

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Vytautas BLEIZGYS

ERDVINIO VEKTORIAUS MODULIAVIMO PRINCIPU VALDOMO INVERTERIO TYRIMAS IR TAIKYMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)



LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2012

Disertacija rengta 2008–2012 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Mokslinis vadovas

Prof. dr. Algirdas BAŠKYS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, technologijos mokslai, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

VG TU leidyklos TECHNIKA 2010-M mokslo literatūros knyga
<http://leidykla.vgtu.lt>

ISBN 978-609-457-142-8

© VG TU leidykla TECHNIKA, 2012

© Vytautas, Bleizgys, 2012

vytasbl@gmail.com

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Vytautas BLEIZGYS

RESEARCH AND APPLICATION OF INVERTER CONTROLLED USING SPACE VECTOR MODULATION PRINCIPLE

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)



LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2012

Doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2008–2012.

Scientific Supervisor

Prof. dr. Algirdas BAŠKYS (Vilnius Gediminas Technical University, Technological Sciences, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

Reziumė

Darbe pateikti dažnio keitiklio, skirto asinchroninių elektros variklių valdymui, inverterio, valdomo erdvinio vektoriaus moduliavimo principu, tyrimų rezultatai. Pagrindinis disertaciniame darbe atliktų darbų tikslas – ištirti erdvinio vektoriaus moduliavimo principu valdomą inverterį ir sukurti jo formuojamos įtampos amplitudės valdymo metodą, leidžiantį sumažinti galios nuostolius inverteryje ir variklyje. Disertacijoje pristatytas erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas su integruota impulsų trukme trifazei įtampai formuoti. Ištirti inverterio, kuriame įtampa formuojama šiuo metodu, ir asinchroninio variklio, kurį maitina tiriamasis inverteris, galios nuostoliai bei inverterio įtampos spektras. Gauti rezultatai palyginti su duomenimis, gautais naudojant klasikinį erdvinio vektoriaus moduliavimo metodą. Apžvelgta asinchroninio variklio, kurį maitina dažnio keitiklio inverteris, įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo problema, išanalizuoti jos valdymui naudojami principai. Eksperimentiškai surastos inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybės nuo dažnio (variklio sukimosi greičio), užtikrinančios mažiausius galios nuostolius variklyje. Sukurtas ir ištirtas inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas, leidžiantis palaikyti mažiausią variklio, su atsitiktinai kintančia apkrova, srovę. Metodas įgyvendinamas ieškant realiame laike variklio srovės priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės funkcijos mažiausios reikšmės. Ištirta inverterio raktų dvipolių tranzistorių su izoliuota užtūra (angl. IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*) valdymo grandinių struktūros ir parametrų įtaka inverterio temperatūrai. Parodyta, kad inverterio raktų tranzistorių junginėjimosi nuostolių įtaka tranzistorių šilumai yra maža. Pasiūlyta inverterio raktų atidarymo vėlinimą įgyvendinti ne signalų procesoriumi, tiekiančiu valdymo signalus raktams, o raktus valdančia grandine. Sukurta ir ištirta inverterio raktų tranzistorių valdymo schema, įgyvendinanti raktų atidarymo vėlinimą, leidžianti išvengti inverterio sugadinimo sutrikus signalų procesoriaus darbui. Ištirti viršįtampiai, kuriuos inverteryje generuoja stabdomas asinchroninis variklis. Tyrimai atlikti esant įvairiems variklio pradiniam sukimosi greičiams ir apkrovos sukimo momentams bei inverterio maitinimo grandinėje naudojamų filtro kondensatorių talpoms. Disertacijoje pateikti darbai pritaikyti kuriant specializuotus dažnio keitikius asinchroniniams varikliams serijinei gamybai. Tyrimų rezultatai gauti atliekant du užsakomuosius mokslo tiriamuosius darbus, finansuotus ūkio subjektų bei vykdant du Aukštųjų technologijų plėtros programos projektus, finansuotus Lietuvos valstybinio mokslo ir studijų fondo ir Mokslo, inovacijų ir technologijų agentūros. Atliktų darbų tema publikuoti devyni moksliniai straipsniai ir perskaityti aštuoni pranešimai mokslinėse konferencijose.

Abstract

The research results of the inverter, which is used in the frequency converters for control of AC induction motors and is controlled by the space vector modulation principle, have been presented in the dissertation. The main aim of the work – to perform the research of the inverter controlled by the space vector modulation principle and to develop the inverter voltage amplitude control method, which allow us to reduce the power losses in the inverter and motor. The space vector modulation method with the averaged pulse lengths has been presented. The voltage spectrum and power losses in the inverter and motor were investigated for the case when this method is used. The obtained results were compared to the results gained using classical space vector modulation method and the superiority of the space vector modulation method with the averaged pulse lengths has been shown. The problem of inverter voltage first harmonic amplitude control has been reviewed and methods of amplitude control are analyzed. The dependences of the inverter voltage first harmonic amplitude on frequency (on motor speed), at which the minimal power losses in the AC induction motor are guaranteed, were found. The inverter voltage first harmonic amplitude control method, which allows maintaining the minimal current of motor in the situation when motor load changes randomly, has been developed and investigated. The minimum of function of motor current dependence on voltage first harmonic amplitude has to be found by digital signal processor in real time for realization of suggested method. The impact of the IGBT transistor control circuit structure and parameters on the temperature of inverter has been investigated. It is shown that the switching losses affect the heating of inverter transistors marginally. The concept of dead time realisation for the inverter switches in the control circuit of the switch instead of its realization by the digital signal processor, which allows as avoiding the damage of the inverter if the processor operation is disturbed by the EMD, has been suggested. The new IGBT transistor control circuit, witch introduces the dead time, is developed and analyzed. The overvoltages generated in the inverter during the motor deceleration have been analyzed. The investigation was performed for various values of initial speed and load torque of motor and capacitance of the inverter supply filter capacitors. The obtained results of the dissertation are applied for the development of the specialized frequency converters for the serial production. The research works were related with the two projects financed by the industry and two projects supported by the Lithuanian State Science and Study Foundation and Agency for Science, Innovation and Technology. The results of the dissertation were presented in the eight scientific conferences and published in the nine scientific papers.

Žymėjimai

Simboliai

- A_1 – inverterio generuojamos įtampos pirmos harmonikos amplitudė;
 $A_{1\text{ nom}}$ – nominali variklio maitinimo įtampos amplitudė;
 $A_{1\text{ tiesinis}}$ – inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudė, nustatyta naudojant tiesinę amplitudės valdymo dėsnį;
 D – variklio stabdymo pagreitis;
 f_c – nešantysis dažnis;
 f_{nom} – nominalus variklio maitinimo įtampos dažnis;
 f_p – fazinis dažnis;
 I_A – variklio fazės srovės amplitudė;
 I_{DC} – inverterio maitinimo srovė;
 I_K – IGBT tranzistoriaus kolektoriaus srovė;
 I_s – variklio statoriaus apvijų srovės;
 k_k – kvadratinio A_1 amplitudės valdymo dėsnio proporcingumo koeficientas;
 k_t – tiesinio A_1 amplitudės valdymo dėsnio proporcingumo koeficientas;
 L_s – variklio statoriaus apvijų induktyvumas;
 m – moduliacijos koeficientas;
 M – variklio sukimosi momentas;

p – variklio polių skaičius;
 T_a – aplinkos temperatūra;
 T_h – inverterio radiatoriaus temperatūra;
 T_m – variklio korpuso temperatūra;
 U_{DCm} – didžiausia viršįtampio reikšmė;
 U_{KE} – IGBT tranzistoriaus kolektorius-emiteris įtampa;
 U_{UE} – IGBT tranzistoriaus užtūra-emiteris įtampa;
 V_r – variklio sukimosi greitis;
 V_s – sinchroninis variklio sukimosi greitis;
 τ – viršįtampio trukmė.

Santrumpos

DSP – (angl. *digital signal processor*) signalų procesorius;
 EVIDM – (angl. SVPFM – *Space Vector Pulse Frequency Modulation*) erdvinio vektoriaus su impulsų dažnio moduliavimu metodas;
 EVIPM – (angl. SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation*) erdvinio vektoriaus su impulsų pločio moduliavimu metodas;
 EVM – (angl. *Space vector modulation*, sutrumpintai SVM) erdvinio vektoriaus moduliavimas;
 FTMC – Valstybinis mokslinių tyrimų institutas Fizinių ir technologijos mokslų centras;
 IGBT – (angl. *Insulated Gate Bipolar Transistor*) dvipolis tranzistorius su izoliuota užtūra;
 MCU – (angl. *MicroController Unit*) mikrovaldiklis;
 PWM – (angl. *Pulse Width Modulation*) impulsų pločio moduliavimo metodo.

Turinys

IVADAS	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	5
Ginamieji teiginiai.....	5
Darbo rezultatų aprobavimas.....	6
Disertacijos struktūra.....	7
 1. INVERTERIO PRINCIPO IR ĮTAMPOS FORMAVIMO METODŲ	
APŽVALGA	9
1.1. Inverterio paskirtis ir struktūra	9
1.2. Inverterio išėjimo įtampos formavimo principas su nešančiuoju signalu.....	14
1.3. Inverterio išėjimo įtampos formavimo principas erdvinio vektoriaus moduliavimo būdu	16
1.4. Inverterio išėjimo įtampos amplitudės valdymo būdai.....	24
1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas.....	27

2. INVERTERIO, VALDOMO ERDVINIO VEKTORIAUS MODULIAVIMO METODU SU INTEGRUOTA IMPULSŲ TRUKME, TYRIMAS	29
2.1. Erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas su integruota impulsų trukme	29
2.2. Inverterio eksperimentinio tyrimo metodika	34
2.3. Galios nuostolių inverteryje ir asinchroniniame variklyje tyrimas.....	37
2.4. Antrojo skyriaus išvados	43
3. INVERTERIO IŠĖJIMO ĮTAMPOS PIRMOSIOS HARMONIKOS AMPLITUDĖS VALDYMO METODŲ TYRIMAS	45
3.1. Inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsnių tyrimas	45
3.2. Inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas su mažiausios variklio srovės sekimu	52
3.3. Trečiojo skyriaus išvados	59
4. INVERTERIO RAKTŲ TRANZISTORIŲ VALDYMO GRANDINIŲ ĮTAKOS GALIOS NUOSTOLIAMS IR INVERTERIO VIRŠĮTAMPIŲ TYRIMAS.....	61
4.1. Dvipolio tranzistoriaus su izoliuota užtūra valdymo principai	61
4.2. Valdymo grandinių įtakos dvipolio tranzistoriaus su izoliuota užtūra dinaminiais parametrams tyrimas	67
4.3. Dvipolių tranzistorių su izoliuota užtūra valdymo grandinių įtakos galios nuostoliams inverteryje tyrimas.....	70
4.4. Inverterio viršįtampių, generuojamų stabdomo asinchroninio variklio, tyrimas	73
4.5. Ketvirtojo skyriaus išvados	80
BENDROSIOS IŠVADOS	81
LITERATŪRA IR ŠALTINIAI	83
AUTORIAUS PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS	89

Contents

INTRODUCTION	1
The problem	1
Topicality of work	2
The object of the research	3
The aim of the work	3
The tasks of the work	3
Research methodology	4
The novelty of the work	4
Practical value of the work	5
Defended propositions.....	5
Approval of the results	6
The dissertation structure	7
1. OVERVIEW OF INVERTER PRINCIPLE AND VOLTAGE FORMING	
METHODS	9
1.1. The purpose and the structure of the inverter	9
1.2. Carrier-based inverter voltage forming principle	14
1.3. The inverter output voltage forming using space vector modulation principle .	16
1.4. Inverter output voltage amplitude control techniques	24
1.5. Conclusions of the chapter 1 and formulation of the dissertation tasks.....	27

2. THE INVESTIGATION OF THE INVERTER CONTROLLED BY SPACE VECTOR MODULATION METHOD WITH AVERAGED PULSE LENGTH....	29
2.1. Space vector modulation method with averaged pulse length.....	29
2.2. The methodology of the inverter investigation.....	34
2.3. Investigation of power loss in the inverter and AC induction motor.....	37
2.4. Conclusions of the chapter 2	43
3. ANALYSIS OF THE INVERTER VOLTAGE FIRST HARMONIC AMPLITUDE CONTROL METHODS.....	45
3.1. Investigation of the inverter output voltage first harmonic amplitude control dependences.....	45
3.2. The inverter output voltage first harmonic amplitude control method with the motor current minimum tracing	52
3.3. Conclusions of the chapter 3	59
4. INVESTIGATION OF THE TRANSISTOR CONTROL CIRCUIT IMPACT ON POWER LOSSES AND ANALYSIS OF OVERVOLTAGE IN THE INVERTER	61
4.1. Insulated gate bipolar transistor control principles.....	61
4.2. Investigation of impact of the gate control circuit structure and parameters on the insulated gate bipolar transistor dynamics	67
4.3. Investigation of the impact of the insulated gate bipolar transistor gate control circuit structure and parameters on the power losses in the inverter ...	70
4.4. Investigation of the overvoltage in the inverter caused by the motor deceleration.....	73
4.5. Conclusions of the chapter 4	80
GENERAL CONCLUSIONS	81
REFERENCES	83
LIST OF THE AUTHOR'S SCIENTIFIC PUBLICATIONS RELATED TO THE TOPIC OF DISSERTATION.....	89

Ivadas

Problemos formulavimas

Išsivysčiusiose šalyse apie 60–70 % elektros energijos sunaudoja elektros variklių pavaros (Bose 2002). Dėl šios priežasties Europos elektros energetikos pramonės sąjungos EURELECTRIC 2005 metais parengtoje studijoje, skirtoje Europos energetikos strategijai, į šešių svarbiausių technologijų, kurias būtina vystyti siekiant taupyti energiją, sąrašą įrašytos *Efektvios elektros pavarų sistemos* (Adžgauskas 2007). Padidinti elektros pavarų efektyvumą padeda jų variklių valdymui naudojami elektroniniai įtaisai. Elektroniniai įtaisai, skirti elektros variklių valdymui, leidžia taupyti variklių naudojamą energiją ir valdyti technologijas.

Apie 90 % pramonėje naudojamų elektros variklių yra trifaziai asinchroniniai (toliau – asinchroniniai) varikliai. Asinchroninio variklio sukimosi greitį nustato jų maitinančios kintamosios trifazės elektros tinklo įtampos dažnis ir variklio polių skaičius. Kitaip tariant, jei variklis yra maitinamas iš standartinio elektros tinklo, jis sukasi beveik pastoviu greičiu. Kita vertus, norint valdyti technologijas, kuriuose naudojami šie varikliai, bei taupyti elektros energiją, būtina užtikrinti galimybę reguliuoti variklio sukimosi greitį. Pasiekimai puslaidininkinių galios prietaisų ir signalų procesorių bei mikrovaldiklių srityse, erdvinio vektoriaus moduliavimo (EVM) principo, skirto skaitmeninei trifazės

kintamosios įtampos sintezei, sukūrimas ir pasiekimai automatinio valdymo teorijoje sudarė sąlygas atsirasti dažnio keitikliams, skirtiems asinchroninių variklių sukimosi greičio, didžiausio sukimo momento ir sukimosi krypties valdymui. Dažnio keitiklis leidžia valdyti variklį, o tuo pačiu ir gamybos technologiją, kurioje jis yra naudojamas, rankiniu būdu arba automatiškai uždaroje valdymo sistemoje, remiantis tam tikro jutiklio signalais, o taip pat ir kompiuteriu, įskaitant valdymą internetu. Dažnio keitiklis turi įvairias apsaugas, saugojančias jį patį ir valdomą variklį nuo sugadinimo. Pagrindinis dažnio keitiklio funkcinis mazgas yra inverteris. Jis yra galios elektronikos prietaisas, kuris keičia išlygintą standartinio vienfazio arba trifazio elektros tinklo arba nuolatinės srovės šaltinio įtampą į keičiamo dažnio ir amplitudės trifazę kintamąją įtampą asinchroniniam varikliui maitinti. Keičiant įtampos, kuria maitinamas variklis, dažnį yra reguliuojamas jo sukimosi greitis, keičiant amplitudę – jo didžiausias sukimo momentas, keičiant fazę – variklio sukimosi kryptis.

Viena iš pagrindinių spęstinių dažnio keitiklių problemų yra galios nuostolių dažnio keitiklio inverteryje ir asinchroniniame variklyje mažinimas. Galios nuostolių sumažinimas įgalina padidinti dažnio keitiklio ir variklio darbo patikimumą ir leidžia taupyti elektros energiją. Be to, kuriant dažnio keitiklius ne mažiaus svarbi yra viršįtampių, kurie yra generuojami variklio inverteryje, mažinant variklio sukimosi greitį, problema. Tyrimai viršįtampių srityje būtini dažnio keitiklio apsaugų nuo viršįtampių kūrimui.

Šiame darbe tiriamos galios nuostolių inverteryje ir asinchroniniame variklyje mažinimo bei kovos su viršįtampiais inverteryje problemos. Darbo rezultatai panaudoti kuriant dažnio keitiklius asinchroninių variklių valdymui.

Darbo aktualumas

Tyrimai rodo (Kevin 2009), kad nuo 2007 m. dažnio keitiklių, skirtų asinchroninių variklių valdymui, rinka kasmet auga 8,9 % ir 2012 m. ji pasieks 11 milijardų JAV dolerių apyvartą. Rinkos augimas yra sąlygojamas nuolatinio šių prietaisų tobulinimo, kuris gerina jų savybes ir išplečia pritaikymo galimybes, bei vis didėjančio poreikio valdyti technologijas ir taupyti energiją. Todėl tyrimai, leidžiantys kurti tobulesnius dažnio keitiklius, leidžiančius sumažinti nuostolius inverteryje ir pasiekti mažesnių nuostolių variklyje, yra ypač aktualūs ir turi didelę praktinę vertę.

Disertacijoje pateiktų darbų aktualumą įrodo Lietuvos elektronikos įmonių užsakovieji darbai ir Lietuvos valstybinio mokslo ir studijų fondo bei Mokslo inovacijų ir technologijų agentūros finansuoti Aukštųjų technologijų plėtros programos projektai dažnio keitiklių serijinei gamybai sukurti, kuriuos vykdant buvo gauti disertacijoje aptariami tyrimų rezultatai.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas yra dažnio keitiklio, skirto asinchroninių elektros variklių valdymui, inverteris, valdomas erdvinio vektoriaus moduliavimo principu. Inverterio raktų tranzistoriai junginėja aukštos įtampos ir didelės srovės asinchroninio variklio maitinimo grandines, todėl jame išsiskiria didelė nuostolių galia, kuri priklauso ne tik nuo inverterio raktuose naudojamų tranzistorių parametrų, bet ir nuo inverterio ir jo raktų valdymo metodų. Kadangi inverteris į variklį tiekia impulsinę įtampą, kuri be pagrindinės (pirmosios) harmonikos, nustatančios variklio sukimosi greitį, turi ir aukštesnes harmonikas, galios nuostolius variklyje iš dalies lemia į variklį tiekiamų aukštesnių harmonikų lygis. Jie taip pat priklauso ir nuo pirmosios harmonikos amplitudės, kuri nustato didžiausią variklio sukimo momentą. Darbe tiriamas inverteris, kuriame raktų funkciją atlieka IGBT (angl. *Insulated Gate Bipolar Transistor* – dvipolis tranzistorius su izoliuota užtūra) tranzistoriai. Tiriamas inverteris, skirtas nuo 0,75 iki 4 kW galios varikliams. Tokia galia pasirinkta remiantis tuo, jog tokios galios yra apie 92 % visų trifazių asinchroninių elektros variklių.

Darbo tikslas

Šio darbo tikslas – ištirti erdvinio vektoriaus moduliavimo principu valdomą inverterį ir sukurti jo formuojamos įtampos amplitudės valdymo metodą, leidžiantį sumažinti galios nuostolius inverteryje ir variklyje.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti darbe sprendžiami šie uždaviniai:

1. Ištirti inverterį, kurio įtampa formuojama erdvinio vektoriaus moduliavimo metodu su integruota impulsų trukme, ir gautus rezultatus palyginti su tyrimų, kai naudojamas klasikinis erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas, rezultatais.
2. Surasti ir ištirti inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės, užtikrinančios mažiausius galios nuostolius variklyje, priklausomybes nuo dažnio.
3. Sukurti ir ištirti inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodą, kuris leidžia palaikyti mažiausią variklio su atsitiktinai kintančia apkrova srovę.

4. Ištirti inverterio raktų IGBT tranzistorių valdymo grandinių įtaką inverterio temperatūrai ir sukurti bei ištirti grandinę, vėlinančią raktų atidarymą.
5. Ištirti inverteryje generuojamų stabdomo asinchroninio variklio viršįtampių pereinamuosius procesus.

Tyrimų metodika

Darbe taikomi eksperimentiniai ir analitiniai metodai. Eksperimentiniai tyrimai atlikti naudojant dažnio keitiklio inverterio bandomuosius pavyzdžius ir specialų dažnio keitiklių tyrimo stendą. Inverterio valdymo algoritmai įgyvendinami įterptinėje sistemoje su signalų procesoriumi, sukuriant programas C programavimo kalba.

Darbo mokslinis naujumas

Rengiant disertaciją buvo gauti šie elektros ir elektronikos inžinerijos mokslui nauji rezultatai:

1. Gauti eksperimentiniai tyrimų rezultatai, įrodantys, kad erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas su integruota impulsų trukme leidžia pasiekti mažesnių galios nuostolių inverteryje ir variklyje, lyginant su šiuo metu dažnio keitikliuose naudojamu klasikiniu erdvinio vektoriaus moduliavimo metodu.
2. Surastos inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybės nuo dažnio, užtikrinančios mažiausius galios nuostolius variklyje, kai variklis apkraunamas pastovaus momento ir tiesiškai nuo sukimosi greičio mažėjančio momento apkrova. Įrodyta, kad šios priklausomybės nesutampa su šiuo metu siūlomomis tokioms apkrovoms taikyti priklausomybėmis, aprašomomis, atitinkamai, tiesiniu ir kvadratinio įtampos amplitudės valdymo dėsniais.
3. Sukurtas naujas inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas varikliams su atsitiktinai kintančia mechanine apkrova valdyti, leidžiantis palaikyti mažiausią variklio srovę.

4. Pasiūlyta IGBT tranzistorių valdymo schema, kurioje, siekiant išvengti inverterio sugadinimo sutrikus signalų procesoriaus darbui, įgyvendinamas IGBT tranzistoriaus atidarymo vėlinimas, atsisakant vėlinimo realizavimo signaliniu procesoriumi.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Disertacijos rezultatai pritaikyti kuriant specializuotus dažnio keitiklius, skirtus energiją tausojančių vėdinimo sistemų ventiliatorių ir modernių vandens tiekimo sistemų siurblių pavarų su asinchroniniais varikliais valdymui. Disertacija susieta su šiais mokslo tiriamaisiais projektais:

Ūkio subjektų užsakomieji projektai

1. Specializuoto dažnio keitiklio, skirto pažangių ventiliavimo sistemų ventiliatorių elektros variklių valdymui, sukūrimas, užsakovas UAB „Ventmatika“, 2007–2010 m., vadovas A. Baškys, sutarties reg. Nr. U-2007/8, 250 tūkst. Lt.

2. Dažnio keitiklio, skirto pažangioms vandens tiekimo sistemoms, kūrimas, užsakovas UAB „Tamona“, 2011–2012 m., vadovas A. Baškys, sutarčių reg. Nr. 308-S095 ir 3400-S155, 85 tūkst. Lt.

Aukštųjų technologijų plėtros programos projektai

3. Dažnio keitiklių tyrimas, kūrimas ir įdiegimas į serijinę gamybą, 2007–2009 m., sutarties reg. Nr. B-13/2007-2009, vadovas A. Baškys, finansavo Lietuvos valstybinis mokslo ir studijų fondas, 840 tūkst. Lt.

4. Specializuoto dažnio keitiklio sukūrimas serijinei gamybai, 2012–2013 m., No. 31V-37, vadovas A. Baškys, finansuoja Mokslo inovacijų ir technologijų agentūra, 700 tūkst. Lt.

Ginamieji teiginiai

1. Erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas su integruota impulsų trukme, lyginant su klasikiniu erdvinio vektoriaus moduliavimo metodu, leidžia sumažinti 2–10 °C inverterio raktų ir 2–3 °C asinchroninio variklio korpuso temperatūrą.
2. Norint pasiekti mažiausius galios nuostolius asinchroniniame variklyje, reikalinga inverterio pirmos harmonikos amplitudės, gautas tiesinio ir kvadratinio valdymo dėsniais, padidinti iki 25 %.
3. Inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas, grįžtas variklio srovės mažiausios vertės sekimu, leidžia palaikyti mažiausią variklio srovę, kintant variklio apkrovai.

Darbo rezultatų apibavimas

Disertacijos tema yra atspausdinti 9 moksliniai straipsniai: 5 straipsniai – recenzuojamuose mokslo žurnaluose; 4 straipsniai – kituose leidiniuose.

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo pristatyti aštuoniose mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje:

- 10-oji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“, vykusioje 2007 m. balandžio 19 d. Vilnius mieste, Lietuvoje. Pranešimo tema: „Dažnio keitiklio išėjimo įtampos spektro tyrimas“.
- 12-oji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“, vykusioje 2009 m. kovo 20 d. Vilnius mieste, Lietuvoje. Pranešimo tema: „Valdymo grandinių įtakos IGBT tranzistoriaus dinaminiam parametrams tyrimas“.
- 13-oji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2009*“, vykusioje 2009 m. gegužės 13 d. Kauno mieste, Lietuvoje. Pranešimo tema: „The Impact of Output Voltage Modulation Strategies on Power Losses in Inverter“.
- 19-oji tarptautinė konferencija „*Electromagnetic disturbances (EMD 2009)*“, vykusioje 2009 m. rugsėjo 23–25 d. Bialystok mieste, Lenkijoje. Pranešimo tema: „Investigation of the overvoltage in the inverter caused by the motor deceleration“.
- 5-oji tarptautinė konferencija „*Mechatronic Systems and Materials (MSM 2009)*“, vykusioje 2009 m. spalio 22–25 d. Vilniaus mieste, Lietuvoje. Pranešimo tema: „The impact of supply voltage amplitude variation law on AC induction motor efficiency in variable speed drive“.
- 14-oji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2010*“, vykusioje 2010 m. gegužės 18–20 d. Kauno mieste, Lietuvoje. Pranešimo tema: „The effect of voltage amplitude on the torque of AC induction motor supplied by the frequency converter“.
- 12-oji tarptautinė konferencija „*12th Biennial Baltic Electronics Conference, BEC 2010*“, vykusioje 2010 m. spalio 4–6 d. Talino mieste, Estijoje. Pranešimo tema: „SVPWM method with the averaged pulse length versus conventional modulation method“.
- 15-oji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2011*“, vykusioje 2011 m. gegužės 17–19 d. Kauno mieste, Lietuvoje. Pranešimo tema: „Induction Motor Voltage Amplitude Control Technique Based on the Motor Efficiency Observation“.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, keturi skyriai ir rezultatų apibendrinimas. Darbo gale pateiktas literatūros šaltinių bei autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašas.

Darbo apimtis yra 102 puslapiai, tekste pateikiamos 25 numeruotos formulės, 53 paveikslai ir 2 lentelės. Rašant disertaciją buvo panaudoti 75 literatūros šaltiniai.

Padėka

Dėkoju mokslinio darbo vadovui prof. dr. Algirdui Baškiui už išsamias konsultacijas, komentarus ir vertingas pastabas, nenuilstamą skatinimą ir pagalbą rašant disertaciją.

Taip pat dėkoju Valstybinio mokslinių tyrimų instituto Fizinių ir technologijos mokslų centro – FTMC (buvusio PFI – Puslaidininkų fizikos instituto) Elektroninių sistemų laboratorijos (buvusios MEL – Mikroelektronikos laboratorijos) darbuotojams Vitoldui Gobiui, Valerijui Zlosnikui, Aldui Derviniui, Andriui Platakiui ir Daliui Augustinui, padėjusiems kryptingai dirbti ruošiant disertaciją.

Ypač didžiulę padėką jaučiu savo šeimai už paramą ir padrąšinimą, supratimą ir kantrybę, o svarbiausiai – už jaukią oazę, kur žvarbus vėjas neužpučia, saulė nesvilina ir gyvenimo bangos netažo.

Su dėkingumu,
Vytautas Bleizgys

Inverterio principo ir įtampos formavimo metodų apžvalga

Skyriuje aptariamos inverterio panaudojimo sritys, analizuojami inverterio trifazei kintamajai įtampai formuoti principai. Analizuojami inverterio, skirto asinchroninių variklių valdymui, išėjimo įtampos formavimo metodai. Pateikiamos pirmojo skyriaus išvados ir formuluojami disertacijos uždaviniai.

1.1. Inverterio paskirtis ir struktūra

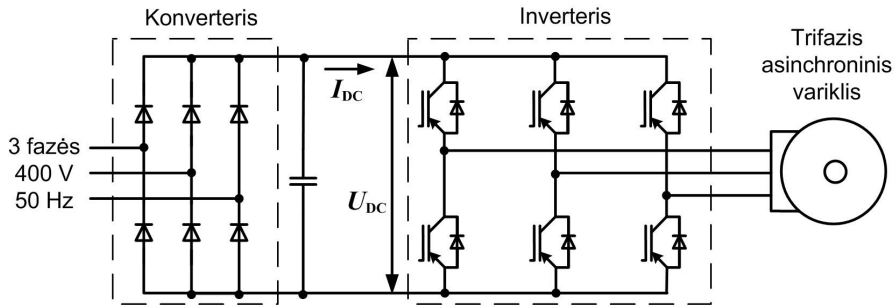
Inverteris yra pagrindinis tokių galios elektronikos įtaisų, kaip dažnio keitikliai (1.1 pav.) asinchroninių elektros variklių valdymui, aktyvieji elektros tinklo filtrai, įvairūs maitinimo šaltiniai bei alternatyviųjų energijos šaltinių keitikliai, funkcinis mazgas. Inverterio paskirtis – keisti nuolatinę įtampą į reikiamų parametrų vienfazę, trifazę arba daugiafazę impulsinę įtampą.



