaus straipsniai (Kundrotas, et al., 2011, Kundrotas, et al., 2011, Lisauskas, Kundrotas, et al., 2011, Rinkevičienė, Kundrotas, et al., 2013).

2.1. Šešiafazio asinchroninio variklio modelio sudarymas pagal srovių išraiškas

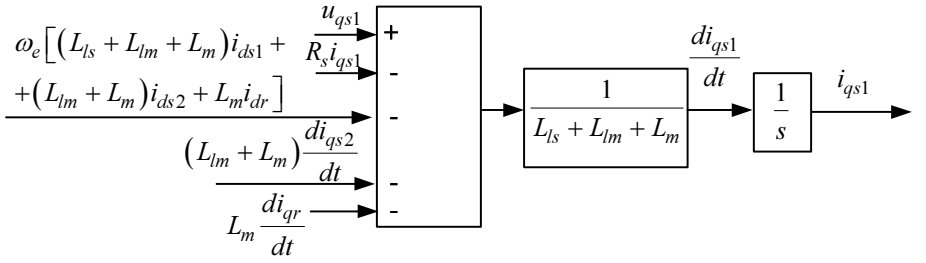
Šešiafazio asinchroninio variklio lygtys pateiktos 1.3 skyriuje. Įrašius srautų išraiškas (1.7) į įtampų lygtis (1.4) ir (1.6) gauname srovių priklausomybes sinchroniškai besisukančioje koordinačių sistemoje:

$$
\begin{aligned}
i_{qs1} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{qs1}-R_s i_{qs1}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}-sL_m i_{qr}- \\
&-\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}+L_m i_{dr}\right]\Big\}, \\
i_{qs2} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{qs2}-R_s i_{qs2}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}-sL_m i_{qr}- \\
&-\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}+L_m i_{dr}\right]\Big\}, \\
i_{ds1} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{ds1}-R_s i_{ds1}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}- \\
&-sL_m i_{dr}+\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+L_m i_{qr}\right]\Big\}, \\
i_{ds2} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{ds2}-R_s i_{ds2}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}- \\
&-sL_m i_{dr}+\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+L_m i_{qr}\right]\Big\}, \\
i_{qr} &= \frac{1}{s}\frac{1}{L_{lr}+L_m}\Big\{u_{qr}-R_r i_{qr}-s\,L_m\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)- \\
&-\left(\omega_e-\omega_r\right)\left[\left(L_{lr}+L_m\right)i_{dr}+L_m\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)\right]\Big\}, \\
i_{dr} &= \frac{1}{s}\frac{1}{L_{lr}+L_m}\Big\{u_{dr}-R_r i_{dr}-s\,L_m\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)+ \\
&+\left(\omega_e-\omega_r\right)\left[\left(L_{lr}+L_m\right)i_{qr}+L_m\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)\right]\Big\}.
\end{aligned}
\tag{2.1}
$$

Šešiafazio asinchroninio variklio imitacinis modelis pagal variklio statoriaus ir rotoriaus srovių išraiškas sudaromas remiantis (2.1) lygčių sistema ir (1.8), (1.9) lygtimis. Jį sudaro pereinamųjų vyksmų statoriaus grandinėje modelis, rotoriaus grandinės modelis ir momento skaičiavimo modelis.

Pereinamųjų vyksmų statoriaus grandinėje modelis

Šešiafazio asinchroninio variklio pereinamųjų vyksmų statoriaus grandinėje modelis sudaromas remiantis (2.1) lygčių sistemos pirma, antra, trečia ir ketvirta lygtimis. Pagal (2.1) lygčių sistemos pirmąją lygtį gaunamas statoriaus srovės projekcijos q ašyje i_{qs1} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.1 paveiksle.

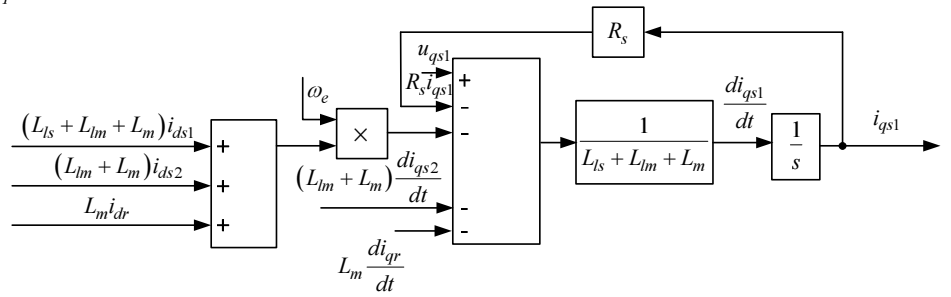


2.1 pav. Statoriaus srovės projekcijos q ašyje i_{qs1} skaičiavimo modelis
Fig. 2.1. Computational model of stator current i_{qs1} aligned to q axis

Srovės i_{qs1} projekcijos q ašyje skaičiavimo modelį sudaro sumatorius, daugybos blokas ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami penki dėmenys: u_{qs1}, $-R_s i_{qs1}$, $-\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}+L_m i_{dr}\right]$, $-\left(L_{lm}+L_m\right)\frac{di_{qs2}}{dt}$ ir $-L_m\frac{di_{qr}}{dt}$. Jų suma dauginama iš antrajame bloke esančios išraiškos $\frac{1}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir gaunama išvestinės $\frac{di_{qs1}}{dt}$ vertė. Ją suintegravus integravimo bloke gaunama statoriaus srovės projekcijos q ašyje i_{qs1} reikšmė.

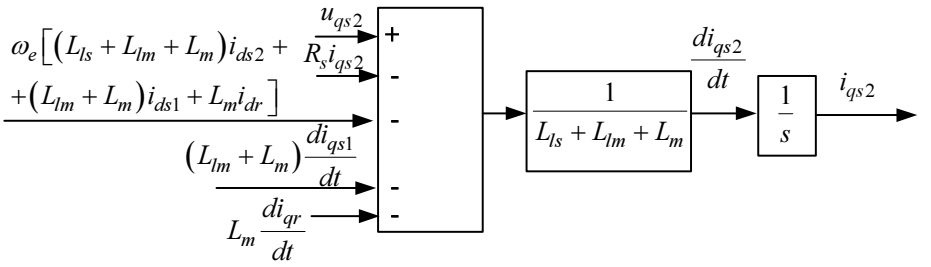
Sudaromas (2.1) lygčių sistemos pirmosios lygties modelis, kuris pateiktas 2.2 paveiksle. Į sumatoriaus antrąjį įėjimą turi būti siunčiama $-R_s i_{qs1}$ signalas, kurią galima gauti i_{qs1} padauginus iš R_s imant šią sandaugą su neigiamu ženklu. Perduodamas įtampas toliau vadinsime signalais. Į trečiąjį sumatoriaus įėjimą siunčiamas signalas $-\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}+L_m i_{dr}\right]$, gaunamas trijų įėjimų sumatoriuje susumavus $\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}$, $\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}$ ir $L_m i_{dr}$, daugybos bloke gaunamą rezultatą padauginus iš ω_e ir

imant su neigiamu ženklu. Likusi modelio dalis yra srovės projekcijos q ašyje i_{qs1} skaičiavimo modelis.



2.2 pav. Lygčių sistemos (2.1) pirmosios lygties skaičiavimo modelis
Fig. 2.2. Computational model of the first equation of the set of equation (2.1)

Pagal (2.1) lygčių sistemos antrąją lygtį gaunamas statoriaus srovės projekcijos q ašyje i_{qs2} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.3 paveiksle.

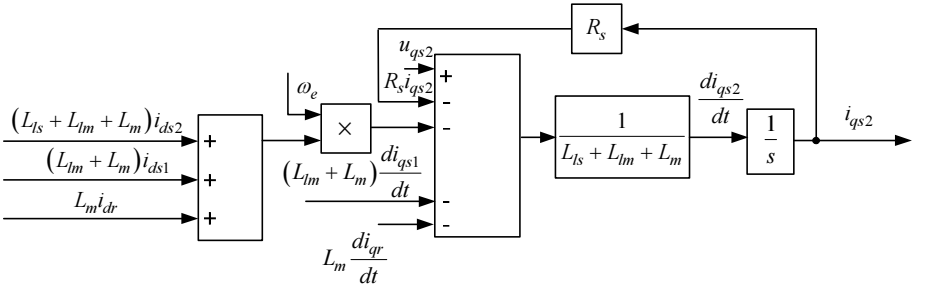


2.3 pav. Statoriaus srovės projekcijos q ašyje i_{qs2} skaičiavimo modelis
Fig. 2.3. Computational model of stator current i_{qs2} aligned to q axis

Iš 2.3 paveikslo matyti, kad statoriaus srovės projekcijos q ašyje i_{qs2} skaičiavimo modelį, sudaro sumatorius, daugybos blokas ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami penki dėmenys: u_{qs2}, $-R_s i_{qs2}$, $-\omega_e\left[(L_{ls}+L_{lm}+L_m)i_{ds2}+(L_{lm}+L_m)i_{ds1}+L_m i_{dr}\right]$, $-(L_{lm}+L_m)\frac{di_{qs1}}{dt}$ ir $-L_m\frac{di_{qr}}{dt}$. Jų suma dauginama iš antrame bloke esančios išraiškos

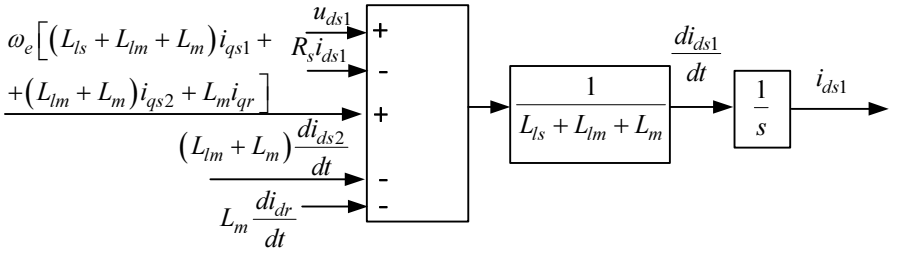
$\frac{1}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir gaunama išvestinės $\frac{di_{qs2}}{dt}$ vertė. Ją suintegravus integravimo bloke gaunama statoriaus srovės projekcijos *q* ašyje i_{qs2} vertė.

Sudaromas (2.1) lygčių sistemos antrosios lygties modelis, kuris pateiktas 2.4 paveiksle. Į sumatoriaus antrąjį įėjima turi būti siunčiamas $-R_s i_{qs2}$ signalas, kurį galima gauti išėjimo signalą i_{qs2} padauginus iš R_s imant šią sandaugą su neigiamu ženklu. Į trečiąjį sumatoriaus įėjimą siunčiamas signalas $-\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}+L_m i_{dr}\right]$, gaunamas trijų įėjimų sumatoriuje susumavus tris signalus $\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}$, $\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}$ ir $L_m i_{dr}$, daugybos bloke gaunamą suminį signalą padauginus iš ω_e ir imant rezultatą su neigiamu ženklu. Likusi modelio dalis yra srovės projekcijos *q* ašyje i_{qs2} skaičiavimo modelis.



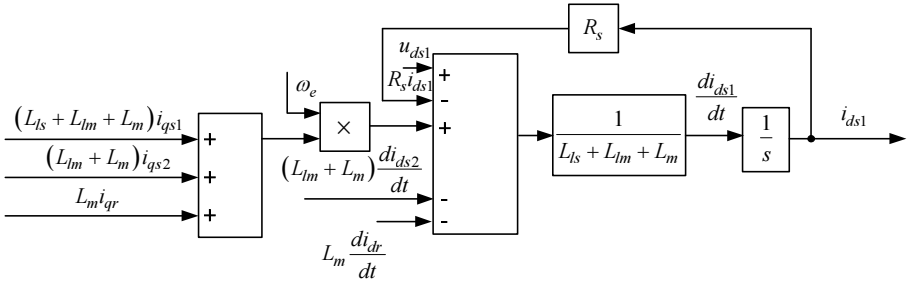
2.4 pav. Lygčių sistemos (2.1) antrosios lygties skaičiavimo modelis
Fig. 2.4. Computational model of the second equation of the set of equation (2.1)

Pagal (2.1) lygčių sistemos trečiąją lygtį gaunamas statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds1} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.5 paveiksle. Statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds1} skaičiavimo modelį sudaro sumatorius, daugybos blokas ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami penki dėmenys: u_{ds1}, $-R_s i_{ds1}$, $\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+L_m i_{qr}\right]$, $-\left(L_{lm}+L_m\right)\frac{di_{ds2}}{dt}$ ir $-L_m\frac{di_{dr}}{dt}$. Jų suma dauginama iš antrajame bloke esančios išraiškos $\frac{1}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir gaunama išvestinės $\frac{di_{ds1}}{dt}$ vertė. Ją suintegravus integravimo bloke gaunama statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds1} vertė.



2.5 pav. Statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds1} skaičiavimo modelis
Fig. 2.5. Computational model of stator current i_{ds1} aligned to *d* axis

2.6 paveiksle pateiktas (2.1) lygčių sistemos trečiosios lygties skaičiavimo modelis.

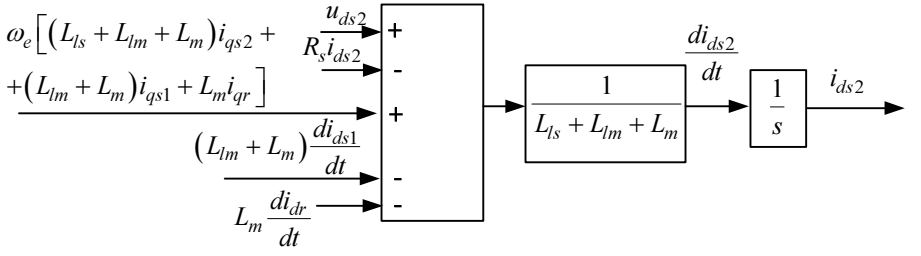


2.6 pav. Lygčių sistemos (2.1) trečiosios lygties skaičiavimo modelis
Fig. 2.6. Computational model of the third equation of the set of equation (2.1)

2.6 paveiksle pateiktą (2.1) lygčių sistemos trečiosios lygties skaičiavimo modelį sudaro trijų signalų sumatorius, trys daugybos blokai, penkių signalų sumatorius ir integravimo blokas. Į penkių signalų sumatoriaus antrąjį įėjima turi būti siunčiamas signalas $-R_s i_{ds1}$, kuris gaunamas išėjimo signalą i_{ds1} padauginus iš R_s imant šią sandaugą su neigiamu ženklu. Į trečiąjį sumatoriaus įėjimą siunčiamas signalas $\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+L_m i_{qr}\right]$, gaunamas trijų įėjimų sumatoriuje susumavus tris signalus $\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}$, $\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}$ ir $L_m i_{qr}$, daugybos bloke gaunamą suminį signalą padauginus iš ω_e. Likusi modelio dalis yra srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds1} skaičiavimo modelis.

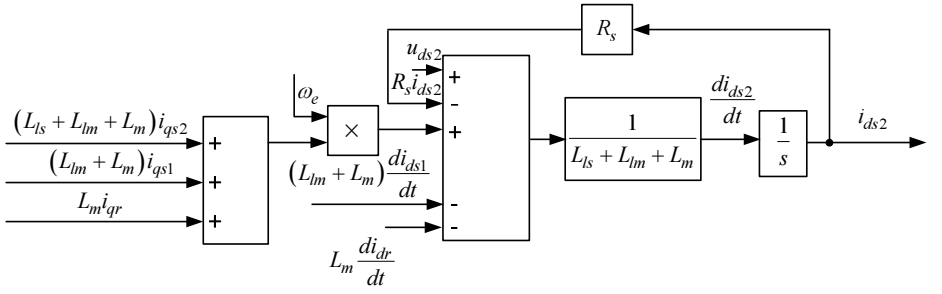
Pagal (2.1) lygčių sistemos ketvirtąją lygtį gaunamas statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds2} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.7 paveiksle. Jį sudaro sumatorius, sandaugos blokas ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami

penki dėmenys: u_{ds2}, $-R_s i_{ds2}$, $-\left(L_{lm}+L_m\right)\frac{di_{ds1}}{dt}$, $-L_m\frac{di_{dr}}{dt}$ ir $\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+L_m i_{qr}\right]$. Jų suma dauginama iš antrajame bloke esančios išraiškos $\frac{1}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir gaunama išvestinės $\frac{di_{ds2}}{dt}$ vertė. Ją suintegravus integravimo bloke gaunama statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds2} vertė.



2.7 pav. Statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds2} skaičiavimo modelis
Fig. 2.7. Computational model of stator current i_{ds2} aligned to *d* axis

2.8 paveiksle pateiktas (2.1) lygčių sistemos ketvirtosios lygties skaičiavimo modelis.



2.8 pav. Lygčių sistemos (2.1) ketvirtosios lygties skaičiavimo modelis
Fig. 2.8. Computational model of the fourth equation of the set of equation (2.1)

(2.1) lygčių sistemos ketvirtosios lygties skaičiavimo modelį sudaro trijų signalų sumatorius, trys daugybos blokai, penkių signalų sumatorius ir integravimo blokas. Į penkių signalų sumatoriaus antrąjį įėjima turi būti

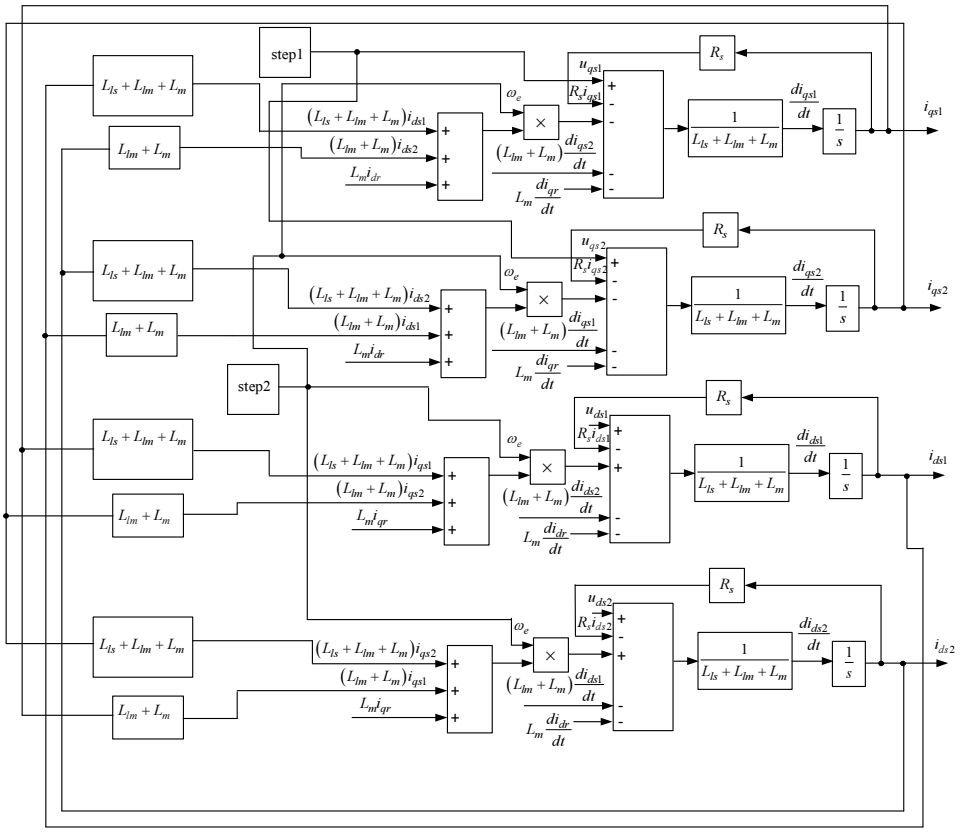
siunčiamas signalas $-R_s i_{ds2}$, kuris gaunamas išėjimo signalą i_{ds2} padauginus iš R_s imant šią sandaugą su neigiamu ženklu. Į trečiąjį sumatoriaus įėjimą siunčiamas signalas $\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+L_m i_{qr}\right]$, gaunamas trijų įėjimų sumatoriuje susumavus tris signalus $\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}$, $\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}$ ir $L_m i_{qr}$, daugybos bloke gaunamą suminį signalą padauginus iš ω_e. Likusi modelio dalis yra srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds2} skaičiavimo modelis.

Pirmos keturios lygčių sistemos (2.1) lygtys aprašo elektromagnetinius vyksmus šešiafazio asinchroninio variklio statoriuje. Susiejus šių lygčių skaičiavimo modelius, parodytus 2.2, 2.4, 2.6 ir 2.8 paveiksluose ir įjungus papildomus blokus gaunamas šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus pereinamųjų vyksmų modelis, kuris pavaizduotas 2.9 paveiksle.

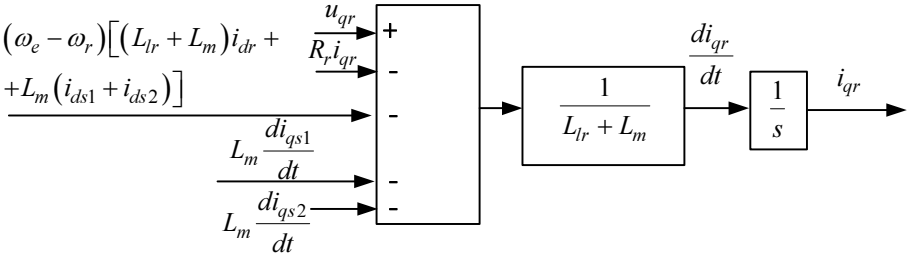
Šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus pereinamųjų vyksmų modeliui sudaryti prie (2.1) lygčių sistemos pirmosios ir antrosios lygčių skaičiavimo modelių penkių signalų sumatorių pirmųjų įėjimų prijungiama įtampa, kurią tiekia step1“ blokas. Kampinis sukimosi greitis ω_e modeliuojamas bloke „step2“ ir siunčiamas į (2.1) lygčių sistemos pirmosios, antrosios, trečiosios ir ketvirtosios lygčių skaičiavimo modelių daugybos blokus, pažymėtus „x“.

Rotoriaus grandinės modelis

Šešiafazio asinchroninio variklio rotorio grandinės modelis sudaromas remiantis (2.1) lygčių sistemos penkta ir šešta lygtimis. Pagal (2.1) lygčių sistemos penktąją lygtį gaunamas rotoriaus srovės projekcijos *q* ašyje i_{qr} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.10 paveiksle. Jį sudaro sumatorius, daugybos blokas ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami penki dėmenys: u_{qr}, $-R_r i_{qr}$, $-\left(\omega_e-\omega_r\right)\left[\left(L_{lr}+L_m\right)i_{dr}+L_m\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)\right]$, $-L_m\frac{di_{qs1}}{dt}$ ir $-L_m\frac{di_{qs2}}{dt}$. Jų suma dauginama iš antrame bloke esančios išraiškos $\frac{1}{L_{lr}+L_m}$ ir gaunama išvestinės $\frac{di_{qr}}{dt}$ vertė. Ją suintegravus integravimo bloke gaunama rotoriaus srovės projekcijos *q* ašyje i_{qr} vertė.

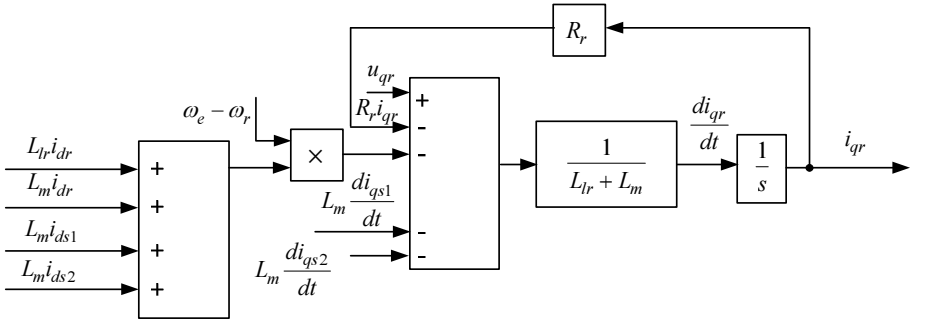


2.9 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus kompiuterinis modelis
Fig. 2.9. Computational stator model of six phase induction motor



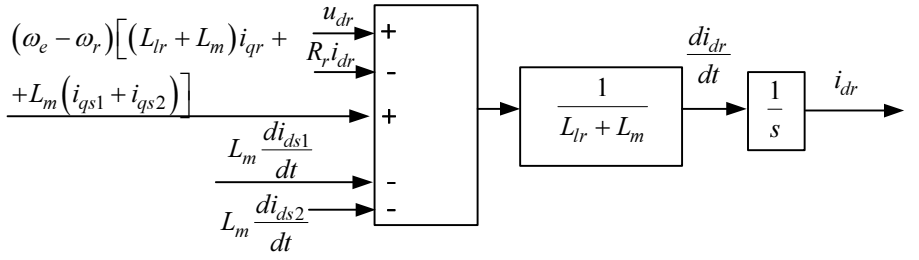
2.10 pav. Rotoriaus srovės projekcijos *q* ašyje i_{qr} modelis
Fig. 2.10. Computational model of rotor current i_{qr} aligned to *q* axis

Sudaromas (2.1) lygčių sistemos penktosios lygties skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.11 paveiksle. Į penkių signalų sumatoriaus antrąjį įėjimą turi būti siunčiamas $-R_r i_{qr}$ signalas, kurį galima gauti išėjimo signalą i_{qr} padauginus iš R_r imant šią sandaugą su neigiamu ženklu. Į trečiąjį šio sumatoriaus įėjimą siunčiamas signalas $-\left(\omega_e-\omega_r\right)\left[\left(L_{lr}+L_m\right)i_{dr}+L_m\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)\right]$, gaunamas keturių įėjimų sumatoriuje susumavus keturis signalus $L_{lr}i_{dr}$, $L_m i_{dr}$, $L_m i_{ds1}$ ir $L_m i_{ds2}$, daugybos bloke gaunamą suminį signalą padauginus iš $\omega_e-\omega_r$ ir imant rezultatą su neigiamu ženklu. Likusi modelio dalis yra srovės projekcijos *q* ašyje i_{qr} skaičiavimo modelis.



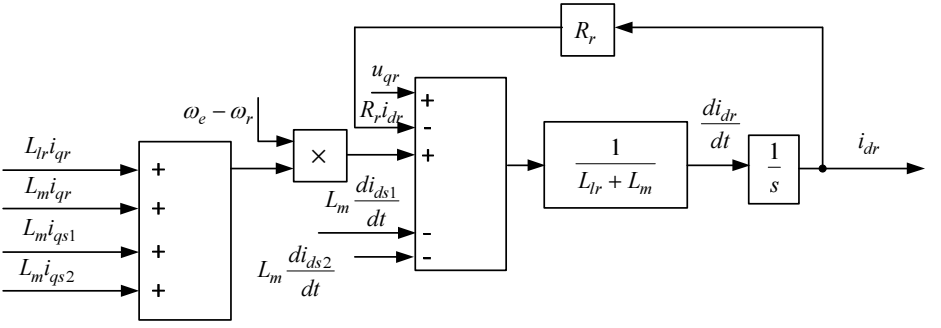
2.11 pav. Lygčių sistemos (2.1) penktosios lygties skaičiavimo modelis
Fig. 2.11. Computational model of the fifth equation of the set of equation (2.1)

Pagal (2.1) lygčių sistemos šeštąją lygtį gaunamas rotoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{dr} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.12 paveiksle. Jį sudaro sumatorius, daugybos blokas ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami penki dėmenys: u_{dr}, $-R_r i_{dr}$, $\left(\omega_e-\omega_r\right)\left[\left(L_{lr}+L_m\right)i_{qr}+L_m\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)\right]$, $-L_m\frac{di_{ds1}}{dt}$ ir $-L_m\frac{i_{ds2}}{dt}$. Jų suma dauginama iš antrame bloke esančios išraiškos $\frac{1}{L_{lr}+L_m}$ ir gaunama išvestinės $\frac{di_{dr}}{dt}$ vertė. Ją suintegravus integravimo bloke gaunama srovės projekcijos *d* ašyje i_{dr} vertė.



