

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS,
VALSTYBINIS MOKSLINIŲ TYRIMŲ INSTITUTAS
FIZINIŲ IR TECHNOLOGIJOS MOKSLŲ CENTRAS

Edvardas BIELSKIS

ENERGETIŠKAI EFEKTYVAUS FOTOVOLTINIO MIKROINVERTERIO KŪRIMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (T 001)



LEIDYKLA
Vilnius TECHNICA 2020

Disertacija rengta 2014–2020 metais Valstybiniame mokslinių tyrimų institute Fizinių ir technologijos mokslų centre.

Vadovas

prof. dr. Algirdas BAŠKYS (Valstybinis mokslinių tyrimų institutas Fizinių ir technologijos mokslų centras, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001).

Vilniaus Gedimino technikos universiteto elektros iš elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo taryba:

Pirmininkas

prof. dr. Dalius NAVAKAUSKAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001).

Nariai:

doc. dr. Saulius GUDŽIUS (Kauno technologijos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001),

prof. dr. Jurij NOVICKIJ (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001),

dr. Iouliia SKLIAROVA (Aveiro universitetas, Portugalija, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001),

dr. Česlovas ŠIMKEVIČIUS (Valstybinis mokslinių tyrimų institutas Fizinių ir technologijos mokslų centras, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001).

Disertacija bus ginama viešame Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo tarybos posėdyje **2020 m. rugsėjo 28 d. 10 val.** Vilniaus Gedimino technikos universiteto senato posėdžių salėje.

Adresas: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lietuva.

Tel.: (8 5) 274 4956; faksas (8 5) 270 0112; el. paštas doktor@vgtu.lt

Pranešimai apie numatomą ginti disertaciją išsiųsti 2020 m. rugpjūčio 27 d.

Disertaciją galima peržiūrėti VGTU talpykloje <http://dspace.vgtu.lt>, Vilniaus Gedimino technikos universiteto bibliotekoje (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lietuva) bei Lietuvos mokslų akademijos Vrublevskių bibliotekoje (Žygimantų g. 1, LT-01102 Vilnius, Lietuva).

VGTU leidyklos TECHNIKA 2020-026-M mokslo literatūros knyga
<http://leidykla.vgtu.lt>

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2020

© Edvardas Bielskis, 2020

edvardas.bielskis@su.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY,
STATE RESEARCH INSTITUTE CENTER FOR PHYSICAL
SCIENCES AND TECHNOLOGY

Edvardas BIELSKIS

DEVELOPMENT OF ENERGY EFFICIENT PHOTOVOLTAIC MICROINVERTER

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (T 001)



Vilnius LEIDYKLA TECHNICA 2020

Doctoral dissertation was prepared at State Research Institute Center for Physical Sciences and Technology in 2014–2020.

Supervisor

Prof. Dr Algirdas BAŠKYS (State research institute Center for Physical Sciences and Technology, Electrical and Electronic Engineering – T 001).

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

Chairman

Prof. Dr Dalius NAVAKAUSKAS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – T 001).

Members:

Assoc. Prof. Dr Saulius GUDŽIUS (Kaunas University of Technology, Electrical and Electronic Engineering – T 001),

Prof. Dr Jurij NOVICKIJ (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – T 001),

Dr Iouliia SKLIAROVA (Aveiro University, Portugal, Electrical and Electronic Engineering – T 001),

Dr Česlovas ŠIMKEVIČIUS (State Research Institute Center for Physical Sciences and Technology, Electrical and Electronic Engineering – T 001).

The dissertation will be defended at the public meeting of the Dissertation Defence Council of Electrical and Electronic Engineering in the Senate Hall of Vilnius Gediminas Technical University at **10 a. m. on 28 September 2020**.

Address: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lithuania.

Tel.: +370 5 274 4956; fax +370 5 270 0112; e-mail: doktor@vgtu.lt

A notification on the intend defending of the dissertation was send on 27 August 2020.

A copy of the doctoral dissertation is available for review at VGTU repository <http://dspace.vgtu.lt>, at the Library of Vilnius Gediminas Technical University (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lithuania) and the Wroblewski Library of the Lithuanian Academy of Sciences (Žygimantų st. 1, LT-01102, Vilnius, Lithuania).

Reziumė

Darbe siūlomi sprendimai ir atliekami tyrimai skirti fotovoltinio mikroinverterio naudingumo koeficiento didinimui bei jo tiekiamos srovės į elektros tinklą netiesinių iškraipymų mažinimui. Sukurtas ir eksperimentiškai ištirtas energetiškai efektyvus vienos pakopos fotovoltinis tinklo mikroinverteris. Sukurtas valdymo algoritmas ir jį įgyvendinantis valdiklis tiekiamos į elektros tinklą mikroinverterio srovės valdymui.

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai, bendrosios išvados, naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašai.

Įvadiniame skyriuje aptariama tiriamoji problema, darbo aktualumas, aprašomas tyrimų objektas, formuluojamas darbo tikslas bei uždaviniai, aprašoma tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, darbo rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Įvado pabaigoje pristatomos disertacijos tema autoriaus paskelbtos publikacijos ir pranešimai konferencijose bei disertacijos struktūra.

Pirmajame skyriuje atlikta fotovoltinių inverterių savybių mokslinių tyrimų analizė. Išanalizuoti fotovoltinių mikroinverterių veikimo principai, aptarti jų privalumai ir trūkumai, išanalizuotos mikroinverterio išėjimo srovės valdymo sistemos. Apžvelgti mikroinverteriuose naudojami nuolatinės įtampos keitikliai. Suformuluoti disertacijoje uždaviniai.

Antrajame skyriuje pateikti sukurtų nuolatinės įtampos grįžtamojo (angl. *Flyback*) keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine ir dviejų raktų grįžtamojo keitiklio eksperimentiniai naudingumo koeficiento tyrimų rezultatai. Jie palyginti su klasikinio nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio tyrimų rezultatais. Pasiūlytas naujas vienos pakopos fotovoltinis mikroinverteris, sukurtas naudojant du dviejų raktų grįžtamuosius nuolatinės įtampos keitiklius. Atlikti mikroinverterio naudingumo koeficiento ir išėjimo įtampos bei srovės tyrimai.

Trečiajame skyriuje pasiūlytas naujas proporcinis integralinis (PI) valdiklis su keičiamu laike proporciniu koeficientu, ištirta mikroinverterio srovės valdymo sistema su sukurtu valdikliu. Gauti mikroinverterio išėjimo srovės spektrai, įvertinti ir palyginti srovės netiesiniai iškraipymai. Ištirta mikroinverterio elementų parametrų įtaka naudingumo koeficientui. Tyrimai atlikti eksperimentiškai bei modeliuojant. Sukurto mikroinverterio naudingumo koeficiento padidinimui, patobulintas jame naudojamas grįžtamasis transformatorius.

Pagrindiniai disertacijos rezultatai paskelbti 7 mokslinėse publikacijose – 5 iš jų atspausdinti recenzuojamuose mokslo žurnaluose, 2 konferencijų leidiniuose. Rezultatai viešinti 10 mokslinių konferencijų.

Abstract

The aim of the performed research is to improve the efficiency of the photovoltaic grid tied microinverter and reduce the nonlinear distortions of the microinverter current supplied to the electricity network. An energy-efficient single-stage photovoltaic microinverter has been developed and investigated. The control algorithm and the controller has been developed for the tracking of sinus shape of the microinverter output current. The investigation was performed using simulation and experimentally.

The dissertation consists of an introduction, three chapters, general conclusions, references and the list of author's publications on the topic of the dissertation.

The research problem, the relevance of the work, the object of research are presented in the introductory chapter. The aim and objectives of the work, the research methodology, scientific novelty of the work, the practical significance of the work results, defended statements are presented as well. At the end of the introduction, the author's publications and conference papers on the topic of the dissertation and the structure of the dissertation are given.

In the first chapter, the research analysis of the properties of photovoltaic inverters is performed. The principles of operation of photovoltaic microinverters are analyzed, their advantages and disadvantages are discussed, microinverter output current control systems are analyzed. DC-DC (DC – direct current) voltage converters used in microinverters are reviewed. The tasks of the dissertation are formulated.

The experimental investigation results of efficiency of a developed DC-DC voltage flyback converter with an alternative active surge suppression circuit and a two-switch DC-DC flyback converter are presented in the second chapter. A new single stage grid tied photovoltaic microinverter based on couple of two-switch DC-DC flyback converters has been proposed. The investigation of proposed microinverter efficiency was performed.

In the third chapter a new PI controller with a time-varying proportional constant is proposed and a microinverter output current sinus shape tracking system with a developed controller was investigated. The nonlinear distortions of the current were evaluated. The influence of parameters of the microinverter elements on the microinverter efficiency was investigated. The flyback transformer used in the microinverter has been upgraded.

The main results of the dissertation have been published in 7 scientific publications – 5 of them have been published in peer-reviewed scientific journals, 2 in conference proceedings. The results were presented at 10 scientific conferences.

Žymėjimai

- B_{sot} – magnetolaidžio šerdies sotinimosi taško magnetinio srauto tankis;
 D – impulso pločio skvarba;
 e – paklaidos signalas;
 F – magnetovara oro tarpelyje;
 H – magnetinio lauko stipris;
 I – elektros srovė;
 I_{sp} – grįžtamojo transformatoriaus magnetinio sklaidos srauto kuriama srovė;
 K_{D} – diferencijuojantis koeficientas;
 K_{I} – integruojantis koeficientas;
 K_{P} – proporcinis koeficientas;
 K_{r} – rezonansinio nario pastovioji;
 K_{V} – laike kintančio koeficiento dedamoji;
 l_{w} – transformatoriaus magnetolaidžio šerdies ilgis;
 n_1 – antrinės ir pirminės apvijų vijų skaičius;
 n_2 – antrinės ir pirminės apvijų vijų skaičius;
 $P_{\text{nuost.}}$ – elektros galios nuostoliai;
 r_1 – transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinė varža;

r_2 – transformatoriaus antrinės apvijos aktyvinė varža;

R_{ON} – metalo oksido lauko tranzistoriaus laižiojo kanalo elektrinę varža, kai kanalas atviras;

t_0 – pradinis laiko momentas;

U – elektros įtampa;

U_{Ast} – pjūklinės įtampos amplitudė;

U_{in} , U_1 – išėjimo įtampa;

U_{is} , U_2 – įėjimo įtampa;

U_{sp} – grįžtamojo transformatoriaus magnetinio sklaidos srauto kuriamas viršįtampis;

η – naudingumo koeficientas;

Φ – pagrindinis magnetinis srautas transformatoriaus magnetolaidyje;

Φ_s – skaidos magnetinis srautas transformatoriaus magnetolaidyje;

ω – kampinis dažnis ($2\pi f$), rad/s.

Santrumpos

FE – fotovoltinis elementas;

IGBT – bipoliarinis tranzistorius su izoliuota užtūra (angl. *Insulated Gate Bipolar Transistor*);

IPM – impulso pločio moduliacija;

PI – proporcinis integralinis;

PID – proporcinis integralinis diferencialinis;

PR – proporcinis rezonansinis;

SIPM – sinusinė impulsų pločio moduliacija.

Turinys

ĮVADAS	1
Problemos formulavimas	1
Darbo aktualumas	2
Tyrimų objektas	2
Darbo tikslas	2
Darbo uždaviniai	2
Tyrimų metodika	3
Darbo mokslinis naujumas	3
Darbo rezultatų praktinė reikšmė	3
Ginamieji teiginiai	4
Darbo rezultatų aprobavimas	4
Disertacijos struktūra	5
Padėka	5
1. FOTOVOLTINIŲ INVERTERIŲ ANALIZĖ	7
1.1. Fotovoltinių inverterių klasifikavimas	7
1.1.1. Autonominiai inverteriai	8
1.1.2. Tinklo inverteriai	10
1.2. Fotovoltinių mikroinverterių ir jų srovės valdymo sistemų analizė	12
1.2.1. Fotovoltiniai mikroinverteriai	12
1.2.2. Fotovoltinių mikroinverterių srovės valdymo sistemos	16
1.3. Nuolatinės įtampos keitiklių fotovoltiniams mikroinverteriams analizė	18
1.3.1. Tiesioginiai nuolatinės įtampos keitikliai	18
1.3.2. Grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai	21
1.4. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas	26

2. ENERGETIŠKAI EFEKTYVAUS FOTOVOLTLINIO MIKROINVERTERIO GALIOS DALIES KŪRIMAS IR TYRIMAS	29
2.1. Klasikinis nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis su aktyviaja viršįtamčio gesinimo grandine.....	30
2.2. Nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis su alternatyvia aktyvine viršįtamčio gesinimo grandine.....	35
2.2.1. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtamčio gesinimo grandine elektrinė schema ir veikimo principas	35
2.2.2. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtamčio gesinimo grandine naudingumo koeficiento tyrimas	36
2.3. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis	40
2.3.1. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio elektrinė schema ir veikimo principas	40
2.3.2. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio naudingumo koeficiento tyrimas	42
2.4. Vienos pakopos mikroinverteris, sudarytas iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių.....	45
2.4.1. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, elektrinė schema ir veikimo principas	46
2.4.2. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, naudingumo koeficiento tyrimas	48
2.5. Antrojo skyriaus išvados	51
3. MIKROINVERTERIO VALDYMO SISTEMOS KŪRIMAS IR ELEMENTŲ PARAMETRŲ ĮTAKOS MIKROINVERTERIO ENERGETINIAM EFEKTYVUMUI TYRIMAS	53
3.1. Mikroinverterio srovės valdymo sistemos kūrimas ir tyrimas.....	54
3.1.1. Mikroinverterio srovės valdymo sistema su proporciniu integraliniu valdikliu.....	55
3.1.2. Proporcinis integruojantis valdiklis su keičiamu laike proporciniu koeficientu	61
3.1.3. Mikroinverterio srovės valdymo sistemos su proporciniu integraliniu valdikliu su keičiamu laike proporciniu koeficientu tyrimas.....	64
3.2. Elementų parametrų įtakos mikroinverterio energetiniam efektyvumui tyrimas	68
3.3. Grįžtamojo transformatoriaus vienos pakopos mikroinverteriui tobulinimas	76
3.3.1. Magnetinio srauto sklaidos susidarymo priežastys	76
3.3.2. Grįžtamojo transformatoriaus magnetinio srauto sklaidos reiškinių įtakos keitiklio darbui tyrimas	78
3.4. Trečiojo skyriaus išvados	85
BENDROSIOS IŠVADOS	87
LITERATŪRA IR ŠALTINIAI.....	89

AUTORIAUS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SARAŠAS	103
SUMMARY IN ENGLISH.....	105
PRIEDAI ¹	121
A priedas. Disertacijos autoriaus sąžiningumo deklaracija	123
B priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje.....	124
C priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos	132

¹ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Contents

INTRODUCTION	1
Formulation of the problem.....	1
Relevance of the thesis	2
The object of research	2
The aim of the thesis	2
The tasks of the thesis	2
Research methodology	3
Scientific novelty of the thesis	3
Practical value of the research findings	3
Defended statements	4
Approval of the research findings	4
Structure of the dissertation.....	5
Acknowledgements	5
1. ANALYSIS OF PHOTOVOLTAIC INVERTERS	7
1.1. Classification of photovoltaic inverters	7
1.1.1. Off-grid inverters	8
1.1.2. Grid tied inverters	10
1.2. Analysis of photovoltaic microinverters and their current control systems.....	12
1.2.1. Photovoltaic microinverters	12
1.2.2. Current control systems of photovoltaic microinverters	16
1.3. Analysis of DC/DC voltage converters for photovoltaic microinverters.....	18
1.3.1. DC/DC voltage forward converters	18
1.3.2. DC/DC voltage flyback converters	21
1.4. Conclusions of the first chapter and formulation of the dissertation tasks	26
2. DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF THE POWER STAGE OF AN ENERGY EFFICIENT PHOTOVOLTAIC MICROINVERTER.....	29

2.1. Classic DC/DC voltage flyback converter with active surge suppression circuit	30
2.2. Classic DC/DC voltage flyback converter with an alternative active surge suppression circuit	35
2.2.1. Circuit diagram and operating principle of a converter with an alternative active surge suppression circuit	35
2.2.2. Efficiency investigation of a converter with an alternative active surge suppression circuit.....	36
2.3. Two-switch DC/DC voltage flyback converter	40
2.3.1. Circuit diagram and operating principle of a two-switch DC/DC voltage flyback converter	40
2.3.2. Investigation of the efficiency of a two-switch DC/DC voltage flyback converter	42
2.4. Single stage photovoltaic microinverter based on couple of two-switch DC/DC flyback converters.....	45
2.4.1. Circuit diagram and operating principle of a single stage photovoltaic microinverter based on couple of two-switch DC/DC flyback converters.....	46
2.4.2. Investigation of the efficiency of a single stage photovoltaic microinverter based on couple of two-switch DC/DC flyback converters	48
2.5. Conclusions of the second chapter	51
3. DEVELOPMENT OF A MICROINVERTER CONTROL SYSTEM AND INVESTIGATION OF THE INFLUENCE OF ELEMENT PARAMETERS ON THE ENERGY EFFICIENCY OF A MICROINVERTER	53
3.1. Development and investigation of a microinverter current control system	54
3.1.1. Microinverter control system based on proportional-integral controller.....	55
3.1.2. Proportional-integral controller with the time-varying proportional constant	61
3.1.3. Investigation of the microinverter current control system based on the proportional-integral controller with the the time-varying proportional constant.....	64
3.2. Investigation of the influence of element parameters on the energy efficiency of a microinverter.....	68
3.3. Improvement of a flyback transformer of a single - stage microinverter	76
3.3.1. Causes of magnetic flux leakage.....	76
3.3.2. Investigation of the influence of flyback transformer leakage flux phenomena on the converter operation.....	78
3.4. Conclusions of the third chapter	85
GENERAL CONCLUSIONS	87
REFERENCES	89
LIST OF SCIENTIFIC PUBLICATIONS OF THE AUTHOR ON THE TOPIC OF THE DISSERTATION.....	103

SUMMARY IN ENGLISH.....	105
ANNEXES ²	121
Annex A. Author's declaration of ademic integrity	123
Annex B. Co-authors' agreements to present publications material in the doctoral dissertation.....	124
Annex C. Copies of scientific publications of the author on the topic of the dissertation.....	132

² The annexes are supplied in the enclosed compact disc.

Įvadas

Problemos formulavimas

Šiuo metu vis plačiau naudojami mažos galios fotovoltiniai inverteriai, skirti vienam standartiniam fotovoltiniam moduliui, kurio maksimali tiekiamą galia yra apie 250 W. Tokie inverteriai yra vadinami fotovoltiniais mikroinverteriais. Pagrindinis fotovoltinių mikroinverterių pranašumas yra tas, kad keičiant nuolatinę fotovoltinę įtampą į kintamąją, maksimalios galios režimas yra garantuojamas individualiai kiekvienam fotovoltiniam moduliui.

Fotovoltiniai mikroinverteriai turi ir trūkumų. Pagrindinis trūkumas yra žemesnis energetinis efektyvumas lyginant su inverterių, skirtu aptarnauti daugelį fotovoltinių modulių. Šio trūkumo priežastis – fotovoltinio modulio tiekiamą įtampa yra santykinai žema (apie 30 V), todėl būtinas aukštinantysis nuolatinės įtampos keitiklis, kuris pakeltų įtampą iki mikroinverterio generuojamos standartinės elektros tinklo įtampos amplitudės vertės. Nuolatinės įtampos keitiklyje yra prarandama dalis energijos, todėl bendras mikroinverterio energetinis efektyvumas sumažėja. Kita problema – netiesiniai mikroinverterio tiekiamos į elektros tinklą srovės iškraipymai.

Apibendrinant, galima suformuluoti šias fotovoltinių mikroinverterių problemas, kurios sprendžiamos disertacijoje: energetinio efektyvumo problema; tiekiamos į elektros tinklą srovės netiesinių iškraipymų problema.

Darbo aktualumas

Tyrimai rodo (Micro-Inverter Market 2020), kad nuo 2018 m. fotovoltinių mikroinverterių rinka kasmet auga 19,3 % ir 2023 pasieks 5,9 milijardų JAV dolerių. Rinkos augimas iš vienos pusės yra sąlygojamas nuolatinio mikroinverterių tobulinimo, kuris gerina jų parametrus ir mažina kainą, iš kitos pusės, rinka sparčiai auga dėl vis didėjančio naujai įdiegiamų fotovoltinių jėgainių kiekio. Todėl tyrimai, leidžiantys kurti tobulesnius fotovoltinius mikroinverterius, pasižyminčius aukštu naudingumo koeficientu ir mažais tiekiamos į elektros tinklą srovės netiesiniais iškraipymais, yra aktualūs ir turi praktinę vertę.

Tyrimų objektas

Tyrimų objektas – energetiškai efektyvus fotovoltinis mikroinverteris su sumažintais generuojamos srovės netiesiniais iškraipymais.

Darbo tikslas

Darbo tikslas – sukurti energetiškai efektyvų vienos pakopos fotovoltinį mikroinverterį ir jo valdiklį tiekiamos į elektros tinklą srovės valdymui, ištirti mikroinverterį eksperimentiškai bei modeliuojant.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti, sprendžiami šie uždaviniai:

1. Sukurti energetiškai efektyvų nuolatinės įtampos keitiklį ir jo pagrindu sukurti vienos pakopos fotovoltinį mikroinverterį.
2. Sukurti mikroinverterio srovės valdymo sistemą ir ją ištirti modeliuojant bei eksperimentiškai.
3. Ištirti sukurto fotovoltinio mikroinverterio elementų parametų įtaką mikroinverterio naudingumo koeficientui modeliuojant ir eksperimentiškai.

Tyrimų metodika

Darbe taikomi analitiniai metodai, modeliavimas ir eksperimentiniai tyrimai. Eksperimentiniai tyrimai atlikti naudojant mikroinverterio bandomąjį standą. Mikroinverterio valdymo algoritmai įgyvendinami įterptinėje sistemoje su mikrovaldikliu, sukuriant programas C programavimo kalba. Mikroinverterio modeliavimas atliktas *Matlab/Simulink* programine įranga.

Darbo mokslinis naujumas

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

1. Sukurtas naujas dviejų raktų grįžtamasis (angl. *flyback*) nuolatinės įtampos keitiklis vienos pakopos mikroinverteriui, kuris turi aukštesnį naudingumo koeficientą, lyginant su žinomais tokios paskirties įtampos keitikliais.
2. Sukurtas naujas PI tipo valdymo algoritmas su kintančiu laike proporciniu koeficientu mikroinverterio išėjimo srovės valdymui, kuris, lyginant su dažniausiai mikroinverteriuose naudojamu įprastiniu PI reguliatoriumi, leidžia gauti mažesnius tiekiamos į elektros tinklą srovės netiesinius iškraipymus.
3. Pasiūlytas naujas grįžtamojo transformatoriaus mikroinverteriui apvijų išdėstymo būdas „šachmatų lentos“ principu, kuris leidžia gauti mažesnius magnetinio sklaidos srauto reiškinių kuriamus įtampos išmetimus pirminės transformatoriaus apvijų grandinėje, lyginant su kitais žinomais apvijų išdėstymo būdais.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Gauti tyrimų rezultatai gali būti taikomi aukšto energetinio efektyvumo fotovoltiniams mikroinverteriams, skirtiems vienam standartiniam fotovoltiniam moduliui, kurti.

Ginamieji teiginiai

1. Sukurto dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio naudingumo koeficientas siekia 0,918, esant 80 W apkrovos galiai ir 36 kHz raktų komutavimo dažniui. Gautas naudingumo koeficientas yra 2,3 % didesnis, lyginant su klasikinės topologijos grįžtamojo įtampos keitiklio naudingumo koeficientu.
2. Valdant mikroinverterio išėjimo srovę tiekiamą į elektros tinklą sukurtu PI valdikliu su kintančiu laike proporciniu koeficientu, srovės netiesiniai iškreipymai tinkle su neiškraipyta įtampos forma sumažėja 42 %, o tinkle, kurio įtampa iškraipyta 3-ia ir 5-ta harmonikomis – 22 %, lyginant su rezultatais gautais naudojant įprastinį PI reguliatorių.
3. Pirminės grįžtamojo transformatoriaus apvijos aktyvinės varžos įtaka mikroinverterio naudingumo koeficientui yra 40 kartų, o ją komutuojančių raktų atvirojo tranzistoriaus varžos – 33 kartus didesnė, lyginant su tų pačių antrinės transformatoriaus apvijos ir joje naudojamų raktų tranzistorių parametrų įtaka.
4. Grįžtamojo transformatoriaus apvijų išdėstymo būdas pasiūlytuoju „šachmatų lentos“ metodu leidžia sumažinti komutacinių viršįtampių sąlygojamus galios nuostolius įtampą slopinančioje grandinėje ne mažiau kaip 4,2 %, lyginant su kitais žinomais apvijų išdėstymo metodais, kai tiekama į apkrova galia yra 100 W.

Darbo rezultatų aprobavimas

Disertacijos tema yra atspausdinti 7 moksliniai straipsniai: 5 recenzuojamuose mokslo žurnaluose ir 2 konferencijų darbuose.

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo pristatyti 10 mokslinių konferencijų: 9 Lietuvoje ir 1 užsienyje:

- 18-oje Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencijoje „Mokslas – Lietuvos ateitis“, elektronika ir elektrotechnika. 2015 m., Vilniuje;
- Šiaulių universiteto Technologijos ir gamtos mokslų fakulteto 10-je mokslinėje konferencijoje „Studentų moksliniai darbai“. 2015 m., Šiauliuose;

- FTMC Doktorantų konferencijoje „FizTech 2015“. 2015 m., Vilniuje;
- 19-oje Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencijoje „Mokslas – Lietuvos ateitis“, elektronika ir elektrotechnika. 2016 m., Vilniuje;
- 20-oji tarptautinė konferencija „ELECTRONICS 2016“. 2016 m., Palangoje;
- FTMC Doktorantų konferencijoje „FizTech 2016“. 2016 m., Vilniuje;
- 20-oje Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencijoje „Mokslas – Lietuvos ateitis“, elektronika ir elektrotechnika. 2017 m., Vilniuje;
- 21-oji tarptautinė konferencija „ELECTRONICS 2017“. 2017 m., Palangoje;
- 2018 Open Conference of Electrical, „Electronic and Information Sciences (eStream)“. 2018 m., Vilniuje;
- 2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT), 2018 m., Rabate.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai ir bendrosios išvados. Darbo pabaigoje pateiktas literatūros šaltinių ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašas.

Darbo apimtis yra 119 puslapių, neįskaitant priedų, tekste panaudotos 15 numeruotų formulių, 65 paveikslai ir 8 lentelės. Rašant disertaciją buvo panaudoti 167 literatūros šaltiniai.

Padėka

Autorius dėkoja savo moksliniam vadovui prof. dr. Algirdui Baškiui už suteiktą galimybę tobulėti, vertingas konsultacijas ir motyvaciją.

Ačiū kolegoms Martynui Šapurov, Vytautui Bleizgiui ir Andriui Platakiui už vertingas konsultacijas, pastabas ir suteiktą pagalbą doktorantūros studijų metu.

Dėkoju Valstybiniam mokslinių tyrimų institutui Fizinių ir technologijos mokslų centrui ir Šiaulių universitetui už galimybę studijuoti, tobulėti ir vykdyti mokslinę veiklą.

Didžiausia padėka skiriama žmonai Vaidai, dukrai Monikai už didelį palaikymą ir motyvaciją. Tai pat dėkoju tėvams Juditai ir Vytautui ir broliui Vytautui.

Fotovoltinių inverterių analizė

Skyriuje analizuojami fotovoltinių inverterių tipai ir savybės. Plačiai nagrinėjami mikroinverteriai, jų energetinis efektyvumas, išėjimo srovės kokybė ir jos valdymo sistemos. Pateikiamos pirmojo skyriaus išvados ir formuluojami disertacijos uždaviniai.

Skyriaus tematika paskelbtas autoriaus straipsnis (Bielskis, Šapurov, Platakis 2016b).

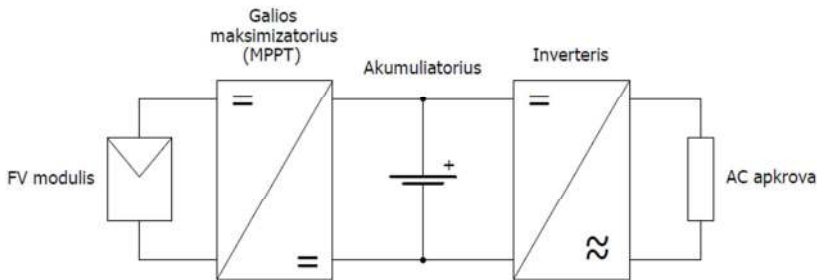
1.1. Fotovoltinių inverterių klasifikavimas

Fotovoltiniai elementai generuoja nuolatinę įtampą, tuo tarpu elektros prietaisai yra pritaikyti maitinimui kintamąja įtampa. Todėl fotovoltinių modulių, kurie yra sudaryti iš daugelio fotovoltinių elementų, energija negali būti tiesiogiai panaudota (Surapaneni et al. 2015; Feng et al. 2018; Jiang et al. 2012; Melo et al. 2018; Öztürk et al. 2018; Zhang 2013). Norint panaudoti fotovoltinę energiją, būtina nuolatinę elektros srovę pakeisti į kintamąją (Gagrica et al. 2015; Hu et al. 2013.). Šiam tikslui įgyvendinti reikalingas galios elektronikos prietaisas – inverteris (Bleizgys 2012; Platakis 2014), kuris keičia nuolatinę fotovoltinę įtampą į kintamąją. Yra dvi fotovoltinių inverterių grupės:

1. Autonominiai inverteriai (Kharitonov et al. 2012; Firdaus et al. 2018; Seliga et al. 2014), kurie generuoja elektros energiją energetinėje saloje, atsietoje nuo centralizuoto elektros tiekimo tinklo.
2. Tinklo inverteriai (Sun 2011; Azli 2008; Libin 2015), kurie tiekia elektros energiją į centralizuotą elektros tinklą.

1.1.1. Autonominiai inverteriai

Fotovoltinės sistemos su autonominiu inverteriu struktūrinė schema pateikta 1.1 paveiksle.



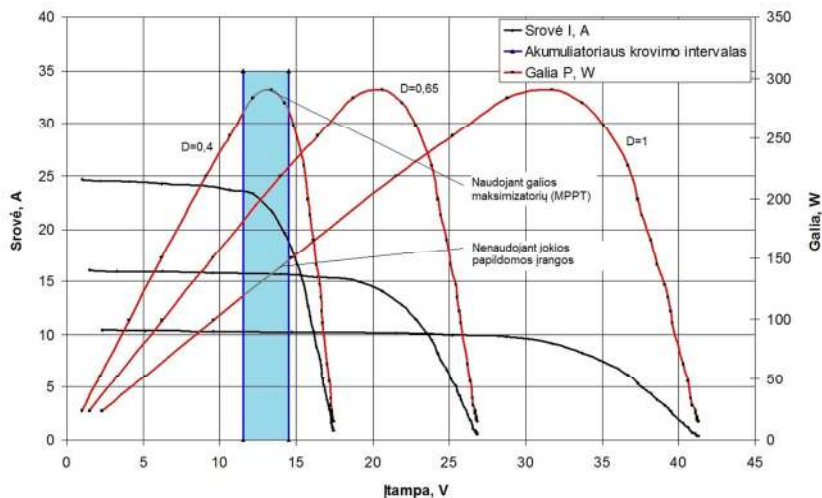
1.1 pav. Autonominės fotovoltinės sistemos struktūrinė schema

Fig. 1.1. Block diagram of autonomous photovoltaic system

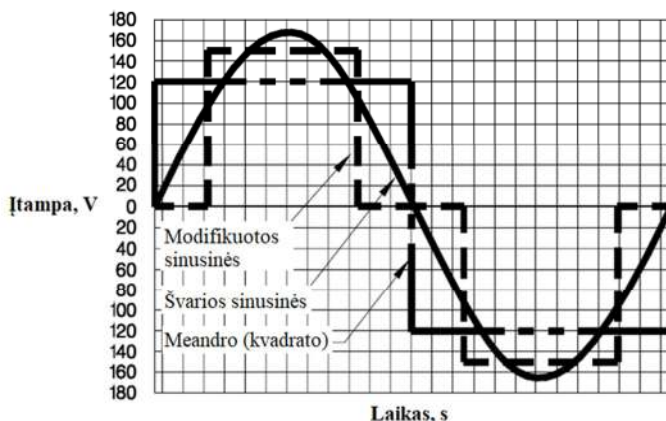
Autonominėje fotovoltinėje sistemoje inverteris tiekia elektros energiją į tinklą nesusietą su centralizuotu elektros tinklu, t. y. dirba autonomiškai (Timofeeva 2010; Paridari 2013). Tokioje sistemoje inverterio struktūra yra paprastesnė, nes nereikia sinchronizacijos su elektros tinklu. Kita vertus, tokioms autonominėms sistemoms reikalingas galios balastas, gebantis kompensuoti momentinį galios deficitą tuomet, kai fotovoltinės elektros energijos gaminama per mažai apkrovai aptarnauti arba esant energijos pertekliui, kai daugiau fotovoltinės energijos yra pagaminama negu suvartojama – kaupti perteklių (Liu et al. 2015; Saxena et al. 2017). Šio elektros energijos balasto funkciją atlieka akumuliatorių baterija.

Kad gauti maksimalią įmanomą galią iš fotovoltinių modulių – inverteris paprastai turi galios maksimizatorių (angl. *MPPT - maximum power point tracking*) – specialią inverterio imamos iš fotovoltinių modulių srovės valdymo sistemą (Pikutis 2015; Sher et al. 2015; Ryu et al. 2018; Dong et al. 2015; Morales-Caporal et al. 2016; Haji et al. 2018; Uprety et al. 2017). Ši sistema valdo fotovoltinio modulio apkrovos srovę tokiu būdu, kad išmatuota galia tiekama iš fotovoltinio modulio arba grupės sujungtų modulių būtų maksimali.

Keičiantis fotovoltinio modulio darbo sąlygoms (saulės spinduliuotės intensyvumui, modulio padėčiai saulės atžvilgiu ir t.t.), keičiasi ir fotovoltinio modulio apkrovos srovė, kuriai esant gaunama iš modulio galia yra maksimali (1.2 pav.).



1.2 pav. Maksimalios galios sekimo principas
Fig. 1.2. Maximum power tracking principle



1.3 pav. Autonominių inverterių išėjimo įtampos formos
Fig. 1.3. Typical autonomous inverter output voltage shapes

Priklausomai nuo kintamosios įtampos formavimo būdo išskiriami trijų tipų inverteriai:

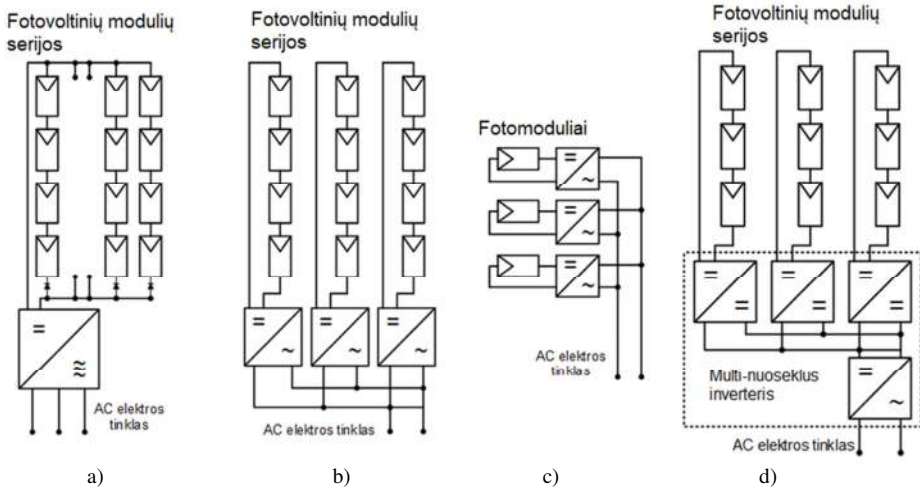
1. Inverteriai formuojantys meandro (kvadrato) formos įtampą (1.3 pav.) (Khluabwannarat et al. 2007; Wang et al. 2016; Cui et al. 2008).
2. Inverteriai formuojantys modifikuotos sinuso formos įtampą (angl. *modified sine wave*). Šių inverterių įtampos forma yra laiptuota (1.3 pav.) (Acharya 2014; Namin et al. 2018; Sheng 2013).
3. Sinuso formos įtampą formuojantys inverteriai (angl. *pure sine wave*). Tokio tipo inverteriai generuoja sinusinę išėjimo įtampą, naudojant sinusinį IPM metodą (1.3 pav.) (Haider et al. 2012; Chowdhury et al. 2013; Gulame et al. 2018).

1.1.2. Tinklo inverteriai

Tinklo inverterių tarpe šiuo metu labiausiai yra paplitę centriniai inverteriai (1.4 pav. a). Jie yra naudojami didelės galios fotovoltinėse elektrinėse, kurių galia yra nuo 3 kW iki 1 MW. Šiose sistemose fotovoltiniai moduliai sujungiami nuosekliai tam, kad gauti aukštą 500–800 V nuolatinę įtampą. Galiai didinti tokių nuosekliai sujungtų modulių grupės sujungiamos lygiagrečiai. Šio tipo inverteriai labai išpopuliarėjo atsiradus IGBT (angl. *insulate gate bipolar transistor*) tranzistoriams, kurie naudojami inverterio išėjimo laipsnyje. Pagrindiniai centrinių inverterių trūkumai:

1. Inverterio grandinės nėra izoliuotos nuo elektros tinklo, todėl būtina naudoti aukštos įtampos gerai izoliuotus kabelius tarp fotovoltinių modulių ir keitiklio, fotovoltiniai moduliai turi būti patikimai įžeminti (Pezeshki et al. 2014, Agamy et al. 2013).
2. Nėra galimybės atskirai įgyvendinti maksimalios galios sekimo kiekvienam fotovoltiniam moduliui, todėl atskiri moduliai veikia ne optimaliu režimu ir iš elektrinės nėra išgaunama maksimali galima energija.
3. Jungiant fotovoltinius modulius nuosekliai, dėl jų voltamperinių charakteristikų sklaidos mažėja bendras nuosekliai sujungtų modulių naudingumo koeficientas (Šályet al. 2015; Bastidas-Rodríguez et al. 2015; Rana et al. 2018);

4. Atskirų nuosekliai sujungtų fotoelektrinių modulių grupių tarpusavio išrišimui naudojami nuosekliai įjungti diodai, kurie papildomai didina energijos nuostolius.



1.4 pav. Tinklo inverteriai: a) centrinis inverteris; b) nuosekleji inverteriai; c) mikroinverteriai; d) multi nuosekleji inverteriai

Fig. 1.4. Grid-tied inverters: a) central inverter; b) series inverters; c) microinverters; d) multi-series inverters

Nuosekleji inverteriai (1.4 pav. b) – tai inverteriai, naudojami fotovoltinėse elektrinėse kiekvienai nuosekliai sujungtai fotoelektrinių modulių grupei. Tokių inverterių galios diapazonas yra nuo 0,4 iki 2 kW galios. Naudojant nuoseklius inverterius, nuosekliai sujungtos fotoelektrinių modulių grupės įtampa yra nuo 320 iki 350 V, kai inverteris elektra tiekia į vienfazį elektros tinklą ir nuo 600 iki 750 V, kai elektra yra tiekama į trifazį tinklą.

Nuosekliųjų inverterių privalumai, lyginant su centriniais inverteriais:

1. Nereikia naudoti nuosekliai įjungtų diodų.
2. Kiekvienai nuosekliai sujungtai fotovoltinių modulių grupei galima atskirai įdiegti maksimalios galios sekimo funkciją.
3. Kadangi yra naudojami keli inverteriai, padidėja bendras sistemos patikimumas.