1.1 pav. Dažnio keitikliai, kuriuos kuriant pritaikyti disertacinio darbo rezultatai

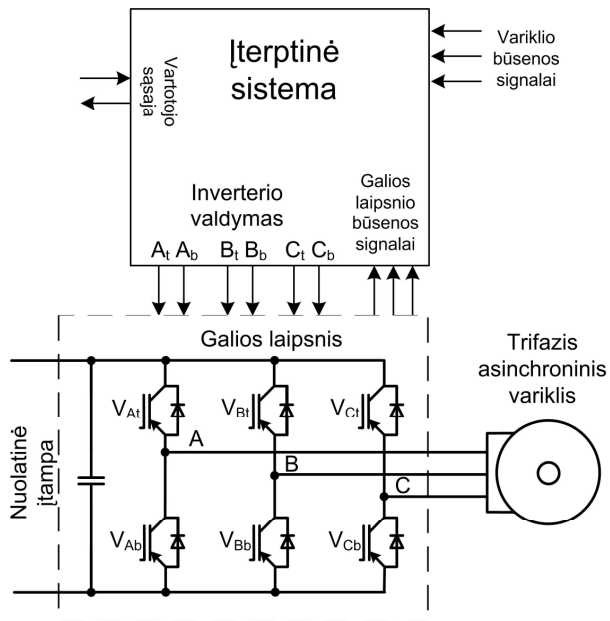
Fig. 1.1. Frequency converters developed using dissertation results

Inverteris dažnio keitiklyje (Chomat *et al* 2009; Caseiro *et al* 2009; Riehl, Filho 2009; Jiang, Fahimi 2009; Wolbank *et al* 2009; Xunwei, Zhenhua 2009), formuoja impulsinę trifazę įtampą su keičiamo dažnio ir amplitudės pirmąją (pagrindinę) harmoniką, skirtą asinchroninio trifazio elektros variklio maitinimui. Variklio, kurį maitina inverteris, sukimosi greitį lemia įtampos pirmosios harmonikos dažnis, o didžiausią sukimo momentą – jos amplitudė. Siekiama impulsinę įtampą formuoti taip, kad žemo dažnio harmonikos turėtų galimai mažesnes amplitudes. Tuo tarpu aukšto dažnio harmonikos sukelia santykinai mažas srovės variklio apvijose dėl jų induktyvinio pobūdžio, todėl jos mažai įtakoja variklio darbą. Variklis, maitinamas dažnio keitiklio inverteriu, tampa įrenginiu su tolydžiai reguliuojamu greičiu bei valdomu didžiausiu sukimo momentu. Tai leidžia valdyti technologijas, kuriose naudojami asinchroniniai elektros varikliai, bei taupyti elektros energiją (Eltom, Demirbas 2009; Vafakhah *et al* 2009; Konstantinovich *et al* 2008; Rahiman 2007; Chapelsky *et al* 2008; Knight *et al* 2008; Salmon *et al* 2008; Ewanchuk *et al* 2008; Rodriguez *et al* 2002; Chen 2006). Egzistuoja didelė dažnio keitiklių įvairovė, tačiau dauguma jų turi konverterio-inverterio struktūrą, pavaizduotą 1.2 paveiksle (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998).



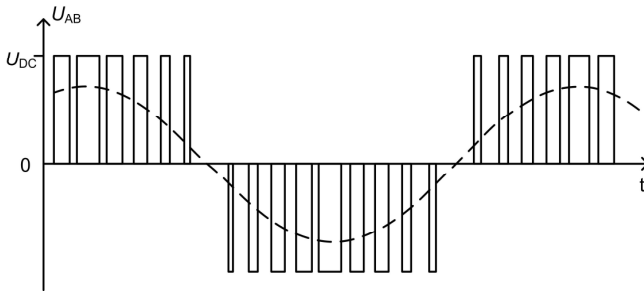
1.2 pav. Struktūrinė dažnio keitiklio schema
Fig. 1.2. Block diagram of frequency converter

Konverteris keičia kintamą elektros tinklo įtampą į nuolatinę, tuo tarpu inverteris iš nuolatinės įtampos suformuoja trifazę impulsinę įtampą. Konverteriu naudojamas nevaldomas vienfazis arba trifazis lygintuvas. Sudėtingiausias dažnio keitiklio funkcinis mazgas yra inverteris. Jį sudaro galios laipsnis ir jo valdymo įrenginys (1.3 pav.).



1.3 pav. Struktūrinė inverterio schema
Fig. 1.3. The block diagram of inverter

Priimtinas inverterio naudingumo faktorius, maži gabaritai ir svoris įmanomi tik tai tuomet, kai jo išėjime esantys puslaidininkiniai prietaisai dirba rakto režimu, t. y., jie arba sujungia grandinę, arba ją nutraukia. Tokie puslaidininkiniai raktai formuoja inverterio išėjimuose trifazę impulsinę įtampą (1.4 pav.). Variklio statorius yra induktyvios prigimties, todėl aukštesnės harmonikos daro mažą įtaką jo apvijų srovei, kurią nulemia pirmoji įtampos harmonika, dėl to srovės forma yra artima sinusoidai. Įtampos pirmosios harmonikos amplitudė, o tuo pačiu apvijų srovė ir didžiausias variklio sukimo momentas yra valdomi keičiant impulsų trukmę arba dažnį. Pirmosios harmonikos dažnis, nustatantis variklio sukimosi greitį, yra vadinamas faziniu dažniu f_p , o įtampos impulsų dažnis – nešančiuoju dažniu f_c .



1.4 pav. Įtampa tarp dviejų inverterio fazių ir jos pirmoji harmonika (punktyrinė linija)

Fig. 1.4. Voltage between two phases of the inverter and its first harmonic (dashed line)

Šiuo metu dažnio keitiklių inverterių raktams realizuoti naudojami IGBT tranzistoriai (angl. *Insulated Gate Bipolar Transistor* – dvipolis tranzistorius su izoliuota užtūra) (Salt *et al* 2009; Dongming *et al* 2008; Kong *et al* 2008; Knop *et al* 2008; Eckel, Fleisch 2008; Urasaki *et al* 2005; Spulber *et al* 2003; Vershinin *et al* 2006; Sheng *et al* 2005), kuriems, lygiagrečiai kolektorius-emiteris grandinei, yra prijungtas šuntuojantis (angl. *free-wheeling*) diodas. Raktus valdo specialios schemas (Luniewski, Jansen 2008), kurios atidaro ir uždaro IGBT tranzistorius. Tranzistoriai turi būti atidaromi ir uždaromi tokiu būdu, kad vienu metu nebūtų atidarytas vieno peties viršutinis ir apatinis tranzistoriai, pvz. V_{At} ir V_{Ab} (1.3 pav.), nes tokiu atveju įvyks trumpasis jungimas ir galios laipsnis gali sugesti. Raktus valdančios schemas taip pat turi galvaniskai atišti galios laipsnį nuo valdymo įrenginio.

Patikimam inverterio darbui, turi būti stebima jo būseną, t. y., matuojamos jo raktų srovės, maitinimo įtampa, raktų tranzistorių temperatūra ir inverterio valdymo įrenginio maitinimo įtampos. Minėtiems fiziniams dydžiams matuoti

yra naudojami atitinkami jutikliai, kurie yra įmontuoti inverteryje, ir schemos, kurios yra valdymo įrenginyje (1.3 pav.) ir seka jutiklių signalus. Signalams viršijus leistinas ribines vertes, fiksuojamos avarinės situacijos ir uždaromi inverterio raktų tranzistoriai.

Inverteris gali turėti tris arba keturis išėjimo kontaktus. Keturių kontaktų inverteriai turi tris fazinius išėjimus, kaip ir trijų kontaktų, ir vieną nulinį kontaktą (Kouzou *et al* 2009; Glasberger, Peroutka 2008; Lewandowski, Lisowski 2008). Dažniausiai naudojami trijų kontaktų inverteriai, nes jų valdymas yra paprastesnis.

Trijų kontaktų inverterį sudaro šeši IGBT tranzistoriai. Galiai padidinti gali būti vietoj vieno tranzistoriaus lygiagrečiai sujungti keli tranzistoriai (Huiqing *et al* 2008). Taip pat inverterį gali sudaryti trys tranzistorių moduliai, kurių viduje yra po du tranzistorius, arba vienas modulis, kuriame yra visi šeši tranzistoriai. Inverterio konstrukcija parenkama priklausomai nuo dažnio keitiklio galios ir atsižvelgiant į galimą jo remonto kainą bei surinkimo patogumą gaminant. Pavyzdžiui, galios laipsnis, kuriame naudojami šeši atskiri tranzistoriai, reikalauja daugiau pastangų jį surenkant ir užima daugiau vietos nei tranzistorių modulis, tačiau jis yra pigesnis, jo tranzistoriai dirba lengvesniu temperatūriniu režimu. Be to, sugedus nors vienam moduliui tranzistoriui, visas modulis turi būti keičiamas nauju, todėl galios laipsnio su atskirais tranzistoriais remontas yra pigesnis nei tokio, kuriame naudojamas tranzistorių modulis. Tačiau inverterio su tranzistorių moduliu konstrukcija ir tuo pačiu gamyba yra paprastesnė. Kadangi tranzistorių moduliai nepaliaujamai pinga, praktiškai visi nedidelės galios dažnio keitiklio inverteriai gaminami naudojant modulius, kuriuose yra visi šeši inverterio tranzistoriai.

Inverterio raktai junginėja santykinai aukštos įtampos ir didelės srovės variklio maitinimo grandines, todėl galios nuostoliai raktų tranzistoriuose yra santykinai dideli (Ferreira *et al* 2009; Musallam *et al* 2008; Luniewski, Jansen 2008; Jalakas *et al* 2008). Kadangi tranzistorių darbo patikimumas mažėja didėjant jų temperatūrai, inverterio raktų tranzistoriai yra aušinami naudojant atitinkamo dydžio radiatorius, kurie papildomai yra aušinami ventiliatoriumi. Nuostolių mažinimas tranzistorių temperatūros sumažėjimo dėka inverterio raktuose leidžia ne tik padidinti dažnio keitiklio darbo patikimumą, bet taip pat leidžia mažinti jo matmenis ir svorį bei taupyti elektros energiją. Todėl šios problemos sprendimas yra ypač aktualus ir yra vienas iš svarbiausių uždavinių kuriant naujus dažnio keitiklius. Galios nuostolius inverterio raktų tranzistoriuose lemia ne tik pačių tranzistorių parametrai, bet jie priklauso ir nuo tranzistorių valdymo grandinių struktūros ir parametrų. Vienas iš darbe sprendžiamų uždavinių yra IGBT tranzistorių, kurie šiuo metu ypač plačiai naudojami inverterio raktams realizuoti, tranzistorių valdymo grandinių tyrimas ir tobulinimas.

Raktų tranzistoriai jungiami į schemą naudojant laidininkus, turinčius parazitinių induktyvumą. Tranzistoriui užsidarant, šie induktyvumai sukelia įtampos šuolius, kurie gali pramušti tranzistorių. Dėl šios priežasties yra naudojamos specialios tranzistorius šuntuojančios schemos (angl. *snubber circuits*). Kita vertus, galios laipsnio konstrukcija kuriama tokia, kad joje pasireikštų kuo mažesnis parazitinis induktyvumas.

Tačiau inverteryje susikuria ir kitokios prigimties viršįtampiai. Juos generuoja variklis, kai yra mažinamas variklio sukimosi greitis. Jei generuojami stabdomo variklio viršįtampiai viršija inverteryje naudojamų elementų ribines įtampas, šie elementai gali sugesti. Norint to išvengti, dažnio keitiklyje turi būti sukurta efektyvi apsauga nuo viršįtampių. Tam tikslui disertaciniame darbe atlikti viršįtampių, kuriuos inverteryje generuoja stabdomas variklis, pereinamųjų procesų tyrimai.

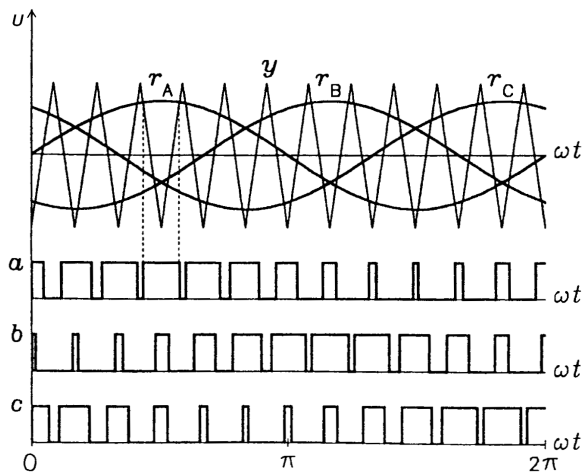
Dažnio keitiklio valdymo įrenginys (1.3 pav.) yra realizuojamas naudojant mikrovaldiklį (angl. *microcontroller*, sutrumpintai – MCU) arba signalų procesorių (angl. *digital signal processor*, sutrumpintai – DSP). Jis vykdo dvi pagrindines funkcijas: valdo dažnio keitiklio darbą ir formuoja signalus inverterio raktų tranzistorių komutavimui. Dažnio keitiklio darbo valdymas apima keitiklio paruošimą darbui jį įjungus, avarinių situacijų fiksavimą ir momentalų galios laipsnio raktų uždarymą joms atsiradus, keitiklio darbo atnaujinimą dingus avariją sukėlusiai priežastčiai, automatinį variklio sūkių reguliavimą uždaroje valdymo sistemoje ir t. t. Valdymo įrenginys taip pat gali sekti variklio būseną tam skirtais jutikliais ir atitinkamai jį valdyti.

1.2. Inverterio išėjimo įtampos formavimo principas su nešančiuoju signalu

Trifazio signalo su platumine moduliacija formavimas turi būti atliekamas realiame laike, todėl yra sudėtingas uždavinys ir dažnai jo sprendimui yra naudojamas atskiras mikrovaldiklis arba signalų procesorius. Yra formuojami trys signalai (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998, Kazmierkowski *et al* 2002). Jie valdo trijų viršutinių arba apatinių raktų tranzistorių komutavimą, t. y., atitinkamai V_{At} , V_{Bt} , V_{Ct} arba V_{Ab} , V_{Bb} , V_{Cb} (1.3 pav.). Likusiems trims raktų tranzistoriams (atitinkamai apatinių arba viršutinių raktų) valdyti reikalingi signalai gaunami invertuojant pirmuosius. Raktus valdančios schemos papildomai turi garantuoti tranzistorių atidarymo pavėlinimą (angl. *dead time*) (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998), kuris turi garantuoti, kad vienu metu nebūtų atidaryti abu (viršutinis ir apatinis) to paties inverterio peties tranzistoriai.

Yra išskiriami du pagrindiniai inverterio išėjimo trifazės įtampos formavimo principai (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998, Kazmierkowski *et al* 2002): inverterio išėjimo įtampos su platumine impulsų moduliacija formavimas panaudojant nešantįjį signalą (angl. *Carrier-based PWM*) (1.5 pav.) ir inverterio išėjimo įtampos su platumine arba dažnine impulsų moduliacija formavimas naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimą (angl. *Space vector modulation*, sutrumpintai SVM) (Kamiski, Dariusz 2008; Gao *et al* 2008; Milanovič 2008; Sourkounis Al-Diabm 2008; Sivkov, Pavelka 2008; Kaminski *et al* 2005; Kolomyjski *et al* 2006; Nabae *et al* 1981; Rodriguez *et al* 2002; Kazmierkowski *et al* 2006; Sobczuk 2007).

Kiekvienas šių principų turi daug modifikacijų. Inverterio išėjimo įtampos su platumine impulsų moduliacija formavimas panaudojant nešantįjį signalą atsirado anksčiau. Jame signalai trifazei įtampai su platumine moduliacija formuoti gaunami palyginant tris sinusoidės arba į sinusoidę panašios formos signalus, perstumtus per 120° , su pjūklo formos nešančiuoju signalu (1.5 pav.). Šiuo būdu gautas inverterio fazių išėjimo įtampas sieja tik tai, kad joms suformuoti yra naudojamas tas pats pjūklo formos nešantysis signalas. Likusių trijų raktų tranzistorių signalai, kaip buvo minėta anksčiau, gaunami invertuojant pirmuosius.



1.5 pav. Inverterio išėjimo įtampos su platumine impulsų moduliacija formavimas naudojant nešantįjį signalą

Fig. 1.5. Formation of inverter output voltage using carrier-based pulse width modulation

Šis principas gali būti realizuotas analoginėmis schemomis ir buvo plačiai naudojamas, kol nebuvo pakankamai pajėgių mikrovaldiklių ir signalų procesorių, gebančių realiaame laike formuoti signalus raktų tranzistorių valdymui.

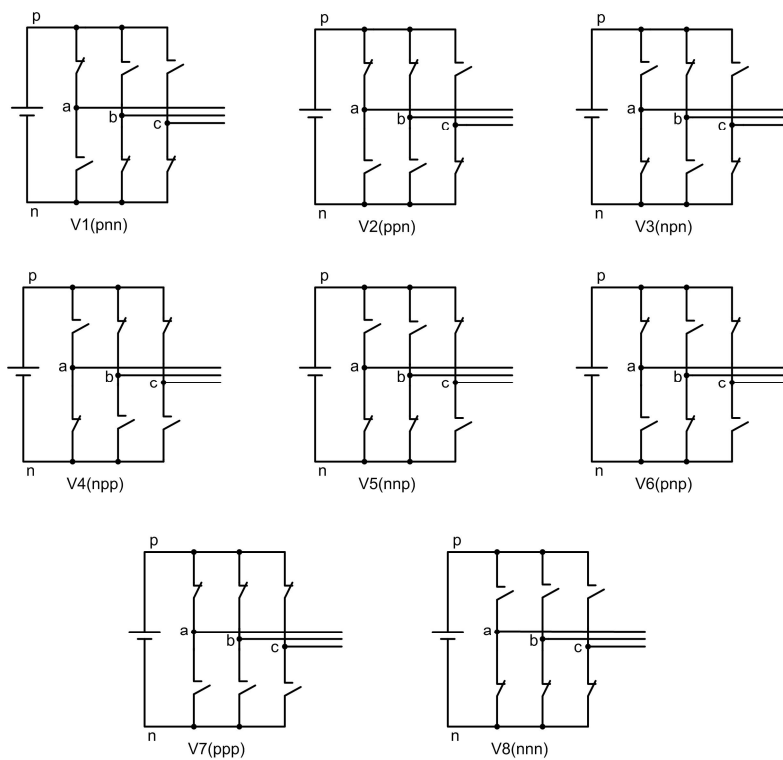
1.3. Inverterio išėjimo įtampos formavimo principas erdvinio vektoriaus moduliavimo būdu

Atsiradus mikrovaldikliams ir signalų procesoriams, erdvinio vektoriaus moduliavimo (EVM) principas tapo vyraujančiu, nes jis leidžia realiaame laike formuoti signalus su mažu žemo dažnio harmonikų lygiu ir turi privalumus, būdingus skaitmeninei elektronikai. Šis principas inverteryje gali būti realizuotas tiek naudojant impulsų pločio moduliavimą, t. y. erdvinio vektoriaus su impulsų pločio moduliavimu metodą (EVIPM) (angl. *Space Vector Pulse Width Modulation*, sutrumpintai SVPWM), tiek erdvinio vektoriaus su impulsų dažnio moduliavimu metodą (EVIDM) (angl. *Space Vector Pulse Frequency Modulation*, sutrumpintai SVPFM) (Neacsu 2001).

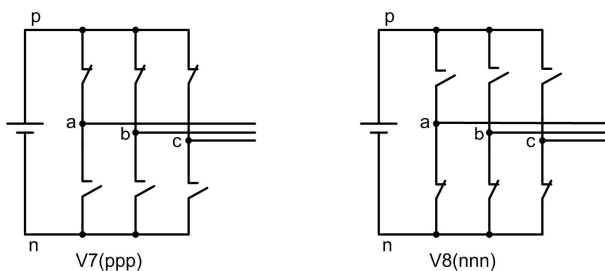
Fazių signalai, gauti naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo principą, tarpusavyje yra tarpiai susiję, nes šiame metode inverteris yra laikomas viena visuma. Žiūrint į trifazį inverterį kaip į vieną visumą, jis turi galimas $2^3 = 8$ raktų būsenas (1.6 pav.). Paveiksle raidės p ir n reiškia atitinkamo inverterio išėjimo (fazės) prijungimą prie teigiamo ar neigiamo nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio U_{DC} .

Iš aštuonių inverterio būsenų, dviejose variklio apvijos yra trumpinamos (1.7 pav.). Jos vadinamos nulinėmis būsenomis, nes įtampos tarp variklio apvijų jų metu yra lygios nuliui. Likusiose šešiose inverterio būsenose įtampa yra tiekiama į variklio apvijas, todėl jos vadinamos aktyviosiomis būsenomis.

Tinkamas aktyviųjų ir nulinių būsenų keitimas generuojant trifazį signalą leidžia suformuoti reikiamą variklio maitinimui trifazę impulsinę įtampą. Variklio srovės pulsacijos ir galios nuostoliai raktų tranzistoriuose ir variklyje priklauso nuo pasirinktos erdvinio vektoriaus moduliavimo principo modifikacijos. Jos viena nuo kitos skiriasi nulinių ir aktyviųjų būsenų panaudojimo principais (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998; Kazmierkowski *et al* 2002).



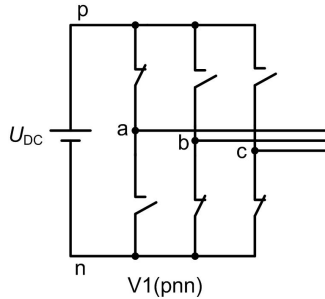
1.6 pav. Trifazio inverterio būsenos
Fig. 1.6. Three-phase inverter states



1.7 pav. Nulinės inverterio būsenos
Fig. 1.7. The zero-state of inverter

Panagrinėkime vieną iš būsenų, pavyzdžiui, būseną V1(pnn), detaliau. Esant šiai būsenai, gauname tokias inverterio formuojamas tarp-fazines įtampas:

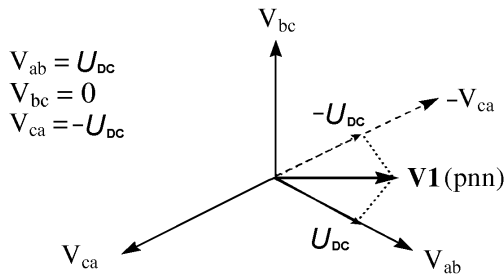
$$\begin{aligned} V_{ab} &= U_{DC}, \\ V_{bc} &= 0, \\ V_{ca} &= -U_{DC}. \end{aligned} \quad (1.1)$$



1.8 pav. Inverterio būsena V1(pnn)

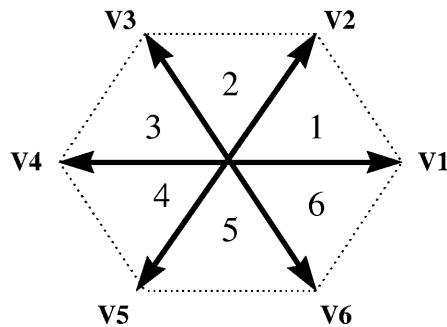
Fig. 1.8. The state of inverter V1(pnn)

Atidėjus šias įtampas α , β vektorinėje plokštumoje, kurioje jau atidėti linijinės įtampos vektoriai V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} , pasukti 120° kampą, gauname atstojamąjį vektorių **V1**(pnn) (1.9 pav.). Lygiai taip pat galima atidėti ir kitus nenulinius vektorius **V1** – **V6** α , β vektorinėje plokštumoje (1.10 pav.).



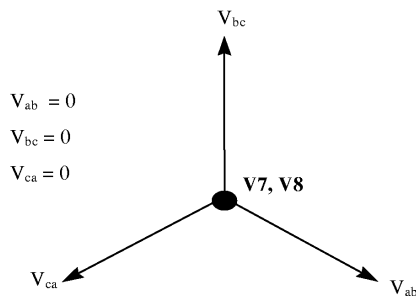
1.9 pav. Vektorius V1(pnn) pavaizdavimas vektorinėje plokštumoje α , β

Fig. 1.9. Vector V1(pnn) imaging in α , β vector plane



1.10 pav. Nenulinių vektorių pavaizdavimas vektorinėje plokštumoje α, β
Fig. 1.10. Vectors imaging in α, β vector plane

Nulinės inverterio būsenas, pavaizduotas 1.7 paveiksle, atitinka nulinės lininės įtampos $V_{ab} = 0$; $V_{bc} = 0$; $V_{ca} = 0$. Jas vektorinėje plokštumoje atitinka nuliniai vektoriai **V7**, **V8** (1.11 pav.), t. y. taškai vektorinės plokštumos koordinatinių pradžioje.



1.11 pav. Nulinių vektorių pavaizdavimas vektorinėje plokštumoje α, β
Fig. 1.11. Zero vectors imaging in α, β vector plane

Erdvinio vektoriaus moduliavimo principą pavaizduoja šešiakampė diagrama, pateikta 1.12 paveiksle. Pagrindinės aktyvios inverterio būsenos atitinka šešiakampio viršūnes. Vektorius V_{ref} , kurio sukimosi šešiakampyje greitis yra proporcingas faziniam dažniui, pavaizduoja generuojamą įtampą: jo ilgis, kurį lemia moduliacijos koeficientas m , atitinka pirmosios harmonikos amplitudę, o φ – kampą nuo periodo pradžios. Priklausomai nuo φ , V_{ref} pakliūna į vieną iš šešių sektorių, o jo generavime dalyvauja du artimiausi baziniai vektoriai, pa-

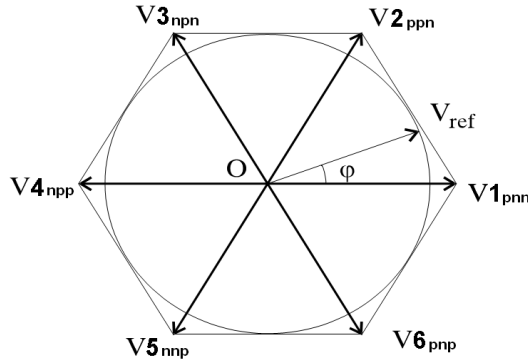
vyzdžiui, $\mathbf{V1}_{pnn}$ ir $\mathbf{V2}_{ppn}$ (1.12 pav.), ir nuliniai vektoriai. θ parodo kampą tarp pirmojo bazinio vektoriaus ir $\mathbf{V}_{ref}$ (1.12 paveiksle θ sutampa su ϕ). Jei vienas bazinis vektorius veikia laiką $T_1(\theta)$, o kitas – $T_2(\theta)$ laiką, ir likusį laiką $T_0(\theta)$ veikia nuliniai vektoriai, tai šių vektorių veikimo laikai, leidžiantys suformuoti $\mathbf{V}_{ref}$ vektorių duotai akimirkai, apskaičiuojami naudojant šias išraiškas:

$$T_1(\theta) = T_c m \sin(\pi/3 - \theta), \quad (1.2)$$

$$T_2(\theta) = T_c m \sin(\theta), \quad (1.3)$$

$$T_0(\theta) = T_c - T_1(\theta) - T_2(\theta), \quad (1.4)$$

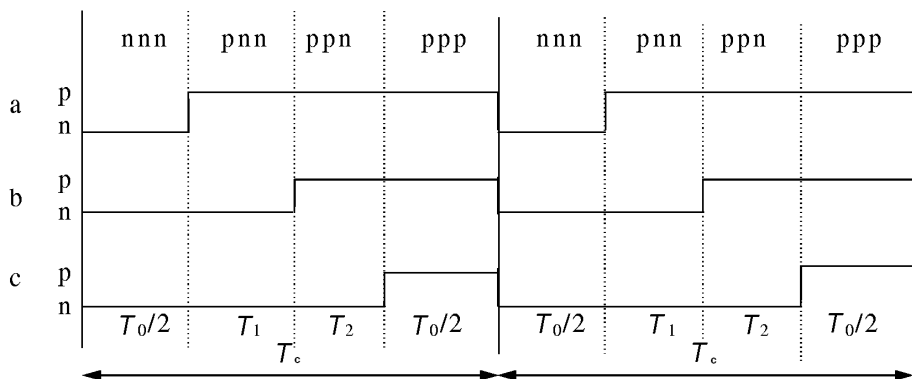
čia $0 \leq m \leq 1$ – moduliavimo koeficientas, nustatantis generuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudę ($\mathbf{V}_{ref}$ vektoriaus ilgį). $T_c = 1/f_c$ – nešančio signalo periodas.



1.12 pav. Šešiakampė diagrama

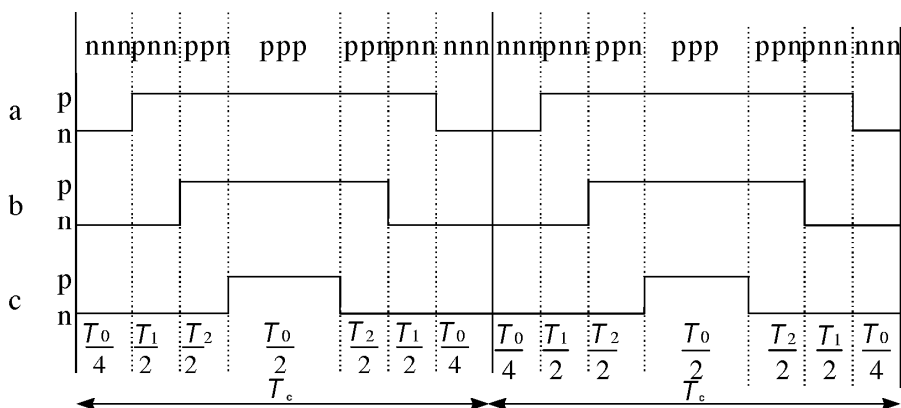
Fig. 1.12. Hexagonal diagram

Literatūroje nagrinėjama keletas vektoriaus $\mathbf{V}_{ref}$ formavimo metodų, kurie skiriasi naudojamomis aktyviosiomis ir nulinėmis būsenomis. Praktikoje dažniausiai pasitaiko šie, klasikiniai, erdvinio vektoriaus moduliavimo principu paremti inverterio įtampos formavimo metodai: metodas su dešinės impulsų pusės lygiavimu (angl. *Right Aligned Sequence*) (1.13 pav.); metodas su simetriniu impulsų lygiavimu (angl. *Symmetric Sequence*) (1.14 pav.); metodas su kintamu nuliniu vektoriumi (angl. *Alternating Zero Vector Sequence*) (1.15 pav.); didžiausios srovės neperjungiantis metodas (angl. *Highest Current Not-Switched Sequence*) (1.16 pav.). Šių paminėtų metodų raktų junginėjimosi skaičius per nešančio dažnio periodą yra skirtingas.