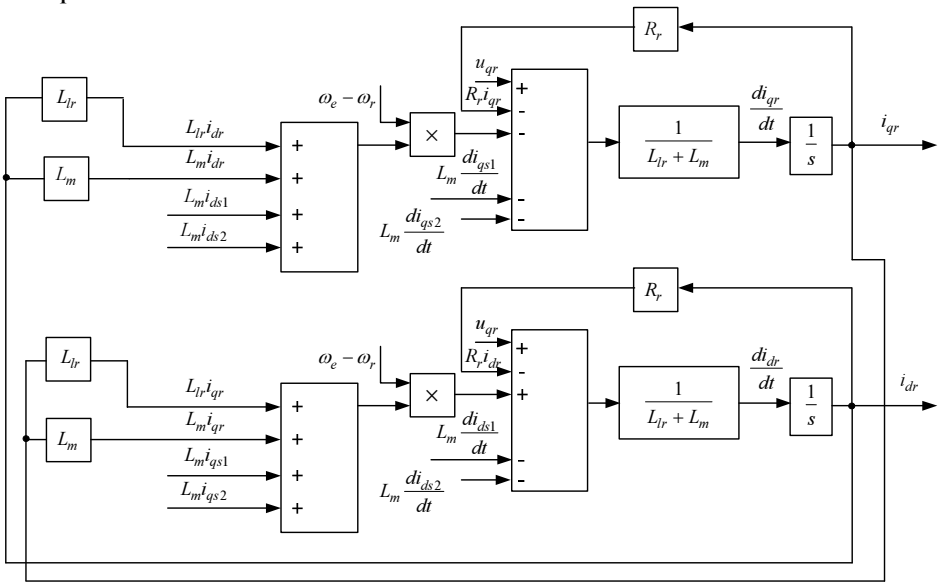
2.12 pav. Rotoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{dr} skaičiavimo modelis
Fig. 2.12. Computational model of rotor current i_{dr} aligned to *d* axis

Sudaromas (2.1) lygčių sistemos šeštosios lygties skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.13 paveiksle. Į penkių signalų sumatoriaus antrąjį įėjima turi būti siunčiamas $-R_r i_{dr}$ signalas, kurį galima gauti išėjimo signalą i_{dr} padauginus iš R_r imant šią sandaugą su neigiamu ženklu. Į trečiąjį šio sumatoriaus įėjimą siunčiamas signalas $(\omega_e-\omega_r)\left[(L_{lr}+L_m)i_{qr}+L_m(i_{qs1}+i_{qs2})\right]$, gaunamas keturių įėjimų sumatoriuje susumavus keturis signalus $L_{lr}i_{qr}$, $L_m i_{qr}$, $L_m i_{qs1}$ ir $L_m i_{qs2}$, daugybos bloke gaunamą suminį signalą padauginus iš $\omega_e-\omega_r$. Likusi modelio dalis yra rotoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{dr} skaičiavimo modelis.



2.13 pav. Lygčių sistemos (2.1) šeštos lygties skaičiavimo modelis
Fig. 2.13. Computational model of the sixth equation of the set of equation (2.1)

Susiejus lygčių modelius, parodytus 2.11 ir 2.13 paveiksluose gaunamas šešiafazio asinchroninio variklio rotoriaus grandinės modelis, kuris pavaizduotas 2.14 paveiksle.



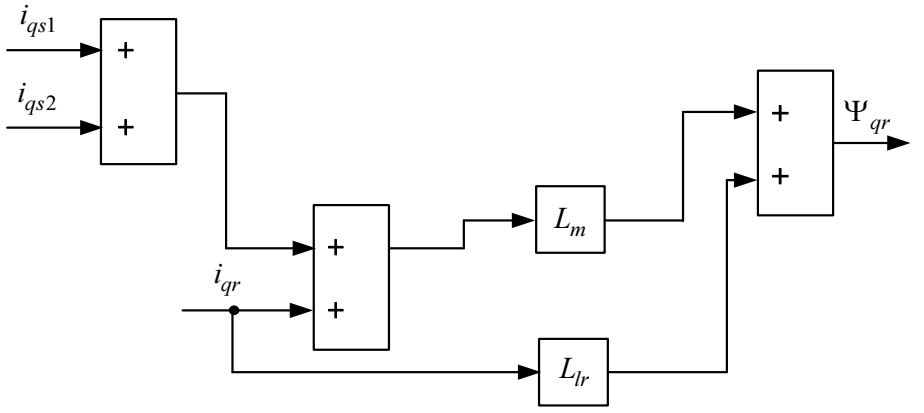
2.14 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio rotoriaus grandinės modelis
Fig. 2.14. Computational rotor model of six phase induction motor

Momento skaičiavimo modelis

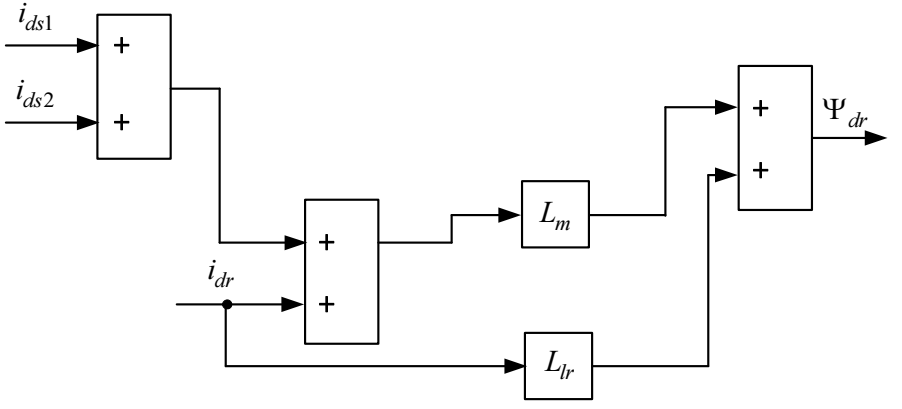
Sudaromas Ψ_{qr} lygties skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.15 paveiksle. Pirmajame dviejų signalų sumatoriuje sumuojamos dvi srovės i_{qs1} ir i_{qs2}. Jų suma antrajame sumatoriuje sumuojama su dar viena srove i_{qr}. Gautas rezultatas yra sudauginamas su L_m ir paskutiniame sumatoriuje sudedamas su sandauga $L_{lr} i_{qr}$. Sumatoriaus išėjime gaunamas srautas Ψ_{qr}.

Analogiškai sudaromas Ψ_{dr} lygties skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.16 paveiksle. Pirmajame dviejų signalų sumatoriuje sumuojamos dvi srovės i_{ds1} ir i_{ds2}. Jų suma antrajame sumatoriuje sumuojama su dar viena srove i_{dr}.

Gautas rezultatas yra sudauginamas su L_m ir paskutiniame sumatoriuje sudedamas su sandauga $L_{lr}i_{dr}$. Sumatoriaus išėjime gaunamas srautas Ψ_{dr}.



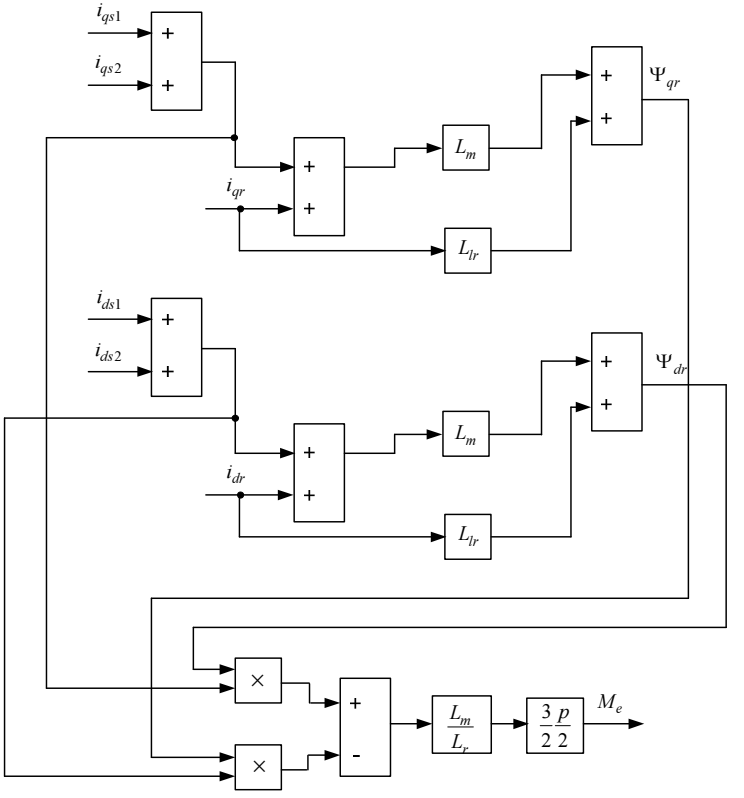
2.15 pav. Lygties Ψ_{qr} skaičiavimo modelis
Fig. 2.15. Computational model of Ψ_{qr} equation



2.16 pav. Lygties Ψ_{dr} skaičiavimo modelis
Fig. 2.16. Computational model of Ψ_{dr} equation

Momento skaičiavimo modelis sudaromas pagal (1.8) lygtį. Modelis gaunamas apjungiant 2.15. ir 2.16 paveiksluose pateiktus lygčių Ψ_{qr} ir Ψ_{dr}

modelius ir įjungiant papildomus blokus. Sudarytas momento skaičiavimo modelis pateiktas 2.17 paveiksle.



2.17 pav. Variklio momento skaičiavimo modelis
Fig. 2.17. Computational model of motor torque

Pirmajame daugybos bloke sudauginami signalai i_{qs1}, i_{qs2} ir 2.16 paveiksle pateikto lygties Ψ_{dr} skaičiavimo modelio išėjimo signalas. Antrajame daugybos bloke sudauginami signalai i_{ds1}, i_{ds2} ir 2.15 paveiksle pateikto lygties Ψ_{qr} skaičiavimo modelio išėjimo signalas. Pirmojo daugybos bloko išėjimo signalas yra sumuojamas su antrojo daugybos bloko išėjimo signalu, imant jį su neigiamu ženklu. Suminis signalas dauginamas iš santykio $\frac{L_m}{L_r}$ ir dar kartą dauginamas iš santykio $\frac{3}{2}\frac{P}{2}$. Išėjime gaunamas variklio momentas.

2.2. Šešiafazio asinchroninio variklio modelio sudarymas pagal srautų išraiškas

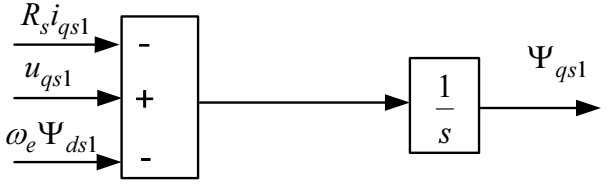
Šešiafazio asinchrononio variklio statoriaus ir rotoriaus srautų išraiškos užrašytos sinchroniniu greičiu besisukančioje koordinačių sistemoje:

$$\begin{aligned}
\Psi_{qs1} &= \left(L_{ls} + L_{lm} + L_m\right) i_{qs1} + \left(L_{lm} + L_m\right) i_{qs2} + L_m i_{qr}, \\
\Psi_{qs2} &= \left(L_{ls} + L_{lm} + L_m\right) i_{qs2} + \left(L_{lm} + L_m\right) i_{qs1} + L_m i_{qr}, \\
\Psi_{ds1} &= \left(L_{ls} + L_{lm} + L_m\right) i_{ds1} + \left(L_{lm} + L_m\right) i_{ds2} + L_m i_{dr}, \\
\Psi_{ds2} &= \left(L_{ls} + L_{lm} + L_m\right) i_{ds2} + \left(L_{lm} + L_m\right) i_{ds1} + L_m i_{dr}, \\
\Psi_{qr} &= \left(L_{lr} + L_m\right) i_{qr} + L_m \left(i_{qs1} + i_{qs2}\right), \\
\Psi_{dr} &= \left(L_{lr} + L_m\right) i_{dr} + L_m \left(i_{ds1} + i_{ds2}\right).
\end{aligned} \tag{2.2}$$

Šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinis modelis pagal variklio statoriaus ir rotoriaus srautų išraiškas sudaromas remiantis (1.4), (1.6), (2.2) lygčių sistemomis ir (1.8), (1.9) lygtimis. Jis susideda iš pereinamųjų vyksmų statoriaus grandinėje modelio, rotoriaus grandinės modelio ir momento skaičiavimo modelio.

Šešiafazio asinchroninio variklio pereinamųjų vyksmų statoriaus grandinėje modeliui sudaryti naudojamos pirmos keturios lygčių sistemų (1.4) ir (2.2) lygtys.

Pirmiausia pagal (1.4) lygčių sistemos pirmąją lygtį gaunamas statoriaus srauto projekcijos q ašyje Ψ_{qs1} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.18 paveiksle.



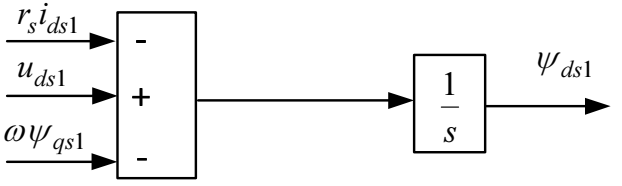
2.18 pav. Statoriaus srauto projekcijos q ašyje Ψ_{qs1} skaičiavimo modelis
Fig. 2.18. Computational model of stator flux Ψ_{qs1} aligned to q axis

Statoriaus srauto projekcijos q ašyje Ψ_{qs1} skaičiavimo modelį sudaro sumatorius ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami trys dėmenys: $-R_s i_{qs1}$, u_{qs1}

ir $-\omega_e \Psi_{ds1}$. Šią sumą suintegravus integravimo bloke gaunama statoriaus srauto projekcijos q ašyje Ψ_{qs1} vertė.

Analogiškai sudaromas srauto projekcijos q ašyje Ψ_{qs2} skaičiavimo modelis.

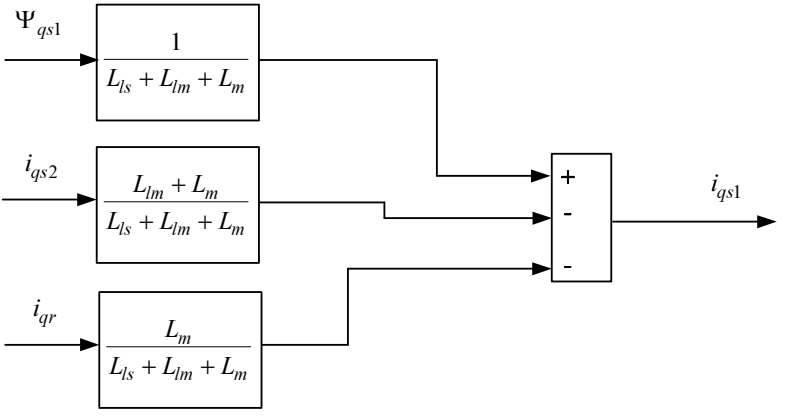
2.19 paveiksle pateiktą statoriaus srauto projekcijos d ašyje Ψ_{ds1} skaičiavimo modelį sudaro sumatorius ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami trys dėmenys: $-R_s i_{ds1}$, u_{ds1} ir $\omega_e \Psi_{qs1}$. Šią sumą suintegravus integravimo bloke gaunama statoriaus srauto projekcijos d ašyje Ψ_{ds1} vertė.



2.19 pav. Statoriaus srauto projekcijos d ašyje Ψ_{ds1} skaičiavimo modelis
Fig. 2.19. Computational model of stator flux Ψ_{ds1} aligned to d axis

Statoriaus srauto projekcijos d ašyje Ψ_{ds2} skaičiavimo modelis, kurį sudaro sumatorius ir integratorius, gaunamas analogiškai srauto projekcijos d ašyje Ψ_{ds1} skaičiavimo modeliui.

Toliau sudaromas srovės i_{qs1} projekcijos q ašyje modelis, kuris pateiktas 2.20 paveiksle.

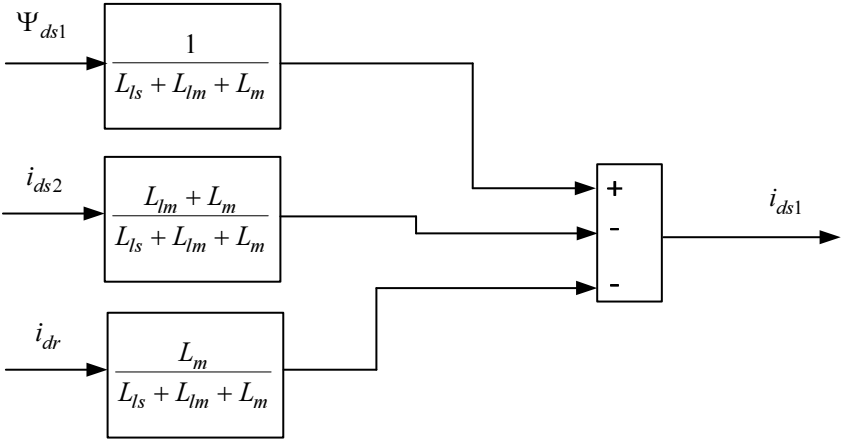


2.20 pav. Statoriaus srovės projekcijos q ašyje i_{qs1} skaičiavimo modelis
Fig. 2.20. Computational model of stator current i_{qs1} aligned to q axis

2.20 paveiksle pateiktame modelyje, srautas Ψ_{qs1} yra dauginamas iš $\frac{1}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir siunčiamas į trijų dėmenų sumatorių. Srovė i_{qs2} yra dauginama iš $\frac{L_{lm}+L_m}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$, o srovė i_{qr} iš $\frac{L_m}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir šios sandaugos su neigiamais ženklais taip pat siunčiamos į sumatorių. Sumatoriuje sandaugas sudėjus, išėjime yra gaunama srovė i_{qs1}.

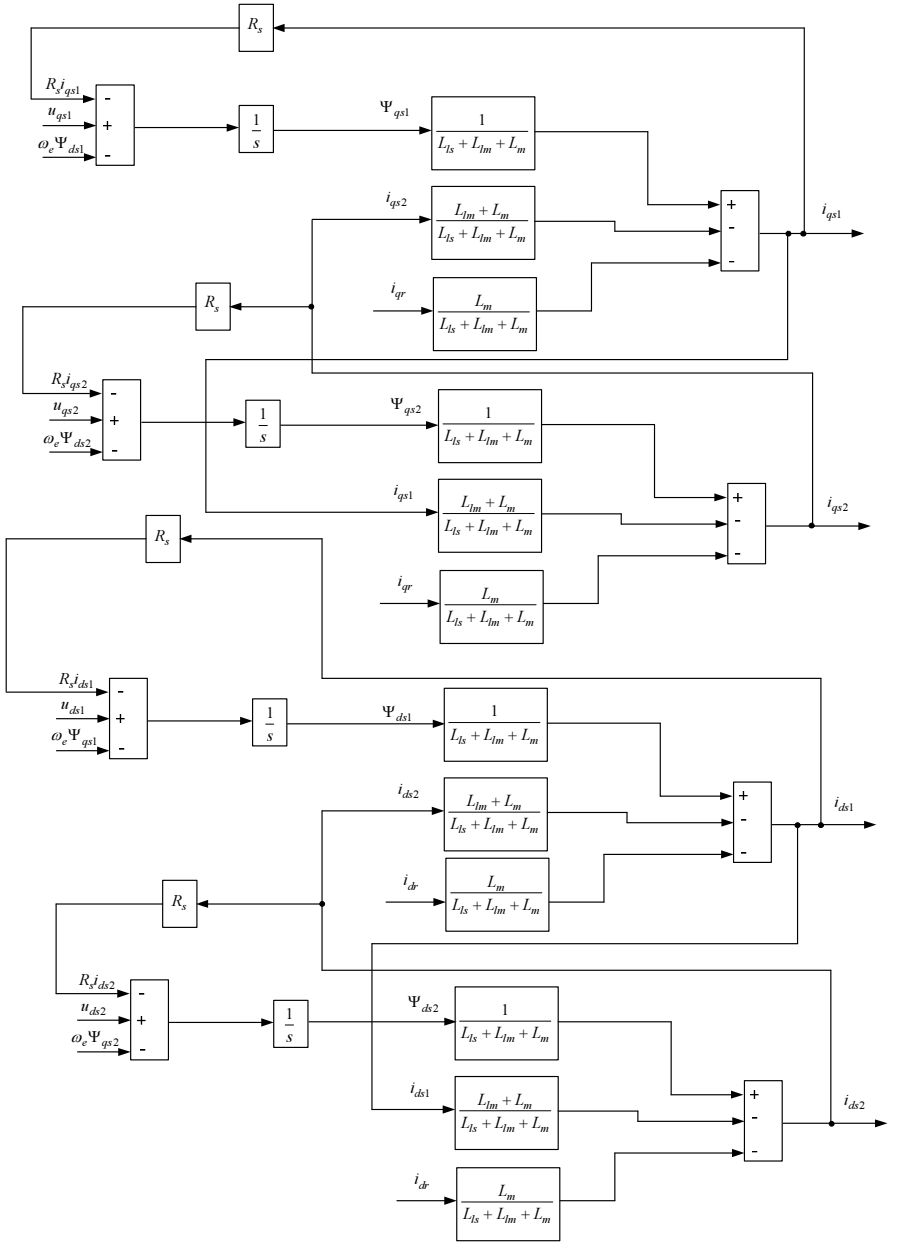
Analogiškai gaunamas statoriaus srovės projekcijos *q* ašyje i_{qs2} skaičiavimo modelis.

2.21 paveiksle pateiktas statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds1} skaičiavimo modelis, o 2.22 paveiksle šešiafazio asinchroninio variklio pereinamųjų vyksmų modelis.



2.20 pav. Statoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds1} skaičiavimo modelis
Fig. 2.20. Computational model of stator current i_{ds1} aligned to *d* axis

Statoriaus srovės i_{ds1} skaičiavimo modelyje srautas Ψ_{ds1} yra dauginamas iš $\frac{1}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir siunčiamas į sumatorių. Srovė i_{ds2} yra dauginama iš $\frac{L_{lm}+L_m}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$, o srovė i_{dr} iš $\frac{L_m}{L_{ls}+L_{lm}+L_m}$ ir šios sandaugos su neigiamais ženklais taip pat yra siunčiamos į sumatorių. Sumatoriuje sandaugas sudėjus, išėjime yra gaunama srovė i_{ds1}.



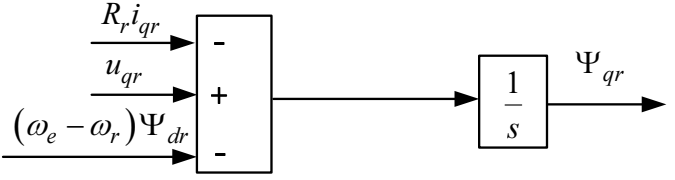
2.22 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus kompiuterinis modelis
Fig. 2.22. Computational stator model of six phase induction motor

Analogiškai gaunamas srovės projekcijos *d* ašyje i_{ds2} skaičiavimo modelis.

Apjungus srautų Ψ_{qs1} ir Ψ_{qs2} projekcijų *q* ašyje modelius, srautų Ψ_{ds1} ir Ψ_{ds2} projekcijos *d* ašyje modelius, bei srovių i_{qs1} ir i_{qs2} projekcijų *q* ašyje modelius, srovių i_{ds1} ir i_{ds2} projekcijos *d* ašyje modelius, gaunamas pereinamųjų procesų statoriaus grandinėje modelis.

Toliau pagal šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus ir rotoriaus srautų išraiškas sudaromas rotoriaus grandinės modelis.

Pirmiausia pagal (1.6) lygčių sistemos pirmąją lygtį gaunamas rotoriaus srauto projekcijos *q* ašyje Ψ_{qr} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.23 paveiksle.



2.23 pav. Rotoriaus srauto projekcijos *q* ašyje Ψ_{qr} skaičiavimo modelis

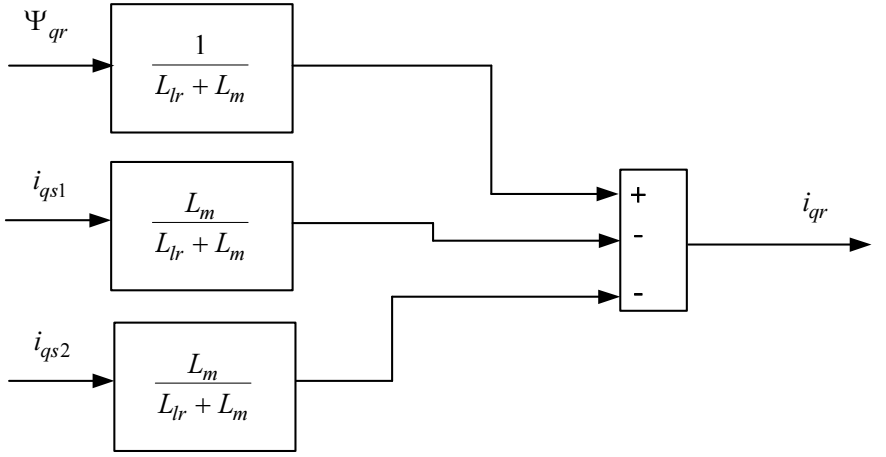
Fig. 2.23. Computational model of rotor flux Ψ_{qr} aligned to *q* axis

Rotoriaus srauto projekcijos *q* ašyje Ψ_{qr} skaičiavimo modelį sudaro du blokai: trijų signalų sumatorius ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami trys signalai: $-R_r i_{qr}$, u_{qr} ir $-(\omega_e - \omega_r)\Psi_{dr}$. Jų suma integruojama ir gaunama srauto projekcijos *q* ašyje Ψ_{qr} vertė.

Rotoriaus srauto projekcijos *d* ašyje Ψ_{dr} skaičiavimo modelį sudaro taip pat du blokai: trijų signalų sumatorius ir integratorius. Sumatoriuje sumuojami trys signalai: $-R_r i_{dr}$, u_{dr} ir $(\omega_e - \omega_r)\Psi_{qr}$. Jų suma integruojama ir gaunama srauto projekcija *d* ašyje Ψ_{dr} vertė.

Toliau sudaromas rotoriaus srovės projekcijos *q* ašyje i_{qr} skaičiavimo modelis, kuris pateiktas 2.24 paveiksle. Srautas Ψ_{qr} yra dauginamas iš $\frac{1}{L_{lr} + L_m}$ ir siunčiamas į trijų dėmenų sumatorių. Srovė i_{qs1} yra dauginama iš $\frac{L_m}{L_{lr} + L_m}$, o srovė i_{qs2} iš $\frac{L_m}{L_{lr} + L_m}$ ir šios sandaugos su neigiamais ženklais yra

siunčiami į sumatorių. Sumatoriuje sandaugas sudėjus, išėjime yra gaunama rotoriaus srovės i_{qr} vertė.