Kitas naudojamas inverterių tipas multi nuosekleji inverteriai. Fotovoltinėje elektrinėje su tokiais inverteriais atskirose fotovoltinių modulių grupėse moduliai jungiami nuosekliai (1.4 pav. d). Tokio tipo elektrinėje kiekvienai fotovoltinių modulių grupei naudojamas atskiras nuolatinės įtampos keitiklis, kurių tiekama įtampa paduodama į bendrą inverterį. Šio tipo topologijos

privalumai yra tai, kad kiekvienai fotovoltinių modulių grupei yra sekama maksimali galia, kas leidžia gauti didesnę jėgainės naudingumo koeficientą. Trūkumas yra tai, kad sekamas visos nuosekliai sujungtų modulių grupės maksimalios galios taškas. Kadangi fotovoltinių modulių parametrai turi sklaidą ir moduliai gali dirbti nevienodomis sąlygomis, jų individualus maksimalios galios taškas yra skirtingas, todėl tokioje jėgainėje nebus išgaunama maksimali galima energija.

Daugėja fotovoltinių elektrinių, kur kiekvienam fotovoltiniam moduliui naudojamas individualus inverteris (1.4 pav. c). Kadangi tokio inverterio galia yra maža – nuo 50 iki 400 W, toks inverteris vadinamas mikroinverteriu (angl. *microinverter*) Pagrindinis tokio sprendimo privalumas tas, kad kiekvienas fotovoltinis modulis turi savo mikroinverterį, todėl kiekvienam fotovoltiniam moduliui gali būti sekama maksimali galia ir iš modulio paimama maksimali galima energija. (Öztürk et al. 2015). Kitas privalumas yra tai, kad tokia sistema yra patikima, nes sugedus mikroinverteriui energija nebus tiekama tik iš vieno fotovoltinio modulio. Tokios sistemos turi ir trūkumų – mikroinverteryje reikalinga įtampos aukštinimo pakopa, dėl kurios gaunami papildomi energijos nuostoliai (Cha et al. 2015). Jėgainė su daugeliu mažos galios inverterių yra brangesnė, nei turinti vieną ar kelis galingesnius inverterius. Tačiau mikroinverteriai pasižymi dideliu integralumu.

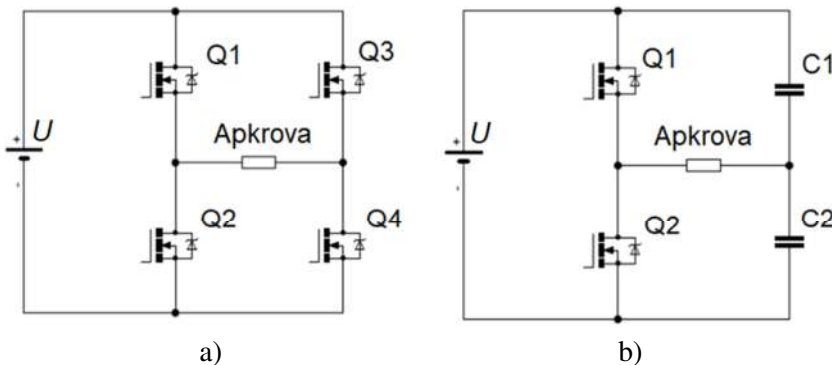
1.2. Fotovoltinių mikroinverterių ir jų srovės valdymo sistemų analizė

Mikroinverteriai taikytini, kai reikia integruoti fotoelektrinių modulių dirbančius skirtingose sąlygose arba turinčius didelę elektrinių charakteristikų sklaidą. Jie tinka integruoti į išmaniąsias elektros tinklo sistemas, taip pat yra nepakeičiami mažose kelių šimtų vatų fotovoltinėse elektrinėse, kurių kiekis pastaruoju metu sparčiai didėja.

1.2.1. Fotovoltiniai mikroinverteriai

Fotovoltinį tinklo mikroinverterį dažniausiai sudaro du pagrindiniai funkciniai mazgai: keitiklis ir inverteris. Keitiklis santykinai žemą kelių dešimčių voltų fotovoltinio modulio nuolatinę įtampą paaukština iki vertės artimos elektros tinklo, į kurį bus tiekama energija, kintamosios įtampos amplitudės vertės. Dalyje mikroinverterių ši keitklinė dalis, išėjime suformuoja aukštos įtampos sinuso formos pusperiodžius (Causo et al. 2013; Mohammadi et al. 2015; Minjie et al. 2013; Jianqiang et al. 2009; Woo-Jun et al. 2017; Suresh, et al. 2015; Xue

et al. 2010; Erickson et al 2016; Meneses et al. 2012; Yan, T.; et al. 2014; Li et al. 2002; Gu et al. 2013; Thang et al. 2014; Edwin at al. 2014; Liu et al. 2015). Inverteris – funkcinis mazgas nuolatinę įtampą keičiantis į kintamąją. Šio mazgo darbas turi būti sinchronizuojamas su elektros tinklu, į kurį mikroinverteris tiekia energiją. Inverteris turi pilno (1.5 pav. a) arba pusės (1.5 pav. b) H tiltelio grandyną (angl. *H bridge*), kurį sudaro atitinkamai 4 arba 2 aukštos įtampos tranzistoriniai raktai (Samundeeswari et al. 2017; Nimmi et al. 2018; Raghavendra 2015; Aalami et al. 2018). Pilno tiltelio inverteriai sudaryti iš keturių Q1–Q4 tranzistorinių raktų (1.5 pav. a). Inverterio raktai, naudojant sinusinį IPM metodą, formuoja sinuso formos išėjimo įtampą. Raktai yra valdomi taip, kad kai atviri Q1 ir Q4, Q2 ir Q3 yra uždari. Kai atviri Q2 ir Q3 tada uždari turi būti Q1 ir Q4. Rečiau sutinkami pusės tiltelio inverteriai (1.5 pav. b), kurie naudojami mažos galios mikroinverteriuose (Ryu et al. 2016; Zhang et al. 2016). Jų valdymas yra paprastesnis, nes vietoj keturių raktų valdyti reikia tik du raktus. Tačiau norint inverterio išėjime gauti tokios pat amplitudės įtampą, keitiklio tiekiamą įtampą U turi būti dvigubai aukštesnė. Taip yra todėl, kad pakeitus vieną tiltelio petį, kurį sudaro raktai Q3 ir Q4 kondensatoriais C1 C2, kondensatoriai sudaro įtampos daliklį, t. y. ant kiekvieno kondensatoriaus krenta pusė maitinimo šaltinio įtampos $U/2$.



1.5 pav. Inverterių elektrinės schemas: a) pilno tiltelio schema; b) pusės tiltelio schema
Fig. 1.5. Circuit diagrams of inverters: a) full bridge inverter; b) half bridge inverter

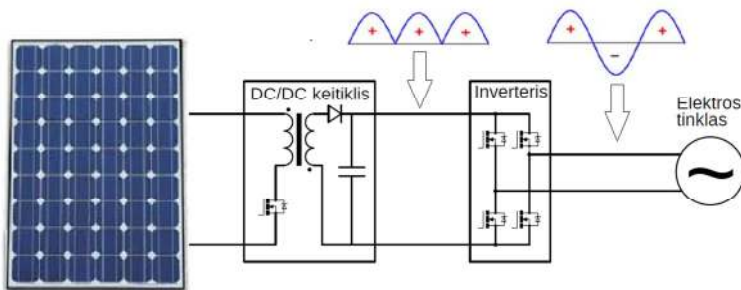
Energijos nuostoliai inverterio tranzistorinių raktuose priklauso nuo jų komutavimo dažnio ir nuo atviro tranzistoriaus vidinės varžos.

Mikroinverteriai pagal savo specifiką yra skirstomi į vieno (Lai et al. 2014) ir dviejų (Lopez-Santos et al. 2015) pakopų:

1. Vienos pakopos (1.6 pav.) mikroinverterių specifika yra ta, kad jame keitiklis, naudojant IPM metodą, išėjime suformuoja sinuso formos pusperiodžius, kurių amplitudė yra artima tinklo, į kurį yra tiekiamą energija, amplitudei. Inverteris sinuso formos

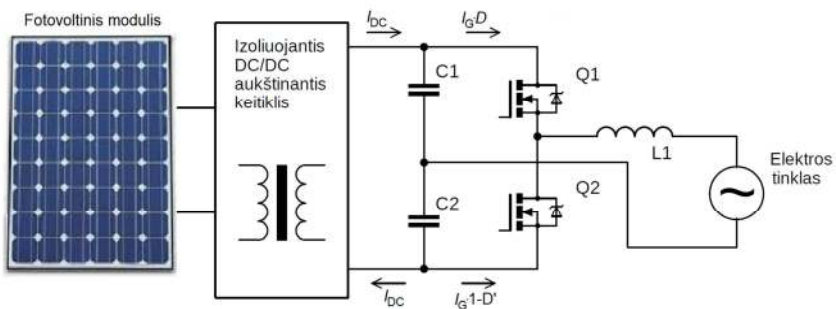
pusperiodžius paverčia į sinuso formos įtampą. Šiuo atveju inverterio tranzistorinių raktų persijungimo dažnis yra žemas, lygus elektros tinklo įtampos dažniui, todėl galios nuostolius inverteryje sąlygoja tik atvirojo tranzistoriaus galios nuostoliai. Taip pat vienos pakopos mikroinverterį sudaro santykinai nedidelis kiekis elektronikos komponentų, kuriuose išsiskiria galios nuostoliai, todėl šio tipo mikroinverteriai pasižymi aukštu naudingumo koeficientu (Lai et al. 2014). Jie paprastai yra taikomi vienfazei įtampai formuoti.

2. Dviejų pakopų mikroinverteryje (1.7 pav.) kintama įtampa yra formuojama dviem etapais. Pirmu etapu fotovoltinio modulio įtampa įtampos aukštinimo keitikliu paaukštinama iki vertės artimos elektros tinklo įtampos amplitudei. Antruoju etapu nuolatinė įtampa, naudojant sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodą SIPM (angl. *SPWM* – *sine pulse width modulation*), inverteriu keičiama į kintamąją (Vongkoon et al. 2019).



1.6 pav. Vienos pakopos grįžtamasis mikroinverteris

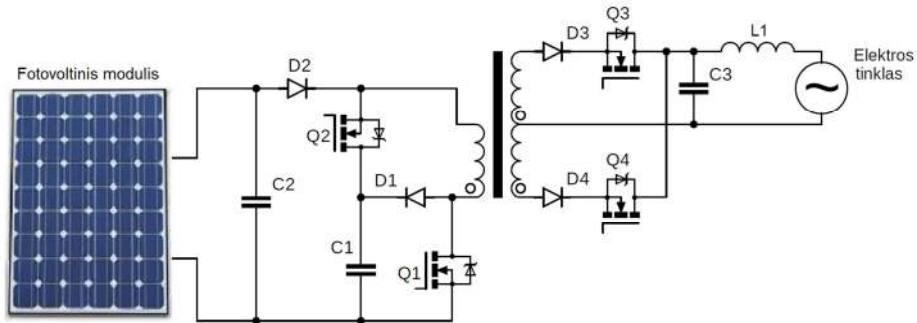
Fig. 1.6. One stage Flyback Microinverter



1.7 pav. Dviejų pakopų mikroinverteris (Vongkoon et al. 2019)

Fig. 1.7. Two stage microinverter (Vongkoon et al. 2019)

Dalyje publikacijų pristatomi taip vadinami grįžtamieji (angl. *Flyback*) vienos pakopos mikroinverteriai, kurie savo sudėtyje neturi įprasto H tiltelio (1.8 ir 1.9 pav.) (Hu et al. 2013; Hasan et al. 2016; Sukesh et al 2014; Mukherjee et al. 2013; Zhang et al. 2013). Juose kintamoji išėjimo įtampa iš keitiklio suformuotų įtampos pusperiodžių yra formuojama dvejomis grandinėmis, kiekvieną iš kurių sudaro nuosekliai sujungti tranzistorinis raktas ir diodas (D3 ir Q3, D4 ir Q4, 1.8 pav.) arba du nuosekliai sujungti tranzistoriniai raktai (Q2 ir Q4, Q3 ir Q5, 1.9 pav.) (Bhattacharjee et al. 2020; Alluhaybi et al. 2020). Mikroinverteryje pateiktame 1.8 paveiksle teigiamas įtampos pusperiodis į tinklą generuojamas atidarant raktą Q3 (raktas Q4 uždaras), neigiamas – atidarant raktą Q4 (raktas Q3 uždaras). Tokio tipo mikroinverteriui reikalingas transformatorius, turintis apviją su vidurio tašku.

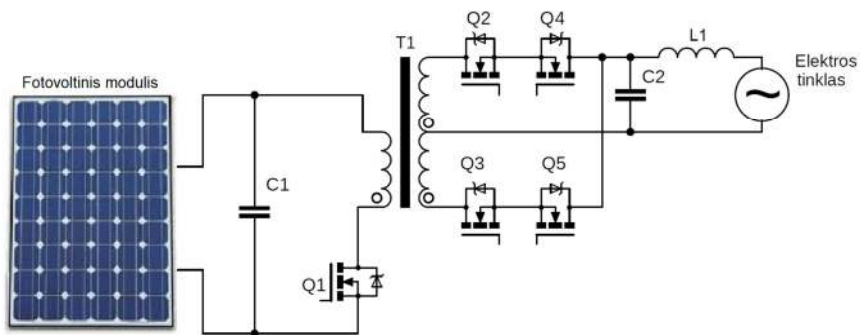


1.8 pav. Vienos pakopos grįžtamasis mikroinverteris nenaudojantis H tiltelio
Fig. 1.8. One stage flyback microinverter without a H-bridge

Mikroinverteryje, pateiktame 1.9 paveiksle, kintamosios įtampos pusperiodžiai į tinklą yra tiekiami naudojant universalius raktus, sudarytus iš dviejų lauko tranzistorių, Q2 ir Q4, Q3 ir Q5, sujungtų nuosekliai išstakomis. Šio mikroinverterio specifinė savybė yra ta, kad šie raktai dirba tuo pačiu 60 kHz dažniu kaip ir tranzistorinis raktas Q1, valdomi tuo pačiu SIPM signalu. Teigiamo pusperiodžio įtampos formavimo metu raktai Q2 ir Q4, kartu su raktu Q1, tik priešinga faze, komutuojami 60 kHz dažniu. Raktai Q3 ir Q5 tuo metu yra uždaryti, Neigiamo pusperiodžio formavimo metu uždaryti yra Q2 ir Q4 raktai, tačiau 60 kHz dažniu, ta pačia faze kaip ir Q1 raktas yra komutuojami raktai Q3 ir Q5. Tokios struktūros mikroinverterio privalumas – mikroinverterio išėjimo grandinėje nenaudojami diodai, kuriuose išsiskiria galios nuostoliai, todėl šio mikroinverterio naudingumo koeficientas yra aukštesnis už 1.8 paveiksle pateikto mikroinverterio.

Didžiausi galios nuostoliai mikroinverteriuose išsiskiria įtampos aukštinimo keitklyje (Lai et al. 2014; Alluhaybi et al. 2020), kurio naudojimas mikroinverteriuose yra neišvengiamas, nes fotovoltinio modulio tiekiamą įtampą

būtina paaukštinti iki tinklo įtampos amplitudės vertės. Galios nuostoliai susidaro mikroinverterio transformatoriaus apvijose dėl jų baigtinės aktyvinės varžos ir keitiklio raktų tranzistoriuose dėl jų baigtinės atviro tranzistoriaus varžos bei dėl nuostolių generuojamų tranzistoriaus persijungimo metu (Causo



1.9 pav. Vienos pakopos grįžtamasis mikroinverteris su universaliais raktais

Fig. 1.9. One stage flyback microinverter with universal switches

et al. 2013; Sukesh et al. 2015; Pezeshki et al. 2014; Rana et al. 2018; Ryu et al. 2016; Zhang et al. 2016; Wu et al. 2017; Bal, S.; Rathore et al. 2016; Sher et al. 2015; Sun 2011; Hansen et al. 2016; Amirahmadi et al. 2014; Surapaneni et al. 2015; Feng et al. 2018; Jiang et al. 2012; Melo et al. 2018; Öztürk et al. 2018; Zhang et al. 2013; Gagricca et al. 2015; Reddy et al. 2015; Hu et al. 2013; Liu et al. 2015; Lai et al. 2014; Bastidas-Rodríguez et al. 2015; Saxena et al. 2017; Cha et al. 2015; Xue et al. 2018; Perrin et al. 2016; Fermin et al. 2015; Šály et al. 2015; Lopez et al. 2017; Schmitz et al. 2017; Min et al. 2018; Öztürk et al. 2015; Lai et al. 2014; Alluhaybi et al. 2020). Norint padidinti naudingumo koeficientą, būtina rasti sprendimus, leidžiančius realizuoti mikroinverterį naudojant minimalų raktų kiekį, su sumažinta atviro rakto tranzistoriaus varža. Raktų persijungimo metu dėl impulsinio transformatoriaus specifikos saviindukuojasi viršįtampiai. Jie sukuria kontūrines sroves mikroinverterio grandinėse, sukeldami papildomus galios nuostolius (Capitaine et al. 2016; Fermin et al. 2015), todėl aktualu tobulinti mikroinverterių impulsinį transformatorių, siekiant mažinti viršįtampius.

1.2.2. Fotovoltinių mikroinverterių srovės valdymo sistemos

Šalia mikroinverterių naudingumo koeficiento problemos, augant individualių mažos galios fotovoltinių elektrinių, tiekiančių energiją į elektros tinklą, kiekiui, svarbia problema tampa ir mikroinverterių tiekiamos energijos kokybė. Būtina,

kad mikroinverteriai negeneruotų į elektros tinklą aukštesniųjų srovės harmonikų, t. y., kad mikroinverterio tiekiamos srovės forma būtų galimai artimesnė sinusui. Todėl yra aktualu atlikti tyrimus ir rasti sprendimus, leidžiančius mažinti mikroinverterio tiekiamos srovės netiesinius iškraipymus (Xin et al. 2017; Kojabadi et al. 2006; Nan et al. 2017; Suzuki et al. 2019; Xia et al. 2017).

Srovės harmonikų mažinimui veiksmingiausia yra naudoti grįžtamojo ryšio valdymo sistemą mikroinverterio srovės sinuso dėsnio valdymui. Tam tikslui, į mikroinverterio struktūrą turi būti įterpta automatinio valdymo sistema su grįžtamoju ryšiu, skirta sinuso dėsnio sekimui. Tokios sistemos paskirtis valdyti mikroinverterio raktus taip, kad mikroinverterio išėjimo srovės forma atkartotų atraminio sinuso signalo formą ir fazę (Rajeev et al. 2018; Motta et al. 2016; Xin et al. 2017; Bayhan et al. 2019; Zha et al. 2017).

Populiariausi valdikliai naudojami tinklo mikroinverterio išėjimo srovei sekti, yra proporcinis integralinis (PI) (Kamil 2019; Hlali et al. 2019) proporcinis integralinis diferencialinis (PID) (Yongjun et al. 2017; Chang-liang et al. 2014) ir proporcinis rezonansinis (PR) (Zhang et al. 2014; Shen et al. 2010) valdikliai. Tačiau gali būti naudojami ir sudėtingesni prognozuojantieji (angl. *predictive*) srovės valdikliai (Kojabadi et al. 2006; Bode et al. 2005).

PI ir PID valdiklių algoritmai pateikti atitinkamai išraiškose:

$$U(t) = K_P e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(t) dt ; \quad (1.1)$$

$$U(t) = K_P e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} , \quad (1.2)$$

čia $U(t)$ valdiklio išėjimo signalas, K_P , K_I , K_D – atitinkamai, proporcinis, integralinis ir diferencialinis koeficientai, e – valdymo paklaida, t_0 yra pradinis laiko momentas.

Šių, gerai žinomų, valdiklių populiarumą lemia lengvas valdiklių diegimas, gerai išplėtos ir paprastos jų parametrų valdomajam objektui priderinimo metodikos. PI ir PID valdiklių trūkumas yra tas, kad jie negali sekti atraminio sinuso signalo, išvengiant nusistovėjusio režimo paklaidos (angl. *steady-state error*).

PR valdiklio perdavimo funkcija Laplaso erdvėje (Zhang et al. 2014):

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega^2} , \quad (1.3)$$

čia s – Laplaso operatorius, K_r – rezonansinio nario pastovioji, ω – rezonansinis dažnis. Teoriškai PR valdiklis turi begalinį stiprinimą prie rezonansinio dažnio

(standartiniam elektros tinklui $\omega = 314$ rad/s), todėl teoriškai jis turėtų užtikrinti nulinę nusistovėjusio režimo paklaidą tarp faktinės mikroinverterio išėjimo srovės ir nuostato vertės. Tačiau PR valdiklio eksploatavimas yra sudėtingas, nes nėra bendrų valdiklio parametrų nustatymo metodų ir tai komplikuoja valdiklio parametrų derinimą jį diegiant (Zhang et al. 2014; Jayalath et al. 2015).

Mikroinverterių srovės valdymui būna naudojami ir prognozuojantieji (angl. predictive) valdikliai. Jų struktūra yra sudėtinga lyginant su PI, PID ir PR valdikliais. Prognozuojamo srovės valdiklio algoritmas įvertina kito perjungimo ciklo keitiklio išėjimo srovės vertę, naudodamas ankstesnio ciklo rezultatus, ir leidžia gauti tikslesnį srovės formos valdymą. Tačiau prognozuojančiojo srovės valdiklio įgyvendinimas yra sudėtingas ir reikia gerai suprasti sistemos parametrus (Kojabadi et al. 2006; Bode et al. 2005). Taip pat jo kūrimui būtinas pajėgus mikrovaldiklis, galintis realiaime laike apdoroti signalus.

Iš atliktos mikroinverterių srovės valdymo sistemų apžvalgos matome, kad norint turėti srovės valdymo sistemą su lengvai diegiamu valdikliu bei gerai išplėtotą valdiklio parametrų derinimo metodiką, tinkamiausi yra naudoti klasikinius PI arba PID valdiklius. Tačiau šie valdikliai neleidžia pasiekti aukšto valdymo tikslumo. Iš kitos pusės, norint tiksliau valdyti srovę, reikėtų naudoti sudėtingesnius PR arba prognozuojančiuosius valdiklius, bet jų parametrų priderinimas yra komplikuoatas.

Reziumuojant galima daryti išvadą, kad aktualu būtų turėti valdiklį, kurio parametrų derinimas būtų panašus į PI arba PID, tačiau jis leistų gauti tikslesnį srovės valdymą.

1.3. Nuolatinės įtampos keitiklių fotovoltiniams mikroinverteriams analizė

Didžiąją dalį galios nuostolių mikroinverteryje sąlygoja nuostoliai nuolatinės įtampos keitiklyje (Halder 2018; Yang et al. 2018; Lai et al. 2014; Alluhaybi et al. 2020). Todėl tinkami sprendimai kuriant nuolatinės įtampos keitiklį yra vienas iš svarbiausių uždavinių siekiant sukurti aukšto naudingumo koeficiento fotovoltinį mikroinverterį. Šiame poskyryje apžvelgsime labiausiai paplitusius aukštinančiuosius nuolatinės įtampos keitiklius, naudojamus mikroinverteriuose.

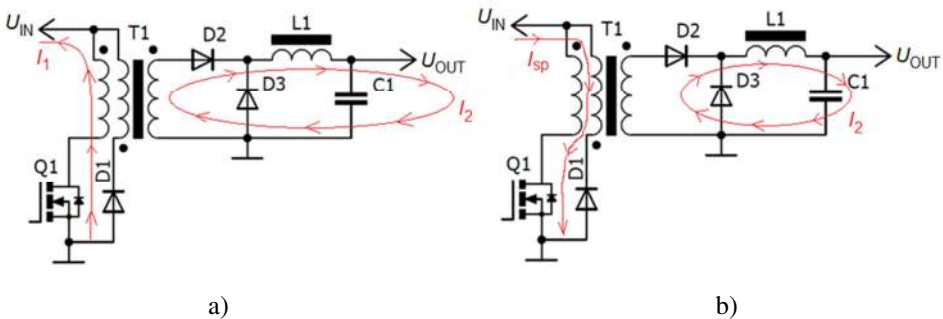
1.3.1. Tiesioginiai nuolatinės įtampos keitikliai

Paprastai tiesioginiai (angl. *forward*) nuolatinės įtampos keitikliai yra vientakčiai ir jame naudojamas vienas tranzistorinis raktas. Tokio tiesioginio

keitiklio elektrinė schema pateikta 1.10 paveiksle. Keitiklio išėjimo efektinė įtampa apskaičiuojama formule:

$$U_{is} = \frac{\left(U_{in} \cdot D \cdot \frac{n_2}{n_1} \right)}{2}, \quad (1.4)$$

čia U_{in} , U_{is} – įėjimo ir išėjimo įtamos; D – impulsų skvarba; n_1 , n_2 – pirminės ir antrinės apvijų vijų skaičius.



1.10 pav. Vientakčio tiesioginio keitiklio elektrinė schema ir veikimo principas: a) energijos perdavimas antrinei grandinei, kai rakto tranzistorius Q1 atidarytas; b) energijos perdavimas antrinei grandinei, kai rakto Q1 tranzistorius uždarytas

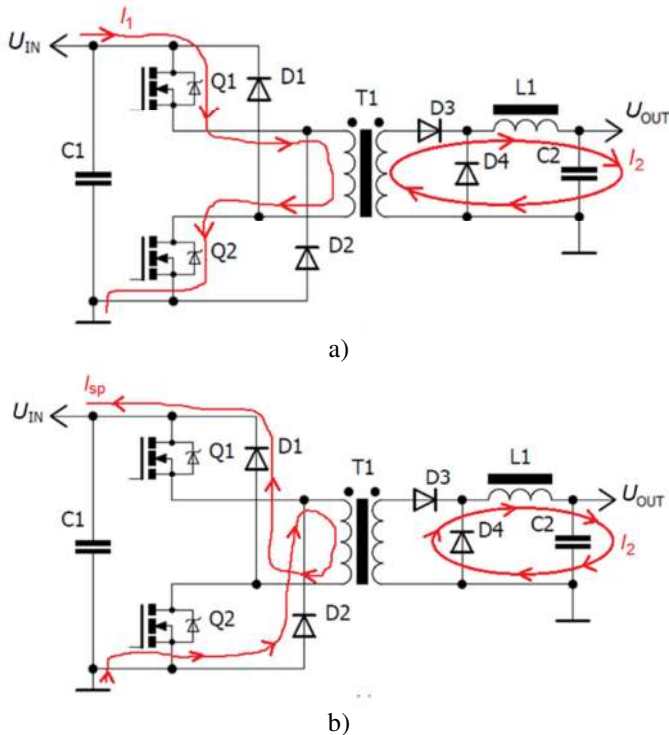
Fig. 1.10. Circuit diagram and operation of a typical forward converter: (a) power transfer to the secondary circuit when the transistor of key Q1 is in state ON; b) power transfer to the secondary circuit when the transistor of key Q1 is in state OFF

Tiesioginio keitiklio veikimas pagrįstas dviem vyksmais per periodą (Lind, A. 2013):

1. Atsidarius raktui Q1 (1.10 pav. a), pirminėje keitiklio grandinėje kontūru teka srovė I_1 , ši srovė kuria transformatoriaus antrinėje grandinėje srovę I_2 . Srovė I_2 per diodą D2 induktyviajame ir talpiniame elementuose L1 ir C1 kaupia energiją reikalingą išėjimo srove maitinti apkrovą, kai raktas Q1 būna uždarytas.
2. Užsidarius raktui Q1 (1.10 pav. b), pirminėje keitiklio grandinėje generuojama parazitinė srovė I_{sp} , kurią sąlygoja impulsinio transformatoriaus parazitiniai induktyvumai susiję su magnetinio srauto sklaida transformatoriaus magnetolaidyje. Šiai srovei gesinti įdiegta papildoma, atvirkščiai įjungta, trečia transformatoriaus apvija. Ji per diodą D1 gražina I_{sp} srovę atgal į pirminį maitinimo šaltinį. Antrinės grandinės srovė I_2 tiekama į keitiklio apkrovą.

Vientaktis tiesioginis keitiklis naudojamas mažos galios mikroinverteriuose, kurių galia yra nuo 50 iki 350 W. Veikiant didesne galia, tokiems keitikliams

transformatoriaus magnetolaidyje pasireiškia ženkliai magnetinio srauto sklaida, kuri keitiklio galios grandyse saviindukuoja parazitines sroves I_{sp} ir kuria galios nuostolius (Bulut et al. 2018; Kim et al. 2017), todėl energetinio efektyvumo požiūriu jų taikymas tampa neracionalus. Didesnei galiai, siekiančiai iki 3 kW, naudojami dviejų raktų tiesioginiai nuolatinės įtampos keitikliai. Juose parazitinės srovės, atsirandančios dėl transformatoriuje esančių magnetinio srauto sklaidos reiškinių, gesinimui naudojama pirminė apvija (Zhao et al. 2007; Bodur et al. 2018).



1.11 pav. Dviejų raktų tiesioginio keitiklio principinė elektrinė schema ir veikimo principas: a) energijos perdavimas antrinei grandinei, kai Q1 ir Q2 raktų tranzistoriai atidaryti; b) energijos perdavimas antrinei grandinei, kai Q1 Q2 raktų tranzistoriai uždaryti

Fig. 1.11. Circuit diagram and operation of two switch forward converter: (a) power transfer to the secondary circuit when the Q1 and Q2 key transistors are in state ON; (b) power transfer to the secondary circuit when the Q1 and Q2 key transistors are in state OFF

Dviejų raktų tiesioginio nuolatinės įtampos keitiklio elektrinė schema pateikta 1.11 paveiksle. Veikimo principas panašus kaip ir vieno rakto tiesioginio nuolatinės įtampos keitiklio:

1. Pirmojo ciklo metu (1.11 pav. a), atsidarius raktams Q1 ir Q2, transformatoriaus T1 pirmine apvija pradeda tekėti srovė I_1 , kuri sąlygoja srovę I_2 antrinėje keitiklio grandinėje. Srovės I_2 tiekiamą energiją yra kaupiama reaktyviniuose elementuose L1 ir C2 antrajam periodo ciklui ir yra tiekiamą į keitiklio apkrovą.
2. Antruoju ciklo periodu (1.11 pav. b), raktų Q1 ir Q2 raktų tranzistoriai uždaromi – nutrūksta pirminio kontūro srovė I_1 . Antrinėje keitiklio grandinėje srovė per diodą D4 palaikoma naudojant reaktyviuosiuose elementuose L1 ir C2 sukauptą energiją. Tiesioginio keitiklio transformatoriaus T1 magnetolaidyje susidarius magnetinio lauko srauto sklaidai, pirminėje keitiklio grandinėje indukuojasi nuotėkio parazitinė srovė I_{sp} , kuri diodais D1 ir D2 nukreipiama atgal į pirminį elektros energijos šaltinį.

Dviejų raktų tiesioginiai keitikliai paplitę fotovoltinių jėginių, kurių galia viršija 1 kW, inverteriuose.

Dviejų raktų tiesioginio keitiklio trūkumai yra šie:

1. Q1 tranzistoriaus valdymo schemai (1.11 pav.) būtinas individualus izoliuotas nuo bendrosios žemės maitinimo šaltinis;
2. Keitiklio įgyvendinimui reikalingas santykinai didelis komponentų skaičius, kas mažina tokio keitiklio efektyvumą ir patikimumą.

1.3.2. Grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai

Grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai yra dažnai taikomi fotovoltiniuose mikroinverteriuose, nes šie keitikliai gerai veikia srovės šaltinio režimu, todėl gerai tinka tinklo mikroinverterių kūrimui. Kiti keitikliai, pvz.: tiesioginiai keitikliai, šiuo atveju yra mažiau tinkami, nes veikia kaip įtampos šaltiniai.

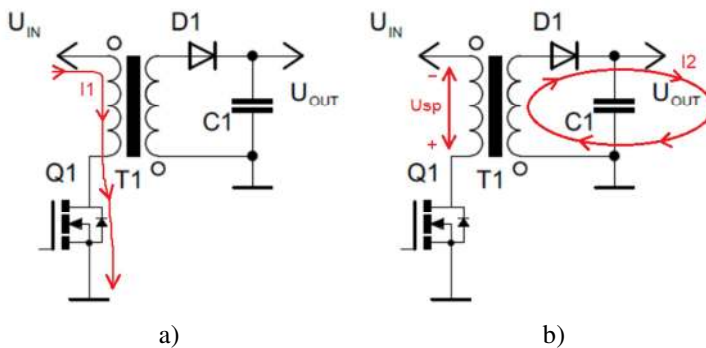
Grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai turi specifinį ferito šerdies impulsinį transformatorių su oro tarpu, kuris vadinamas grįžtamoju transformatoriumi (Keogh et al. 2016). Grįžtamojo nuolatinės įtampos keitiklio elektrinė schema ir veikimo principas atvaizduoti 1.12 ir 1.13 paveiksluose. Kiekvieno impulsinės įtampos, formuojamos transformatoriaus pirminėje apvijoje, periodo T metu galima išskirti du vyksmus (1.13. pav.):

1. Pirmojo vyksmo (1.12 pav. a) metu rakto Q1 tranzistorius atviras (ciklo dalis D , 1.13 paveikslas), pirmine transformatoriaus apvija

sujungiama su maitinimo šaltiniu, teka srovė I_1 . Transformatoriaus magnetiniame lauke kaupiama energija.

2. Antrojo vyksmo (1.12 pav. b) metu rakto Q1 tranzistorius uždaras (ciklo dalis D' 1.13 paveikslas), magnetiniame lauke sukaupta energija indukuojama į antrinę apviją. Indukuota antrinės apvijos įtampa U_{OUT} užkraunamas kondensatorius C1, maitinama apkrova. Dalis magnetinio lauko energijos grįžta į pirminę apviją kaip magnetinio srauto sklaidos kuriamos saviindukcijos elektrovara U_{sp} . Ši elektrovara kuria viršįtampius, kurie sukuria papildomus srovės kontūrus. Šie srovės kontūrai kuria energijos nuostolius, kaitindami keitiklio elementus.

Kadangi viršįtampiai gali sugadinti rakto tranzistorių Q1, būtina naudoti viršįtampius gesinančią grandinę, kuri kaupia viršįtampio energiją ir nukreipia atgal į pirminę energijos šaltinį U_{IN} . Taikoma nemažai įvairių metodų viršįtampiams gesinti panaudojant papildomas elektronines grandines. Naudojamos ir papildomos grandinės su aktyviais raktais, kurie viršįtampio sukurtas srovės nukreipia į reaktyvinius elementus. Reaktyviniuose elementuose sukaupta viršįtampio energija nukreipiama atgal į pirminę maitinimo šaltinį ir tokiu būdu yra panaudojama sekantiems keitiklio darbo ciklams, kas leidžia padidinti keitiklio naudingumo koeficientą.

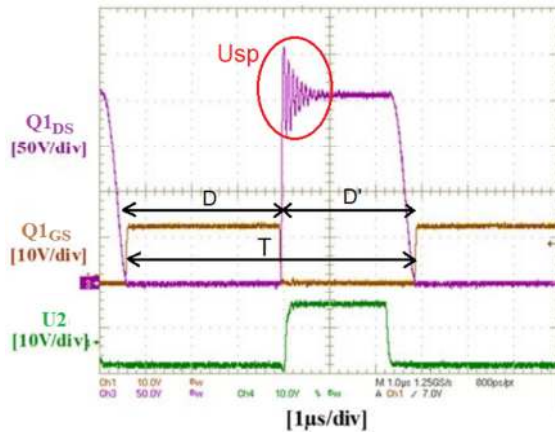


1.12 pav. Grįžtamojo nuolatinės įtampos keitiklio elektrinė schema ir veikimo principas: a) energijos kaupimas grįžtamojo transformatoriaus magnetinėje sistemoje; b) energijos perdavimas antrinei apvijai

Fig. 1.12. Circuit diagram of flyback DC-DC converter and operating principle: a) energy storage in the magnetic system of the flyback transformer; b) energy transmission to the secondary winding of transformer

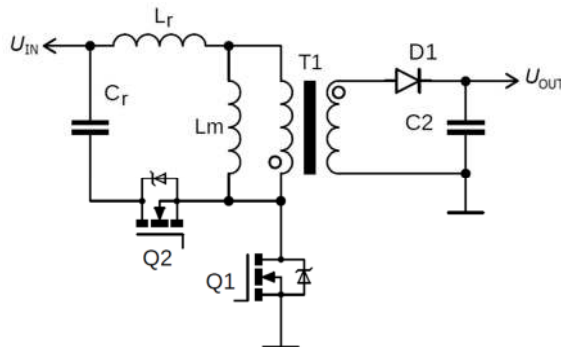
Per pastaruosius keletą metų paskelbta daug darbų, skirtų grįžtamųjų nuolatinės įtampos keitiklių tyrimams (Halder. 2018; Fermin et al. 2015; Šály, V et al. 2015; Lopez et al. 2017; Schmitz et al. 2017; Min et al. 2018; Öztürk et al.

2015; Ryu et al. 2018; Dong et al. 2015; Morales-Caporal et al. 2016; Haji et al. 2018; Umuhoza et al. 2017; Golembiovskiy et al. 2018; Pan et al. 2016; Jin et al. 2012; Anku et al. 2013; Tan et al. 2012; Ko et al. 2016; Sankar et al. 2017; Jaballah et al. 2015; Schuepbach et al. 2015; Jäger-Waldau et al. 2018; Raziei et al. 2014; Kharitonov et al. 2012; Firdaus et al. 2018; Seliga et al. 2014; Azli et al. 2008; Chowdhury et al. 2014). Viena tokio susidomėjimo šiais keitikliais priežasčių yra mikroinverterių, skirtų saulės elektrinių integracijai į elektros tinklą, plėtra, nes grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai pasižymi, paprastumu, energetiniu efektyvumu ir žema savikaina.



1.13 pav. Tranzistoriaus Q1 įtampų pereinamieji procesai: D – Q1 atviras; D’ – Q1 uždaras. Purpurinė – išstakos-santakos įtampa; ruda užtūros-santakos įtampa; žalia – transformatoriaus išėjimo srovė U_2/R_{shunt}

Fig. 1.13. Transients of transistor voltages: D – Q1 is in state ON; D’ – Q1 is in state OFF. Purple – source-drain voltage; brown – gate-drain voltage; green – transformer output current U_2/R_{shunt}



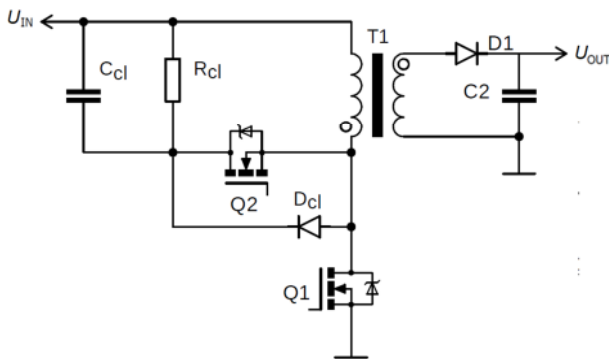
1.14 pav. Rezonansinio grįžtamojo nuolatinės įtampos keitiklio elektrinė schema

Fig. 1.14. Circuit diagram of the resonant DC/DC flyback converter

Sukurta grįžtamojo nuolatinės įtampos keitiklio modifikacija, kurios naudingumo koeficientas siekia 0,96 (Chowdhury et al. 2014). Viena iš tokių modifikacijų (Perrin et al. 2016, Xue et al. 2018) pateikta 1.14 paveiksle. Joje siūlomas rezonansinis grįžtamasis keitiklis, naudojant aktyviuosius viršįtampio gesinimo raktus.

Lyginant su klasikiniu grįžtamoju keitikliu, rezonansinio keitiklio elektrinė schema yra papildyta Cr rezonansine talpa ir raktu Q2. Lr yra grįžtamojo transformatoriaus magnetinio sklaidos srauto dedamoji (angl. *leakage inductance*); Lm – grįžtamojo transformatoriaus šerdį įmagnetinančios indukcijos dedamoji (angl. *magnetizing inductance*). Kai rakto Q1 tranzistorius yra atsidaręs – keitiklis veikia kaip klasikinis grįžtamasis keitiklis – kaupiama energija transformatoriaus magnetolaidyje. Kai rakto Q1 tranzistorius uždarytas, sukaupta energija perduodama į antrinėje grandinėje esančio grįžtamojo transformatoriaus apvija. Kai pirminėje keitiklio grandinėje atsidaro rakto Q2 tranzistorius, tuomet veikiant nuosekliai sujungtiems Lr ir Cr elementams, gesinamas viršįtampis (Perrin et al. 2016). Dalis sukauptos talpoje Cr energijos perduodama atgal į grįžtamąjį transformatorių, t. y. rezonanso metu viršįtampio energija atgręžiama atgal transformatoriumi į apkrovą (Perrin et al. 2016).