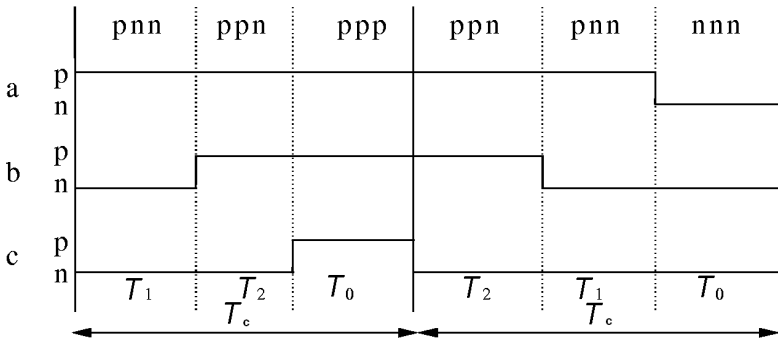
1.13 pav. Raktų valdymo signalai suformuoti naudojant metodą su dešinės impulsų pusės lygiavimu

Fig. 1.13. Right Aligned Sequence method



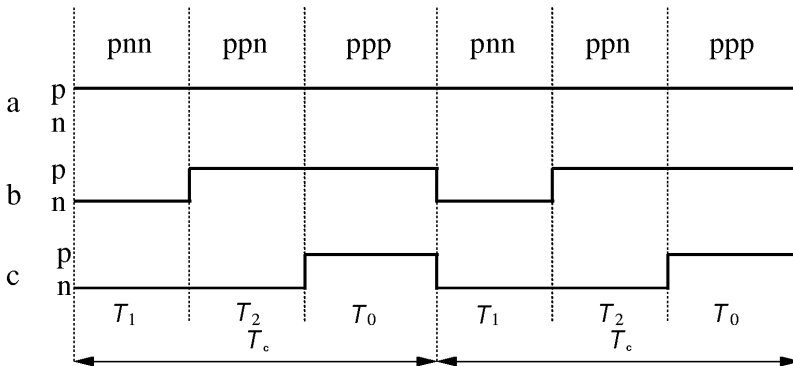
1.14 pav. Raktų valdymo signalai suformuoti naudojant metodą su simetriniu impulsų lygiavimu

Fig. 1.14. Symmetric Sequence method



1.15 pav. Raktų valdymo signalai suformuoti naudojant metodą su kintamu nuliniu vektoriumi

Fig. 1.15. Alternating Zero Vector Sequence method

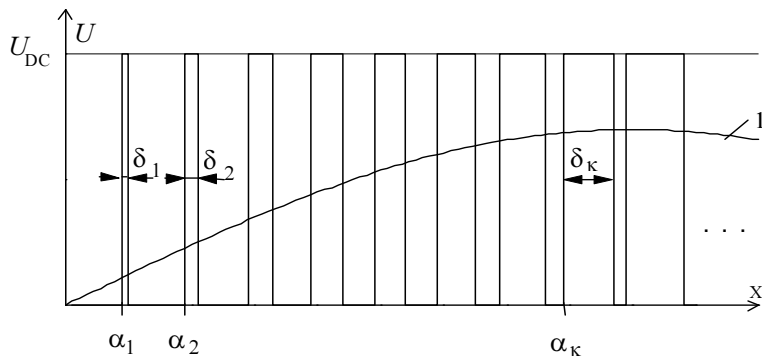


1.16 pav. Raktų valdymo signalai suformuoti naudojant didžiausios srovės neperjungiantį metodą

Fig. 1.16. Highest Current Not-Switched Sequence method

Didžiausią naudingumo faktorių variklis pasiekia maitinant jį sinusoidės formos įtampa. Tačiau inverterio raktai generuoja įtampos impulsus. Tokia įtampa turi platų harmonikų spektrą, bet tinkamai parinkus impulsų parametrus (jų kiekį periode N , pradžios taškus α_i , $i = 1, 2, \dots, N$ ir pločius δ_i , $i = 1, 2, \dots, N$) (1.17 pav.) yra minimizuojamos žemo dažnio harmonikų amplitudės (Baškys, Gobis 1999). Be to, dėl formuojamos trifazės įtampos savybių ji neturi lyginių harmonikų (dėl įtampos simetrijos laiko ašies atžvilgiu) ir harmonikų kartotinių

trims (trifaziams signalams būdinga savybė). Formuojant inverteriu trifazę įtampą, svarbiausia pasiekti, kad joje egzistuojančios žemiausio dažnio harmonikų (5, 7, 11, 13) amplitudės turėtų mažiausias vertes. Aukštesnės harmonikos gali turėti aukštas amplitudes, tačiau dėl induktyvinio apkrovos pobūdžio jos mažai įtakoja variklio statoriaus srovės formą.



1.17 pav. Inverterio išėjimo įtampa ir jos pirmoji harmonika (1 kreivė)

Fig. 1.17. Inverter output voltage and its first harmonic (curve 1)

Vienas iš šio darbo uždavinių yra ištirti naują Valstybinio mokslinių tyrimų instituto Fizinių ir technologijos mokslų centro (toliau FTMC) Elektroninių sistemų laboratorijoje sukurta erdvinio vektoriaus moduliavimo metodą su integruota impulsų trukme, kuris, lyginant su šiuo metu naudojamais klasikiais metodais, leidžia sumažinti inverterio generuojamos įtampos žemo dažnio harmonikų lygį.

Mažinant variklį maitinančios įtampos pirmosios harmonikos dažnį (mažinant variklio sukimosi greitį), jo apvijų varža dėl induktyvinio pobūdžio mažėja tiesiškai. Dėl šios priežasties būtina proporcingai dažniui mažinti įtampos amplitudę. Tai leidžia išlaikyti pastovią variklio apvijų srovę ir palaikyti pastovų variklio magnetinį srautą, bei didžiausią sukimo momentą. Dažnai variklio didžiausią sukimo momentą, t. y. magnetinį srautą variklyje reikia reguliuoti, priklausomai nuo variklio mechaninės apkrovos sukimo momento. Pastovaus sukimo momento išlaikymui ar jo keitimui būtina valdyti į variklį tiekiamos inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudę. Jos dydis yra reguliuojamas keičiant įtampos impulsų skvarbą. Tai gali būti atliekama moduluojant impulsų plotį, išlaikant pastovų dažnį, arba impulsų dažnį, išlaikant pastovų impulsų plotį, t. y. naudojant anksčiau paminėtus EVIPM arba EVIDM metodus.

1.4. Inverterio išėjimo įtampos amplitudės valdymo būdai

Inverterio formuojama trifazė impulsinė įtampa su platumine impulsų moduliacija, kuria yra maitinamas asinchroninis variklis, yra priemonė, kuria dažnio keitiklis valdo asinchroninio variklio sukimosi greitį ir jo didžiausią sukimo momentą. Pagrindinė problema valdant variklį yra palaikyti tinkamą variklio apvijų įmagnetinimo srovę konkrečiai variklio būsenai, apibūdinamai momentiniu variklio sukimosi greičiu ir variklio mechaninio apkrovimo momentu. Jei tiekiamas srovė žymiai viršys reikiamą, variklio magnetinės grandinės įsisotins, išaugs galios nuostoliai ir variklis perkais. Jei srovė bus per maža – variklio rotoriaus slydimas dėl per silpno statoriaus sukuriama magnetinio lauko stiprumo viršys kritinį ir rotorius nustos suktis. Variklio apvijų įmagnetinimo srovė priklauso nuo tiekiamos trifazės kintamosios įtampos amplitudės, todėl pagrindinis uždavinys valdant variklį dažnio keitikliu – garantuoti tinkamą konkrečiai variklio darbo situacijai tiekiamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudę. Pagal tai, kaip yra valdoma inverterio tiekiamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudė, yra išskiriami du asinchroninio variklio valdymo metodai – skaliarinis ir vektoriaus.

Skaliarinis asinchroninio variklio valdymo metodas remiasi dažniniu (angl. *frequency domain*) matematiniu variklio modeliu, pagal kurį, norint išlaikyti pastovų didžiausią variklio sukimo momentą, variklyje būtina palaikyti pastovų variklio trifazės maitinimo įtampos amplitudės ir dažnio santykį:

$$A/f = A_{1\text{ nom}} / f_{\text{nom}}, \quad (1.5)$$

čia $A_{1\text{ nom}}$, f_{nom} – nominali variklio maitinimo įtampos amplitudė ir nominalus dažnis (tipiniam asinchroniniam varikliui $A_{1\text{ nom}} = 560\text{ V}$, $f_{\text{nom}} = 50\text{ Hz}$).

Sąlyga (1.5) gaunama žinant, kad magnetinis srautas yra proporcingas statoriaus apvijų įmagnetinimo srovei I_s , o pastaroji dėl variklio apvijų induktyvinio pobūdžio yra atvirkščiai proporcinga maitinimo įtampos dažniui.

Toks būdas, kai variklio maitinimo įtampos amplitudė valdoma naudojantis (1.5) priklausomybe, yra vadinamas skaliariniu variklio valdymu naudojant tiesinį variklio valdymo dėsnį.

Ventiliatorių ir siurblių variklių atliekamas darbas proporcingas sūkių kvadratai, todėl, siekiant taupyti elektros energiją, jų variklių didžiausią sukimo momentą galima mažinti proporcingai dažniui (proporcingai variklio sukimosi greičiui). Šiuo atveju iš dažninio matematinio variklio modelio seka, kad variklio maitinimo įtampos amplitudė gali keistis dėsniu:

$$A^2/f = A_{1\text{ nom}}^2 / f_{\text{nom}}. \quad (1.6)$$

Toks būdas, kai variklio maitinimo įtampos amplitudė valdoma naudojantis (1.6) priklausomybe, yra vadinamas skaliariniu variklio valdymu naudojant kvadratinį variklio valdymo dėsnį.

Šiuo metu plačiai naudojami tiesinis (1.5) ir kvadratinis (1.6) asinchroninio variklio įtampos amplitudės valdymo dėsniai tinka idealiam varikliui, maitinamam sinusoidės formos trifaze įtampa. Jie neįvertina galios nuostolių statoriaus ir rotoriaus apvijų laidininkuose ir šerdyse, kuriuos sukelia ne tik pirmoji, bet ir aukštesnės inverterio formuojamos impulsinės įtampos harmonikos. Dėl šių priešasčių tikrosios variklio, kurį maitina dažnio keitiklis, įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybės nuo dažnio, užtikrinančios tiesinį ir kvadratinį variklio valdymo dėsnius, yra kitokios ir jas būtina žinoti kuriant dažnio keitiklius. Todėl vienas iš disertacijos uždavinių yra surasti įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybes nuo dažnio, užtikrinančias mažiausius galios nuostolius variklyje, kai variklis apkraunamas pastovaus sukimosi momento ir tiesiškai nuo sukimosi greičio mažėjančio momento mechanine apkrova.

Skaliarinis valdymo metodas yra naudotinas, kai yra iš anksto apytiksliai žinoma variklio mechaninio apkrovimo priklausomybė nuo jo sukimosi greičio. Kadangi variklio mechaninė apkrova šiuo atveju yra determinuota, nebūtina stebėti variklio būsenos, todėl nereikia atitinkamų jutiklių, o skaičiavimai, kuriuos reikia atlikti generuojant signalus inverterio raktų valdymui, yra nesudėtingi. Skaliariniam variklio valdymui realizuoti gali būti naudojamas paprastesnis, todėl pigesnis, mikrovaldiklis, taip pat paprastesnė yra ir mikrovaldiklio programa, realizuojanti metodo algoritmą. Populiariausios dažnio keitiklių su skaliariniu variklio valdymu panaudojimo sritys yra siurblių ir ventiliatorių elektros pavaros.

Skaliariniame variklio valdymo metode išeities parametru naudojamas inverterio generuojamos įtampos pirmosios harmonikos dažnis. Žinant dažnį, mikrovaldiklis, realizuojantis šio valdymo metodo algoritmą, apskaičiuoja atraminio vektoriaus parametrus polinėse koordinatėse – modulį, kuris yra proporcingas dažniui, ir kampą, kuris yra gaunamas integruojant dažnį. Atraminis vektorius V_{ref} reikalingas erdvinio vektoriaus moduliavimo principui realizuoti (1.12 pav.). Remiantis jo parametrais yra sukuriama signalai valdyti inverterio raktams, kurie savo išėjime generuoja įtampą, atitinkančią atraminį vektorius. Iš skaliarinių asinchroninio variklio valdymo metodų populiariausias yra atviro tipo Voltas Hercui valdymas (angl. *open loop Volt Hertz control*). Kad variklio sukimosi greitis būtų stabilesnis, dažnio keitikliuose su skaliariniu valdymu gali būti naudojama uždara dažnio automatinio valdymo sistema, kuri leidžia sumažinti sukimosi greičio svyravimus, kintant variklio mechaninei apkrovai.

Vektoriniuose metoduose yra nuolatos reaguojama į variklio būseną, t. y., sekama jo dinamika ir yra koreguojamos momentinės maitinimo įtampos ampli-

tudės vertės bei magnetinio srauto erdvinio vektoriaus padėtis. Dažnio keitikliai su vektoriniu valdymu gali greitai ir tiksliai valdyti variklio sukimosi momentą esant įvairiems sukimosi greičiams, gali dirbti dideliu pagreičiu, taip pat gali įsijungti, kai variklis sukasi į bet kurią pusę. Pagal savo darbo tikslumą tokios pavaros prilygsta pavaroms su pastoviosios srovės varikliais. Yra sukurta daug vektorinio valdymo metodų. Labiausiai žinomi yra du: metodas, paremtas lauko valdymu (angl. *field-orientated control*), ir sukimo momento tiesioginio valdymo (angl. *direct torque control*) metodas. Šiems metodams realizuoti yra reikalinga informacija apie statoriaus arba rotorius magnetinį srautą. Pagal magnetinio srauto vektoriaus matavimo būdą vektoriniai valdymo metodai yra skirstomi į tiesioginius ir netiesioginius. Tiesioginiame vektoriniame valdyme magnetinio srauto vektorius yra matuojamas tiesiogiai, o netiesioginiame jis yra apskaičiuojamas naudojant variklio matematinį modelį, žinant momentines statoriaus srovės ir variklio sukimosi greičio vertes, kurios turi būti matuojamos atitinkamai jutikliais. Tokiu būdu vadinamajame vektoriniame valdyme nenaudojant jutiklių (angl. *sensors less vector control*) visi reikalingi duomenys gaunami matuojant statoriaus srovės ir įtampos momentines vertes, t. y., variklio sukimosi greitis yra apskaičiuojamas nenaudojant atitinkamo jutiklio, kurį reiktų montuoti variklyje. Tačiau minėtu atveju pablogėja variklio valdymo tikslumas esant mažam sukimosi greičiui. Asinchroninių variklių pavaros, valdomos dažnio keitiklių su vektoriniu valdymu, yra naudojamos (Bartos 2004) didelio greičio liftuose, kranuose bei laidų vyniojimo, popieriaus gamybos, plieno liejimo, plastmasės šampavimo ir kituose įrenginiuose kur būtina momentaliai reaguoti į variklio mechaninės apkrovos momento pokyčius.

Iš atliktos analizės matosi, kad inverterio išėjimo įtampos amplitudės valdymui realizuoti naudojant skaliarinį metodą pakanka santykinai paprasto mikrovaldiklio, be to, nereikia matuoti momentinių variklio būsenos parametrų. Tačiau šis metodas netinka variklių su atsitiktinai kintančia mechanine apkrova valdymui. Iš kitos pusės, vektorinis valdymas leidžia efektingai valdyti variklį kintant variklio apkrovai ir leidžia pasiekti gerų dinaminių charakteristikų. Tačiau šio metodo realizavimui būtinas mikrovaldiklis arba signalinis procesorius, gebantis realiaime laike, remiantis iš jutiklių gautomis variklio būsenos parametrų vertėmis, apskaičiuoti, įtampos, kurią duotam momentui turi generuoti inverteris, parametrų vertes. Be to, jo pilnam realizavimui, be statoriaus apvijų srovės, papildomai būtina matuoti variklio sukimosi greitį, kas kai kuriais konkrečiais atvejais būna neįmanoma.

Sukurti naują inverterio generuojamos įtampos amplitudės valdymo metodą, kurio realizavimas savo sudėtingumu būtų artimas skaliariniam metodui, tačiau tikėtų variklių su kintama mechanine apkrova valdymui, yra vienas iš pagrindinių disertacinio darbo uždavinių.

1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

1. Inverteris, kuris keičia nuolatinę įtampą į reikiamų parametrų vienfazę, trifazę arba daugiafazę impulsinę įtampą, yra pagrindinis tokių galios elektronikos įtaisų, kaip dažnio keitikliai asinchroninių elektros variklių maitinimui ir valdymui, aktyvieji elektros tinklo filtrai, įvairūs maitinimo šaltiniai bei alternatyviųjų energijos šaltinių keitikliai, funkcinis mazgas.

2. Nuostolių mažinimas dažnio keitiklio inverterio raktuose leidžia ne tik padidinti dažnio keitiklio darbo patikimumą dėl tranzistorių temperatūros sumažėjimo, bet taip pat leidžia mažinti jo matmenis ir svorį bei taupyti elektros energiją. Todėl šios problemos sprendimas yra aktualus ir yra vienas iš svarbiausių uždavinių kuriant naujus dažnio keitiklius.

3. Atsiradus tinkamiems mikrovaldikliams ir signalų procesoriams, vyraujančiu įtampos formavimo principu inverteryje tapo erdvinio vektoriaus moduliavimo principas, nes jis leidžia generuoti trifazę įtampą su mažu harmonikų kiekiu, t. y. įgalina mažinti nuostolių galią, ir turi privalumus, būdingus skaitmeinei elektronikai.

4. Pagrindinė problema valdant variklį dažnio keitikliu yra valdyti inverterio tiekiamos į variklį įtampos pirmosios harmonikos amplitudę taip, kad būtų palaikoma tinkama konkrečiai variklio būsenai, apibūdinamai momentiniu variklio sukimosi greičiu ir variklio mechaninio apkrovimo momentu, variklio apvijų įmagnetinimo srovė.

5. Pagal tai, kaip valdoma inverterio tiekiamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudė, yra išskiriami du asinchroninio variklio valdymo metodai – skaliarinis ir vektorinis.

6. Skaliarinis asinchroninio variklio valdymo metodas yra naudotinas, kai iš anksto žinoma variklio mechaninio apkrovimo momento priklausomybė nuo jo sukimosi greičio ir ši priklausomybė yra determinuota. Šiuo atveju nebūtina stebėti variklio būsenos, todėl nereikia atitinkamų jutiklių, taip pat skaičiavimai, kuriuos reikia atlikti generuojant signalus inverterio raktų valdymui, yra nesudėtingi.

7. Vektorinis variklio valdymo metodas naudojamas, kai variklio mechaninės apkrovos momentas kinta atsitiktinai. Šio metodo realizavimas yra žymiai sudėtingesnis nei skaliarinis, nes būtina matuoti momentinę variklio sukimosi greitį ir statoriaus apvijų srovę ir, apdorojant gautus duomenis realiu laiku, apskaičiuoti būtinus parametrus inverterio įtampai duotam momentui suformuoti: momentinę inverterio formuojamos įtampos amplitudės vertę ir magnetinio srauto erdvinio vektorius padėti.

Atlikus literatūros ir mokslinių tiriamųjų projektų, kuriuose dalyvavo disertantas, užduočių dažnio keitikliams sukurti analizę, suformuluoti šie disertacijos uždaviniai:

1. Ištirti inverterio, kurio įtampa formuojama erdvinio vektoriaus moduliavimo metodu su integruota impulsų trukme, asinchroninio variklio temperatūros pereinamuosius procesus bei inverterio įtampos spektrą. Palyginti gautus duomenis su tyrimų rezultatais, kai naudojamas klasikinis erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas, šiuo metu taikomas dažnio keitikliuose.

2. Surasti ir ištirti inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybes nuo dažnio, užtikrinančias mažiausius galios nuostolius variklyje.

3. Sukurti ir ištirti inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodą, kuris leidžia palaikyti mažiausią variklio su atsitiktinai kintančia apkrova srovę.

4. Ištirti inverterio raktų IGBT tranzistorių valdymo grandinių struktūros ir parametrų įtaką inverterio temperatūrai.

5. Ištirti viršįtampių, kuriuos inverteryje generuoja stabdomas asinchroninis variklis, pereinamuosius procesus.

Inverterio, valdomo erdvinio vektoriaus moduliavimo metodu su integruota impulsų trukme, tyrimas

Skyriuje aprašomas erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas su integruota impulsų trukme, pateikti galios nuostolių inverteryje ir asinchroniniame variklyje tyrimo rezultatai naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo metodą su integruota impulsų trukme ir klasikinį erdvinio vektoriaus moduliavimo metodą.

Skyriaus tematika paskelbti keturi autoriaus straipsniai (Baškys *et al* 2008; Baskys *et al* 2009; Baškys *et al* 2009; Baskys *et al* 2010).

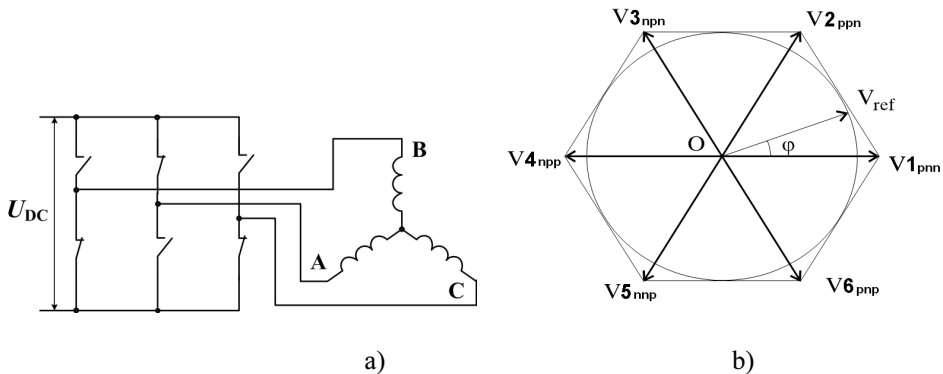
2.1. Erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas su integruota impulsų trukme

Galios nuostoliai inverteryje priklauso ne tik nuo raktų tranzistorių parametrų, bet ir nuo įtampos inverteryje formavimo metodo, kuris nulemia įtampos spektrą ir raktų junginėjimosi tvarką.

Kaip buvo minėta pirmajame disertacijos skyriuje, trifazei inverterio išėjimo įtampai formuoti naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo (EVM) principą gali būti naudojami EVIPM arba EVIDM metodai (Neacsu 2001). Šiame skyriu-

je aptarsime EVM metodą su integruota impulsų trukme, sukurtą FTMC Elektroninių sistemų laboratorijoje (Baskys *et al* 2001).

Inverterio įtampos formavimo, naudojant EVM, principai (Neacsu 2001, Mehrizi-Sani *et al* 2007) aprašyti 1.3 skyriuje. Priminsime, kad trifazis inverteris (2.1a pav.) gali turėti 6 aktyvias būsenas, kuriuos pavaizduojamos šešiakampio viršūnėmis (2.1b pav.) ir 2 nulines būsenas. Vektorius $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ pavaizduoja inverterio išėjime generuojamą įtampą: jo ilgis nusako generuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudę A_1 , o φ – kampą nuo periodo pradžios. Priklausomai nuo φ , $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ pakliūna į vieną iš šešių sektorių, o jo generavime dalyvauja du artimiausi baziniai vektoriai. Atveju, pateiktu 2.1b paveiksle, vektorių $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ formuoja baziniai vektoriai $\mathbf{V}_{1\text{pnn}}$ ir $\mathbf{V}_{2\text{ppn}}$ ir nuliniai vektoriai. Trukmės $T_1(\theta)$ ir $T_2(\theta)$ nusako, atitinkamai, kiek laiko veikia bazinis vektorius $\mathbf{V}_{1\text{pnn}}$ ir bazinis vektorius $\mathbf{V}_{2\text{ppn}}$. θ parodo kampą tarp pirmojo bazinio vektoriaus ir $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ (2.1b paveiksle θ sutampa su φ).



2.1 pav. Inverteris ir prie jo prijungtas variklis (a) bei šešiakampė diagrama, vaizduojanti EVM principą (b)

Fig. 2.1. Inverter with the connected motor (a) and hexagonal diagram, which presents the SVM principle (b)

Klasikiniame EVM metode, kuris yra naudojamas daugumoje šiuo metu gaminamų dažnio keitiklių, minėtos trukmės apskaičiuojamos pagal formules:

$$T_1(\theta) = T_c m \sin(\pi/3 - \theta), \quad (2.1)$$

$$T_2(\theta) = T_c m \sin(\theta), \quad (2.2)$$

čia $T_c = 1/f_c$ yra nešančio signalo periodas, nusakantis kampo φ kitimo diskretizaciją, m yra moduliacijos koeficientas, nulemiantis pirmosios harmonikos amplitudę. Nulinio vektoriaus veikimo trukmė apskaičiuojama pagal šią formulę:

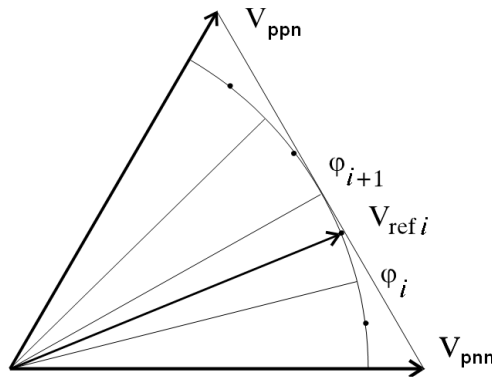
$$T_0(\theta) = T_c - T_1(\theta) - T_2(\theta). \quad (2.3)$$

Skirtingas nulinių vektorių naudojimas leidžia sukurti skirtingus raktų junginėjimosi algoritmus. Esminis EVM metodo su integruota impulsų trukme skirtumas, lyginant jį su klasikiniu EVM metodu, yra tai, kad bazinių vektorių veikimo trukmės yra skaičiuojamos naudojant ne trigonometrinės funkcijas (2.1; 2.2), bet jų integralus (2.4), (2.5) (Baskys *et al* 2001):

$$T_1(\theta, \Delta\theta) = (T_c m / \Delta\theta) \int_{\theta}^{\theta+\Delta\theta} \sin(\pi/3 - x) dx, \quad (2.4)$$

$$T_2(\theta, \Delta\theta) = (T_c m / \Delta\theta) \int_{\theta}^{\theta+\Delta\theta} \sin(x) dx. \quad (2.5)$$

EVM metode su integruota impulsų trukme bazinių vektorių veikimo trukmės (inverterio generuojamos įtampos impulsų trukmės) apskaičiuojamos intervalui $[\theta, \theta + \Delta\theta]$, t. y. jame naudojama vidutinė šiam intervalui vertė (2.2 pav.). Tuo tarpu klasikiniame EVM metode ji skaičiuojama pradiniam intervalo kampui θ . Ši tiriamo EVM metodo su integruota impulsų trukme savybė leidžia sumažinti žemo dažnio harmonikų amplitudes (2.3 pav.).



2.2 pav. Šešiakampio diagramos sektorius
Fig. 2.2. Sector of hexagonal diagram

Atliktas inverterio įtampos, suformuotos EVM metodu su integruota impulsų trukme, spektro tyrimas (Baškys *et al* 2009). Buvo tirtas atvejis, kai $f_c / f_p = K$. EVM metode, norint išlaikyti pastovią variklio srovės vertę, būtina, kad K būtų pastovus, todėl $\Delta\theta = 2\pi / K$ taip pat yra pastovus dydis. Tai supaprastina skaičiavimus, kuriuos turi atlikti mikrovaldiklis, formuodamas signalus inverterio raktų valdymui, nes funkcijos (2.4) ir (2.5) visiems intervalams gali būti apskai-

čiuotos iš anksto ir pateiktos lentelėje. Inverterio generuojamos įtampos spektras gautas skaičiuojant harmonikų amplitudes. Funkcija yra impulsų pavidalo ir periodinė, o jos reikšmės yra +1, -1 ir 0. Įtampos harmonikos buvo skaičiuojamos naudojant Furje eilutę. Koeficientai a_n ir b_n apskaičiuojami pagal formules:

$$a_n = \int_{\alpha}^{\beta} f \cdot \sin nx \, dx = \int_{\alpha}^{\beta} \pm 1 \cdot \sin nx \, dx = -\frac{1}{n} \cos nx \Big|_{\alpha}^{\beta} = -\frac{1}{n} \cdot (\pm 1) \cdot (\cos(n \cdot \beta) - \cos(n \cdot \alpha)), \quad (2.6)$$

$$b_n = \int_{\alpha}^{\beta} f \cdot \cos nx \, dx = \int_{\alpha}^{\beta} \pm 1 \cdot \cos nx \, dx = \frac{1}{n} \sin nx \Big|_{\alpha}^{\beta} = \frac{1}{n} \cdot (\pm 1) \cdot (\sin(n \cdot \beta) - \sin(n \cdot \alpha)), \quad (2.7)$$

čia +1, kai funkcija $f=1$, o -1, kai funkcija $f=-1$.

Jei funkcija lygi nuliui, tai ir integralas lygus nuliui:

$$a_n = \int_{\alpha}^{\beta} 0 \cdot \sin nx \, dx = 0, \quad (2.8)$$

$$b_n = \int_{\alpha}^{\beta} 0 \cdot \cos nx \, dx = 0. \quad (2.9)$$

Norint apskaičiuoti įtampos n -tąją harmoniką, reikia sudėti visus koeficientus, apskaičiuotus kiekvienam impulsui per fazinį periodą:

$$a_{n\Sigma} = \sum_{i=1}^k -\frac{1}{n} \cdot (\pm 1) \cdot (\cos(n \cdot \beta_i) - \cos(n \cdot \alpha_i)), \quad (2.10)$$

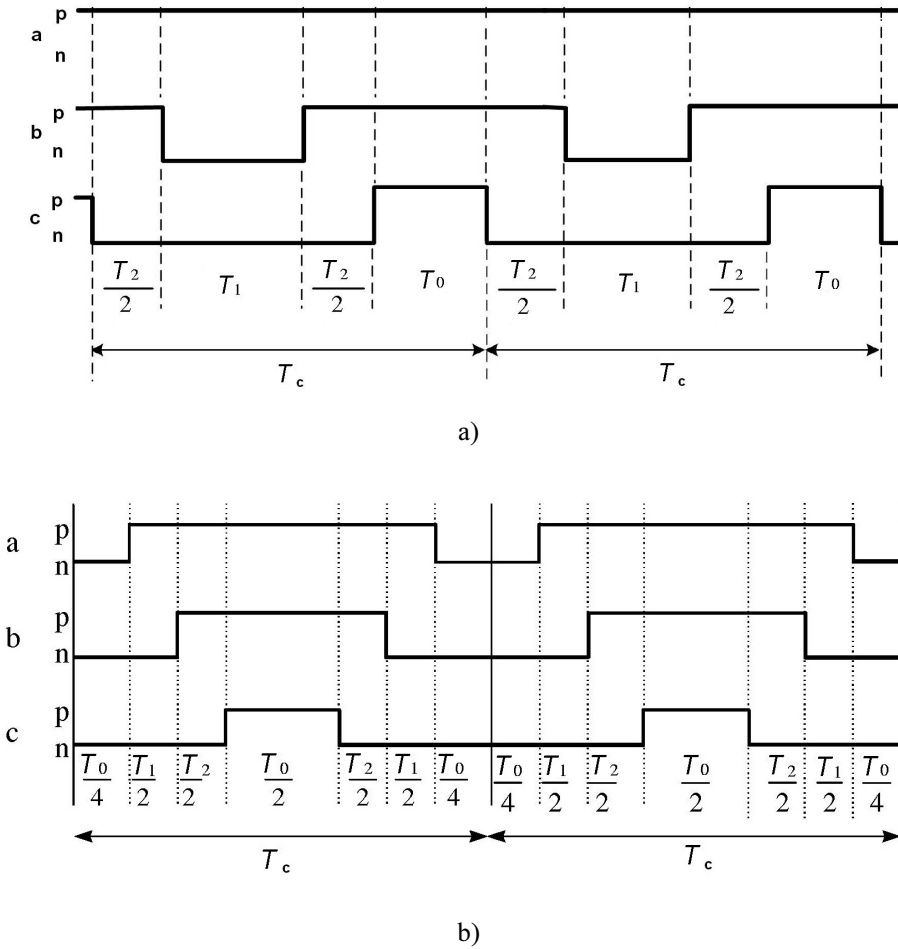
$$b_{n\Sigma} = \sum_{i=1}^k \frac{1}{n} \cdot (\pm 1) \cdot (\sin(n \cdot \beta_i) - \sin(n \cdot \alpha_i)), \quad (2.11)$$

čia k yra impulsų skaičius per fazinį periodą.

n -tosios eilės įtampos harmonikos amplitudė apskaičiuojama pagal tokią formulę:

$$A_n = \sqrt{a_{n\Sigma}^2 + b_{n\Sigma}^2}. \quad (2.12)$$

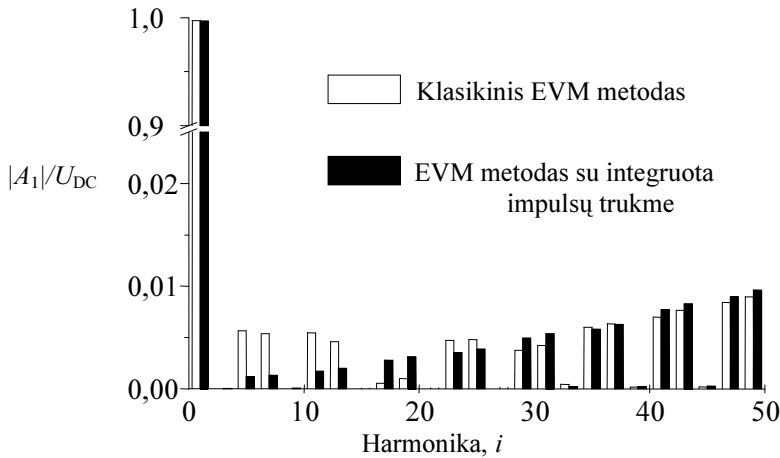
Įtampų spektrai skaičiuoti, naudojant 2.3 paveiksle pateiktus raktų junginėjimosi algoritmus.