2.24 pav. Rotoriaus srovės projekcijos *q* ašyje i_{qr} skaičiavimo modelis

Fig. 2.24. Computational model of rotor current i_{qr} aligned to *q* axis

Analogiškai gaunamas rotoriaus srovės projekcijos *d* ašyje i_{dr} skaičiavimo modelis.

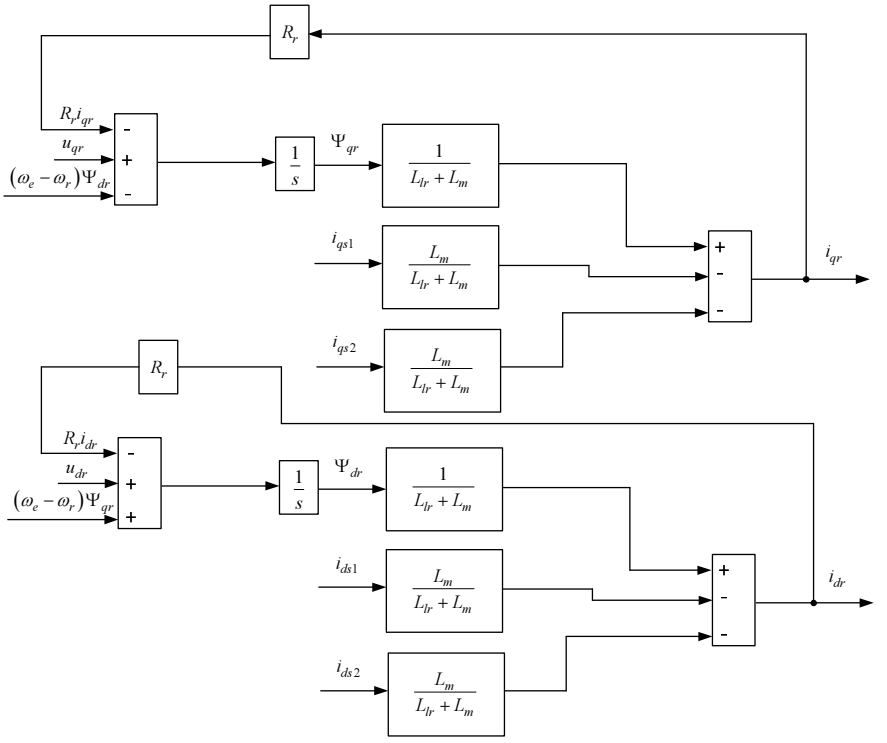
Apjungus gautus srautų Ψ_{qr} ir Ψ_{dr} projekcijų atitinkamai *q* ir *d* ašyje modelius, bei srovių i_{dr} ir i_{dr} projekcijų atitinkamai *q* ir *d* ašyje modelius gaunamas rotoriaus grandinės modelis. Jis pateiktas 2.25 paveiksle.

Šešiafazio asinchroninio variklio imitacinio modelio, sudaryto pagal variklio statoriaus ir rotoriaus srautų išraiškas, momento skaičiavimo modelis yra identiškas momento skaičiavimo modeliui, kuris gautas sudarant imitacinį modelį pagal statoriaus ir rotoriaus srovių išraiškas.

2.3. Imitacinių modelių naudojimas greitojo prototipo sistemose

Praeito šimtmečio viduryje išradus skaičiavimo mašinas pradėti taikyti didelių skaičiavimo resursų reikalavę, prieš kelis dešimtmečius sukurti, matematiniai sistemų modeliai. Skaičiavimo technikos tobulėjimas paskatino ne tik taikyti sukurtus skaičiavimo metodus, bet ir pradėti ieškoti naujų sprendimų. Tobulėjo matematinių modelių kūrimo technika, kartu vystėsi techninė įranga. Palaipsniui

atsirado programos, gebančios ne tik atlikti skaičiavimo veiksmus, bet ir imituoti realias sistemas.



2.25 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio rotoriaus grandinės modelis
Fig. 2.25. Computational rotor model of six phase induction motor

Imitacinių programų taikymas sudarė galimybę tirti įvairius sistemų režimus ir darbo sąlygas. Jų atsiperkanti nauda paskatino mokslininkus betarpiškai dalyvauti šių programų kūrime ir tobulinime. Imitacinių modelių adekvatumas realioms sistemos leido imitacinius modelius derinti ir naudoti su realiomis sistemomis. Pradėti kurti greitieji sistemų prototipai.

Greitųjų prototipų kūrimas tapo efektyviu būdu išbandyti naujai suprojektuotus įrenginius su realias sistemas atitinkančiais imitaciniais modeliais. Jų tikslas buvo nustatyti testuojamo objekto patikimumą ir trūkumus prieš pradedant jų serijinę gamybą.

Moksliniuose tyrimuose retai atsižvelgiama į sistemos gamybą, todėl greitojo prototipo kūrimas ir šiai dienai atlieka svarbų mokslinių idėjų sintezės su praktiniu jų taikymu funkciją. Pramonėje greitojo prototipo naudojimas

leidžia operatyviai atlikti atskirų sistemos mazgų eksperimentinius tyrimus, o po to didinti visos sistemos tikslumą ir optimizuoti ją.

Skiriamos trys greitojo prototipo konfigūracijos: funkcinis greitasis prototipas, perdavimo greitasis prototipas, vidinis greitasis prototipas:

funkcinio greitojo prototipo kūrimo tikslas yra išbandyti naujas idėjas. Šis prototipas apima visą sistemą ir jo paskirtis yra patikrinti, pagrįsti arba įrodyti idėjos koncepciją;

perdavimo greitojo prototipo tikslas pakeisti dalį sistemos nauju techniniu sprendimu;

vidinis greitasis prototipas naudojama esamą sistemos įrangą, o išbandoma yra sistemos ar jos dalies programinė įranga. Šiai funkcijai atlikti naudojama kompiuterinė įranga.

Visais nurodytais atvejais sistema yra kombinuota: dalis naudojama realios sistemos, o dalis – imitacinės.

2.4. Antrojo skyriaus išvados

1. Sudaryti *Matlab*® *Simulink*® šešiafazio asinchroninio variklio modeliai pagal statoriaus, rotoriaus srovių išraiškas, ir statoriaus, rotoriaus srautų išraiškas, kai statoriuje yra identiškos apvijos. Įvertinus šių apvijų tarpusavio sklaidos efektyvumą galima tirti šešiafazio asinchroninio variklio greičio, momento ir srovių dinaminius vyksmus.

2. Sudarytais *Matlab*® *Simulink*® šešiafazio asinchroninio variklio kompiuteriniais modeliais gautos *d–q* koordinačių sistemos srovių, srautų pereinamųjų vyksmų charakteristikos, iš kurių gali būti apskaičiuotos realaus šešiafazio asinchroninio variklio fazinės srovės ir srautai.

3. *Matlab*® *Simulink*® imitaciniais modeliais galima tirti sistemas su šešiafaziais asinchroniniais varikliais ir optimizuoti valdymo algoritmus, nenaudojant brangiai kainuojančios techninės įrangos.

4. *Matlab*® *Simulink*® imitacinis šešiafazio asinchroninio variklio modelis yra tinkamas naudoti greitojo prototipo sistemose, siekiant atlikti atskirų sistemos mazgų eksperimentinius tyrimus.

3

Šešiafazio asinchroninio variklio imitaciniai ir eksperimentiniai tyrimai

Skyriuje nagrinėjama šešiafazio asinchroninio variklio magnetovara. Sudarytos sutelktųjų dvisluoksnių sutrumpinto žingsnio ir poliaus žingsnio šešiafazių apvijų sekcijų jungimo schemos, elektrinės schemos išklotinės ir palygintas šių apvijų tarpusavio efektyvumas.

Taip pat pristatyti šešiafazio asinchroninio variklio kompiuterinio modelio, sukurto pagal variklio statoriaus, rotoriaus srovių išraiškas, imitacinio tyrimo rezultatai ir atlikta jų analizė. Šiame skyriuje pateikti šešiafazio asinchroninio variklio pereinamųjų vyksmų tyrimai.

Aprašytas bandymų stendas ir pateikta jo struktūrinė schema. Pristatyti eksperimentinio šešiafazės asinchroninės pavaros tyrimo rezultatai. Bandymai atlikti maitinant variklio statoriaus apvijas skirtingų verčių įtampomis. Eksperimentiniai tyrimai vykdyti Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektronikos fakulteto Automatikos katedros laboratorijoje.

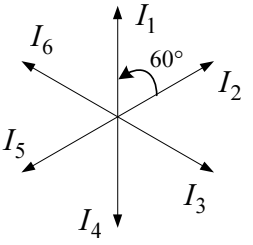
Skyriaus pabaigoje apibendrinti imitacinių ir eksperimentinių bandymų rezultatai.

Skyriaus tematika paskelbti 4 autoriaus straipsniai (Kundrotas, et al., 2014; Kundrotas, 2013; Kundrotas, et al., 2013; Rinkevičienė, Kundrotas, Tolvaišienė, 2013).

3.1. Šešiafazės apvijos magnetovara

Šešiafazę apviją sudaro šešios vienodos fazinės apvijos, suklotos statoriaus grioveliuose kas 60 elektrinių laipsnių. Visose fazinėse apvijose yra vienodas sekcijų (ričių) skaičius, o sekcijose vienodas vijų skaičius. Čia tiriama simetrinė šešiafazė apvija.

Nagrinėjamo statoriaus apvijos maitinamos iš dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampų ir srovių fazės skiriasi 60 elektrinių laipsnių kampais. Tai simetrinė šešiafazė srovių sistema, kuri pateikta 3.1 paveiksle. Ją sudaro dvi trifazės sistemos, besiskiriančios 60 elektrinių laipsnių kampu. Srovių fazių seka, pateikta 3.2 paveiksle, yra pirma-trečia-penkta fazės ir antra-ketvirta-šešta fazės.



3.1 pav. Simetrinė šešiafazė srovių sistema
Fig. 3.1. Symmetric six phase current system

Statoriaus apvijų fazinės srovės išreiškiamos taip:

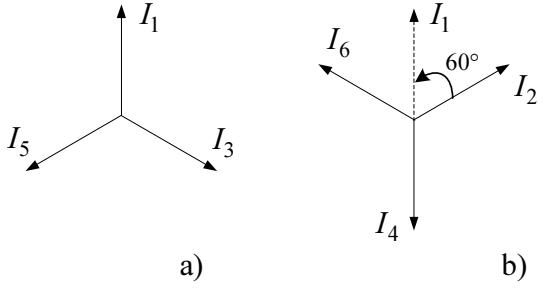
$$\begin{aligned}
i_1 &= I_{\mathrm{m}} \sin \omega t, \\
i_2 &= I_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right), \\
i_3 &= I_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \\
i_4 &= I_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \pi \right), \\
i_5 &= I_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right), \\
i_6 &= I_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{3} \right),
\end{aligned} \tag{3.1}$$

čia I_m – fazinė srovė.

Šios srovės kuria vienodos amplitudės F_{m} pulsuojamąsias magnetovaras, kurių pirmoji harmonika reiškiama taip:

$$
\begin{aligned}
F_1 &= F_{\mathrm{m}} \sin \omega t \cdot \cos \frac{\pi}{\tau} x, \\
F_2 &= F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{3} \right), \\
F_3 &= F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3} \right), \\
F_4 &= F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \pi \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \pi \right), \\
F_5 &= F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{4\pi}{3} \right), \\
F_6 &= F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{3} \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{5\pi}{3} \right),
\end{aligned}
\tag{3.2}
$$

čia τ – poliaus žingsnis; x – erdvinė koordinatė.



3.2 pav. Srovių vektorių diagramos
Fig. 3.2. Diagram of currents vectors

Tokią šešiafazę magnetovarų sistemą sudaro dvi simetriškos trifazės sistemos. Pirmoji sistema išreiškiama:

$$
\begin{aligned}
F_1 &= F_{\mathrm{m}} \sin \omega t \cdot \cos \frac{\pi}{\tau} x, \\
F_3 &= F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3} \right), \\
F_5 &= F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{4\pi}{3} \right),
\end{aligned}
\tag{3.3}
$$

antroji išreiškiama:

$$F_2 = F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{3}\right),$$
$$F_4 = F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \pi\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \pi\right), \tag{3.4}$$
$$F_6 = F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{5\pi}{3}\right).$$

Kiekviena fazinė magnetovara yra pulsuojamoji ir skaidoma į dvi dedamąsias:

$$F_1 = F_{\mathrm{m}} \sin\omega t \cdot \cos\frac{\pi}{\tau} x = \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \\ + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right). \tag{3.5}$$

Išskaidžius fazines magnetovaras gauname:

$$F_1 = \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right),$$
$$F_2 = \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \frac{2\pi}{3}\right),$$
$$F_3 = \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \frac{4\pi}{3}\right),$$
$$F_4 = \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + 2\pi\right) =$$
$$= \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right), \tag{3.6}$$
$$F_5 = \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \frac{8\pi}{3}\right) =$$
$$= \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \frac{2\pi}{3}\right),$$
$$F_6 = \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \frac{10\pi}{3}\right) =$$
$$= \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \frac{4\pi}{3}\right).$$

Suminė magnetovara randama sumuojant visų variklio fazių magnetovaras:

$$\sum F = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 + F_5 + F_6. \tag{3.7}$$

Tiesioginės ir atvirkštinės dedamosios sumuojamos atskirai. Tiesioginė suminės magnetovaros dedamoji:

$$\sum F = 3F_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right). \tag{3.8}$$

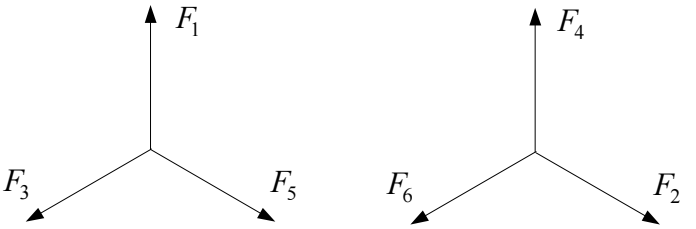
Atvirkštinę suminę magnetovaros dedamąją sudaro dvi simetriškos trifazės dedamosios:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{1}{2}F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x\right), \\ F_3 &= \frac{1}{2}F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x + \frac{4\pi}{3}\right), \\ F_5 &= \frac{1}{2}F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \tag{3.9}$$

ir

$$\begin{aligned} F_2 &= \frac{1}{2}F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x + \frac{2\pi}{3}\right), \\ F_4 &= \frac{1}{2}F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x\right), \\ F_6 &= \frac{1}{2}F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x + \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \tag{3.10}$$

3.3 paveiksle parodytos abi trifazės magnetovaros atvirkštinės sekos dedamosios.



3.3 pav. Trifazės magnetovaros atvirkštinės sekos dedamosios
Fig. 3.3. Reverse sequence components of three phase magnetomotive

Tiesioginės sekos dedamųjų eilė yra F_1-F_3-F_5 ir F_2-F$_4$-F_6, o atvirkštinių F_1-F_5-F_3 ir F_2-F_6-F_4. Simetriškos trifazės sistemos magnetovaros atvirkštinių dedamųjų suma kiekvienu laiko momentu lygi nuliui, todėl šešiafazės mašinos suminė magnetovara turi tik vieną tiesioginę dedamąją, kuri ir yra sukamoji magnetovara:

$$\Sigma F = 3F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right). \tag{3.11}$$

Ši išraiška taikoma tada, kai tenkinamos šios trys sąlygos:

1) statoriaus apvijos maitinamos simetriška šešiafaze įtampa, kurios įtampų ir srovių fazės skiriasi 60 elektrinių laipsnių kampais;
2) statoriaus grioveliuose kas 60 elektrinių laipsnių suklotos šešios fazinės apvijos;
3) visų fazių magnetovaros lygios.

Jeigu bent viena sąlyga netenkinama, atsiranda atvirkštinė dedamoji ir suminė magnetovara tampa elipsine.

Trifazės mašinos magnetovara yra:

$$\Sigma F = \frac{3}{2} F_{\mathrm{m}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right). \tag{3.12}$$

Palyginus gautas išraiškas (3.11) ir (3.12) galima teigti, kad šešiafazės mašinos magnetovara yra ekvivalentiška dviejų trifazių mašinų magnetovarai.

3.2. Sutelktosios dvisluoksnės statoriaus šešiafazės apvijos

Dvisluoksnės statoriaus apvijos turi daug privalumų lyginant su vienasluoksnėmis statoriaus apvijomis: paprastesnė ir pigesnė gamyba, apvijos gali būti trumpeninės, sutrumpinto arba poliaus žingsnio.

Sutelktoji dvisluoksnė sutrumpinto žingsnio šešiafazė apvija

Statoriaus, kuriam sudaroma sutelktoji dvisluoksnė sutrumpinto žingsnio apvija, buvo užduoti tokie parametrai: griovelių skaičius statoriuje $Z_1 = 48$, polių skaičius $P = 8$, fazių skaičius $m = 6$, poliaus žingsnis $\tau = 6$, griovelio žingsnis elektriniais laipsniais $\alpha = \frac{180^\circ}{6} = 30°$, fazės griovelių skaičius po poliumi $q = 1$,

apvijos žingsnis $y = 5$, fazinė zona elektriniais laipsniais $\sigma_1 = \frac{180^\circ}{5} = 36^\circ$, kampas tarp fazinių srovių fazorių elektriniais laipsniais 60°.

Sudaryta sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos sekcijų jungimo schema pateikta 3.13 paveiksle.

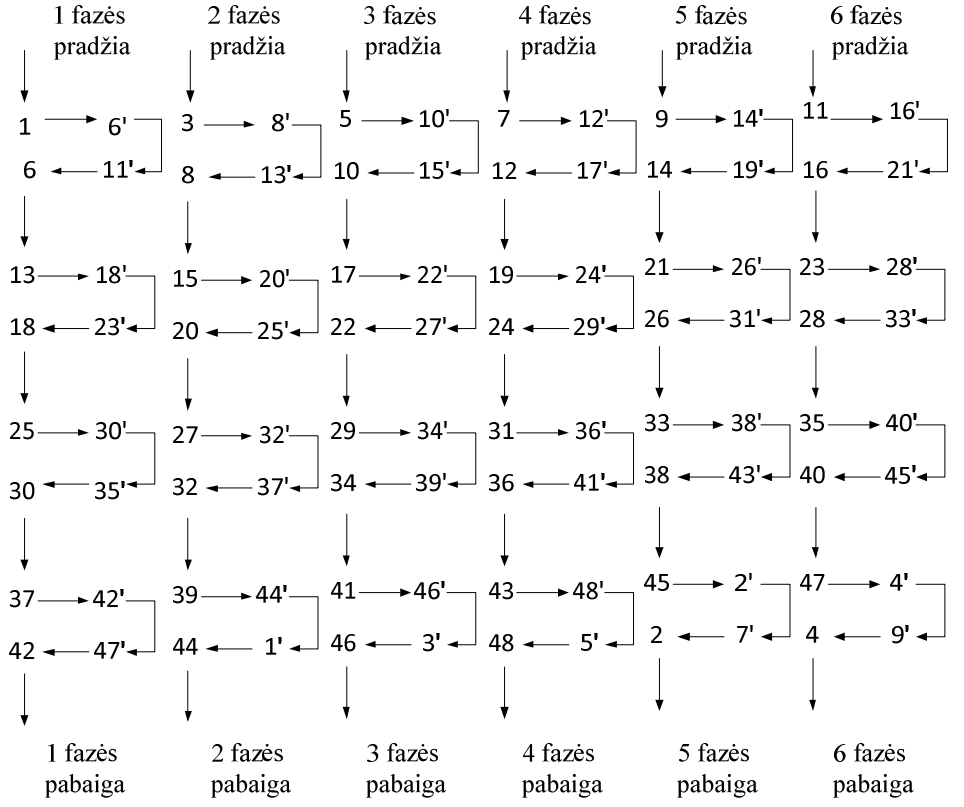
Pirmoji fazinės apvijos sekcija suklota į 1 ir 6 griovelius taip, kad vienas sekcijos šonas yra 1 griovelio viršutiniame sluoksnyje, o kitas šonas – 6 griovelio apatiniame sluoksnyje 6‘. Pirmosios fazinės apvijos pradžia yra 1 griovelyje, o 6 griovelio apatiniame sluoksnyje 6‘ yra pirmosios sekcijos galas. Iš viso fazinėje apvijoje yra 8 nuosekliai sujungtos sekcijos, kurių šonai yra po kiekvienu poliumi. Toliau pirmosios sekcijos galas 6‘ sujungtas su kitos sekcijos, kuri suklota 6 ir 11 grioveliuose, galu 11‘, o pradžia yra 6 griovelio viršutiniame sluoksnyje. Iš 6 griovelio viršutinio sluoksnio pereinama į kitą polių porą, kuri nuo apvijos pradžios yra nutolusi 360 elektrinių laipsnių. Statoriaus griovelio žingsnis yra 30 elektrinių laipsnių, todėl 360 elektrinių laipsnių yra 12 griovelių. Dėl to iš 6 griovelio viršutinio sluoksnio pereinama į 13 griovelio viršutinį sluoksnį. Toliau viskas kartojasi, kol pasiekiamas 42 griovelio viršutinis sluoksnis, kur yra pirmosios fazinės apvijos pabaiga.

Antrosios fazinės apvijos sekcija suklota į 3 griovelio viršutinį sluoksnį, nes ji turi būti nutolusi nuo pirmosios fazinės apvijos pradžios 60 elektrinių laipsnių, o tai sudaro du griovelius. Toliau sujungta analogiškai pirmosios fazinės apvijos atveju. 44 griovelio viršutinis sluoksnis yra antrosios fazinės apvijos galas. Trečiosios, ketvirtosios, penktosios ir šeštosios fazinių apvijų pradžios yra suklotos atitinkamai į 5, 7, 9 ir 11 griovelių viršutinius sluoksnius, o šių fazinių apvijų galai yra sukloti atitinkamai į 46, 48, 2 ir 4 griovelių viršutinius sluoksnius. Šių fazinių apvijų sekcijos yra sujungtos analogiškai pirmosios ir antrosios fazinių apvijų atvejams.

Akimirkinės srovių kryptys sutelktojoje dvisluoksnėje sutrumpinto žingsnio šešiafazėje apvijoje laiko momentu $t = 0$ pateiktos 3.14 pav. a. Matyti, kad srovių fazės skiriasi 60 elektrinių laipsnių kampais. Laiko momentu $t = 0$ pirmosios, antrosios ir šeštosios fazių srovių kryptys bus priešingos krypties nei trečiosios, ketvirtosios ir penktosios fazių srovių kryptys.

Pagal sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos sekcijų jungimo schemą, kuri pateikta 3.13 paveiksle, sudaromas pirmosios, antrosios, trečiosios, ketvirtosios, penktosios ir šeštosios fazinių apvijų laidininkų pasiskirstymas 48 statoriaus grioveliuose. Atsižvelgiant į akimirkines srovių kryptis laiko momentu $t = 0$, kurios pateiktos 3.14 paveikslo a, sudaromas fazinių srovių krypčių pasiskirstymas statoriaus griovelių

viršutiniuose ir apatiniuose sluoksniuose. 3.14 paveikslo b, viršutinėje eilutėje nurodyti statoriaus griovelio numeriai, vidurinėje eilutėje pateiktos srovių kryptys grioveliųviršutiniuose sluoksniuose, o apatinėje eilutėje pateiktos srovių kryptys apatiniuose grioveliųsluoksniuose. Tais atvejais, kai griovelio viršutiniame ir apatiniame sluoksniuose ženklai sutampa, sakoma, kad srovių kryptys sutampa, o tais atvejais, kuomet ženklai nesutampa – srovių kryptys viršutiniame ir apatiniame griovelio sluoksniuose yra priešingų krypčių.

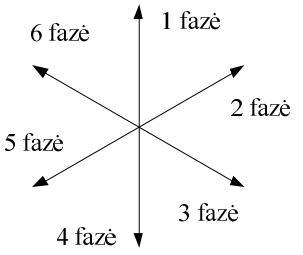


3.13 pav. Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos sekcijų jungimo schema

Fig. 3.13. Connection of concentrated double layer short pitch coil six phase winding section

Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos elektrinės schemos išklotinė ir šios apvijos sukamosios magnetovaros

pasiskirstymas erdvėje pateiktas 3.3 paveiksle. Apvija suklota 48 grioveliuose. U1, V1, W1, U‘1, V‘1, W‘1 simboliais pažymėta atitinkamai pirmosios, antrosios, trečiosios, ketvirtosios, penktosios ir šeštosios fazinių apvijų pradžios, o U2, V2, W2, U‘2, V‘2, W‘2 atitinkamai fazinių apvijų pabaigos. 3.15 paveikslėlio grafinėje dalyje *F* simboliu pažymėta sukamoji magnetovara yra atidėta santykiniais dydžiais, *x* simboliu pažymėta erdvinė koordinatė, *τ* simboliu pažymėtas poliaus žingsnis.



a)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
+	+	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
+	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	-

16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-
-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-

31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-
-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	+

46	47	48
+	+	+
+	+	+

b)

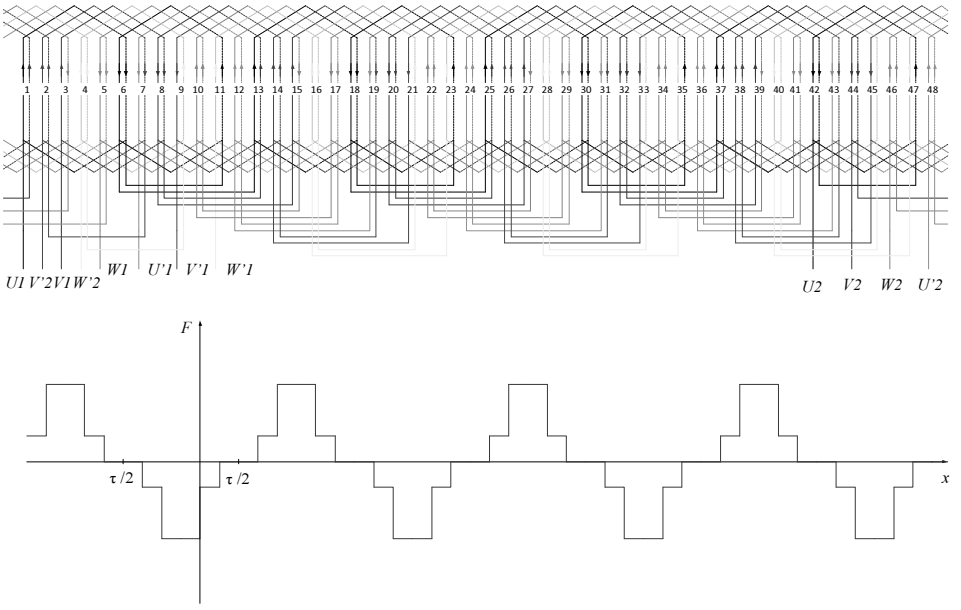
3.14 pav. Akimirkinės fazinių srovių kryptys: a) tinklo srovė laiko momentu $t = 0$; b) statoriaus griovelių viršutiniuose ir apatiniuose sluoksniuose

Fig. 3.14. Instantaneous current directions: a) supply current at time instant $t = 0$; b) in the the uper and lower layers of slots

Sutelktoji dvisluoksnė poliaus žingsnio šešiafazė apvija

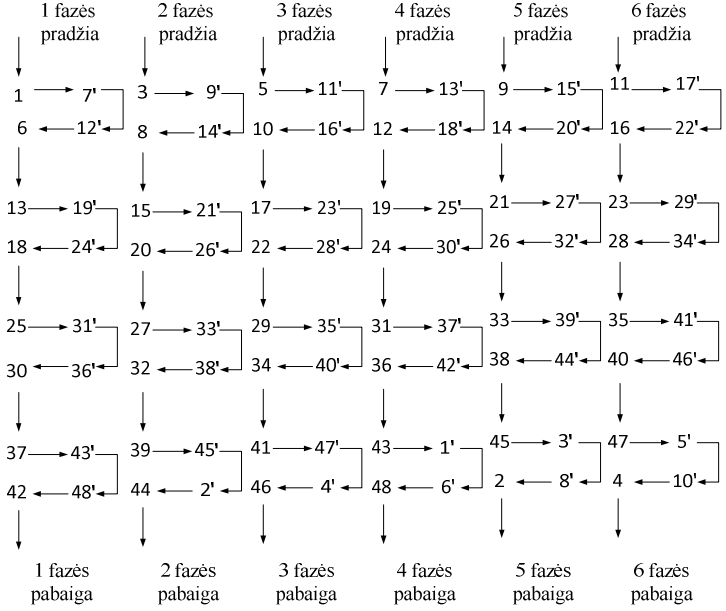
Statoriaus, kuriam sudaroma sutelktoji dvisluoksnė poliaus žingsnio apvija parametrai: griovelių skaičius statoriuje $Z_1 = 48$, polių skaičius $P = 8$, fazių skaičius $m = 6$, poliaus žingsnis $\tau = 6$, griovelio žingsnis elektriniais laipsniais $\alpha = \frac{180^\circ}{6} = 30°$, fazės griovelių skaičius po poliumi $q = 1$, apvijos žingsnis $y = 6$, fazinė zona elektriniais laipsniais $\sigma_2 = \frac{180^\circ}{6} = 30°$, kampas tarp fazinių srovių fazorių elektriniais laipsniais $60°$.