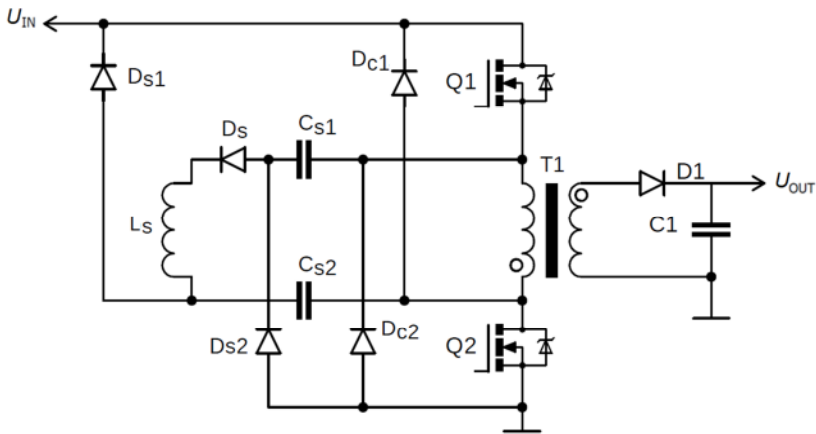
Taip pat yra siūloma naudoti hibridinę RCD grandinę viršįtampiams grįžtamajame nuolatinės įtampos keitiklyje gesinti (Huber et al. 2018) (1.15 pav.). Energijos kaupimo procese atidaromas rakto Q1 tranzistorius. Uždarius rakto Q1 tranzistorių, atsidaręs Q2 rakto tranzistorius patrupina Šotki diodą D_{cl} padidindamas aktyviosios gesinimo grandinės laidumą. Magnetinio sklaidos srauto kuriamo viršįtampio energija akumuliuojama gesinimo grandinės kondensatoriuje C_{cl}. Rezistorius R_{cl} dalį energijos paverčia į šiluminę energiją taip apsaugodamas keitiklio elementus nuo pavojingos sukauptos kondensatoriuje C_{cl} energijos.



1.15 pav. Grįžtamasis keitiklis su hibridine gesinimo grandine

Fig. 1.15. Flyback converter with hybrid clamp

Taip pat naudojamas hibridinis dviejų raktų grįžtamasis nuolatinės įtampos keitiklis, kurio elektrinė schema pateikta 1.16. paveiksle. Atsidarius raktų tranzistoriams Q1 ir Q2, transformatoriaus magnetiniame lauke kaupiama energija. Užsidarius tranzistoriams Q1 ir Q2, didžioji dalis energijos indukuojama į antrinę grandinę. Dalis grįžusios energijos dėl magnetinio lauko srauto nuotėkio į pirminę apviją, nukreipiama į maitinimo šaltinį U_{IN} per D_{c1} ir D_{c2} diodus, kita dalis likutinės energijos regeneruojama D_{s1} , D_{s2} , C_{s1} , C_{s2} , D_s ir L_s komponentų sudarytais srovių kontūrais.



1.16. pav. Grįžtamojo keitiklio elektrinė schema su aktyviomis viršįtampio gesinimo grandinėmis

Fig. 1.16. Circuit diagram of flyback converter with active clamp circuit

Apibendrinant atliktą analizę, galima įvardyti, kad pagrindiniai grįžtamųjų nuolatinės įtampos keitiklių privalumai yra tai, kad jis gerai veikia srovės šaltinio režimu, todėl gerai tinka tinklo mikroinverterių realizavimui, taip pat šio tipo keitikliai pasižymi aukštu energetiniu efektyvumu, paprastumu ir maža savikaina.

Iš kitos pusės, grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai turi šiuos trūkumus: dėl oro tarpo grįžtamojo transformatoriaus magnetinėje sistemoje pasireiškia magnetinio srauto sklaidos reiškiniai, generuojantys viršįtampius komutuojant apvijas; pirminėje keitiklio galios grandinėje reikia naudoti dvigubai didesnės maksimalios įtampos tranzistorius dėl antrinės apvijos atspindžio įtampos (angl. *mirror voltage*) ir susidarančių viršįtampių.

1.4. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

Atlikus analizę disertacijos tema, suformuluotos šios išvados:

1. Pagrindinis mikroinverterių pranašumas, lyginant su didelės galios inverteriais, yra tas, kad naudojant mikroinverterius maksimalios galios režimas yra garantuojamas individualiai kiekvienam fotovoltiniam moduliui.
2. Didžiausi galios nuostoliai mikroinverteriuose formuojasi nuolatinės įtampos keitiklyje, kurio naudojimas mikroinverteriuose yra neišvengiamas, nes fotovoltinio modulio tiekiamą įtampą būtina paaukštinti iki tinklo įtampos amplitudės vertės.
3. Grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai gali dirbti srovės šaltinio režimu. Šio tipo keitikliai pasižymi aukštu naudingumo koeficientu, paprastumu ir maža savikaina, todėl gerai tinka tinklo mikroinverterių kūrimui.
4. Norint padidinti mikroinverterio naudingumo koeficientą, būtina rasti sprendimus, leidžiančius kurti mikroinverterį naudojant minimalų raktų kiekį, ir raktų tranzistorius su sumažinta atviro tranzistorius varža.
5. Raktų persijungimo metu, dėl impulsinio transformatoriaus specifikos, saviindukuoja viršįtampiai, kurie sukuria srovės viršįtampio slopinimo grandinėse, sukeldami papildomus galios nuostolius, todėl aktualu tobulinti mikroinverterių impulsinį transformatorių, siekiant mažinti viršįtampius.
6. Srovė, kurią mikroinverteris tiekia į elektros tinklą, harmonikų mažinimui būtina į mikroinverterio struktūrą įterpti automatinio valdymo sistemą su grįžtamoju ryšiu, skirtą sinuso dėsnio sekimui. Šiam tikslui dažniausiai naudojami PI ir PID valdikliai, tačiau šie valdikliai negarantuoja tikslaus srovės valdymo.

Atlikus analizę disertacijos tema, suformuluoti šie uždaviniai:

1. Sukurti energetiškai efektyvų nuolatinės įtampos keitiklį ir jo pagrindu sukurti vienos pakopos fotovoltinį mikroinverterį bei jį eksperimentiškai iširti.

2. Sukurti valdymo algoritmą ir jį įgyvendinantį valdiklį tiekiamos į elektros tinklą mikroinverterio srovės valdymui, valdymo sistemą iširti modeliuojant bei eksperimentiškai.
3. Iširti sukurto fotovoltinio mikroinverterio elementų parametrų įtaką mikroinverio naudingumo koeficientui, modeliuojant, patobulinti ir eksperimentiškai iširti grįžtamąjį transformatorių.

2

Energetiškai efektyvaus fotovoltinio mikroinverterio galios dalies kūrimas ir tyrimas

Šiame skyriuje pateikti grįžtamųjų nuolatinės įtampos aukštinančiųjų keitiklių ir, jais besiremiančio energetiškai efektyvaus fotovoltinio mikroinverterio, kūrimo ir eksperimentinio tyrimo rezultatai. Gauti rezultatai paskelbti trijose publikacijose (Bielskis et al. 2018; Bielskis et al 2017; Bielskis et al 2016b). Tyrimai buvo atlikti Fizinių ir technologijos mokslo centro Elektroninių sistemų laboratorijoje ir Šiaulių universiteto Galios elektronikos laboratorijoje. Atliektais tyrimais buvo siekiama sukurti aukšto energetinio efektyvumo fotovoltinį mikroinverterį, kuriame tiek nuolatinės įtampos paaukštinimas tiek jos keitimas į kintamąją atliekamas toje pačioje pakopoje, kas leidžia supaprastinti inverterio konstrukciją.

2.1. Klasikinis nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis su aktyviaja viršįtamčio gesinimo grandine

Tiriamasis klasikinis aukštinantysis nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis yra plačiai naudojamas fotovoltiniuose mikroinverteriuose (Surapaneni et al. 2015; Zhang et al. 2013; Lai et al. 2014). Tyrimų tikslas – eksperimentiškai ištirti šio keitiklio naudingumo koeficientą. Gauti rezultatai bus naudojami pasiūlytų nuolatinės įtampos keitiklių palyginamajam įvertinimui.

2.1.1. Klasikinio grįžtamojo keitiklio su aktyviaja viršįtamčio gesinimo grandine elektrinė schema ir veikimo principas

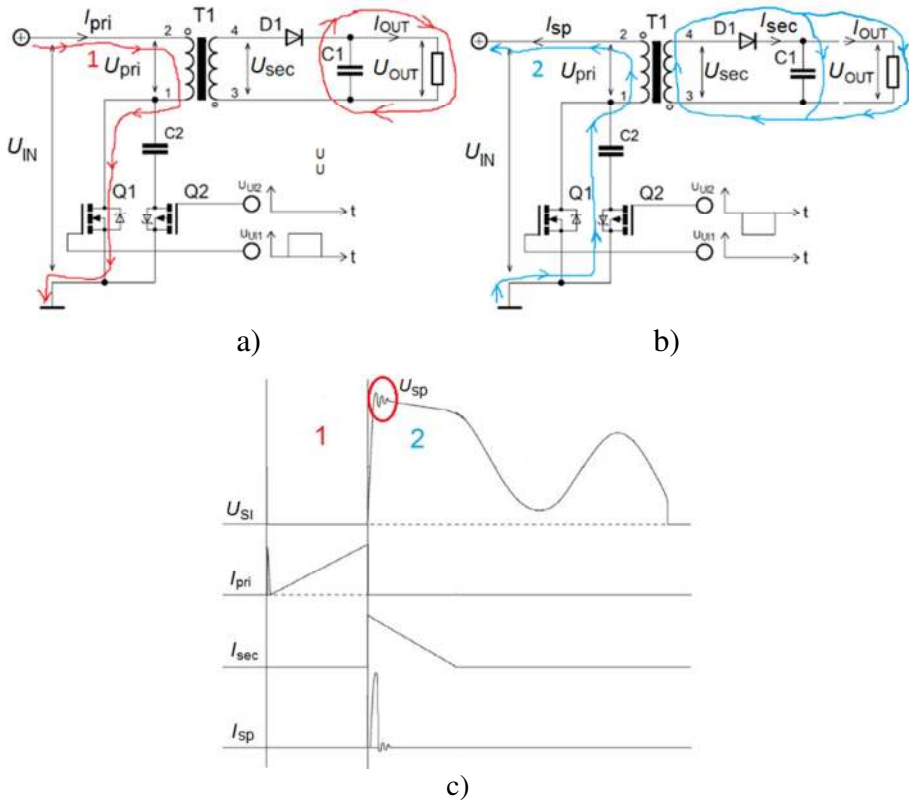
Šio grįžtamojo nuolatinės įtampos aukštinančiojo keitiklio ypatybė yra ta, kad jis turi aktyviają viršįtamčio gesinimo grandinę, gebančią transformatoriaus saviindukcijos energiją grąžinti atgal į maitinimo šaltinį (Halder. 2018; Fermin et al. 2015; Šály et al. 2015; Lopez et al. 2017; Schmitz et al. 2017; Min et al. 2018). Tokio keitiklio elektrinė schema pateikta 2.1 paveiksle.

Išskiriami du klasikinio nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio su aktyviaja viršįtamčio gesinimo grandine veikimo ciklai per periodą:

1. Atsidarius lauko tranzistoriui Q1 (2.1 pav. a), pirmine T1 transformatoriaus apvija teka srovė I_{pri} . Transformatoriaus magnetiniame lauke kaupiama energija. Kondensatoriaus C1 sukauptu krūviu maitinama apkrova.
2. Užsidarius tranzistoriui Q1 (2.1 pav. b), atsidaro tranzistorius Q2. Magnetiniame lauke sukaupta energija indukuoja į antrinę apviją srovę I_{sec} , įkraunamas kondensatorius C1, maitinama apkrova. Dėl magnetinio lauko srauto sklaidos transformatoriaus T1 magnetolaidyje, dalis magnetinio lauko energijos grįžta kaip viršįtampis U_{sp} (angl. *voltage spike*) atgal į pirminę apviją ir pasiduoda į lauko tranzistoriaus santakos-ištakos grandinę. Viršįtamčio U_{sp} generuojama srovė I_{sp} nukreipiama į pirminį maitinimo šaltinį panaudojant aktyviają grandinę, kurią sudaro tranzistorius Q2 ir kondensatorius C2. Q2 ir C2 elementais saviindukuotas viršįtampis užgesinamas iki nepavojingos Q1 tranzistoriaus tiesioginės įtampos.

Mikroinvertyje naudojami du tokie aukštinantieji nuolatinės įtampos keitikliai, kurie įtampos aukštinimą atlieka sinchroniškai, perstumiant IPM įtampos fazę 180° . Grįžtamuosiuose keitikliuose naudojami impulsiniai transformatoriai su ferito šerdimis, kurie savo magnetinėje sistemoje turi oro

tarpą. Oro tarpas reikalingas, kad šerdis neišisotintų ir gebėtų sukaupti daugiau energijos (Causo et al. 2013, Xiangjun et al. 2003).



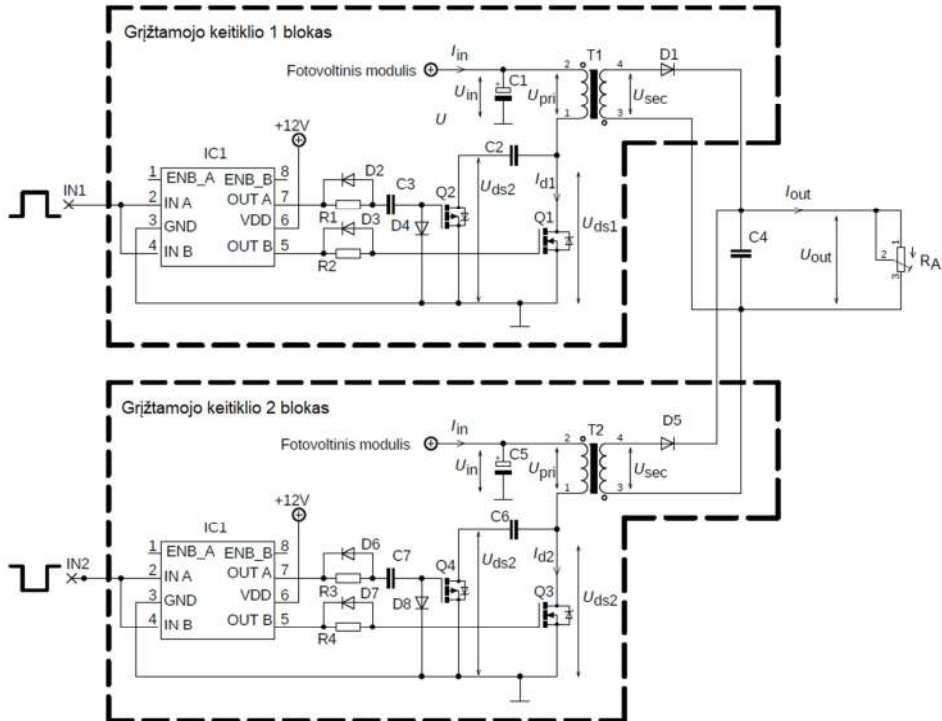
2.1 pav. Grįžtamojo keitiklio elektrinė schema: a) pirmo veikimo ciklo srovės kontūrai; b) antro veikimo ciklo srovių kontūrai; c) srovės pereinamieji procesai pirmajame ir antrajame veikimo cikluose

Fig. 2.1. Circuit diagram of flyback converter: a) current loops of first operation cycle; b) current loops of second operation cycle; c) current transients during the first and second operating cycles

2.1.2. Klasikinio grįžtamojo keitiklio su aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficiento tyrimas

Tiriamas klasikinio nuolatinės įtampos aukštinančiojo grįžtamojo keitiklio su aktyvine viršįtampio gesinimo grandine elektrinė schema pateikta 2.2 paveiksle. Jį sudaro du vienodi grįžtamieji nuolatinės įtampos keitikliai. Kiekvieną keitiklį sudaro raktų tranzistorius valdanti mikroschema IC1 (MCP14E4-E/SN), n tipo kanalo lauko tranzistorius Q1 (IRFS4321TRLPBF) transformatoriaus pirminės

apvijos komutavimui, p tipo kanalo lauko tranzistorius Q2 (SI7115DN-T1-GE3) aktyviajam viršįtampio gesinimui, grįžtamasis transformatorius. IPM signalas į tranzistorių valdymo schemas tiekiamas iš impulsinio signalo generatoriaus (SG3525), skirto raktų tranzistorių valdymui. Jis tiekia du priešingos fazės IPM signalus, kurių skvarbą D galima valdyti nuo 0 iki 48 %.

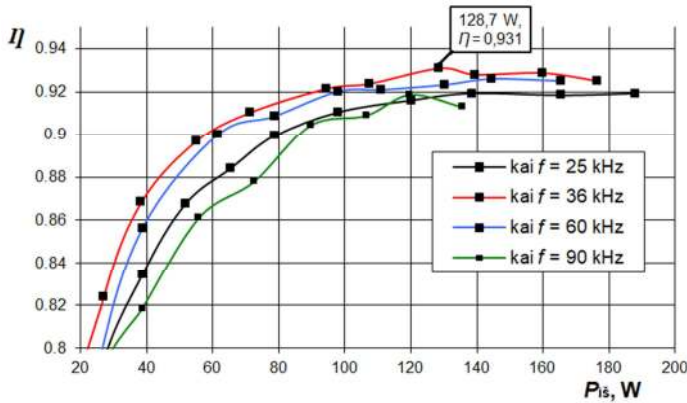


2.2 pav. Klasikinio nuolatinės įtampos aukštinančiojo grįžtamojo keitiklio elektrinė schema

Fig. 2.2. The circuit diagram of the classical DC/DC Flyback converter

Grįžtamasis keitiklis buvo maitinamas 30 V įtampa. Jis buvo apkrautas reostatu, kurio varža $R_A = 430 \Omega$. Grįžtamojo keitiklio tyrimai atlikti prie fiksuotos apkrovos varžos, prie šių IPM signalo, kuriais valdomi keitiklio raktai, dažnių: 25; 36; 60 ir 90 kHz. Tiekama į apkrovą galia buvo valdoma keičiant IPM signalo impulsų skvarbą. Naudingumo koeficientui nustatyti buvo matuojama tiekama į keitiklį galia ir galia tiekama iš keitiklio į apkrovą R_A . Gautos naudingumo koeficiento priklausomybės nuo grįžtamojo keitiklio tiekiamos į apkrovą galios ir raktų komutavimo dažnio pateiktos 2.3 paveiksle.

Matavimams buvo naudojamas Fluke 8846A multimetras, kurio maksimali matavimo paklaida 0,1 %.



2.3 pav. Naudingumo koeficiento priklausomybė nuo grįžtamojo keitiklio tiekiamos į apkrovą galios skirtingiems raktų komutavimo dažniams, esant fiksuotai apkrovos varžos vertei $R_A = 430 \Omega$

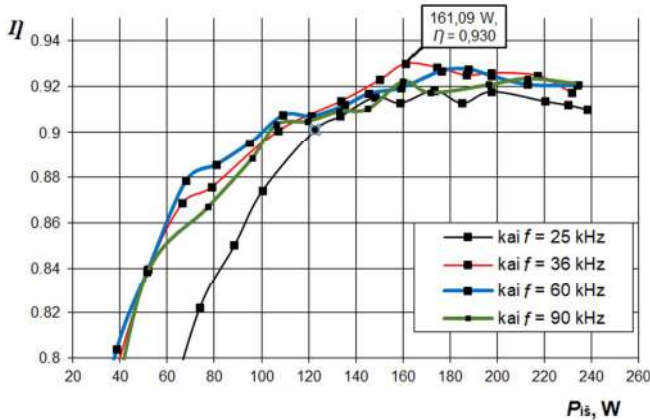
Fig. 2.3. Flyback converter efficiency dependence on converter output power at various PWM frequencies and fixed load resistance $R_A = 430 \Omega$

Iš gautų rezultatų matyti, kad keitiklio naudingumo koeficientas didėja augant tiekiamai į apkrovą galiai. Tačiau maždaug prie 120 W galios naudingumo koeficientas nustoja augęs. Naudingumo koeficientas taip pat priklauso ir nuo keitiklio raktų komutavimo dažnio. Didžiausia naudingumo koeficiento vertė 0,93 pasiekta prie 36 kHz raktų komutavimo dažnio, keitikliui tiekiant 128,7 W galią. Esant 25 kHz dažniui gautas naudingumo koeficientas yra mažesnis dėl didesnės grįžtamojo keitiklio pirminės apvijos srovės, kuri sukuria didesnius vario nuostolius transformatoriaus grandinėje ir didesnę įtampos kritimą atviro rakto tranzistoriaus grandinėje. Esant 90 kHz raktų komutavimo dažniui, galios nuostolius didina išaugę komutaciniai nuostoliai raktuose Q1 ir Q2 (Causo et al. 2013), nes raktai dažniau junginėjasi, o persijungimo metu galios nuostoliai raktuose yra nepalyginamai didesni nei statinėje būsenoje, kai rakto tranzistorius yra atviras arba uždaras. Komutaciniai nuostoliai gali būti apskaičiuojami pagal formulę:

$$P_{\text{nuost.}} = \frac{1}{2} I_{\text{maks.}} \cdot V_{\text{IS}} \cdot t_{\text{išj.}}, \quad (2.1)$$

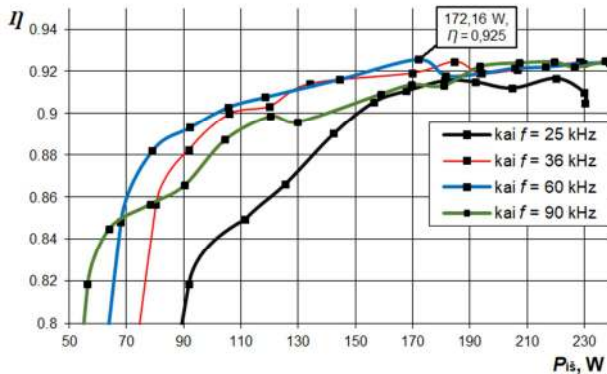
čia $I_{\text{maks.}}$ – atviro tranzistoriaus srovė; V_{IS} – įtampos kritimas ant ištakos-santakos atviraime lauko tranzistoriuje; $t_{\text{išj.}}$ – pereinamojo vyksmo trukmė uždarant tranzistoriaus laidųjį kanalą.

Kitu bandymu buvo tiriama grįžtamojo keitiklio naudingumo koeficiento priklausomybė nuo apkrovos galios, keičiant apkrovos varžą R_A , prie dviejų fiksuotų IPM signalo skvarbos verčių: $D = 35 \%$, ir $D = 44 \%$. Tyrimai atlikti šiems raktų komutavimo dažniams: 25; 36; 60 ir 90 kHz. Gauti rezultatai pateikti 2.4 ir 2.5 paveiksluose.



2.4 pav. Naudingumo koeficiento priklausomybė nuo grįžtamojo keitiklio tiekiamos į apkrovą galios, skirtingiems raktų komutavimo dažniams, esant fiksuotai impulso pločio skvarbai $D = 35 \%$

Fig. 2.4. Flyback converter efficiency dependence on converter output power at various PWM switching frequencies and fixed duty cycle $D = 35\%$



2.5 pav. Naudingumo koeficiento priklausomybė nuo grįžtamojo keitiklio tiekiamos į apkrovą galios, skirtingiems raktų komutavimo dažniams, esant fiksuotai impulso pločio skvarbai $D = 44 \%$

Fig. 2.5. Flyback converter efficiency dependence on converter output power at various PWM frequencies and fixed duty cycle $D = 44\%$

Iš gautų (2.4 ir 2.5 pav.) eksperimento rezultatų matyti, kad aukščiausias keitiklio naudingumo koeficientas yra prie 36 ir 60 kHz raktų komutavimo dažnio. Prie 25 ir 90 kHz raktų komutavimo dažnio keitiklio naudingumas gaunasi mažesnis dėl tų pačių priežasčių, kurios buvo įvardytos aukščiau, t. y. atitinkamai, dėl didesnių galios nuostolių transformatoriaus ir atviro rakto tranzistoriaus grandinėse ir dėl didesnių komutacinių nuostolių rakto tranzistoriuje. Maksimalus 93 % keitiklio naudingumo koeficientas gavo si prie 36 kHz raktų komutavimo dažnio, esant 161 W apkrovos galiai ir 35 % impulsų skvarbai.

Bandymų metu pastebėta, kad esant mažesnei kaip 70 W apkrovimo galiai padidėja tranzistorių Q2 ir Q4 (2.2 pav.) galios nuostoliai, lyginant su nuostoliais esant didesnei apkrovos galiai. Tranzistorių Q2 ir Q4 galios nuostoliai išauga, nes antrinė apvija dėl nedidelės aprovimo galios nesugeba pasisavinti sukauptos energijos transformatoriaus magnetolaidyje. Todėl didesnė likutinės energijos dalis magnetolaidyje grįžta atgal į pirminę apviją. Grįžtanti srovė per Q2 ir Q4 tranzistorius ženkliai padidėja dėl neperduotos energijos antrinei transformatoriaus apvijai.

2.2. Nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis su alternatyvia aktyvine viršįtampio gesinimo grandine

Sukurta ir ištirta alternatyvus klasikiniam keitiklis. Pasiūlytas keitiklis skiriasi nuo klasikinio aktyviosios viršįtampio gesinimo grandinės sprendimu.

2.2.1. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine elektrinė schema ir veikimo principas

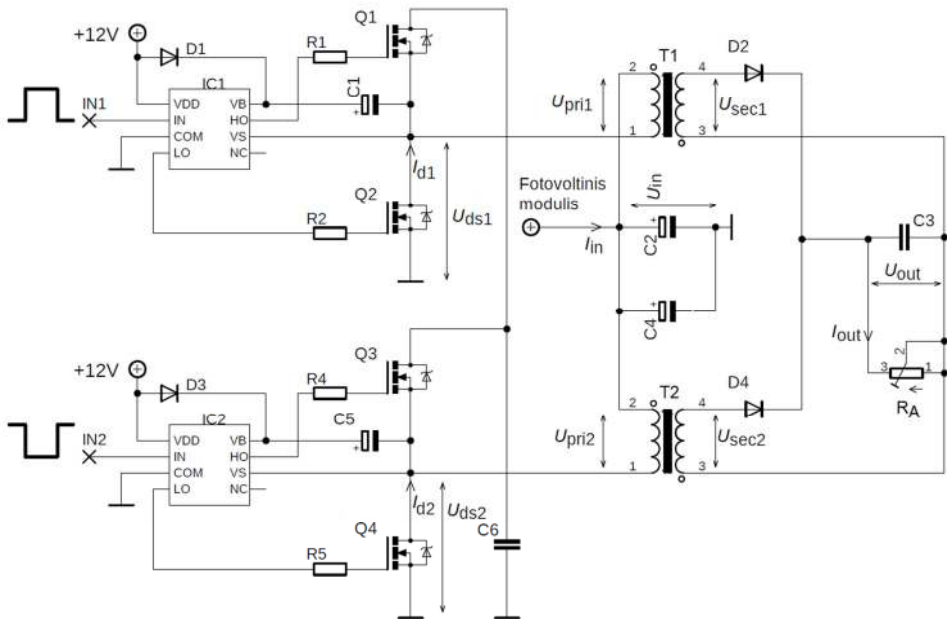
Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine elektrinė schema pateikta 2.6 paveiksle. Šis keitiklis, kaip ir klasikinis (2.2 pav.), sudarytas iš dviejų identišκών blokų (1-as blokas Q1, Q2 ir 2-as blokas Q3, Q4 ir T2), dirbančių priešfazėje, t. y. kai 1 bloko raktas Q2 yra atviras, antro bloko raktas Q4 yra uždaras ir atvirkščiai, jei Q2 uždaras, tai Q4 atviras. IPM signalas į raktų valdymo schemas tiekiamas iš impulsinio signalo generatoriaus SG3525, kaip ir tiriant klasikinį grįžtamąjį nuolatinės įtampos keitiklį.

Siūlomo keitiklio skirtumai nuo klasikinio keitiklio:

1. Klasikinio keitiklio (2.2 pav.) aktyviojoje viršįtampio gesinimo grandinėje naudojami Q2 ir Q4 lauko tranzistoriai su p kanalu. Siūlomo patobulinto keitiklio (2.6 pav.) viršįtampio gesinimo grandinė sukurta naudojant Q1 ir Q3 tranzistorius su n tipo kanalu.

Privalumas – lauko tranzistoriai su n tipo kanalu turi spartesnę greitaveiką ir mažesnę atviro tranzistoriaus varžą.

- Viršįtampių gesinimo grandinės tranzistorių valdymui naudojamas signalas paduodamas atžvilgiu „žemės“, todėl valdymo grandinė yra paprasta. Tranzistoriai su p tipo kanalu valdomi ne atžvilgiu „žemės“, naudojant neigiamo poliaringumo impulsus. Todėl tranzistoriaus valdiklis yra sudėtingesnis nei tranzistoriaus su n kanalu.



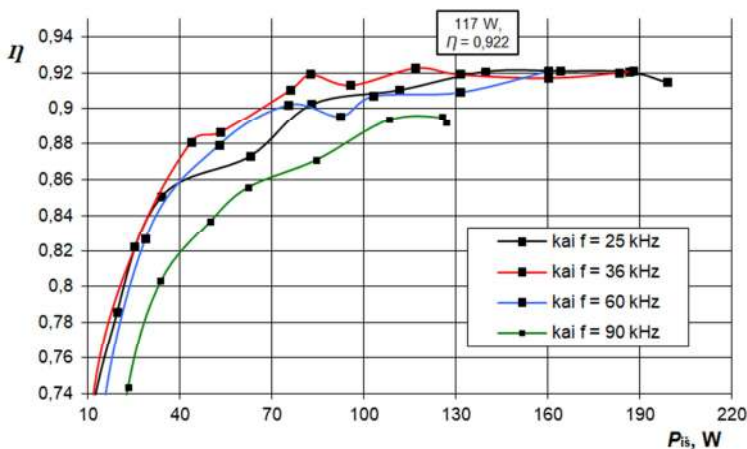
2.6 pav. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine elektrinė schema

Fig. 2.6. The circuit diagram of the DC/DC flyback converter with the alternative active overvoltage suppression

2.2.2. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficiento tyrimas

Keitiklis su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine buvo tiriamas analogiškai klasikiniam keitikliui, t. y. tyrimai buvo atlikti maitinant keitiklį 30 V maitinimo įtampa, apkrovus keitiklį reostatu kurio varža $R_A = 430 \Omega$. Tyrimai buvo atliekami prie šių keitiklio raktų komutavimo dažnių: 25; 36; 60 ir

90 kHz, tiriant keitiklio naudingumo koeficiento priklausomybę nuo tiekiamos į apkrovą galios. Tiekiamą galią buvo valdoma keičiant impulsų skvarbą D diapazone nuo 0 iki 48 %. Gautos naudingumo koeficiento priklausomybės nuo keitiklio tiekiamos į apkrovą galios prie skirtingų raktų komutavimo dažnio pateiktos 2.7 paveiksle. Iš gautų rezultatų matyti, kad aukščiausias naudingumo koeficientas gaunamas prie 36 kHz raktų komutavimo dažnio, o mažiausias – naudojant 90 kHz raktų komutavimo dažnį. Naudingumo koeficientas pradeda stipriai mažėti, kai galia tiekiamą į apkrovą yra mažesnė už 70 W. Tuo tarpu naudingumo koeficientas galių diapazone nuo 70 iki 190 W yra santykinai aukštas ir mažai kinta.

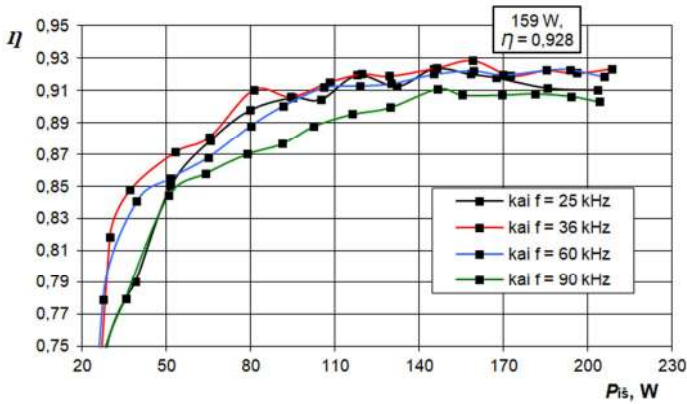


2.7 pav. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficiento priklausomybė nuo tiekiamos į apkrovą galios skirtingiems raktų komutavimo dažniams esant fiksuotai apkrovos varžai $R_A = 430 \Omega$

Fig. 2.7. Efficiency dependence of converter with the alternative active overvoltage suppression on converter output power at various switching frequencies at fixed load resistance $R_A = 430 \Omega$

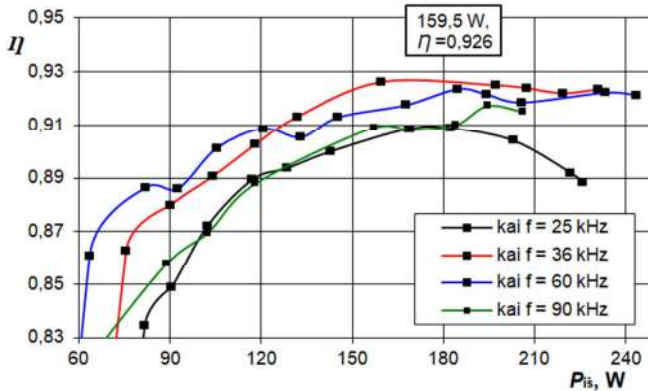
Kitu bandymu buvo tiriama keitiklio naudingumo koeficiento priklausomybė nuo apkrovos galios, keičiant apkrovos varžą R_A , esant fiksuotai raktus valdančio IPM signalo skvarbai. Tyrimai atlikti prie šių raktų komutavimo dažnių: 25; 36; 60 ir 90 kHz, prie dviejų skvarbos verčių: $D = 35 \%$, ir $D = 44 \%$. Gauti rezultatai pateikti 2.8 ir 2.9 paveiksluose.

Juose matyti, kad prie 35 % impulsų skvarbos aukščiausia 0,928 keitiklio naudingumo koeficiento vertė pasiekama esant 36 kHz raktų komutavimo dažniui, tiekiant į apkrovą 159 W galią. Prie 44 % impulsų skvarbos aukščiausia 0,926 keitiklio naudingumo koeficiento vertė pasiekama taip pat esant 36 kHz raktų komutavimo dažniui, tiekiant į apkrovą 159,5 W galią.



2.8 pav. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficiento priklausomybė nuo tiekiamos į apkrovą galios skirtingiems raktų komutavimo dažniams esant fiksuotai impulsų skvarbai $D = 35 \%$

Fig. 2.8. Efficiency dependence of converter with the alternative active overvoltage suppression on converter output power at various switching frequencies at fixed duty cycle $D = 35 \%$

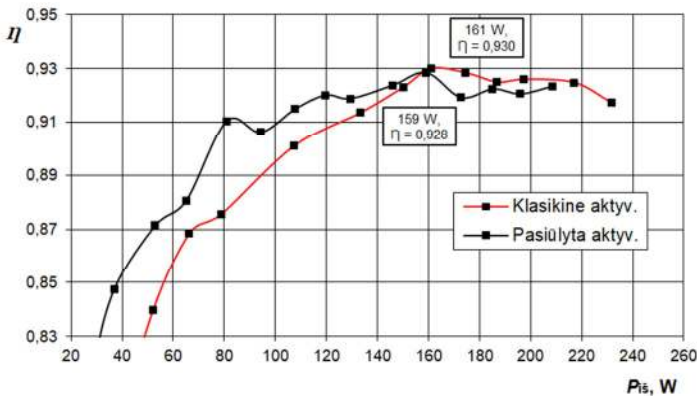


2.9 pav. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficiento priklausomybė nuo tiekiamos į apkrovą galios skirtingiems raktų komutavimo dažniams esant fiksuotai impulsų skvarbai $D = 44 \%$

Fig. 2.9. Efficiency dependence of converter with the alternative active overvoltage suppression on converter output power at various switching frequencies at fixed duty cycle $D = 44 \%$

Taip pat matome, kad esant 35 % impulsų skvarbai, 36 kHz raktų komutavimo dažnio taikymas leidžia gauti aukščiausią keitiklio naudingumo koeficientą visame tirtame galių diapazone (2.8 pav.), tuo tarpu esant 44 %

impulsų skvarbai, kai galia mažesnė nei 125 W, aukštesnis naudingumo koeficientas pasiekiamas prie 60 kHz raktų komutavimo dažnio (2.9 pav.). Matome (2.9 pav.), kad naudojant 25 kHz raktų komutavimo dažnį stebimas ryškus keitiklio naudingumo koeficiento mažėjimas kai tiekama į apkrovą galia viršija 175 W, tuo tarpu prie 35 % impulsų skvarbos naudingumo koeficiento mažėjimas nėra toks ryškus.



2.10 pav. Keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine (juoda spalva) ir klasikinio keitiklio (raudona spalva) naudingumo koeficiento priklausomybė nuo tiekiamos į apkrovą galios. Raktų komutavimo dažnis 36 kHz; impulsų skvarba 35 %

Fig. 2.10. Efficiency dependence of converter with the alternative active overvoltage suppression (black) and classical converter (red) on output power at 36 kHz switching frequency and 35% duty cycle

Klasikinio nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio su aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine ir siūlomo keitiklio su alternatyvia aktyviaja viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficientų priklausomybių nuo tiekiamos galios palyginimas pateiktas 2.10 paveiksle. Iš jų matosi, kad keitiklio su alternatyvia viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficientas prie galių mažesnių nei 158 W, yra vidutiniškai 2 % aukštesnis nei klasikinio nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio. Aukštesnis keitiklio su alternatyvia viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficientas pasiektas dėl to, kad pasiūlytas naujas viršįtampio gesinimo grandinės sprendimas leidžia raktui viršįtampio grandinėje naudoti lauko tranzistorius su n tipo kanalu, kurie turi mažesnę atviro tranzistoriaus varžą, lyginant su tranzistoriais su p tipo kanalu, naudojamais klasikiniame keitiklyje.

2.3. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis

Pasiūlytas dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis skiriasi nuo tradicinių tokio pat tipo keitiklių tuo, kad jame viršįtampio energijos gražinimui į pirminį energijos šaltinį nereikia aktyviosios energijos gražinimo grandinės. Jame taip pat nebereikia slopinti viršįtampio papildomais rezistoriniais arba reaktyviaisiais elementais, kurie naudoja papildomą energiją, mažinančią keitiklio naudingumo koeficientą.