2.3 pav. Raktų junginėjimosi algoritmas pirmame sektoriuje, kai naudojamas EVM metodas su integruota impulsų trukme ir sumažintu raktų junginėjimosi skaičiumi (a) ir kai naudojamas klasikinis EVM metodas (b)

Fig. 2.3. The switch commutation algorithm for the first sector generated by SVM with averaged pulse lengths and the minimized number of switching (a) and conventional SVM method (b)

Gauti inverterio įtampų spektro tyrimai pateikti 2.4 paveiksle. Matome, kad įtampa suformuota EVM metodu su integruota impulsų trukme turi mažesnes žemo dažnio harmonikų amplitudes, lyginant su klasikiniu EVM metodu.



2.4 pav. Inverterio generuojamos įtampos spektrai naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme ir klasikinį EVM metodą, kai $f_p = f_{nom} = 50$ Hz ir $K = 96$

Fig. 2.4. The spectrum of the voltage generated by SVPFM with averaged pulse lengths and conventional SVM methods at $f_p = f_{nom} = 50$ Hz and $K = 96$

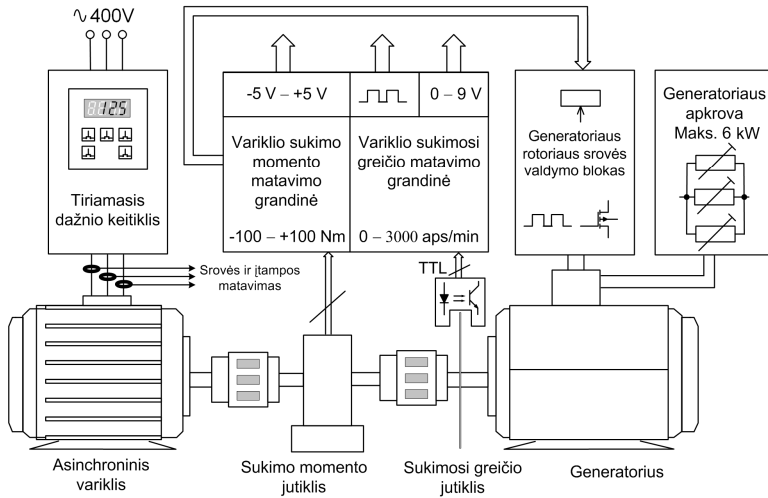
Kitas tiriamo EVM metodo su integruota impulsų trukme privalumas yra tai, kad jame panaudotas raktų junginėjimosi algoritmas, kuris, lyginant su klasikiniu EVM metodu, leidžia sumažinti raktų junginėjimosi kartų skaičių (2.4 pav.). Be to, jame raktai nėra junginėjami, kai per juos teka didžiausia variklio srovė. Tai leidžia sumažinti galios nuostolius inverteryje.

2.2. Inverterio eksperimentinio tyrimo metodika

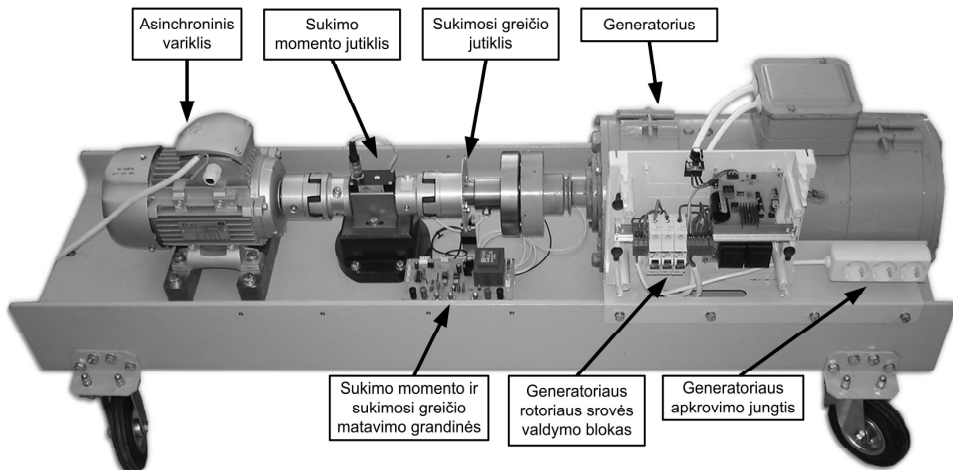
Ekspperimentiniam dažnio keitiklio inverterio tyrimui būtinas specialus stendas, kuriame yra sumontuotas asinchroninis variklis ir jo mechaninė apkrova su reguliuojamu apkrovimo momentu bei variklio sukimosi greičio, sukimo momento, srovės ir įtampos matavimo įtaisai, leidžiantys matuoti minėtų parametrų vertes nusistovėjusiam režimui bei tirti jų pereinamuosius procesus. Tokiu stendu galima tirti variklio ir dažnio keitiklio inverterio charakteristikas.

Inverterio eksperimentiniams tyrimams buvo naudojamas dažnio keitiklių tyrimo stendas ir dažnio keitiklio maketas, sukurtas FTMC Elektroninių sistemų laboratorijoje (Baškys *et al* 2008). Tyrimų stendo struktūrinė schema pateikiama 2.5 paveiksle, bendras vaizdas – 2.6 paveiksle. Dažnio keitiklio maketas, reali-

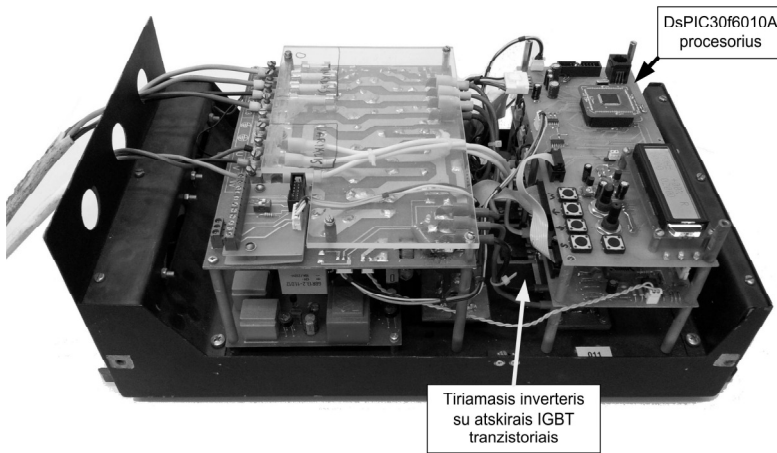
zuojantis EVM su integruota impulsų trukme ir klasikinį EVM metodus, pavaizduotas 2.7 paveiksle.



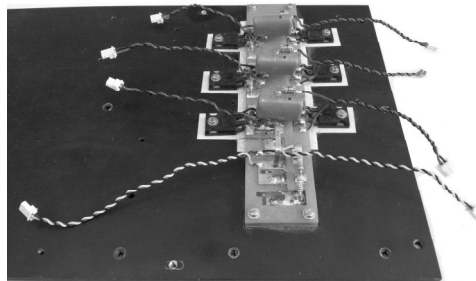
2.5 pav. Dažnio keitiklių tyrimo stendo struktūrinė schema
Fig. 2.5. The frequency converter test bench block diagram



2.6 pav. Dažnio keitiklių tyrimo stendas
Fig. 2.6. The frequency converter test bench



a)



b)

2.7 pav. Tyrimams naudoti dažnio keitiklio maketas (a) ir jo inverteris (b)
Fig. 2.7. The models of frequency converter (a) and its inverter (b) used during the investigation

Tyrimų standą sudaro: asinchroninis variklis, maitinamas tiriamojo dažnio keitiklio inverterio; 5,5 kW galios nuolatinės srovės generatorius, veikiantis kaip variklio mechaninė apkrova su reguliuojamu sukimo momentu; generatoriaus rotoriaus srovės valdymo blokas; generatoriaus elektrinė apkrova; sukimo momento („Lorens Messtechnik GmbH“ firmos DR-2212-R, matavimo diapazonas nuo -100 Nm iki $+100$ Nm, didžiausia matavimo paklaida $\pm 0,1$ Nm), sukimosi greičio (nuo 0 iki 3000 aps/min, didžiausia matavimo paklaida 1/60 aps/min) jutikliai; sukimo momento ir sukimosi greičio matavimo grandinės.

Sukimo momento matavimo grandinė tiekia analoginį signalą (įtampą), kuris kinta nuo -5 V iki $+5\text{ V}$, kai sukimo momentas kinta nuo -100 Nm iki $+100\text{ Nm}$. Sukimosi greičio matavimo grandinė sukuria tiek analoginį signalą (įtampą), kuri yra proporcinga sukimosi greičiui, tiek impulsinį signalą, kurio dažnis proporcingas sukimosi greičiui. Variklio apvijų srovės pereinamiesiems procesams tirti naudojami oscilografo priedėliai, leidžiantys srovę matuoti bekontakčiu būdu. Pereinamieji procesai tirti „Tektronix“ firmos oscilografu TPS2024.

Variklio mechaninės apkrovos sukimo momentas yra nustatomas rankiniu būdu, diskretiškai keičiant generatoriaus elektrinę apkrovą arba tolydžiai keičiant generatoriaus rotoriaus srovę. Ji taip pat gali būti valdoma automatiškai, uždaroje valdymo sistemoje, tokiu būdu generatorius varikliui sudaro mechaninę apkrovą su pastoviu sukimosi momentu.

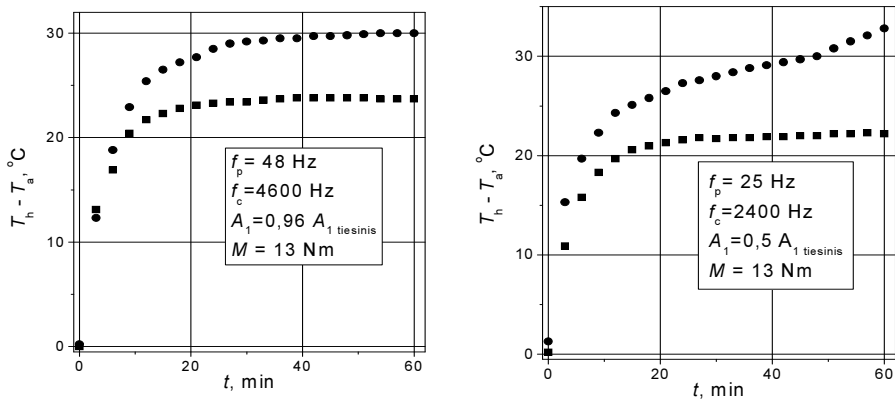
Dažnio keitiklio maketo, inverterio raktų tranzistorių valdymo signalų, realizuojančių EVM metodus, formavimui panaudotas „Microchip“ firmos signalų procesorius dsPIC30F. Signalų procesoriaus programos sukurtos disertacijos autoriaus (Bleizgis *et al* 2011).

2.3. Galios nuostolių inverteryje ir asinchroniniame variklyje tyrimas

Šiame skyriuje pateikiama inverterio galios nuostolių inverteryje ir juo maitinamame variklyje tyrimo rezultatai, kai trifazei įtampai formuoti naudojamas EVM metodas su integruota impulsų trukme. Tyrimų rezultatai palyginti su rezultatais, gautais naudojant klasikinį EVM metodą. Gauti rezultatai parodo, kad EVM metodo su integruota impulsų trukme taikymas, lyginant su atveju, kai taikomas klasikinis EVM metodas, leidžia sumažinti galios nuostolius inverteryje ir asinchroniniame variklyje. Tyrimų rezultatai, pateikti šiame skyriuje, yra paskelbti dviejuose autoriaus publikacijose (Baškys *et al* 2009; Baškys *et al* 2010).

Tyrimai buvo atliekami su dažnio keitiklio (2.7 pav.) inverteriu, kurį sudaro atskiri šeši IGBT tranzistoriai, sumontuoti ant radiatoriaus. Tiesiogiai išmatuoti galios nuostolius inverteryje yra sudėtinga, dėl to jie buvo matuojami netiesiogiai – matuojant radiatoriaus, prie kurio pritvirtinti tranzistoriai, temperatūrą. Tyrimas buvo atliekamas naudojant dažnio keitiklių tyrimų standą (2.6 pav.). Tyrimo metu inverteris maitino 4 kW asinchroninį variklį, mechaniškai apkrautą nuolatinės srovės generatoriumi. Radiatoriaus temperatūra buvo matuojama, kai išėjimo įtampai formuoti naudojamas EVM metodas su integruota impulsų trukme ir kai naudojamas klasikinis EVM metodas. Tyrimo rezultatai buvo matuojami šiems dviem inverterio formuojamos įtampos fazinio ir nešančiojo dažnių variantams $f_p = 48\text{ Hz}$, $f_c = 4,6\text{ kHz}$, ir $f_p = 25\text{ Hz}$, $f_c = 2,4\text{ kHz}$. Eksperimen-

to metu tyrimams naudojamas 4 kW galios variklis buvo apkraunamas nominaliu (13 Nm) ir dvigubai sumažintu (6,5 Nm) sukimo momentu (M). Temperatūra buvo matuojama kompanijos „Dallas Semiconductor“ skaitmeniniu termometru DS18B20, kurio didžiausia matavimo paklaida $\pm 0,2$ °C. Gauti rezultatai pateikti 2.8 ir 2.9 paveiksluose.

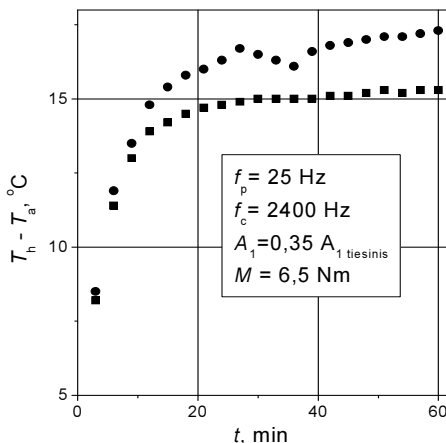


2.8 pav. Radiatoriaus (T_h) ir aplinkos (T_a) temperatūrų skirtumo pereinamasis procesas naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme (kvadratiniai) ir klasikinį EVM metodą (rutuliukai), esant skirtingiems faziniams ir nešantiesiems dažniams, kai variklis apkrautas nominalia 13 Nm sukimo momento apkrova ir įtampos pirmosios harmonikos amplitudės A_1 valdymui naudojamas tiesinis dėsnis

Fig. 2.8. The transients of inverter heat sink temperature (T_h) in respect to ambient temperature (T_a) for case when voltage is formed using SVPFM method with averaged pulse lengths (square dots) and conventional SVPFM method (round dots) at nominal (13 Nm) motor load torque for various phase and carrier frequencies and linear control law of of inverter voltage first harmonic amplitude A_1

Juose pavaizduotas radiatoriaus (T_h) ir aplinkos (T_a) temperatūrų pereinamasis procesas esant skirtingiems f_p , f_c , A_1 ir M . Matome, kad radiatoriaus temperatūra nusistovėjusią vertę pasiekia maždaug per 1 valandą. Gauti rezultatai rodo, kad EVM metodas su integruota impulsų trukme, sukurtas FTMC Elektroninių sistemų laboratorijoje, leidžia sumažinti radiatoriaus temperatūrą, t. y. galios nuostolius inverteryje, lyginant su klasikiniu EVM metodu. To priežastis yra tai, jog inverterio raktų tranzistoriai, valdomi EVM metodu su integruota impulsų trukme, junginėjasi mažesniu dažniu (2.4 pav.) ir jie nejunginėja variklio apvijų srovės, kai jomis teka didžiausia momentinė srovė (2.10 pav.). Be to, dėl įtampos, formuojant ją EVM metodu su integruota impulsų trukme, mažesnių

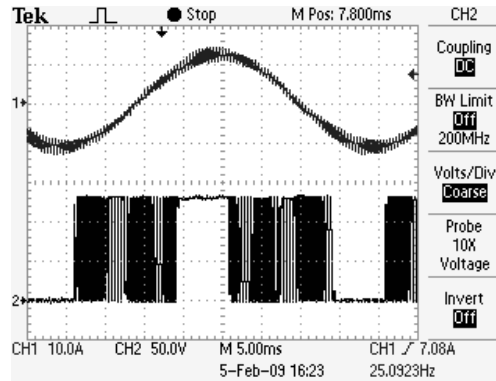
žemo dažnio harmonikų amplitudžių (2.3 pav.) mažėja galios nuostoliai variklyje, todėl tam pačiam darbui atlikti pakanka mažesnės variklio statoriaus srovės. Mažėjant srovei, nuostoliai raktų tranzistoriuose taip pat mažėja.



2.9 pav. Inverterio radiatoriaus ir aplinkos temperatūrų skirtumo pereinamasis procesas naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme (kvadratiškai) ir klasikini EVM metodą (rutuliukai), kai variklio mechaninės apkrovos sukimo momentas 6,5 Nm ir įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymui naudojamas kvadratinis dėsnis

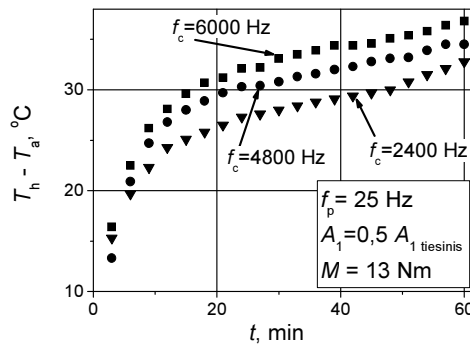
Fig. 2.9. The transients of inverter heat sink temperature in respect to ambient temperature for case when voltage is formed using SVPFM method with averaged pulse lengths (square dots) and conventional SVPFM method (round dots) at 6.5 Nm motor load torque using control of inverter first harmonic amplitude by square law

Nešančio dažnio įtakos galios nuostoliams inverteryje tyrimų rezultatai pateikti 2.12 paveiksle. Iš gautų rezultatų matome, kad padidinus nešantįjį dažnį nuo 2400 Hz iki 6000 Hz (t. y. 250 %), inverterio raktų tranzistorių radiatoriaus temperatūra padidėja tik 5 $^{\circ}\text{C}$ arba 17 %. Šie rezultatai rodo, kad persijungimo nuostoliai (angl. *switching losses*) tranzistoriuje nėra pagrindiniai. Pagrindinę galios nuostolių dedamąją sąlygoja laidumo nuostoliai (angl. *conducting losses*), t. y. galios nuostoliai, sąlygojami baigtiniu atviro tranzistoriaus laidumu. Šiuos nuostolius galima sumažinti mažinant įtampos kritimą atidarytame tranzistoriuje. Tai galima pasiekti tobulinant IGBT tranzistoriaus užtūros valdymo grandines ir tinkamai parenkant jų parametrus arba inverteryje naudojant didesnei galiai apskaičiuotus tranzistorius.



2.10 pav. Asinchroninio variklio fazės srovė (viršutinė kreivė) ir fazinė įtampa (apatinė kreivė), naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme, kai $f_p = 25$ Hz, $f_c = 2400$ Hz, $A_1 = 0,5 A_{1nom}$, $M = 13$ Nm. (įtampa matuota naudojant 1/4 įtampos daliklį)

Fig. 2.10. The AC induction motor phase current (upper curve) and phase voltage (bottom curve) formed using SVM method with averaged pulse lengths at $f_p = 25$ Hz, $f_c = 2400$ Hz, $A_1 = 0.5 A_{1nom}$, $M = 13$ Nm. (The voltage has been measured using 1/4 voltage divider)

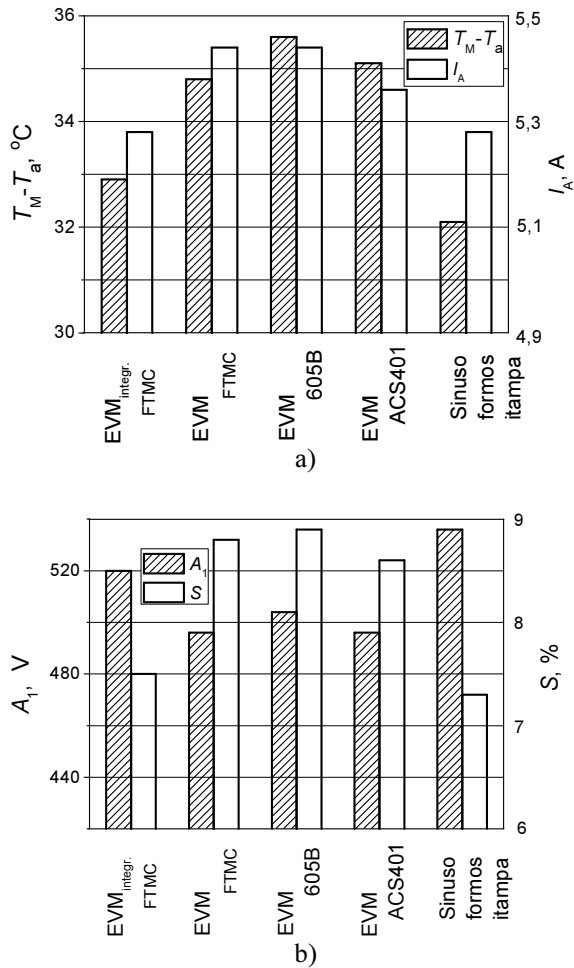


2.11 pav. Inverterio radiatoriaus ir aplinkos temperatūrų skirtumo pereinamasis procesas esant skirtingiems nešančiams dažniams, kai variklis apkrautas nominaliu 13 Nm sukimo momentu ir įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymui naudojamas tiesinis dėsnis

Fig. 2.11. The transients of inverter heat sink temperature in respect to ambient temperature at nominal motor load torque for various carrier frequencies and linear control

Tiriant variklio, kurį maitina inverteris, temperatūrą, buvo vertinami galios nuostoliai variklyje. Tyrimai buvo atliekami naudojant du metodus: kai inverterio įtampa formuojama naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme ir kai naudojamas klasikinis EVM metodas. Buvo matuojama variklio korpuso temperatūra (T_M), variklio statoriaus srovės amplitudė (I_A), rotoriaus slydimas (S), taip pat įvertinama varikliui tiekiamos įtampos amplitudė (A_1). Tyrimui panaudotas FTMC Elektroninių sistemų laboratorijoje sukurto dažnio keitiklio maketas, realizuojantis EVM su integruota impulsų trukme ir klasikinį EVM metodą (2.4 pav.), taip pat buvo naudojami serijiniu būdu gaminami firmos „Eurotherm“ dažnio keitiklis 605B ir firmos „ABB“ dažnio keitiklis ACS401, realizuojantys klasikinį EVM metodą. Gautieji rezultatai palyginti su rezultatais, kai variklis maitinamas tiesiai iš standartinio trifazio tinklo sinusine 400 V, 50 Hz įtampa. Šiam tyrimui buvo naudojamas tyrimų stendas, aprašytas 2.2 skyriuje (2.6 pav.). Tyrimai atlikti naudojant 4 polių 50Hz 1,5kW galios asinchroninę variklį. Kadangi tiesiogiai išmatuoti galios nuostolius variklyje yra sudėtinga, jie buvo įvertinami netiesiogiai, matuojant variklio korpuso temperatūrą. Mažiausia variklio temperatūra esant tam pačiam variklio greičiui ir sukimo momentui atitinka didžiausią variklio naudingumo faktorių duotoms darbo sąlygoms. Tyrimo metu buvo tiriamas variklio temperatūros (T_M) ir aplinkos temperatūros (T_a) skirtumas ir, jam nusistovėjus, fiksuojama ($T_M - T_a$) vertė. Taip pat, nusistovėjus temperatūrai, buvo matuojama variklio statoriaus srovės amplitudė (I_A), rotoriaus slydimas (S) ir tiekiamos inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudė (A_1). Tyrimų metu variklis buvo apkraunamas nominalia 10 Nm sukimo momento apkrova. Visi tyrimai buvo atlikti tik esant $f_p = 50$ Hz, nes, neturint didelės galios keičiamo dažnio ir amplitudės sinuso formos trifazės įtampos šaltinio, rezultatų, gautų esant kitiems faziniams dažniams, būtų neįmanoma palyginti su atveju, kai variklis maitinamas sinusoidės formos įtampa.

Atliktų tyrimų rezultatai pateikti 2.12 paveiksle. Matome, kad naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme, esant toms pačioms variklio darbo sąlygoms, variklis įkaista mažiau, ir variklio maitinimo srovės amplitudė yra mažesnė, t. y. variklio naudingumo faktorius yra aukštesnis nei naudojant klasikinį EVM metodą. Tokie rezultatai daugiausiai yra nulemti mažesnių inverterio įtampos, gautos naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme, žemo dažnio harmonikų amplitudžių (2.3 pav.). Tai, jog žemo dažnio harmonikos mažina naudingumo faktorių, įrodo tyrimų rezultatai, gauti maitinant variklį sinusoidės formos, turinčios tik pirmąją harmoniką, įtampa. Matome, kad šiuo atveju variklio korpuso temperatūra yra mažiausia (2.12a pav.).



2.12 pav. Variklio korpuso ir aplinkos nusistovėjusių temperatūrų skirtumas ($T_M - T_a$) ir variklio statoriaus srovės amplitudė (I_A) (a), variklio maitinimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudė (A_1) ir variklio rotoriaus slydimas (S) (b), kai variklis maitinamas įtampa generuojama EVM metodu su integruota impulsų trukme, klasikiniu EVM metodu, realizuojamu įvairių firmų dažnio keitiklių inverteriais, bei sinusoidės formos trifazio standartinio tinklo įtampa.

Fig. 2.12. The AC induction motor case steady-state temperature in respect to ambient temperature ($T_M - T_a$) and the amplitude of the phase current (I_A), the amplitude of the motor supply voltage 1st harmonic (A_1) and rotor slip (S) (b) when motor is fed by the voltage formed using SVM method with averaged pulse length (SVM_{AVER}), conventional SVM method and by the pure sinus standard three phase electrical net voltage.

Gauti variklio maitinimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės ir rotoriaus slydimo tyrimų duomenys parodė (2.12b pav.), kad inverterio įtampa, suformuota EVM metodu su integruota impulsų trukme pasižymi aukštesne pirmosios harmonikos amplitude nei įtampa, suformuota naudojant klasikinį EVM metodą. Aukštesnė įtampos amplitudė sąlygoja mažesnę rotoriaus slydimą, tai taip pat lemia nuostolių asinchroniniame variklyje mažėjimą.

2.4. Antrojo skyriaus išvados

1. EVM metodo su integruota impulsų trukme principas, lyginant jį su klasikiniu EVM metodo principu, ypatingas tuo, kad jame bazinių vektorių veikimo trukmės (inverterio generuojamos įtampos impulsų trukmės) kiekvienam sektoriui apskaičiuojamos visam sektorių apimančių kampų intervalui $[\theta, \theta + \Delta\theta]$, t. y. jame naudojama vidutinė šiam intervalui vertė, tuo tarpu klasikiniame EVM metode ji skaičiuojama pradiniam intervalo kampui θ .

2. Lyginant su klasikiniu EVM metodu, inverterio įtampa, suformuota EVM metodu su integruota impulsų trukme, turi mažesnes 50–70 % žemo dažnio ($i = 5, 7, 11, 13$) harmonikų amplitudes.

3. EVM metode su integruota impulsų trukme panaudotas raktų junginėjimosi algoritmas, leidžiantis sumažinti raktų junginėjimosi skaičių. Taip pat atkreiptinas dėmesys, kad inverteryje, realizuojančiame šį metodą, raktai nėra junginėjami tekant per juos didžiausiai variklio srovę.

4. EVM metodo su integruota impulsų trukme taikymas, lyginant su atveju, kai taikomas klasikinis EVM metodas, leidžia sumažinti galios nuostolius inverteryje ir asinchroniniame variklyje. Tai sąlygoja keli faktoriai: mažesnės inverterio įtampos, gautos naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme, žemo dažnio harmonikų amplitudės, mažesnis raktų junginėjimosi dažnis bei tai, kad raktų tranzistoriai nejunginėja variklio apvijų srovės, kai jomis teka didžiausia momentinė variklio srovė.

5. Pagrindinę galios nuostolių dedamąją inverterio raktų tranzistoriuose sąlygoja laidumo nuostoliai, t. y. galios nuostoliai, nulemti baigtiniu atviro tranzistoriaus laidumu. Juos galima sumažinti mažinant įtampos kritimą atviraime tranzistoriuje. Tai gali būti pasiekta tobulinant IGBT tranzistoriaus užtūros valdymo grandines ir tinkamai parenkant jų parametrus.

Inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodų tyrimas

Skyriuje analizuojama asinchroninio variklio, kurį maitina dažnio keitiklio inverteris, įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo problema. Atlikti tyrimai ir nustatytos inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybės nuo dažnio (variklio sukimosi greičio) įvairiems variklio apkrovos sukimo momentams, atitinkančios didžiausią variklio naudingumo faktorių. Aprašytas autoriaus pasiūlytas naujas inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas su variklio mažiausios srovės sekimu.

Skyriuje pateiktos medžiagos tematika paskelbti du autoriaus straipsniai (Bleizgys, Baskys 2010; Bleizgys *et al* 2011).

3.1. Inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsnio tyrimas

Pagrindinė problema, asinchroninio variklio, kurį maitina inverteris, sukimosi greičio valdyme, yra valdyti tiekiamos maitinimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudę, kuri lemia variklio statoriaus srovę ir didžiausią variklio sukimo

momentą. Asinchroninis variklis sudaro inverteriui induktyvinio pobūdžio apkrovą, todėl statoriaus apvijų srovės, sąlygojamos įtampos pirmąja harmonika, amplitudė gali būti aprašyta šia supaprastinta išraiška:

$$I_s = A_1 / (2\pi f_p L_s), \quad (3.1)$$

čia A_1 – inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudė, L_s – variklio statoriaus apvijų induktyvumas. Esant pastoviai A_1 reikšmei, didėjant pirmosios harmonikos dažniui (faziniam dažniui f_p , nustatančiam variklio sukimosi greičiui), variklio apvijomis tekanti srovė ir ją sąlygojamas didžiausias variklio sukimo momentas mažėja (3.1). Todėl, keičiant variklio sukimosi greitį (keičiant f_p), norint palaikyti didžiausią sukimo momentą, artimą pastoviam, inverterio, maitinančio variklį, įtampos pirmosios harmonikos amplitudė turi būti keičiama tiesiai proporcingai f_p . Toks inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymas, kai ji keičiama tiesiškai proporcingai dažniui (variklio sukimosi greičiui), siekiant palaikyti pastovų didžiausią variklio sukimo momentą, vadinamas tiesiniu amplitudės valdymo dėsniu (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998, Kazmierkowski *et al* 2002), pagal kurį amplitudė nusakoma šia lygtimi:

$$A_1 = k_t f_p, \quad (3.2)$$

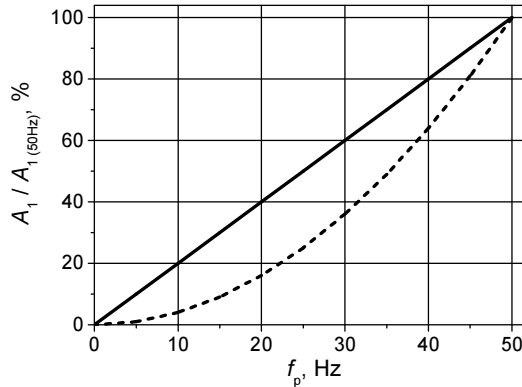
čia k_t – proporcingumo koeficientas. Valdant standartiniam trifaziam 400V, 50Hz elektros tinklui skirtą variklį, $k_t \approx 10,8$ V/Hz. Tiesinis amplitudės valdymo dėsnis (3.2) yra naudotinas, kai variklio mechaninės apkrovos sukimo momentas mažai priklauso nuo sukimosi greičio ir yra artimas nominaliam variklio sukimo momentui.