Sudaryta sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos sekcijų jungimo schema pateikta 3.15 paveiksle.



3.15 pav. Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos elektrinės schemos išklotinė ir jos magnetovaros pasiskirstymas erdvėje
Fig. 3.15. Connection of concentrated double layer short pitch coil six phase winding section and space distribution of magnetomotive force

Sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos atveju pirmoji fazinės apvijos sekcija suklota į 1 ir 7 griovelius taip, kad vienas sekcijos šonas yra 1 griovelio viršutiniame sluoksnyje, o kitas šonas – 7 griovelio apatiniame sluoksnyje 7‘. Pirmosios fazinės apvijos pradžia yra 1 griovelyje, o 7 griovelio apatiniame sluoksnyje 7‘ yra pirmosios sekcijos galas. Iš viso fazinėje apvijoje, kaip ir sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos atveju, yra 8 nuosekliai sujungtos sekcijos, kurių šonai yra po kiekvienu poliumi. Toliau pirmosios sekcijos galas 7‘ sujungtas su kitos sekcijos, kuri suklota 6 ir 12 grioveliuose, galu 12‘, o pradžia yra 6 griovelio viršutiniame sluoksnyje. Iš 6 griovelio viršutinio sluoksnio pereinama į kitą polių porą, kuri nuo apvijos pradžios yra nutolusi 360 elektrinių laipsnių t. y. iš 6 griovelio viršutinio sluoksnio pereinama į 13 griovelio viršutinį sluoksnį. Toliau viskas kartojasi, kol pasiekiamas 42 griovelio viršutinis sluoksnis, kur yra pirmosios fazinės apvijos pabaiga.



3.15 pav. Sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos sekcijų jungimo schema

Fig. 3.15. Connection of concentrated double layer full pitch coil six phase winding section

Antrosios fazinės apvijos sekcija suklota į 3 griovelio viršutinį sluoksnį, nes ji turi būti nutolusi nuo pirmosios fazinės apvijos pradžios 60 elektrinių laipsnių,

ir į 9 griovelio apatinį sluoksnį 9‘. Toliau sujungta analogiškai pirmosios fazinės apvijos atveju. 44 griovelio viršutinis sluoksnis yra antrosios fazinės apvijos galas. Trečiosios, ketvirtosios, penktosios ir šeštosios fazinių apvijų pradžios yra suklotos atitinkamai į 5, 7, 9 ir 11 griovelių viršutinius sluoksnius, o šių fazinių apvijų galai yra sukloti atitinkamai į 46, 48, 2 ir 4 griovelių viršutinius sluoksnius. Šių fazinių apvijų sekcijos yra sujungtos analogiškai pirmosios ir antrosios fazinių apvijų atvejams.

Akimirkinės srovių kryptys sutelktojoje dvisluoksnėje poliaus žingsnio šešiafazėje apvijoje laiko momentu $t = 0$ pateikta 3.16 paveikslo a. Srovių fazės skiriasi 60 elektrinių laipsnių kampais. Laiko momentu $t = 0$ pirmosios, antrosios ir šeštosios fazių srovių kryptys bus priešingos krypties nei trečiosios, ketvirtosios ir penktosios fazių srovių kryptys.

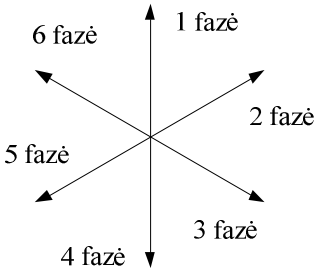
Pagal sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos sekcijų jungimo schemą, pateiktą 3.15 paveiksle, sudaromas pirmosios, antrosios, trečiosios, ketvirtosios, penktosios ir šeštosios fazinių apvijų laidininkų pasiskirstymas 48 statoriaus grioveliuose. Atsižvelgiant į akimirkines srovių kryptis laiko momentu $t = 0$ sudaromas fazinių srovių krypčių pasiskirstymas statoriaus griovelių viršutiniuose ir apatiniuose sluoksniuose. 3.16 paveikslo b viršutinėje eilutėje nurodyti statoriaus griovelio numeriai, vidurinėje eilutėje pateiktos srovių kryptys griovelių viršutiniuose sluoksniuose, o apatinėje eilutėje pateiktos srovių kryptys apatiniuose griovelių sluoksniuose. Tais atvejais, kai griovelio viršutiniame ir apatiniame sluoksniuose ženklai sutampa, sakoma, kad srovių kryptys sutampa, o tais atvejais, kuomet ženklai nesutampa – srovių kryptys viršutiniame ir apatiniame griovelio sluoksniuose yra priešingų krypčių.

Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos elektrinės schemos išklotinė ir šios apvijos sukamosios magnetovaros pasiskirstymas erdvėje pateiktas 3.17 paveiksle. Apvija suklota 48 grioveliuose. U1, V1, W1, U‘1, V‘1, W‘1 simboliais pažymėta atitinkamai pirmosios, antrosios, trečiosios, ketvirtosios, penktosios ir šeštosios fazinių apvijų pradžios, o U2, V2, W2, U‘2, V‘2, W‘2 atitinkamai fazinių apvijų pabaigos. 3.17 paveikslo grafinėje dalyje F simboliu pažymėta sukamoji magnetovara yra atidėta santykiniais dydžiais, x simboliu pažymėta erdvinė koordinatė, τ simboliu pažymėtas poliaus žingsnis.

Sutelktųjų dvisluoksnių šešiafazių apvijų palyginimas

Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos atveju, nagrinėjant akimirkines srovių vertes poliaus žingsnio ribose matyti, kad penkių griovelių viršutinio ir apatinio sluoksnio srovių kryptys sutampa, o vieno

nesutampa. Esant sutelktajai dvisluoksnei poliaus žingsnio šešiafazei apvijai akimirkinės srovių vertės viso poliaus žingsnio griovelių viršutiniame ir apatiniame sluoksniuose sutampa.



a)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
+	+	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
+	+	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+

16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-
-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-

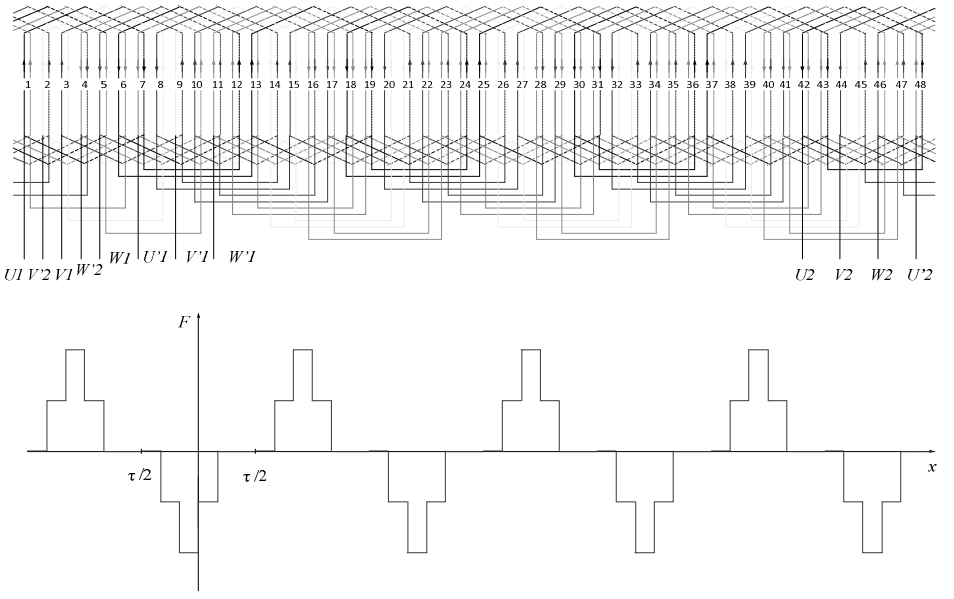
31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-
-	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-

46	47	48
+	+	+
+	+	+

b)

3.16 pav. Akimirkinės fazinių srovių kryptys: a) tinklo srovė laiko momentu $t = 0$; b) statoriaus griovelių viršutiniuose ir apatiniuose sluoksniuose
Fig. 3.16. Instantaneous current directions: a) supply current at time instant $t = 0$; b) in the the uper and lower layers of slots

Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos atveju magnetovaros jėga $F_I(\varphi)$ vieno poliaus žingsnio ribose turi 3.18 pav. pateiktą formą.



3.17 pav. Sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos elektrinės schemos išklotinė ir jos magnetovaros pasiskirstymas erdvėje
Fig. 3.17. Connection of concentrated double layer full pitch coil six phase winding section and space distribution of magnetomotive force

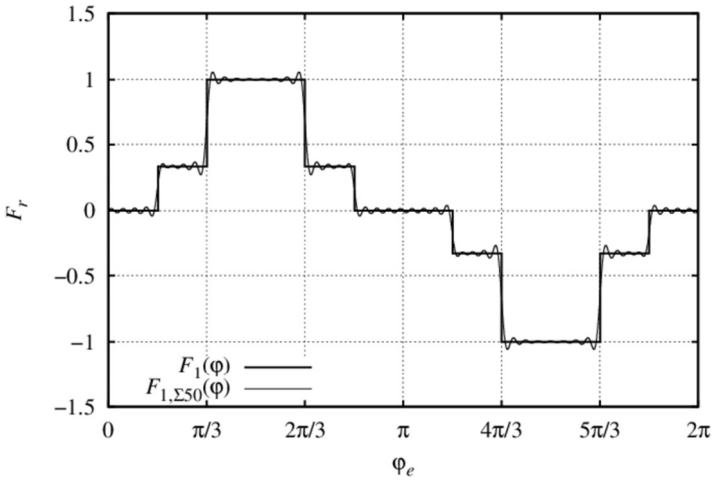
Apvijos magnetovarą išskleisime erdvinių harmonikų Furjė eilute. 3.18 paveiksle pateiktos $F_1(\varphi)$ funkcijos Furjė transformacijos koeficientus galima apskaičiuoti taip:

$$b_{1,k} = \frac{2A_1}{\pi}\int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin k\phi\, d\phi + \frac{2A_2}{\pi}\int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin k\phi\, d\phi = \\ = \frac{4}{\pi k}\left(A_1 \sin\frac{\pi k}{3} + A_2 \sin\frac{\pi k}{6}\right)\sin\frac{\pi k}{2}, \tag{3.13}$$

čia $A_1 = 1/3$ ir $A_2 = 2/3$ yra magnetovaros dedamųjų santykinės amplitudės.

Furjė eilutės koeficientai apskaičiuojami pagal (3.13) formulę. Furjė eilutė užrašoma tokia forma:

$$F_{1,\Sigma K} = \sum_{k=0}^{K} b_{1,k} \sin k\phi. \tag{3.14}$$



3.18 pav. Sutrumpinto žingsnio apvijos santykinė magnetovaros $F_1(\varphi)$ ir jos aproksimacija Furjė eilute $F_{1,\Sigma 50}(\varphi)$
Fig. 3.18. Relative magnetomotive force $F_1(\varphi)$ and its approximation by Fourier series $F_{1,\Sigma 50}(\varphi)$ of short pitch coil winding

Funkcijos $F_1(\varphi)$ Furjė eilutė, kai $k = 0-50$ parodyta 3.18 paveiksle ir yra pažymėta $F_{1,\sum 50}(\varphi)$, $\varphi = \sigma_1 N$, $N = 0-5$.

Sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos magnetovaros $F_2(\varphi)$ pasiskirstymas vieno poliaus žingsnio ribose pateiktas 3.19 paveiksle. Funkcijos $F_2(\varphi)$ Furjė transformacijos koeficientus apskaičiuosime:

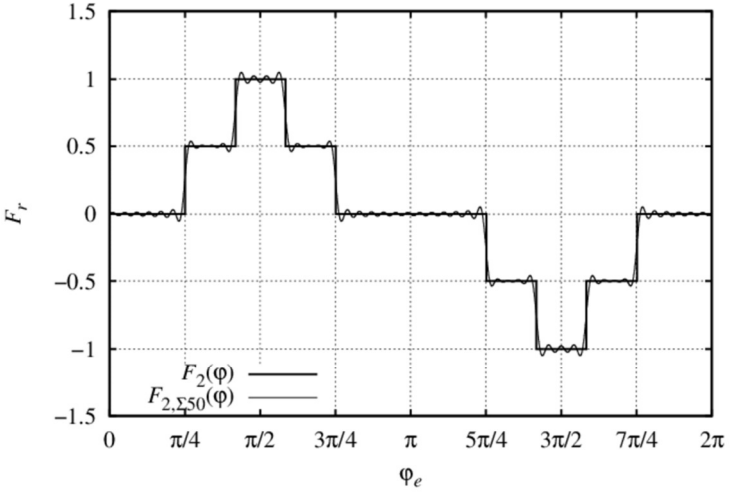
$$b_{2,k} = \frac{2A_1}{\pi}\int_{\pi/4}^{3\pi/4} \sin k\phi\, d\phi + \frac{2A_2}{\pi}\int_{5\pi/12}^{7\pi/12} \sin k\phi\, d\phi = \\ = \frac{4}{\pi k}\left(A_1 \sin\frac{\pi k}{4} + A_2 \sin\frac{\pi k}{12}\right)\sin\frac{\pi k}{2}, \tag{3.15}$$

čia $A_1 = 1/2$ ir $A_2 = 1/2$ yra magnetovaros dedamųjų santykinės amplitudės.

Furjė transformacija gali būti užrašyta ir tokia forma:

$$F_{2,\Sigma K} = \sum_{k=0}^{K} b_{2,k} \sin k\phi. \tag{3.16}$$

Funkcijos $F_2(\varphi)$ Furjė eilutė, kai $k = 0-50$ parodyta 3.19 paveiksle ir yra pažymėta $F_{2,\sum 50}(\varphi)$, $\varphi = \sigma_2 N$, $N = 0-6$.



3.19 pav. Poliaus žingsnio apvijos santykinė magnetovaros $F_2(\varphi)$ ir jos aproksimacija Furjė eilute $F_{2,\Sigma 50}(\varphi)$
Fig. 3.19. Relative magnetomotive force $F_2(\varphi)$ and its approximation by Fourier series $F_{2,\Sigma 50}(\varphi)$ of full pitch coil winding

Magnetovaros analizė papildomai suteikia žinių ir apie oro tarpe atsirandančias aukštesniąsias harmonikas.

Lyginant magnetovaros $F_2(\varphi)$ k-tosios harmonikos amplitudę b_{2k} su magnetovaros $F_1(\varphi)$ k-tosios harmonikos amplitude b_{1k}, jų skirtumas procentais:

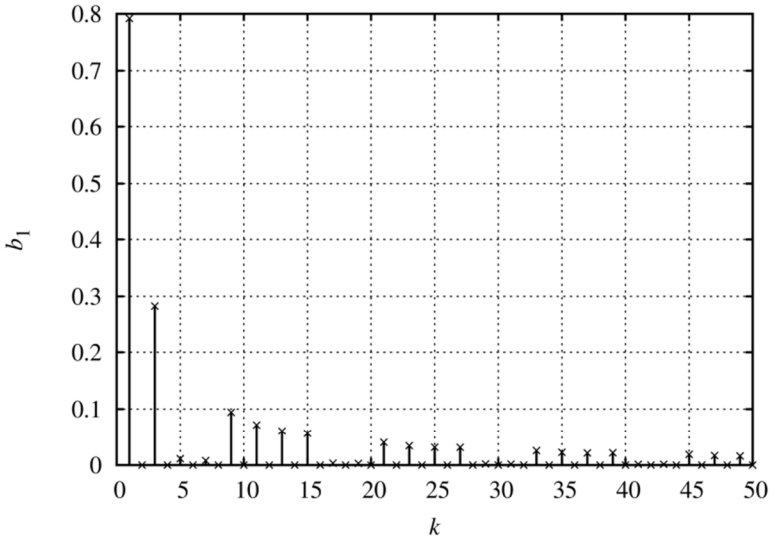
$$\delta_k = \frac{|b_{2,k}| - |b_{1,k}|}{b_{1,k}} 100\,\%. \tag{3.17}$$

Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos atveju magnetovaros pirmoji harmonika yra 22 procentais didesnė, nei sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos. Išraiškų (3.13) ir (3.14) analizė rodo, kad sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos atveju pirmoji harmonika apytiksliai lygi 0,8, o pilnutinio žingsnio apvijos atveju ji yra mažesnė ir pasiekia 0,6 vertę. Todėl galima daryti išvadą, kad

šešiafazio variklio sutelktoji dvisluoksnė sutrumpinto žingsnio apvija pasižymės didesniu efektyvumu už sutelktąją dvisluoksnę poliaus žingsnio apviją.

Atlikus analizę pagal (3.13) ir (3.15) išraiškas nustatyta, kad abiejų apvijų lyginės harmonikos yra lygios nuliui.

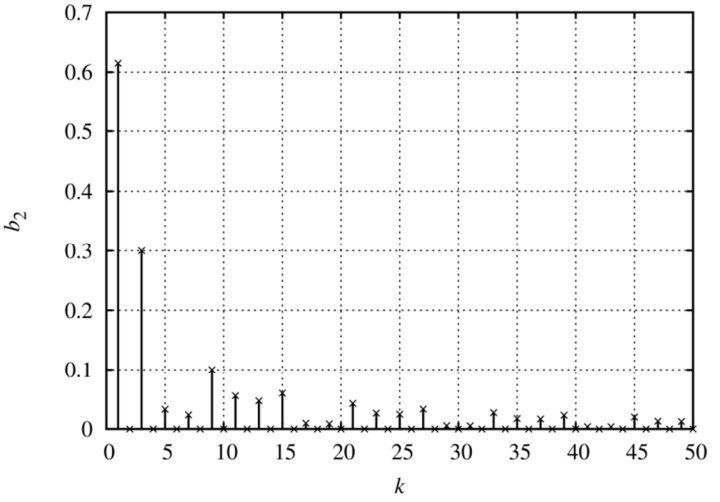
Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės ir sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijų magnetovaros spektrai pateikti 3.20 ir 3.21 paveiksluose.



3.20 pav. Sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos magnetovaros harmonikos spektras
Fig. 3.20. The spectrum of magnetomotive force harmonics of short pitch coil six phase winding

Nagrinėjant duomenis, pateiktus 3.20 ir 3.21 paveiksluose matyti, kad sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos ir sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos magnetovarų nelyginių harmonikų skirtumas yra didesnis už nulį: $\left|b_{2,3}\right| - \left|b_{1,3}\right| > 0$. Tai rodo, kad sutelktosios dvisluoksnės pilnutinio žingsnio šešiafazės apvijos nelyginės magnetovaros harmonikos turi didesnę amplitudę, negu sutrumpinto žingsnio apvijos nelyginės magnetovaros harmonikos. Atsižvelgiant į tai, kad aukštesnės harmonikos didina momento osciliacijas ir šilumos nuostolius galima teigti, kad

sutelktoji dvisluoksnė sutrumpinto žingsnio šešiafazė apvija pasižymi didesniu efektyvumu, negu sutelktoji dvisluoksnė poliaus žingsnio šešiafazė apvija.

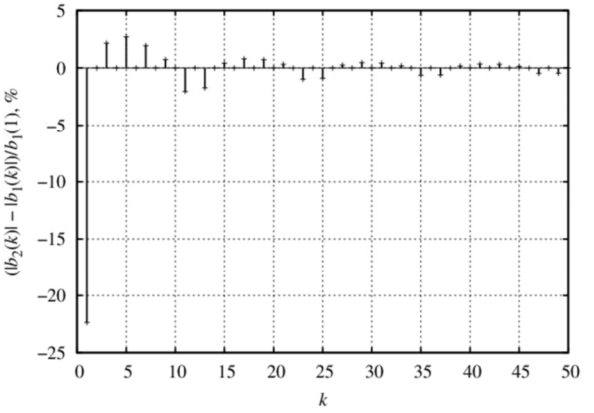


3.21 pav. Sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos magnetovaros harmonikų spektras
Fig. 3.21. The spectrum of magnetomotive force harmonics of full pitch coil six phase winding

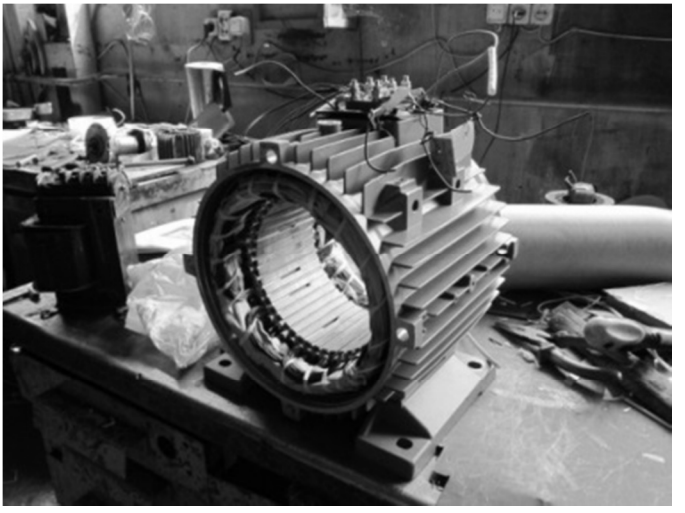
Harmonikos amplitudžių skirtumo δ_k priklausomybė nuo harmonikos eilės numerio pateikta 3.22 paveiksle. Sutelktosios dvisluoksnės pilnutinio žingsnio šešiafazės apvijos pirmoji magnetovaros harmonika yra 22 procentais mažesnė už sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos pirmąją harmoniką, tačiau trečioji, penktoji ir devintoji harmonikos yra didesnės, bet neviršija 5 procentų. Vienuoliktoji ir tryliktoji harmonikos yra mažesnės ir apytiksliai siekia 2 procentus.

Apibendrinant galima teigti, kad sutelktoji dvisluoksnė sutrumpinto žingsnio apvija pasižymi didesniu efektyvumu negu sutelktoji dvisluoksnė pilnutinio žingsnio apvija.

Tolimesniame etape, atsižvelgiant į analizės rezultatus, buvo pagamintas eksperimentinis variklis turintis sutelktąją dvisluoksnę sutrumpinto žingsnio šešiafazę apviją. 3.23 ir 3.24 paveiksluose pateiktos šio eksperimentinio variklio statoriaus nuotraukos.



3.22 pav. Harmonikos amplitudžių skirtumo δ_k priklausomybė nuo harmonikos eilės numerio k
Fig. 3.22. Dependence of harmonic amplitude difference δ_k against harmonic number k



3.23 pav. Eksperimentinio variklio statorius turintis dvisluoksnę sutrumpinto žingsnio šešiafazę apviją
Fig. 3.23. Experimental six phase induction motor stator with concentrated double layer short pitch coil winding

Eksperimentinio asinchroninio variklio statoriaus apvijos kiekvienoje sekcijoje buvo suklota 160 vijų, kurių laido skersmuo 0,4 mm. Šešiafazis

asinchroninis variklis, turintis sutelktąją dvisluoksnę sutrumpinto žingsnio šešiafazę apviją, buvo pagamintas ir išbandytas.



3.24 pav. Eksperimentinio variklio statorius turintis dvisluoksnę sutrumpinto žingsnio šešiafazę apviją
Fig. 3.24. Experimental six phase induction motor stator with concentrated double layer short pitch coil winding

3.3. Šešiafazio asinchroninio variklio imitaciniai tyrimai

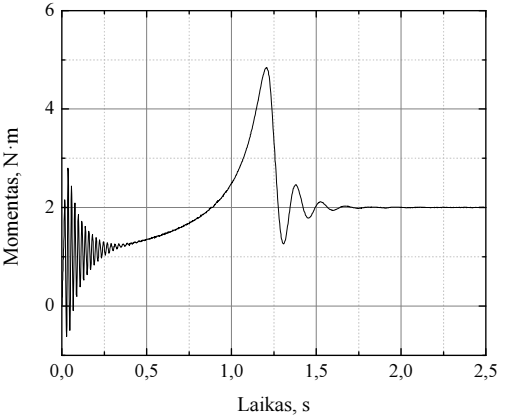
Šešiafazio asinchroninio variklio imitacinio modelio pagal statoriaus ir rotoriaus sroves sudarymas aprašytas 2.1 skyriuje.

Modeliuojamojo variklio parametrai pateikti 3.1 lentelėje.

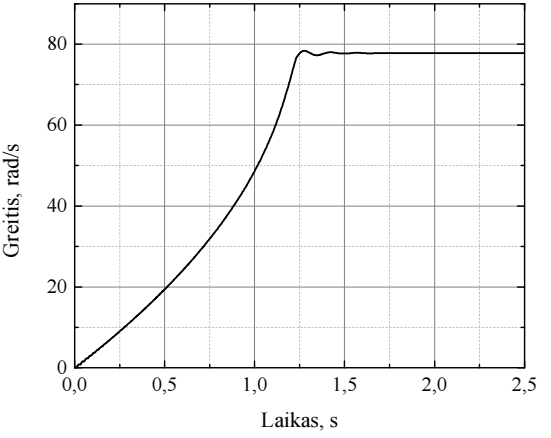
3.1 lentelė. Modeliuojamojo variklio parametrai
Table 3.1. Parameters of simulated motor

Parametras	U, V	$P_{i.v.}$, W	I, A	ω, rad/s	Polių porų skaičius	cosφ	J, kg·m^2
Vertė	225	218	0,2	78	4	0,81	0,0298
Parametras	R_s, Ω	L_{ls}, mH	L_m, mH	L_{lm}, mH	R_r, Ω	L_{lr}, mH	L_r, mH
Vertė	68	70	295	70	4,5	115	324

Pirmojo imitacinio bandymo metu, nustatyta maitinimo įtampos vertė yra lygi 200 V. Gautos momento ir greičio pereinamųjų vyksmų charakteristikos pateiktos atitinkamai 3.25 ir 3.26 paveiksluose.