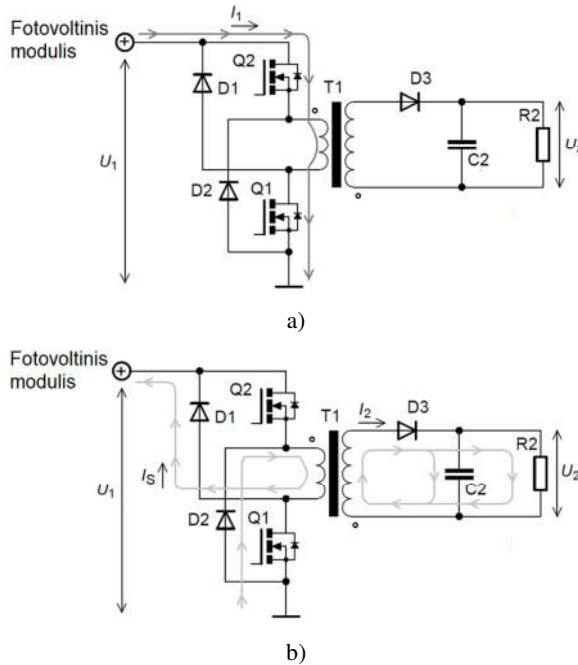
2.3.1. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio elektrinė schema ir veikimo principas

Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamieji keitikliai paprastai taikomi įtampos žeminimui, kaip alternatyva tiesioginio tipo keitikliams (Zhao et al. 2007; Bodur et al. 2018; Kim et al. 2016; Hua et al. 2019). Šiame darbe mes siūlome grįžtamąjį keitiklį naudoti įtampos aukštinimui, pritaikant jį kuriamam fotovoltiniam mikroinverteriui. Keitiklio elektrinė schema pateikta 2.11 paveiksle. Keitiklį sudaro du tranzistoriniai raktai Q1 ir Q2. Šie raktai dirba sinchroniškai, t. y. jie būna arba abu atviri arba abu uždari, todėl galima išskirti du darbo ciklus per vieną raktų komutavimo signalo periodą:

1. Atidarius Q1 ir Q2 raktų tranzistorius (2.11 pav. a), grįžtamojo transformatoriaus T1 pirminė apvija prijungiama prie nuolatinės įtampos šaltinio (fotovoltinio modulio) ir ja ima tekėti srovė I_1 , kaupiama energija transformatoriaus magnetiniame lauke.
2. Uždarius Q1 ir Q2 raktus (2.11 pav. b), atpalaiduojama magnetiniame lauke sukaupta energija indukuojama į antrinę transformatoriaus apviją ir jos sukurta srovė per diodą D3 kraunamas kondensatorius C2. Gauta nuolatinė įtampa perduodama apkrovai R2. Raktų uždarymo momentu saviindukuotos pirminėje apvijoje viršįtampio energijos sukurta srovė I_S diodais D1 ir D2 tiekama atgal į maitinimo šaltinį.

Pasiūlytame nuolatinės įtampos grįžtamajame keitiklyje su dvejais raktais viršįtampių generuojamą energiją galima gražinti atgal į nuolatinės įtampos šaltinį U_1 tiesiogiai per diodus D1, D2. Dėl šios priežasties viršįtampis sumažinamas iki pirminio maitinimo šaltinio įtampos U_1 vertės. Tai leidžia keitiklio raktams Q1, Q2 naudoti lauko tranzistorius su mažesne uždaro tranzistoriaus pramušimo įtampa nei tradiciniuose grįžtamuosiuose keitikliuose,

nes tradiciniuose keitikliuose raktai yra veikiami papildomai viršįtampio ir antrinės įtampos atvaizdo įtampų.



2.11 pav. Nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio su dvejais raktais elektrinė schema ir transformatoriaus pirminėje ir antrinėje apvijose tekančių srovių kontūrai: a) kontūras, kai raktų Q1, Q2 tranzistoriai atsidaro; b) kontūras, kai raktų Q1, Q2 tranzistoriai užsidaro

Fig. 2.11. Circuit diagram of two-switch DC-DC flyback converter and current flow: a) current flow when switches Q1, Q2 are in state ON; b) current flow when switches Q1, Q2 are in state OFF

Įtampa, kuria yra veikiami raktų tranzistoriai klasikiniuose grįžtamuosiuose keitikliuose galima aprašyti išraiška:

$$U_{\text{maks.}} = U_1 + U_{\text{sp}} + U_2 \frac{n_1}{n_2}, \quad (2.2)$$

čia $U_{\text{maks.}}$ – įtampa kuria veikiami raktai; U_1 – keitiklio įėjimo ir U_2 – išėjimo įtampos; U_{sp} – grįžtamojo transformatoriaus magnetinio sklaidos srauto kuriamas viršįtampis; n_1 ir n_2 – grįžtamojo transformatoriaus pirminės ir antrinės apvijų vijų skaičius.

Galimybė naudoti mažesnės įtampos raktų tranzistorius ne tik sumažina keitiklio savikainą, bet ir leidžia padidinti keitiklio naudingumo koeficientą, nes žemesnės įtampos lauko tranzistoriai turi mažesnę atviro tranzistoriaus varžą.

Siūlomo grįžtamojo keitiklio įtampą aukštinantis transformatorius veikia kaip srovės šaltinis, jeigu įėjimo ir išėjimo įtampos U_1 ir U_2 tenkinama sąlyga:

$$U_1 > U_2 \frac{n_1}{n_2}, \quad (2.3)$$

jeigu ši sąlyga nėra tenkinama, įtampos aukštinimo režime grįžtamasis transformatorius veikia kaip įprastas įtampos transformatorius – pirminėje apvijoje indukuotas antrinės apvijos įtampos atvaizdas nukreipiamas atgal į maitinimo šaltinį, o antrinė indukuota įtampa priklausys nuo keitiklio maitinimo šaltinio amplitudės ir transformatoriaus apvijų santykio:

$$U_2 = U_1 \frac{n_2}{n_1}. \quad (2.4)$$

2.3.2. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio naudingumo koeficiento tyrimas

Nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio su dvejais raktais elektrinė schema pateikta 2.11 paveiksle. Fotovoltinis modulis imituojamas įtampos šaltiniu, kurio įtampa U_1 yra lygi 2.1. skyriuje atlikto eksperimento su klasikiniu grįžtamoju keitikliu maitinimo šaltinio įtampai. Keitiklio išėjimas apkrautas aktyvine varža R2. Keitiklio komponentų tipai ir parametrai pateikti 2.1 lentelėje.

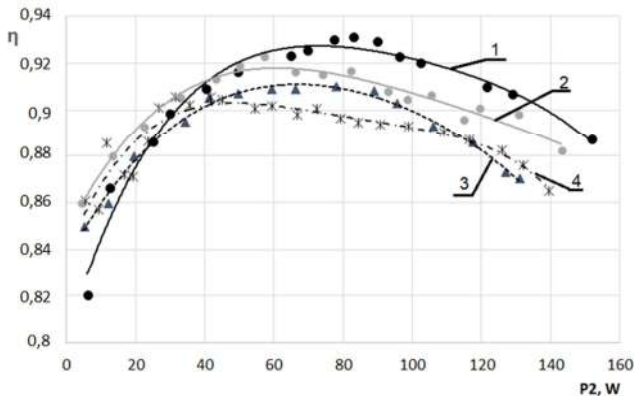
2.1 lentelė. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio komponentų tipai ir parametrai

Table 2.1. Types and parameters of two-switch DC-DC flyback converter components

Komponentas	Komponento tipas	Komponento parametras
Q1, Q2	IRF3205	$U_{\max} = 55 \text{ V}; I_{\max} = 110 \text{ A}$
D1, D2	MBR1060	$U_{\max} = 60 \text{ V}; I_{\max} = 10 \text{ A}$
D3	MUR1560	$U_{\max} = 600 \text{ V}; I_{\max} = 15 \text{ A}$
C1	Plėvelinis	$0,22 \mu\text{F}; U_{\max} = 400 \text{ V}$
T1	KA4823-CL	$I_m = 28 \mu\text{H}; I_1 = 0,15 \mu\text{H}; k = 1:12$

Eksperimento metu buvo tirta keitiklio naudingumo koeficiento priklausomybė nuo tiekiamos į apkrovą galios prie įvairių apkrovos R2 varžų: 330 Ω ; 660 Ω ; 990 Ω . Galia buvo valdoma keičiant IPM signalo, kuriuo valdomi keitiklio raktų tranzistoriai Q1, Q2, impulsų skvarba, esant fiksuotam IPM

signalu raktų komutavimo dažniui $f = 36$ kHz. Gauti rezultatai palyginti su klasikinio grįžtamojo keitiklio rezultatais, kurio eksperimentinis tyrimas tokiomis pačiomis sąlygomis pakartotas prie $R_2 = 660 \Omega$ apkrovimo varžos. Eksperimento rezultatai gauti matuojant keitiklio įėjimo ir išėjimo įtampą ir srovę, naudojant multimetrus Fluke 8846A. Gauti rezultatai pateikti 2.12 paveiksle.



2.12 pav. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios tiekiamos į apkrovą. Eksperimentai atlikti 36 kHz raktų komutavimo dažniui prie šių apkrovos varžų: 1 – 990 Ω; 2 – 660 Ω; 3 – 330 Ω. 4-ta kreivė pateikta priklausomybė klasikiniam grįžtamajam keitikliui, kai apkrovos varža 660 Ω

Fig. 2.12. The dependence of two-switch DC-DC flyback converter efficiency on output power at 36 kHz switching frequency and various load resistances: 1 – 990 Ω; 2 – 660 Ω; 3 – 330 Ω. Curve 4 presents the efficiency dependence of classical DC-DC flyback converter at 660 Ω load resistance

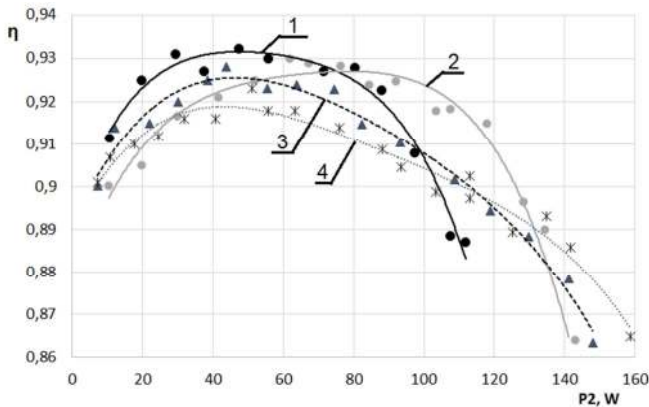
Gautiems naudingumo koeficiento rezultatų priklausomybėms aproksimuoti panaudotas *Microsoft Excel* daugianaris aproksimacijos metodas. Iš jų matosi, kad keitiklio naudingumo koeficientas prie tos pačios galios tiekiamos į apkrovą didėja didinant apkrovos varžą, t. y. kai keitiklis tą pačią galią pasiekia prie mažesnės srovės. Aukštesnis naudingumo koeficientas šiuo atveju gaunasi todėl, kad galios nuostoliai raktų tranzistoriuose ir grįžtamajame transformatoriuje gaunasi mažesni prie mažesnės srovės. Didžiausias naudingumo koeficiento vertė 0,93 pasiekama naudojant didžiausią apkrovimo varžą (990 Ω), kai į apkrovą tiekiamas 80 W galia. Naudingumo koeficientas nenukrinta žemiau 0,92, kai galia tiekiamas į apkrovą kinta diapazone nuo 50 iki 105 W.

Pasiūlytas nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis su dvejais raktais turi žymiai aukštesnį naudingumo koeficientą už klasikinį nuolatinės įtampos keitiklį. Pavyzdžiui, siūlomo keitiklio naudingumo koeficientas prie 80 W

galios, kai apkrovos varža $R_2 = 660 \Omega$, siekia 0,918, tuo tarpu klasikinio – 0,895, t. y. 2,3 % didesnis.

Lyginant su patobulintu klasikiniu keitikliu su alternatyvia viršįtampio gesinimo grandine, keitiklis su dvejais raktais turi panašų naudingumo koeficientą 100–120 W galių diapazone, o 120–150 W galių diapazone – maždaug 2 % mažesni. Tačiau keitiklis su dvejais raktais turi 15–2,2 % aukštesnį naudingumo koeficientą kai galia kinta 10–70 W diapazone. Naudingumo koeficientas mažesnių galių diapazone yra svarbesnis nei prie didesnės nei 120 W galios, nes modulis nominalią galią, nurodytą jo techninėse charakteristikose, tiekia idealiu atveju, esant giedram orui, kai saulė yra zenite. Realiai, didžiausią laiko dalį, dėl debesuotumo ir todėl kad saulės spinduliai krinta ne vertikaliai į modulio paviršių, modulis tiekia apie 10–20 % nominalios galios (H. Abunima), t. y. 25–50 W.

Gautos priklausomybės nėra monotoniškos ir turi maksimumus. Tokį priklausomybių pobūdį sąlygoja du faktoriai, stipriai įtakojantys naudingumo koeficientą. Keitikliui veikiant maža galia, jo naudingumo koeficientą apsprendžia racto komutacijos nuostoliai, kurie nuo galios mažai priklauso, todėl keitikliui veikiant didesne galia komutacinių nuostolių įtaka mažėja ir naudingumo koeficientas auga, tačiau vis didesnę įtaką pradeda daryti transformatoriaus vario ir raktų atvirojo tranzistoriaus laidumo nuostoliai, todėl keitikliui veikiant prie didesnių galių naudingumo koeficientas ima vėl mažėti.



2.13 pav. Dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios tiekiamos į apkrovą. Eksperimentai atlikti 430 Ω apkrovos varžai prie šių raktų komutavimo dažnių: 1 – 25 kHz; 2 – 36 kHz; 3 – 60 kHz; 4 – 90 kHz

Fig. 2.13 The dependence of two-switch DC-DC flyback converter efficiency on output power at 430 Ω converter load resistance for the following switching frequencies: 1 – 25 kHz; 2 – 36 kHz; 3 – 60 kHz. 4 – 90 kHz

Kitu bandymu tiriama raktų komutavimo dažnio įtaka nuolatinės įtampos grįžtamojo keitiklio su dvejais raktais naudingumo koeficientui. Tuo tikslu tiriamos naudingumo koeficiento priklausomybės nuo galios tiekiamos į apkrovą prie šių raktų komutavimo dažnių: 25, 36, 60, 90 kHz, kai apkrova $R_2 = 430 \Omega$. Gautos priklausomybės pateiktos 2.13 paveiksle. Iš gautų rezultatų matome, kad maksimali naudingumo koeficiento vertė 0,932 pasiekama prie 25 kHz raktų komutavimo dažnio ir 50 W išėjimo galios. Tačiau prie 36 kHz dažnio gauname aukštesnį naudingumo koeficientą prie didesnių galių. Pavyzdžiui, naudingumo koeficientas esant 25 kHz raktų komutavimo dažniui, pradeda stipriai mažėti viršijus 80 W galią, tuo tarpu prie 36 kHz – viršijus 110 W. Didžiausia naudingumo koeficiento vertė pasiekama prie 36 kHz yra 0,928 ir ji yra gaunama prie 80 W apkrovos galios. Prie aukštesnių 60 ir 90 kHz raktų komutavimo dažnio naudingumo koeficientas yra mažesnis dėl didesnių komutacinių nuostolių raktų tranzistoriuose Q1, Q2.

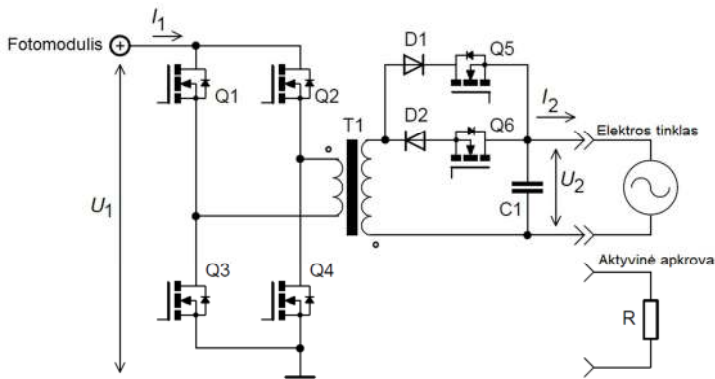
Atlikti šiame skyriuje eksperimentiniai nuolatinės įtampos aukštinančiųjų keitiklių, skirtų fotovoltiniams mikroinverteriams, tyrimai parodė kad pasiūlytas grįžtamasis keitiklis su dvejais raktais turi aukštesnį naudingumo koeficientą, visame tirtų galių diapazone lyginant su klasikiniu keitikliu bei didesnę 10–70 W galios diapazone, lyginant su patobulintu klasikiniu keitikliu. Taip pat grįžtamasis keitiklis su dvejais raktais turi mažiau komponentų, lyginant su klasikiniu bei patobulintu klasikiniu keitikliu. Dėl minėtų priežasčių, mikroinverteris buvo kuriamas naudojant dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamąjį keitiklį.

2.4. Vienos pakopos mikroinverteris, sudarytas iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių

Naudojant du dviejų raktų grįžtamuosius keitiklius, sukurtas energetiškai efektyvus vienos pakopos mikroinverteris. Nuo žinomų vienos pakopos mikroinverterių jis skiriasi antrinėje grįžtamojo transformatoriaus apvijoje naudojamų raktų, skirtų sinusoidinės įtampos suformavimui iš teigiamo ir neigiamo įtampos pusperiodžių, sprendimu ir tuo, kad jo realizavimui panaudotas naujas, 2.3 poskyryje pasiūlytas, dviejų raktų grįžtamasis nuolatinės įtampos keitiklis. Šiame skyriuje aprašytas šio mikroinverterio principas bei pateikti jo eksperimentinių tyrimų ir matematinio modeliavimo rezultatai.

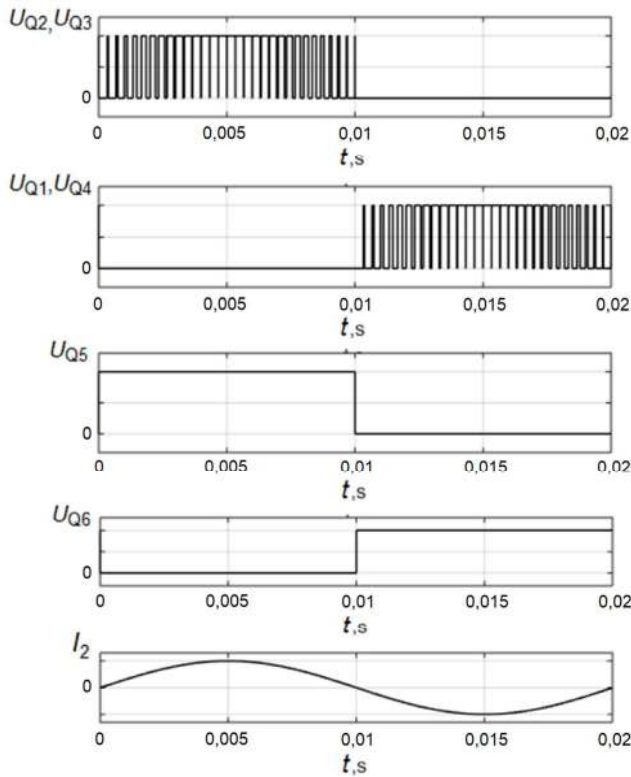
2.4.1. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, elektrinė schema ir veikimo principas

Siūlomo mikroinverterio elektrinė schema pateikta 2.14 paveiksle. Jį sudaro du priešinga faze veikiantys, 2.3 poskyryje analizuoti, dviejų raktų grįžtamieji įtampos keitikliai. Vieną keitiklį sudaro raktai Q1, Q4, kitą – Q2, Q3. Tam kad būtų formuojama sinuso formos įtampa, keitiklių raktai yra valdomi IPM signalu, moduluojant impulsų trukmę sinuso dėsniumi. Raktų valdymo signalai pateikti 2.15 paveiksle. Vienas keitiklis formuoja teigiamą, kitas – neigiamą įtampos pusperiodį, t. y. kai vienas keitiklis formuoja įtampos pusperiodį kito keitiklio raktai yra uždari. Kitaip sakant, mikroinverterį sudaro du grįžtamieji įtampos keitikliai, naudojantys tą patį grįžtamąjį transformatorių. Sinuso formos įtampos formavimui iš įtampos pusperiodžių ir jų tiekimui į apkrovą, antrinėje grįžtamojo transformatoriaus apvijoje naudojamas autorius pasiūlytas sprendimas, kuris realizuojamas raktais Q5, Q6 ir diodais D1, D2. Teigiamas pusperiodis tiekiamas per atvirą raktą Q5 ir diodą D1 (raktas Q6 uždarytas), o neigiamas pusperiodis tiekiamas per atvirą raktą Q6 ir diodą D2 (raktas Q5 uždarytas). Transformatoriaus magnetinio lauko nuotėkio sukurti viršįtampiai, generuojami tranzistorių Q1–Q4, uždarymo momentu, gražinami į maitinimo šaltinį diodais, kurie yra raktų, naudojamų mikroinverteryje, konstrukcijos dalis. Dėl šios priežasties nebereikia naudoti atskirų diodų viršįtampių gražinimui į mikroinverterio maitinimo šaltinį. Mikroinverterio maketas parodytas 2.16 paveiksle.



2.14 pav. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, elektrinė schema

Fig 2.14. Circuit diagram of single stage microinverter based on couple of two switch flyback converters



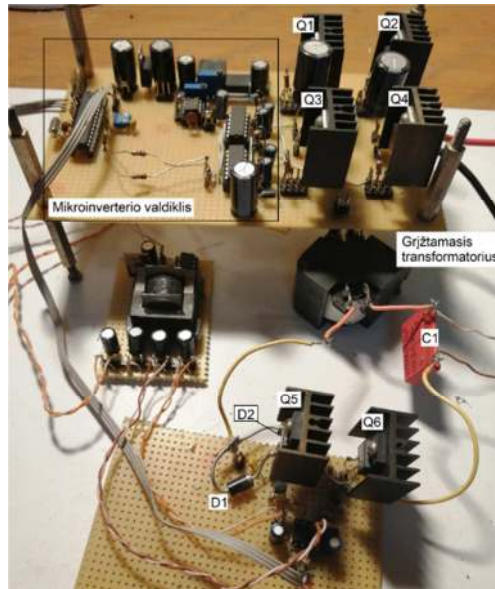
2.15 pav. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, raktų valdymo signalai

Fig. 2.15. Control signals of switch transistors of single stage microinverter based on couple of two switch flyback converters

2.2 lentelė. Mikroinverterio pagrindinių komponentų tipai ir parametrai

Table 2.2. Types and parameters of microinverter main components

Elektronikos komponentas	Tipas	Parametrai
Q1, Q2, Q3, Q4	IRF3205	55 V; 110 A
Q5, Q6	2SK2717	900 V; 5 A
D1, D2	FUF5408	1000 V; 3 A
C1	Plėvelinis	0,22 μ F; 400 V
T1	KA4823-CL	$I_m = 28 \mu$ H; $I_1 = 0,15 \mu$ H; $k = 1:12$



2.16 pav. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, maketas

Fig. 2.16. Experimental test bench of a of single stage microinverter based on couple of two switch flyback converters

Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, pagrindinių elektronikos komponentų tipai ir parametrai pateikti 2.2 lentelėje.

2.4.2. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, naudingumo koeficiento tyrimas

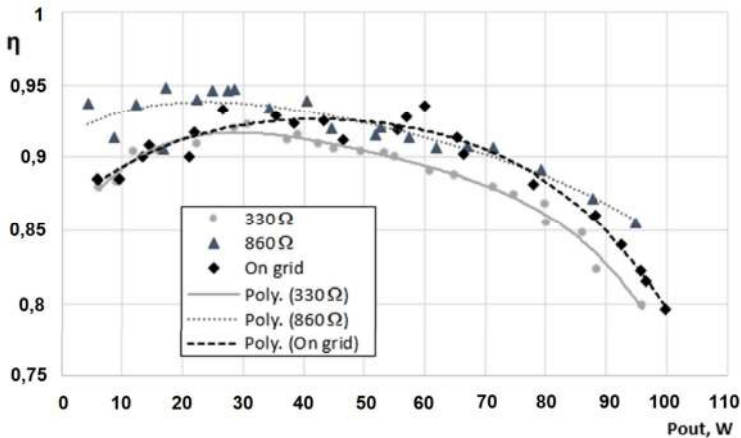
Vienos pakopos mikroinverteris, sudarytas iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, buvo tiriamas eksperimentiškai šiais režimais:

1. Veikiant autonominiu režimu, kai energija tiekama į aktyvinę apkrovą.
2. Jungiant prie elektros tinklo, kai energija tiekama į tinklą.

Tiriant mikroinverterį autonominiu režimu, jis buvo apkrautas aktyvinę 330 ir 860 Ω apkrova. Buvo tiriama mikroinverterio naudingumo koeficiento priklausomybė nuo tiekiamos į apkrovą galios. Taip pat buvo tiriami mikroinverterio išėjimo įtampos netiesiniai iškreipimai. Mikroinverterio tiekiamą galia į aktyvinę apkrovą buvo valdoma keičiant SIPM signalo, kuriuo

valdomi keitiklio raktai Q1–Q4, impulsų skvarbą, esant fiksuotam SIPM signalo raktų komutavimo dažniui $f = 36$ kHz.

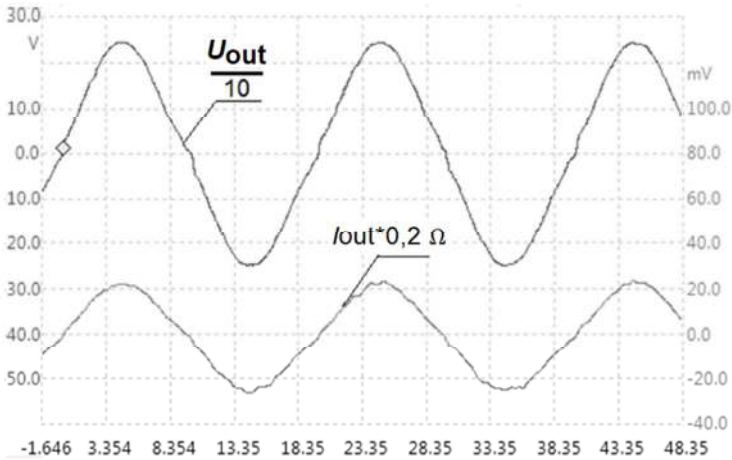
Tiekiami į mikroinverterį galia buvo matuojama Fluke 8846A multimetrais (paklaida ne didesnė kaip 0,1 %), antrinėje grandinėje – galios analizatoriumi Siemens SENTRON PAC3200 (paklaida ne didesnė kaip 0,5 %). Gautos naudingumo koeficiento priklausomybės nuo galios tiekiamos į apkrovą pateiktos 2.17 paveiksle.



2.17 pav. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, naudingumo koeficiento priklausomybė nuo tiekiamos į apkrovą galios, kai mikroinverteris veikia energetinės salos režimu ir kai tiekia energiją į elektros tinklą
Fig. 2.17. Dependence of the single stage microinverter based on couple of two switch flyback converters efficiency on output power in on-grid and off-grid operating modes

Iš gautų rezultatų (2.17 pav.) matosi, kad inverteriui veikiant salos režimu aukštesnis naudingumo koeficientas gaunamas prie didesnės apkrovos varžos (860 Ω), t. y. tada, kai ta pati tiekiami į apkrovą galia pasiekiami prie aukštesnės mikroinverterio įtampos ir mažesnės srovės. Taip atsitinka todėl, kad esant mažesnei srovei gaunami mažesni energijos nuostoliai raktų tranzistoriuose ir grįžtamajame transformatoriuje. Maksimalus išmatuotas naudingumo koeficientas veikiant mikroinverteriui salos režimu siekia 0,95 prie 860 Ω apkrovos, esant 28 W galiai tiekiamai į apkrovą.

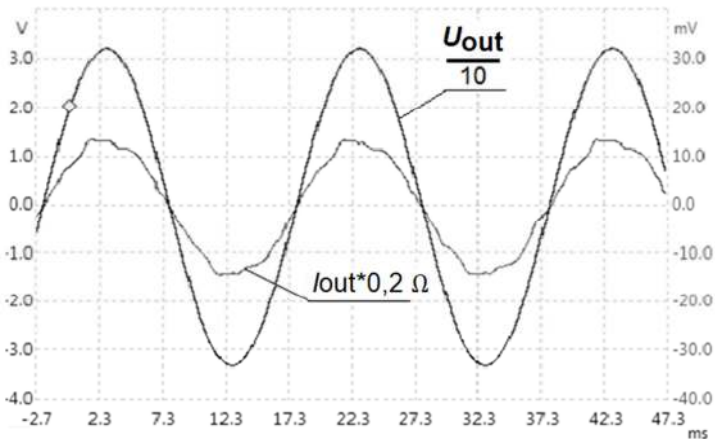
Veikiant mikroinverteriui tinklo režimu, maksimalus išmatuotas naudingumo koeficientas siekia 0,94, kai į elektros tinklą tiekiami 45 W galia. Mikroinverterio naudingumo koeficientas nenukrinta žemiau 0,9, kai galia kinta nuo 15 iki 70 W. Prie mažesnių galių naudingumo koeficientas mažėja dėl galios raktų komutacijos nuostolių. Naudingumo koeficientas prie didesnių galių mažėja taip pat, nes dėl padidėjusios srovės išauga laidumo nuostoliai raktų tranzistoriuose ir grįžtamajame transformatoriuje.



2.18 pav. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, išėjimo įtampa (skalė kairėje) ir srovė (skalė dešinėje), keitikliui veikiant salos režimu.

IPM įtampos raktų komutavimo dažnis 36 kHz, mikroinverterio apkrovos varža 860 Ω

Fig. 2.18. Output voltage (scale on the left) and current (scale on the right) waveforms of the single stage microinverter based on couple of two switch flyback converters for the situation when microinverter operates in off-grid mode at 36 kHz switching frequency and is loaded by the 860 Ω resistive load



2.19 pav. Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, išėjimo įtampa (skalė kairėje) ir srovė (skalė dešinėje), keitikliui veikiant tinklo režimu.

IPM įtampos raktų komutavimo dažnis 36 kHz

Fig. 2.19 Output voltage (scale on the left) and current (scale on the right) waveforms of single stage microinverter based on couple of two switch flyback converters for the situation when microinverter operates in grid-tied mode at 36 kHz switching frequency

Mikroinverterio generuojamos įtampos ir tiekiamos į apkrovą srovės stebėjimui bei netiesinių iškreipymų matavimui buvo naudojamas oscilografas PicoScope 4223.

Salos režime veikiančio mikroinverterio įtampa ir srovė pavaizduotos 2.18 paveiksle. Srovė buvo matuojama naudojant $0,2 \Omega$ šuntą, įtampa matuojama naudojant 1:10 įtampos daliklį. Mikroinverteris buvo apkrautas 860Ω aktyvine apkrova. Išmatuoti įtampos netiesiniai iškreipymai sudarė 4,4 %. Iš 2.18 paveikslo matyti, kad didžiausi įtampos iškreipymai gaunami kai įtampos vertė pereina per nulį. Šie iškreipymai atsiranda dėl to, kad abiejų raktų tranzistoriai, juos perjungiant, tranzistorių saugumui užtikrinti, yra mažai trukmei (angl. *dead time*) uždaromi.

Tinklo režimu veikiančio mikroinverterio įtampa ir srovė pateikta 2.19 paveiksle. Srovė buvo matuojama naudojant $0,2 \Omega$ šuntą, įtampa matuojama naudojant 1:100 įtampos daliklį. Veikiant mikroinverteriui tinklo režimu, svarbūs yra tiekiamos į tinklą srovės netiesiniai iškreipymai. Jie sudarė 11,2 %. Didžiausi srovės iškreipymai gauti srovės fazei pereinant per nulį, kai abu tranzistoriai Q5 ir Q6 yra uždaromi. Taip pat srovės iškreipymai stebimi srovei pasiekus 60 % amplitudinės vertės. Tokį srovės iškreipimą lemia keitiklio srovės formos valdymo sistemos netobulumas.

2.5. Antrojo skyriaus išvados

1. Patobulinto nuolatinės įtampos keitiklio su alternatyvia aktyvine viršįtampio gesinimo grandine naudingumo koeficientas yra 2–3 % didesnis už klasikinio, kai galia neviršija 160 W. Didesnis naudingumo koeficientas pasiektas dėl pasiūlytos efektyvesnės viršįtampio gesinimo grandinės ir todėl, kad keitiklio raktų Q1 ir Q3 įgyvendinimui panaudoti n tipo kanalo lauko tranzistoriai, turintys mažesnę atviro tranzistoriaus varžą, lyginant su p tipo kanalo tranzistoriais.
2. Sukurtas dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis, lyginant su klasikiniu, turi mažiau elektronikos komponentų, naudojamas paprastesnis lauko tranzistorių valdymas.
3. Pasiūlytas dviejų raktų nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis turi žymiai aukštesnį naudingumo koeficientą už klasikinį nuolatinės įtampos keitiklį. Siūlomo keitiklio naudingumo koeficientas prie 80 W galios, kai apkrovos varža $R_2 = 660 \Omega$, siekia 0,918, tuo tarpu klasikinio – 0,895, t. y. 2,3 % didesnis.

4. Lyginant su patobulintu klasikiniu keitikliu su alternatyvia viršįtampio gesinimo grandine, dviejų raktų keitiklis turi panašų naudingumo koeficientą 100–120 W galių diapazone, Tačiau keitiklis su dvejais raktais turi 15–2,2 % aukštesnę naudingumo koeficientą kai galia kinta 10–70 W diapazone.
5. Sukurto vienos pakopos mikroinverterio didžiausias išmatuotas naudingumo koeficientas, veikiant mikroinverteriui salos režimu, siekia 0,95 prie 860 Ω apkrovos varžos ir 36 kHz komutavimo dažnio, kai galia tiekama į apkrovą 28 W. Veikiant mikroinverteriui tinklo režimu, maksimalus išmatuotas naudingumo koeficientas siekia 0,94, kai į elektros tinklą tiekama 45 W galia.

3

Mikroinverterio valdymo sistemos kūrimas ir elementų parametru įtakos mikroinverterio energetiniam efektyvumui tyrimas

Šiame skyriuje sprendžiama į elektros tinklą tiekiamos mikroinverterio srovės valdymo problema. Pateikti vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, srovės valdymo sistemos, naudojant proporcinį integralinį (PI) ir siūlomą PI valdiklį su keičiamu laike proporcinium koeficientu, tyrimo rezultatai. Taip pat pateikti elementų parametru įtakos mikroinverterio energetiniam efektyvumui analizės rezultatai. Gauti rezultatai paskelbti keturiose publikacijose (Bielskis et al. 2020; Iysaouy & Bielskis et al 2018a; Iysaouy & Bielskis et al 2018b; Bielskis et al. 2016a) ir pristatyti keturiose konferencijose. Atliktais tyrimais buvo sprendžiamos mikroinverterio tiekiamos į tinklą srovės kokybės ir mikroinverterio energetinio efektyvumo gerinimo problemos.

3.1. Mikroinverterio srovės valdymo sistemos kūrimas ir tyrimas

Tinklo mikroinverteris tiekia elektros energiją į elektros tinklą veikdamas srovės šaltinio režimu. Vienas iš pagrindinių reikalavimų yra išlaikyti tiekiamos srovės sinuso formą (Xin et al. 2017; Kojabadi et al. 2006; Nan et al. 2017; Suzuki et al. 2019; Xia et al. 2017). Aukštesniosios harmonikos gali būti slopinamos naudojant tradicinius LC filtrus. Tačiau pasyvūs filtrai nėra veiksmingi pašalinant harmonikas (Na et al. 2018; Wang et al. 2019; Popescu et al 2018; Lee et al. 2016; Kazmierkowski et al 1998). Veiksmingiau yra naudoti grįžtamojo ryšio valdymo sistemą mikroinverterio srovės sinuso dėsnio valdymui. Tam tikslui į mikroinverterio struktūrą turi būti įterpta sinuso dėsnio sekimo sistema, kuri leistų valdyti į mikroinverterio raktus tiekiamų IPM signalų parametrus taip, kad mikroinverterio išėjimo srovės forma atkartotų atraminio sinuso signalo formą ir fazę (Rajeev et al. 2018; Motta et al 2016; Xin et al 2017; Bayhan et al. 2019; Zha et al 2017). Populiariausi valdikliai, naudojami tinklo keitiklių išėjimo srovei sekti yra proporcinis integralinis (PI) (Dash et al. 2011; Kamil et al 2019; Gazoli et al. 2012; Hlali et al 2019; Sahu et al 2016), proporcinis integralinis diferencialinis (PID) (Yongjun et al. 2017; Gazoli et al. 2012; Chang-liang et al. 2014; Wang et al. 2013) ir proporcinis rezonansinis (PR) (Caiza et al. 2018; Motta et al. 2016; Gazoli et al. 2012; Melo et al. 2017; Rodriguez et al 2011; Shen et al. 2010; Liserre et al 2006; Zhang et al 2014) valdikliai. Tačiau labiau sudėtingi atspėjantieji (angl. *predictive*) valdikliai taip pat gali būti naudojami (Bode et al. 2005; Jayalath et al 2015; Kojabadi et al. 2006) mikroinverterio srovės valdymo sistemoje.

Paprastai pramoniniuose mikroinverteriuose yra naudojami PI ir PID valdikliai (Rodriguez et al. 2011). Šių valdiklių populiarumą lemia lengvas diegimas ir gerai išplėtos valdiklio parametrų derinimo metodikos (Gazoli et al. 2012). PI ir PID valdiklių trūkumas yra tai, kad jie negali sekti sinuso atskaitos signalo išvengiant nusistovėjusio režimo paklaidos (angl. *steady-state error*).

Skyriuje aprašomas disertanto pasiūlytas naujas PI valdiklis su keičiamu laike proporciniu koeficientu. Pateikti mikroinverterio srovės valdymo sistemos su sukurtu valdikliu tyrimo rezultatai. Gautų rezultatų palyginimui, ištirta valdymo sistema naudojant klasikinį PI valdiklį. Tyrimai atlikti naudojant modeliavimą ir eksperimentiškai.

3.1.1. Mikroinverterio srovės valdymo sistema su proporciniais integraliniais valdikliais

Vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, struktūrinė schema, sudaryta naudojant Matlab/Simulink programą, pateikta 3.1 paveiksle. Mikroinverterio srovės valdymo sistema pateikta 3.2 paveiksle. Joje pateikiama grįžtamojo ryšio valdymo sistema, skirta sekėti sinuso formos nuostato signalą. IPM signalą mikroinverterio raktų valdymui formuoja analoginių signalų komparatorius, kuris palygina valdiklio išėjimo signalą su pjūklo formos signalu. Momentinę suformuoto IPM signalo skvarbą galima rasti naudojant išraišką:

$$D_{IPM} = \frac{u(t_i)}{U_{Ast}}, \quad (3.1)$$

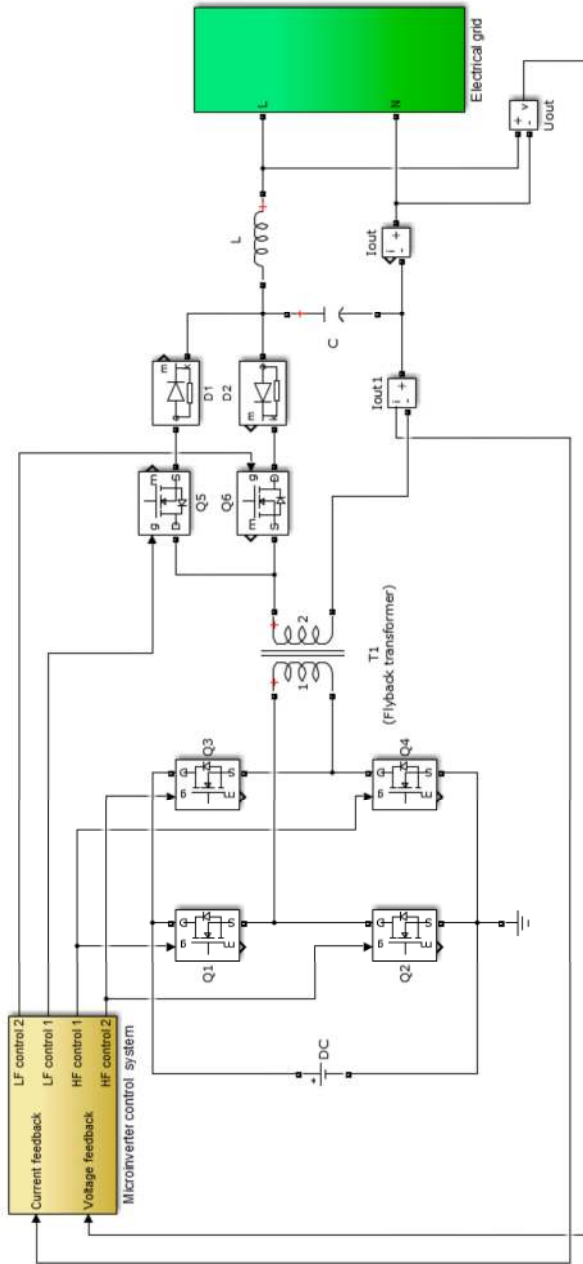
čia $U(t_i)$ – valdiklio išėjimo signalas laiko momentu t_i , U_{Ast} – pjūklinės įtampos amplitudė. Signalai turi tenkinti sąlygą $U(t_i) \leq U_{Ast}$.