Tais atvejais, kai asinchroninio variklio apkrova yra ventiliatorius arba siurblys, kurio sukimo momentas mažėja tiesiškai mažėjant sukimosi greičiui, yra naudojamas kvadratinis įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsnis (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998, Kazmierkowski *et al* 2002):

$$A_1 = k_k f_p^2, \quad (3.3)$$

čia k_k – proporcingumo koeficientas. Jo reikšmė, valdant standartiniam trifaziam 380V, 50Hz elektros tinklui skirtą variklį, $k_k \approx 0,22$ V/Hz².

Santykinė amplitudės priklausomybė nuo dažnio, valdant ją tiesiniu ir kvadratiniais dėsniais, kreivės pateiktos 3.1 paveiksle.



3.1 pav. Inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės priklausomybė nuo fazinio dažnio, valdant ją tiesiniu (ištininė linija) ir kvadratinu (punktyninė linija) dėsniais. $A_{1(50\text{ Hz})}$ – amplitudės vertė esant $f_p = 50\text{ Hz}$

Fig. 3.1. The dependence of the relative amplitude of the inverter output voltage first harmonic on phase frequency for linear (solid line) and square (dashed line) amplitude variation laws. The $A_{1(50\text{ Hz})}$ is the amplitude value at $f_p = 50\text{ Hz}$

Tiesinis ir kvadratinis inverterio pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsniai yra plačiai propaguojami (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998, Kazmierkowski *et al* 2002) ir naudojami šiuo metu rinkoje siūlomuose dažnio keitikliuose. Tačiau šie valdymo dėsniai neatitinka inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybių nuo dažnio, leidžiančių pasiekti didžiausią variklio naudingumo faktorių. Šiam faktui nustatyti buvo atlikti asinchroninio elektros variklio, maitinamo inverterio formuojama įtampa, tyrimai. Taip pat buvo nustatytos inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybės nuo dažnio (variklio sukimosi greičio) įvairiems variklio apkrovos sukimo momentams, atitinkančios didžiausią variklio naudingumo faktorių.

Inverteris, maitinamas įtampos lygintuvu, sudaro netiesinę apkrovą elektros tinklui, kuriam iš tinklo yra tiekama ne tik pirmoji, bet ir aukštesnės srovės harmonikos. Inverterio tiekama įtampa varikliui yra impulsinė, turinti platų spektrą. Kadangi variklio maitinimo įtampos forma sąlygoja srovės formą, variklio srovė, be pirmosios, turi ir aukštesnių dažnių harmonikas. Dėl minėtų priežasčių nustatyti sistemos „inverteris-asinchroninis variklis“ arba paties asinchroninio variklio, kurį maitina inverteris, naudingumo faktoriaus skaitines

vertės yra sudėtinga ir tam būtina speciali aparatūra. Iš kitos pusės, kuriant dažnio keitiklius nėra svarbu žinoti tikslias skaitines naudingumo faktoriaus reikšmes. Todėl norint rasti inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės vertes, esant kurioms asinchroninio variklio naudingumo faktorius yra didžiausias, galima taikyti netiesioginius metodus. Kadangi praktiškai visi galios nuostoliai virsta šiluma, galima teigti, kad didžiausią variklio naudingumo faktorių esant duotoms variklio darbo sąlygoms, t. y. fiksuotiems parametrams – variklio sukimosi greičiui (inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos dažniui arba, kitaip sakant, faziniam dažniui), apkrovos sukimo momentui ir aplinkos temperatūrai, atitinka mažiausia variklio korpuso temperatūra.

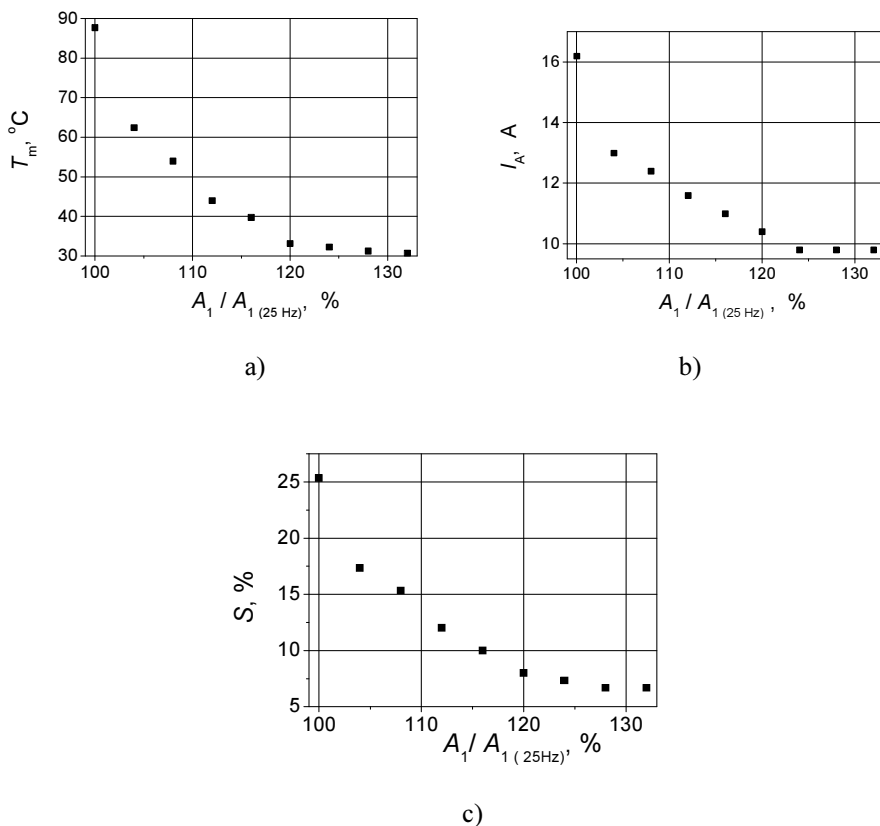
Siekiant surasti inverterio pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsnį, garantuojančius mažiausią duotomis darbo sąlygomis variklio korpuso temperatūrą, buvo atlikti variklio korpuso temperatūros, statoriaus srovės ir rotoriaus slydimo priklausomybių nuo jį maitinančio inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės tyrimai esant įvairiems variklio mechaninės apkrovos sukimo momentams. Tyrimai buvo atlikti naudojant 2.2 skyriuje aprašytuose dažnio keitiklių tyrimo standą ir dažnio keitiklio maketo inverterį su jį valdančia įterptine sistema, realizuojančia klasikinę EVM metodą. Tyrimo metu srovei matuoti naudotas šuntas ($0,015 \, \Omega$) ir specializuota mikroschema HCPL-788J. Tyrimai buvo atliekami naudojant 4 kW galios, 2900 aps/min (esant $f_p = 50 \, \text{Hz}$), 400 V, 50 Hz elektros tinklui skirtą asinchroninį trifazį variklį. Tyrimo metu buvo matuojama nusistovėjusi variklio korpuso temperatūra (T_m), variklio statoriaus fazės srovės amplitudė (I_A) ir variklio sukimosi greitis (V_r). Matavimai buvo atliekami esant įvairiems faziniams dažniams f_p ir skirtingoms variklio mechaninių apkrovų vertėms (M). Žinant f_p ir V_r , galima įvertinti variklio rotoriaus slydimą pagal formulę:

$$S = 100 (V_s - V_r) / V_s [\%], \quad (3.4)$$

čia $V_s = 120 f_p / p$ – sinchroninis variklio sukimosi greitis (p – variklio polių skaičius; tyrimams buvo naudojamas variklis su 2 poliais).

Tyrimo metu buvo stebimas variklio temperatūros pereinamasis procesas ir, temperatūrai nusistovėjus, buvo fiksuojama jos vertė T_m , taip pat matuojami I_A ir V_r .

Gautos T_m , I_A ir S priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės (amplitudės santykio su amplitudės verte, kuri turėtų būti palaikoma naudojant tiesinį amplitudės valdymo dėsnį) tam atvejui, kai $f_p = 25 \, \text{Hz}$ ir variklis apkrautas nominalia 13 Nm sukimo momento apkrova, pateiktos 3.2 paveiksle.



3.2 pav. Variklio korpuso temperatūros (a), variklio fazės srovės amplitudės (b) ir variklio rotoriaus slydimo (c) priklausomybės nuo santykinės inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės, kai $f_p = 25$ Hz ir variklis apkrautas nominalia 13 Nm sukimo momento apkrova. $A_{1(25 \text{ Hz})}$ – įtampos pirmosios harmonikos amplitudės vertė, atitinkanti tiesinį įtampos valdymo dėsnį, kai $f_p = 25$ Hz ($A_{1(25 \text{ Hz})} = 0,5 A_{1(50 \text{ Hz})}$), kur $A_{1(50 \text{ Hz})} \approx 560$ V, kai $f_p = 50$ Hz)

Fig. 3.2. The dependences of motor temperature (a), motor phase current amplitude (b) and rotor slip (c) on the relative amplitude of the inverter output voltage first harmonic at $f_p = 25$ Hz and nominal $M = 13$ Nm motor load torque. The $A_{1(25 \text{ Hz})}$ is the amplitude of voltage at 25 Hz for the case of the linear amplitude variation law ($A_{1(25 \text{ Hz})} = 0.5 A_{1(50 \text{ Hz})}$), where $A_{1(50 \text{ Hz})} \approx 560$ V is the amplitude of the motor supply voltage at $f_p = 50$ Hz)

Matome, kad visų tirtų parametrų priklausomybės nuo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės turi tą patį pobūdį – didinant amplitudę virš tiesinio valdymo dėsnio reikalaujamos vertės, matuotų parametrų vertės tolydžiai tuo pačiu dėsniu mažėja. Savo mažiausią vertę jos pasiekia praktiškai ties ta pačia verte, didesne nei nustatytoji pagal tiesinį amplitudės valdymo dėsnį. Faktas, kad inverterio pirmosios harmonikos amplitudės vertė, kuriai esant variklio korpuso temperatūra yra mažiausia, sutampa su verte, esant kuriai variklio srovės amplitudė taip pat pasiekia savo mažiausią vertę, patvirtina, kad šiame taške asinchroninis variklis turi didžiausią naudingumo faktorių. Vertinant praktiškai, tirtuoju atveju inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės padidinimas leido sumažinti variklio korpuso temperatūrą nuo 88 °C iki 31 °C (3.2a pav.), variklio statoriaus fazės srovės amplitudę nuo 16,2 A iki 9,8 A (3.2b pav.) ir variklio rotoriaus slydimą nuo 25 % iki 7 % (3.2c pav.).

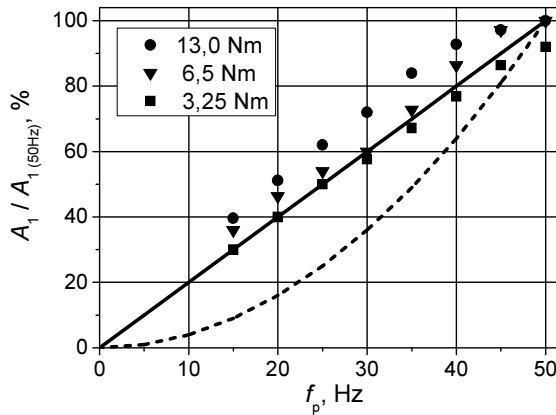
Kadangi matuojant variklio korpuso temperatūrą būtina sulaukti temperatūros pereinamojo proceso pabaigos, vienam tirtų priklausomybių taškui gauti užtrunkama apie vieną valandą.

Tyrimas parodė, kad variklio naudingumo faktorius stipriai priklauso nuo jį maitinančio inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės. Tai galima paaiškinti rotoriaus slydimo kitimu, keičiant maitinančios variklį įtampos pirmosios harmonikos amplitudę (3.2c pav.). NEMA (angl. *National Electrical Manufacturers Association* – Nacionalinės elektros gamintojų asociacija) platinamoje medžiagoje teigiama, kad trifazio asinchroninio variklio maitinimo įtampos amplitudei sumažėjus 10 %, jo rotoriaus slydimas padidėja 20 %, kai variklis maitinamas iš standartinio trifazio 50Hz tinklo. Padidėjus rotoriaus slydimui išauga rotoriaus, o tuo pačiu ir statoriaus apvijomis tekanti srovė, tai padidina rotoriaus ir statoriaus galios nuotolius. Galios nuostoliai šildo variklį, dėl šios priežasties didėja statoriaus ir rotoriaus apvijų varža, o tai dar labiau padidina rotoriaus slydimą ir blogina variklio naudingumo faktorių.

Analogiški tyrimai buvo atliekami 15–50 Hz fazinio dažnio diapazone, esant trims fiksuotoms variklio mechaninės apkrovos sukimo momento vertėms: 13 Nm (nominalus naudojamam 4 kW varikliui apkrovimas); 6,5 Nm; 3,25 Nm. Kiekvienai konkrečiai fazinio dažnio ir variklio mechaninės apkrovos sukimo momento verčių kombinacijai buvo surandama inverterio pirmosios harmonikos amplitudė, kuriai esant variklio korpuso temperatūra yra mažiausia, t. y. variklio naudingumo faktorius yra didžiausias. Tokiu būdu gautos santykinės inverterio pirmosios harmonikos amplitudžių verčių priklausomybės nuo fazinio dažnio, atitinkančios didžiausią asinchroninio variklio naudingumo faktorių, pateiktos 3.3 paveiksle, ten pat pateiktos ir priklausomybės, kai amplitudė valdoma tiesiniu ir kvadratinu dėsniu.

Darbo tyrimai rodo, kad tiesinis ir kvadratinis amplitudės valdymo dėsniai nėra optimalūs, vertinant juos pagal variklio naudingumo faktoriaus kriterijų.

Norint pasiekti didžiausią variklio naudingumo faktorių, būtina taikyti gautuosius šiame darbe amplitudės valdymo dėsnius (3.3 pav.), iš kurių seka, kad inverterio pirmosios harmonikos amplitudžių vertės turi būti didesnės nei to reikalauja tiesinis ir kvadratinis dėsniai.



3.3 pav. Inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės priklausomybė nuo fazinio dažnio, kai naudojamas tiesinis valdymo dėsnis (ištininė linija) ir kvadratinis (punktyrinė linija) bei eksperimentiškai gautos priklausomybės įvairiems variklio apkrovos sukimo momentams, atitinkančios mažiausiai variklio korpuso temperatūrai ir fazės srovei, t. y. didžiausiam variklio naudingumo faktoriui (taškai). Čia $A_{1(50\text{ Hz})}$ įtampos amplitudė, kai $f_p = 50\text{ Hz}$

Fig. 3.3. The dependence of the relative amplitude of the inverter output voltage first harmonic on phase frequency for linear (solid line) and square (dashed line) amplitude variation laws and their comparison with the experimentally obtained dependences for various motor load torques that correspond to the maximal efficiency of the motor, at which the motor case temperature and phase current amplitude are minimal. The $A_{1(50\text{ Hz})}$ is the amplitude of the motor supply voltage at $f_p = 50\text{ Hz}$

Remiantis gautais tyrimais, šiam konkrečiam atvejui galima siūlyti tokias rekomendacijas, taikytinas parenkant inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsnius:

- jei variklio apkrovos sukimo momentas yra beveik nepriklausomas nuo sukimosi greičio ir yra artimas nominaliam, galima taikyti valdymo dėsnį, artimą tiesiniam, tačiau jį būtina „pastumti“ per 5 Hz į kairę, t. y. mažinant f_p nuo 50 iki 45 Hz, amplitudė neturi būti mažinama, o pasiekus 45 Hz vertę – pradėta mažinti pagal tiesinį dėsnį.

- kadangi kvadratinį amplitudės valdymo dėsnį rekomenduojama taikyti, kai variklio apkrova mažėja tiesiškai, mažinant f_p (Monmasson 2010; Emadi *et al* 2009; Sira-Ramirez *et al* 2010; Valentine 1998; Kazmierkowski *et al* 2002), tokiu atveju įtampos amplitudė turėtų būti sumažinta 4 kartus (iki 25 %), kai fazinis dažnis pasiekia vertę $f_p = 25$ Hz (3.3 pav. punktyrinė linija). Tačiau mūsų darbo tyrimo rezultatai parodė, kad įtampos pirmosios harmonikos amplitudė turi būti sumažinta tik iki 50 %, kitaip sakant, ji turi būti du kartus didesnė nei rekomenduojama ką tik paminėtuose šaltiniuose, jeigu norma pasiekti didžiausią asinchroninio variklio naudingumo faktorių.

3.2. Inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas su mažiausios variklio srovės sekimu

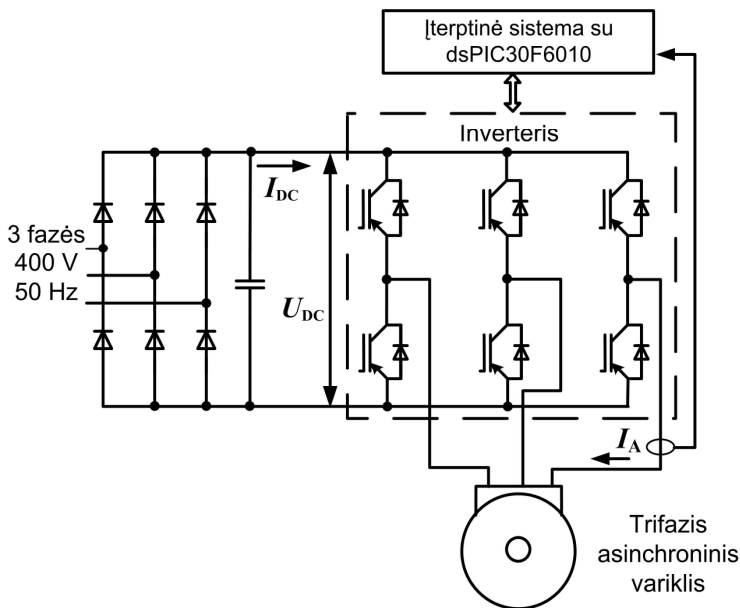
Inverterio formuojamos įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodai, išnagrinėti 3.1 skyriuje, yra priskiriami skaliariniais asinchroninio variklio valdymo metodams, kurie naudotini tais atvejais, kai yra iš anksto žinoma variklio apkrovimo momento priklausomybė nuo variklio sukimosi greičio. Kai variklio apkrova kinta atsitiktinai, yra naudojamas vektorinis asinchroninio variklio valdymas, kurio pilnam realizavimui būtina matuoti momentines variklio sukimosi greičio ir variklio magnetinio srauto vertes ir, naudojant variklio dinaminį matematinį modelį, realiame laike apskaičiuoti variklio maitinimo įtampos amplitudę duotam momentui bei suformuoti atitinkamus signalus inverterio tranzistorių raktų valdymui. Dėl šių priežasčių vektorinio valdymo realizavimas yra žymiai sudėtingesnis palyginus jį su skaliariu, nes jo pilnam realizavimui reikia naudoti variklio greičio ir magnetinio lauko jutiklius bei didelio greičio pajėgų signalų procesorių. Be to, šio tipo valdymo algoritmai, o tuo pačiu ir signalų procesoriaus programos yra sudėtingesnės. Dėl šių priežasčių dažnio keitiklių su vektoriniu valdymu savikaina yra aukštesnė už keitiklių, skirtų skaliariniam variklio valdymui.

Šiame skyriuje aprašomas sukurtas naujas inverterio pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas tokiems atvejams, kai asinchroninio variklio apkrova kinta atsitiktinai. Jį realizuojant, nėra poreikio matuoti variklio sukimosi greitį ir magnetinį srautą bei atlikti sudėtingų skaičiavimų, būdingų vektoriniam variklio valdymo metodui. Kai variklio apkrova kinta santykinai lėtai, siūlomas metodas yra tinkama alternatyva vektoriniam valdymui.

Sukurtas metodas yra pagrįstas pastoviu variklio fazės srovės amplitudės stebėjimu ir minimizavimu. Realizuojant šį metodą, inverterį valdanti įterptinė sistema, stebėdama variklio fazės srovės amplitudę, realiu laiku sprendžia vien-

matį optimizavimo uždavinį ir, naudodama gautus rezultatus, formuoja valdymo signalus inverterio raktams. Signalai formuojami tokiu būdu, kad inverteris generuotų įtampą, su kuria konkrečioms variklio darbo sąlygoms variklio fazės srovė būtų mažiausia (Bleizgys *et al* 2011; Baškys *et al* 2011).

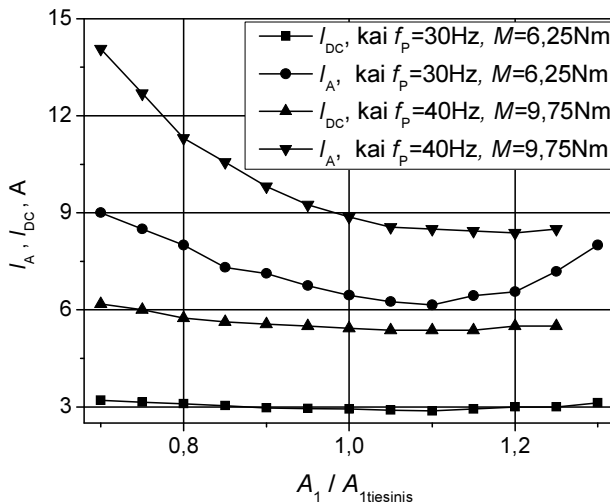
Siūlomo metodo idėjai patikrinti buvo tiriamos inverterio maitinimo srovės ir asinchroninio variklio, kuri maitina inverteris, fazės srovės priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės. Tyrimai buvo atlikti naudojant 2.2 skyriuje aprašytąsias priemones – dažnio keitiklių tyrimo stendą ir dažnio keitiklio maketo inverterį su jį valdančia įterptine sistema, formuojančia signalus inverterio raktų valdymui klasikiniu EVM metodu. Tyrimai buvo atliekami naudojant 4 kW galios, 2900 aps/min (esant $f_p = 50$ Hz), 400 V, 50 Hz elektros tinklui skirtą asinchroninį trifazį variklį. Tyrimo metu buvo matuojama inverterio maitinimo srovė (I_{DC}) ir variklio fazės srovės amplitudė (I_A) (3.4 pav.). Naudojama įterptinė sistema ne tik formuoja signalus inverterio raktų valdymui, bet taip pat valdo dažnio keitiklio darbą. Jos realizavimui panaudotas signalų procesorius dsPIC30F6010.



3.4 pav. Dažnio keitiklio struktūrinė schema
Fig. 3.4. The block diagram of frequency converter

Mažiausia sistemos „inverteris asinchroninis variklis“ galios nuostolių vertė duotam variklio sukimosi greičiui ir variklio apkrovos sukimo momentui sutam-

pa su mažiausia inverterio maitinimo srovės I_{DC} verte. Inverterio maitinimo srovės I_{DC} ir variklio fazės amplitudės I_A priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės esant įvairiems dažniams f_p (skirtingam variklio sukimosi greičiui) ir variklio apkrovos sukimo momentams pateiktos 3.5 paveiksle. Matome, kad gautos kreivės turi po vieną minimumą, be to, I_{DC} ir I_A įgyja mažiausias vertes esant tam pačiam A_1 dydžiui. Kadangi I_A priklausomybė nuo A_1 ir, tuo pačiu, jos minimumas yra stipriau išreikšta nei I_{DC} priklausomybė ir jos minimumas, ieškant sistemos „inverteris-asinchroninis variklis“ galios nuostolių mažiausios vertės (I_{DC} ir I_A mažiausios vertės) taško, tiksliau šį tašką nustatyti galima pasinaudojant I_A priklausomybe (3.5 pav.). Iš tyrimų rezultatų, pateiktų 3.1 skyriuje, žinome, kad mažiausia variklio fazės srovės amplitudės vertė taip pat sutampa ir su mažiausia galios nuostolių asinchroniniame variklyje verte.



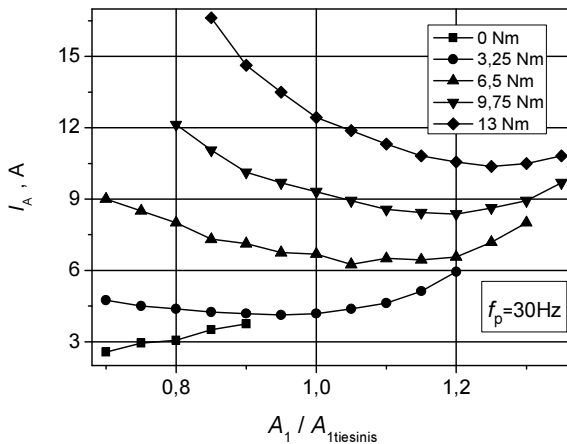
3.5 pav. Inverterio maitinimo srovės ir variklio fazės srovės amplitudės priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės esant skirtingiems faziniams dažniams ir variklio apkrovos sukimo momentams. $A_{1\text{tiesinis}}$ yra inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudė, nustatyta naudojant tiesinį amplitudės valdymo dėsnį

Fig. 3.5. The dependences of the inverter DC bus current and motor supply phase current amplitude on the relative amplitude of the inverter output voltage first harmonic at various phase frequency and motor load torque. The $A_{1\text{tiesinis}}$ is inverter output voltage first harmonic amplitude required by the linear voltage amplitude control law

Gautosios I_A priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės esant įvairiems variklio apkrovos sukimo momentams ir faziniam dažniui $f_p = 30$ Hz (jį atitinka maždaug 1700 aps/min variklio sukimosi greitis) pateiktos 3.6 paveiksle. Matome, kad gautosios kreivės turi aiškiai išreikštą minimumą, kuris, didėjant variklio apkrovos momentui, slenka į dešinę, t. y. į didesnių inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės verčių pusę.

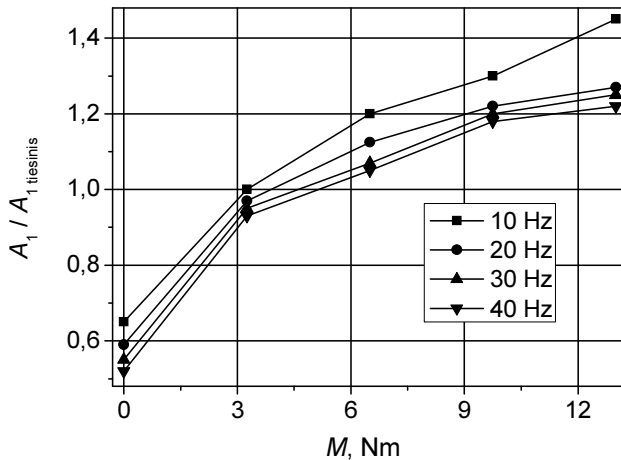
Tyrimo metu buvo gautos kreivių šeimos naudojant ir kitus fazinius dažnius, kurios analogiškos pateiktosioms 3.6 paveiksle. Remiantis jomis, gautos inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės priklausomybės nuo variklio apkrovos sukimo momento įvairiems faziniams dažniams, atitinkančios mažiausią galios nuostolių asinchroniniame variklyje dydį (3.7 pav.).

Įtampos pirmosios harmonikos amplitudei nustatyti naudojant kreives, analogiškas pateiktosioms 3.7 paveiksle, būtina matuoti variklio apkrovos sukimo momentą, tų kreivių pobūdis bus skirtingas įvairiems variklių tipams, be to, jų kiekybinės vertės priklausys nuo aplinkos temperatūros, inverteryje naudojamo įtampos formavimo metodo ir kitų faktorių, todėl amplitudės valdymas pagal iš anksto gautas kreives būtų komplikotas ir netikslus.



3.6 pav. Variklio fazės srovės amplitudės priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės, esant skirtingiems variklio apkrovos sukimo momentams, kai $f_p = 30$ Hz. $A_{1\text{ tiesinis}}$ – inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudė, nustatyta naudojant tiesinį amplitudės valdymo dėsnį

Fig. 3.6. The dependences of the motor supply phase current amplitude on the relative amplitude of the inverter output voltage first harmonic at $f_p = 30$ Hz and various motor load torque values. The $A_{1\text{ tiesinis}}$ is inverter output voltage first harmonic amplitude required by the linear voltage amplitude control law



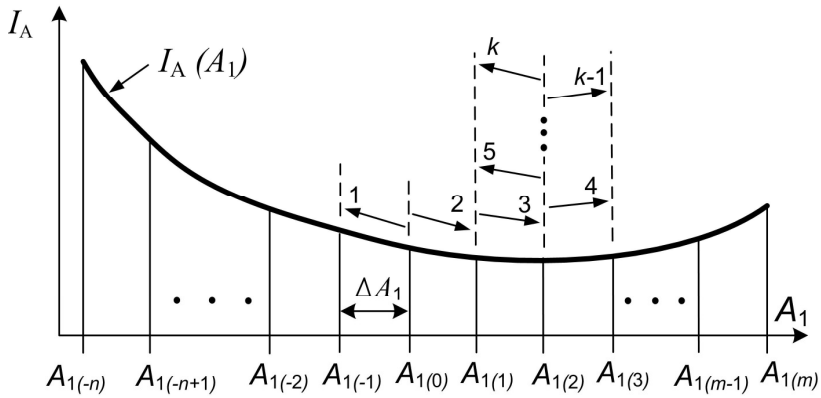
3.7 pav. Inverterio įtampos pirmosios harmonikos santykinės amplitudės priklausomybės nuo variklio apkrovos sukimo momento esant įvairiems faziniams dažniams, atitinkančios didžiausią variklio naudingumo faktorių

Fig. 3.7. The dependences of the relative amplitude of the inverter output voltage first harmonic, which correspond to maximal efficiency of the motor, on motor load torque at various phase frequencies

Inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymui autoriaus pasiūlytas metodas su variklio mažiausios srovės amplitudės vertės sekimu (Bleizgys *et al* 2011; Baškys *et al* 2011). Sukurtas metodas grindžiamas pastoviu variklio fazės srovės amplitudės stebėjimu ir minimizavimu, realiu laiku sprendžiant vienmatį optimizavimo uždavinį, kurio tikslas – rasti amplitudės vertę $A_1 = A_{1opt}$ galimų A_1 reikšmių srityje Q , esant kuriai

$$I_A(A_{1opt}) = \min I_A(A_1), \quad (3.5)$$

čia $A_1 \in Q$. Siūlomam metodui realizuoti buvo sudarytas funkcijos $I_A(A_1)$ minimumo radimo algoritmas, paremtas tuo, kad visas A_1 galimų reikšmių diapazonas yra padalinamas į lygias zonas, kurių plotis yra ΔA_1 (3.8 pav.). Jame yra n zonų diapazono srityje, kurioje $A_1 < A_{1(0)}$ ir m zonų srityje, kurioje $A_1 \geq A_{1(0)}$.