3.25 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 200 V
Fig. 3.25. Torque characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage



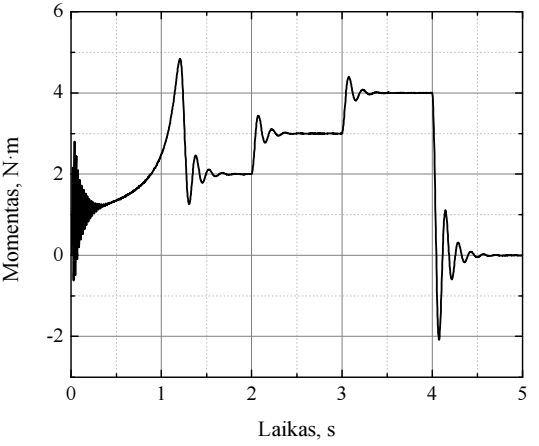
3.26 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 200 V
Fig. 3.26. Speed characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage

Iš 3.25 paveikslo matyti, kad momento vertė nusistovi per 1,65 s. Didžiausioji jo vertė lygi 4,8 N·m. Nusistovėjęs sukimo momentas 2 N·m, nes variklis paleidžiamas apkrautas 2 N·m apkrovą.

Iš 3.26 paveikslo matyti, kad greitis nusistovi per 1,65 s, o nusistovėjusi jo vertė yra lygi 78 rad/s. Greičio nusistovėjimo trukmė yra ta pati kaip ir momento nusistovėjimo trukmė.

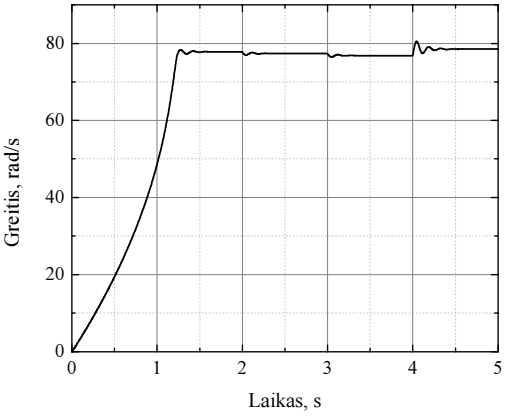
3.27 ir 3.28 paveiksluose yra pateiktos šešiafazio asinchroninio variklio imitacinio bandymo charaktersitikos, kai variklis maitinamas 200 V įtampa ir prie jo rotoriaus prijungiamos skirtingos vertės apkrovos. Jos vaizduoja momento ir greičio pereinamuosius vyksmus, kai šešiafazis asichroninis variklis paleidžiamas apkrautas 2 N·m apkrova. Praėjus dviems sekundėms po paleidimo variklio velenas papildomai apkraunamas 1 N·m apkrova. Praėjus trims sekundėms apkrova padidinama dar 1 N·m, o po keturių sekundžių apkrova atjungiama.

Iš 3.27 paveikslo matyti, kad momento virpesiai prijungus apkrovas antrąją ir trečiąją sekundes trunka 0,3 sekundės ir po to nusistovi ties apkrovos verte. Atjungus apkrovą, momentas nusistovi ties verte lygia 0 per 0,5 sekundės. 3.28 paveiksle pateiktas greičio pereinamasis vyksmas kartoja momento pereinamąjį vyksmą. Pasiekiama didžiausia greičio vertė yra tuomet, kai atjungiama apkrova ir ji lygi 80 rad/s.



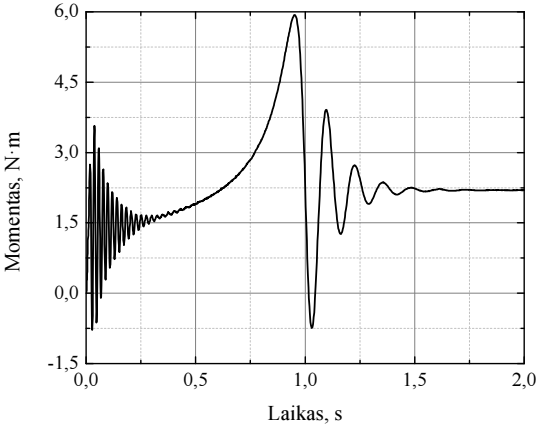
3.27 pav. Apkrauto šešiafazio asinchroninio variklio momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 200 V

Fig. 3.27. Torque characteristic of six phase induction motor with connected load, at 200 V supply voltage

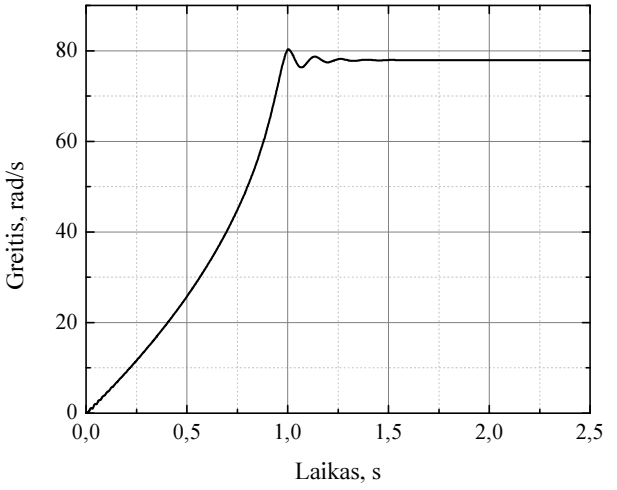


3.28 pav. Apkrauto šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 200 V
Fig. 3.28. Speed characteristic of six phase induction motor with connected load, at 200 V supply voltage

Analogiški imitaciniai bandymai buvo atlikti esant 225 V maitinimo įtampai. Gautos momento ir greičio pereinamųjų vyksmų kreivės pateiktos 3.29 ir 3.30 paveiksluose.



3.29 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 225 V
Fig. 3.29. Torque characteristic of six phase induction motor, at 225 V supply voltage



3.30 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 225 V
Fig. 3.30. Speed characteristic of six phase induction motor, at 225 V supply voltage

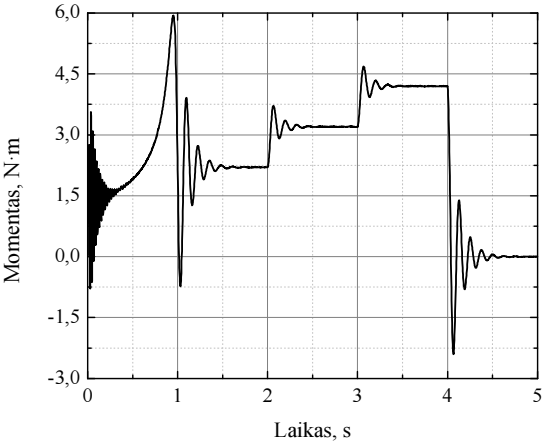
Maitinant variklį 225 V įtampa momento vertė nusistovi greičiausiai, per 1,3 sekundės. Pasiekiama didžiausia maksimaliojo momento vertė lygi 6 N·m. Momentas nusistovi ties 2,2 N·m verte, nes jis paleidžiamas su 2,2 N·m vertės apkrova.

Iš 2.29 ir 3.30 paveikslų matyti, kad greičio kreivė atkartoja momento charakteristiką. Paleidžiant variklį, kai jis maitinamas 225 V įtampa, jo rotoriaus greitis pasiekia didžiausią 80 rad/s vertę,o po 1,3 s jis nusistovi ties 78 rad/s verte.

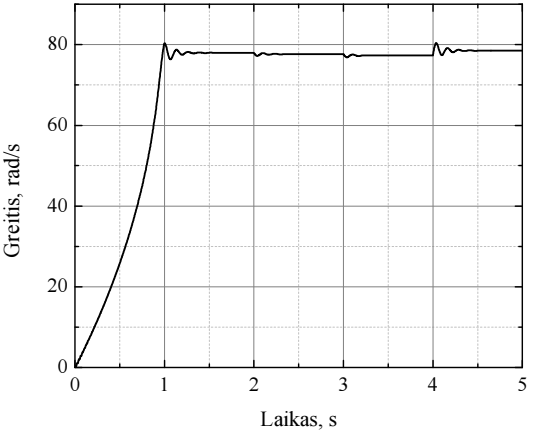
3.31 ir 3.32 paveiksluose pateiktos charakteristikos vaizduoja momento ir greičio pereinamuosius vyksmus, kuomet šešiafazis asichroninis variklis paleidžiamas apkrautas 2,2 N·m apkrova. Praėjus dviems sekundėms po paleidimo variklio velenas papildomai apkraunamas 1 N·m apkrova. Praėjus trims sekundėms apkrova padidinama dar 1 N·m, o po keturių sekundžių apkrova atjungiama.

Iš 3.31 paveikslo matyti, kad momento virpesiai prijungus apkrovas antrąją ir trečiąją sekundės trunka 0,25 sekundės ir po to nusistovi ties apkrovos verte. Atjungus apkrovą, momentas nusistovi ties 0 per 0,4 sekundės.

Iš 3.32 paveikslo matyti, kad apkraunant variklį pasiekiamas didžiausias 81 rad/s greitis.



3.31 pav. Apkrauto šešiafazio asinchroninio variklio momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 225 V
Fig. 3.31. Torque characteristic of six phase induction motor with connected load, at 225 V supply voltage

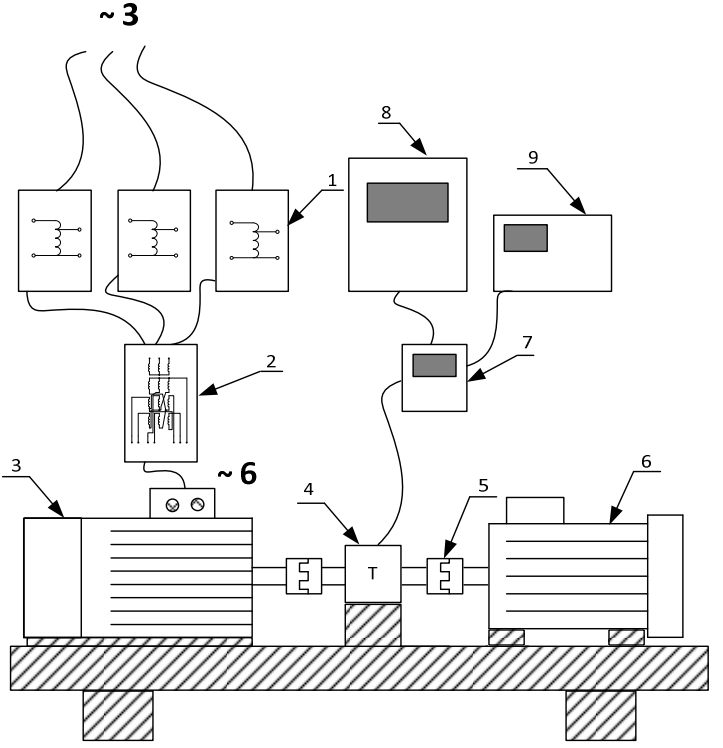


3.32 pav. Apkrauto šešiafazio asinchroninio variklio greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 225 V
Fig. 3.32. Speed characteristic of six phase induction motor with connected load, at 225 V supply voltage

3.4. Bandymų stendo aprašymas

Šešiafazio asinchroninio variklio charakteristikų tyrimui Vilniaus Gedimino technikos universiteto Automatikos katedroje sukonstruotas specialus stendas, kurio struktūra pateikta 3.33 paveiksle. Jis susideda iš trijų, maitinamų iš trifazio tinklo, autotransformatorių (1), kurie skirti transformatoriaus (2) maitinimo įtampai reguliuoti. Maitinimo transformatorius keičia trifazę tinklo įtampą į simetrinę šešiafazę, kurios įtampų fazinis poslinkis yra 60 laipsnių. Eksperimentinis šešiafazis asinchroninis variklis sankabomis (5) yra sujungtas su momento matuokliu (4) ir apkrova (6). Momento matuoklis ir greičio matavimo prietaisas, kitaip tariant dažnio įtampos keitiklis (7), yra maitinami iš nuolatinės įtampos šaltinio (9). Rezultatai matuojami skaitmeniniu oscilografu (8).

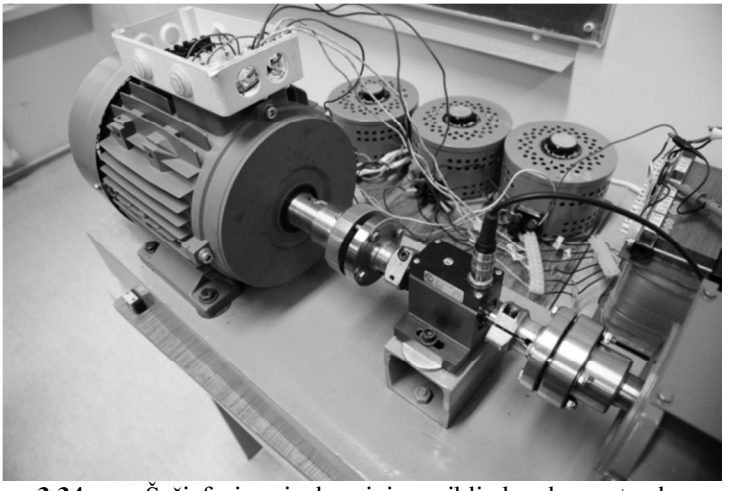
Šešiafazio asinchroninio variklio bandymų stendo foto fragmentas pateiktas 3.34 paveiksle.



3.33 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio bandymų stendo struktūra
Fig. 3.33. Structure of the six phase induction motor experimental stand

Momento matuoklio pagrindiniai parametrai pateikti 3.2 lentelėje. Momento matuoklis turi analoginį įtampos išėjimo signalą, kuris yra proporcingas matuojamam momentui. Prijungus oscilografą galima gauti pereinamojo vyksmo kreivę. Momento matuoklis taip pat turi impulsinį išėjimo signalą, kurio dažnis yra proporcingas sukimosi greičiui. Matuojant variklio greičio pereinamuosius vyksmus naudojamas papildomas dažnio – įtampos keitiklis (Juraitis, 2012). Greičio pereinamieji vyksmai gaunami oscilografu matuojant keitiklio įtampą.

Matavimai buvo atliekami skaitmeniniu oscilografu, kurio dažnių juosta nuo 0 iki 100 MHz. Oscilografo jautrumas nuo 2 mV/pad iki 10 V/pad. Oscilografas turėjo 8 bitų analoginį – skaitmeninį keitiklį, kuris išėjimo signalą vertė skaičiumi. Per USB jungtį oscilografas buvo sujungtas su personaliniu kompiuteriu. Gauti rezultatai buvo perkeliami į kompiuterį ir tvarkomi *Microsoft® Excel®* programa. Toliau rezultatai buvo apdorojami *Origin®* programa.



3.34 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio bandymų stendas
Fig. 3.34. Experimental stand of the variable speed drive

Variklio greitis n apsisukimais per minutę, bet kuriuo laiko momentu, apskaičiuojamas pagal formulę:

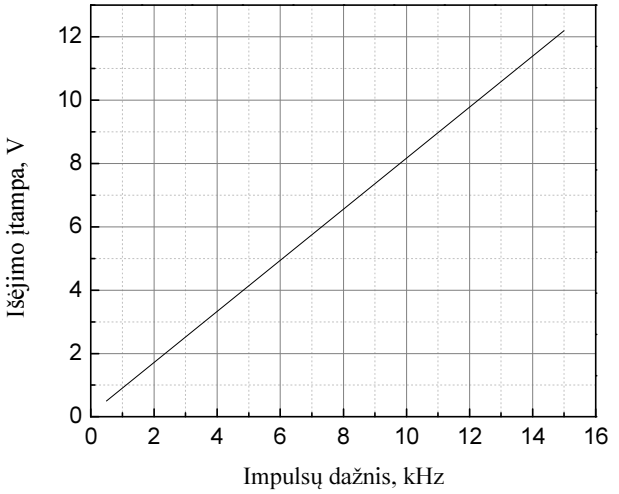
$$n = \frac{60 f_s}{n_A}, \tag{3.18}$$

čia f_s – keitiklio impulsų dažnis; n_A – keitiklio impulsų skaičius per apsisukimą, lygus 360.

3.2 lentelė. Momento matuoklio Lorenz Messtechnik DR–2212 parametrai
Table 3.2. Parameters of torque sensor Lorenz Messtechnik DR–2212

Parametras	Dydis
Tikslumo klasė, %	0,1
Atsikartojamumas, %	±0,02
Maitinimo įtampa, V	12–28
Išėjimo signalas, V	±5
Temperatūros diapazonas, °C	nuo +5 iki +45
Matavimo diapazonas, N·m	20

Impulsų dažnis yra nustatomas pagal dažnio – įtampos keitiklio įtampos rodmenis, kurie matuojami oscilografu. Ryšys tarp impulsų dažnio ir įtampos yra parodytas 3.35 paveiksle.



3.35 pav. Greičio matavimo prietaiso charakteristika
Fig. 3.35. Characteristic of speed measuring device

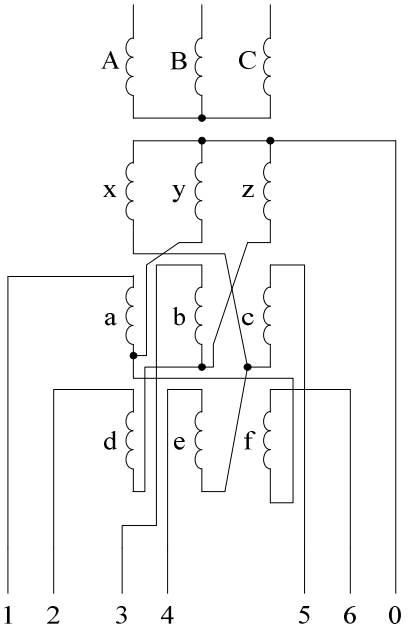
Maitinimo transformatoriaus antrinių apvijų jungimo schema pateikta 3.36 paveiksle. Pirmines transformatoriaus apvijas maitinant standartinio trifazio tinklo įtampa, transformatoriaus išėjime gaunama šešiafazė įtampa, kurios sinusoidžių fazinis poslinkis – 60 laipsnių.

Eksperimentinio šešiafazio asinchroninio variklio parametrai pateikti 3.3 lentelėje.

3.3 lentelė. Eksperimentinio šešiafazio asinchroninio variklio parametrai
Table 3.3. Parameters of experimental six phase induction motor

Parametras	U, V	$P_{t.v.}$, W	I, A	ω, rad/s	Polių porų skaičius	cosφ*	R_S, Ω	J, kg·m^2
Vertė	225	218	0,2	78	4	0,81	68	0,0298

*cosφ išmatuotas matuojant įtampos ir srovės fazių kampų skirtumą. Matavimai atlikti oscilografu. Srovei matuoti panaudotas *Mastech* MS 3302 AC konverteris.



3.36 pav. Maitinimo transformatoriaus antrinių apvijų šešiafazė jungimo schema
Fig. 3.36. Secondary winding connection scheme of six phase supply transformer

3.5. Šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinis tyrimas

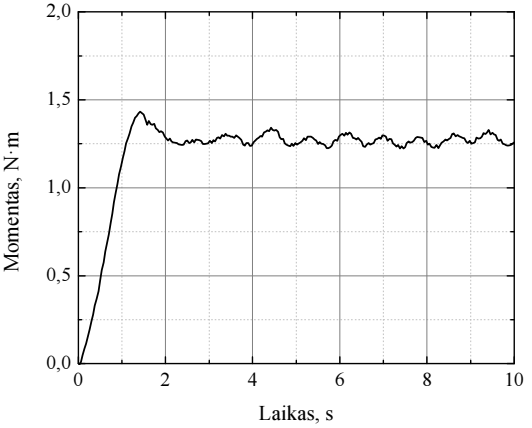
Eksperimentiniams tyrimams buvo keliamas uždavinys ištirti dinamines variklio savybes paleidimo metu ir palyginti jas su imitacinių bandymų rezultatais.

Bandymų metu šešiafazis asinchroninis variklis buvo paleidžiamas esant skirtingoms maitinimo įtampų vertėms. Jos buvo keičiamos autotransformatoriais nustatant reikalingą įtampą kiekvienai statoriaus fazinei

apvijai. Eksperimento metu oscilografu buvo matuojamos jutiklių įtampų verčių priklausomybės nuo laiko. Jas perskaičiavus gautos momento ir greičio pereinamųjų vyksmų kreivės.

Pirmojo bandymo metu šešiafazis asinchroninis variklis buvo paleidžiamas, esant 75 V maitinimo įtampai. Gauta sukimo momento pereinamojo vyksmo paleidimo metu kreivė pateikta 3.37 paveiksle. Iš jos matoma, kad variklis paleidžiamas be didelių momento svyravimų. Tai lemia didelė statoriaus varža. Momento pereinamais vyksmas trunka 4,3 s kol pasiekiama nusistovėjusi 1,3 N·m momento vertė. Didžiausia pasiekiama momento vertė lygi 1,4 N·m. Momentas nusistovi ties 1,3 N·m verte, nes eksperimentinio variklio velenas yra sujungtas su nuolatinės srovės generatoriumi, kurio trintis ir variklio bei generatoriaus ventiliatoriai sukelia 1,3 N·m apkrovą.

Antrojo bandymo metu šešiafazis asinchroninis variklis buvo paleidžiamas, esant 100 V maitinimo įtampos vertei. Gauta sukimo momento pereinamojo vyksmo paleidimo metu kreivė pateikta 3.38 paveiksle.

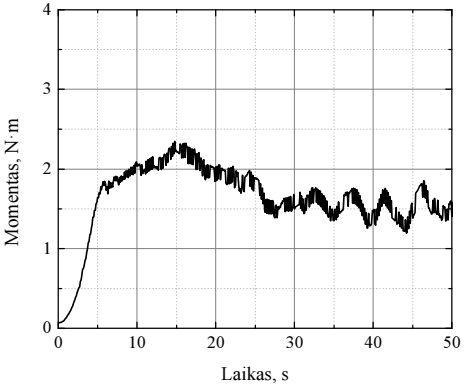


3.37 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 75 V
Fig. 3.37. Torque characteristic of six phase induction motor, at 75 V supply voltage

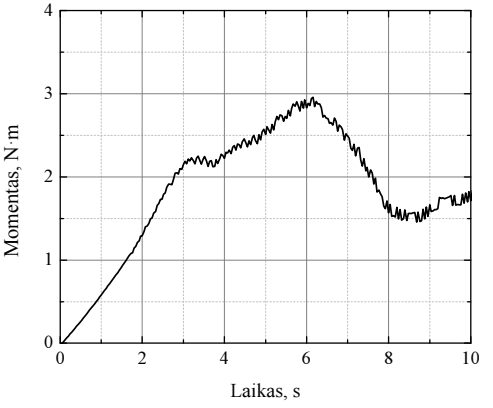
Iš 3.38 paveikslo matyti, kad momentas nusistovi per 29 s. Nusistovėjusi momento vertė yra 1,3 N·m, o didžiausia pasiekiama paleidimo metu, lygi 2,2 N·m.

Trečiojo bandymo metu variklis paleidžiamas statoriaus apvijas maitinant 125 V įtampa. Gauta variklio paleidimo metu momento pereinamojo vyksmo kreivė pateikta 3.39 paveiksle. Iš paveikslo matyti, kad momentas nusistovi per 7,5 s. Dėl aukščiau minėtos trinties apkrovos momentas nusistovi ties 1,5 N·m.

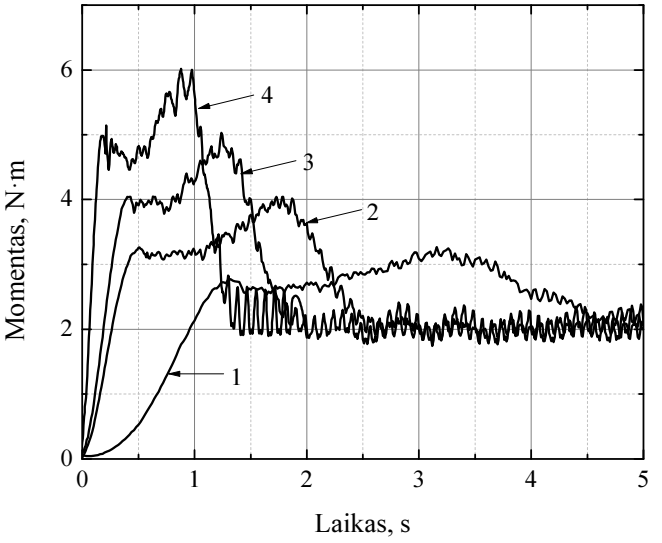
Lyginant variklio paleidimo metu gautas momento pereinamojo vyksmo kreives, kai variklis maitinamas 100 V ir 125 V įtampa, matoma, kad didžiausia momento vertė esant 125 V įtampai išauga 1,3 karto ir yra 3 N·m.



3.38 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 100 V
Fig. 3.38. Torque characteristic of six phase induction motor, at 100 V supply voltage



3.39 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 125 V
Fig. 3.39. Torque characteristic of six phase induction motor, at 125 V supply voltage



3.40 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi: 1 – 150 V; 2 – 175 V; 3 – 200 V; 4 – 225 V
Fig. 3.40. Torque characteristic of six phase induction motor. Supply voltage is: 1 – 150 V; 2 – 175 V; 3 – 200 V; 4 – 225 V

Ketvirtojo, penktojo, šeštojo ir septintojo bandymų, esant 2 N·m apkrovai, rezultatai pateikti 3.40 paveiksle. Iš 3.40 paveikslo matyti, kad šešiafazį asinchroninį variklį maitinant 150 V įtampa, variklio paleidimo metu momento pereinamieji vyksmai trunka 3,8 s. Praėjus 3,2 s nuo paleidimo pradžios pasiekiama didžiausia momento vertė, kuri lygi 3,2 N·m. Momentas po 3,8 s nusistovi ties apkrovos momento verte, kuri šiuo atveju lygi 2 N·m. Ši vertė, lyginant su prieš tai nagrinėtu atveju, yra padidėjusi 0,5 N·m. Apkrovos momento pokytį lėmė variklio ir prijungto generatoriaus ventiliatorių padidėjusi pasipriešinimo jėga.

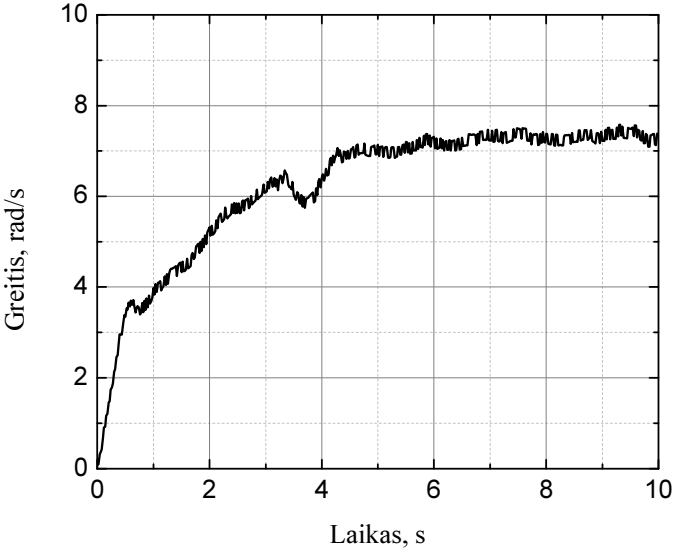
Padidinus variklio maitinimo įtampą iki 175 V, momento vertė nusistovi dar greičiau, per 2,4 s. Maksimali momento vertė lygi 4 N·m ir pasiekiama per 1,7 s.