Srovės aukšto dažnio pulsacijų įtakai mikroinverterio darbo stabilumui sumažinti, srovės grįžtamojo ryšio grandinėje panaudotas žemųjų dažnių filtras (*1-st order filter* 3.2 pav.). Mikroinverterio valdymo sistemos veikimas turi būti sinchronizuotas su elektros tinklu, todėl valdymo sistemoje yra stebima tinklo įtampos fazės perėjimas per nulinę vertę (*Voltage feedback* 3.2 pav.). Komparatoriaus suformuotas IPM signalas elektros tinklo įtampos teigiamo pusperiodžio metu yra paduodamas į HF1 gnybtą ir yra naudojamas raktų Q2, Q3 valdymui (tuo metu raktų tranzistoriai Q1, Q4 yra uždaryti). Taip pat teigiamo pusperiodžio metu į LF1 gnybtą paduodamas raktą Q5 atidarantis signalas (3.1 pav.). Neigiamo elektros tinklo įtampos pusperiodžio metu IPM signalas paduodamas į HF2 gnybtą (į raktus Q1, Q4), o signalas, atidarantis tranzistorių Q6 – į gnybtą LF2. Raktų tranzistoriai Q2, Q3 ir Q5 yra uždaryti neigiamo pusperiodžio metu.

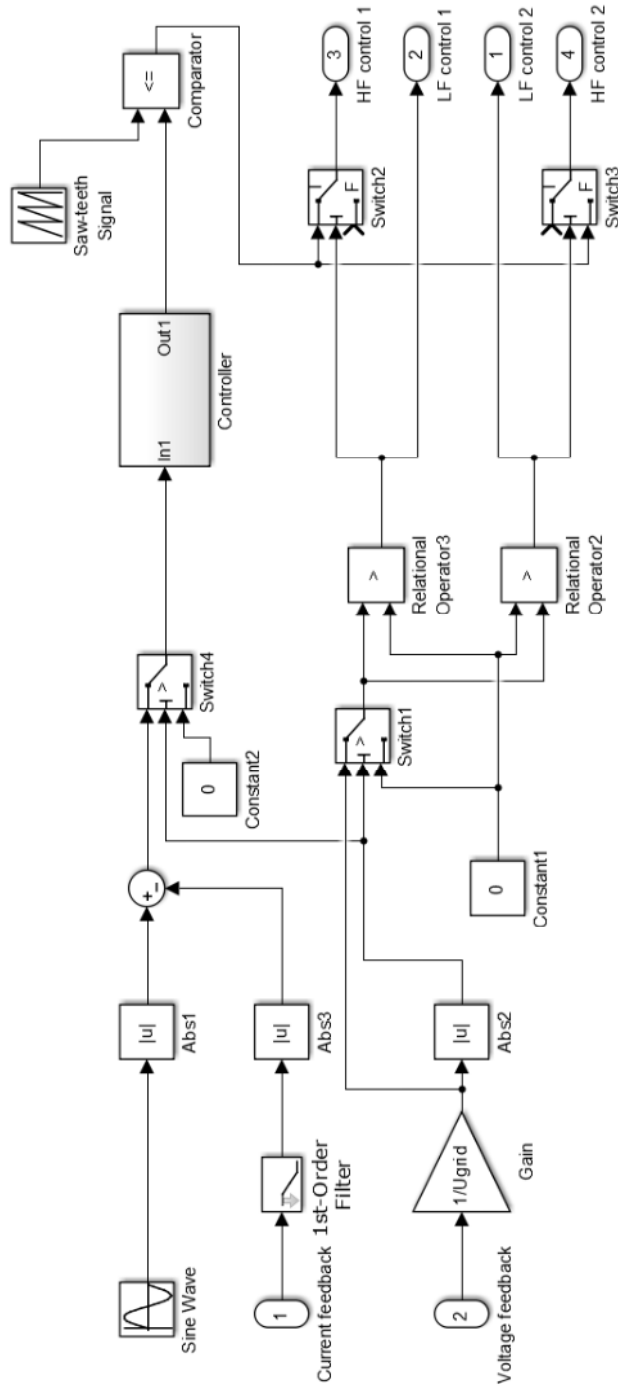
Buvo tiriama mikroinverterio valdymo sistema (3.2 pav.) su klasikiniu PI valdikliu, kurio valdymo algoritmas aprašomas išraiška:

$$U(t) = K_P e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(t) dt, \quad (3.2)$$

čia K_P ir K_I – proporcinis ir integralinis koeficientai, t – laikas, t_0 – pradinis laiko momentas; e – valdymo paklaida, kurios signalas tiekiamas į valdiklio įėjimą.



3.1 pav. Struktūrinė vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, schema
Fig.3.1. Block diagram of a single stage microinverter based on a couple of two-switch flyback converters



3.2 pav. Mikroinverterio valdymo sistema
Fig.3. 2. Microinverter control system

Mikroinverterio valdymo sistema turi palaikyti mikroinverterio išėjimo srovės sinuso formą, palyginant ją su atraminiu sinuso formos signalu. Inverterio srovės fazė turi sutapti su maitinimo tinklo įtampos faze. Ištirtos inverterio valdymo sistemos veikimas priklauso ne tik nuo valdiklio valdymo algoritmo, bet ir nuo grįžtamojo transformatoriaus apvijų aktyvinės varžos ir induktyviosios varžos bei įmagnetinančiojo induktyvumo. Taip pat jis priklauso ir nuo mikroinverterio išėjime esančio CL filtro parametru.

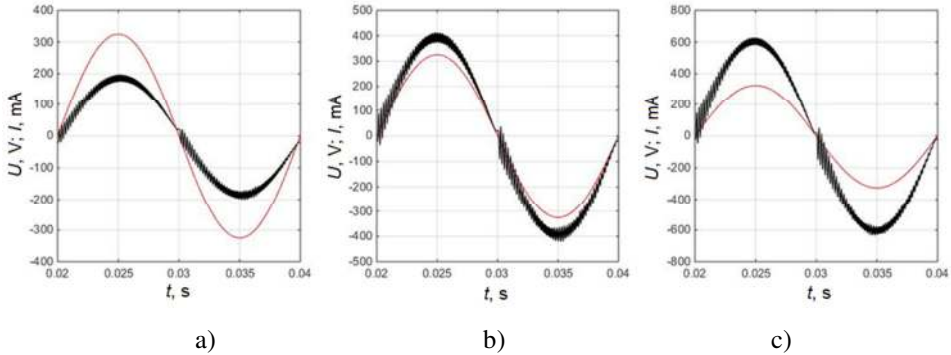
Grįžtamojo transformatoriaus ir CL filtro elementų parametrai pateikti 3.1 lentelėje.

3.1 lentelė. Grįžtamojo transformatoriaus ir CL filtro elementų parametrai
Table 3.1. Parameters of flyback transformer and CL filter

Komponentas	Parametras	Vertė
Grįžtamojo transformatorius	Induktyvumas, μH	36
	Pirminės apvijos aktyvinė varža, Ω	0,01
	Antrinės apvijos aktyvinė varža, Ω	0,47
	Transformavimo koeficientas	1:12
CL filtro kondensatorius	Talpa, nF	200
CL filtro droselis	Induktyvumas, μH	330

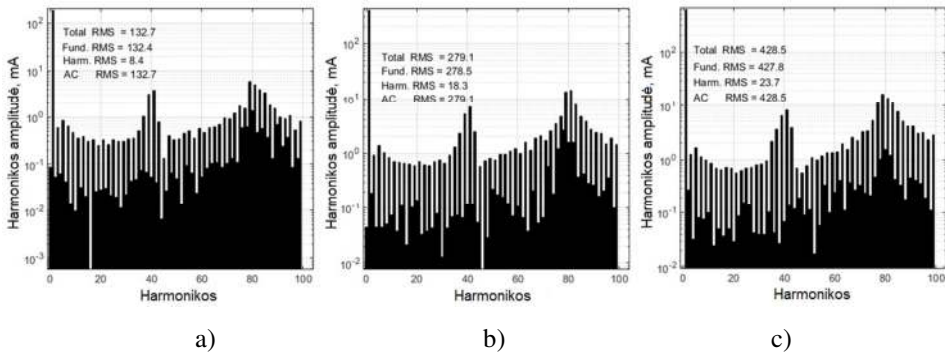
PI valdiklio parametrai buvo parinkti taip, kad gauti minimalius inverterio išėjimo srovės netiesinius iškraipymus. Buvo naudojamos šios PI valdiklio parametru vertės: $K_p = 10$; $K_i = 15$. Mikroinverterio išėjimo srovė buvo tiriama dviem elektros tinklo įtampos atvejams: kai tinklo įtampos forma neiškraipyta; kai tinklo įtampos forma iškraipyta taip, kad jos spektre šalia pagrindinės harmonikos yra 3 ir 5 harmonikos. Atvejui, kai elektros tinklo įtampos forma nėra iškraipyta, mikroinverterio srovės tiekiamos į tinklą grafikai pateikti 3.3 paveiksle. Rezultatai pateikti mikroinverterio išėjimo srovei su 200 mA, 400 mA ir 600 mA amplitudėmis, kurios atitinka 32 W, 62 W ir 97 W galią tiekiamą į tinklą. Rezultatai gauti modeliuojant programa Matlab/Simulink. Matome (3.3 pav.), kad keitiklio išėjimo srovės forma yra artima sinusui. Tačiau srovės grafikuose stebimos aukšto dažnio pulsacijos. Tyrimai parodė, kad aukšto dažnio pulsacijų amplitudė ženkliai priklauso nuo PI valdiklio proporcinio koeficiento K_p vertės. Pulsacijos mažėja, jei K_p vertė mažėja. Tačiau mažinant K_p , didėja srovės formos iškraipymai, o ženkliai sumažinus K_p , srovės fazė pasislenka atžvilgiu įtampos fazės, t. y. mikroinverteris pradeda generuoti į elektros tinklą reaktyviąją galią. Visi tyrimų rezultatai gauti prie 36 kHz IPM

signalu, kuriuo valdomi mikroinverterio raktų tranzistoriai, raktų komutavimo dažniui.



3.3 pav. Mikroinverterio išėjimo srovė (juoda kreivė) naudojant proporcinį integralinį valdiklį prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Elektros tinklo įtampa – raudonos kreivės

Fig. 3.3. The microinverter output current (black curves) when using the proportional-integral controller at different load power: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Red curves – the electric grid voltage



3.4 pav. Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai naudojant proporcinį integralinį valdiklį prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Elektros tinklo įtampos forma neiškraipyta.

Fig. 3.4. Spectra of the output current of the microinverter based on the proportional-integral controller at the load power: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W in the case when the electric grid voltage shape is not distorted

Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai gauti naudojant greitąją Furjė transformaciją, kai mikroinverterio tiekiamą į elektros tinklą galią yra 32 W, 62 W ir 97 W, pateikti 3.4 paveiksle. Matome, kad didžiausias amplitudes turi 37–43 ir 79–83 harmonikos. Spektrų analizė rodo, kad netiesiniai srovės

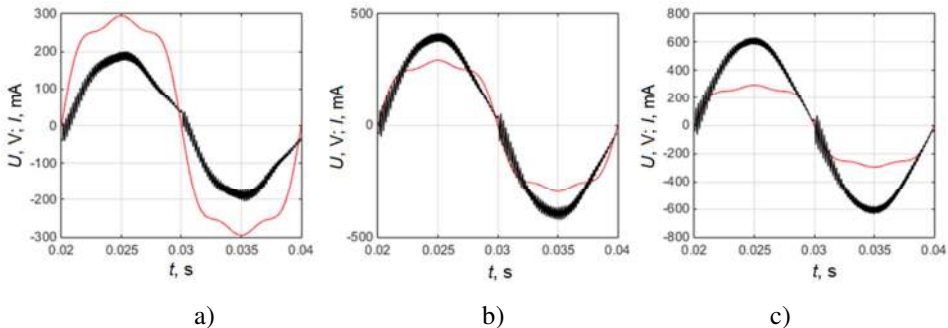
iškraipymai sudaro 6,3 % esant 32 W, 6,6 % esant 62 W ir 5,5 % esant 97 W apkrovos galiai.

Paprastai elektros tinklo įtampos forma būna iškraipyta, todėl aktualu yra ištirti mikroinverterio tiekiamą į tinklą srovę esant tinklo įtampos formos iškraipymams. Mikroinverterio išėjimo srovė buvo analizuojama kai elektros tinklo įtampą yra iškraipyta trečiaja ir penktąja harmonikomis, t. y. harmonikomis kurių dažnis atitinkamai 150 Hz ir 250 Hz. Taip iškraipytą elektros tinklo įtampą galima aprašyti išraiška:

$$u(t) = u_1 \sin(\omega_1 t) + u_3 \sin(\omega_3 t) + u_5 \sin(\omega_5 t), \quad (3.3)$$

čia $u_1 = 325$ V, $u_3 = 55$ V; $u_5 = 55$ V – atitinkamai pirmosios, trečiosios ir penktosios harmonikų amplitudės; $\omega_1 = 314$ rad/s, $\omega_3 = 942$ rad/s, $\omega_5 = 1570$ rad/s – atitinkamai pirmosios, trečiosios ir penktosios harmonikų kampiniai dažniai.

Gauti srovės ir įtampos modeliavimo rezultatai pateikti 3.5 paveiksle. Matome, kad esant 32 W mikroinverterio apkrovai, stebima srovės pusperiodžio asimetrija. Asimetrija mažėja didėjant apkrovos galiai ir tampa beveik nepastebima esant 97 W mikroinverterio apkrovos galiai.

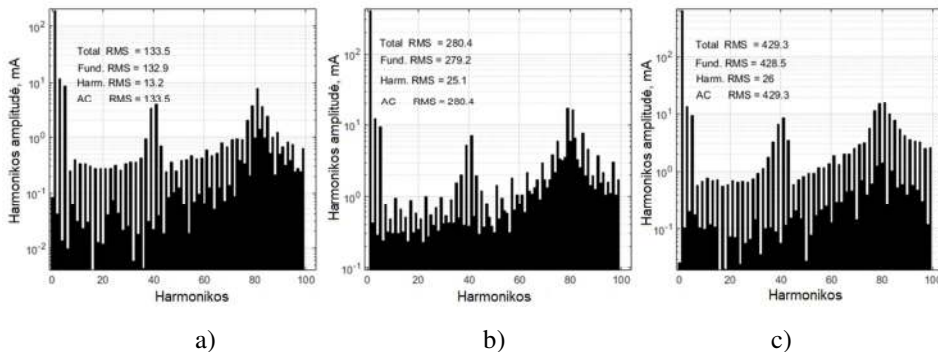


3.5 pav. Mikroinverterio išėjimo srovė (juodos kreivės) naudojant proporcinį integralinį valdiklį prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Elektros tinklo įtampos forma (raudonos kreivės) iškraipyta 3 ir 5 harmonikomis

Fig. 3.5. The microinverter output current (black curves) when using the proportional-integral controller at a different load power: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. The electric grid voltage (red curves) is distorted by 3rd and 5th harmonics

Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai esant 32 W, 62 W ir 97 W apkrovos galiai pateikti 3.6 paveiksle. Naudojant gautus spektrus apskaičiuoti srovės netiesiniai iškraipymai sudaro 9,9 % esant 32 W, 8,9 % esant 62 W ir 6,1 % esant 97 W apkrovos galiai, t. y. iškraipymai yra didesni, lyginant atitinkamai su vertėmis (6,3 %, 6,6 %, 5,5 %), kurios buvo gautos tuo atveju, kai elektros tinklo įtampos forma nebuvo iškraipyta. Todėl galima daryti išvadą, kad elektros tinklo

įtampos formos iškreipimai 3-ja ir 5-ja harmonikomis padidina išėjimo srovės iškreipimą ir šis prieaugis yra didesnis esant mažesnei apkrovai.



3.6 pav. Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai naudojant proporcinį integralinį valdiklį prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Elektros tinklo įtampos forma iškreipyta 3 ir 5 harmonikomis

Fig. 3.6. Spectra of the output current of the microinverter based on the proportional-integral controller at the load power: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. The electric grid voltage is distorted by 3rd and 5th harmonics

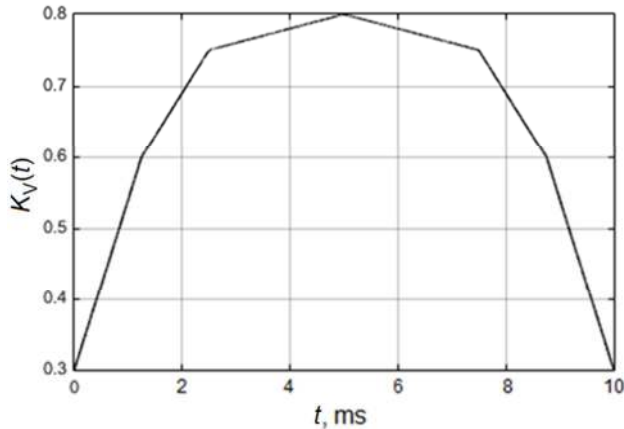
3.1.2. Proporcinis integralinis valdiklis su keičiamu laike proporcinium koeficientu

Modeliavimo rezultatai (3.3 ir 3.5 pav.) rodo, kad mikroinverterio išėjimo srovė turi aukšto dažnio pulsacijas. Tyrimai parodė, kad pulsacijų amplitudė priklauso nuo PI valdiklio proporcinio nario agresyvumo, t. y., nuo proporcinio koeficiento K_P vertės. Mažinant K_P , pulsacijų amplitudė mažėja. Tačiau jei K_P yra per mažas, mikroinverterio išėjimo srovės amplitudė nepasiekia nustatytosios vertės ir atsiranda formos iškreipimas. Įvertinus gautus tyrimų rezultatus, galima daryti prielaidą, kad norint sumažinti mikroinverterio išėjimo srovės aukšto dažnio pulsacijas ir tuo pat metu sinuso formos iškreipimą žemo dažnio harmonikomis, būtina, kad esant mažai srovės vertei, artimai nuliui, K_P būtų sumažintas, o esant didelei srovės vertei, artimai amplitudės vertei, K_P turi turėti tam tikrą maksimalią vertę.

Remiantis aukščiau padaryta išvada, galima daryti prielaidą, kad K_P turėtų kisti proporcingai mikroinverterio išėjimo srovei, kad būtų sumažintos išėjimo srovės aukšto dažnio pulsacijos ir tuo pat metu jos forma nebūtų iškreipyta žemo dažnio harmonikomis. Siūlomo PI valdiklio su keičiamu laike proporcinium koeficientu $K_P = K_V(t) K_C$ valdymo algoritmas yra toks:

$$U(t) = K_V(t)K_C e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(t)dt, \quad (3.4)$$

čia $K_V(t)$ ir K_C – atitinkamai, kintantis laike ir pastovusis proporcinio koeficiento nariai. Mikroinverterio valdymo sistemos modeliavimo rezultatai rodo, kad maži mikroinverterio išėjimo srovės formos iškraipymai pasiekiami, kai $K_V(t)$ kiekvieną srovės pusperiodį kinta panašiu dėsniu kaip ir srovė. Buvo nustatyta, kad tokie patys rezultatai gaunami, jei vietoje sinuso dėsnio $K_V(t)$ priklausomybei nuo laiko aprašyti naudojama jos gabalais tiesine aproksimacija, pateikta 3.7 paveiksle. Išraiška (3.5) aprašo priklausomybę, pateiktą 3.7 paveiksle. Išraiškos (3.5), aprašančios $K_V(t)$, parametrai buvo nustatyti iteraciniu būdu, siekiant minimalios srovės netiesinių iškraipymų vertės.



3.7 pav. Nario $K_V(t)$ kitimas laike

Fig. 3.7. Variation of time-varying constant $K_V(t)$ with time

$$K_V(t) = \begin{cases} 0,3 + 0,24 t, & \text{kai } 0 \leq t \leq 1,25 \\ 0,6 + 0,12(t - 1,25), & \text{kai } 1,25 \leq t \leq 2,5 \\ 0,75 + 0,02(t - 2,5), & \text{kai } 2,5 \leq t \leq 5 \\ 0,8 - 0,02(t - 5), & \text{kai } 5 \leq t \leq 7,5 \\ 0,75 + 0,12(t - 7,5), & \text{kai } 7,5 \leq t \leq 8,75 \\ 0,6 - 0,24(t - 8,75), & \text{kai } 8,75 \leq t \leq 10. \end{cases} \quad (3.5)$$

Mikroinverterio valdymo sistemos su PI valdikliu keičiamu laike proporcinio koeficientu, struktūrinė schema pateikta 3.8 paveiksle.

3.1.3. Mikroinverterio srovės valdymo sistemos su proporciniu integraliniu valdikliu su keičiamu laike proporciniu koeficientu tyrimas

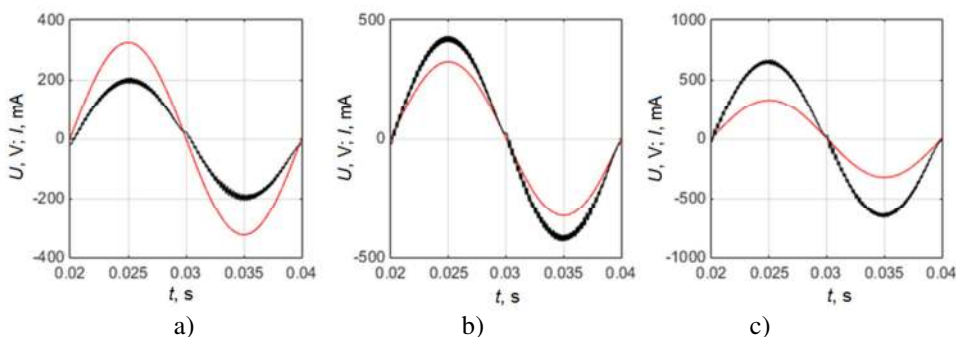
Mikroinverterio valdymo sistema su siūlomu PI valdikliu su keičiamu laike proporciniu koeficientu buvo tiriama esant 32 W, 62 W ir 97 W galiai tiekiamai mikroinverterio į elektros tinklą. Šios galios vertės atitinka 200 mA, 400 mA ir 600 mA mikroinverterio išėjimo srovės amplitudę.

Analizuojama mikroinverterio srovės valdymo sistema yra netiesinė, o valdiklio parametrus būtina priderinti siekiant minimalių keitiklio išėjimo srovės netiesinių iškraipymų. Žinomi klasikiniai PI valdiklio derinimo metodai šiuo atveju netinka. PI valdiklio parametrus tokioje situacijoje galima suderinti naudojant optimizavimo metodus (Singh et al. 2017). Valdiklio parametrus nustatyti buvo naudojamas vienmatis (angl. *univariate*) ekstremumo paieškos metodas (Al-Saleh et al. 1999; Wilson et al. 2013). Šis metodas sukurtas netiesinėms sistemoms optimizuoti ir yra santykinai paprastas. Kiekvienos iteracijos metu keičiama tik vieno kintamojo vertė ieškant jo optimalios vertės, prie fiksuotų kitų kintamųjų verčių. Kai visi kintamieji yra pakeisti, procedūra vėl kartojama tol, kol gaunama minimali (maksimali) tikslo funkcijos reikšmė.

Siūlomo PI valdiklio derinimo tikslas – surasti valdiklio parametrų K_C ir K_I vertes, prie kurių mikroinverterio išėjimo srovės netiesiniai iškraipymai yra minimalūs, t. y. sprendžiamas optimizavimo uždavinys su dviem kintamaisiais. Taikant vienmatį paieškos metodą, valdiklio parametrų vertės yra nustatomos taip: fiksuotai pradinėi $K_C = K_{C_i}$ reikšmei, keičiant K_I buvo rasta $K_I = K_{I_{o1}}$ vertė, prie kurios srovės netiesiniai iškraipymai yra mažiausi; fiksuotai $K_I = K_{I_{o1}}$ reikšmei, keičiant K_C buvo rasta $K_C = K_{C_{o1}}$ vertė, kuriai esant netiesiniai iškraipymai yra mažiausi. Šis procesas yra kartojamas tol, kol gaunama minimali netiesinių iškraipymų vertė. Optimizavimo procedūra buvo pakartota su skirtingomis pradinėmis $K_C = K_{C_i}$ reikšmėmis. Gautos optimalios PI valdiklio su keičiamu laike proporciniu koeficientu parametrų vertės yra šios: $K_C = 10$, $K_I = 15$.

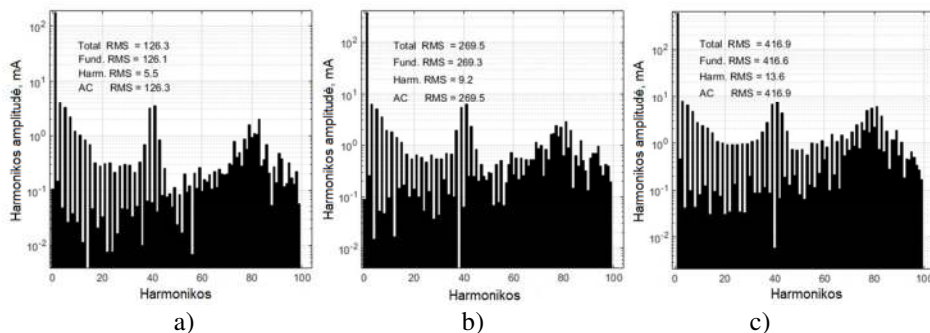
Mikroinverterio, kuriame išėjimo srovės valdymui panaudotas PI valdiklis su keičiamu laike proporciniu koeficientu, srovė ir elektros tinklo įtampa atvaizduoti 3.9 paveiksle. Tyrimai atlikti atveju kai elektros tinklo įtampa yra neiškraipyta. Gauti rezultatai rodo, kad naudojant siūlomą PI valdiklį galima sumažinti išėjimo srovės aukšto dažnio pulsacijas, lyginant su atveju, kai naudojamas įprastas PI valdiklis (palyginkite srovės kreives, pateiktas 3.9 paveiksle su pateiktomis 3.3 paveiksle). Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai esant 32 W, 62 W ir 97 W galiai tiekiamai į tinklą yra pateikti 3.10 paveiksle. Naudojant spektruose pateiktus duomenis, apskaičiuoti netiesiniai

rovės iškraipymai sudaro 4,4 % esant 32 W, 3,4 % esant 62 W ir 3,3 % esant 97 W galiai. Gautų netiesinių iškraipymų verčių palyginimas su gautomis tuo atveju, kai naudojamas įprastas PI valdiklis, rodo, kad siūlomo PI valdiklio su keičiamu laike proporcinio koeficientu naudojimas leidžia sumažinti mikroinverterio išėjimo srovės netiesinius iškraipymus 30 % esant 32 W, 48 % esant 62 W ir 40 % esant 97 W galiai tiekiamai į elektros tinklą.



3.9 pav. Mikroinverterio išėjimo srovė (juoda kreivė), naudojant proporcinį integralinį valdiklį su keičiamu laike proporcinio koeficientu, prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Elektros tinklo įtampa – raudonos kreivės

Fig. 3.9. The microinverter output current (black curves) when using the proportional-integral controller with time-varying proportional constant at different load power: a) 32 W, b) 62 W; c) 97 W. Red curves – the electric grid voltage

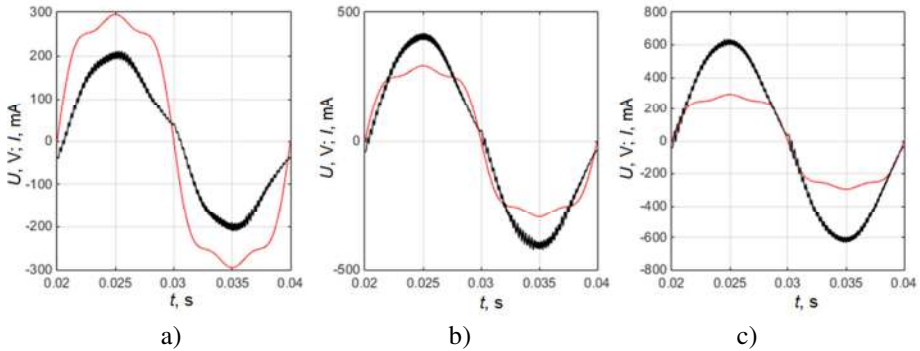


3.10 pav. Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai, naudojant proporcinį integralinį valdiklį su keičiamu laike proporcinio koeficientu, prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W, kai elektros tinklo įtampos forma neiškraipyta

Fig. 3.10. Spectra of the output current of the microinverter based on the proportional-integral controller with time-varying proportional constant at the load power: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W in the case when the electric grid voltage shape is not distorted

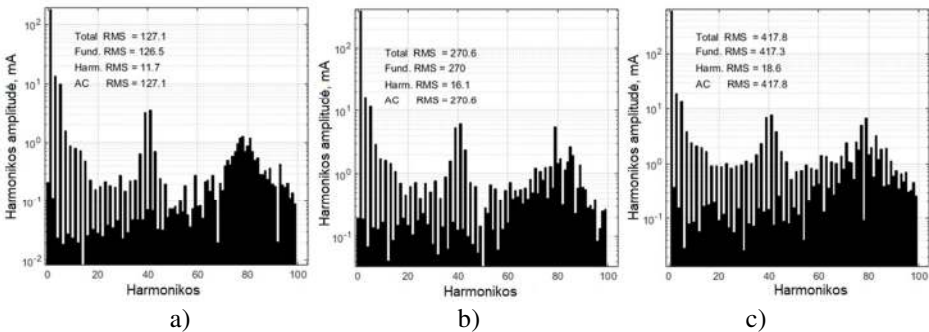
Inverterio išėjimo srovė naudojant siūlomą PI valdiklį su keičiamu laike proporcinio koeficientu taip pat buvo tiriama atveju, kai elektros tinklo įtampa

yra iškraipyta 3-ja ir 5-aja harmonikomis ir yra aprašoma (3.3) išraiška. Mikroinverterio išėjimo srovės ir elektros tinklo įtampos kreivės pateiktos 3.11 paveiksle, harmonikų spektras. Palyginus gautas kreives su pateiktomis 3.5 paveiksle, matosi, kad PI valdiklis su keičiamu laike proporcinium koeficientu leidžia sumažinti srovės aukšto dažnio pulsacijų amplitudę, lyginant su atveju kai srovės valdymo sistema yra realizuota naudojant įprastinį PI valdiklį.



3.11 pav. Mikroinverterio išėjimo srovė (juodos kreivės), naudojant proporcinį integralinį valdiklį su keičiamu laike proporcinium koeficientu, prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Elektros tinklo įtampos forma (raudonos kreivės) iškraipyta 3 ir 5 harmonikomis

Fig. 3.11. The microinverter output current (black curves) when using the proportional-integral controller with time-varying proportional constant at different load power: a) 32 W, b) 62 W; c) 97 W. The electric grid voltage (red curves) is distorted by the 3rd and 5th harmonics



3.12 pav. Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai, naudojant proporcinį integralinį valdiklį su keičiamu laike proporcinium koeficientu, prie įvairių apkrovos galių: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W. Elektros tinklo įtampos forma iškraipyta 3 ir 5 harmonikomis

Fig. 3.12. Spectra of the output current of the microinverter based on the proportional-integral controller with time-varying proportional constant at the load power: a) 32 W; b) 62 W; c) 97 W for the electric grid voltage distorted by the 3rd and 5th harmonics

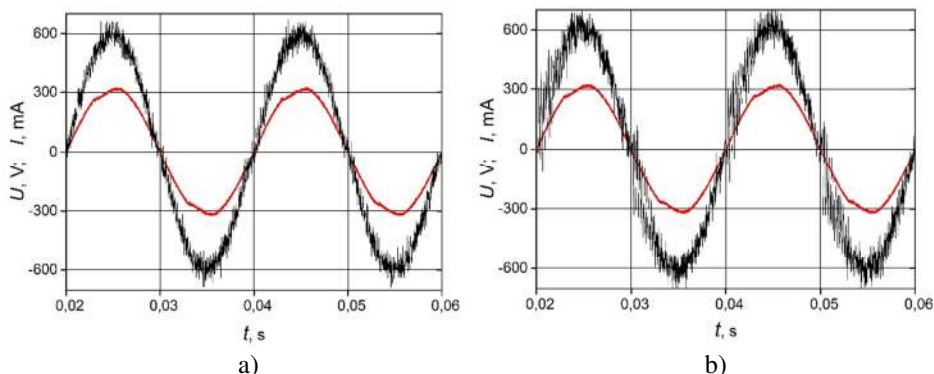
Mikroinverterio išėjimo srovės spektrai pateikti 3.12 pav. Remiantis spektrų duomenimis apskaičiuoti srovės netiesiniai iškreipymai sudaro 9,2 % esant 32 W, 6,0 % esant 62 W ir 4,5 % esant 97 W apkrovos galiai. Palyginus gautas netiesinių iškreipimų reikšmes su gautomis tuo atveju, kai naudojamas įprastas PI valdiklis, matome, kad siūlomas PI valdiklis su keičiamu laike proporcinium koeficientu leidžia sumažinti mikroinverterio išėjimo srovės netiesinius iškreipimus 7 % esant 32 W, 33 % esant 62 W ir 26 % esant 97 W apkrovos galiai.

Atliktas eksperimentinis mikroinverterio, kuriame išėjimo srovės valdymui naudojamas PI valdiklis su keičiamu laike proporcinium koeficientu, tyrimas. Mikroinverterio galios pakopos elektrinė schema pateikta 3.1 paveiksle. Galios pakopos elementų tipai ir parametrai pateikti 3.2 lentelėje.

3.2 lentelė. Mikroinverterio galios dalies elementų tipai ir parametrai

Table 3.2. Types and parameters of microinverter power stage components

Komponentas	Tipas	Maksimali leistina įtampa ir srovė
Q1, Q2, Q3, Q4	IRF3205	55V; 110 A
Q5, Q6	2SK2717	900 V; 5 A
D1, D2	FUF5408	1000 V; 3A



3.13 pav. Mikroinverterio išėjimo srovė (juodos kreivės), naudojant proporcinį integralinį valdiklį su keičiamu laike proporcinium koeficientu (a) ir įprastinį proporcinį integralinį valdiklį (b). Elektros tinklo įtampa – raudonos kreivės

Fig.3.13. The microinverter output current (black curves) when using the ordinary proportional-integral controller (a) and the proportional-integral controller with time-varying proportional constant (b). Red curves – the electric grid voltage

Grįžtamojo transformatoriaus ir CL filtro parametrai pateikti 3.1 lentelėje. Valdymo sistema buvo realizuota naudojant mikrovaldiklį dsPIC33FJ16GS504. Gautos eksperimentinės srovės ir tinklo įtampos kreivės pateiktos 3.13 paveiksle. Ten pat, palyginimui pateiktos ir eksperimentinės kreivės gautos naudojant įprastinį PI valdiklį. Tyrimas atliktas esant 600 mA išėjimo srovės amplitudei, prie kurios galia tiekama į tinklą sudaro 100 W. Matoma, kad valdymo sistema, pagrįsta siūlomu valdikliu kuria mažesnius srovės iškraipymus palyginti su tuo atveju, kai naudojamas įprastas PI valdiklis. Aukšto dažnio trikdžiai, atsirandantys eksperimentiškai gautose mikroinverterio išėjimo srovės kreivėse, kurių nėra kreivėse gautuose modeliuojant, yra matavimų grandinę veikiantys elektromagnetiniai trikdžiai, kuriuos generuoja mikroinverterio galios laipsnis. Tiriamojo elektros tinklo įtampos formą (raudonos kreivės 3.13 paveiksle) yra nežymiai iškraipyta netiesinių tinklo apkrovų.

3.2. Elementų parametų įtakos mikroinverterio energetiniam efektyvumui tyrimas

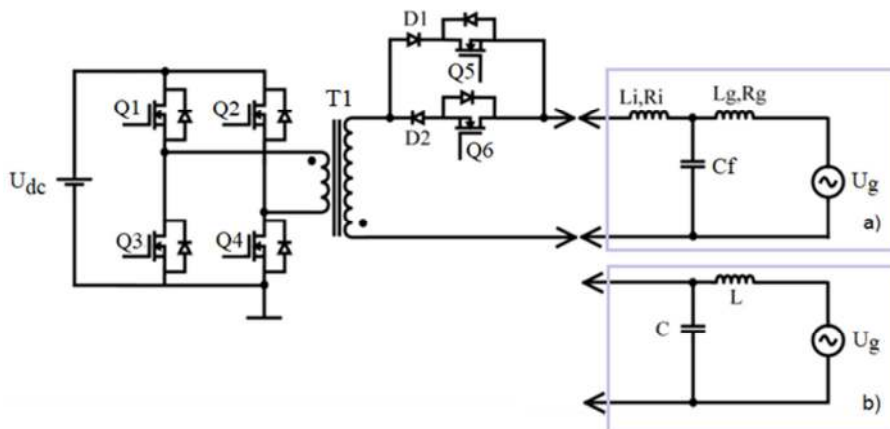
Pagrindinius vienos pakopos mikroinverterio, sudaryto iš dviejų raktų grįžtamųjų keitiklių, energijos nuostolius sąlygoja nuostoliai raktų tranzistoriuose ir grįžtamajame transformatoriuje. Todėl mikroinverterio naudingumo koeficientas, nežiūrint naujų sprendimų, leidžiančių jį didinti, gali išlikti santykinai žemas jei jame naudojami raktų tranzistoriai ir grįžtamasis transformatorius bus parinkti su netinkamais parametrais (Jang et al. 2012; Prager et al. 2015). Dėl šios priežasties svarbu iširti minėtų komponentų parametų įtaką mikroinverterio galios nuostoliams. Įtaką mikroinverterio naudingumo koeficientui daro ir galios nuostoliai išėjimo filtre, todėl aktualu mikroinverterio naudingumo koeficiento tyrimus atlikti naudojant skirtingus išėjimo filtrus (Bao et al. 2014; Azani et al. 2014; Macedo et al. 2016).

Tyrimai atlikti modeliuojant *Matlab/Simulink* programa. Mikroinverteris buvo tiriamas veikiant jam su dviem skirtingais išėjimo filtrais: CL ir LCL (3.14 pav.).

Ištirta mikroinverteryje naudojamų MOSFET raktų tranzistorių varžos, kai raktas atviras (R_{on}), grįžtamojo transformatoriaus pirminės (r_1) ir antrinės (r_2) apvijų aktyvinių varžų įtaka mikroinverterio naudingumo koeficientui. Tyrimas atliktas 25 kHz IPM raktų komutavimo dažniui, atvejams, kai mikroinverteryje yra naudojami CL ir LCL išėjimo filtrai, pagal žemiau pateiktą planą:

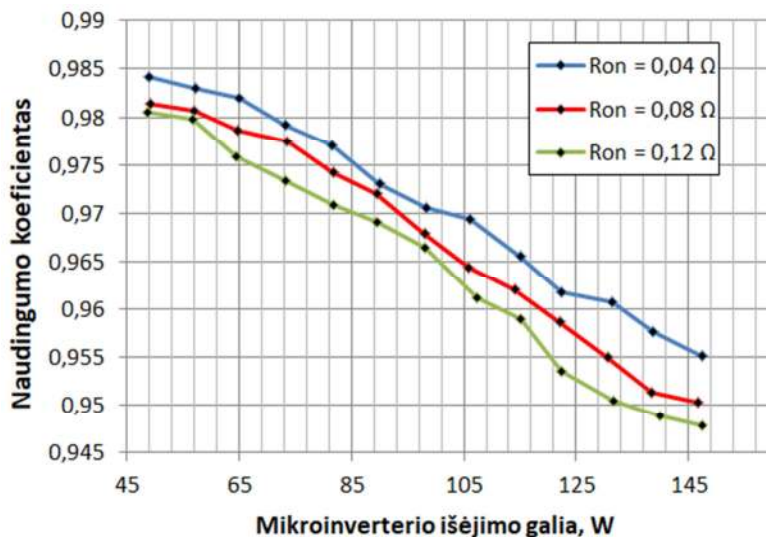
1. Raktų tranzistorių Q1–Q4 parametro R_{on} įtakos mikroinverterio naudingumo koeficientui tyrimas.