3.8 pav. Variklio srovės mažiausios amplitudės sekimo algoritmas

Fig. 3.8. The algorithm of motor phase current amplitude minimum tracing

Šio algoritmo veiksmai funkcijos $I_A(A_1)$ minimumui rasti šiame algoritme yra tokie:

Žingsnis 1: nustatyti $j=0$,

Žingsnis 2: jei $I_A(A_{1(j-1)}) \geq I_A(A_{1(j)})$ ir $j < m$,

Žingsnis 3: padidinti j vienetu ir atlikti žingsnį 2,

Žingsnis 4: kitu atveju sumažinti j vienetu, (3.6)

Žingsnis 5: jei $I_A(A_{1(j)}) \leq I_A(A_{1(j+1)})$ ir $j > -n$,

Žingsnis 6: sumažinti j vienetu ir atlikti žingsnį 5,

Žingsnis 7: kitu atveju atlikti žingsnį 3,

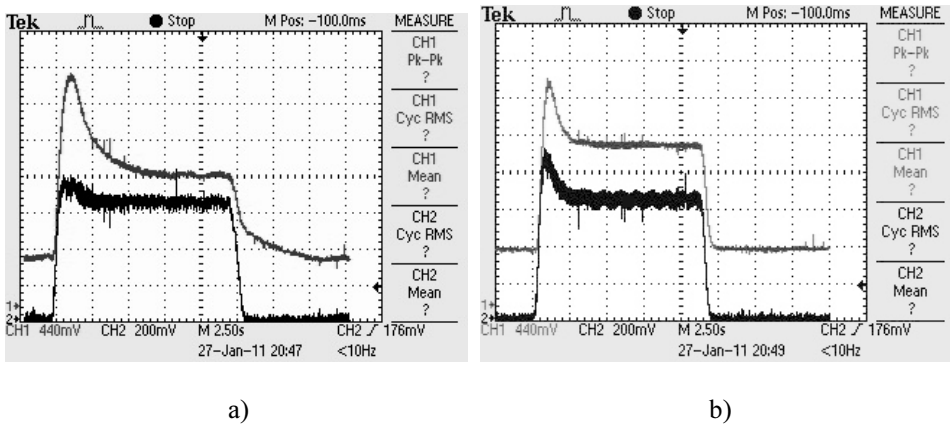
čia $j = -n, -n+1, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, m-1, m$.

Realizuojant variklio srovės mažiausios amplitudės sekimo metodą, kuriam funkcijos $I_A(A_1)$ minimumui rasti naudojamas algoritmas (3.6), pradinė amplitudės reikšmė $A_1 = A_{1(0)}$ duotam f_p apskaičiuojama naudojant tiesinį amplitudės valdymo dėsnį (3.2). Amplitudės A_1 reikšmės įgyja diskretines vertes su diskretišku ΔA_1 (3.8 pav.). Pirmiausia yra matuojamos ir palyginamos tarpusavyje I_A reikšmės, kai $A_1 = A_{1(0)}$ ir $A_1 = A_{1(-1)}$ (1 rodykle 3.8 pav. pažymėtas žingsnis). Kadangi funkcijos reikšmė didėja, judėjimo kryptis keičiama ir matuojama I_A reikšmė, kai $A_1 = A_{1(1)}$ (2 rodykle pažymėtas žingsnis). Kadangi funkcijos reikšmė mažėja, toliau judama ta pačia kryptimi, matuojant I_A vertę, kai $A_1 = A_{1(2)}$ (3 rodykle pažymėtas žingsnis) ir kai $A_1 = A_{1(3)}$ (4 rodykle pažymėtas žingsnis). Kadangi 4 rodykle pažymėtame žingsnyje fiksuojamas funkcijos reikšmės didė-

jimas, nustatoma, kad funkcijos minimumas yra srityje $A_{1(1)} < A_1 < A_{1(3)}$. Algoritmas keičia paieškos kryptį (atlieka 5 rodykle pažymėtą žingsnį) ir po to cikliška kartoja žingsnius, analogiškus 4 ir 5 žingsniams, tikrindamas, ar nepasikeitė funkcijos minimumo koordinatės. Jeigu variklio darbo sąlygos (variklio apkrovos sukimo momentas, sukimosi greitis) keičiasi ir funkcijos minimumas išeina už srities $A_{1(1)} < A_1 < A_{1(3)}$ ribų, algoritmas vėl ieško funkcijos minimumo tuo pačiu būdu.

Sukurtas inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo realiame laike metodas su variklio srovės mažiausios amplitudės sekimu, kuriam realizuoti panaudotas algoritmas (3.6), praktiškai išbandytas skaitmeniniu signalų procesoriumi dsPIC30F6010A. Variklio fazės srovės matavimui buvo naudojamas stiprintuvas su optiniu atsiejimu HCPL788J. Sukurto inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodo tyrimas buvo atliktas naudojant 2.2 skyriuje aprašytus dažnio keitiklių tyrimo standą ir dažnio keitiklio maketo inverterį, formuojantį įtampą EVM metodu. Tyrimai buvo atliekami naudojant 4 kW galios, 2900 aps/min (esant $f_p = 50$ Hz), 400 V, 50 Hz elektros tinklui skirtą asinchroninį trifazį variklį. Metodas bandytas tokiu režimu, kai $\Delta A_1 = 0,04 A_{1(0)}$, keičiant diskretiškai A_1 reikšmę kas $\Delta t = 0,5$ s. Kai $\Delta t < 0,5$ s, I_A matavimas buvo nepatikimas. Taip yra todėl, kad I_A matavimo grandinėje elektromagnetinio lauko sukeltų trukdžių signalų, generuojamų inverteryje, slopinimui būtina naudoti žemų dažnių filtrą su didele laiko pastoviaja, todėl matavimų greitis sumažėja.

Variklio fazės srovės amplitudės I_A atsakas į variklio apkrovos šuolį, naudojant sukurta A_1 valdymo metodą, yra pateiktas 3.9a paveiksle. Gautas pereinamasis procesas palygintas su tuo atveju, kai įtampos amplitudei A_1 valdyti naudojamas tiesinis valdymo dėsnis (3.9b pav.). Šie rezultatai parodo, kad inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas su variklio srovės mažiausios amplitudės sekimu garantuoja mažesnę I_A vertę nusistovėjus variklio apkrovos sukimo momento šuolio sukeltam pereinamajam procesui, kitaip sakant, jis leidžia gauti didesnę variklio naudingumo faktorių, nei naudojant tiesinį A_1 valdymo dėsnį. Be to, jis leidžia sumažinti apkrovos sukimo momento šuolį staigiai padidėjus apkrovai, tuo sumažinant variklio mechaninį perkrovimą.



3.9 pav. Variklio fazės srovės amplitudės (viršutinė kreivė, vienas langelis atitinka 1 div = 2,5 A) atsakas į variklio apkrovos impulsinį pokytį (apatinė kreivė, 1 div = 4 Nm), kai inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudė valdoma metodu su variklio srovės mažiausios amplitudės sekimu (a) ir tiesiniu valdymo dėsniu (b). Pereinamieji procesai gauti esant $f_p = 30$ Hz

Fig. 3.9. The response on the motor phase current amplitude (upper curves, 1 div = 2.5 A) to pulse change of motor load torque (bottom curves, 1 div = 4 Nm) when motor supply voltage amplitude control based on the motor phase current amplitude observation (a) and linear amplitude control (b) are applied. The transients are obtained at 30 Hz phase frequency

Kita vertus, matome, kad I_A šuolis yra didesnis ir turi ilgesnę trukmę tuo atveju, kai naudojamas siūlomasis valdymo metodas (palyginimui 3.9a ir 3.9b pav.). Todėl siūlomas A_1 valdymo metodas gali būti efektyviai panaudotas tokiomis atvejais, kai variklio apkrovos sukimo momento pokytis vyksta santykinai retai. Tirtuoju atveju, kai variklio sukimo momentas keičiasi nuo vertės, artimos nuliui, iki nominalios 13 Nm, apkrovos kitimo dažnis turėtų būti ne didesnis kaip 0,1–0,2 Hz.

3.3. Trečiojo skyriaus išvados

1. Tiesinis ir kvadratinis inverterio pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsniai, šiuo metu naudojami dažnio keitikliuose, neatitinka inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybių nuo dažnio, leidžiančių pasiekti didžiausią variklio naudingumo faktorių.

2. Tyrimų rezultatai rodo, kad siekiant aukštesnio asinchroninio variklio naudingumo faktoriaus, būtina inverterio pirmosios harmonikos amplitudę valdyti taip, kad ji būtų didesnė nei nustatyta naudojant tiesinį ir kvadratinį amplitudės valdymo dėsnius.

3. Inverterio maitinimo srovės ir variklio srovės amplitudės priklausomybės nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės esant įvairiems faziniams dažniams (skirtingam variklio sukimosi greičiui) ir variklio apkrovos sukimo momentams turi po vieną minimumą, be to, jos įgyja mažiausias vertes esant tai pačiai A_1 vertei.

4. Gautos variklio srovės amplitudės priklausomybių nuo inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės minimumai, didėjant variklio apkrovos momentui, slenka į didesnių inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės verčių pusę.

5. Inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas su variklio srovės mažiausios amplitudės sekimu garantuoja mažesnę I_A vertę nusi-stovėjus variklio apkrovos sukimo momento šuolio sukeltam pereinamajam procesui. Kitais žodžiais, šis metodas leidžia gauti didesnę variklio naudingumo faktorių, nei naudojant tiesinį A_1 valdymo dėsnį. Be to, metodas leidžia sumažinti apkrovos sukimo momento šuolį staigiai padidėjus apkrovai, tuo sumažinant variklio mechaninį perkrovimą.

6. Siūlomas A_1 valdymo metodas gali būti efektyviai panaudotas atvejais, kai variklio apkrovos sukimo momento pokytis vyksta santykinai mažu dažniu arba yra lėtas.

7. Siūlomo algoritmo įgyvendinimas yra paprastesnis ir pigus palyginus su vektorinio valdymo algoritmais. Tačiau sukurtasis metodas negali būti pritaikomas, jeigu reikalingas greitas variklio maitinimo įtampos amplitudės keitimas.

Inverterio raktų tranzistorių valdymo grandinių įtakos galios nuostoliams ir inverterio viršįtampių tyrimas

Skyriuje analizuojama IGBT tranzistorių, naudojamų dažnio keitiklių inverteriuose, valdymo problema. Pasiūlyta patobulinta IGBT tranzistorių valdymo schema, realizuojanti IGBT tranzistoriaus atidarymo vėlinimą aparatiškai, leidžianti padidinti inverterio darbo patikimumą. Ištirta tranzistoriaus valdymo grandinių įtaka jo dinaminiams parametrams ir inverterio galios nuostoliams. Atlikti inverterio viršįtampių, generuojamų stabdomo variklio, tyrimai.

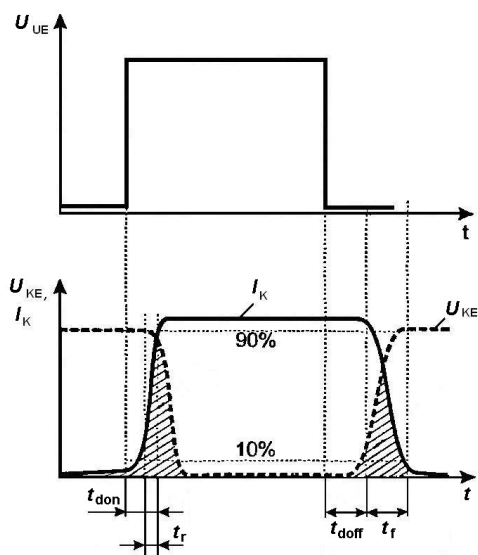
Skyriuje išdėstytos medžiagos tematika paskelbti trys autoriaus straipsniai (Baskys *et al* 2009; Bleizgys, Platakis 2010; Baskys *et al* 2011).

4.1. Dvipolio tranzistoriaus su izoliuota užtūra valdymo principai

Praktiškai visų dabartinių dažnio keitiklių inverterių raktai yra realizuoti naudojant IGBT tranzistorius. IGBT – tai dvipolis tranzistorius su izoliuota užtūra (angl. *Insulated Gate Bipolar Transistor*) sukurtas 1980 metais. Jis yra lauko ir

dvipolio tranzistoriaus hibridas, kurį sudaro valdantysis MOSFET tranzistorius ir išėjimo pnp dvipolis tranzistorius. IGBT tranzistoriai turi daug privalumų prieš anksčiau naudotus dvipolius tranzistorius: yra valdomi įtampa, t. y. jų valdymui nereikia tiekti didelės srovės, kas yra būtina aukštos įtampos didelės galios dvipoliams tranzistoriams, kurių bazės srovė siekia amperus; yra atsparūs trumpalaikiam (iki kelių dešimčių mikrosekundžių) tranzistoriaus apkrovos trumpajam jungimui, o tai leidžia paprasčiau nei inverteriuose su dvipoliais tranzistoriais realizuoti inverterio apsaugas nuo trumpojo jungimo; dėl savo ypatybių yra greitesni (turi trumpesnius atsidarymo ir užsidarymo laikus) nei analogiškos galios dvipoliai tranzistoriai.

Svarbu žinoti dinامينius tranzistoriaus parametrus (4.1 pav.), nes jie lemia junginėjimosi galios nuostolius tranzistoriuje.



4.1 pav. IGBT tranzistoriaus įtampos kolektorius-emiteris (U_{KE}) ir kolektorius srovės (I_K) atsakai į užtūra-emiteris įtampos (U_{UE}) impulsą.

Fig. 4.1. The IGBT voltage collector-emitter (U_{KE}) and collector current (I_K) response to gate-emitter (U_{UE}) voltage pulse

Pagrindiniai IGBT tranzistoriaus dinaminiai parametrai yra šie:

Įsijungimo vėlinimas t_{don} – tai laikas, nuo atidarymo įtampos užtūroje atsiradimo iki kolektorius srovės užaugimo iki 10 % savo nominalios vertės.

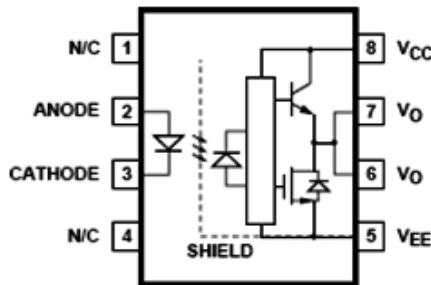
Užaugimo laikas t_r – tai laikas, per kurį kolektorius srovė išauga nuo 10 % iki 90 % savo nominalios vertės.

Išsijungimo vėlinimas t_{doff} – tai laikas, nuo uždarymo įtampos atsiradimo užtūroje iki įtampos kolektorius – emiteris išaugimo iki 10 % nominalios vertės.

Kritimo laikas t_f – tai laikas, per kurį kolektoriaus srovė nukrinta nuo 90 % iki 10 % savo nominalios vertės.

IGBT tranzistoriui atidaryti būtina tiekti $U_{\text{UE}} = 10 \div 20$ V įtampą. Tranzistoriaus uždarymas trunka ilgiau nei atidarymas. Kai įtampa U_{UE} nukrenta iki uždarymo, MOSFET tranzistorius gana greitai užsidaro ir srovė santakos grandinėje krenta iki nulio. Tačiau kol p-n-p tranzistoriaus bazėje „neišsisiurbti“ nepagrindiniai krūvininkai, srovė galios grandinėje tekės dar laiką $t_d^{(\text{off})}$. Dėl taip vadinamo „uodegos“ efekto, kurį sąlygoja nepagrindinių krūvininkų išsiurbimo galinio fronto metu reiškinys, užsidarymo laikas dar prailgėja ir trukme t_f .

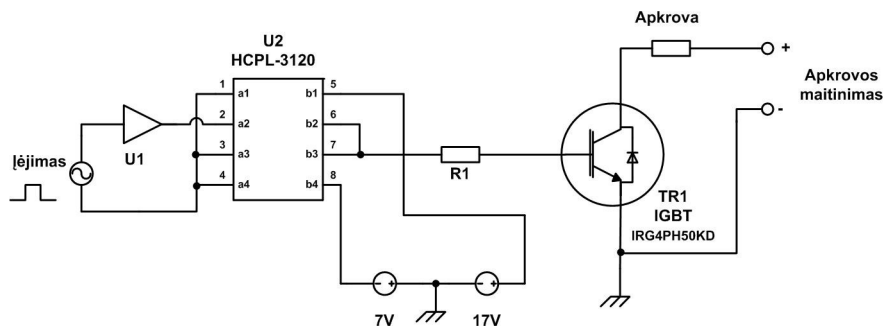
Patikimam tranzistoriaus uždarymui ir geresnei dinamikai pasiekti IGBT tranzistorių uždaranči įtampa turi būti neigiama, pvz., $U_{\text{UE}} = -5$ V. Todėl tranzistoriaus valdymui reikalingi du maitinimo šaltiniai: teigiamos ir neigiamos įtampos. IGBT tranzistoriaus valdymui yra sukurtos specialios mikroschemos, kurios į IGBT tranzistoriaus užtūrą atitinkamai paduoda teigiamą arba neigiamą emiterio atžvilgiu įtampą. Tokios valdymo mikroschemos (angl. *IGBT gate driver*) taip pat atiša galvaniškai inverterį valdančios įterptinės sistemos grandines nuo IGBT tranzistoriaus, kuris yra galvaniškai susietas su elektros tinklu. Viena iš tokių mikroschemų yra HCPL-3120. Jos struktūra pavaizduota 4.2 paveiksle.



4.2 pav. Mikroschema HCPL-3120, skirta IGBT tranzistoriui valdyti

Fig. 4.2. The IGBT gate driver HCPL-3120

Tipinė IGBT tranzistoriaus valdymo grandinės su HCPL-3120 mikroschema principinė elektrinė schema pateikta 4.3 paveiksle. Joje buferiui U1 tiekiant loginio „1“ įtampą (5 V), mikroschema savo išėjime formuoja IGBT tranzistoriui atidarančią +15 V įtampą, o tiekiant loginio „0“ įtampą (0 V) – tiekia uždarančią –5 V įtampą. Tranzistoriui valdymo įtampos tiekiamos per rezistorių R1, kurio nominalas lemia tranzistoriaus atidarymo ir uždarymo vėlavimą.



4.3 pav. Tipinė IGBT tranzistoriaus valdymo struktūrinė schema

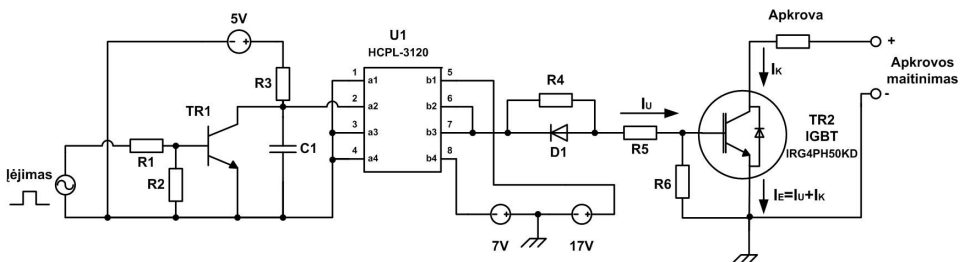
Fig. 4.3. The generally used IGBT control circuit

IGBT tranzistoriaus atidarymo vėlavimas yra žymiai mažesnis už uždarymo, taip pat U_{KE} ir I_K augimo ir kritimo frontai atidarant tranzistorių yra žymiai statesni nei jį uždariant. Dėl labai stačių U_{KE} ir I_K frontų IGBT tranzistoriui atsidarant (jų trukmė gali sudaryti dešimtis nanosekundžių), inverterio skleidžiami plataus spektro elektromagnetiniai trukdžiai gali sutrikdyti įterptinės sistemos, valdančios inverterį, darbą. Dėl šios priežasties būtų naudinga, kad U_{KE} ir I_K frontų statumai IGBT tranzistoriui atsidarant būtų panašūs, į frontų jam užsidarant statumus. Taip pat yra pavojinga situacija, kai tame pat inverterio petyje esantys abu IGBT tranzistoriai yra atidaromi vienu metu, tuomet jie trumpina aukštos įtampos grandinę ir sudega. Kadangi IGBT tranzistorius, patiekus atitinkamą valdymo įtampą į jo užtūrą, atsidaro greičiau nei užsidarą, būtina vėlinti petyje esančio tranzistoriaus atidarymo laiką (angl. šis vėlinimas vadinamas *dead time*) tame pat petyje esančio kito tranzistoriaus uždarymo laiko atžvilgiu. Šiuo metu gaminamuose dažnio keitikliuose ši IGBT tranzistoriaus atidarymo laiko vėlinimo problema sprendžiama programinėmis priemonėmis įterptinės sistemos, valdančios inverterį, signalų procesoriuje. Tačiau toks sprendimas turi esminį trūkumą – sutrikus signalų procesoriaus darbui, signalų procesorius gali šio vėlinimo nerealizuoti ir inverterio tranzistoriai gali sugesti.

Dažnio keitikliuose, kuriuose FTMC Elektroninių sistemų laboratorijoje, panaudota disertacijos autoriaus su bendradarbiais patobulinta IGBT tranzistorių valdymo schema (4.4 pav.), realizuojanti IGBT tranzistoriaus atidarymo vėlinimą aparatiškai. Vėlinimą atlieka grandinė, kurią sudaro elementai TR1, R3 ir C1. Idėjos esmė yra tokia: atsidarant tranzistoriui TR1, mikroschemos išėjime formuojama IGBT tranzistorių uždaranči įtampa. Kadangi atviro tranzistoriaus varža yra santykinai maža, C1 yra greitai per jį iškraunamas ir IGBT uždaranči įtampa vėlinama nežymiai. IGBT atidarymui į mikroschemos įėjimą reikia tiekti

+5 V įtampą. Ji yra gaunama uždarius TR1. Tada C1 kraunasi per rezistorių R3 ir, įtampai ant C1 pasiekus reikiamą lygį, mikroschema savo išėjime formuoja IGBT atidarantį įtampos lygį. Kadangi rezistoriaus R3 varža daug didesnė už atviro tranzistoriaus varžą, kondensatoriaus pasikrovimo laikas, o tuo pačiu ir IGBT atidarymo vėlinimas gaunamas didesnis už uždarymo vėlinimą. Atitinkamai parinkus C1 ir R3 nominalus, galima gauti norimą vėlinimo laiką. Toks sprendimas turi dar vieną gerą savybę – C1 papildomai naudojamas kaip filtras, filtruojantis aukšto dažnio elektromagnetinių trukdžių generuojamus signalus, kurie gali atidaryti IGBT tranzistorių netinkamu momentu.

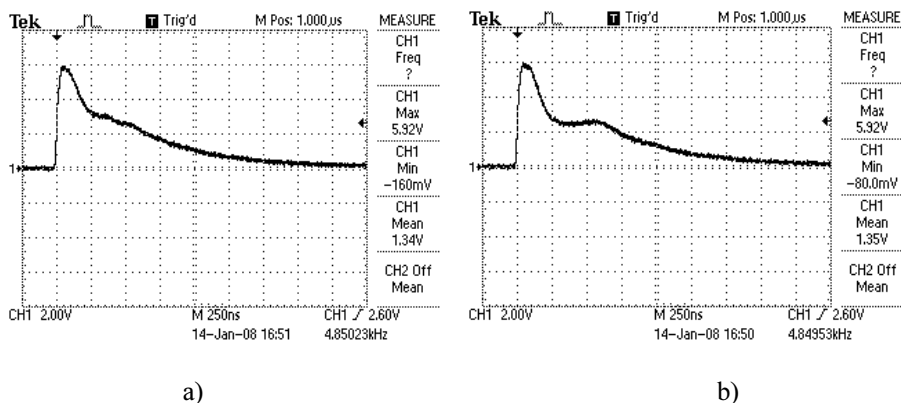
Kita IGBT valdymo schemos, pateiktos 4.4 paveiksle, teigiama savybė, lyginant su įprastine (4.3 pav.), yra ta, kad joje panaudota kitokia valdančios įtampos į IGBT tranzistoriaus užtūrą tiekimo schema. Ją sudaro du nuosekliai sujungti rezistoriai, kurių vienas šuntuojamas diodu. Naudojant tokią schemą, IGBT tranzistorių atidarantį įtampos fronto metu užtūros srovės momentinis dydis ribojamas dviejų nuosekliai sujungtų R4 ir R5 rezistorių, tuo tarpu uždarančio įtampos fronto metu rezistorius R4 yra šuntuojamas atviro diodo D1, todėl srovės akimirkinė vertė ribojama tik rezistoriaus R5 varžos, t. y. yra didesnė nei tranzistorių atidarant. Toks sprendimas, atitinkamai parinkus R4 ir R5 nominalus, leidžia suvienodinti IGBT tranzistoriaus U_{KE} ir I_K frontus tranzistoriui atsidarant ir užsidarant.



4.4 pav. Patobulinta IGBT tranzistoriaus valdymo struktūrinė schema

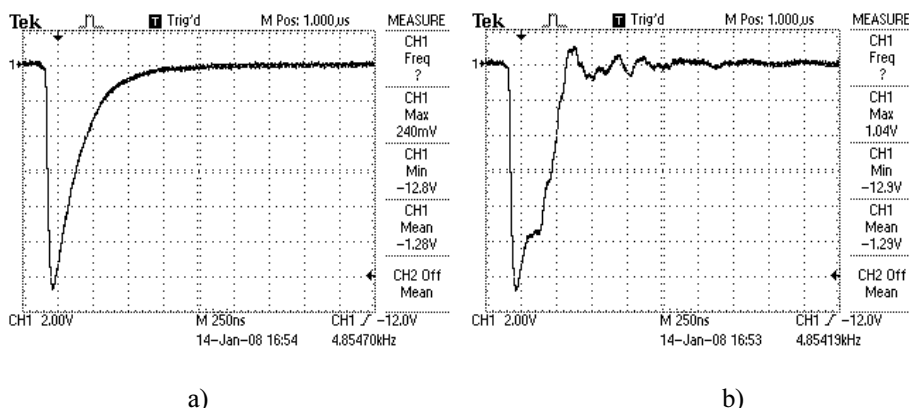
Fig. 4.4. The diagram of improved IGBT control circuit

Kai $R4 = 33 \, \Omega$ ir $R5 = 18 \, \Omega$, IGBT tranzistoriaus užtūros (įtampos kritimo rezistoriuje R5) pereinamųjų procesų, tranzistoriui atsidarant ir užsidarant, esant jam apkrautam ($I_K \neq 0$) ir neapkrautam ($I_K = 0$), oscilogramos, gautos naudojant patobulintą IGBT tranzistoriaus valdymo schemą (4.4 pav.), pateiktos 4.5 ir 4.6 paveiksluose. Matome, kad tranzistorių atidaranti užtūros srovė yra vėlinama labiau ($1,0 \, \mu s$), nei uždaranti ($0,6 \, \mu s$).



4.5 pav. IGBT tranzistoriaus užtūros srovės (įtampos kritimo rezistoriuje $R_5 = 18 \, \Omega$) pereinamųjų procesų, tranzistoriui atsidarant, esant jam neapkrautam ($I_K = 0$) (a) ir apkrautam ($I_K \neq 0$) (b), oscilogramos

Fig. 4.5. The IGBT gate current (voltage drop across $R_3 = 18 \, \Omega$) transients in situation when transistor is switched on, for the cases when collector current ($I_K = 0$) (a) and ($I_K \neq 0$) (b)



4.6 pav. IGBT tranzistoriaus užtūros srovės (įtampos kritimo rezistoriuje $R_5 = 18 \, \Omega$) pereinamųjų procesų, tranzistoriui užsidarant, esant jam neapkrautam ($I_K = 0$) (a) ir apkrautam ($I_K \neq 0$) (b), oscilogramos

Fig. 4.6. The IGBT gate current (voltage drop across $R_5 = 18 \, \Omega$) transients in situation when transistor is switched off, for the cases when collector current ($I_K = 0$) (a) and ($I_K \neq 0$) (b)

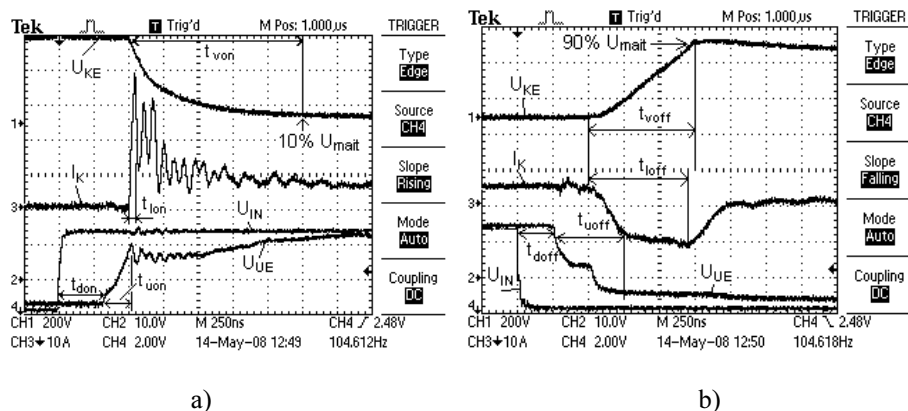
Kaip matome oscilogramoje, pateiktoje 4.6b paveiksle, galinio fronto metu atsiranda osciliacijos. Jas sukelia parazitinis induktyvumas emiterio grandinėje. Kaip pavaizduota 4.4 paveiksle, tranzistoriaus emiterio srovė yra lygi užtūros ir kolektoriaus srovių sumai: $I_E = I_U + I_K$. Įtampa, krintanti ant emiterio grandinėje

esančio parazitinio induktyvumo L , tekant srovei I , $U = -L \, dI/dt$. Todėl norint sumažinti osciliavimą, reikia valdančios grandinės (valdančiosios mikroschemos) maitinimo šaltinio nulinį kontaktą „žemę“ jungti prie tranzistoriaus emiterio, kuo arčiau tranzistoriaus korpuso, kad sumažinti laidininko atkarpą, kur teka kartu ir užtūros, ir kolektoriaus srovės (t. y., $I_E = I_U + I_K$).

4.2. Valdymo grandinių įtakos dvipolio tranzistoriaus su izoliuota užtūra dinaminiams parametrams tyrimas

Energijos nuostolius inverterio rakto IGBT tranzistoriujė didele dalimi lemia tranzistoriaus U_{KE} ir I_K pereinamieji procesai, tranzistoriui atsidarant ir užsidarant. Šie nuostoliai vadinami junginėjimosi nuostoliais (angl. *switching losses*). Jų galią nulemia U_{KE} ir I_K frontų trukmės. Joms trumpėjant, tranzistoriuose sukuriama galios nuostoliai mažėja. Šiame skyriuje pateikti IGBT tranzistoriaus valdymo grandinės parametų įtakos U_{KE} ir I_K frontų trukmėms tyrimų rezultatai (Bleizgys *et al* 2010). Tyrimo metu buvo keičiama R3 rezistoriaus varža, taip pat buvo trumpinama arba netrumpinama grandinė, kurią sudaro lygiagrečiai sujungti diodas D1 ir rezistorius R4 (4.4 pav.). Užtrumpinus šią grandinę, užtūros grandinėje likdavo tik vienas R5 rezistorius. Frontų trukmės buvo tiriamos, kai rezistoriaus R5 nominalai: 18 Ω , 22 Ω , 27 Ω , 30 Ω , 33 Ω , 39 Ω , 47 Ω , 51 Ω , 56 Ω , 62 Ω , 68 Ω , 82 Ω . Tiriamas raktas su IGBT tranzistoriumi buvo maitinamas išlyginta trifazio tinklo įtampa (560 V). Kaip tranzistoriaus apkrova buvo naudojamas rezistorius, kurio aktyvioji varža 100 Ω . Į valdymo schemos įėjimą buvo tiekiamas periodinis impulsinis 100 Hz dažnio, meandro formos signalas.