Variklį maitinant 200 V įtampa momento vertė nusistovi per 1,7 s. Maksimali momento vertė lygi 5 N·m, o momentas nusistovi ties 2 N·m verte.

Paskutiniojo bandymo metu variklis buvo paleidžiamas jį maitinant 225 V įtampa. Šiuo atveju momento vertė nusistovi greičiausiai, per 1,25 s. Pasiekiama didžiausia momento vertė lygi 6 N·m. Momentas nusistovi ties 2,2 N·m verte.

Kitų bandymų metu naudojant greičio matavimo įrangą buvo išmatuotos jutiklio įtampų priklausomybės nuo laiko. Įtampų vertės perskaičiuotos į greičio vertes ir tokiu būdu gautos variklio greičio pereinamojo vyksmo kreivės. Eksperimentiniai matavimai buvo atlikti esant tokioms pačioms maitinimo įtampos vertėms, kaip ir momento atveju: 75 V, 100 V, 125 V, 150 V, 200 V ir 225 V.

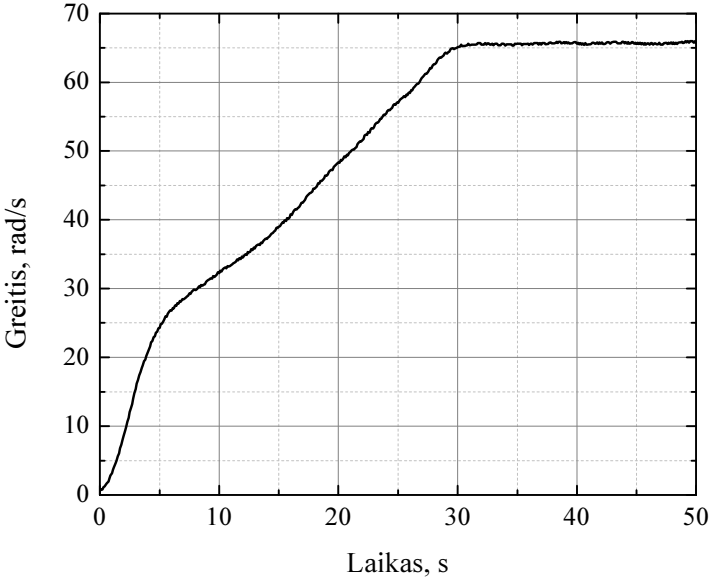
Pirmojo bandymo metu šešiafazis asinchroninis variklis buvo paleidžiamas, esant maitinimo įtampai 75 V. Gauta paleidimo metu greičio pereinamojo vyksmo kreivė pateikta 3.41 paveiksle.



3.41 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 75 V
Fig. 3.41. Speed characteristic of six phase induction motor, at 75 V supply voltageV

Iš 3.41 paveikslo matyti, kad šešiafazio asinchroninio variklio greitis paleidimo metu nusistovi per 4,3 s, kai jo rotorius pasiekia 7 rad/s greitį. Maža maitinimo įtampa lemia nedidelį rotoriaus sukimosi greitį, didelį slydimą, bet pakankamai trumpą greičio pereinamąjį vyksmą paleidimo metu.

Antrojo bandymo metu šešiafazis asinchroninis variklis buvo paleidžiamas, esant maitinimo įtampai 100 V. Gauta paleidimo proceso greičio pereinamojo vyksmo kreivė pateikta 3.42 paveiksle.



3.42 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 100 V
Fig. 3.42. Speed characteristic of six phase induction motor, at 100 V supply voltage

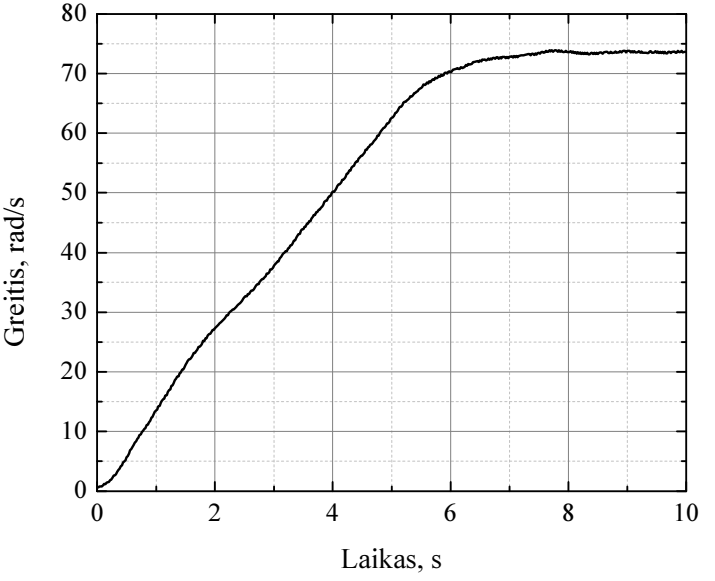
Iš 3.42 paveikslo matyti, kad paleidžiant šešiafazį asinchroninį variklį, kai jis maitinamas 100 V įtampa, jo greitis nusistovi per 29 s rotoriui pasiekus 66 rad/s greitį.

Lyginant greičio pereinamųjų vyksmų kreives esant 75 V ir 100 V maitinimo įtampoms matyti, kad 25 V padidinus maitinimo įtampą pasiekiamas 9,4 karto didesnis rotoriaus nusistovėjęs greitis. Tačiau variklio paleidimo metu gauta greičio pereinamojo vyksmo trukmė išauga 6,7 karto.

Trečiojo bandymo metu šešiafazis asinchroninis variklis buvo paleidžiamas, esant maitinimo įtampos vertei lygiai 125 V. Gauta paleidimo metu greičio pereinamojo vyksmo kreivė pateikta 3.43 paveiksle. Iš paveikslo matyti, kad šešiafazio asinchroninio variklio greitis variklio paleidimo metu nusistovi per 7,5 s, kai jo rotorius pasiekia 74 rad/s greitį. Maitinimo įtampos padidinimas 25 V padidina variklio rotoriaus greičio nusistovėjusią vertę 1,1 karto. Paleidimo metu greičio pereinamasis vyksmas sutrumpėja 3.8 karto.

Ketvirtojo, penktojo, šeštojo ir septintojo bandymų metu šešiafazis asinchroninis variklis buvo paleidžiamas esant 150 V, 175 V, 200V, 225 V

maitinimo įtampoms. Gautos paleidimo proceso greičio pereinamųjų vyksmų kreivės pateiktos 3.44 paveiksle. Pirmoji kreivė vaizduoja greičio pereinamąjį vyksmą, esant 150 V, antroji, esant 175 V, trečioji, esant 200 V ir ketvirtoji, esant 225 V maitinimo įtampoms.

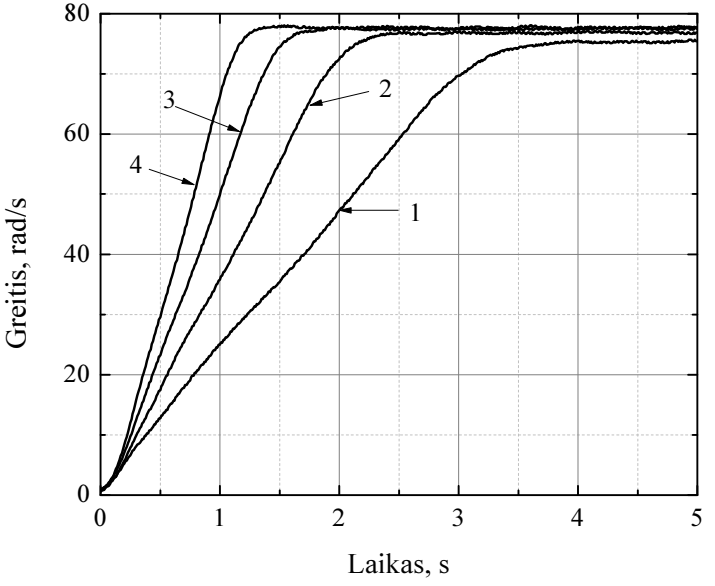


3.43 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 125 V
Fig. 3.43. Speed characteristic of six phase induction motor, at 125 V supply voltage

Iš 3.44 paveikslo matyti, kad šešiafazį asinchroninį variklį maitinant 150 V įtampa, greičio paleidimo pereinamasis vyksmas trunka 3,8 s. Per šį laiko tarpą variklio rotorius pasiekia 75 rad/s greitį. Padidinus įtampą iki 175 V, greičio paleidimo procesas sutrumpėja 1,4 s ir rotoriaus greitis nusistovi po 2,4 s. Rotoriaus greitis pasiekia 76 rad/s. Esant maitinimo įtampai lygiai 200 V, rotoriaus nusistovėjęs greitis keičiasi nežymiai. Jo vertė yra 78 rad/s. Greičio pereinamasis procesas ir toliau akivaizdžiai trumpėja. Jis trunka 1,7 s. Paskutiniojo bandymo metu, kai variklis buvo maitinamas 225 V įtampa, nustatyta, kad variklio rotoriaus greitis pasiekia nusistovėjusią 78 rad/s vertę ir pereinamasis vyksmas trunka 1,25 s.

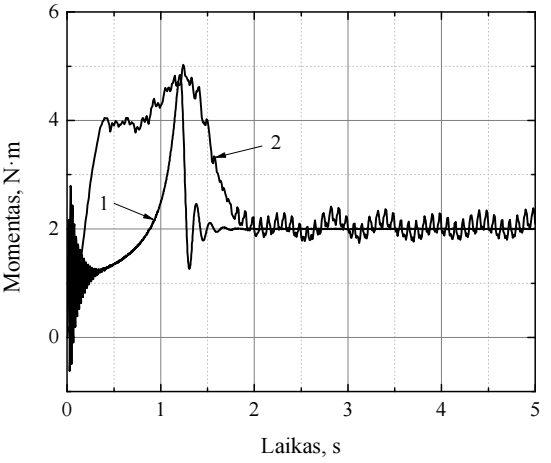
3.45 ir 3.46 paveiksluose pateiktos imitacinio ir eksperimentinio bandymų metu gautos šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento ir greičio

pereinamųjų vyksmų kreivės, kai statoriaus apvijos maitinamos 200 V įtampa. Šiuose paveiksluose pirmuoju numeriu yra pažymėta imitacinio bandymo kreivė, antruoju numeriu – eksperimentinio bandymo.

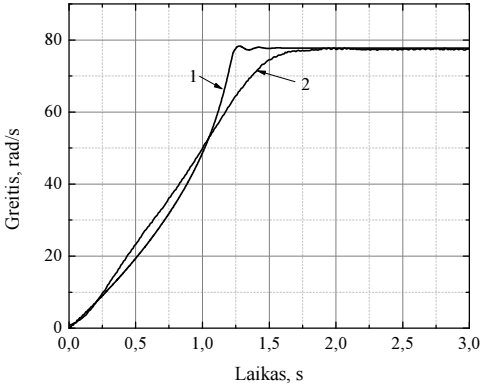


3.44 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi: 1 – 150 V; 2 – 175 V; 3 – 200 V; 4 – 225V
Fig. 3.44. Speed characteristic of six phase induction motor. Supply voltage is: 1 – 150 V; 2 – 175 V; 3 – 200 V; 4 – 225 V

Iš 3.45 paveikslo matyti, kad paleidžiant variklį imitacinio bandymo metu momentas nusistovi per 1,65 s, o eksperimentinio bandymo metu per 1,7 s. Didžiausias momentas, gautas iš imitacinio bandymo, yra 4,8 N·m, o iš eksperimentinio – 5 N·m. Iš 3.46 paveikslo matyti, kad tiek eksperimentinio tiek imitacinio bandymo nusistovėjusio greičio vertė yra 78 rad/s. Todėl galima teigti, kad sudarytas šešiafazio asinchroninio variklio imitacinis modelis, esant 200 V įtampai, imituoja variklio paleidimo pereinamojo vyksmo trukmę 3 procentų paklaida, o didžiausiojo momento vertę 4 procentų paklaida. Tuo tarpu šešiafazio asinchroninio variklio nusistovėjusio greičio vertę imituoja artimą eksperimentiniai.

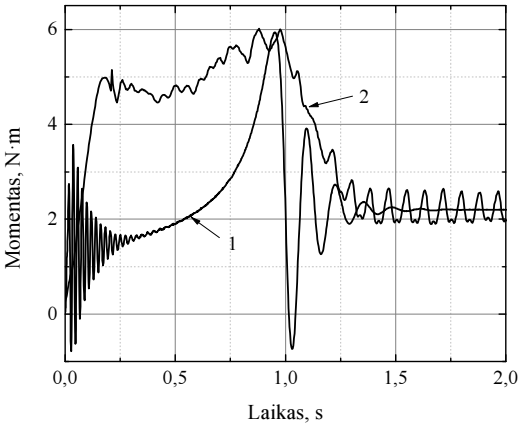


3.45 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 200 V
Fig. 3.45. Torque characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage

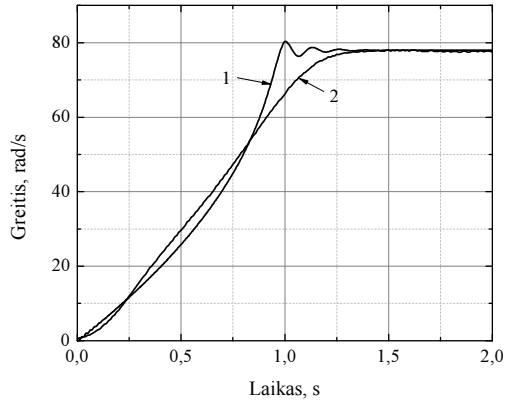


3.46 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 200 V
Fig. 3.46. Speed characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage

3.47 ir 3.48 paveiksluose pateiktos imitacinio ir eksperimentinio bandymų gautos šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento ir greičio pereinamųjų vyksmų kreivės, kai statoriaus apvijos maitinamos 225 V įtampa.



3.47 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo momento pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 225 V
Fig. 3.47. Torque characteristic of six phase induction motor, at 225 V supply voltage



3.48 pav. Šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo greičio pereinamasis vyksmas, kai maitinimo įtampa lygi 225 V
Fig. 3.48. Speed characteristic of six phase induction motor, at 225 V supply voltage

Iš 3.47 paveikslo matyti, kad paleidžiant variklį imitacinio bandymo metu momentas nusistovi per 1,3 s, o eksperimentinio bandymo metu per 1,25 s. Didžiausia sukimo momento vertė imitacinio ir eksperimentinio bandymų metu yra 6 N·m. Iš 3.48 paveikslo matyti, kad tiek eksperimentinio tiek imitacinio bandymų metu pasiekiama nusistovėjusio greičio vertė yra 78 rad/s. Todėl galima teigti, kad sudarytas šešiafazio asinchroninio variklio imitacinis modelis, esant 225 V įtampai, imituoja variklio paleidimo pereinamojo vyksmo trukmę 4 procentų paklaida, o maksimalią momento vertę imituoja artimą eksperimentiniai. Šešiafazio asinchroninio variklio nusistovėjusio greičio vertę taip pat imituoja artimą eksperimentiniai. Tačiau abiem nagrinėjamais atvejais imitacinis pereinamasis vyksmas ne visiškai kartoja eksperimentinio vyksmo tarpinius rezultatus.

3.6. Trečiojo skyriaus išvados

Atlikus sudaryto pagal statoriaus ir rotoriaus srovių išraiškas *Matlab*® *Simulink*® šešiafazio asinchroninio variklio modelio imitacinių ir pagaminto šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinių rezultatų analizę konstatuota, kad sukurtas modelis gali būti naudojamas šešiafazių asinchroninių variklių pereinamųjų vyksmų tyrimui.

1. Šešiafazio variklio suminė magnetovara yra ekvivalentiška dviejų trifazių variklių magnetovarai, kai statoriaus apvijos maitinamos simetriška šešiafaze įtampa, kurios įtampų ir srovių fazės skiriasi 60 elektrinių laipsnių kampais, statoriaus grioveliuose kas 60 elektrinių laipsnių suklotos šešios fazinės apvijos ir visų fazių magnetovaros yra lygios.
2. Atlikus magnetovaros harmonikų spektro analizę nustatyta, kad sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos magnetovaros pirmoji harmonika yra 22 procentais didesnė negu sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos.
3. Atlikus sukurto ir pagaminto sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio apvijos šešiafazio asinchroninio variklio eksperimentinių ir imitacinių rezultatų tyrimą nustatyta, kad nusistovėjusios sukimo momento ir greičio eksperimentinės ir apskaičiuotos vertės skiriasi mažiau kaip 4 %.
4. Palyginus imitacinių ir eksperimentinių tyrimo rezultatus matyti, kad imitacinis pereinamojo proceso vyksmas pilnai neatkartoja eksperimentinio vyksmo tarpinių rezultatų.

Bendrosios išvados

1. Pasiūlytu šešiafazio asinchroninio variklio *Matlab*® *Simulink*® modeliu pagal statoriaus ir rotoriaus srautų išraiškas galima tirti šešiafazio asinchroninio variklio pereinamuosius vyksmus paleidimo ir apkrovos metu. Šis variklio modelis yra tinkamas naudoti kuriant šešiafazių variklių valdymo sistemas. Naudojant šešiafazio asinchroninio variklio imitacinį modelį greitojo prototipo sistemose galima atlikti atskirų elementų sintezę ir analizę.

2. Sudarytų statoriaus sutelktosios dvisluoksnės sutrumpinto žingsnio šešiafazės apvijos ir sutelktosios dvisluoksnės poliaus žingsnio šešiafazės apvijos analizė rodo, kad geresnėmis savybėmis pasižymi sutelktoji dvisluoksnė sutrumpinto žingsnio apvija. Ši apvija suklota mūsų pagaminto eksperimentinio variklio statoriuje. Atlikus eksperimentinius matavimus nustatyta, kad eksperimentinio šešiafazio aštuonių polių asinchroninio variklio slydimas yra 0,01 ir tuščiosios veikos greitis 78 rad/s yra artimas sukamojo magnetinio lauko sinchroniniam greičiui 78,5 rad/s.

3. Eksperimento metu gautos dinaminės šešiafazio asinchroninio variklio paleidimo charakteristikos maitinant jį skirtinga įtampa. Atlikus

eksperimentinių rezultatų lyginamąją analizę su imitacijos rezultatais nustatyta, kad sudarytas šešiafazio asinchroninio variklio modelis imituoja: variklio paleidimo pereinamojo vyksmo trukmę 4 % maksimalia paklaida, didžiausio momento vertę pereinamojo vyksmo metu – 4 % maksimalia paklaida, nusistovėjusio greičio vertę – artimą eksperimentiniai. Taip pat nustatyta, kad dėl modelio sudarymo supaprastinimo prielaidų imitacijos rezultatai ne visiškai kartoja eksperimentinio bandymo tarpinius rezultatus.

4. Imitaciniais tyrimais gauta, kad didinant šešiafazio asinchroninio variklio maitinimo įtampą ir jį apkraunant, didžiausiasis momentas padidėja, tačiau momento pereinamojo vyksmo trukmė sumažėja. Imitaciniais ir eksperimentiniais tyrimais parodyta, kad paleidžiant variklį gaunamas toks pats reiškinys: didžiausias momentas didėja, tačiau pereinamojo vyksmo trukmė mažėja.

Literatūros sąrašas

Abbas, M. A.; Christen, R.; Jahns, T. M. 1984. Six-phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor, *in IEEE Transactions Industrial Applications.* 5(20):1251–1259.

Abolhassani, M. T. 2005. A Novel Multiphase Fault Tolerant High Torque Density Permanent Magnet Motor Drive for Traction Applications, *in Proceedings IEEE IEMDC, San Antonio, TX*: 728–734.

Andrese, E.; Bieniek, K. 1981. 6-phase Induction Motors for Current-Source Inverter Drives, *in Conference Recorded IEEE IAS Annual Meeting, Philadelphia*: 607–618.

Apsley, J. M.; Gonzalez-Villasenor, A.; Barnes, M.; Smith, A. C.; Williamson, S.; Schuddebeurs, J. D.; Norman, P. J.; Booth, C. D.; Burt, G. M. 2009. Propulsion Drive Models for Full Electric Marine Propulsion Systems, *in IEEE Transactions on Industry Applications* 2(45): 676–694.

Apsley, J. M.; Williamson, S. 2005. Analysis of multi-phase induction machines with winding fault, *in Proceedings IEEE IEMDC, San Antonio, TX*: 249–255.

Ahmad, M. 2010. *High Performance AC Drives. Modeling Analysis and Control.* Springer, London, UK. ISBN 978-3-642-13149-3, 290 p.

Blaschke, F. 1972. Principal of field orientation applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines, *in Siemens Review,* vol. 39. 217–220.

Boldea, S.; Nasar, A. 2005. *Electric drives.* Taylor & Francis Group CRC. 522 p.

Bojoi, R.; Farina, F.; Lazzari, M.; Profumo, F.; Tenconi, A. 2003. Analysis of the assymmetrical operation of dual three-phase induction machines, *in Proceedings IEEE IEMDC*: 429–435.

Bojoi, R.; Griva, G.; Profumo, F. 2006. Field oriented control of dual three-phase induction motor drives using a Luenberger flux observer, *in Conference Recorded IEEE IAS Annual Meeting, Tampa*:1253–1260.

Bojoi, R.; Lazzari, M.; Profumo, F.; Tenconi, A. 2002. Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives, *in Conference Recorded IEEE IAS Annual Meeting, Pittsburg*: 818–825.

Bojoi, R.; Levi, E.; Farina, F.; Tenconi, A.; Profumo, F. 2006. Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame, *Proceedings IEEE Power Applications* 1(153): 129–139.

Bojoi, R.; Profumo, F.; Tenconi, A. 2003. Digital synchronous frame current regulation for dual three-phase induction motor drives, *in Proceedings IEEE PESC, Acapulco, Mexico*: 1475–1480.

Bojoi, R.; Tenconi, A.; Griva, G.; Profumo, F. 2005. Vector control of dual three-phase induction motor drives using two current sensors, *in Conference Recorded IEEE IAS Annual Meeting, Hong Kong*: 1805–1812.

Bolton W. 2003. *Mechatronics. Electronic control systems in mechanical and electrical engineering (3rd edition)*. England. 567 p.

Bose, B. K. 2002. *Modern power electronics and AC drives.* New Jersy, Prentice Hall. 738 p.

Bose, B. 2006. *Power Electronics and Motor Drives.* Elsevier, San Diego, USA. ISBN 978-0-12-088405-6, 851 p.

Bugenis, S. J.; Vanagas, J.; Gečys, S. 2008. Optimal Phase Number of Induction Motor with the Integrated Frequency Converter. *Electronics and Electrical Engineering,* Kaunas, Lithuania. 67–70.

Bukšnaitis, J. J. 2007. *Kintamosios srovės trifazių elektros mašinų apvijų elektromagnetinis efektyvumas.* Kaunas. 196 p.

Camillis, L. D.; Matuonto, M.; Monti, A.; Vignati, A. 2001. Optimizing current control perfomance in double winding asynchronous motors in large power inverter drives, *IEEE Transactions Power Electronics* 5(16): 676–685.

Casadei, D.; Mengoni, M.; Serra, G.; Tani, A.; Zarri, L. 2008. Optimal Fault-Tolerant Control Strategy for Multi-Phase Motor Drives Under an Open Circuit Phase Fault Condition. *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*: 1–6.

Chiasson, J. 2005. *Modeling and high performance control of electrical machines*. IEEE Press Wiley Interscience, Hoboken, USA. ISBN 0-471-68449-X. 736 p.

Corzine, K. A.; Sudhoff, S. D.; Lewis, E. A.; Schmucker, D. H.; Youngs, R. A.; Hegner, H. J. 1998. Use of Multi-level converters in Ship Propulsion Drives, *in Proceedings All Electric Ship Conference, London*: 155–163.

Dasika, J. D.; Qin, J.; Saeedifard, M.; Pekarek, S. D. 2012. Predictive Current Control of a Six-Phase Assymmetrical Drive System Based on Parrallel-Connected Back-to-Back Converters, *in Energy Conversion Congress and Exposition*: 137–141.

Drozdowski, P. 2011. Multiphase Cage Induction Motors for Controlled Drives. *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*: 7–12.

Duran, M. J.; Salas, F.; Arahal, M. R. 2008. Bifuration Analysis of Five-Phase Induction Motor Drives With Third Harmonic Injection, *in IEEE Transactions on Industrial Electronics* 5(55): 2006–2014.

Freescale semicondoctors. [Interaktyvus] 2013. [Žiūrėta: 2013-03-09]. <http://www.freescale.com/files/32bit/doc/app note/AN3000.pdf>.

Fu, J. R.; Lipo, T. A. 1994. Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with opened phase, *in IEEE Transactions Industry Applications* 5(30): 1267–1274.

Gečys, S.; Kalvaitis, A.; Smolskas, P. 2010. *Elektros mašinos.* Kaunas: Technologija. 209 p.

Golubev, A. N., Ignatenko, V. 2001. Anomalous operation of multiphase asynchronous electric drive, *Russian Electronic Engineering.* 10(72): 22–28.

Gopakumar, K.; Sathiakumar, S; Biswas, S. K.; Vithayathil, J. 1984. Modified Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive with Reduced Torque Pulsation, *Proceedings IEE* 4(131): 159–164.

Gregor, R.; Barrero, Duran, M. J.; Arahal, M. R.; Toral, S. 2008. Model Based Predictive Current Control of Asynchronous Six-phase Motor Drive [Žiūrėta: 2012-04-11]. < http://www.icrepq.com/icrepq-08/230-gregor.pdf>.

Gregor, R.; Barrero, F.; Toral, S.; Duran, M. J. 2008. Realization of an Asynchronous Six-Phase Induction Motor Drive Test-Rig, *International Conference on Renewable Energy and Power Quality*: 1–5.

Grigore-Muler, O.; Barbelian M. 2010. The simulation of a multi-phase induction motor drive, *12th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipment, OPTIM*: 297–306.

Gritter, D.; Kalsi, S. S.; Henderson, N. Variable Speed Electric Drive Options for Electric Ships, *in Proceedings IEEE ESTS, Philadelphia*: 374–354.

Hasse, K. 1969. Zur dynamik drehzahlgeregelter antriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-kurzschluβläufermaschinen. *Darmstadt, tech Hochsch.* 1–10.

Hua, L.; Yunping, Z.; Bi, H. 2006. The vector control strategies for multi-phase synchronous motor drive systems, *in Proceedings IEEE ISIE, Montreal, Canada*: 2205–2210.

Hou, L.; Su, Y.; Chen, L. 2003. DSP-based indirect rotor flux oriented control for multiphase induction machines, *in Proceedings IEEE IEMDC, Madison*:976–980.

Iqbal, A.; Ahmed, S. M.; Khan, M. A.; Khan, M. R.; Abu-Rub, H. 2010. Modeling, Simulation and Implementation of a Five-Phase Induction Motor Drive System, *in Join International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems*: 1–6.

Iqbal, A.; Moinuddin, S.; Khan, M. R.; Ahmed S. M.; Abu-Rub, H. 2010. A Novel Three-Phase Transformation Using a Special Transformer Connection, *in IEEE Transactions on Power Delivery* 3(25): 1637–1644.