2. Raktų tranzistorių Q5, Q6 parametru R_{on} įtakos mikroinverterio naudingumo koeficientui tyrimas.
3. Grįžtamojo transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinės varžos įtakos mikroinverterio naudingumo koeficientui tyrimas.
4. Grįžtamojo transformatoriaus antrinės apvijos aktyvinės varžos įtakos mikroinverterio naudingumo koeficientui tyrimas.



3.14 pav. Mikroinverterio galios dalies elektrinė schema: a) su CL filtru; b) su LCL filtru
Fig. 3.14. Circuit diagram of microinverter power stage: a) with CL filtre; b) with LCL filter

Tiriamąjį mikroinverterio parametrą pateikti 3.3 lentelėje. Mikroinverterio naudingumo koeficiento priklausomybės nuo generuojamos į elektros tinklą galios įvairioms raktų Q1–Q4 parametru R_{on} vertėms, kai naudojamas CL išėjimo filtras, pateiktos 3.15 paveiksle. Matome, kad maksimali naudingumo koeficiento vertė 0,984 gaunama prie $R_{on} = 0,04 \Omega$, esant 50 W tiekiamai į elektros tinklą galiai. Naudingumo koeficientas mažėja augant galiai, tačiau išlieka aukštas visame tirtų galų diapazone ir prie 148 W siekia 0,956. Didėjant atvirojo tranzistoriaus varžai R_{on} nuo 0,04 iki 0,12 Ω , naudingumo koeficientas mažėja maždaug 7 %.



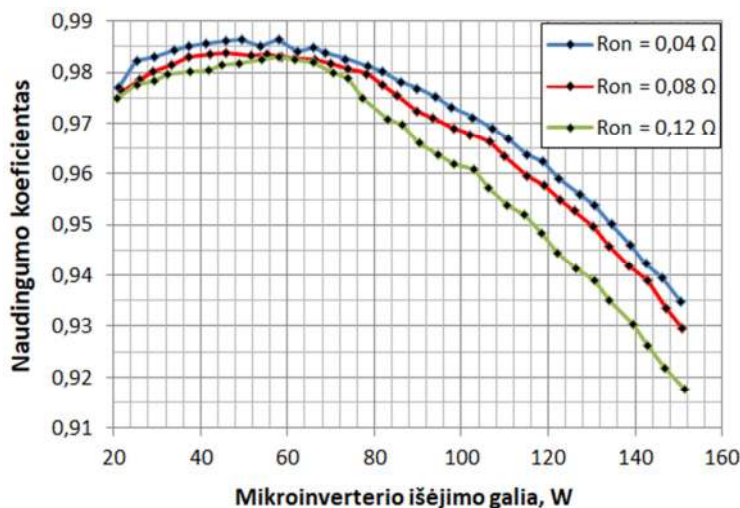
3.15 pav. Mikroinverterio su CL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios, įvairioms raktų Q1–Q4 parametro R_{on} vertėms

Fig. 3.15. Efficiency dependences on the output power of microinverter with the CL low pass output filter for various values of switches Q1–Q4 parameter R_{on}

3.3 lentelė Pagrindiniai mikroinverterio komponentų parametrai

Talbe 3.3. Main parameters of microinverter components

Parametras	Aprašymas	Vertė
U_{dc}	Fotovoltinio elemento nuolatinė įtampa, V	50
U_g	Mikroinverterio išėjimo įtampos amplitudė, V	325
f	Mikroinverterio išėjimo kintamosios įtampos dažnis, Hz	50
f_{sw}	Mikroinverterio raktų Q1-Q4 komutacijos dažnis, kHz	25
L_i	LCL filtro induktyvumas (mikroinverterio pusėje), mH	4,5
L_g	LCL filtro induktyvumas (elektros tinklo pusėje), mH	12
C_f	LCL filtro kondensatorius, nF	100
L	CL filtro induktyvumas, mH	5
C	CL filtro kondensatorius, nF	200

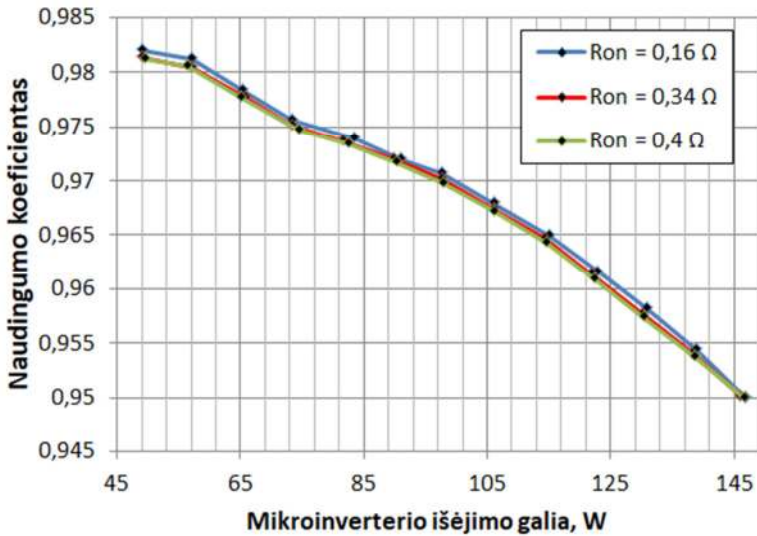


3.16 pav. Mikroinverterio su LCL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios, įvairioms raktų Q1–Q4 parametro R_{on} vertėms

Fig. 3.16. Efficiency dependences on the output power of microinverter with the LCL low pass output filter for various values of switches Q1–Q4 parameter R_{on}

Mikroinverterio naudingumo koeficiento priklausomybės nuo generuojamos į elektros tinklą galios įvairioms raktų Q1–Q4 parametro R_{on} vertėms, kai naudojamas LCL išėjimo filtras, pateiktos 3.16 paveiksle. Maksimalus naudingumo koeficientas gautas kai $R_{on} = 0,04 \Omega$ ir siekė 0,987 prie 50 W galios. Naudingumo koeficientas praktiškai nemažėja, jei išėjimo galia neviršija 80 W. Matome, kad mikroinverteryje su LCL filtru naudingumo koeficientas prie maksimalių tirtų galių sumažėja labiau nei mikroinverteryje su CL filtru, pavyzdžiui prie 150 W galios, atitinkamai, iki 0,93 ir 0,95 kai $R_{on} = 0,08 \Omega$ (3.15 ir 3.16 pav.).

Mikroinverterio naudingumo koeficiento priklausomybės nuo generuojamos į elektros tinklą galios įvairioms raktų Q5, Q6 parametro R_{on} vertėms, kai naudojamas CL išėjimo filtras, pateiktos 3.17 paveiksle. Maksimalus naudingumo koeficientas gautas, kai išėjimo galia 50 W ir siekia 0,98, esant $R_{on} = 0,04 \Omega$. Didėjant atvirojo tranzistoriaus varžai R_{on} nuo 0,04 Ω iki 0,12 Ω , naudingumo koeficientas mažėja apie 0,03 %. Parametro R_{on} didinimo raktų tranzistoriuse Q5, Q6 įtaka naudingumo koeficientui, lyginant kokią įtaką daro šio parametro didinimas tranzistoriuse Q1–Q4 (7 %), yra maža. Tai paaiškinama tuo, kad Q5 ir Q6 atvirų tranzistorių srovės yra žymiai mažesnės, nei tekančios per Q1–Q4 tranzistorius.

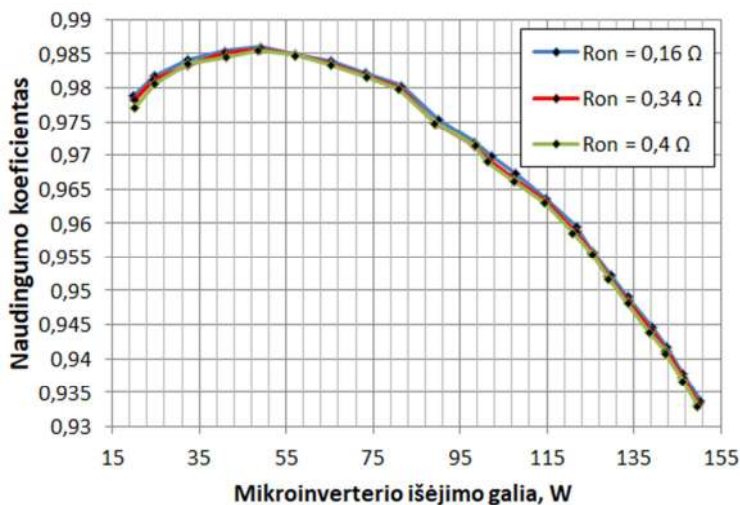


3.17 pav. Mikroinverterio su CL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios įvairioms raktų Q5, Q6 parametro R_{on} vertėms

Fig. 3.17. Efficiency dependences on the output power of microinverter with the CL low pass output filter for various values of switches Q5, Q6 parameter R_{on}

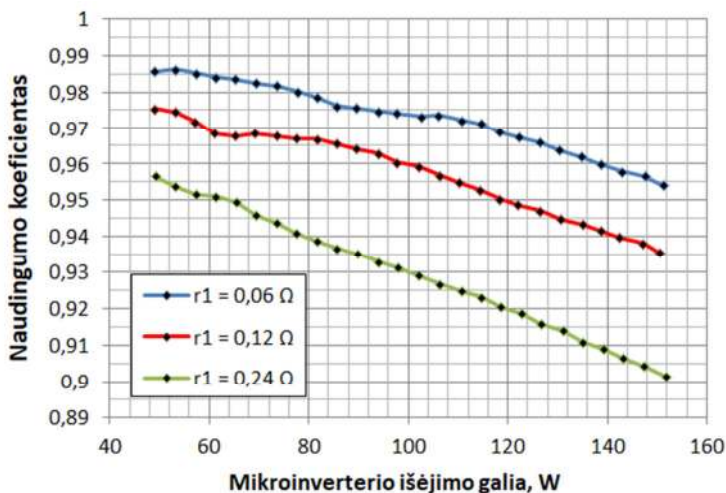
Mikroinverterio naudingumo koeficiento priklausomybės nuo generuojamos į elektros tinklą galios įvairioms raktų Q5, Q6 parametro R_{on} vertėms, kai naudojamas LCL išėjimo filtras, pateiktos 3.18 paveiksle. Maksimalus naudingumo koeficientas gautas, kai mikroinverterio išėjimo galia 57 W siekia 0,98, kai $R_{on} = 0,04$. Matome, kad mikroinverteryje su LCL filtru naudingumo koeficientas prie maksimalių tirtų galių sumažėja labiau nei mikroinverteryje su CL filtru, pavyzdžiui, prie 150 W galios, naudingumo koeficientai, atitinkamai sudaro 0,933 ir 0,95 (3.15 ir 3.16 pav.).

Buvo tiriama grįžtamojo transformatoriaus apvijų aktyvinės varžos įtaka mikroinverterio naudingumo koeficientui. Mikroinverterio naudingumo koeficiento priklausomybės nuo generuojamos į elektros tinklą galios įvairioms grįžtamojo transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinės varžos r_1 vertėms, kai naudojamas CL išėjimo filtras, pateiktos 3.19 paveiksle. Iš gautų rezultatų matyti, kad pirminės apvijos aktyvinės varžos mažinimas nuo 0,24 iki 0,06 Ω leidžia padidinti efektyvumą nuo 0,93 iki 0,97, t. y. apie 4 % prie 100 W galios. Mikroinverteriui veikiant su LCL žemo dažnio filtru naudingumo koeficientas išauga nuo 0,90 iki 0,95, t. y. apie 5 % (3.20 pav.). Šie faktai rodo, kad grįžtamojo transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinės varžos mažinimas leidžia efektyviai pagerinti tiriamo mikroinverterio naudingumo koeficientą.



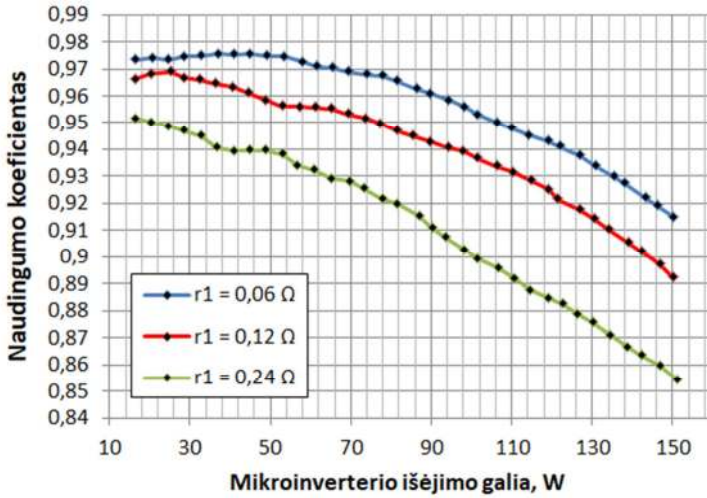
3.18 pav. Mikroinverterio su LCL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios, esant skirtingoms raktų Q5, Q6 parametro R_{on} vertėms

Fig. 3.18. Efficiency dependences on the output power of microinverter with the LCL low pass output filter for various values of switches Q5, Q6 parameter R_{on}



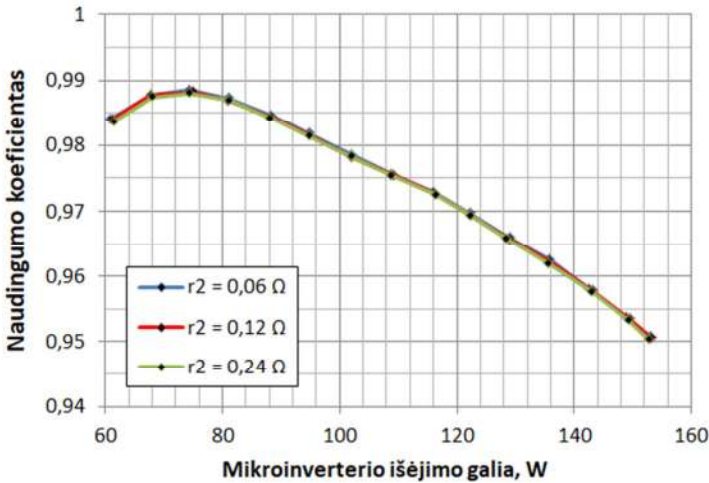
3.19 pav. Mikroinverterio su CL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios, esant skirtingoms grįžtamojo transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinės varžos r_1 vertėms

Fig. 3.19. Efficiency dependences of the microinverter with the CL filter on the output power for various primary winding active resistances r_1 of flyback transformer



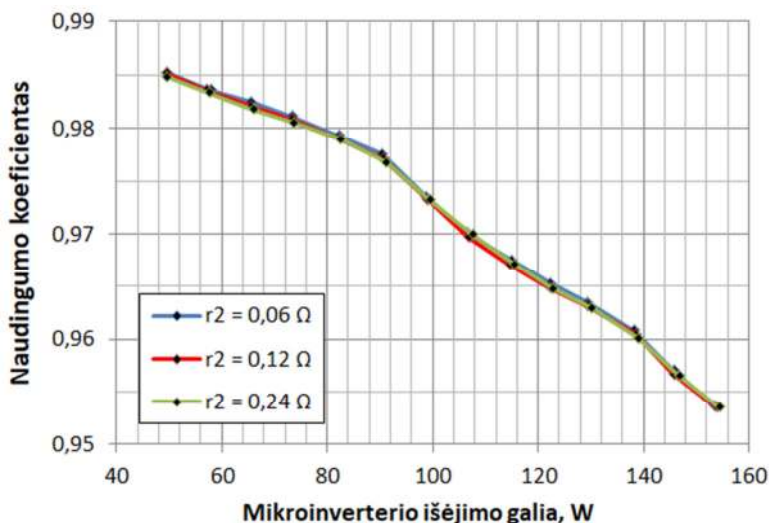
3.20 pav. Mikroinverterio su LCL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios esant skirtingoms grįžtamojo transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinės varžos r_1 vertėms

Fig. 3.20. Efficiency dependences of the microinverter with the LCL filter on the output power for various primary winding active resistances r_1 of flyback transformer



3.21 pav. Mikroinverterio su CL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios, esant skirtingoms grįžtamojo transformatoriaus antrinės apvijos aktyvinės varžos r_2 vertėms

Fig. 3.21. Efficiency dependences of the microinverter with the CL filter on the output power for various secondary winding active resistances r_2 of flyback transformer



3.22 pav. Mikroinverterio su LCL filtru naudingumo koeficiento priklausomybė nuo galios, esant skirtingoms grįžtamojo transformatoriaus antrinės apvijos aktyvinės varžos r_2 vertėms

Fig. 3.22. Efficiency dependences of the microinverter with the LCL filter on the output power for various secondary winding active resistances r_2 of flyback transformer

Mikroinverterio naudingumo koeficiento priklausomybės nuo generuojamos į elektros tinklą galios įvairioms grįžtamojo transformatoriaus antrinės apvijos aktyvinės varžos r_2 vertėms, kai naudojamas CL išėjimo filtras, pateiktos 3.21 paveiksle. Gauti rezultatai rodo, kad mikroinverterio naudingumo koeficientas keičiantis antrinės apvijos aktyvinei varžai nuo 0,06 iki 0,24 Ω , sumažėja ne daugiau kaip 0,1 %, t. y. priklauso nežymiai. Panašūs rezultatai gauti ir atveju, kai mikroinverteryje naudojamas LCL išėjimo filtras (3.22 paveikslas), t. y. r_2 vertė mažai įtakoja mikroinverterio naudingumo koeficientą. Taip yra dėl to, kad tai yra įtampą aukštinantis transformatorius ir jo antrinės apvijos srovė yra maža, lyginant su pirminės apvijos srove. Projektuojant grįžtamojo tipo transformatorių reikėtų antrinę apviją daryti kiek galima kompaktiškesnę, vyniojant ją iš plono laidininko tam, kad palikti daugiau vietos pirminei apvijai, nuo kurios laidininko diametro mikroinverterio naudingumo koeficientas stipriai priklauso.

3.3. Grįžtamojo transformatoriaus vienos pakopos mikroinverteriui tobulinimas

Grįžtamasis transformatorius yra vienas iš svarbiausių sukurto vienos pakopos mikroinverterio komponentų. Praeitame skyriuje buvo pateikti transformatoriaus pirminės ir antrinės apvijų aktyvinės varžos įtakos tyrimai mikroinverterio naudingumo koeficientui. Tačiau naudingumo koeficientą įtakoja ir grįžtamojo transformatoriaus apvijų išdėstymas transformatoriaus konstrukcijoje. Šiame skyriuje pateikti transformatoriaus tobulinimo ir jo įtakos naudingumo koeficientui tyrimo rezultatai.

Grįžtamajame transformatoriuje pasireiškia parazitiniai srauto sklaidos reiškiniai magnetinėje sistemoje (angl. *leakage inductance*) (Ouyang *et al.* 2015, Leuenberger *et al.* 2015), dėl kurių komutuojant transformatoriaus pirminę apviją, jos atjungimo metu išauga sukuriami viršįtampiai. Viršįtampių generavimui naudojama energija, todėl kuo aukštesnės amplitudės viršįtampis sukuriamas, tuo didesni gaunasi energijos nuostoliai. Dažniausiai grįžtamojo tipo transformatoriaus tyrimai atliekami naudojant modeliavimą. Tačiau teoriniai modeliai nėra tikslūs, jie neįvertina konstruktyvinių transformatoriaus ypatumų. Modeliuojant būtina žinoti tikslų apvijų tarpusavio magnetinį ryšį, kuris priklauso nuo sudėtingos magnetinės sistemos savybių ir apvijų išdėstymo. Tiksliai šių parametrų vertes nustatyti yra sudėtinga (Holguin 2015 *et al.*), todėl norint gauti patikimus tyrimų rezultatus tikslingai yra naudoti eksperimentinį tyrimą.

3.3.1. Magnetinio srauto sklaidos susidarymo priežastys

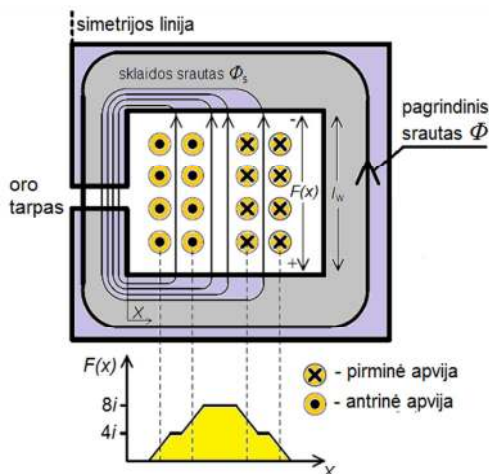
Grįžtamojo transformatoriaus šerdis turi oro tarpą (3.23 paveikslas). Jis naudojamas tam, kad padidinti srovę, prie kurios transformatorius pradeda įsisotinti. Dėl oro tarpo transformatoriaus magnetinėje grandinėje, tarp pirminės ir antrinės apvijų susietasis magnetinis laukas nėra toks stiprus kaip magnetinėje grandinėje be oro tarpo ir ne visas pirminės apvijų sukuriamas kintamasis magnetinis laukas veria antrinės apvijų vijas. Dalis kintamo magnetinio lauko kuriamos magnetovaros (angl. *magnetomotive force*) atsiranda už transformatoriaus magnetinės šerdies ribų ir oro tarpuose veria apvijų (Ouyang *et al.* 2015, Holguin *et al.* 2015). Šios ne šerdyje esančios magnetinio srauto linijos kuria magnetinio srauto sklaidos reiškinį. Dėl magnetinio srauto sklaidos pirminėje apvijoje, ją komutuojant, kuriama saviindukcinė elektrovara – viršįtampis (3.24 pav.), kuris pasiduoda į mikroinverterio raktus.

Sklaidos srautą Φ_s kurianti magnetovara $F(x)$ susidaro tarp apvijų oro tarpuose (Ouyang *et al.* 2015). Šis sklaidos srautas priklauso nuo pirminės ir

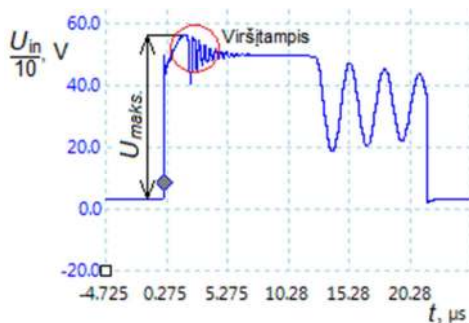
antrinės apvijų tarpusavio padėties transformatoriaus apvijų karkase; apvijų tarpusavio atstumo, apvijų kiekio. Magnetovara oro tarpe apskaičiuojama pagal formulę:

$$F(x) = H(x)l_w, \quad (3.6)$$

čia $H(x)$ – magnetinio lauko stipris; l_w – transformatoriaus magnetolaidžio šerdies ilgis.



3.23 pav. Magnetovaros jėgos grįžtamajame transformatoriuje
Fig. 3.23. Magnetomotive force in the flyback transformer



3.24 pav. Mikroinverterio su grįžtamuoju transformatoriumi raktų tranzistorių santakos-ištakos įtampos pereinamasis procesas

Fig. 3.24. Transient of drain-source voltage of flyback microinverter MOSFET switch transistor

Magnetiniai sklaidos srautai atsiranda tarp apvijų oro tarpuose ir priklauso nuo kuriamos apvijų magnetovaros jėgos. Kaip matyti iš 3.23 paveikslo, antrine

apvija tekanti srovė kuria priešingos krypties magnetovarą ir slopina magnetinio srauto sklaidos reiškinį. Tačiau tarp pirminės ir antrinės apvijų esantis oro tarpas yra maksimaliai įmagnetintas – ten koncentruojasi didžiausi sklaidos magnetiniai srautai, mažinantys apvijų tarpusavio magnetinį ryšį.

Oro tarpas šerdies centre taip pat daro įtaką sklaidos magnetinio srauto didėjimui, didindamas magnetovaržą pagrindiniam transformatoriaus magnetiniam srautui, todėl apvijų tarpusavio ryšys tampa dar silpnesnis.

3.3.2. Grįžtamojo transformatoriaus magnetinio srauto sklaidos reiškinų įtakos keitiklio darbui tyrimas

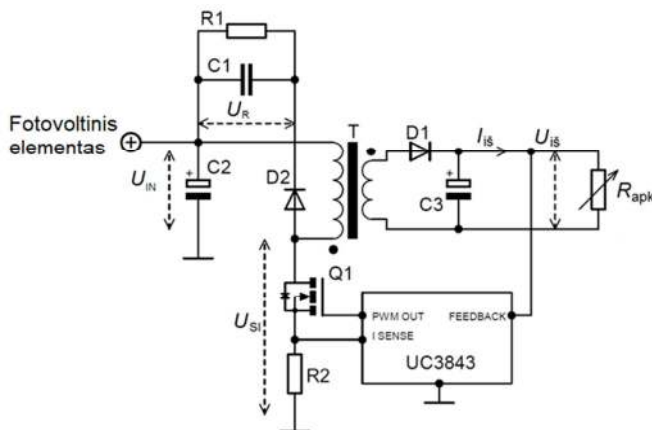
Tyrimui atlikti parinktas ETD-34 tipo feritinis magnetolaidis iš standartinės N27 numeriu pažymėtos medžiagos, kuri dažniausiai naudojama pramoniniuose ir buitiniuose impulsiniuose keitikliuose. Kad tyrimo metu būtų galima keisti oro tarpo parametrus, buvo paimtos kelios šerdys su skirtingomis centrinės magnetolaidžio išpjovomis nuo 0 iki 1 mm (3.25 paveikslas).

Grįžtamojo transformatoriaus komutavimo sąlygojamų viršįtampių tyrimui ir būdams jų mažinimui rasti, transformatorius buvo komutuojamas naudojant maketą, kurio schemą pateikta 3.26 paveiksle. Raktas valdomas valdiklio mikroschema UC3843. Rakto valdiklis formuoja impulsinį signalą, tiekiamą į rakto tranzistorių Q1. Jis taip pat seka įtampą, kuri gaunama išlyginus antrinės transformatoriaus apvijos kintamąją įtampą ir, keisdamas impulsų skvarbą, palaiko nustatytą jos vertę. Tai pat valdiklis leidžia parinkti norimą impulsų dažnį. Maketo komponentų sąrašas ir komponentų parametrai pateikti 3.4 lentelėje.



3.25 pav. ETD-34 feritinis magnetolaidis
Fig. 3.25. ETD-34 ferrite magnetic core

Grįžtamojo transformatoriaus tyrimų makete (3.26 pav.) numatyta pasyvioji viršįtampių slopinimo grandinė (anlg. *clamp circuit*), kurią sudaro R1, C1 ir D2 elementai. Ši grandinė yra svarbi mikroinvertyje su grįžtamuju transformatoriumi, nes ji mažina viršįtampį iki nepavojingos rakto tranzistoriui, komutuojančiam transformatoriaus pirminę apviją, ribos. Slopinimas vykdomas viršįtampio energiją sukauptiant kondensatoriuje C1 ir verčiant į šilumą rezistoriuje R1.



3.26 pav. Grįžtamojo transformatoriaus tyrimo maketo principinė elektrinė schema
Fig. 3.26. Circuit diagram of flyback transformer test bench

3.4. lentelė. Grįžtamojo transformatoriaus tyrimo maketo komponentai
Table 3.4. Components of flyback transformer test bench

Komponentas	Parametrai
C1	10 nF, 450 V
C2	1200 μ F, 400 V
C3	4700 μ F, 35 V
R1	3,3 K Ω , 10 W
R2	0,22 Ω , 2 W
Q1	K2717 (900 V, 5 A)
D1	MUR1560 (600 V, 15 A)
D2	BY228 (1500 V, 5 A)

Sklaidos srauto sukurtos saviindukcinės elektrovaros (viršįtampio) kuriamus nuostolius galima apskaičiuoti žinant vidutinį įtampos kritimą R_1 rezistoriuje pagal formulę:

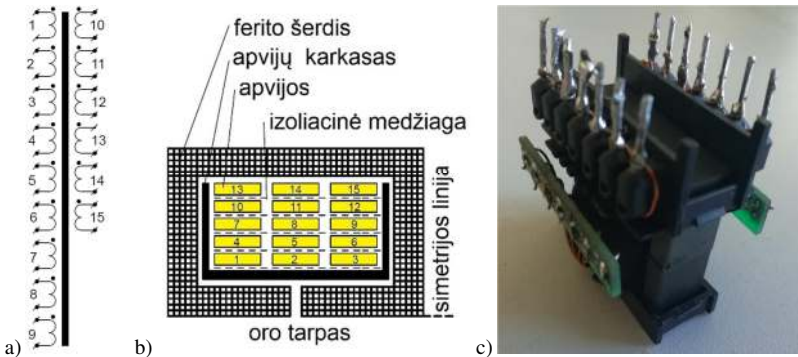
$$P_{\text{nuost}} = \frac{U_{R_1}^2}{R_1} = \frac{\left(U_{\text{sklaidos}} + \left(U_{D1} + U_{\text{iš}} \frac{n_1}{n_2} \right) \right)^2}{R_1}, \quad (3.7)$$

čia U_{sklaidos} – sklaidos srauto kuriama įtampa (viršįtampis); U_{D1} – įtampos kritimas ant diodo D1; $U_{\text{iš}}$ – keitiklio išėjimo įtampa; n_1, n_2 – pirminės ir antrinės grįžtamojo transformatoriaus apvijų vijų kiekis.

Įtampos kritimą U_{R_1} sudaro (3.7) dvi komponentės:

1. Magnetinio sklaidos srauto pereinamojo proceso metu kuriama elektrovara U_{sklaidos} .
2. Pastovaus dydžio įtampos kritimas. Jis yra neišvengiamas ir yra apspręstas išėjimo įtampos ir transformatoriaus pirminės ir antrinės apvijų vijų santykio bei įtampos kritimo diode D1.

Pastovioji nuostolių dalis slopinančioje grandinėje nesikeičia, kintant galiai tiekiamai į apkrovą R_{apk} , keičiasi tik sklaidos srauto kuriamų nuostolių dedamoji, todėl išsklaidomos galios kitimas slopinančioje grandinėje yra apspręžiamas nuostolių, kurie yra sąlygojami sklaidos srauto reiškiniu. Tokiu būdu, tiriant nuostolių kitimą slopinančioje grandinėje galima įvertinti nuostolius sukeltus viršįtampius, kuriuos sąlygoja sklaidos srautas.



3.27 pav. Tiriamojo grįžtamojo transformatoriaus: a) apvijų principinė elektrinė schema; b) apvijų išdėstymas transformatoriaus korpuse; c) bendras vaizdas

Fig. 3.27. Design of flyback transformer experimental model: a) circuit diagram of windings; b) windings of the bobbin; c) general view of transformer

3.5 lentelė. Apvijų tarpusavio sujungimo būdai**Table 3.5.** Transformer windings connection ways

Vijų kiekis antrinėje apvijoje	Antrinės apvijos vijos sujungtos nuosekliai	Pirminės apvijos vijos sujungtos lygiagrečiai
1	4	1; 2; 3; 7; 8; 9
2	4; 5	1; 2; 3; 7; 8; 9
3	4; 5 ;6	1; 2; 3; 7; 8; 9
6*	4; 5; 6; 7; 8; 9*	1; 2; 3; 10; 11; 12*
9	4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12	1; 2; 3; 13; 14; 15

Tyrimams buvo pasigamintas grįžtamasis transformatorius, turintis 15 nepriklausomų apvijų po 10 vijų varinio laido, kurio skerspjūvio plotas $0,6 \text{ mm}^2$ (3.27 pav.). Transformatoriaus vijos buvo sujungiamos įvairiais būdais, kurie pateikti 3.5 ir 3.6 lentelėse.

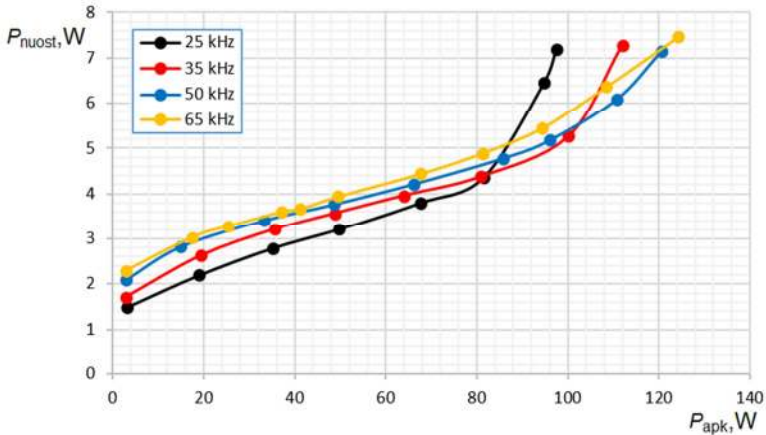
Pirmame eksperimente buvo tiriama galios nuostolių slopinančioje grandinėje priklausomybė nuo tiekiamos galios į apkrovą R_{apk} prie įvairių raktų komutavimo dažnių: 25; 35; 50; 65 kHz. Eksperimentas atliktas esant 0,7 mm grįžtamojo transformatoriaus šerdies oro tarpui. Pirminės ir antrinės tarpusavio apvijų sujungimo būdai pavaizduoti 3.5 lentelės, eilutėje pažymėtoje žvaigždutės simboliu. Gauti rezultatai pavaizduoti 3.28 paveiksle.

3.6 lentelė. Apvijų tarpusavio sujungimo būdai**Table 3.6.** Transformer windings connection ways

Jungimo būdas	Antrinės apvijos vijos, nuosekliai	Pirminės apvijos vijos, lygiagrečiai
1	7, 8, 9, 10, 11, 12	1, 2, 3, 4, 5, 6
2	1, 2, 3, 4, 5, 6	7, 8, 9, 10, 11, 12
3	1, 2, 3, 10,11,12	4, 5, 6, 7, 8, 9
4	4, 5, 6, 7, 8, 9	1, 2, 3, 10,11,12
5	4, 5, 6, 10, 11, 12	1, 2, 3, 7, 8, 9
6	1, 3, 5, 7, 9, 11	2, 4, 6, 8, 10, 12
7	1, 4, 5, 7, 10, 11	2, 3, 6, 8, 9, 12

Gautuose rezultatuose matyti, kad prie galios, kuri neviršija 80 W, mažiausi nuostoliai yra gaunami prie mažiausio raktų komutavimo dažnio. Tačiau toliau didinant galią šerdis pradeda sotintis, dėl ko ima didėti magnetinio srauto

sklaida, kuri sąlygoja spartų nuostolių viršįtampį gesinančioje grandinėje didėjimą. Prie 98 W apkrovos galios nuostolių galia padidėja 1,6 karto, lyginant su nuostoliais prie 80 W.



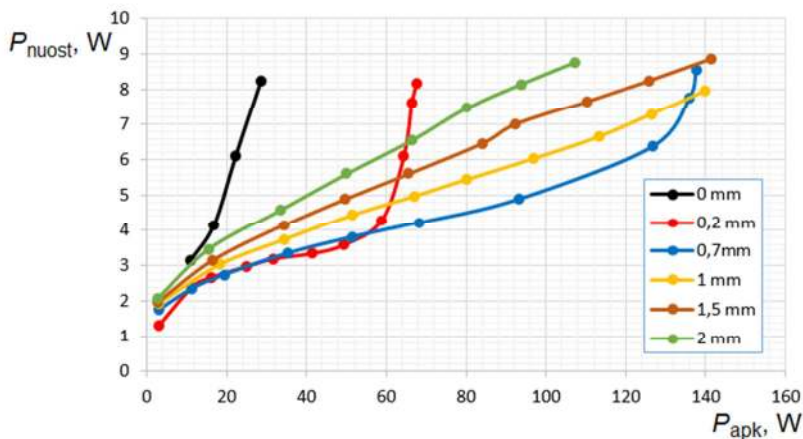
3.28 pav. Galios nuostolių slopinančioje grandinėje priklausomybės nuo tiekiamos galios į apkrovą, esant skirtingiems raktų komutavimo dažniams

Fig. 3.28. The dependences of power losses in the clamping circuit on the output power at various carrier frequencies

Didinant raktų komutavimo dažnį, grįžtamojo transformatoriaus šerdies sotinimosi taškas pasiekiamas prie didesnės keitiklio apkrovos galios – gaunamas didesnis transformatoriaus išnaudojimas – geresnis keitiklio galios ir masės santykis. Padidinus dažnį nuo 25 kHz iki 50 kHz su tokių pat parametų transformatoriumi galima pasiekti iki 25 % didesnės galios.

Kitas eksperimentas atliktas prie įvairių grįžtamojo transformatoriaus oro tarpų: 0; 0,2; 0,7; 1; 1,5; 2 mm. Gauti rezultatai pateikti 3.29 paveiksle. Jie gauti 35 kHz rakto komutavimo dažniui. Pirminės ir antrinės apvijų sujungimo būdai pavaizduoti 3.5 lentelėje žvaigždutės simboliu. Esant mažam oro tarpui (0 mm (tarpo nėra) ir 0,2 mm), feritinė transformatoriaus šerdis sotinimosi tašką pasiekia prie santykinai mažų išėjimo galių. Toliau didinant oro tarpą (0,7; 1; 1,5; 2 mm), šerdis įsisotina prie didesnių apkrovimo galių (3.29 pav.). Mažiausios galios nuostoliai pasiekiami esant 0,7 mm oro tarpui.

Didinant oro tarpą nuo 0,2 iki 0,7 mm, galia prie kurios transformatorius pradeda sotintis padidėja dvigubai, t. y. mikroinverteris gali dirbti prie dvigubai didesnės išėjimo galios. Tačiau dar labiau didinant oro tarpą, pasiekama riba, kai magnetinio lauko sklaidos srauto reiškiniai kuria ženklus galios nuostolius, tai įrodo dėsningai didėjantys galios nuostoliai slopinančioje grandinėje, didinant toliau oro tarpą magnetolaidyje nuo 1 iki 2 mm (3.29 pav.).



3.29 pav. Galios nuostolių slopinančioje grandinėje priklausomybės nuo tiekiamos galios į apkrovą, esant skirtingiems oro tarpams transformatoriaus magnetinėje sistemoje
Fig. 3.29. The dependences of power losses in the clamping circuit on the output power at various widths of flyback transformer air gap

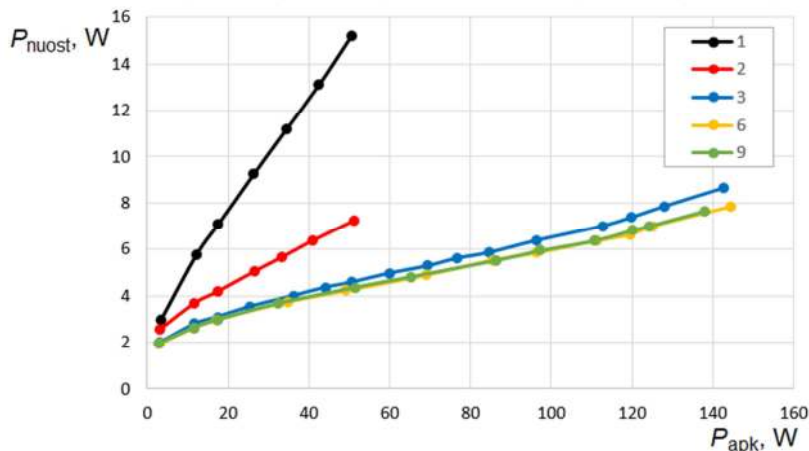
Sekančiame eksperimente ištirta kaip priklauso nuostoliai viršįtampio slopinimo grandinėje nuo lygiagrečiai sujungtų apvijų, iš kurių sudaryta antrinė transformatoriaus apvija, kiekio. Tyrimas atliktas kai raktas Q1 komutuojamas 35 kHz dažniu, esant 1 mm oro tarpui transformatoriaus šerdyje. Pirminių ir antrinių apvijų sujungimo tvarka nurodyta 3.5 lentelėje. Gauti rezultatai pavaizduoti 3.30 paveiksle.