Atliekant tyrimus buvo matuojami šie parametrai (4.7 pav.): t_{don} ir t_{doff} – įtampos vėlavimo laikas tarp valdančios schemos įėjimo įtampos (U_{IN}) ir IGBT tranzistoriaus užtūros-emiteris įtampos (U_{UE}), atitinkamai, tranzistoriui atsidarant ir užsidarant; t_{uon} ir t_{uoff} – IGBT tranzistoriaus U_{UE} įtampos frontų trukmės, atitinkamai, tranzistoriui atsidarant ir užsidarant; t_{ion} ir t_{ioff} – IGBT tranzistoriaus kolektoriaus srovės (I_K) frontų trukmės, atitinkamai, tranzistoriui atsidarant ir užsidarant; t_{von} ir t_{voff} – IGBT tranzistoriaus įtampos kolektorius-emiteris (U_{KE}) frontų trukmės, atitinkamai, tranzistoriui atsidarant ir užsidarant. Tyrimo metu gauti rezultatai pateikti 4.1 lentelėje.



4.7 pav. IGBT tranzistoriaus kolektoriaus srovės I_K (CH3) ir įtampos kolektorius-emiteris U_{KE} (CH1) bei valdančios schemos įėjimo U_{IN} (CH4) ir užtūra-emiteris U_{UE} (CH2) įtampų pereinamieji procesai, tranzistoriui atsidarant (a) ir užsidarant (b), kai $R_5 = 18 \Omega$, grandinė susidedanti iš D1 ir R4 neužtrumpinta

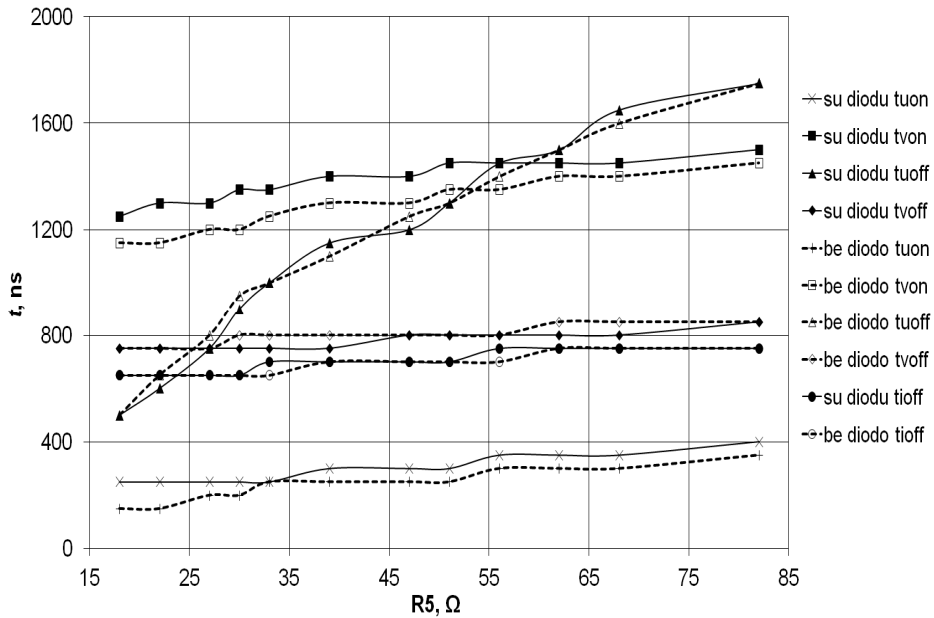
Fig. 4.7. The transient of IGBT collector current I_K (CH3), collector-emitter voltage U_{KE} (CH1), control voltage U_{IN} (CH4) and gate-emitter voltage U_{UE} (CH2) for the cases when the transistor is switched on (a) and switched off (b), when $R_5 = 18 \Omega$, D1 and R4 not shortened

4.1 lentelė. Rakto su IGBT tranzistoriumi dinaminėjų parametrų priklausomybės nuo užtūros valdymo grandinių parametrų

Table 4.1. The dependences of IGBT switch dynamic characteristics on parameters of gate control circuit

R5, Ω	Su R4 ir diodu								Grandinė R4 ir diodas užtrumpinta							
	t_{don} , ns	t_{uon} , ns	t_{von} , ns	t_{ion} , ns	t_{doff} , ns	t_{uoff} , ns	t_{voff} , ns	t_{ioff} , ns	t_{don} , ns	t_{uon} , ns	t_{von} , ns	t_{ion} , ns	t_{doff} , ns	t_{uoff} , ns	t_{voff} , ns	t_{ioff} , ns
18	300	250	1250	50	250	500	750	650	300	150	1150	50	250	500	750	650
22	300	250	1300	50	250	600	750	650	300	150	1150	50	250	650	750	650
27	300	250	1300	50	250	750	750	650	300	200	1200	50	250	800	750	650
30	300	250	1350	50	250	900	750	650	300	200	1200	50	250	950	750	650
33	300	250	1350	50	250	1000	750	650	300	250	1250	50	250	1000	750	650
39	300	300	1400	50	250	1150	750	700	300	250	1300	50	250	1100	750	700
47	300	300	1400	50	250	1200	800	700	300	250	1300	50	250	1250	800	700
51	300	300	1450	50	250	1300	800	700	300	250	1350	50	250	1300	800	700
56	300	350	1450	50	250	1450	800	700	300	300	1350	50	250	1400	800	700
62	300	350	1450	50	250	1500	800	750	300	300	1400	50	250	1500	800	750
68	300	350	1450	50	250	1650	800	750	300	300	1400	50	250	1600	800	750
82	300	400	1500	50	250	1750	850	750	300	350	1450	50	250	1750	850	750

Pagal gautus rezultatus (4.1 lentelė) nubraižyti grafikai pateikti 4.8 paveiksle. Vėlinimo trukmių t_{don} ir t_{doff} , taip pat srovės I_K fronto trukmės t_{ion} , tranzistoriui atsidarant, priklausomybės nuo rezistoriaus R5 varžos grafike nepateiktos, nes jų trukmės, keičiant rezistoriaus R5 varžą, praktiškai nekinta.



4.8 pav. IGBT tranzistoriaus I_K , U_{KE} , U_{UE} frontų, tranzistoriui atsidarant ir užsidarant, trukmių priklausomybė nuo rezistoriaus R5 nominalo, esant skirtingoms sąlygoms

Fig. 4.8 The dependences of IGBT transistor I_K , U_{KE} , U_{UE} rise and fall time on resistance of R5, for the cases when the transistor is switched on and off

Iš gautų tyrimo rezultatų matome, kad labiausiai nuo rezistoriaus R5 varžos priklauso įtampos U_{UE} fronto trukmė, tranzistoriui užsidarant. Grandinės, susidedančios iš diodo D1 ir rezistoriaus R4, užtrumpinimas leidžia sutrumpinti I_K ir U_{UE} frontų trukmes.

Tyrimų rezultatai panaudoti kuriant dažnio keitiklius, parenkant inverteryje naudojamų IGBT tranzistorių valdymo grandinių elementų parametrus.

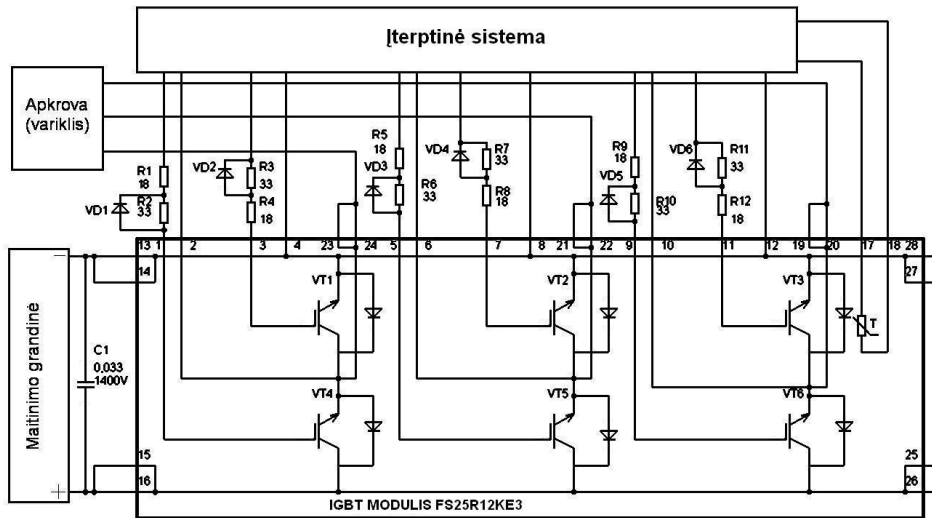
4.3. Dvipolių tranzistorių su izoliuota užtūra valdymo grandinių įtakos galios nuostoliams inverteryje tyrimas

Galios nuostoliai pasireiškia tranzistoriaus šilimu. Šylant tranzistoriaus lustui, auga jo gedimo tikimybė, mažėja leistina didžiausia valdoma srovė, todėl tranzistoriai yra aušinami naudojant radiatorius. Siekiant padidinti IGBT tranzistorių darbo patikimumą bei mažinti radiatorių dydį ir svorį, būtina mažinti jame išsiskiriančius galios nuostolius (Battello *et al* 2003; Hayashi *et al* 2008). Kadangi tiesiogiai išmatuoti galios nuostolius inverterio raktų tranzistoriuose yra problematiška ir nėra būtinybės, galios nuostoliai gali būti vertinami tiriant tranzistorių temperatūrą, t. y. laikant, kad temperatūra yra proporcinga galios nuostoliams.

Šiame skyriuje aprašomas tranzistorių valdymo grandinių parametrų įtakos tranzistorių, naudojamo inverteryje, temperatūrai tyrimas. Tyrimai buvo atlikti naudojant 2.2 skyriuje aprašytą dažnio keitiklių tyrimo stendą, naudojant 4 kW galios, 2900 aps/min (esant $f_p = 50$ Hz), 400 V, 50 Hz elektros tinklui skirtą asinchroninį trifazį variklį. Tyrimams buvo naudojamas FTMC Elektroninių sistemų laboratorijoje sukurto dažnio keitiklio maketo inverteris su jį valdančia įterptine sistema. Jame naudojamas 25 A, 1200 V IGBT tranzistorių modulis FS25R12KE3. Kiekvienas iš šešių IGBT modulio tranzistorių yra valdomas atskira valdymo grandine. Inverterio struktūrinė schema pateikta 4.9 paveiksle.

Inverterio IGBT tranzistorių moduliui reikalingos šešios valdymo grandinės. Tiriant modulio temperatūros priklausomybę nuo tranzistoriaus valdymo grandinių parametrų, kurie lemia I_K ir U_{UE} frontų trukmes, buvo keičiamos IGBT tranzistorių valdymo grandinių rezistorių R1, R4, R5, R8, R9, R12 nominalai. Tyrimai atlikti esant sąlygai $R1 = R4 = R5 = R8 = R9 = R12 = R_u$. Inverteris buvo tiriamas apkraunant naudojamą variklį nominalia jam 13 Nm sukimo momento apkrova, kai inverterio į variklį tiekiamos įtampos fazinis dažnis yra 45 Hz.

Bandymai buvo atlikti, kai $R_u = 18 \Omega$, 33Ω ir 82Ω . Bandymų metu IGBT tranzistorių modulio ir radiatoriaus, ant kurio sumontuotas modulis, temperatūros buvo matuojamos kas 3 min. Kiekvienas bandymas truko 75 min. Gauti rezultatai pateikti 4.2 lentelėje. Aplinkos ir išmatuotų temperatūrų skirtumų pereinamųjų procesų grafikai pateikti 4.10 paveiksle.



4.9 pav. Inverterio struktūrinė schema

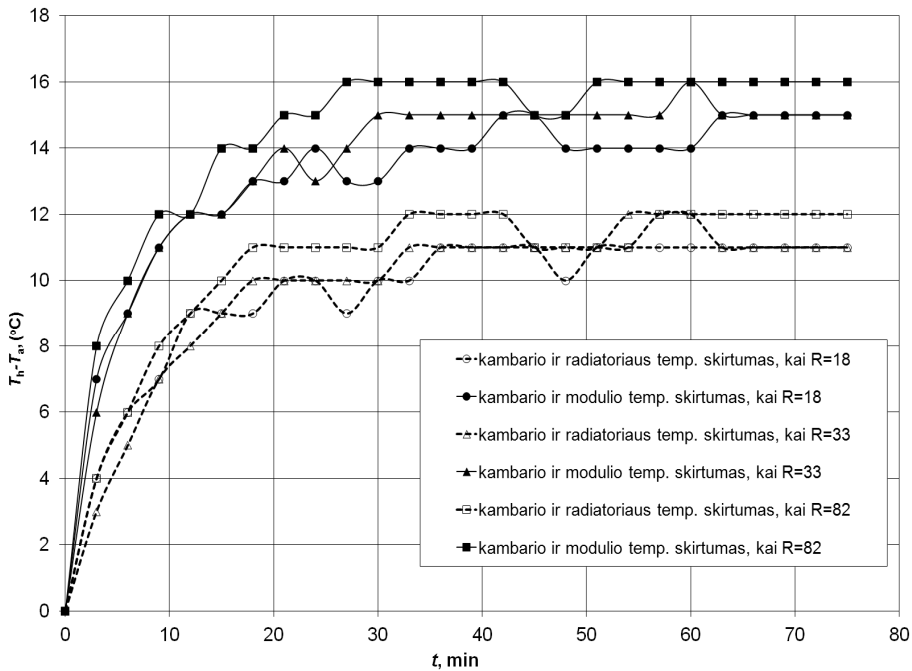
Fig. 4.9. The inverter circuit diagram

4.2 lentelė. IGBT tranzistorių modulis ir radiatoriaus temperatūros priklausomybės nuo tranzistoriaus valdymo grandinėje naudojamų rezistorių nominalų

Table 4.2. The IGBT module and heat sink temperature dependences on the resistance of resistors used in the gate circuit of transistors

Temperatūra, °C														
Laikas, min	kambario temp. $R_u = 18 \Omega$	radiatoriaus temp. $R_u = 18 \Omega$	modulio temp. $R_u = 18 \Omega$	kambario ir radiatoriaus temp. skirtumas, kai $R_u = 18 \Omega$	kambario ir modulio temp. skirtumas, kai $R_u = 18 \Omega$	kambario temp. $R_u = 33 \Omega$	radiatoriaus temp. $R_u = 33 \Omega$	modulio temp. $R_u = 33 \Omega$	kambario ir radiatoriaus temp. skirtumas, kai $R_u = 33 \Omega$	kambario ir modulio temp. skirtumas, kai $R_u = 33 \Omega$	kambario temp. $R_u = 82 \Omega$	radiatoriaus temp. $R_u = 82 \Omega$	modulio temp. $R_u = 82 \Omega$	kambario ir radiatoriaus temp. skirtumas, kai $R_u = 82 \Omega$
0	20	20	20	0	0	21	21	21	0	0	22	22	22	0
3	20	24	27	4	7	21	24	27	3	6	22	26	30	4
6	21	27	30	6	9	22	27	31	5	9	23	29	33	6
9	21	28	32	7	11	23	30	34	7	11	23	31	35	8
12	21	30	33	9	12	24	32	36	8	12	24	33	36	9
15	22	31	34	9	12	24	33	36	9	12	24	34	38	10

Laikas, min	Temperatūra, °C														
	kambario temp. $R_u = 18\ \Omega$	radiatoriaus temp. $R_u = 18\ \Omega$	modulio temp. $R_u = 18\ \Omega$	kambario ir radiatoriaus temp. skirtumas, kai $R_u = 18\ \Omega$	kambario ir modulio temp. skirtumas, kai $R_u = 18\ \Omega$	kambario temp. $R_u = 33\ \Omega$	radiatoriaus temp. $R_u = 33\ \Omega$	modulio temp. $R_u = 33\ \Omega$	kambario ir radiatoriaus temp. skirtumas, kai $R_u = 33\ \Omega$	kambario ir modulio temp. skirtumas, kai $R_u = 33\ \Omega$	kambario temp. $R_u = 82\ \Omega$	radiatoriaus temp. $R_u = 82\ \Omega$	modulio temp. $R_u = 82\ \Omega$	kambario ir radiatoriaus temp. skirtumas, kai $R_u = 82\ \Omega$	kambario ir modulio temp. skirtumas, kai $R_u = 82\ \Omega$
18	22	31	35	9	13	24	34	37	10	13	24	35	38	11	14
21	22	32	35	10	13	24	34	38	10	14	24	35	39	11	15
24	22	32	36	10	14	25	35	38	10	13	24	35	39	11	15
27	23	32	36	9	13	25	35	39	10	14	24	35	40	11	16
30	23	33	36	10	13	25	35	40	10	15	24	35	40	11	16
33	23	33	37	10	14	25	36	40	11	15	24	36	40	12	16
36	23	34	37	11	14	25	36	40	11	15	24	36	40	12	16
39	23	34	37	11	14	25	36	40	11	15	24	36	40	12	16
42	23	34	38	11	15	25	36	40	11	15	24	36	40	12	16
45	23	34	38	11	15	25	36	40	11	15	25	36	40	11	15
48	24	34	38	10	14	25	36	40	11	15	25	36	40	11	15
51	24	35	38	11	14	25	36	40	11	15	25	36	41	11	16
54	24	35	38	11	14	25	37	40	12	15	25	36	41	11	16
57	24	35	38	11	14	25	37	40	12	15	25	37	41	12	16
60	24	35	38	11	14	25	37	41	12	16	25	37	41	12	16
63	24	35	39	11	15	26	37	41	11	15	25	37	41	12	16
66	24	35	39	11	15	26	37	41	11	15	25	37	41	12	16
69	24	35	39	11	15	26	37	41	11	15	25	37	41	12	16
72	24	35	39	11	15	26	37	41	11	15	25	37	41	12	16
75	24	35	39	11	15	26	37	41	11	15	25	37	41	12	16



4.10 pav. IGBT tranzistorių modulio ir radiatoriaus temperatūros pereinamieji procesai

Fig. 4.10 The IGBT transistor module and heat sink temperature transients

Iš gautų rezultatų matome, kad IGBT tranzistorių modulio temperatūra nu-sistovi maždaug per 30 min. IGBT tranzistorių modulio temperatūra, keičiant tranzistoriaus valdymo grandinės rezistorių nominalus nuo 18 iki 82 Ω , padidėjo tik 1 $^{\circ}\text{C}$. Tai rodo, kad tranzistoriaus junginėjimosi galios nuostoliai yra santyki-nai maži, o didžiausią galios nuostolių dalį raktuose sukuria tranzistoriaus lai-dumo, esant jam atviram, sąlygojami nuostoliai.

4.4. Inverterio viršįtampių, generuojamų stabdomo asinchroninio variklio, tyrimas

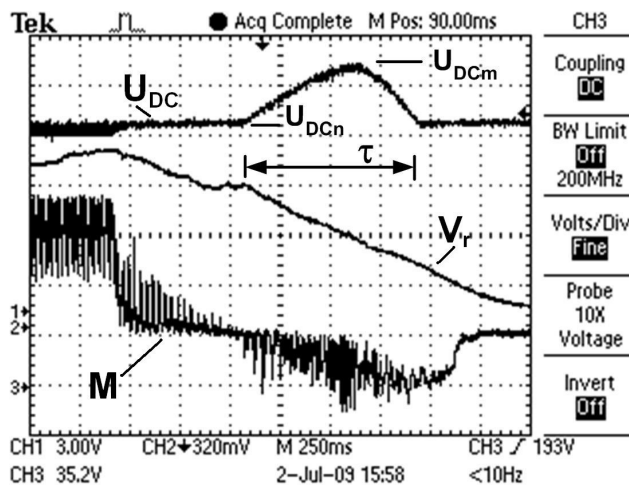
Šio eksperimento metu buvo tiriama inverterio, kuris maitina asinchroninį variklį, maitinimo grandinės įtampos šuoliai (viršįtampiai) (Baškys *et al* 2009; Baškys *et al* 2011). Viršįtampiai atsiranda stabdant variklį, kuris stabdymo metu tampa generatoriumi ir pradeda tiekti srovę į inverterį. Ši srovė per inverterį pa-

tenka į maitinimo grandinę. Tyrimas buvo atliekamas naudojant tą pačią eksperimentinę įrangą kaip ir 4.3 skyriuje aprašytiems tyrimams. Tyrimo metu buvo ištirtos viršįtampių inverteryje priklausomybės nuo asinchroninio variklio stabdymo pagreičio, variklio apkrovos ir sukimosi greičio. Gauti tyrimo rezultatai panaudoti kuriant dažnio keitiklio inverterio maitinimo grandinės apsaugas nuo viršįtampių.

Asinchroninis variklis, naudojamas kintamo greičio pavarose ir maitinamas dažnio keitiklio, gali tapti generatoriumi esant tam tikroms sąlygoms. Jei inverterio pirmosios harmonikos dažnis (jis atitinka fazinį dažnį) mažėja, variklio sukimosi greitis lėtėja taip pat. Jei lėtėjimo metu variklio sukimosi greitis nespėja mažėti kartu su faziniu dažniu ir viršija jį, asinchroninis variklis tampa generatoriumi ir pradeda tiekti srovę inverteriui, kuri per inverterio raktus patenka į inverterio maitinimo grandinę. Todėl prie maitinimo grandinės prijungti kondensatoriai įsikrauna ir inverterio maitinimo įtampa padidėja. Didžiausia įtampos padidėjimo reikšmė (viršįtampis) priklauso nuo variklio stabdymo pagreičio, variklio apkrovos ir sukimosi greičio, inverterio maitinimo grandinės kondensatorių talpos. Jei viršįtampis viršys leistiną inverterio maitinimo šaltinio įtampą, gali būti sugadinti inverterio raktų tranzistoriai, maitinimo šaltinio kondensatoriai ir kiti dažnio keitiklio komponentai. Nemažai tyrimų (Wang *et al* 2005, Baskys *et al* 2007) yra atlikta tiriant inverterio viršįtampus modeliavimo būdu. Tačiau kuriant dažnio keitikius svarbu turėti tikslius kiekybinius įtampos pereinamųjų procesų duomenis, kuriuos galima gauti tik eksperimentiškai.

Tyrimams naudojamame stende (2.6 pav.) variklio mechanine apkrova naudojamas 5,5 kW galios nuolatinės srovės generatorius, kuriuo, keičiant generatoriaus elektrinį apkrovimą, galima keisti inercijos momentą, greitinant arba stabdant variklį. Tyrimo metu buvo matuojama inverterį maitinančio šaltinio įtampa (U_{DC}), variklio sukimosi greitis (V_r) ir variklio apkrovos sukimo momentas (M) (2.5 pav.). Gauti pereinamieji procesai matuoti „Tektronix“ skaitmeniniu oscilografu „TPS2024“.

Tyrimo pradžioje nustatomas inverterio generuojamos įtampos pirmosios harmonikos dažnis ir variklio stabdymo pagreitis (D), t. y., fazinio dažnio mažėjimo greitis. Jis matuojamas Hz/s. Variklio apkrovos sukimo momentas nustatomas nuolatinės srovės generatoriumi. Kai šie parametrai nustatyti, variklis pradedamas stabdyti nustatytu pagreičiu, matuojant U_{DC} , M , V_r pereinamuosius procesus (4.11 pav.).



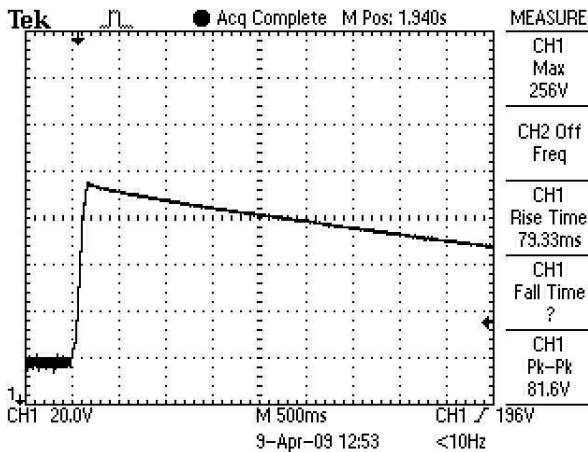
4.11 pav. Parametrų U_{DC} (viršutinė kreivė, matavimui naudota 1/3 įtampos daliklis, vienas langelis atitinka 1 div ~ 100 V), V_r (vidurinė kreivė, 1 div ~ 1000 aps/min) ir M (apatinė kreivė, 1 div ~ 6 Nm) pereinamieji procesai, kai stabdymo pagreitis $D = 16,7$ Hz/s. Inverterio maitinimo šaltinio filtro kondensatorių talpa $C = 470$ μ F

Fig. 4.11. The U_{DC} (upper curve, it has been measured using the 1/3 voltage divider, therefore 1 div ~ 100 V), V_r (middle curve, 1 div ~ 1000 rpm) and M (bottom curve, 1 div ~ 6 Nm) transients caused by the motor deceleration at $D = 16.7$ Hz/s and capacitance of the DC bus capacitor $C = 470$ μ F

Stabdant variklį, kai variklis tampa generatoriumi ir, tiekdamas srovę, per inverterį krauna jo maitinimo šaltinio filtro kondensatorius C , galimos dvi situacijos. Viena iš jų būna tuomet, kai didžiausia viršįtamčio reikšmė neviršija apsaugų sistemos suveikimo lygio, o kita – kai viršįtampis viršija šį lygį. Pirmuoju atveju apsaugos nesuveikia ir variklis yra stabdomas nustatytu pagreičiu. Jei viršįtampis viršija apsaugos lygį, tada inverterio tranzistoriai yra uždaromi. Užsidarius tranzistoriams, variklio generuojama įtampa nepatenka į inverterio maitinimo grandinę. Tokiu būdu yra sustabdomas inverterio maitinimo grandinės įtampos augimas ir variklio stabdymas tampa nekontroliuojamas.

Inverterio maitinimo įtampos pereinamasis procesas, kai apsauga nesuveikė, pateiktas 4.11 paveiksle. Kaip matome, variklis yra stabdomas ir jo greitis mažėja. Tuo momentu, kai variklis tampa generatoriumi, apkrovos sukimo momentas tampa neigiamas, t. y., apkrova ima sukti variklį, variklis pradeda dirbti generatoriaus režimu ir, tiekdamas energiją į inverterio maitinimo grandinę, sukelia viršįtampius.

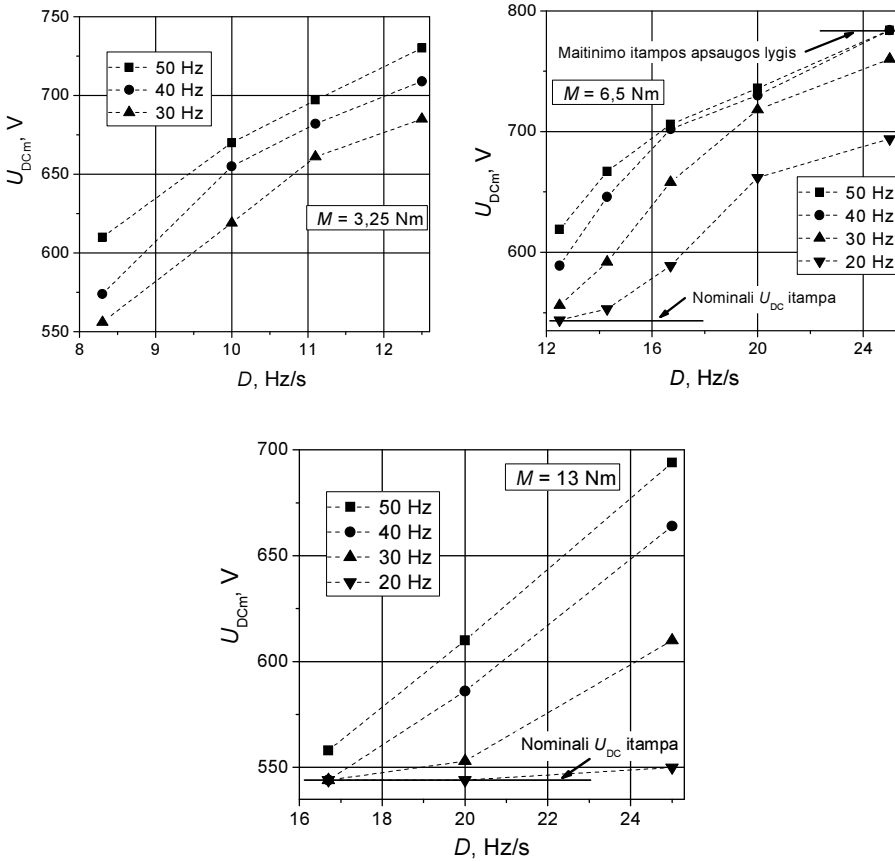
Inverterio maitinimo įtampos pereinamasis procesas, kai variklio stabdymas yra per spartus ir todėl viršįtampis viršija apsaugos suveikimo slenkstį, pateiktas 4.12 paveiksle. Įtampai pasiekus apsaugos suveikimo lygį, inverterio tranzistoriai uždaromi maždaug per 10–50 μ s. Įtampos augimo greitis yra apie 1,5 V/ms (4.12 pav.), t. y. labai lėtas, lyginant su apsaugos suveikimo greičiu. Dėl šios priežasties, įtampa praktiškai lieka tokia lygyje, atitinkančiame įtampos apsaugos suveikimo slenkstinę vertę. Po apsaugų suveikimo įtampa lėtai mažėja, išsikraunant maitinimo filtro kondensatoriams per inverterio elektrines grandines.