Jacobina, C. B.; Freitas, I. S.; Oliveira, T. M.; da Silva, E. R. C.; Lima, A. M. N. 2004. Fault tolerant control of five-phase AC motor drive, *in Proceedings IEEE PESC, Aachen, Germany*: 3486–3492.

Jacobina, C. B.; Miranda, R. S.; Correa, M. B. D. R., Lima A. M. N. 2004. Disturbance-free operation of a six-phase AC motor drive system, *in Proceedings IEEE PESC, Aachen, Germany*: 925–931.

Jacobina, C. B.; Miranda, R. S.; Lima A. M. N. 2005. Reconfigurable fault tolerant dual-winding AC motor drive System, *in Proceedings IEEE PESC, Recife, Brazil*: 1574–1579.

Jahns, T. M. 1980. Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase-drive units, *in IEEE Transaction Industry Applications* 3(16): 321–331.

Janickas, R. 2013. *Mechatroninių pavarų parametrų identifikavimas realiuoju laiku.* Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 106 p.

Jian Yu Finch, J. W.2001. An alternative way to the scalar control of induction drives, *in Electrical Machines and Systems the Fifth International Conference* vol.2. 683–686.

Jones, M.; Vukosavic, S. N.; Levi, E.; Iqbal, A. 2005. A Six-Phase Series-Connected Two-Motor Drive With Decoupled Dynamic Control, *in IEEE Transactions on Industry Applications* 4(41): 1056–1066.

Juraitis, S. 2012. *Dvimasės elektromechaninės sistemos pereinamųjų vyksmų tyrimas.* Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 122 p.

Joliet technologies [Interaktyvus] 2013 [Žiūrėta: 2013-01-08] <http://www.joliettech.com/what is a variable frequency drive.htm>.

Kadaba, A.; Suo, S.; Sizov, G. Y.; Yeh, C. C.; Sayed-Ahmed, A.; Demerdash, N. A. O.; Fellow, L. 2011. Design and Modeling of a Reversible 3-Phase to 6-Phase Induction Motor for Improved Survivability, *in Power and Energy Society General Meeting*: 1–5.

Kats, Y. 1997. Adjustable-Speed Drives With Multiphase Motors, *in IEEE Conference*: 1–3.

Kazmierkowski, M. P.; Krishnan, R.; Blaabjerg, F. 2002. Control in power Electronics in Selected Problems. Elsevier Science. USA. 509 p.

Kianinezhad, R.; Nahid, B.; Baghli, J.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2006. Aspects of current regulation in indirect field oriented control of dual three phase induction machines, *in Proceedings IEEE ICIT, Mumbai, India*: 933–938.

Kianinezhad, R.; Nahid, B.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2004. A new field orientation control of dual three phase induction machine, *in Proceedings IEEE ICIT, Hammamet, Tunisia*: 187–192.

Kianinezhad, R.; Nahid-Mobarakeh, B.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2005. Sensorless field-oriented control for six-phase induction machines, *in Conference Recorded IEEE IAS Annual Meeting, Hong Kong*: 999–1006.

Krause, P.; Wasynczuk, O.and Sudhoff, S. 2002. *Analysis of Electric Machinery and Drive systems*, 2nd ed., New York: Willey IEEE. 619 p.

Kriaučiūnas, J. 2013. *Bejutiklių asinchroninių dažninių pavarų tyrimas.* Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 94 p.

Leonhard, W. 2001. Control of electric drives, *3rd edition. Springer.* 440 p.

Levi, E. 2008. Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications, *in IEEE Transactions on Industrial Electronics*: 1893–1909.

Levi, E.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Toliyat, H. A.; Williamson, S. 2007. Multiphase induction motor drives – a technology status review, *in IET Electric Power Applications* 1(4): 489–516.

Lipinskis, T. Daugiafazių dažnio keitiklių įtampos formavimo metodų analizė, *Mokslas – Lietuvos ateitis = Science – future of Lithuania: elektronika ir elektrotechnika = Electronics and electrical engineering*: 119–123.

Lipinskis, T.; Baškys, A.; Rutkauskas, A. 2013. Six-phase voltage forming method using the largest magnitude space vectors. *Electronics and Electrical Engineering,* Kaunas, Lithuania. 99–102.

Lipo, T. A. 1980. A d-q model for six-phase induction machine, *in Proceedings on International Conference on Electric machines*:860–867.

Locment, F.; Semail, E.; Kestelyn, X.; Bouscayrol, A. 2006. Control of a seven-phase axial flux machine designed for fault operation, *in Proceedings IEEE IECON, Paris, France*: 1101–1106.

Lu, S.; Corzine, K. 2005. Multilevel Multi-Phase Propulsion Drives, *in IEEE Electric Ship Technologies Symposium*: 363–370.

Mantero, S.; Monti, A.; Spreafico, S. 2000. DC-bus Voltage Control for Double Star Asynchronous Fed Drive Under Fault Conditions, *in Proceedings IEEE PESC, Galway, Ireland*: 533–538.

Mantero, S.; Paola, E. D.; Marina, G. 1999. An Optimised Control Strategy for Double Star Motors Configuration in Redundancy Operation Mode, *in Proceedings Eur. Power Electronics Applications Conference (EPE), Lausanne, Switzerland.*

Marino, R.; Tomei, P. & Verrelli, C. 2010. *Induction Motor Control Design.* Springer. London, UK. ISBN 978-1-84996-283-4. 363 p.

McSharry, J. P.; Hamer, P. S.; Morrison, D.; Nessa, J.; Rigsby, J. G. 1998. Design, fabrication, back-to-back test of 14200-HP two-pole cylindrical-rotor synchronous motor for ASD application, *in IEEE Transactions Industry Applications* 3(34): 526–533.

Merabtene, M.; Benkhoris, M. F.; LeDoeuff, R. 2003. A unified model to control the DSSM PWM inverter set under balanced and unbalanced functioning, *in Proceedings Eur. Power Electronics Applications Conference (EPE),Toulouse, France.*

Miranda, R. S.; Jacobina, C. B.; Lima, A. M. N. 2009. Modeling and Analysis of Six-Phase Induction Machine Under Fault Condition. *Power Electronics Conference COBEP'09*. Brazilia. 824–829.

Monti, A.; Morando, A. P.; Resta, L.; Riva, M. 1995. Comparing Two-Level GTO-Inverter Feeding a Double Star Asynchronous Motor with a Three level GTO-Inverter feeding Single Star Asynchronous Motor, *in Proceedings EPE, Seville, Spain*: 2.419–2.425.

Nabi, H. P.; Dadashi, P.; Shoulaie, A. 2011. A Novel Structure for Vector Control of Symmetrical Six-Phase Induction Machines with Three Current Sensors, *in ETASR – Engineering, Technology and Applied Science Research* 1(2): 23–29.

Nanoty, A.; Chudasama, A. R. 2012. Control of Designed Developed Six Phase Induction Motor. *Electromagnetics and Applications*: 77–84.

Nanoty, A.; Chudasama, A. R. 2013. Design, Development of Six Phase Squirrel Cage Induction Motor and its Comparative Analysis with Equivalent Three Phase Squirrel Cage Induction Motor Usind Circle Diagram. *Emerging Technology and Advanced Engineering*: 731–737.

Oleschuk, V.; Grandi, G.; Sanjeevikumar, P. 2011. Simulation of Processes in Dual Three-Phase System on the Base of Four Inverters with Synchronized Modulation. *Advances in Power Electronics*: 1–9.

Ong, C-M. 1998. *Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink.* Prentice Hall. New Jersey, USA. ISBN 0-13-723785-5. 626 p.

Parsa, L.; Toliyat, H. A. 2004. Fault-tolerant control five-phase permanent magnet motor drives, *in Conference Recorded IEEE IAS Annual Meeting, Seattle, WA*: 1048–1054.

Pavithran, K. N.; Parimelagan, R.; Krishnamurthy, M. R. 1988. Studies on Inverter-Fed Five-Phase Induction Motor Drive, *in IEEE Transactions Power Electronics* 2(3): 224–235.

Petrovas, A. 2007. *Trifazių asinchroninių variklių dinaminiai modeliai*. Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 93 p.

Rashid, M. H. 2001. Power electronics handbook, *in Academic Press, Anglija*. 892 p.

Rata, I.; Todos, P.; Nuca, I. 2007. A review of the multiphase electric machines, *6th International Conference on Electromechanical and Power Systems*: 154–159.

Reljić, D. D.; Ostojić, D. B.; Vasić, V. V. 2006. Simple speed sensorless control of induction motor drive, *in Sixth international symposium Nikola Tesla*. 1–4.

Renukadevi, G.; Rajambal, K. 2011. Generalized Model of Multi-Phase Induction Motor Drive Using Matlab/Simulink, *in Innovative Smart Grid Technologies*: 114–119.

Rinkevičienė R., Petrovas A. 2007. Mechatroninių sistemų modeliavimas. Mokomoji knyga. Vilnius. 156 p.

Rinkevičienė, R.; Petrovas, A. 2005. Dynamic models of linear induction drives. *In Information Technology and Control*, Nr. 1(34). 37–41.

Robyns, B.; Francois; B., Degobert, P.; Hautier, J. P. 2012. *Vector control of induction machines*. ISBN:978-0-85729-900-0. 222 p.

Smith, A. C.; Williamson, S.; Hodge, C. G. 2003. High Torque Dense Naval Propulsion motors, *in Proceedings IEEE IEMDC, Madison*: 1421–1427.

Simond, J. J.; Sapin, A.; Xuan, T.; Wetter, R.; Burmeister, P. 2005. 12-pulse LCI synchronous drive for a 20 Mwncompressor: Modelling, simulation and measurements, *in Conference Recorded IEEE IAS Annual Meeting, Hong Kong*: 2302–2308.

Singh, G. K.; Nam, K.; Lim, S. K. 2005. A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine, *in IEEE Transactions Industry Electronics* 4(52): 1177–1184.

Singh, G. K.; Pant. 2000. Analysis of multiphase induction machine under fault condition in a phase-redundant AC drive systems, *EMP Systems* 6(28): 577–590.

Singh, G. K.; Pant, V.; Singh, Y. P. 2003. Voltage source inverter driven multi-phase induction machine, *Computers and Electrical Engineering* 29: 813–834.

Steiner, M.; Deplazes, R.; Stemmler, H. 2000. A New Transformerless Topology for AC-Fed Traction Vehicles Using Multi-Star Induction Motors, *in EPE* ¾(10): 45–53.

Sul, S-K. 2011. *Control of Electric Machine Drive Systems.* IEEE Press, Wiley Interscience, Hoboken, USA. ISBN 978-0-470-87655-8. 339 p.

Sudhoff, S. D.; Alt, J. T.; Hegner, N. J.; Robey, H. N. 1997. Control of a 15-phase induction motor drive system, *in Proceedings Naval Symposium Electrical Machines, Newport*: 69–75.

Trzynadlowski, M.; Andrzej, P. 2001. *Control of induction motors*. Academic press. 228 p.

Venter, P; Jimoh, A. A. 2012. Realization of a 3 and 6 Phase Induction Machine, *in International Conference on Electrical Machines*: 447–453.

Vukosavic, S. N.; Jones, M.; Levi, E.; Varga, J. 2005. Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine, *Electronic Power Systems* 75(2/3): 142–152.

Wach, P. 2011. *Dynamics and Control of Electric Drives*. Springer. Berlin, Germany. ISBN 978-3-642-20221-6. 476 p.

Wang, H.; Zhao, R.; Cheng, F.; Yang, H. 2011. Six-Phase Induction Machines Driven By the Matrix Converter, *in International Conference on Electrical Machines and Systems*: 1–5.

Weichao, L.; Shiguang, H. A. G.; Chi, S. 2008. Rapid Control Prototyping of Fifteen-Phase Induction Motor Drives Based on dSPACE, *International Conference on Electrical Machines and Systems*: 1604–1607.

Williamson, S.; Smith, S. 2003. Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines, *in IEEE Transactions on Industry Applications* 4(39): 986–993.

Williamson, S.; Smith, S. 2004. Fault Tolerance in Multiphase Propulsion Motors, *in Marine Engineering Technologies*: 3–7.

Zdenek, D. 1986. 25 MW High-Speed Electric Drive With Thyristor Speed Control, *Heavy Industry* 4: 5–9.

Zheng, L.; Fletcher, J. E.; Williams, B. W. 2006. Current Optimisation for a Multi-phase Machine Under an Open-circuit Phase Fault Condition, *in Proceedings IEE International Conference PEMD, Dublin, Ireland*: 414–419.

Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Kundrotas, B.; Lisauskas, S.; Rinkevičienė, R. 2011. Model of multiphase induction motor. *Electronics and electrical engineering.* No. 5(111): 111–114. Kaunas: Technologija. ISSN 1392-1215 (Thomson Reuters Web of Science).

Kundrotas, B. 2012. Daugiafazių variklių naudojimo sritys ir perspektyvos. *Mokslas – Lietuvos ateitis = Science – future of Lithuania: elektronika ir elektrotechnika = electronics and electrical engineering*. T. 4, Nr. 1: 67–70. Vilnius: Technika. ISSN 2029-2341.

Kundrotas, B. 2013. Sutelktosios dvisluoksnės šešiafazės apvijos sudarymas. *Mokslas – Lietuvos ateitis = Science – future of Lithuania: elektronika ir elektrotechnika = electronics and electrical engineering*. T. 5, Nr. 2: 160–163. Vilnius: Technika. ISSN 2029-2341.

Rinkevičienė, R.; Kundrotas, B; Lisauskas, S. 2013. Model of controled six phase induction motor. *World Academy of Science, Engineering and Technology.* Vol. 7, Nr. 1. Zurich. 217–221. ISSN 2010-376X.

Kundrotas, B.; Petrovas, A.; Rinkevičienė, R.; Smilgevičius, A. 2014. Research of Six-Phase Induction Motor Windings. *Electronics and electrical engineering.* No. 1(20): 15–18. Kaunas: Technologija. ISSN 1392-1215 (Thomson Reuters Web of Science).

Kituose leidiniuose

Kundrotas, B.; Rinkevičienė, R.; Lisauskas, S. 2011. Control of six-phase induction drive. *In 7th International conference on mechatronic systems and materials MSM 2011*. Kaunas: Technologija. 209–210. ISSN 1822-8283.

Lisauskas, S.; Kundrotas, B.; Rinkevičienė, R.; Smilgevičius, A. 2011. Investigation into six-phase induction drive dynamic characteristics. *In Proceedings of the 6th International Conference on Electrical and Control Technologies ECT–2011.* Kaunas: Technologija. 218–221. ISSN 1822-5934.

Rinkevičienė, R.; Kundrotas, B.; Tolvaišienė, S. 2013. Model of six-phase induction motor. *In 9th International conference on mechatronic systems and materials MSM 2013*. Vilnius: Technika. 204–205. ISSN 1822-8283.

Kundrotas, B.; Rinkevičienė, R. 2013. Forming of six-phase double layer induction motor windings. *In Proceedings of Doctoral School of Energy and Geotechnology II*. Pärnu, Estonia. 93–96. ISBN 978-9985-69-054-3.

Summary in English

Introduction

Formulation of the problem

Six phase motors has many advantages over conventional three phase motors such as increased torque per ampere for the same volume of machine, reduced stator copper losses, reduced rotor harmonic currents, high power capability by dividing the required power between multiple phases, reduced torque pulsations and higher reliability. In particular, unlike in a three phase motor, the loss of stator phase does not prevent the machine from starting and running.

The six phase motors are more perspective compared with three phase motors in local systems where the one type of energy is converted in other one. It happens at nuclear power-stations, nuclear submarines, spacecrafts and others.

There are wide range of six phase motor speed control methods, because their are basically the same as for three phase motors.

The mathematical models are used to develop six phase motor dynamic characteristics. Usually the equations are solved in matrix form. The simulation software such as *Matlab*® *Simulink*® is more superior. Simulation models can be used in rapid prototyping and allows to verify system operation in real-time when part of examined system is changed by its computer model.

The type of stator winding has the substantial contribution to main machine characteristics. There for it is very important to investigate different types of six phase motor stator windings.

Topicality of the thesis

The perfomed work demonstrates that six phase induction motor *Matlab*® *Simulink*® model according to stator and rotor currents or to stator and rotor flux for six phase induction motor starting transients with different supply voltage and load can be used. This model can be applied for controlled induction drives development. Six phase induction motor *Matlab*® *Simulink*® model can be used in rapid prototyping to verify system operation.

The object of research

The six phase induction motor and their transients when different supply voltage and load are used.

The aim of thesis

To design six phase induction motor with concentrated double layer short pitch coil stator winding, to develop simulation model and to investigate transients of torque and speed.

The tasks of the thesis

The following tasks have to be solved to achieve the aim of the work:

1. Design concentrated double layer short pitch coil six phase winding and concentrated double layer full pitch coil six phase winding and to compare their efficiency.
2. Develop six phase induction motor computer model according to stator and rotor current differential equations and six phase asynchronous motor computer model according to stator and rotor flux differential equations.
3. Develop scalar controlled six phase induction drive simulation model and investigate transients of torque and speed.
4. Design and construct six phase induction motor test stand and verify adequacy of simulation results.

The research methods

Research includes analytical, digital, experimental investigation methods as well as object-oriented computer models and simulation. Simulation models are developed in *Matlab*® *Simulink*® software. Experimental studies are carried out with specialized test bench at Automation department laboratory of Vilnius Gediminas technical university.

Scientific novelty

The following research results were obtained, that are relevant in the area of electrical engineering and electronics:

1. New concentrated double layer short pitch coil six phase winding and new concentrated double layer full pitch coil six phase winding are formed. Their efficiency are compared and greater efficiency concentrated double layer short pitch coil winding practically tested.

2. Developed new six phase asynchronous motor computer models according to stator and rotor current and flux equations, which can be used in rapid prototyping.
3. Developed new scalar controlled six phase asynchronous motor drive for transients investigation.

Practical significance of the obtained results

The investigation methodology and obtained results can be used to design frequency controlled six phase induction motor drives. Elaborated computer models can be easily improved and used to solve various engineering problems. Developed and tested by simulations systems can be used in real systems. The topicality of work is proved by the high technology development program project. During the implementation of it important results of the dissertation were obtained.

Defended statments

1. Formed concentrated double layer short pitch coil six phase winding has the first harmonic greater by 22% than concentrated double layer full pitch coil six phase winding.
2. Developed *Matlab*® *Simulink*® six phase induction motor model for dynamic characteristic investigation at different supply voltage, frequency and load cases can be used.
3. Elaborated and experimentally investigated six phase induction motor with concentrated double layer short pitch coil winding in stator shows simulation and experimental torque and speed transients values disjunction less than 4% in steady state.

Approval of the dissertation

Dissertation topic is printed in five scientific articles, two – in scientific journal included in the Thomson ISI (Web of Science) list (Kundrotas, et. al., 2011; Kundrotas, et. al., 2014), two – in national scientific journal included in the IndexCopernicus list (Kundrotas, 2012; Kundrotas, 2013) and one – in international scientific journal included in the Scopus list (Rinkevičienė, Kundrotas, et. al., 2013).

Dissertation research results have been published in four international scientific conferences.

The structure of the dissertation

The dissertation is written in Lithuanian. The dissertation layout consists of three main chapters, list of references and list of author‘s publications on the subject of dissertation. The work covers 118 pages, 99 figures, 3 tables, 43 numbered formulas and 104 bibliographic sources. In the first chapter mathematical models and control methods of six phase induction motors are reviewed. In the second chapter the development methodology and tools of six phase induction motors computer models are presented. Simulation and experimental results of six phase induction motor drive are presented in the third chapter.

1. Review of six phase induction motors and control methods

Six phase motors are the focus of research recently due to their inherent advantages compared to three phase motors. Some of them: improved reliability as the machine continues running with one of its many phases open or short-circuited and there is not much performance degradation, reduced iron loss leading to improved overall performance, lower current per phase without increase in per phase voltage, increased torque per rms ampere for the same machine volume.

Six phase motors have been proposed for different applications: electric vehicles, nuclear power plants for its circulation pumps, ships, and spacecrafts.

In order to develop the six phase induction motor model, the following assumptions are made: the air gap is uniform and the windings are sinusoidally distributed around the air gap; magnetic saturation and core losses are neglected. As for three phase induction motor, *d–q* rotating reference frame is used.

The six phase induction motor can be modeled with the following voltage equations in synchronous reference frame:

$$\begin{aligned}
u_{qs1} &= R_s i_{qs1} + s\Psi_{qs1} + \omega_e \Psi_{ds1}, \\
u_{ds1} &= R_s i_{ds1} + s\Psi_{ds1} - \omega_e \Psi_{qs1}, \\
u_{qs2} &= R_s i_{qs2} + s\Psi_{qs2} + \omega_e \Psi_{ds2}, \\
u_{ds2} &= R_s i_{ds2} + s\Psi_{ds2} - \omega_e \Psi_{qs2}, \\
u_{qr} &= R_r i_{qr} + s\Psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r)\Psi_{dr}, \\
u_{dr} &= R_r i_{dr} + s\Psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\Psi_{qr},
\end{aligned} \tag{S.1}$$

where R_s – stator inductance, i_{qs1}, i_{qs2} – stator *q* axis current components, i_{ds1}, i_{ds2} – stator *d* axis current components, Ψ_{qs1}, Ψ_{qs2} – stator *q* axis flux linkage components, Ψ_{ds1}, Ψ_{ds2} – stator *d* axis flux linkage components, R_r – rotor inductance, i_{qr} – rotor *q* axis current component, i_{dr} – rotor *d* axis current component, Ψ_{qr} – rotor *q* axis flux linkage component, Ψ_{dr} – rotor *d* axis flux linkage component, s – Laplace operator, ω_e – speed of rotating magnetic field, ω_r – speed of rotor.

The flux linkages are expressed as:

$$\begin{aligned}
\Psi_{qs1} &= L_{ls} i_{qs1} + L_{lm}\left(i_{qs1} + i_{qs2}\right) + L_m\left(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}\right), \\
\Psi_{ds1} &= L_{ls} i_{ds1} + L_{lm}\left(i_{ds1} + i_{ds2}\right) + L_m\left(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}\right), \\
\Psi_{qs2} &= L_{ls} i_{qs2} + L_{lm}\left(i_{qs1} + i_{qs2}\right) + L_m\left(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}\right), \\
\Psi_{ds2} &= L_{ls} i_{ds2} + L_{lm}\left(i_{ds1} + i_{ds2}\right) + L_m\left(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}\right), \\
\Psi_{qr} &= L_{lr} i_{qr} + L_m\left(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}\right), \\
\Psi_{dr} &= L_{lr} i_{dr} + L_m\left(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}\right),
\end{aligned} \tag{S.2}$$

where L_{ls} – stator leakage inductance, L_m – magnetizing inductance, L_{lm} – stator mutual leakage inductance, L_{lr} – rotor leakage inductance.

The voltage and flux linkage equations corresponds the equivalent circuits, shown in Fig. S.1 and Fig. S.2.

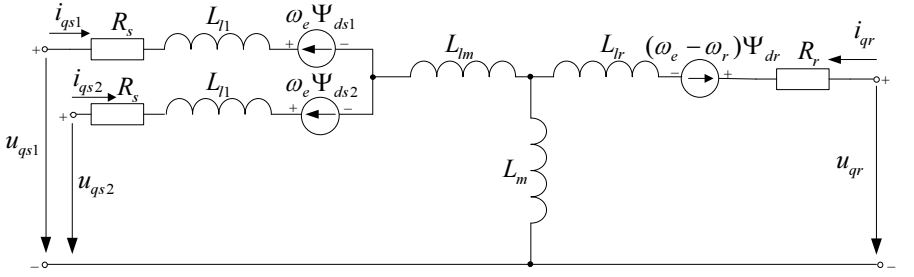


Fig. S.1. Dynamic equivalent per phase circuit *d*–*q* of induction motor, *q* circuit

The electromagnetic torque can be expressed in the synchronous *d*–*q* reference frame as:

$$M_e = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\left[\Psi_{dr}\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)-\Psi_{qr}\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)\right], \tag{S.3}$$

where P – number of pole, L_r – rotor inductance.

The equation of drive movement is written as:

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{1}{J}\left(M_e - M_{st}\right), \tag{S.4}$$

where J – rotor inertia, M_e – electromagnetic torque developed by motor, M_{st} – load torque.

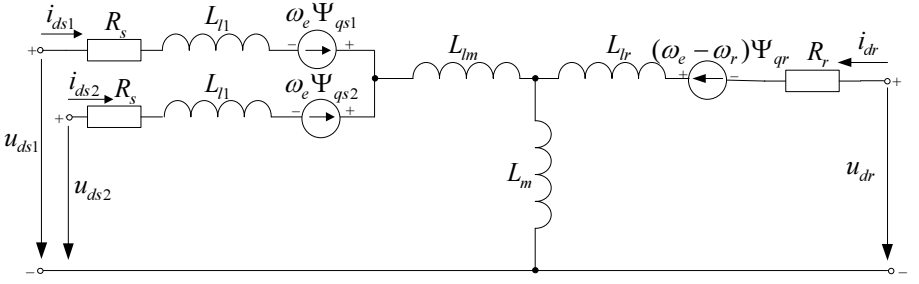


Fig. S.2. Dynamic equivalent per phase circuit *d*–*q* of induction motor, *d* circuit

2. Methods to develop six phase motor model

According to (S.1) and (S.2) formulas following current equations in synchronous reference frame are obtained:

$$
\begin{aligned}
i_{qs1} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{qs1}-R_s i_{qs1}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}-sL_m i_{qr}- \\
&-\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}+L_m i_{dr}\right]\Big\}, \\
i_{qs2} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{qs2}-R_s i_{qs2}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}-sL_m i_{qr}- \\
&-\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}+L_m i_{dr}\right]\Big\}, \\
i_{ds1} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{ds1}-R_s i_{ds1}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds2}- \\
&-sL_m i_{dr}+\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+L_m i_{qr}\right]\Big\}, \\
i_{ds2} &= \frac{1}{s}\frac{1}{\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)}\Big\{u_{ds2}-R_s i_{ds2}-s\left(L_{lm}+L_m\right)i_{ds1}- \\
&-sL_m i_{dr}+\omega_e\left[\left(L_{ls}+L_{lm}+L_m\right)i_{qs2}+\left(L_{lm}+L_m\right)i_{qs1}+L_m i_{qr}\right]\Big\}, \\
i_{qr} &= \frac{1}{s}\frac{1}{L_{lr}+L_m}\Big\{u_{qr}-R_r i_{qr}-s\,L_m\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)- \\
&-\left(\omega_e-\omega_r\right)\left[\left(L_{lr}+L_m\right)i_{dr}+L_m\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)\right]\Big\}, \\
i_{dr} &= \frac{1}{s}\frac{1}{L_{lr}+L_m}\Big\{u_{dr}-R_r i_{dr}-s\,L_m\left(i_{ds1}+i_{ds2}\right)+ \\
&+\left(\omega_e-\omega_r\right)\left[\left(L_{lr}+L_m\right)i_{qr}+L_m\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)\right]\Big\}.
\end{aligned}
\tag{S.5}
$$

The six phase induction motor *Simulink*® model is developed according to (S.3), (S.4) and (S.5) expressions. It consists of stator, rotor and torque computational models. Computational stator model is shown in the Fig. S.3. Computational rotor and torque models are shown respectively in the Fig. S.4 and Fig. S.5.