Iš gautų rezultatų matyti, kad grįžtamojo transformatoriaus generuojami nuostoliai slopinančioje grandinėje, naudojant 1 arba 2 lygiagrečiai sujungtas apvijas antrinėje transformatoriaus apvijoje, yra didesni, lyginant su atvejais kai lygiagrečiai jungiamos 3–6 apvijos. Pavyzdžiui, kai keitiklio apkrovimo galia 53 W, jungiant vieną antrinę apviją nuostoliai yra iki 3,3 kartų didesni nei jungiant lygiagrečiai tris antrines apvijas.

Gautus rezultatus galima paaiškinti magnetovaros veikimu oro tarpuose tarp apvijų (3.27 pav.). Vienos vijos atveju, tarp pirminės ir antrinės apvijų oro tarpe kuriama magnetovara yra silpnai slopinama antrinės apvijos, nes (3.27 pav. b) apvija yra vijų karkaso krašte ir slopina oro tarpe esančias magnetovaras, kurias kuria tik 1-a ir 7-a apvijos, o 2-os, 3-os, 8-os, 9-os vijų magnetovaros oro tarpuose nėra slopinamos ir kuria ženklų magnetinio lauko srauto sklaidą.

Kai antrinę apviją sudaro trys lygiagrečiai sujungtos apvijos, tuomet visos pirminės apvijos karkase (3.27 pav. b) perdengiamos antrinėmis. Gaunamas efektyvesnis pirminių vijų perdengimas antrinėmis vijomis, todėl magnetinio sklaidos srauto slopinimas tampa efektyvesnis. Tokiu būtu išdėstytos apvijos efektyviau „paima“ energiją iš pirminės grandinės, tai patvirtina eksperimentinio

tyrimo rezultatai (3.30 pav.). Jungiant lygiagrečiai daugiau nei 3 vijas sklaidos srauto kuriami nuostoliai mažėja nežymiai.



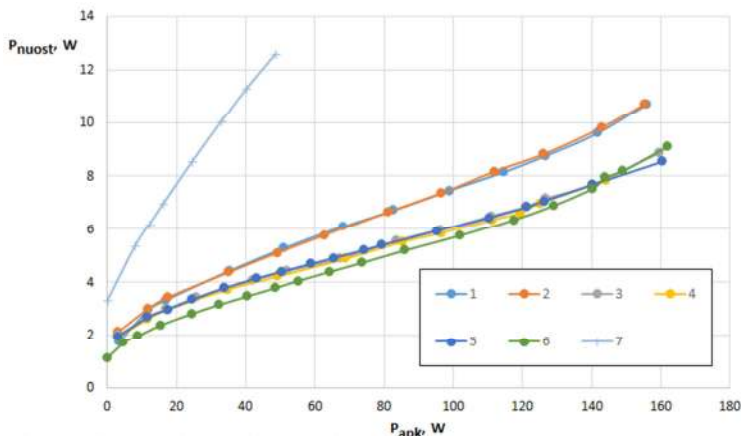
3.30 pav. Galios nuostolių slopinančioje grandinėje priklausomybė nuo tiekiamos galios į apkrovą, esant skirtingiems antrinės apvijos lygiagrečiai jungtų apvijų kiekiams
Fig. 3.30. The dependence of power losses in the clamping circuit on the output power at various number of secondary windings connected in paralel.

Kitame eksperimente ištirta, kaip priklauso sklaidos srauto kuriami nuostoliai slopinančioje grandinėje, esant skirtingiems pirminės ir antrinės apvijų tarpusavio išdėstymo būdams apvijų karkase. Eksperimentas atliktas kai raktas Q1 komutuojamas 35 kHz dažniu, esant 0,7 mm oro tarpui transformatoriaus šerdyje. Tyrimui pasirinkti šie apvijų sujungimo būdai:

- 1 ir 2 būdai – išdėstant apvijas viena ant kitos.
- 3 būdas – pirminę apviją apgaubiant antrine apvija.
- 4 būdas – antrinę apviją apgaubiant pirmine.
- 5 būdas – pirminę ir antrinę apvijas išdėstant sluoksniuotai.
- 6 būdas – pasiūlytas disertacijos autoriaus, kai pirminė ir antrinė apvijos karkase išdėstomos šachmatų lentos principu.
- 7 būdas – išdėstant pirminę ir antrinę apvijas karkaso šonuose.

Apvijų išdėstymas karkase ir sujungimas pateiktas 3.6 lentelėje. Eksperimento metu pirminės apvijos jungiamos nuosekliai, antrinės lygiagrečiai. Gauti rezultatai pavaizduoti 3.31 paveiksle.

1 ir 2-uju apvijų tarpusavio sujungimo būdais sklaidos srauto kuriami nuostoliai slopinančioje grandinėje prie 140 W apkrovimo galios yra 8 % didesni lyginant su alternatyviais 3, 4 būdais, kai apvijos buvo dalinai sluoksniuojamos (pirminės apvijos perdengiant antrinėmis ir atvirkščiai).



3.31 pav. Galios nuostolių slopinančioje grandinėje priklausomybė nuo tiekiamos galios į apkrovą, esant skirtingiems apvijų sujungimo būdams

Fig. 3.31. The dependence of power losses in the clamping circuit on the output power at various transformer windings wiring ways.

Naudojant 5-ąjį būdą, kai apvijos buvo pilnai sluoksniuotos karkase, gauti rezultatai praktiškai sutampa su 3 ir 4 būdų rezultatais.

Pasiūlytuju, t. y. 6-tuoju jungimo būdu, kai apvijos karkase buvo išdėstytos „šachmatų lentos“ principu, gauti galios nuostoliai slopinančioje grandinėje yra mažiausi. Prie 100 W apkrovimo galios nuostoliai yra 4,2 % mažesni nei gauti 3 ir 4-uju sujungimų būdais ir 29,3 % mažesni nei gauti naudojant 1 ir 2 jungimo būdus.

Naudojant 7 būdą, kai pirminė ir antrinė apvijos išdėstytos karkaso šonuose – gauti rezultatai blogiausi. Šiuo atveju nuostoliai padidėja dėl to, kad magnetinio srauto sklaida koncentruojasi apvijos galuose.

3.4. Trečiojo skyriaus išvados

1. Proporcinis PI valdiklio koeficientas turi būti keičiamas proporcingai mikroinverterio išėjimo srovei, kad būtų sumažintos išėjimo srovės aukšto dažnio pulsacijos ir tuo pat metu jos forma nebūtų iškraipyta žemo dažnio harmonikomis.

2. Pasiūlyto PI valdiklio su keičiamu laike proporcinio koeficientu naudojimas leidžia sumažinti mikroinverterio išėjimo srovės netiesinius iškraipymus iki 30 % esant 32 W, 48 % esant 62 W ir 40 % esant 97 W galiai tiekiamai į elektros tinklą kai tinklo įtampa forma neiškraipyta ir 7 % esant 32 W, 33 % esant 62 W ir 26 % esant 97 W apkrovos galiai kai tinklo įtampa iškraipyta 3-ja ir 5-ja harmonikomis.
3. Sumažinus grįžtamojo transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinę varžą nuo 0,24 iki 0,06 Ω , mikroinverterio naudingumo koeficientas išauga 4 %, o pakeitus inverterio MOSFET raktų tranzistorius, kurių atviro tranzistoriaus varža yra 0,12 Ω , į tranzistorius su 0,04 Ω varža, naudingumo koeficientas išauga 1 %, kai mikroinverterio tiekama į elektros tinklą galia yra 100 W. Tuo tarpu tiek pat sumažinus grįžtamojo transformatoriaus antrinės apvijos aktyvinę varžą ir joje naudojamų MOSFET raktų atviro tranzistoriaus varžą, mikroinverterio naudingumo koeficientas išauga atitinkamai 0,1 % ir 0,03 %.
4. Grįžtamojo transformatoriaus apvijų išdėstymo būdas pasiūlytuojamu „šachmatų lentos“ metodu leidžia sumažinti komutacinių viršįtampių sąlygojamus galios nuostolius įtampą slopinančioje grandinėje nuo 4,2 % iki 29,3 %, lyginant su kitais žinomais apvijų išdėstymo metodais, kai išėjimo galia 100 W.

Bendrosios išvados

1. Sukurtas nuolatinės įtampos grįžtamasis keitiklis su dvejais raktais, lyginant su klasikiniu, turi mažiau elektronikos komponentų, jame naudojamas paprastesnis lauko tranzistorių valdymas. Šio keitiklio naudingumo koeficientas prie 80 W galios, kai raktų komutavimo dažnis 36 kHz, siekia 0,918, tuo tarpu klasikinio – 0,895, t. y. 2,3 % didesnis.
2. Sukurto vienos pakopos mikroinverterio naudingumo koeficientas, veikiant tinklo režimu, pasiekia didžiausią 0,94 vertę, esant 36 kHz raktų komutavimo dažniui ir 45 W išėjimo galiai.
3. Pasiūlytas PI valdiklis su keičiamu laike proporciniu koeficientu, lyginant su klasikiniu PI valdikliu, leidžia sumažinti mikroinverterio išėjimo srovės netiesinius iškraipymus ne mažiau kaip 30 %, kai tinklo įtampa neiškraipyta ir ne mažiau kaip 7 %, kai tinklo įtampa iškraipyta 3-ja ir 5-ja harmonikomis.
4. Mikroinverterio naudingumo koeficientą galima padidinti sumažinus grįžtamojo transformatoriaus pirminės apvijos aktyvinę varžą ir inverterio MOSFET raktų atviro tranzistoriaus varžą, tuo tarpu grįžtamojo transformatoriaus antrinės apvijos aktyvinė varža ir

joje naudojamų MOSFET raktų atviro tranzistoriaus varža mikroinverterio naudingumo koeficiento neįtakoja.

5. Komutacinių viršįtampių sąlygojami galios nuostoliai įtampą slopinančioje grandinėje yra mažiausi, kai apvijos yra išdėstytos siūlomu „šachmatų lentos“ principu.

Literatūra ir šaltiniai

Aalami, M., Babaei, E., Sabahi, M. 2018. Design of a new combined cascaded multilevel inverter based on developed H-bridge with reduced number of IGBTs and DC voltage sources, in *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering*, Doha, Qatar , 1–6.

Abunima, H., The J., Jabir, H. J. 2019. A New Solar Radiation Model for a Power System Reliability Study," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 64758–64766, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2916168.

Acharya, P. P., Rangras, V. S. 2014. Modified sine wave phase disposition PWM technique for harmonic reduction in multilevel inverter fed drives, in *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics*, Kurukshetra, India, 1–5.

Agamy, M. S., Harfman-Todorovic, M., Elasser, A. 2013. Ground fault and insulation degradation detection and localization in PV plants, in *2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference*, Tampa, FL, USA, 2840–2844.

Alluhaybi, K., Batarseh, I., Hu, H. 2020. Comprehensive Review and Comparison of Single-Phase Grid-Tied Photovoltaic Microinverters, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1310–1329, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2900413.

Al-Saleh, M.A., Mir, M. 1999. A modified univariate search algorithm, in *1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Orlando, USA, ISBN: 0-7803-5471-0, DOI: 10.1109/ISCAS.1999.780156

Amirahmadi, A., et al. 2014. High Efficiency Dual-Mode Current Modulation Method for Low-Power DC/AC Inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics* 29(6): 2638–2642.

Anku, N., Abayatcye, J., Oguah, S. 2013. Smart grid: An assessment of opportunities and challenges in its deployment in the ghana power system, in *2013 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference*, Washington, DC, USA 1–5.

Azani, H., Massoud, A., Benbrahim, L., Williams, B. W., Holiday, D, 2014. An LCL filter-based grid-interfaced three-phase voltage source inverter: performance evaluation and stability analysis, in *2014 Power Electronics Machines and Drives Conference (PEMD)*, pp. 1–6

Azli, N. A., Salam, Z., Jusoh, A.; et al. 2008. MPPT performance of a grid-connected PV inverter under Malaysian conditions, in *2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, Johor Bahru, Malaysia, 457–459.

Bayhan, S., Seyedalipour, S. S., Komurcugil, H., Abu-Rub, H. 2019. Lyapunov Energy Function Based Control Method for Three-Phase UPS Inverters With Output Voltage Feedback Loops, in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 113699–113711, DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2934404

Bal, S., Rathore, A. K., Srinivasan, D. 2016. Naturally Clamped Snubberless Soft-Switching Bidirectional Current-Fed Three-Phase Push–Pull DC/DC Converter for DC Microgrid Application, *IEEE Transactions on Industry Applications* 52(2): 1577–1587.

Bao, C., Ruan, X., Wang, X., Li, W., Pan, D., Weng, K. 2014. Step-by-Step Controller Design for LCL- Type Grid-Connected Inverter with Capacitor Current-Feedback Active-Damping, in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1239–1253

Bastidas-Rodríguez, J. D., et al. 2015. Model-Based Degradation Analysis of Photovoltaic Modules Through Series Resistance Estimation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(11): 7256–7265.

Bhattacharjee, A. K., Batarseh, I. 2020. Sinusoidally Modulated AC-Link Microinverter Based on Dual-Active-Bridge Topology, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 1, pp. 422–435, Jan.-Feb, doi: 10.1109/TIA.2019.2943119.

Bleizgys, V. 2012. *Erdvinio vektoriaus moduliavimo principu valdomo inverterio tyrimas ir taikymas*: daktaro disertacija. Vilnius: Technika, 103 p. 978-609-457-142-8.

Bode, G.H., Loh, P. C., Newman, M.J., Holmes, D.G. 2005. An improved robust predictive current regulation algorithm, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, DOI: 10.1109/TIA.2005.858324

- Bodur, H.; et al. 2018. An improved duty cycle ZVT two switch forward converter, in *2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering*, Istanbul, Turkey, 36–40.
- Bulut, Ö., Aydemir, M. T. 2018. Design and loss analysis of a 200-W GaN based active clamp forward converter, in *2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE)*, Istanbul, Turkey, 97–100.
- Caiza, D. L., Kouros, S., Flores-Bahamonde, F., Hernandez, R. 2018. Unfolding PV Microinverter Current Control: Rectified Sinusoidal vs Sinusoidal Reference Waveform, in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, USA, ISBN: 978-1-4799-7312-5, DOI: 10.1109/ECCE.2018.8558024
- Capitaine, A., et al. 2016. Loss analysis of flyback in discontinuous conduction mode for sub-mW harvesting systems, in *2016 14th IEEE International New Circuits and Systems Conference*, Vancouver, BC, Canada, 1–4.
- Causo, A., et al. 2013. Power losses analysis in interleaved flyback based PV grid connected micro-inverters, in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. Vienna, 1833–1838.
- Cha, W., et al. 2015. Highly Efficient Microinverter With Soft-Switching Step-Up Converter and Single-Switch-Modulation Inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(6): 3516–3523.
- Chang-liang, L., Hui-chao, Z. 2014. Photovoltaic Grid-connected Micro-inverter Based on Self-tuning Fuzzy-PI Controller, in *Advanced Materials Research*, vol. 986, pp. 1098–1102
- Chen, H., et al. 2018. Determining the Number of Transformer Shielding Winding Turns for Suppressing Common-Mode Noise in Flyback Converters, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 60(5): 1606–1609.
- Chen, W., et al. 2009. PCB Winding Loss Model and Design for Push-pull Transformer, in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Washington, DC, USA, 1018–1021.
- Chowdhury, A. S. K., et al. 2013. Design And Implementation Of A Highly Efficient Pure Sine-Wave Inverter For Photovoltaic Applications, in *2013 International Conference on Informatics, Electronics and Vision*, Dhaka, Bangladesh, 1–6.
- Chowdhury, A. S. K., et al. 2014. Single-phase grid-tie photovoltaic inverter using maximum power point tracking with flyback converter, in *2014 3rd International Conference on the Developments in Renewable Energy Technology*, Dhaka, Bangladesh, 1–6.
- Cui, H., et al. 2008. Current harmonics reduction of square wave inverter by using adjustable filter for high speed motor power supply, in *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, China 954–957.

Dash, P. P., Kazerani, M. 2011. Dynamic Modeling and Performance Analysis of a Grid-Connected Current-Source Inverter-Based Photovoltaic System, in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 71–75, DOI: 10.1109/TSSTE.2011.2149551

Dong, Y., et al. 2015. Investigation of PV inverter MPPT efficiency test platform, in *International Conference on Renewable Power Generation*, Beijing, China, 1–4.

Edwin, F. F., et al. 2014. Dynamic Modeling and Control of Interleaved Flyback Module-Integrated Converter for PV Power Applications, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, 61: 1377–1388.

Erickson, R. W., Rogers, A. P. 2016. A microinverter for building-integrated photovoltaics, in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Washington, DC, USA.911–917, 2012.

Feng, J., et al. 2018. A Three-Phase Grid-Connected Microinverter for AC Photovoltaic Module Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics* 33(9): 7721–7732.

Fermin, A., et al. 2015. Power losses calculations in windings of gapped magnetic components: The i2D method applied to flyback transformers, in 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Montreal, QC, Canada, 5675–5681.

Firdaus, A., Mishra, S. 2018. A double derivative based droop controller for improved power sharing in inverter based autonomous microgrid, in *2018 IEEMA Engineer Infinite Conference*, New Delhi, India, 1–6.

Gagrica, O., et al. 2015. Microinverter Curtailment Strategy for Increasing Photovoltaic Penetration in Low-Voltage Networks, *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 6(2): 369–379.

Gazoli, J. R., Villalva, M. G., Ruppert, E. 2012. Micro-inverter for integrated grid-tie photovoltaic module using resonant controller, in *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, USA, ISBN: 978-1-4673-2729-9, DOI:10.1109/PESGM.2012.6344911

Golembiovskiy, U., M., Lukov, U. Y., Tomashevskiy, Y. B. 2018. Features of the DC Mikrogrid Realization, in *2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, Saratov, Russia, 310–316.

Gu, B., et al. 2013. High reliability and efficiency single-phase transformerless inverter for grid-connected photovoltaic systems, *IEEE Trans. Power Electron.*, 28(5): 2235–2244.

Gulame, M. B., et al. 2018. Design Of Solar Based Pure Sine Wave Inverter, in *2018 Second International Conference on Computing Methodologies and Communication*, Erode, India, 924–927.

Haider, R., et al. 2012. Design and construction of single phase pure sine wave inverter for photovoltaic application, in *2012 International Conference on Informatics, Electronics & Vision*, Dhaka, Bangladesh, 190–194.

- Haji, D., Genc, N. 2018. Fuzzy and P&O Based MPPT Controllers under Different Conditions, in *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, Paris, France, 649–655.
- Halder, T. 2018. Power Loss Modeling of the Semiconductors Using the Flyback Converters, in *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics*, Jaipur, India, 1–6.
- Hansen, J., et al. 2016. Ice Melt, Sea Level Rise And Superstorms: Evidence From Paleoclimate Data, Climate Modeling, And Modern Observations That 2 °C Global Warming Could Be Dangerous, *Atmospheric Chemistry and Physics* 16(6): 3761–3812.
- Hasan, R., Mekhilef, S., Nakaoka, M., Nishida, K. 2016. Soft-switching active-clamp flyback microinverter for PV applications, in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Auckland, pp. 1–6
- Hassan, M.A, Abido, M. A., 2011. Optimal Design of Microgrids in Autonomous and Grid-Connected Modes Using Particle Swarm Optimization, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 755–769, DOI: 10.1109/TPEL.2010.2100101
- Hlali, Mo., Bahri, I., Belloumi, H., Kourda, F. 2019. Comparative analysis of PI and PR based Current Controllers for Grid Connected Photovoltaic Micro-inverters, in *2019 10th International Renewable Energy Congress*, Sousse, Tunisia, ISBN: 978-1-7281-0140-8, DOI: 10.1109/IREC.2019.8754522
- Holguin F., Prieto R., Asensi R. 2015. Power losses calculations in windings of gapped magnetic components: The i2D method applied to flyback transformers, in *2015 IEEE En-ergy Conversion Congress and Exposition*
- Hu, H., et al. 2013. A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics* 28(6): 2711–2726.
- Hu, H., Harb, S., Kutkut, N. H., Shen, Z. J., I. Batarseh, I. 2013. A Single-Stage Microinverter Without Using Eletrolytic Capacitors, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2677–2687, June
- Huber, L., et al. 2018. Flyback converter with hybrid clamp, in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, San Antonio, TX, USA, 2098–2103.
- Yan, T., et al. 2014. Variable-on-time-controlled critical-conduction-mode flyback PFC converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(11): 6091–6099.
- Yang, J., Do, H. 2018. Efficient Single-Switch Boost-Dual-Input Flyback PFC Converter With Reduced Switching Loss, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(12): 7460–7468.
- Yongjun, L., Shun, W., Jing, L., Chen, C., Weiliang, L. 2017. Grid-connected current control of micro inverter based on ANN inverse model, in *2017 29th Chinese Control And Decision Conference*, China, ISBN: 978-1-5090-4657-7, DOI: 10.1109/ECCE.2018.8558024

Jaballah, M. A., et al. 2015. Development of a MPPT controller for hybrid wind/photovoltaic system based on SOPC and NIOS II, in *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering*, Monastir, Tunisia, 700–706.

Jäger-Waldau, A., et al. 2018. Photovoltaics in Europe after the Paris Agreement, in *2018 IEEE 7th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, Waikoloa Village, HI, USA, 3835–3837.

Jayalath, S., Hanif, M. 2015. Controller tuning for a single phase grid-connected current source inverter, in *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference*, Taipei, Taiwan, ISBN: 978-1-4799-7657-7, DOI: 10.1109/IFEEEC.2015.7361586

Jang, S. R., Ryoo, H. J., Goussev, G., Rim, G. H. 2012. Comparative Study of MOSFET and IGBT for High Repetitive Pulsed Power Modulators, in *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 40, no. 10, pp. 2561–2568

Jiang, S., et al. 2012. Grid-Connected Boost-Half-Bridge Photovoltaic Microinverter System Using Repetitive Current Control and Maximum Power Point Tracking, *IEEE Transactions on Power Electronics* 27(11): 4711–4722.

Jianqiang, W. et al. 2009. Interleaved push-pull converter with very low input and high output. *Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS), 2009 2nd International Conference on*. Shenzhen, 247–249.

Jin, X., Zhang, Y., Wang, X. 2012. Strategy and coordinated development of strong and smart grid, in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, Tianjin, China, 1–4.

Junior, L. G., Tatibana, G.S., Pinto, J.O.P. 2005. A Novel Simple Three Level Push-Pull Inverter Suitable for Renewable Energy Based Distributed Generation Systems Applications, in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Recife, Brazil, 829–834.

Kamil, M. 2019 Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design Using a dsPIC Digital Signal Controller,”. Available online: http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/pv_appnotes.pdf (09-12-2019).

Kazmierkowski, M.P., Malesani, L., 1998. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, DOI: 10.1109/41.720325

Keogh, B.,Cohen, I. 2016. Flyback transformer design considerations for efficiency and EMI. Texas instruments, p. 37.

Khalilian, M., et al. 2015. New single-stage soft-switching flyback inverter for AC module application with simple circuit, in *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference*, Tehran, Iran, 41–46.

Kharitonov, S. A., Shtein, D. A. 2012. Comparison of the inverter schemes in an autonomous power supply system, in *International Conference and Seminar of Young*

Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, Russia, 354–357.

Khluabwannarat, P., et al. 2007. An analysis of iron loss supplied by sinusoidal, square wave, bipolar PWM inverter and unipolar PWM inverter, in *2007 International Power Engineering Conference*, Singapore, Singapore, 1185–1190.

Kim, C. E., et al. 2017. Improved three switch-active clamp forward converter with low switching loss, in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia*, Kaohsiung, Taiwan, 275–279.

Kim, H., Yu, T., Choi, S. 2008. Indirect Current Control Algorithm for Utility Interactive Inverters in Distributed Generation Systems, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1342–1347, DOI: 10.1109/TPEL.2008.920879

Ko, J., Chung, D. 2016. The MPPT control of PV system using the series-connected PI controller, in *2016 16th International Conference on Control, Automation and Systems*, Gyeongju, South Korea, 807–809.

Kojabadi, H. M., Yu, B., Gadoura, I. A., Chang, L., Ghribi, M. 2006. A novel DSP-based current-controlled PWM strategy for single phase grid connected inverters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 985-993, DOI: 10.1109/TPEL.2006.876851

Lai, C. M., et al. 2014. Parallel-operated single-stage flyback-type single-phase solar micro-inverter, in *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid*, Taipei, Taiwan, 1–5.

Lai, C., Yang, M., Liu, W. 2014. Parallel-operated single-stage flyback-type single-phase solar micro-inverter, in *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, Taipei, pp. 1–5, doi: 10.1109/IGBSG.2014.6835248

Lee, J. Y. M. 2016. Variable PID Gain Tuning Method Using Backstepping Control With Time-Delay Estimation and Nonlinear Damping, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61(12): 6975–6985.

Lee, T.-L., Hu, S.-H. 2016. An Active Filter With Resonant Current Control to Suppress Harmonic Resonance in a Distribution Power System, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 198–209, <http://dx.doi.org/10.1109/JESTPE.2015.2478149>

Leuenberger D., Biela J. 2015. Accurate and computationally efficient modeling of flyback transformer parasitics and their influence on converter losses, in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications*, Geneva, 1–10.

Li, Q., et al. 2002. Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset, *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(1): 15–24.

Libin, Y., Xin, Y.; Ming Z.; et al. 2015. A New Theory of Reactive Power Control of Grid Connected PV Inverter, in *2015 International Conference on Intelligent Transportation, Big Data and Smart City*, Halong Bay, Vietnam, 35–38.

Lind, A. 2013. *Single Transistor Forward Converter Design*. Infineon Technologies Austria AG. 11 p.

Liserre, M., Teodorescu, R., Blaabjerg, F. 2006. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263–272, DOI: 10.1109/TPEL.2005.861185

Liu, N., et al. 2015. A Charging Strategy for PV-Based Battery Switch Stations Considering Service Availability and Self-Consumption of PV Energy, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(8):4878–4889.

Liu, J., et al. 2015. Fast prediction for conducted EMI in flyback converters, 2015 *IEEE International Conference on Computational Electromagnetics*, Hong Kong, China, 247–249.

Lopez, D., et al. 2017. Double voltage step-up photovoltaic microinverter, in 2017 *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Toronto, ON, Canada 406–411.

Lopez-Santos, O., García, G., Martínez-Salamero, L. 2015. Derivation of a global model of a two-stage photovoltaic microinverter using sliding-mode control, in *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Fortaleza, pp. 1–6, doi: 10.1109/COBEP.2015.7420176

Macedo, G. B., Martins, D. C. Coelho, R. F. 2016. Design and comparative analysis of CL CLCL and trap-CL filters for current source inverters, in 2016 *IEEE Industry Applications Conference (INDUSCON)*, pp. 1–8

Melo, F. C.; et al. 2018. Proposal of a Photovoltaic AC-Module With a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost Microinverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65(3): 2289–2301.

Melo, F.o C., Garcia, L. S., de Freitas, L. C., Coelho, E. A. A. 2017. Proposal of a Photovoltaic AC-Module With a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost Microinverter, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2289–2301, DOI: 10.1109/TIE.2017.2750611

Meneses, D., et al. 2012. Single-stage grid-connected forward microinverter with constant off-time boundary mode control, in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Phoenix, AZ, USA, 568–574.

Micro-Inverter Market. 2020. Prieiga per internetą: <https://www.marketsandmarkets.com/PressReleases/micro-inverter>. Peržiūrėta 2020 m. balandžio 16 d.

Min, G., et al. 2018. Design and Control of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Microinverter with Reactive Power Support Capability, in 2018 *International Power Electronics Conference*, Niigata, Japan, 2500–2504.

Minjie, C., Afridi, K. K., Perreault, D.J. 2013. A multilevel energy buffer and voltage modulator for grid-interfaced micro-inverters, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*. Denver, 3070–3080.

Mohammadi, S., et al. 2015. Interleaved two-switch flyback microinverter for grid-tied photovoltaic applications. *IEEE*. Tehran, 59–64.

Morales-Caporal, M., et al. 2016. Digital simulation of a predictive current control for photovoltaic system based on the MPPT strategy, in *2016 13th International Conference on Power Electronics*, Guanajuato, Mexico, 295–299.

Motta L., Faúndes, N. 2016. Active / passive harmonic filters: Applications, challenges & trends, in *17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Belo Horizonte, Brazil, ISSN: 2164-0610, <https://doi.org/10.1109/ICHQP.2016.7783319>

Mukherjee, A., Pahlevaninezhad, M., Moschopoulos, G. 2013. A simple flyback microinverter for solar energy systems with variable frequency controlled ZVS, in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, pp. 2026–2031

Na, T., Zhang, Q., Tang, J., Wang, J. 2018. Active power filter for single-phase Quasi-Z-source integrated on-board charger, in *2018 CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 3, no. 3, pp. 197–201, DOI: 10.24295/CPSSPEA.2018.00019

Nayanisiri, D. R., Vilathgamuwa, D. M. ; Maskell, D. L. 2014. HFL PV micro-inverter with front-end current-fed converter and half-wave cycloconverter, in *2014 International Power Electronics Conference*, Hiroshima, Japan, 3598-3603.

Namin, A., et al. 2018. Performance of Inductive Wireless Power Transfer Between Using Pure Sine Wave and Square Wave Inverters, in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacifi*, Bangkok, Thailand, 1–5.

Nan, W., Shangsheng, L. 2017. Current output control strategy based on current reference feed-forward for H-bridge cascaded inverter, in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, ISBN: 978-1-5386-1127-2, <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216173>

Nimmi Mahesh, A. 2018. Carrier rotation schemes for equal device conduction periods in Cascaded H-bridge Multilevel Inverter, in *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control*, Greater Noida, India, 696–701.

Ouyang, Z., Zhang, W. 2015. Calculation of leakage inductance for high-frequency transformers, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(10): 5769–5775.

Öztürk, S., Çadırcı, I. 2018. A Generalized and Flexible Control Scheme for Photovoltaic Grid-Tie Microinverters, *IEEE Transactions on Industry Applications* 54 (1): 505–516

Öztürk, S., Çaditoy, I. 2015. A generalized and flexible control scheme for photovoltaic grid-tie microinverters, in *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, Palermo, Italy, 699–703.

- Pan, X., et al. 2016. Novel hybrid modulation based isolated high-frequency bidirectional inverter for microgrid application, in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 3517–3522.
- Paridari, K., et al. 2013. A new decentralized voltage control scheme of an autonomous microgrid under unbalanced and nonlinear load conditions, in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Cape Town, South Africa, 1812–1817.
- Perrin, R., et al. 2016. High-Temperature GaN Active-Clamp Flyback Converter With Resonant Operation Mode, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(3): 1077–1085.
- Pezeski, H., Wolfs, P. J., Ledwich, G. 2014. Impact of High PV Penetration on Distribution Transformer Insulation Life, *IEEE Transactions on Power Delivery* 29(3): 1212–1220.
- Pikutis, M. 2015. Fotovoltinės elektrinės intelektualaus valdymo kūrimas: daktaro disertacija. Vilnius: Technika, 116 p. 978-609-457-877-9.
- Platakis, A. 2014. *Fotovoltinių keitiklių tiekiamos energijos kokybės tyrimas ir gerinimas: daktaro disertacija*. Vilnius: Technika, 134 p. 978-609-457-681-2.
- Popescu, M., Bitoleanu, A., Preda, A. 2018. A New Design Method of an LCL Filter Applied in Active DC-Traction Substations, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 4, pp. 3497–3507, DOI: 10.1109/TIA.2018.2819968
- Pradhan, R., Subudhi, B. 2016. Double Integral Sliding Mode MPPT Control of a Photovoltaic System, *IEEE Transactions on Control Systems* 24(1): 285–292.
- Prager, J., Ziemba, T., Miller, K. E., Picard, J., Hashim, A. 2015. Silicon-carbide (SiC) MOSFET -based full-bridge for pulsed power applications, in *2015 IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*, pp. 1–6
- Priyambada, S., Mohanty, P. K. 2015. Performance evaluation of DEPSO algorithm on automatic voltage regulator using conventional PID & Fuzzy-PID controller, in *2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth*, Shillong, India, ISBN: 978-1-4673-6503-1.
- Raghavendra, H.S. 2015. The multi-input renewable source inverter with current fed isolated half bridge converter and the H-bridge inverter, in *International Conference on Smart Technologies and Management for Computing, Communication, Controls, Energy and Materials*, Chennai, India, 514–520.
- Rajeev, M., Agarwal, V., 2018. Analysis and Control of a Novel Transformer-Less Microinverter for PV-Grid Interface, in *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 8, no. 4, pp. 1110–1118, DOI: 10.1109/JPHOTOV.2018.2825298
- Rana A. S., et al. 2018. String level optimisation on grid-tied solar PV systems to reduce partial shading loss, *IET Renewable Power Generation* 12(2): 143–148.

Raziei, A., Hallinan, K. P., Brecha, R. J. 2014. Cost optimization with solar and conventional energy production, energy storage, and real time pricing, in *ISGT 2014*, Washington, DC, USA, 1–4.

Reddy, B. D., et al. 2015. Design, Operation, and Control of S3 Inverter for Single-Phase Microgrid Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(9): 5569–5577.

Ryu, D., et al. 2018. Optimum MPPT Control Period for Actual Insolation Condition, in *2018 IEEE International Telecommunications Energy Conference*, Turin, Italy, 1–4.

Ryu, S. H., et al. 2016. Analysis and Design of Modified Half-Bridge Series-Resonant Inverter With DC-Link Neutral-Point-Clamped Cell, *IEEE Transactions on Power Electronics* 31(3): 2282–2295.

Rodriguez, C. T., Fuente, D. V., Garcera, G. 2011. Reconfigurable Control Scheme for a PV Microinverter Working in Both Grid-Connected and Island Modes, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1582–1595, DOI: 10.1109/TIE.2011.2177615

Sahu, P. K., Shaw, P., Maity, S. 2016. Modeling and control of grid-connected DC/AC converters for single-phase micro-inverter application, in *2015 Annual IEEE India Conference*, New Delhi, India, ISBN: 978-1-4673-7399-9, DOI: 10.1109/INDICON.2015.7443537

Samundeeswari, S. V., Gopinath, M. 2017. Open loop and closed loop solar based cascaded h-bridge inverter using fuzzy logic, in *2017 International Conference on Innovations in Green Energy and Healthcare Technologies*, Coimbatore, India, 1–4.

Sankar, R., et al. 2017. II. PV system description: Maximum power extraction in PV system using fuzzy logic and dual MPPT control, in *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing*, Chennai, India, 3764–3769.

Saxena, N., Singh, B., Vyas, A. L. 2017. Integration of solar photovoltaic with battery to single-phase grid, *IET Generation, Transmission & Distribution* 11(8): 2003–2012.

Schmitz, L., et al. 2017. Design optimization of a high step-Up DC-DC converter for photovoltaic microinverters, in *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference*, Broadbeach, QLD, Australia, 432–437.

Schuepbach, E., et al. 2015. Swiss Energy Strategy 2050: Research on photovoltaic electricity production, in *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies*, Monte Carlo, Monaco, 1–5.

Seliga, R., et al. 2014. Operation of sine-wave voltage source inverter in hybrid genset based autonomous power system, in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Manchester, UK, 1–5.

Shen, G., Zhu, X., Zhang, J., Xu, . 2010. A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2033–2041, DOI: 10.1109/TIE.2010.2040552

Sheng, S., Li, P., Lehman, B. 2013. Parallel operation of digital controlled modified sine wave inverters, in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA, 3440–3447.

Sher, H. A., et al. 2015. A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT, *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 6(4): 1426–1434.

Singh, B., Joshi, N. 2017. Tuning Techniques of PID controller: A review, in *International Journal on Emerging Technologies (Special Issue NCETST-2017)*, vol. 8, no. 1, pp. 481–485

Sukesh, N., Pahlevaninezhad, M., Jain, P. K. 2014. Analysis and Implementation of a Single-Stage Flyback PV Microinverter With Soft Switching, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 1819–1833, April

Sukesh, N., Pahlevaninezhad, M.; Jain, P. K. 2015. Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(4): 1819 -1833.

Sun, J. 2011. Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics* 26(11):3075–3078.

Surapaneni, R. K., Rathore, A. K. 2015. A Single-Stage CCM Zeta Microinverter for Solar Photovoltaic AC Module, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 3(4): 892–900.

Suzuki, K., Wada, K. 2019. Current Control using Pulsed Current Sampling Considering Sampling Points and Sensor Positions for Single-Phase Inverter, in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, USA, ISBN: 978-1-5386-8330-9, <https://doi.org/10.1109/APEC.2019.8721791>

Šály, V., et al. 2015. Electrical characterization of PV modules after three years of operation, in *2015 16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering*, Kouty nad Desnou, Czech Republic, 484–487.

Tamyurek, B., Kirimer, B. 2015. An Interleaved High-Power Flyback Inverter for Photovoltaic Applications, *Power Electronics, IEEE Transactions on* 30(6): 3228–3241.

Tan, W., Bair, X. 2012. Application research base on system engineering for analyzing smart grid standards, in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, Tianjin, China 1–3.

Thang, T. V., et al. 2014. Analysis and Design of Grid-Connected Photovoltaic Systems With Multiple-Integrated Converters and a Pseudo-DC-Link Inverter, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, 61: 3377–3386.

Timofeeva, O. V. 2010. Autonomous inverter based on single-phase modules, in *2010 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, Saratov, Russia, 419–422.

Umuhuza, J., Zhang, Y., Zhao, S., Mantooth H. A. 2017. An adaptive control strategy for power balance and the intermittency mitigation in battery-PV energy system at residential DC microgrid level, in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Tampa, FL, USA, 1341–1345.

Uprety, S., Lee, H. 2017. 22.5 A 93%-power-efficiency photovoltaic energy harvester with irradiance-aware auto-reconfigurable MPPT scheme achieving >95% MPPT efficiency across 650 μ W to 1W and 2.9ms FOCV MPPT transient time, in *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, CA, USA, 378–379.

Vongkoon, P., Liutanakul, P., Wiwatcharagoses, N. 2019. Effective low-cost solution using cascaded connection of two modified notch filters to mitigate the second and third harmonic currents in single-phase dual-stage half-bridge microinverter, in *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3118–3130, 16 10 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5638

Wang, P., et al. 2016. Comparative study of PD characteristics for inverter-fed motor insulation under sinusoidal and repetitive square wave voltage conditions, in *2016 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application*, Chengdu, China, 1–4.

Wang, R., Hu, B., Sun, S. 2019. Linear Active Disturbance Rejection Control for DC Side Voltage of Single-Phase Active Power Filters, in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 73095–73105, DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2920626

Wang, T.H., Lo, Y.K. 2013. A DSP-based Grid-tied Solar Cascade-micra-inverter, in *2013 1st International Future Energy Electronics Conference*, Tainan, Taiwan, ISBN: 978-1-4799-0073-2, DOI: 10.1109/IFEEEC.2013.6687558

Whitaker, B., Martin, D., Cilio, E. 2015. Extending the operational limits of the push-pull converter with SiC devices and an active energy recovery clamp circuit, in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, in Charlotte, NC, USA, 2033–2038.

Wilson, P., Mantooth, H. A. 2013. Model-Based Engineering for Complex Electronic Systems, in *Publisher: Newnes: Kidlington, UK*, pp. 347–367

Woo-Jun, C., et al. 2017. Highly Efficient Microinverter With Soft-Switching Step-Up Converter and Single-Switch-Modulation Inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 62(6): 3516-3523.

Wu, Q., et al. 2017. A Wide Load Range ZVS Push–Pull DC/DC Converter With Active Clamped, *IEEE Transactions on Power Electronics* 32(4): 2865–2875.

Wu, Q., et al. 2018. ZVS three-phase current-fed push–pull converter employing a simple active-clamp circuit for voltage step-up applications, *IET Power Electronics* 11(14): 2286–2294.