4.12 pav. Įtampos U_{DC} pereinamasis procesas, kai $C = 880 \mu\text{F}$ ir, stabdant variklį $D = 25 \text{ Hz/s}$ greičiu, suveikia viršįtampio apsauga. Variklio apkrova ir įtampos fazinis dažnis prieš stabdant: $M = 6,5 \text{ Nm}$; $f_p = 50 \text{ Hz}$. U_{DC} įtampos matavimui naudotas 1/3 įtampos daliklis, t. y. vienas langelis atitinka 60 V

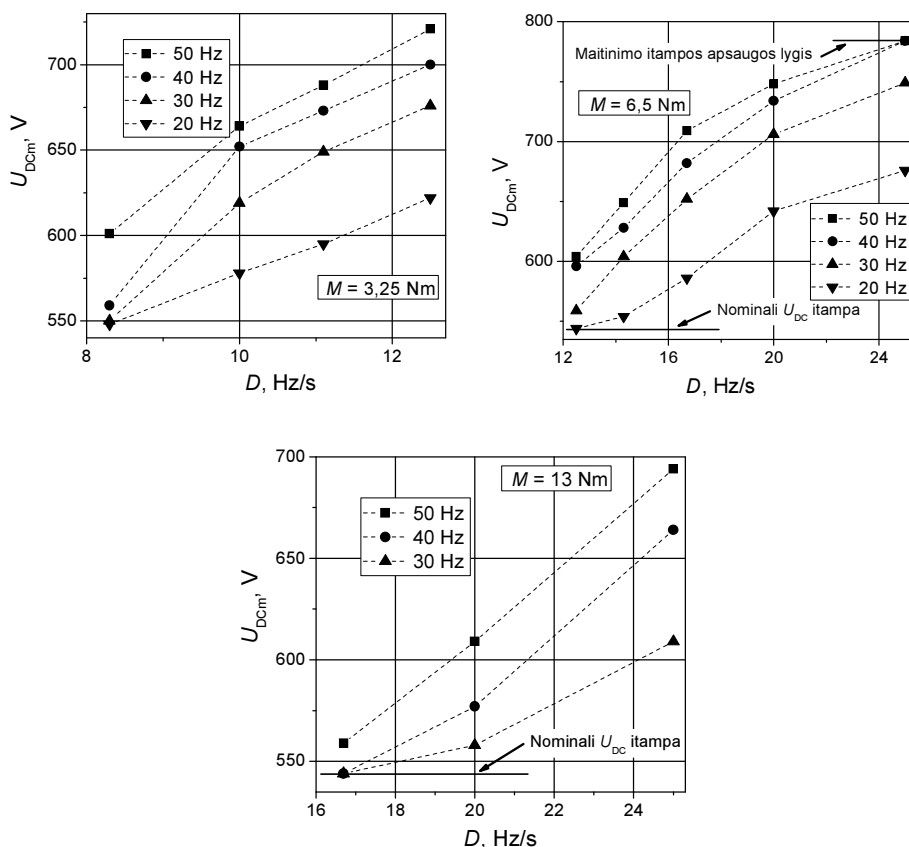
Fig. 4.12. The U_{DC} transient caused by the motor deceleration at $M = 6.5 \text{ Nm}$, $D = 25 \text{ Hz/s}$, $f_p = 50 \text{ Hz}$ and $C = 880 \mu\text{F}$. The case when the voltage spike reaches the overvoltage fault protection trigger level. U_{DC} has been measured using the 1/3 voltage divider, therefore 1 div $\sim 60 \text{ V}$

Tyrimai buvo atliekami variklį apkraunant skirtingo sukimo momento apkrovomis, nustatant skirtingus stabdymo pagreičius ir su skirtingais inverterio generuojamos įtampos faziniais dažniais (variklio sukimosi greičiu), nuo kurių pradedamas stabdymas. Taip pat buvo tiriama esant tokiom dviem inverterio maitinimo šaltinio filtro kondensatorių talpoms: $C = 470$ ir $880 \mu\text{F}$. Tyrimų metu buvo matuojama U_{DC} viršįtampio trukmė (τ) ir didžiausia viršįtampio reikšmė (U_{DCm}) (4.11 pav.). Gauti tyrimų rezultatai pateikti 4.13–4.15 paveiksluose.



4.13 pav. Inverterio maitinimo grandinės viršįtampio priklausomybė nuo stabdymo pagreičio esant skirtingiems variklio apkrovos sukimo momentams ir skirtingiems pradiniais inverterio generuojamos įtampos faziniams dažniams (variklio pradinio sukimosi greičiams), kai $C = 470 \mu\text{F}$. Pradinis $f_p = 50 \text{ Hz}$ atitinka $V_r \approx 2800 \text{ aps/min}$, $f_p = 40 \text{ Hz} - V_r \approx 2200 \text{ aps/min}$, $f_p = 30 \text{ Hz} - V_r \approx 1700 \text{ aps/min}$ ir $f_p = 20 \text{ Hz} - V_r \approx 1100 \text{ aps/min}$

Fig. 4.13. The dependences of the inverter DC bus overvoltage on the deceleration rate of the motor for various motor load torques and motor initial rotation velocities (initial inverter phase frequencies) for the case when $C = 470 \mu\text{F}$. Initial inverter phase frequency $f_p = 50 \text{ Hz}$ corresponds to $V_r \approx 2800 \text{ rpm}$, $f_p = 40 \text{ Hz} -$ to $V_r \approx 2200 \text{ rpm}$, $f_p = 30 \text{ Hz} -$ to $V_r \approx 1700 \text{ rpm}$ and $f_p = 20 \text{ Hz} -$ to $V_r \approx 1100 \text{ rpm}$



4.14 pav. Inverterio maitinimo grandinės viršįtampio priklausomybė nuo stabdymo pagreičio esant skirtingoms variklio apkrovoms ir skirtingiems pradinėms inverterio generuojamos įtampos faziniams dažniams, kai $C = 880 \mu\text{F}$

Fig. 4.14. The dependences of the inverter DC bus overvoltage on the deceleration rate of the motor for various motor load torques and motor initial rotation velocities (initial inverter phase frequencies) for the case when $C = 880 \mu\text{F}$

Matome, kad viršįtampio didžiausia vertė didėja, kai stabdymo pagreitis ir pradinė fazinio dažnio trukmė didėja (4.13, 4.14 pav.). Taip pat viršįtampio dydis priklauso ir nuo variklio apkrovos sukimo momento – viršįtampis mažėja, kai apkrovos sukimo momentas didėja. Tai galima paaiškinti tuo, kad stabdymo metu variklis dalį savo energijos perduoda apkrovai, todėl į inverterio maitinimo

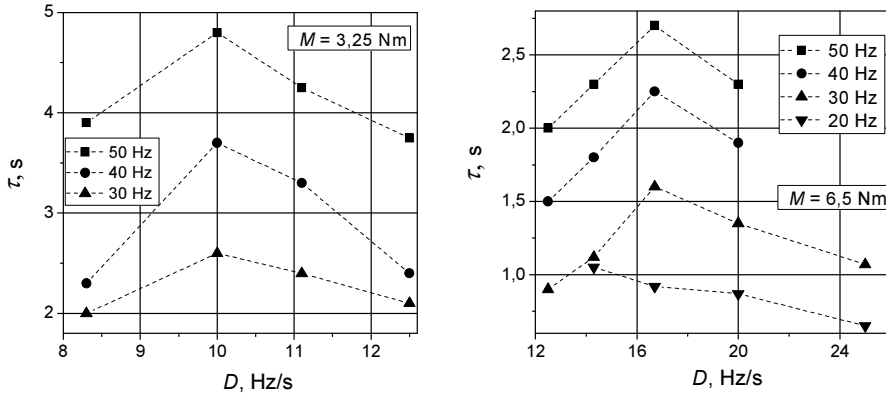
grandinę patenka mažesnė energijos dalis. Todėl, esant didesniai variklio apkrovos sukimo momentui, pavojus, kurį inverteriui kelia viršįtampiai, sumažėja.

Kondensatoriaus talpos padidinimas taip pat leidžia sumažinti viršįtampius. Tačiau, kaip matyti iš tyrimų rezultatų (4.13, 4.14 pav.), talpos didinimas laidžia tik nežymiai sumažinti viršįtampius, o kai kuriais atvejais jiems praktiškai neturi įtakos. Tai galima paaiškinti tuo, kad kondensatoriaus įtampa proporcinga energijos (E), kuri tiekama kondensatoriaus pakrovimui, kvadratinei šakniai. Žinant pradinę maitinimo grandinės įtampą U_{DCn} (mūsų nagrinėjamu atveju $U_{DCn} \approx 560$ V), kondensatoriaus talpą C ir energijos kiekį, kuris tiekiamas iš variklio stabdymo metu į maitinimo grandinę, maitinimo grandinės įtampą galima apskaičiuoti pagal šią formulę:

$$U_{DC} = \sqrt{(2E/C) + U_{DCn}^2}. \quad (4.1)$$

Tarkime, kad $U_{DCn} = 560$ V ir 27,7 J energija tiekama 470 μ F kondensatoriui. Pagal 4.1 formulę, apskaičiuojame, kad kondensatorius pasikraus iki $U_{DC} = 650$ V. Jei kondensatoriaus talpą padidintume iki 880 μ F, t. y. 87 %, tada kondensatorius pasikrautų iki $U_{DC} = 595$ V, t. y. įtampa sumažėtų tik 7,5 %.

Viršįtampio trukmės (τ) tyrimo rezultatai pateikti 4.15 paveiksle.



4.15 pav. Inverterio maitinimo grandinės viršįtampio trukmės priklausomybė nuo stabdymo pagreičio esant skirtingiems inverterio generuojamos įtampos faziniams dažniams ir skirtingiems apkrovos sukimo momentams, kai $C = 470 \mu$ F

Fig. 4.15. The dependences of the inverter DC bus voltage spike duration on the deceleration rate of the motor for various motor initial rotation velocities (inverter voltage phase frequencies) and motor load torques, for the case when $C = 470 \mu$ F

Kaip matome iš pateiktų rezultatų, viršįtampio trukmė mažėja mažinant pradinį variklio sukimosi greitį (inverterio generuojamos įtampos fazinį dažnį), esant kuriam pradedamas variklio stabdymas. Viršįtampio trukmės priklausomybė nuo stabdymo pagreičio nėra monotoniška. Ji turi maksimumą, kurio koordinatė priklauso nuo variklio apkrovos sukimo momento.

4.5. Ketvirtojo skyriaus išvados

1. Sukurta grandinė, kurioje IGBT tranzistoriaus atidarymas vėlinamas rakto valdymo schemeje. Toks sprendimas, lyginant su vėlinimo įgyvendinamu signalų procesoriaus, yra geresnis, nes leidžia išvengti inverterio sugadinimo, sukuriant signalų procesoriaus darbui.

2. Inverteryje naudojamų IGBT tranzistorių temperatūra, keičiant tranzistoriaus užtūros grandinės rezistorių nominalus, t. y. keičiant tranzistoriaus atidarymo ir užsidarymo greitį, kinta silpnai. Tai rodo, kad tranzistoriaus junginėjimosi galios nuostoliai yra santykinai maži, lyginant su galios nuostoliais, sukuriamais baigtinio atviro tranzistoriaus laidumo.

3. Inverterio maitinimo įtampos augimo greitis stabdant asinchroninį variklį yra lėtas, lyginant su apsaugos nuo viršįtampių suveikimo greičiu. Dėl šios priežasties, suveikus apsaugai, įtampa praktiškai lieka tokia lygyje, kuris atitinka įtampos apsaugos suveikimo slenkstinę vertę. Šis faktas rodo, kad apsaugai nuo viršįtampio nebūtina naudoti sparčių grandinių, t. y. elektromagnetinių trukdžių sukeltų signalų filtravimui gali būti naudojamas RC filtras su didele laiko pastoviaja.

4. Inverterio maitinimo šaltinio filtro kondensatorių talpos didinimas nedaug sumažina viršįtampį, sukliamą inverterio grandinėje stabdomo variklio. Padidinus kondensatoriaus talpą 87 %, viršįtampis sumažėjo 7,5 %, nes kondensatoriaus įtampa proporcinga energijos, kuri tiekama kondensatoriaus įkrovimui, kvadratinei šakniai.

5. Inverterio viršįtampio trukmės priklausomybės nuo variklio stabdymo pagreičio ekstremumų maksimumo koordinatės priklauso nuo variklio apkrovos sukimo momento.

Bendrosios išvados

1. Erdvinio vektoriaus moduliavimo (toliau EVM) metodo su integruota impulsų trukme taikymas, lyginant su klasikinio EVM metodo taikymo atveju, leidžia sumažinti 2–10 °C inverterio raktų ir 2–3 °C – asinchroninio variklio korpuso temperatūrą. Tai sąlygojama mažesnėmis inverterio įtampos, gautos naudojant EVM metodą su integruota impulsų trukme, žemo dažnio harmonikų amplitudėmis, mažesniu raktų junginėjimosi dažniu ir tuo, kad raktų tranzistoriai nejunginėja variklio apvijų srovės, kai jomis teka didžiausia momentinė variklio srovė.

2. Šiuo metu naudojami tiesinis ir kvadratinis inverterio pirmosios harmonikos amplitudės valdymo dėsniai neatitinka inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės priklausomybių nuo dažnio, leidžiančių pasiekti mažiausių galios nuostolių variklyje. Norint pasiekti mažesnių galios nuostolių asinchroniniame variklyje, būtina inverterio pirmosios harmonikos amplitudę valdyti taip, kad ji būtų iki 25 % didesnė nei nustatyta naudojant tiesinį ir kvadratinį amplitudės valdymo dėsnius.

3. Sukurtas inverterio įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas su variklio srovės mažiausios amplitudės sekimu garantuoja mažiausią variklio srovės vertę nusistovėjus variklio apkrovos sukimo momento šuolio sukeltam pereinamajam procesui. Be to, jis leidžia sumažinti apkrovos sukimo momento šuolį, staigiai padidėjus apkrovai, tuo sumažinant variklio mechaninę

perkrovą. Siūlomasis įtampos pirmosios harmonikos amplitudės valdymo metodas gali būti panaudotas, kai variklio apkrovos sukimo momento šuoliai vyksta santykinai mažu dažniu, neviršijančiu kelių dešimtųjų herco dalių.

4. Keičiant tranzistoriaus užtūros grandinės rezistorių, kurie lemia tranzistoriaus atidarymo ir uždarymo trukmes, nominalus nuo 18 iki 82 Ω , inverteryje naudojamo IGBT tranzistorių modulio temperatūra padidėjo 1 $^{\circ}\text{C}$. Tai rodo, kad tranzistoriaus junginėjimosi galios nuostoliai yra maži, lyginant su galios nuostoliais, sukuriama baigtinio atviro tranzistoriaus laidumo.

5. Sukurta grandinė, kurioje IGBT tranzistoriaus atidarymas vėlinamas rakto valdymo schemoje. Toks sprendimas, lyginant su vėlinimo įgyvendinamu signalų procesoriumi, yra geresnis, nes leidžia išvengti inverterio sugadinimo, sutrikus signalų procesoriaus darbui.

6. Inverterio maitinimo šaltinio filtro kondensatorių talpos didinimas nedaug sumažina viršįtampį, sukliamą inverterio grandinėje stabdomo variklio. Padidinus kondensatoriaus talpą 87 %, viršįtampis sumažėjo 7,5 %, nes kondensatoriaus įtampa proporcinga energijos, kuri tiekama kondensatoriaus įkrovimui, kvadratinei šakniai.

7. Inverterio viršįtampio trukmės priklausomybės nuo variklio stabdymo pagreičio ekstremumų maksimumo koordinatės priklauso nuo variklio apkrovos sukimo momento.

Literatūra ir šaltiniai

- Adžgauskas, G. 2007. Gelbėjimosi ratas Europai. *Mokslas ir technika*, 2007, Nr.5, p. 4–5
- Bartos, F. 2004. AC variable speed drives trend to efficient, modular designs. [žiūrėta 2007-01-09] Prieiga per internetą: <http://www.keepmedia.com/pubs/ControlEngineering/2004/07/01/510718?extID=10032&oliID=213>
- Baškys, A., Gobis V., Zlosnikas V., Augustinas D., Košur V., Dervinis A., Bleizgys V. 2007. Dažnio keitiklių tyrimo stendas. *Puslaidininkių fizikos instituto 2007 metų mokslinės konferencijos darbai*, Vilnius, p. 125
- Baskys, A.; Gobis V. 2001. Generation of 3-Phase Voltage using Space Vector Modulation Method. In *Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001*, Graz, Austria, August 2001, p. 1–5.
- Baškys, A.; Gobis, V.; Augustinas, D.; Dervinis, A.; Demidova, A.; Zlosnikas, V.; Bleizgys, V.; Platakis, A.; Lipinskis, T.; Vaitekūnas, V. 2010. Valdiklis sistemai su kintančiu vykdiklio spartos ribojimu. *Puslaidininkių fizikos instituto XXI mokslinės konferencijos darbai*, Vilnius, 2010, p. 121–124. ISBN 978-9955-750-06-2 (print); ISBN 978-9955-750-07-9 (online).
- Baškys, A.; Gobis. 1999. Puslaidininkinio dažnio keitiklio išėjimo įtampos moduliavimas erdvinio vektoriaus būdu. *1999 metų mokslinės konferencijos darbai*. Vilnius.
- Baskys, A.; Rinkeviciene, R.; Petrovas, A. 2007. Overvoltage limitation in variable speed drive with inverter. in *Proc 17-th Int. Conference on Electromagnetic Disturbances*, EMD 2007, Białystok, Poland, September 19–21, 2007, p. 2.3-1–2.3-4.

Battello, M.; Keskar, N.; Wood, P.; Hezi, M.; Guerra, A. A. 2003. New Low-Cost Flexible IGBT Inverter Power Module for Appliance Applications. *Proceedings of the Power Control and Intelligent Motion Conference PCIM 2003*. China. p. 1–6.

Bose, B.K. 2002. Power electronics and motor drives – recent technology advances. *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2002, vol.1, p. 22–25.

Caseiro, J. A. A.; Mendes, A. M. S.; Marques Cardoso, A. J.. 2009. Fault Diagnosis on a PWM Rectifier AC Drive System with Fault Tolerance Using the Average Current Park's Vector Approach. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 831–837. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Chapelsky, C.; Salmon, J.; Knight, A. 2008. High-quality single phase power conversion by reconsidering the magnetic components in the output stage – building a better half bridge. *IEEE Industry Application Annual Meeting*, p. 1–8, 5–9 Oct. 2008.

Chen, T. P. 2006. Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters. *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 153, no. 2, p. 282–288, Mar. 2006.

Chomat, M.; Bendl, J.; Schreier, L. 2006. Optimal Control of Input Rectifier in Voltage-Source Inverter Supplied from Unbalanced Power Grid, *International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, Canada, p. 1042–1045, 2006.

Chomat, M.; Schreier, L.; Bendl J. 2009. Influence of Circuit Parameters on Operating Regions of PWM Rectifier under Unbalanced Voltage Supply. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 416–421. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Dongming, W.; Kaihang, L.; Lingling, Y. 2008. A Novel RESURFed Double Gates IGBT with Superior Performance. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 97–101. ISBN 978-1-4244-1742-1.

Eckel, H.; Fleisch, K. 2008. Turn-off behaviour of high voltage NPT- and FS-IGBT. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 69–75. ISBN 978-1-4244-1742-1.

Eltom A. H.; Demirbas, A. 2009. Motor System Energy Efficiency in the Nylon Industry: a Comparison of PWM and Square Wave Inverters. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 604–609. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Emadi, A.; Khaligh, A.; Nie, Z.; Lee, Y. J. 2009. *Integrated Power Electronic Converters and Digital Control (Power Electronics and Applications Series)*. CRC Press. p. 350 ISBN-10: 1439800693. ISBN-13: 978-1439800690.

Ewanchuk, J.; Salmon, J.; Knight, A. 2008. Performance of a high speed motor drive system using a novel multi-level inverter topology. *IEEE Industry Application Annual Meeting*, p. 1–8, 5–9 Oct. 2008.

Ferreira, Fernando J. T. E.; de Almeida, A. T.; Carvalho, J. F. S.; Cistelecan, M. V. 2009. Experiments to Observe the Impact of Power Quality and Voltage-Source Invert-

ers on the Temperature of Three-Phase Cage Induction Motors using an Infra-Red Camera. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 1582–1589. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Gao, Q.; Asher, G. M.; Sumner, M. 2008. Zero Speed Position Estimation of a Matrix Converter Fed AC PM Machine using PWM Excitation. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 2292–2299. ISBN 978-1-4244-1742-1.

Glasberger, T.; Peroutka, Z. 2008. Control of Power Supply Unit for Military Vehicles Based on Four-Leg Three-Phase VSI with Proportional-Resonant Controllers. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 1291–1296. ISBN 978-1-4244-1742-1.

Hayashi, Y.; Takao, K.; Shimizu, T.; Obashi, H. 2008. An Effective Design for High Power Density Converters. *Proceedings of 13th Int. Power Electronics and Motion Control Conf., EPE-PEMC 2008*. Poznan. p. 2476–2482.

Huiqing, W.; Jun, L.; Xuhui, Z.; Xuhui, W. 2008. Design of High Power Electronic Building Block based on Parallel of IGBTs for Electric Vehicle. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 1541–1545. ISBN 978-1-4244-1742-1.

Jalakas, T.; Vinnikov, D.; Laugis, J. 2008. Evaluation of Different Loss Calculation Methods for High-voltage IGBT-s Under Small Load Conditions. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 1286–1290. ISBN 978-1-4244-1742-1.

Jiang, W.; Fahimi, B. 2009. Current Reconstruction Techniques for Survivable Three Phase PWM Converters. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 1073–1078. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Kaminski, B.; Wejrzanowski, K.; Koczara, W. 2005. An application of PSIM to rapid prototyping of DSP controlled power Electronics converters. *Proceeding of PELINCEC conference*. Warsaw, Poland 2005.

Kamiski, B.; Dariusz, S. 2008. Distant learning of Pulse Width Modulation Techniques for Voltage Source Converters. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 2409–2413. ISBN 978-1-4244-1742-1.

Kazmierkowski, M. P.; Bracha, R.; Malinowski, M. 2006. Web Based Teaching of Pulse Width Modulation Methods for Three- Phase Two-Level Converters. *EPE-PEMC2006*, Portoroz, Slovenia, p. 2134–2139

Kazmierkowski, M.P.; Krishnan, R.; Blaabjerg, F. 2002. Control in power electronics. Selected problems. *Academic press*, New York,

Kevin. 2009. The low power AC drive market worldwide. [žiūrėta 2012-01-09] Prieiga per internetą: <http://www.inverter-china.com/blog/articles/the-market-of-ac-drive-frequency-converter/17.html>

- Knight, A. M.; Ewanchuk, J.; Salmon, J. C. 2008. Coupled Three-Phase Inductors for Interleaved Inverter Switching. *IEEE Trans Magnetics*, vol. 44, p. 4119–4122, 2008.
- Knop, A.; Franke, W.; Fuchs, F. W. 2008. Switching and conducting performance of SiC-JFET and ESBT against MOSFET and IGBT. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 69–75. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Kolomyjski, W.; Malinowski, M.; Kazmierkowski, M., P. 2006. Adaptive Space Vector Modulator for Three-Level NPC PWM Inverter-Fed Induction Motor. *AMC2006*, Istanbul, Turkey, p. 523–528.
- Kong, S.T.; Ngwendson, L.; Sweet, M.; Sankara Narayanan, E. M. 2008. An Analysis on Turn-off Behaviour of 1.2kV NPT-CIGBT under Clamped Inductive Load Switching. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 43–47. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Konstantinovich, R. Y.; Gennadevich, L. M.; Gennadevich, K. M. 2008. Control of a Converter with Superconductive Energy Storage Inductor. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 436–439. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Kouzou A.; Mahmoudi M. O.; Boucherit M. S. 2009. A New 3D-SVPWM Algorithm for Four-Leg inverteris. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 831–837. ISBN 978-1-4244-4252-2.
- Lewandowski, D.; Lisowski, G. 2008. Experiment results with modified Hybrid PWM method for three phase induction motor. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 684–688. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Luniewski, P.; Jansen, U. 2008. Unsymmetrical Gate Voltage Drive for High Power 1200V IGBT4 Modules Based on Coreless Transformer Technology Driver. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 88–96. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Mehrizi-Sani, A.; Filizadeh, S.; Wilson, P. L. 2007. Harmonic and Loss Analysis of Space-Vector Modulated Converters. *In Proc. Int. Conference on Power Systems Transients*, IPST'07, Lyon, France, June 2007, p. 1–6.
- Milanović, M. 2008. PWM Spectrum Evaluation and Over-Modulation Phenomena in a Three-Phase Inverters - Analytical Approach. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 301–306. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Monmasson, E. 2010. *Power Electronic Converters: PWM Strategies and Current Control (ISTE)*. Wiley-ISTE. p. 608 ISBN-10: 1848211953. ISBN-13: 978-1848211957.
- Musallam, M.; Johnson, C M.; Yin, Ch.; Lu, H.; Bailey, C. 2008. In-Service Life Consumption Estimation in Power Modules. *International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE EPE-PEMC 2008. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 76–83. ISBN 978-1-4244-1742-1.

- Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H. 1981. A new neutral-point clamped PWM inverter, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. IA-17, p. 518–v523, Sept/Oct., 1981
- Neacsu, D. 2001. Space Vector Modulation. In *Proc. 27th Annual IEEE Industrial Electronics Society Conference, IECON'01*, Denver, USA, December 2001, p. 1583–1592.
- Rahiman, A. 2007. Modified SVPWM algorithm for three level VSI with synchronized and symmetrical waveforms. *IEEE Trans Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, p. 486–494, Feb. 2007.
- Riehl, R. R.; Filho E. R. 2009. High frequency parameters determination of small three-phase induction motors for operation with PWM inverters. *International Electric Machines and Drives Conference. IEEE IEMDC 2009*. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 1352–1357. ISBN 978-1-4244-4252-2.
- Rodriguez, J.; Lai, J., S.; Peng, F., Z. 2002. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*. vol. 49, no. 4, p. 724–738, August 2002.
- Salmon, J.; Ewanchuk, J.; Knight, A. 2008. PWM Inverters using split-wound coupled inductors. *IEEE Industry Applications Annual Meeting*, p. 1–8, 5–9 Oct. 2008.
- Salt, D.; Drury, D.; Holliday, D. 2009. The Nonlinear Voltage Distortion Effect of an Extended IGBT Turn-off Time in Sinusoidal PWM VSI Applications. *International Electric Machines and Drives Conference. IEEE IEMDC 2009*. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 1812–1817. ISBN 978-1-4244-4252-2.
- Sheng, K.; Williams, B., W.; Finney, S., J. 2005. A Review of IGBT Models. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2005, p. 2075–2080.
- Sira-Ramirez, H. J.; Silva-Ortigoza, R. 2010. *Control Design Techniques in Power Electronics Devices (Power Systems)*. Springer. 441 p. ISBN-10: 1849966052. ISBN-13: 978-1849966054
- Sivkov, O.; Pavelka, J. 2008. Analysis of Capacitor Dividers for Multilevel Inverter. *International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE EPE-PEMC 2008*. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 221–228. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Sobczuk, D. 2007. E-Learning Presentation of Pulse Width Modulation Methods for Two and Three-Level Converters. *Proceedings of Electrical Drives and Power Electronics Conference*. Slovakia 2007.
- Sobczuk, D. 2007. Internet Based Teaching of Pulse Width Modulation for Three-Level Inverters. *Proceedings of EUROCON 2007*.
- Sourkounis, C.; Al-Diab, A. 2008. A Comprehensive Analysis and Comparison Between Multilevel Space-Vector Modulation and Multilevel Carrier-Based PWM. *International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE EPE-PEMC 2008*. Poznań, Poland: September 1–3, 2008. p. 1733–1738. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- Spulber, O.; Sweet, M.; Vershinin, K.; Luther-King, N.; Sankara-Narayanan, E., M.; De Souza, M., M.; Flores, D.; Millan, J. 2003. 1.7kV NPT V-Groove Clustered IGBT – Fabrication and Experimental Demonstration. *ISPSD 2003*, p. 345–348.
- Urasaki, N.; Senjyu, T.; Kinjo, T.; Funabashi, T.; Sekine, H. 2005. Dead time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero current clamp

and parasitic capacitance effects into account. *In proceedings of IEE Electric Power Apps.*, vol.152, no.4, pp. 845–853, 2005

Vafakhah, B.; Masiala, M.; Salmon, J.; Knight, A.M. 2009. Space-Vector PWM for Inverters with Split-Wound Coupled Inductors. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 860–867. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Valentine, R. 1998. *Motor control electronics handbook*. McGraw-Hill Professional. 704 p. ISBN 0-07-066810-8.

Vershinin, K.; Sweet, M.; Ngwendson L.; Sankara Narayanan, E., M. 2006. Influence of the Device Layout on the performance of 20A 1.2kV CIGBT in PT Technology. *SPEEDAM 2006*, p. S38-5–S38-8.

Vershinin, K.; Sweet, M.; Ngwendson, L.; Thomson, J.; Waind, P.; Bruce J.; Sankara Narayanan, E. M. 2006. Experimental Demonstration of a 1.2kV Trench Clustered Insulated Gate Bipolar Transistor in Non Punch Through Technology. *ISPSD 2006*, p. 221–224.

Wang, Y.; Yang, G.; Hong T. 2005. Analysis and Implementation of AC motor braking method without energy returning or braking unit. in *Proc 8-th Int. Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005*, Nanjing, China, September 27–29, 2005, p. 1447–1451.

Wolbank, T. M.; Stumberger, R.; Lechner, A.; Machl, J. 2009. Strategy for Online Adaptation of the Inverter Switching Frequency imposed by a Predictive Current Controller. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 853–859. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Xunwei, Y.; Zhenhua J. 2009. Dynamic Current Limiting Control of Voltage Source Inverters. *International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE IEMDC 2009. Miami, Florida, USA: May 3–6, 2009. p. 2022–2026. ISBN 978-1-4244-4252-2.

Autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Baskys, A.; Bleizgys, V.; Gobis, V. 2009. The impact of output voltage modulation strategies on power losses in inverter. *Electronics and Electrical Engineering*. Kaunas: Technologija, No. 6 (94), p. 47–50. ISSN 1392-1215 . (ISI Web of Science).

Bleizgys, V.; Platakis, A. 2010. Valdymo grandinių įtakos IGBT tranzistoriaus dinamiams parametrams tyrimas. *Elektronika ir elektrotechnika: Mokslas – Lietuvos ateitis*. Straipsnių rinkinys. Vilnius: Technika. 2 tomas, Nr. 1, p. 59–62. ISSN 2029-2341 / ISSN 2029-2252.

Bleizgys, V.; Baskys, A. 2010 The impact of supply voltage amplitude variation law on AC induction motor efficiency in variable speed drive. *Solid State Phenomena* vol. 164, 2010, p. 1–4. ISSN 1012-0394. (ISI Web of Science).

Baskys, A.; Bleizgys, V.; Lipinski, T. 2011. An analysis of the inverter overvoltage generated by the motor. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, R. 85 Nr. 5, p. 275–278. ISSN 0033-2097. (ISI Web of Science).

Bleizgys, V.; Baskys, A.; Lipinski, T. 2011. Induction Motor Voltage Amplitude Control Technique Based on the Motor Efficiency Observation. *Electronics and Electrical Engineering*, Kaunas: Technologija, No. 3(109), p. 89–92. ISSN 1392-1215, ISSN 2029-5731. (ISI Web of Science).

Straipsniai kituose leidiniuose

Baškys, A.; Gobis, V.; Zlosnikas, V.; Augustinas, D.; Košur, V.; Dervinis, A.; Bleizgys, V. 2008. Dažnio keitiklių tyrimo standas. *Puslaidininkų fizikos instituto XIX mokslinės konferencijos darbai*. Vilnius. p. 125–128. ISBN 978-9955-750-02-4.

Baškys, A.; Gobis, V.; Augustinas, D.; Košur, V.; Vaitekūnas, V.; Dervinis, A.; Demidova, A.; Zlosnikas, V.; Bleizgys, V.; Platakis, A. 2009. Specializuotas dažnio keitiklis. *Puslaidininkų fizikos instituto XX mokslinės konferencijos darbai*. Vilnius. p. 141–144. ISBN 978-9955-750-04-8.

Baskys, A.; Bleizgys, V.; Zlosnikas, V. 2009. Investigation of the overvoltage in the inverter caused by the motor deceleration. *Proc. of 19th int. conf. on electromagnetic disturbances EMD*. Bialystok, Poland, 23–25 September, 2009, p. 19–22. ISBN 978-83-60200-72-8.

Baskys, A.; Bleizgys, V.; Gobis, V. 2010. SVPWM method with the averaged pulse length versus conventional modulation method. *Proceedings of the 12th Biennial Baltic Electronic Conference*, Tallinn: Tallinn University of Technology, 2010, p. 321–322, ISBN 978-1-4244-7357-1, ISSN 1736-3705. (ISI Web of Science, IEEE).

Vytautas BLEIZGYS

ERDVINIO VEKTORIAUS MODULIAVIMO
PRINCIPŲ VALDOMO INVERTERIO
TYRIMAS IR TAIKYMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

RESEARCH AND APPLICATION OF
INVERTER CONTROLLED USING SPACE
VECTOR MODULATION PRINCIPLE

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2012 05 03. 8,5 sp. I. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
<http://leidykla.vgtu.lt>
Spausdino UAB „Ciklonas“
J. Jasinskio g. 15, 01111 Vilnius