The six phase induction motor model for dynamic characteristic investigation can be used. Different voltage values in computational stator model blocks step 1 and step 2 can be selected. Reference voltage and speed ratio can be settled in this motor model using voltage and speed connections. Different loads can be connected to the rotor shaft at investigating of motor transients.

The *Simulink*® motor model is compatible with all motors control models made in this program. The six phase S*imulink*® motor model can be used in real system to change a part of it for faults examination.

3. Simulation and experimental results of six phase induction motor investigation

Six phase induction motors are not produced. The experimental model should be designed starting from windings layout.

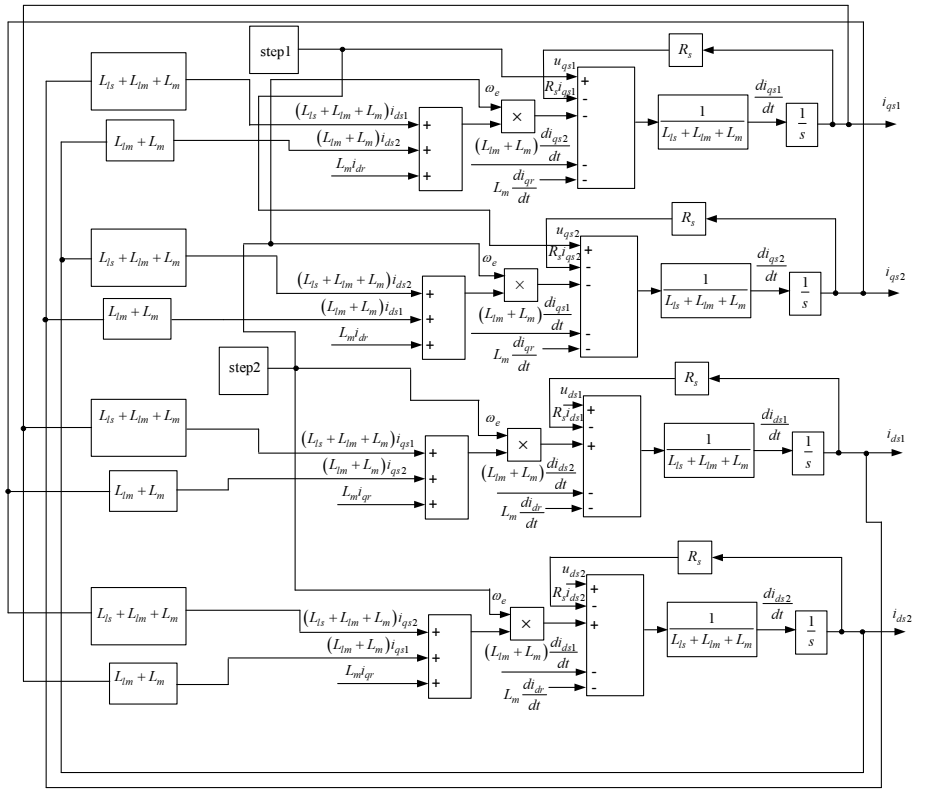


Fig. S.3. Computational stator model of six phase induction motor

Double layer windings have many advantages over single layer windings: easier to manufacture and lower cost of coils, fractional slot can be used, chorded winding is possible, lower leakage reactance and therefore, better performance of the machine. Parameters of stator winding are: total number of slots $S = 48$, number of poles $2P = 8$, number of phase $m = 6$, pole pitch $\tau = 6$, slot angular pitch $\alpha = \frac{\pi}{6} = 30°$, number of slots per pole per phase $q = 1$, coil pitch $y = 5$, phase spread $\sigma_1 = \frac{\pi}{5} = 30°$, angle

between stator current phasors is $60°$. Elaborated connection scheme of winding sections is presented in Fig. S.6.

Concentrated double layer short pitch coil six phase winding and magnetomotive force is presented in Fig. S.7.

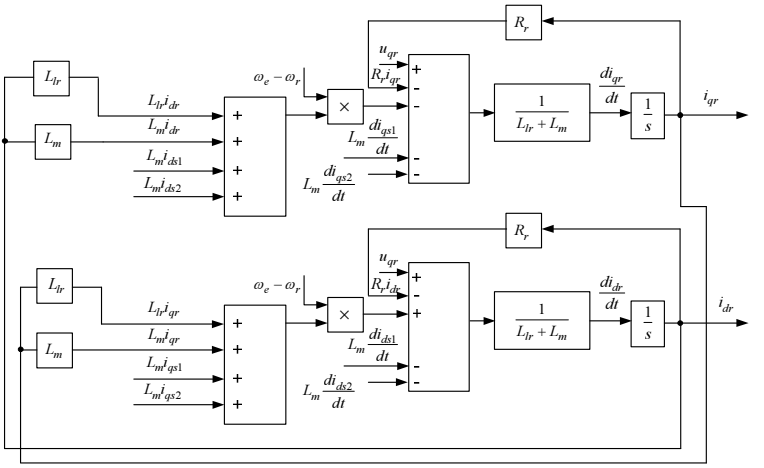


Fig. S.4. Computational rotor model of six phase induction motor

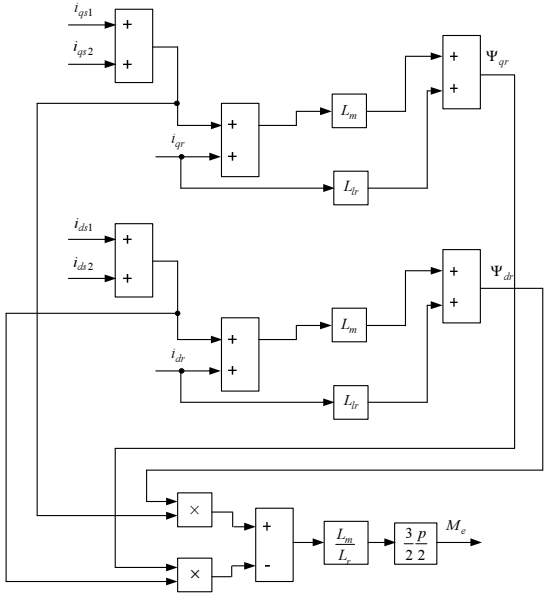


Fig. S.5. Computational model of six phase induction motor torque

Parameters of stator full pitch coil winding are equal to that of the first one, only coil pitch $y = 6$ and phase spread $\sigma_1 = \frac{\pi}{6} = 30°$. Concentrated double layer full pitch coil six phase winding and magnetomotive force is presented in Fig. S.8.

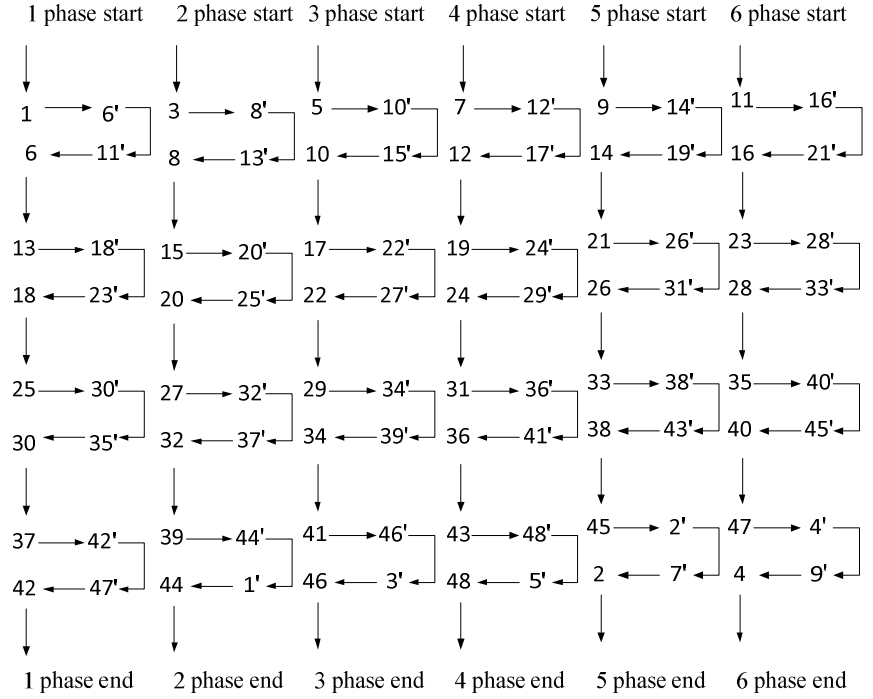


Fig. S.6. Concentrated double layer short pitch coil six phase winding connection scheme of sections

Analysis of the considered first type of winding indicates, that during one pole pitch the relative magnetomotive force $F_1(\varphi)$ has the shape, shown in Fig. S.9.

Space harmonic spectrum of each winding magnetomotive force can be obtained on the base of Fourier series. The Fourier transform coefficients of the function $F_1(\varphi)$, shown in Fig. S.9 are calculated in this way:

$$b_{1,k} = \frac{2A_1}{\pi}\int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin k\phi \, d\phi + \frac{2A_2}{\pi}\int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin k\phi \, d\phi = \\ = \frac{4}{\pi k}\left(A_1 \sin\frac{\pi k}{3} + A_2 \sin\frac{\pi k}{6}\right)\sin\frac{\pi k}{2}, \tag{S.6}$$

where A_1=1/3 and A_2=2/3 are amplitudes of relative magnetomotive force components.

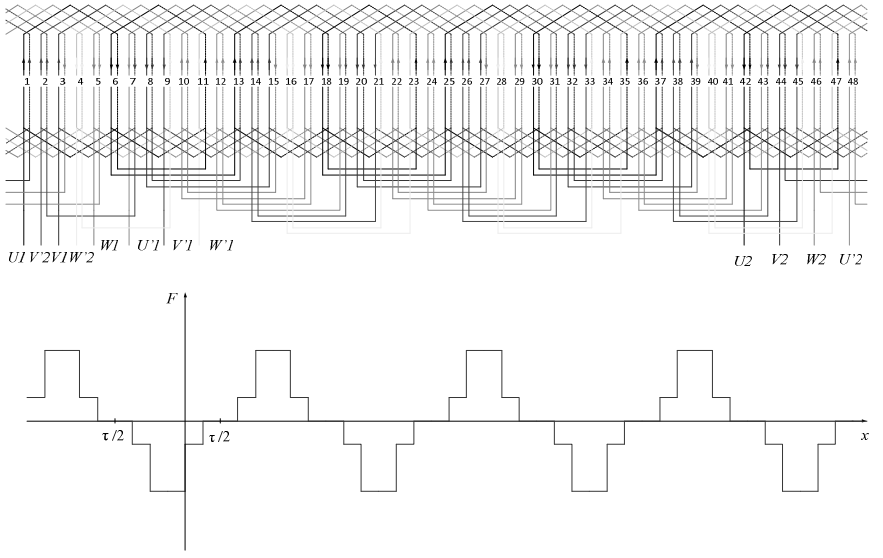


Fig. S.7. Connection of concentrated double layer short pitch coil six phase winding section and space distribution of magnetomotive force

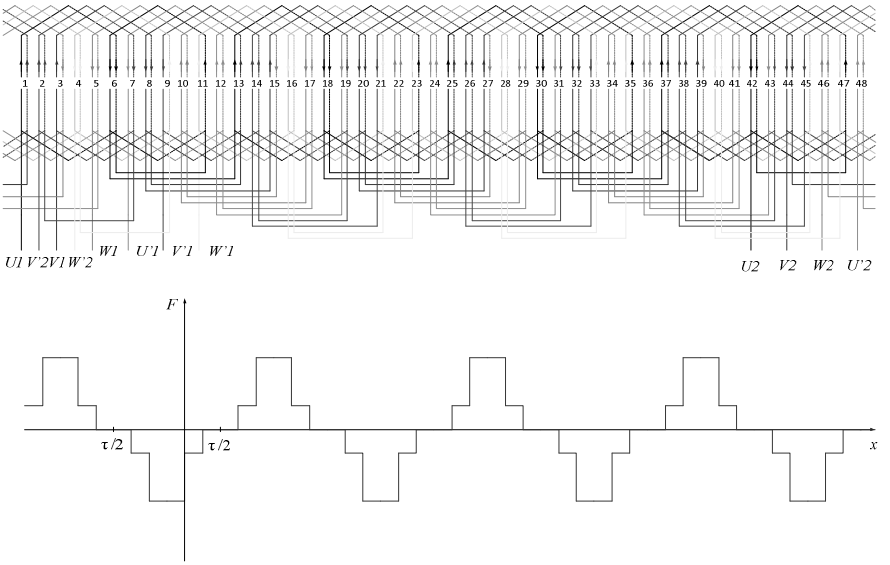


Fig. S.8. Connection of concentrated double layer full pitch coil six phase winding section and space distribution of magnetomotive force

According to (S.6) the Fourier series coefficients were calculated. The Fourier series is expressed as:

$$F_{1,\Sigma K} = \sum_{k=0}^{K} b_{1,k} \sin k\phi. \tag{S.7}$$

Fourier series of function $F_1(\varphi)$ at $k = 0 - 50$ is presented in Fig. S.9 and denoted as $F_{1,\Sigma 50}(\varphi)$, $\varphi = \sigma_1 N$, $N = 0 - 5$.

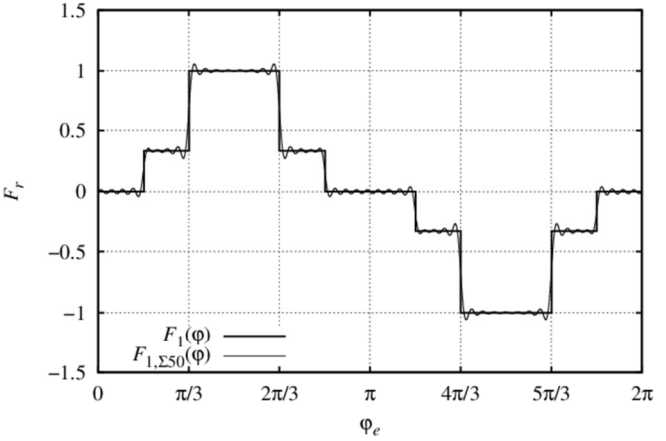


Fig. S.9. Relative magnetomotive force $F_1(\varphi)$ ant its approximation by Fourier series $F_{1,\Sigma 50}(\varphi)$

Analysis of the second type winding shows, that relative magnetomotive force $F_2(\varphi)$ in the one pole pitch displacement varies in the way, shown in Fig. S.10.

Fourier series coefficients of function $F_2(\varphi)$ are calculated in the form:

$$\begin{aligned} b_{2,k} &= \frac{2A_1}{\pi} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} \sin k\phi \; d\phi + \frac{2A_2}{\pi} \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} \sin k\phi \; d\phi = \\ &= \frac{4}{\pi k} \left(A_1 \sin \frac{\pi k}{4} + A_2 \sin \frac{\pi k}{12} \right) \sin \frac{\pi k}{2}, \end{aligned} \tag{S.8}$$

where A_1=1/2 and A_2=1/2 are amplitudes of relative magnetomotive force components.

In accordance with expression (S.8) the series can be rewritten in the form:

$$F_{2,\Sigma K} = \sum_{k=0}^{K} b_{2,k} \sin k\phi. \tag{S.9}$$

Fourier series of function $F_2(\varphi)$ at k = 0 – 50 is presented in Fig. S.10 and denoted as $F_{2,\Sigma 50}(\varphi)$.

Analysis of magnetomotive forces gives information about higher harmonics, appearing in the air gap. Comparing the amplitude $b_{2,k}$ of k-th harmonic magnetomotive force $F_2(\varphi)$ with amplitude $b_{1,k}$ of k-th harmonic magnetomotive force $F_1(\varphi)$, the difference between those is calculated and expressed in percent as:

$$\delta_k = \frac{\left|b_{2,k}\right| - \left|b_{1,k}\right|}{b_{1,1}} 100\%. \tag{S.10}$$

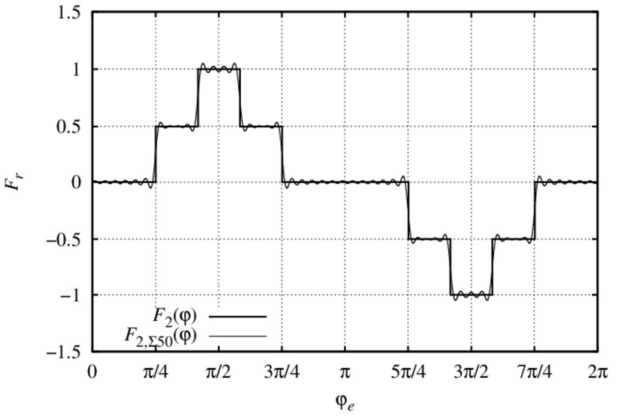


Fig. S.10. Relative magnetomotive force $F_2(\varphi)$ ant its approximation by Fourier series $F_{2,\Sigma 50}(\varphi)$

Values, calculated according to expression (S.10) are presented in Fig. S.11. It indicates, that the short pitch coil six phase winding has the first harmonic significantly greater, by 22%. Analysis shows, that the first harmonic of this winding approximately is equal to 0.8 and that of the full pitch coil six phase winding is smaller – reaches 0.6. So from the point of view of the first harmonic the motor with the short pitch coil six phase winding will have higher efficiency.

Analysis shows, that even harmonics have the same amplitude. According to expression (S.6) and (S.8), they are equal to zero.

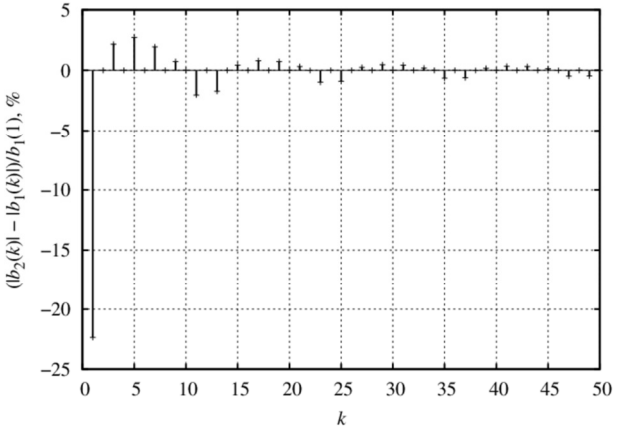


Fig. S.11. Dependence of harmonic amplitude difference δ_k from harmonic number k

Fig. S.11 shows, that difference of higher odd harmonics $|b_{2,1}| - |b_{1,1}| > 0$. That indicates the odd higher harmonics of second winding having greater amplitude. While the higher harmonics increase torque oscillations and heat loss, it is possible to state, that the first winding has greater efficiency.

So research indicated that according to the harmonic spectrum, the first winding has greater efficiency than second one.

The concentrated double layer short pitch coil six phase winding for experimental motor was used. To verify adequacy of six phase induction motor simulation results to experimental, test stand was made. The structure of stand is shown in Fig. S.12. It consists of: 1 – autotransformers, 2 – six phase transformer, 3 – six phase induction motor, 4 – torque sensor, 5 – clutch, 6 – generator, 7 – converter from frequency to voltage, 8 – oscilloscope, 9 – DC supply.

Experimental and simulation torque characteristics of six phase induction motor at 200 V supply is presented in Fig. S.13. Here and in all next figures 1 – shows theoretical results and 2 – shows practical ones. Fig. S.14 shows speed transients at the same supply voltage.

According to Fig. S.13 and Fig. S.14 starting transients at 200 V supply voltage lasts 1.65 second in simulation mode and 1.7 second in experimental mode. After that induction motor rotor speed reaches steady state value equal to 78 rad/s in both cases and torque reaches 2 N·m, because of rotor connection with DC generator. The greatest value of torque in simulation and experimental modes respectively are 4.8 N·m and 5 N·m. It is evident that six phase induction motor model at 200 V supply voltage simulates experimental settling time with 3% error and determinates maximal torque value with 4% error. Model determinates exact practical steady state rotor speed value.

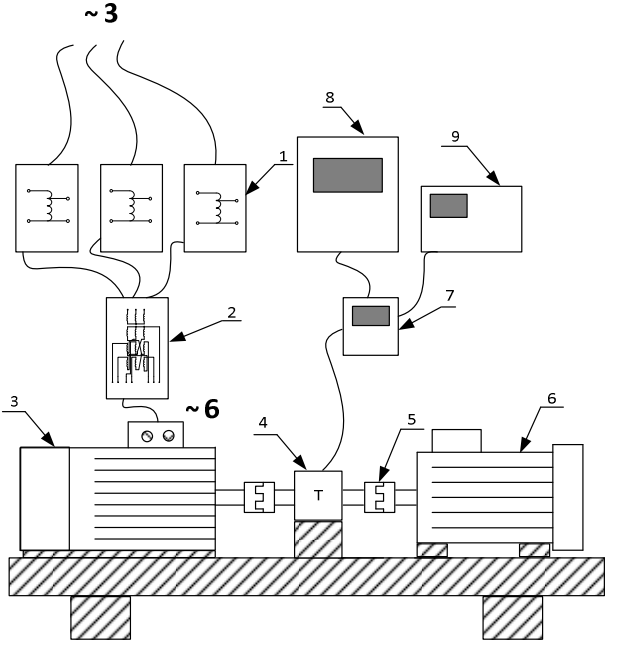


Fig. S.12. Structure of the six phase induction motor experimental stand

Experimental and simulation torque characteristics of six phase induction motor at 225 V supply is presented in Fig. S.15. Fig. S.16 shows speed transients at the same supply voltage.

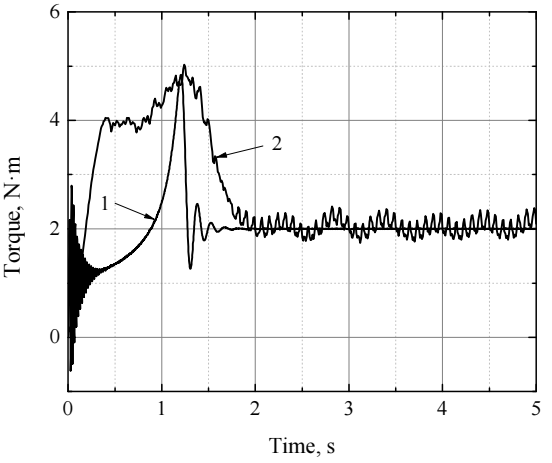


Fig. S.13. Torque characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage

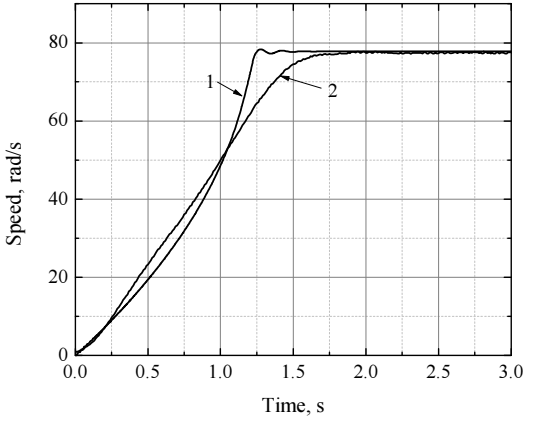


Fig. S.14. Speed characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage

According to Fig. S.15 and Fig. S.16 starting transients at 225 V supply voltage lasts 1.3 second in simulation mode and 1.25 second in experimental mode. After that induction motor rotor speed reaches steady state value equal to 78 rad/s in both cases and torque reaches 2.2 N·m, because of rotor connection with DC generator and ventilator effects. The greatest value of torque in simulation and experimental modes are 6 N·m.

According to that, six phase induction motor model at 225 V supply voltage simulates experimental settling time with 4% error and determinates exact maximal torque and steady state rotor speed values.

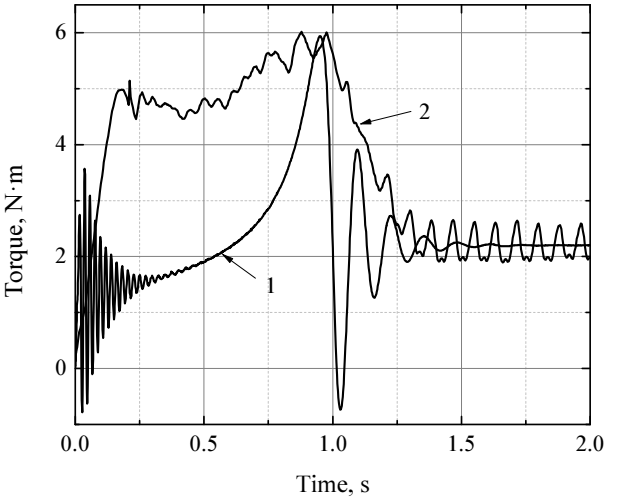


Fig. S.15. Torque characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage

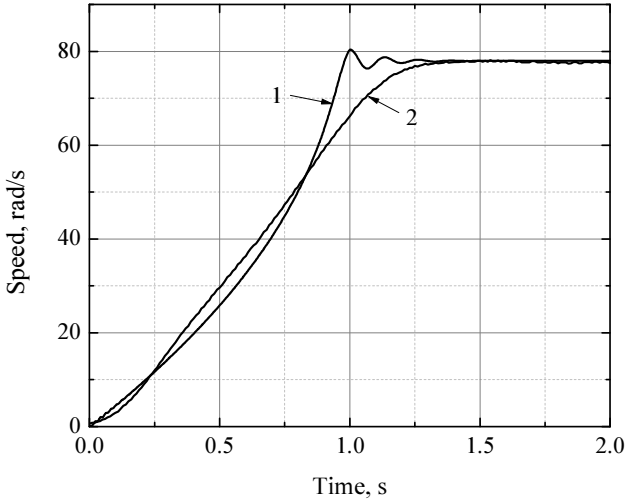


Fig. S.16. Speed characteristic of six phase induction motor, at 200 V supply voltage

General conclusions

1. Proposed six phase induction motor *Matlab*® *Simulink*® model according to stator and rotor currents for six phase induction motor starting transients with different supply voltage and load can be used. This model can be applied for controlled induction drives development. Six phase induction motor model can be used in rapid prototyping to verify system operation.

2. New concentrated double layer short pitch coil six phase winding and new concentrated double layer full pitch coil six phase winding were designed. The efficiency were compared and greater efficiency concentrated double layer short pitch coil winding for experimental six phase induction motor was used. After experimental test was found that six phase induction motor slip is equal to 0.01 and rotor steady state speed 78 rad/s is close to electromagnetic field synchronous rotation speed 78.5 rad/s.

3. Compared dynamic characteristics of six phase induction motor starting at different supply voltages. Experimental results shows that six phase induction motor *Simulink*® model simulates experimental settling time with 4% error, determinates maximal torque value with 4% error and shows close steady state rotor speed value. According to assumption made for mathematical model results of simulation do not corresponded all experimental values.

4. Simulation results of six phase induction motor shows that the maximal torque value increases and transients time decreases when supply voltage and load is increased. Simulation and experimental results shows the same appearance at six phase induction motor starting.

Priedai*

A priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje

B priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos

* Priedai pateikiami pridėtame kompaktiniame diske

Benas KUNDROTAS

ŠEŠIAFAZIŲ ASINCHRONINIŲ VARIKLIŲ
PEREINAMŲJŲ VYKSMŲ TYRIMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

Benas KUNDROTAS

RESEARCH ON TRANSIENT PROCESSES
OF SIX PHASE INDUCTION MOTORS

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2014 05 05. 11 sp. l. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
http://leidykla.vgtu.lt
Spausdino UAB „Baltijos kopija“,
Kareivių g. 13B, 09109 Vilnius