Xia, Y., Ayyanar, R. 2017. Naturally Adaptive, Low-Loss Zero-Voltage-Transition Circuit for High-Frequency Full-Bridge Inverters With Hybrid PWM Grid-Tied Inverter, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 4916–4933, <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2017.2734638>

- Xiangjun, Z., Hankui, L., Dianguo, H. 2003. Analysis and design of the flyback transformer, in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*. Harbin, 715–719.
- Xin, Z., Mattavelli, P., Yao, W. 2017. Mitigation of Grid-Current Distortion for LCL-Filtered Voltage-Source Inverter With Inverter-Current Feedback Control, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6248–6261, doi:10.1109/TPEL.2017.2740946
- Xin, Z., Mattavelli, P., Yao, W., 2017. Mitigation of Grid-Current Distortion for LCL-Filtered Voltage-Source Inverter With Inverter-Current Feedback Control, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6248–6261, DOI: 10.1109/TPEL.2017.2740946
- Xue, Y., et al. 2010. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: An overview, *IEEE Trans. Power Electron.*, 19(5): 1305–1314.
- Xue, L., Zhang, J. 2018. Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65(2): 1235–1243.
- Zha, Z., Yang, J., Li, S. 2017. Continuous Output Feedback TSM Control for Uncertain Systems With a DC–AC Inverter Example, in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 1, pp. 71–75, DOI: 10.1109/TCSII.2017.2692256
- Zhang, L., et al. 2016. A Family of Five-Level Dual-Buck Full-Bridge Inverters for Grid-Tied Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics* 31(10): 7029–7042.
- Zhang, N., Tang, H., Yao, C. 2014. A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters, in *www.mdpi.com/journal/energies*, vol. 7, pp. 3934–3954, DOI: 10.3390/en7063934
- Zhang, Z., He, X. F., Liu, Y. F. 2013. An Optimal Control Method for Photovoltaic Grid-Tied-Interleaved Flyback Microinverters to Achieve High Efficiency in Wide Load Range, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5074–5087
- Zhang, Z., He, X., Liu, Y. 2013. An Optimal Control Method for Photovoltaic Grid-Tied-Interleaved Flyback Microinverters to Achieve High Efficiency in Wide Load Range, *IEEE Transactions on Power Electronics* 28(11): 5074–5087.
- Zhao, J., Dai, F. 2007. A New Soft-Switching Two-Switch Forward Converter, in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, USA, 184–188.

Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Bielskis, E., Baskys, A., Valiulis, G. 2020. Controller for the Grid-Connected Microinverter Output Current Tracking. *Symmetry*. 12(1): 1–13. ISSN 2073-8994 (Clarivate Analytics Web of Science).

Bielskis, E., Šapurov, M., Valiulis, G., Balbonas, D. 2018. Flyback mikroinverterio sudaryto iš dviejų raktų modelio matlab/simulink aplinkoje sudarymas ir tyrimas. *Mokslas – Lietuvos ateitis*. 10: 1–6. Vilnius: Technika. ISSN 2029-2341.

Bielskis, E., Baskys, A., Sapurov, M. 2017. Single stage microinverter based on two-switch DC-DC flyback converter. *Electronics and electrical engineering*. 23(4): 29–32. Kaunas: Technologija. ISSN 1392-1215 (Clarivate Analytics Web of Science).

Bielskis, E., Baskys, A., Sapurov, M. 2016. Impact of Transformer Design on Flyback Converter Voltage Spikes. *Electronics and electrical engineering*. 22(5): 58–61. Kaunas: Technologija. 2016 ISSN 1392-1215 (Clarivate Analytics Web of Science).

Bielskis, E., Šapurov, M., Platakis, A. 2016. Elektros tinklo mikroinverterio naudingumo faktoriaus tyrimas. *Mokslas – Lietuvos ateitis*. 8(3): 296–301. Vilnius: Technika. ISSN 2029-2341.

Straipsniai kituose leidiniuose

El Iysaouy, L., Baskys, A., Bielskis, E., Lahbabi, M., Oumnad, A. 2018. Impact of flyback transformer and switch parameters on efficiency of single stage photovoltaic microinverter, *2018 Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream)*. Vilnius, Lithuania, 2018 m. balandis. p. 1–4. ISBN: 978-1-5386-6737-8.

El Iysaouy, L., Baskys, A., Bielskis, E., Oumnad, M., Lahbabi, M. 2018. Impact of CL and LCL Low Pass Output Filters on High Order Harmonics of Single Stage Photovoltaic Microinverter, *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, Rabat, Morocco, 2018 m. spalio. p. 1–5. ISBN: 978-1-5386-7328-7.

Summary in English

Introduction

Formulation of the problem

The low-power photovoltaic inverters for a single standard photovoltaic module with a maximum power of about 250 W are increasingly being used. Such inverters are called photovoltaic microinverters. The main advantage of microinverters is that by converting the DC photovoltaic voltage to alternating AC, the maximum power operation mode is guaranteed individually for each photovoltaic module.

However, photovoltaic microinverters have drawbacks. The main drawback is lower energy efficiency compared to inverters designed to serve many photovoltaic modules. The reason for this is that the voltage supplied by the single photovoltaic module is relatively low (about 30 V), so a DC/DC converter that has to boost the voltage to the amplitude value of the electrical grid voltage is needed. Because of this, part of the energy is lost in the converter, therefore, the overall efficiency of the microinverter decreases. Another problem is harmonic distortions of the microinverter output current, which generate higher harmonics in the grid.

In summary, the following problems of photovoltaic microinverters, which are solved in the dissertation, can be formulated: the problem of energy efficiency; the problem of harmonic distortions of the output current.

Relevance of the Thesis

Market research shows (Micro-Inverter Market 2020) that from 2018, the microinverter market is growing at 19.3% annually and will reach \$ 5.9 billion in 2023. The growth of the market is on the one hand due to the continuous development and research activity that allow to improve constantly the parameters of microinverters and reduce the price, on the other hand, the market is growing rapidly due to the increasing number of newly installed photovoltaic power plants. Therefore, research dedicated to development more advanced microinverters with high efficiency and low harmonic distortions of the output current is relevant and has practical value.

The object of Research

The object of the research is the energy efficiency of the photovoltaic microinverter and the quality of the current generated into the electrical grid by the microinverter.

The Aim of the Thesis

The aim of the work is to develop an energy-efficient single-stage photovoltaic microinverter and its controller for control of output current, to investigate the microinverter experimentally and using simulation.

The tasks of the Thesis

To achieve the aim of the work, the following tasks are solved:

1. To develop an energy-efficient DC-DC voltage converter and on the basis of it to create a single-stage photovoltaic microinverter and to investigate it using simulation and experimentally.
2. To develop a control algorithm and controller for feedback control of the microinverter output current supplied to the electrical grid, to investigate the control system using simulation and experimentally.
3. To investigate the influence of the component parameters on the microinverter efficiency using simulation and experimentally.

Research Methodology

Analytical methods, simulation and experimental investigation are applied in the work.

Scientific Novelty of the Thesis

1. A new two switch flyback DC-DC converter has been developed for a single-stage microinverter, which has a higher efficiency as compared to another DC-DC converters used for the same purpose.
2. A new PI control algorithm with a time-varying proportional constant for microinverter output current control, which allows us to decrease harmonic distortions of the microinverter output current compared to the case when popular PI controller is used, has been developed.

3. A new “chessboard” method of arranging the windings of the microinverter flyback transformer, which allows to provide lower voltage spikes in the primary transformer coil compared to other known winding arrangements, has been proposed.

Practical Value of the Research Findings

The obtained research results can be applied to the development of energy efficient photovoltaic microinverters.

Defended statements

1. The efficiency of the developed two switches DC-DC voltage flyback converter reaches 0.918 at 80 W load power and 36 kHz switching frequency. The obtained efficiency is 2.3% higher compared to the efficiency of the DC-DC voltage flyback converter based on the classical topology.
2. By controlling the output current of the microinverter supplied to the electrical grid using a PI controller with a time-varying proportional constant, the harmonic distortions of the current in the case when electrical grid voltage is not distorted by higher harmonics are reduced by 42% and if the electrical grid voltage is distorted by the 3rd and 5th harmonics – by 21.7%, compared to results obtained using a conventional PI controller.
3. The influence of the active resistance of the primary winding of the flyback transformer on the efficiency of the microinverter is 40 times, and impact of the resistance of the open transistor of the switches used for commutation of this winding is 33 times higher than the influence of the same parameters of the secondary winding and the transistors of switches used in it.
4. The arranging of windings of the flyback transformer with the proposed “chessboard” method allows to reduce the power loss in the overvoltage suppression circuit introduced by the voltage spikes at least by 4.2%, compared to other known methods of arranging the windings when the power supplied to the load is 100 W.

Approval of the Research Findings

7 scientific articles have been published on the topic of the dissertation: 5 in peer-reviewed scientific journals and 2 in conference proceedings.

Structure of the Dissertation

The dissertation consists of an introduction, three chapters, general conclusions, lists of references and author’s publications on the subject of dissertation, summary in English.

The total scope of dissertation – 119 pages, 15 numbered formulas, 65 pictures, 8 tables, and 167 references.

1. Analysis of photovoltaic inverters

Photovoltaic cells generate a DC voltage, while electrical appliances are designed to be supplied with AC voltage. Therefore, the energy of photovoltaic modules, which are composed of many photovoltaic cells, cannot be used directly (Surapaneni et al. 2015; Feng et al. 2018; Jiang et al. 2012; Melo et al. 2018; Öztürk et al. 2018; Zhang 2013). In order to use photovoltaic energy, it is necessary to convert a DC voltage to AC one (Gagrica et al. 2015; Hu et al. 2013.). To achieve this goal, a power electronics device – an inverter is needed (Bleizgys 2012; Platakis 2014). It converts a DC photovoltaic voltage to AC. There are two groups of photovoltaic inverters: off-grid and grid-tied inverters. Off-grid inverters (Kharitonov et al. 2012; Firdaus et al. 2018; Seliga et al. 2014) that generate electricity on an energy island disconnected from the centralized electricity supply network. Grid-tied inverters (Sun 2011; Azli 2008; Libin 2015) that supply electricity to the centralized electrical grid.

There are several types of grid-tied inverters as central inverter, series inverter, multi-series inverter where one inverter serves many photovoltaic modules, which usually are connected in series. Because the parameters of photovoltaic modules have dispersions and the modules can operate under different conditions, their individual maximum power regime is different, so the maximum possible energy will not be generated in the photovoltaic power plant using these mentioned above inverters.

The microinverter is another type of photovoltaic inverter developed for single standard photovoltaic module with about 250 W maximum power. The main advantage of such a solution is that each photovoltaic module has its own inverter, so that the maximum power can be drawn from the module. (Öztürk et al. 2015). Such systems also have drawbacks – since single photovoltaic module provides just about 30 V output voltage, the grid-tied microinverter requires a DC/DC converter that has to boost the voltage to the electrical grid voltage amplitude value. The DC/DC converter causes in additional energy losses (Cha et al. 2015), therefore the efficiency of microinverter is lower as compared to the inverters developed to serve many photovoltaic modules. Because of this, the development of DC/DC boost converters with high efficiency for microinverters is relevant issue.

A photovoltaic grid-tied microinverter usually consists of two main functional units: a DC-DC converter and an inverter. The DC-DC converter raises the relatively low DC voltage of a tens of volts of the photovoltaic module to a value close to the value of the AC voltage amplitude of the electrical grid to which the power is supplied. An inverter using Pulse Width Modulation (PWM) technique provides sinusoidal voltage that has to be synchronized with the electrical grid.

There are single (Lai et al. 2014) and two (Lopez-Santos et al. 2015) stages microinverters:

1. The specificity of single-stage microinverters (Fig. S1.1.) is that the the DC-DC converter not just boosts the voltage using PWM technique but provides the voltage in the shape of sinusoidal half-cycles with the amplitude close to the amplitude of the electrical grid voltage. The inverter converts sinusoidal half-periods into sinusoidal voltage. A single-stage microinverter consists of a relatively small number of electronic

components that emit power losses, so this type of microinverter has high energy efficiency (Lai et al. 2014). Such a microinverters are usually used to form a single-phase voltage.

2. In a two-stage microinverter, the alternating voltage is generated in two stages (Fig. S1.2.). In the first stage, the voltage of the photovoltaic module is raised by a DC/DC converter to a value close to the amplitude of the electrical grid voltage. In the second stage, the DC voltage is converted to a variable by an inverter using the sinus PWM technique (Vongkoon et al. 2019).

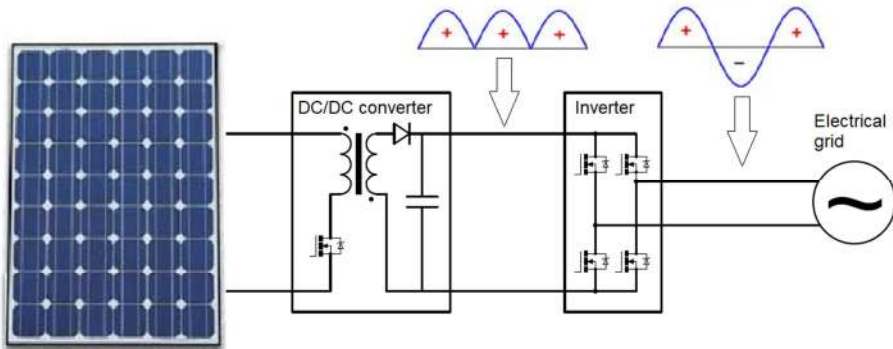


Fig. S1.1. Single stage Microinverter

The flyback DC-DC converters are often used in a single stage photovoltaic microinverters. These converters include a specific transformer with an air gap in ferrite core, which is called a flyback transformer (Keogh et al. 2016). Flyback DC/DC converters work well in current source mode and are therefore well suited for the realization of grid-tied microinverters. Other converters, such as forward converters, are less suitable in this case because they act as voltage sources. Flyback DC/DC converters are characterized by simplicity, energy efficiency and low cost as well.

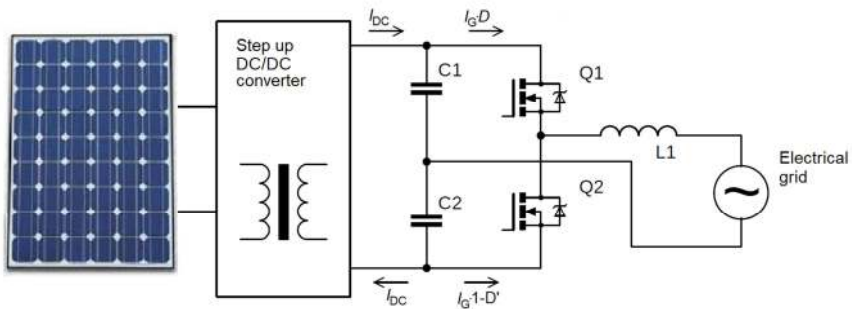


Fig. S1.2. Two stages microinverter

The quality of energy supplied to the electrical grid by microinverters is becoming an important problem. It is necessary that the microinverters do not contaminate the electrical grid with higher harmonics, i.e. it is necessary that the shape of the current supplied by the microinverter would be as close as possible to the sinus. Therefore, it is important to conduct research and find solutions to reduce nonlinear distortions of the current supplied by the microinverter (Xin et al. 2017; Kojabadi et al. 2006; Nan et al. 2017; Suzuki et al. 2019; Xia et al. 2017).

To reduce current harmonics, it is most effective to use a feedback control system to control the sinusoidal law of the microinverter current. The feedback control system for tracking of sinus reference has to be integrated into the microinverter structure for this purpose. The aim of such a control system is to control the microinverter switches so that the shape of the output current of the microinverter would reproduce the shape and phase of the reference sinusoidal signal (Rajeev et al. 2018; Motta et al. 2016; Xin et al. 2017; Bayhan et al. 2019; Zha et al. 2017). The most popular controllers used for the microinverter output current control are proportional-integral (PI) (Kamil 2019; Hlali et al. 2019) and proportional-integral-differential (PID) (Yongjun et al. 2017; Changliang et al. 2014). The popularity of these well-known controllers is due to the easy implementation and well-developed controller parameters tuning techniques. The disadvantage of PI and PID controllers is that they cannot follow the reference sinusoidal signal without avoiding a steady-state error, therefore, these controllers do not allow to achieve high control accuracy. Because of this, it is relevant to develop a controller with the tuning technique of parameters similar to PI or PID controllers, and at the same time that it would provide higher accuracy of current control.

Based on the analysis made in the overview, the tasks of the work for the development an energy-efficient single-stage photovoltaic microinverter and its controller for control of output current were formulated.

2. Development and investigation of the power stage of an energy efficient photovoltaic microinverter

The investigation results of efficiency of a developed DC/DC voltage flyback converter with an alternative active surge suppression circuit and a two-switch DC/DC flyback converter are presented in the second chapter of the dissertation. A new single stage on-grid photovoltaic microinverter based on couple of two-switch DC/DC flyback converters has been proposed. The results presented in this chapter are published in (Bielskis et al. 2018; Bielskis et al 2017; Bielskis et al 2016b)

The developed two-switch DC/DC voltage flyback converter has less electronic components compared to the classic one and is characterized by the simpler control of MOSFET switches. The circuit diagram of the proposed two-switch DC/DC flyback converter is presented in Fig. S2.1.. The spike energy is returned back to the supply source U_1 using diodes D1 and D2 in this converter. Therefore, the spikes are suppressed by voltage source U_1 and there is no need to use the reactive components for accumulation of spike energy. The dependences of two-switch DC/DC flyback converter efficiency on output power obtained experimentally are given in Fig. S2.2. The

efficiency of this converter at 82 W power and 36 kHz switching frequency is 0.918, while that of the classic one is 0.895, i.e. 2.3% higher.

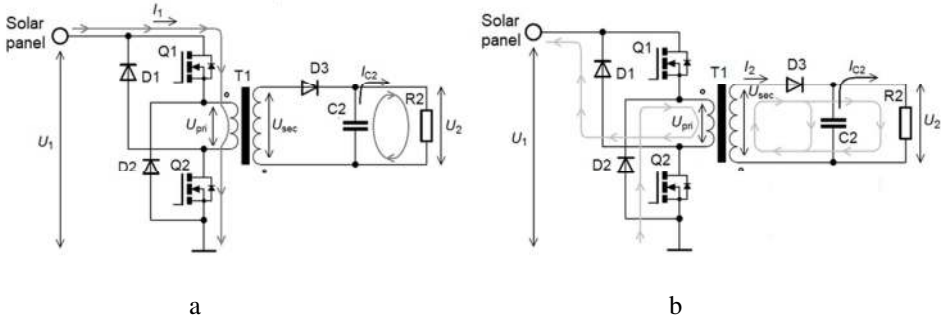


Fig. S2.1. Circuit diagram of two-switch DC-DC flyback converter and current flow during the first (a) and second (b) operating cycles

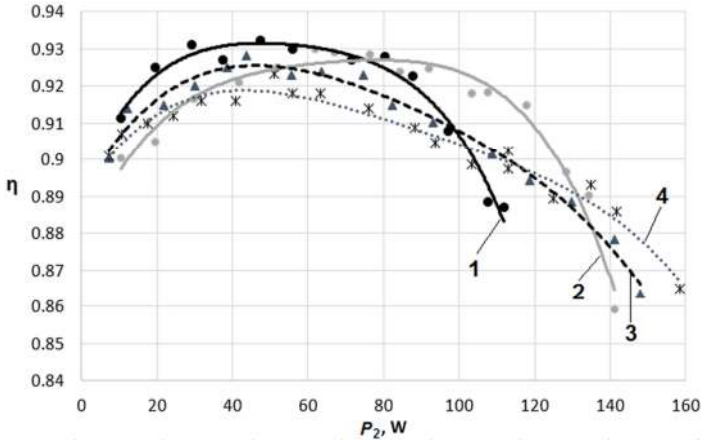


Fig. S2.2. The dependences of two-switch DC-DC flyback converter efficiency on output power at 600 Ω converter load resistance for various switching frequencies: 1 – 25 kHz; 2 – 36 kHz; 3 – 60 kHz. 4 – 90 kHz

The developed single stage photovoltaic microinverter is based on couple of two-switch DC-DC flyback converters. The circuit diagram of microinverter is presented in Fig. S2.3. Both two-switch DC/DC flyback converters are connected to primary winding of transformer. The couple of two quadrant switches, which are composed of transistors Q5, Q6 and diodes D1, D2, is used in the output of microinverter. The positive half period of output voltage is generated using two-switch DC/DC flyback converter based on transistors Q2 and Q3 (transistors Q1 and Q4 are in state OFF) by applying PWM technique and the output voltage is delivered to load through the diode D1 and transistor Q5, which is in state ON. The negative half period of output voltage is formed similar as positive using two-switch DC/DC flyback converter based on transistors Q1 and Q4

(transistors Q2 and Q3 are in state OFF) and the output voltage is delivered to load through diode D2 and open transistor Q6. The energy of voltage spikes, which is generated by flyback transformer during the turn off of switch transistor is returned to microinverter supply through the internal diodes of switch transistors Q1– Q4.

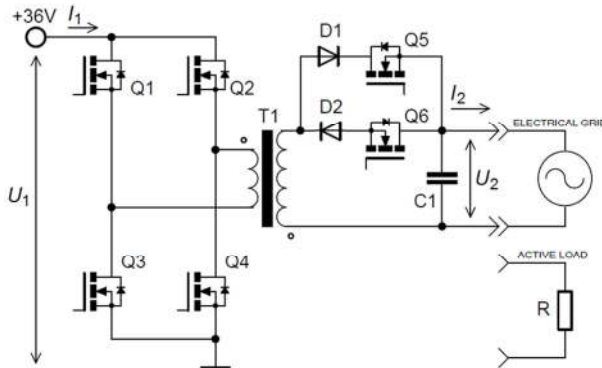


Fig. S2.3. The circuit diagram of single stage microinverter

The single stage microinverter was investigated experimentally and using simulation. The simulation was performed using Matlab/Simulink software. The experimental model of microinverter was designed for experimental investigation. The investigation was performed for two kinds of microinverter load: resistive load (off-grid operation mode); electrical grid load (grid-tied operation mode). The dependences of microinverter efficiency on output power were obtained (Fig. S2.4.). The investigation in off-grid operation mode was performed for the 860Ω load resistance. The experimentally obtained dependence (Fig. S2.4. curve 1) shows that efficiency reaches 0.95 at 26 W output power. However, at power higher than 70 W it drops below 0.9. The dependence obtained using simulation (Fig. S2.4. curve 3) shows higher efficiency, which reaches 0.96 at 45 W. The simulation error of efficiency in comparison to experimental results is 5% at 20 W and reaches 8% at 100 W. The efficiency of microinverter decreases at higher power because the current of components increases significantly and, as consequence, the power losses in microinverter components rise.

In the case when microinverter operates in grid-tied mode, the experimentally obtained efficiency is higher than 0.9 in range of output power 14 to 72 W (Fig. S2.4. curve 2). The maximal efficiency value 0.93 is reached at 40 W output power. The simulation shows (Fig. S2.4. curve 4) higher efficiency, which reaches 0.94 at 35 W. The simulation error of efficiency in respect to experimental results is 2% at 60 W and reaches 6% at 100 W.

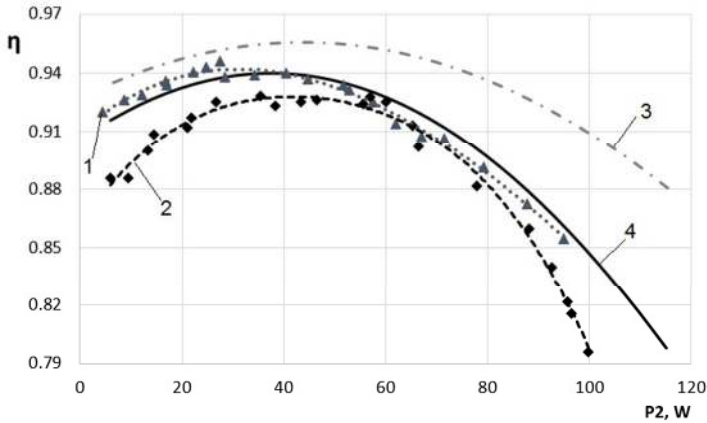


Fig. S2.4. The dependences of single stage microinverter efficiency on output power at 36 kHz switching frequency: 1, 3 – off-grid operation mode, load resistance 860 Ω ; 2, 4 – grid-tied operation mode. Curves 1 and 2 are obtained experimentally, 3 and 4 – using simulation

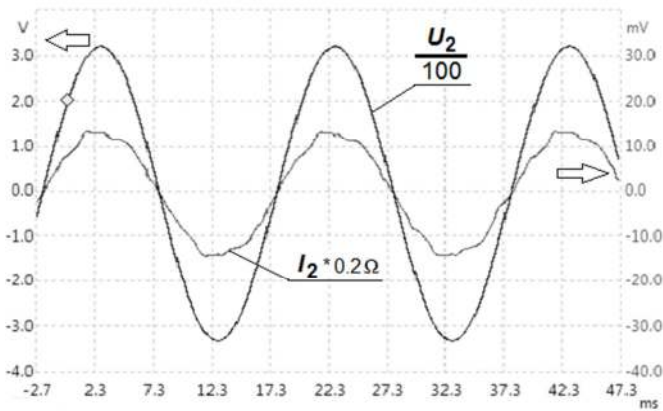


Fig. S2.5. The waveforms of single stage microinverter output voltage and current for the situation when microinverter operates in grid-tied mode at 39 kHz switching

The waveforms of microinverter output voltage and current for the case when microinverter operates in grid-tied mode, i.e. it delivers the current to the grid, were obtained experimentally (Fig. S2.5.). It is seen that the waveform of current is distorted (THD = 11.2%). The distortions of grid voltage waveform is negligible.

3. Development of a microinverter control system and investigation of the influence of element parameters on the energy efficiency of a microinverter

In the third chapter a new PI controller with a time-varying proportional constant is proposed and a microinverter output current sinus shape tracking system with a developed controller was investigated. The nonlinear distortions of the current were evaluated. The influence of parameters of the microinverter elements on the microinverter efficiency was investigated. The flyback transformer used in the microinverter has been upgraded. The results presented in this chapter are published in (Bielskis et al. 2020; Iysaouy & Bielskis et al 2018a; Iysaouy & Bielskis et al 2018b; Bielskis et al 2016a).

The feedback control system for tracking of the sinusoidal reference has to be used to effectively suppress the higher harmonics of the output current. The purpose of the control system is to form the PWM signals for the control of the microinverter switches in such a way that the shape of the output current of the microinverter would be as close as possible to the sinus. The control algorithm of the suggested controller, which presents the modification of PI controller with the time-varying proportional constant $K_P = K_V(t) K_C$, is as follows:

$$U(t) = K_V(t)K_C e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(t)dt, \quad (\text{S3.1.})$$

where $K_V(t)$ and K_C are the time-varying and the constant terms of the proportional constant, respectively. Piecewise linear approximation given in Fig. S3.1. is used for the variation of the $K_V(t)$.

The block diagram of the microinverter control system based on the PI controller with the time-varying proportional constant created using Matlab/Simulink software is presented in Figure S3.2.

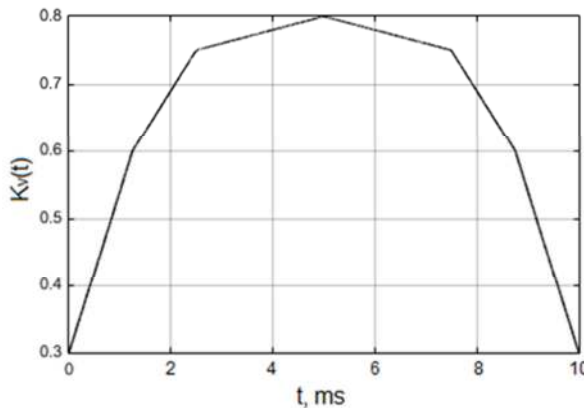


Fig. S3.1. The variation of time-varying constant $K_V(t)$ with time

The simulation results of microinverter output current using proposed PI controller with the time-varying proportional constant and ordinary PI controller are presented in Fig. S3.3 and Fig. S3.4 respectively. The obtained analysis results show that the employment of the proposed PI controller with the time-varying proportional constant allows us to reduce the high frequency ripples of the output current as compared with the case when the ordinary PI controller is used.

Using the spectra of the current the THD of the microinverter output current was estimated. The THD in the case when PI controller with the time-varying proportional constant is used is 4.4% at 32 W, 3.4% at 62 W, and 3.3% at 97 W load power. The comparison of obtained THD values with these received for the case when the ordinary PI controller is used, shows that the employment of the proposed PI controller allows us to reduce the THD of the microinverter output current by 30% at 32 W, by 48% at 62 W, and by 40% at 97 W load power.

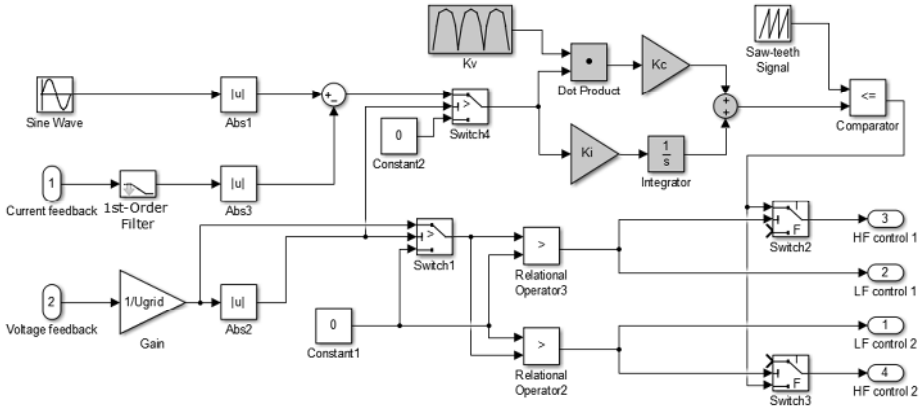


Fig. S3.2. The microinverter control system based on the PI controller with the time-varying proportional constant (the proposed PI controller is depicted with the darker background)

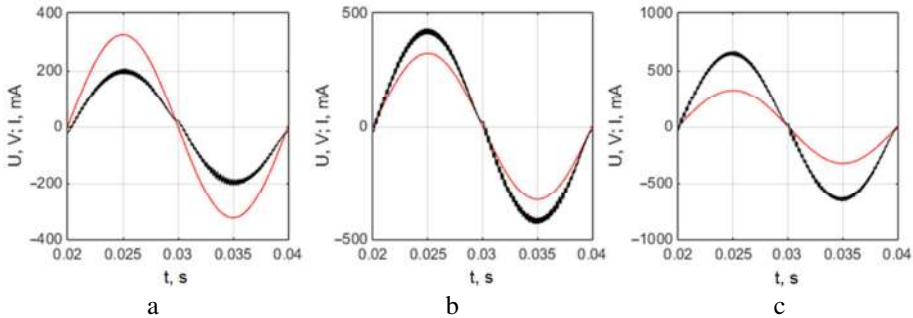


Fig. S3.3. The microinverter output current (black curves) when using the PI controller with the time-varying proportional constant at different load power: (a) 32 W, (b) 62 W; (c) 97 W. Red curves represent the electrical grid voltage

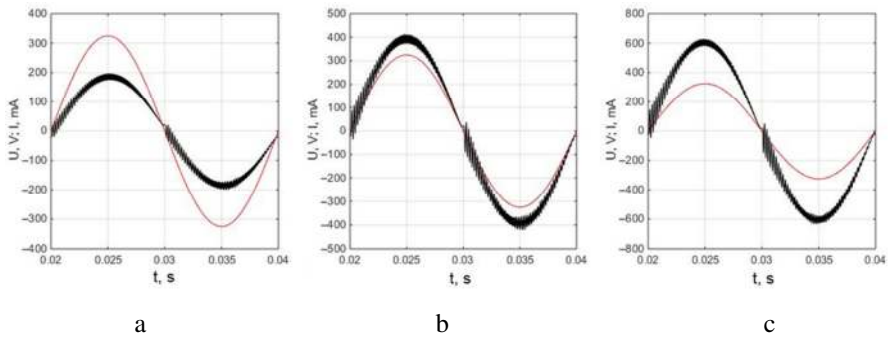


Fig. S3.4. The microinverter output current (black curves) when using an ordinary PI controller at different load power: (a) 32 W; (b) 62 W; (c) 97 W. Red curves represent the electrical grid voltage

The impact of parameters of switch transistors and flyback transformer on the microinverter efficiency have been investigated. The results were obtained using Matlab/Simulink software. The microinverter efficiency dependences on the output power at 25 kHz switching frequency at the resistance of MOSFET switch transistors in set ON (R_{ON}) 0.04 Ω , 0.08 Ω and 0.12 Ω of the MOSFET switches Q1–Q4 (Fig. S2.3) are presented in the Fig. S3.5. It is seen that the efficiency dependence is monotonous and maximum value 0.98 is reached at the minimal output power, at $R_{ON} = 0.04 \Omega$.

The influence of the flyback transformer primary winding resistance on the microinverter efficiency was investigated. The results obtained at the 25 kHz switching frequency for 0.06 Ω , 0.12 Ω and 0.24 Ω flyback transformer primary winding resistances are given in Fig. 3.6. It is seen that the decrease of primary winding resistance from 0.24 Ω to 0.06 Ω allows us to increase the efficiency at 100 W output power from 0.93 to 0.97, i.e. by 4%. This fact shows that the reduction of flyback transformer primary winding resistance allows us significantly improve the efficiency of single stage photovoltaic microinverter.

The results of investigation of flyback transformer secondary winding resistance impact on the microinverter efficiency show that practically it does not influence the efficiency – it increases just by 0.1% when the secondary winding resistance decreases from 0.24 Ω to 0.06 Ω . Therefore, the diameter of secondary winding wire can be relatively low to save the space for the primary winding, resistance of which should be low to reach high efficiency of the microinverter.

The disadvantage of microinverters based on the flyback DC-DC converters is leakage inductance phenomenon of flyback transformer. It causes increase of voltage spikes generated during the commutation of primary winding. The energy consumed for generation of voltage spikes lowers the efficiency of flyback converter. The experimental investigation of the impact of flyback transformer design on voltage spikes

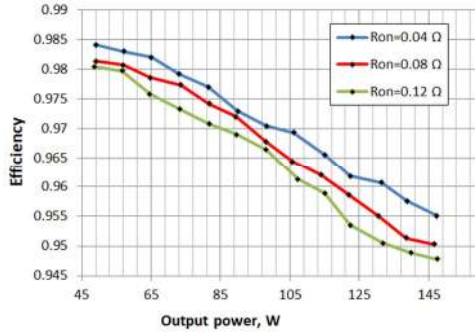


Fig. S3.5. Efficiency dependences of the microinverter with the CL filter on the output power at 25 kHz switching frequency for various resistances R_{ON} of the MOSFET switch transistors M1, M2, M3 and M4

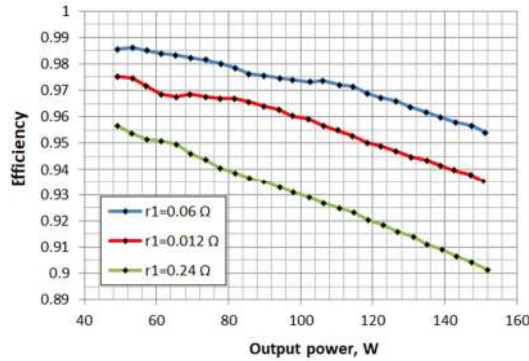


Fig. S3.6. Efficiency dependences of the microinverter with the CL filter on the output power at 25 kHz switching frequency for various primary winding resistances r_1 of flyback transformer

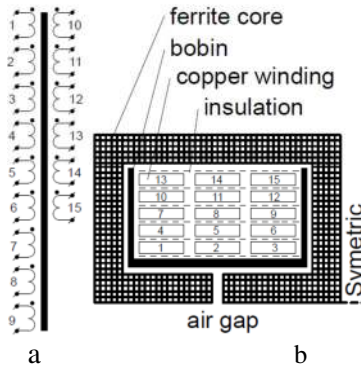


Fig. S3.7. Design of flyback transformer experimental model: a) circuit diagram of windings; b) windings of the bobbin

in converter caused by the leakage inductance was performed. The investigation was made for cases when transformer windings are placed using interleaving and sandwich methods and two methods proposed by author. The experimental model of transformer was made using ETD-34 type ferrite core with magnetic material N27. The transformer has 15 windings, every winding has 10 turns made of copper conductor with 0.6 mm^2 cross-section area (Fig. S3.7). Such design of transformer allows us to connect the windings in various manners according the experimental investigation scenario.

Table S3.1. Transformer windings connection variants

Variant number	Numbers of series connected windings, which form secondary winding	Numbers of windings connected in parallel, which form primary winding
1	7, 8, 9, 10, 11, 12	1, 2, 3, 4, 5, 6
2	1, 2, 3, 4, 5, 6	7, 8, 9, 10, 11, 12
3	1, 2, 3, 10,11,12	4, 5, 6, 7, 8, 9
4	4, 5, 6, 7, 8, 9	1, 2, 3, 10,11,12
5	4, 5, 6, 10, 11, 12	1, 2, 3, 7, 8, 9
6	1, 3, 5, 7, 9, 11	2, 4, 6, 8, 10, 12
7	1, 4, 5, 7, 10, 11	2, 3, 6, 8, 9, 12

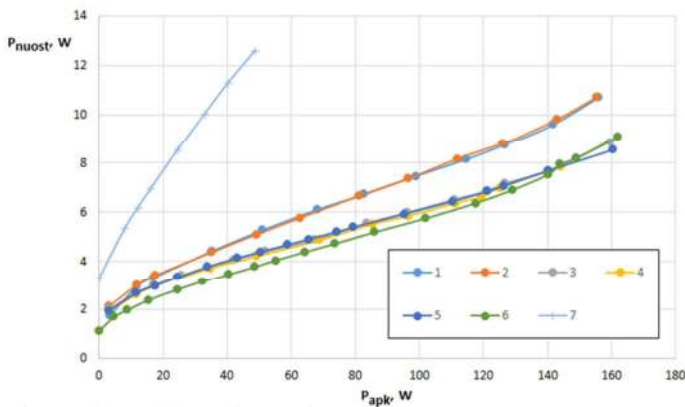


Fig. S3.8. The dependence of power losses in the clamping circuit on the output power at transformer windings connection variants 1–7 (Table S3.1.)

The power generated by the voltage spike is dissipated in passive voltage spikes clamp circuit, which has to be used to lower amplitude of spikes. Therefore, the power losses in the clamp circuit can serve as a criterion for the evaluation of the transformer design: lower power losses mean lower voltage spikes.

The results presented in Fig. S.3.8. show that the lowest power losses provides windings connection variant No. 6 proposed by the author. It was named as “chessboard method”.

General conclusions

1. The developed two-switch DC/DC voltage flyback converter has less electronic components compared to the classic one and is characterized by the simpler control of MOSFET switches. The efficiency of this converter at 80 W power and 36 kHz switching frequency is 0.918, while that of the classic one is 0.895, i.e. 2.3% higher.
2. The efficiency of the developed single-stage grid tied microinverter reaches a maximum value of 0.94 at switching frequency of 36 kHz and an output power of 45 W.
3. The proposed PI controller with the time-varying proportional constant comparing with the classical PI controller allows reducing the total harmonic distortions (THD) of the microinverter output current by at least 30% when the electrical grid voltage is undistorted and by at least 7% when the grid voltage is distorted by the 3rd and 5th harmonics.
4. The efficiency of the single-stage microinverter can be increased by reducing the active resistance of the primary winding of the flyback transformer and open transistor resistance of inverter MOSFET switches. Meanwhile, the active resistance of the secondary winding of the flyback transformer and the resistance of the open transistor of the MOSFET switches used in it, does not affect the efficiency of the microinverter.
5. The minimum power losses in the voltage suppression circuit due to voltage spikes caused by switching of the flyback transformer primary winding are achieved when the transformer windings are arranged according to the proposed “chessboard” principle.

Priedai³

A priedas. Disertacijos autoriaus sąžiningumo deklaracija

B priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje

C priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos

³ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Edvardas BIELSKIS

ENERGETIŠKAI EFEKTYVAUS FOTOVOLTINIO
MIKROINVERTERIO KŪRIMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (T 001)

DEVELOPMENT OF ENERGY EFFICIENT
PHOTOVOLTAIC MICROINVERTER

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (T 001)

2020 07 27. 11,5 sp. l. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
<http://leidykla.vgtu.lt>
Spausdino UAB „BMK leidykla“
A. Mickevičiaus g. 5, LT-08119 Vilnius