



VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

ELEKTRONIKOS FAKULTETAS

KOMPIUTERIŲ INŽINERIJOS KATEDRA

Andrius Platakis

**NUOLATINĖS SROVĖS KEITIKLIO ALTERNATYVIEMS ENERGIJOS
ŠALTINIAMS KŪRIMAS IR TYRIMAS**

**THE DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF DIRECT CURRENT
CONVERTER FOR ALTERNATIVE ENERGY SOURCES**

Baigiamasis magistro darbas

Kompiuterių inžinerijos studijų programa, valstybinis kodas 62401T211

Kompiuterių technologijų specializacija

Elektronikos inžinerijos mokslo kryptis

Vilnius, 2010

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

ELEKTRONIKOS FAKULTETAS

KOMPIUTERIŲ INŽINERIJOS KATEDRA

TVIRTINU
Katedros vedėjas

(Parašas)

Julius Skudutis

(Vardas, pavardė)

(Data)

Andrius Platakis

**NUOLATINĖS SROVĖS KEITIKLIO ALTERNATYVIEMS ENERGIJOS
ŠALTINIAMS KŪRIMAS IR TYRIMAS**

**THE DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF DIRECT CURRENT
CONVERTER FOR ALTERNATIVE ENERGY SOURCES**

Baigiamasis magistro darbas

Kompiuterių inžinerijos studijų programa, valstybinis kodas 62401T211

Kompiuterių technologijų specializacija

Elektronikos inžinerijos mokslo kryptis

Vadovas Dr. Doc. Algirdas Baškys

(Moksl. laipsnis, vardas, pavardė)

(Parašas)

(Data)

Konsultantas Tyr. Vitoldas Gobis

(Moksl. laipsnis, vardas, pavardė)

(Parašas)

(Data)

Konsultantas Dokt. Asist. Vytautas Bleizgys

(Moksl. laipsnis, vardas, pavardė)

(Parašas)

(Data)

Konsultantas Dokt. Asist. Valerijus Zlosnikas

(Moksl. laipsnis, vardas, pavardė)

(Parašas)

(Data)

Konsultantas Dr. Doc. Zofija Babickienė

(Moksl. laipsnis, vardas, pavardė)

(Parašas)

(Data)

Vilnius, 2010

Vilniaus Gedimino technikos universitetas

Elektronikos fakultetas

Kompiuterių inžinerijos katedra

ISBN ISSN

Egz. sk.

Data-....-....

Kompiuterių inžinerijos studijų programos baigiamasis magistro darbas

Pavard. **Nuolatinės srovės keitiklio alternatyviems energijos šaltiniams kūrimas ir tyrimas**

Autorius **Andrius Platakis**

Vadovas Doc. Dr. **Algirdas Baškys**

Kalba

☒ **X**

lietuvių



užsienio

Anotacija

Darbe nagrinėjami ir tiriami nuolatinės srovės keitikliai atsinaujinančios energijos šaltiniams. Pateikiami duomenys apie bendrą elektros energijos gamybą ir gamybą iš atsinaujinančių energijos šaltinių Lietuvoje ir pasaulyje. Pirmajame skyriuje nagrinėjamos pagrindinės nuolatinės srovės keitiklių struktūros, pateikiamos jų topologijos, analizuojamos išraiškos parametrams skaičiuoti, pateikiami valdančiųjų signalų formavimo algoritmai ir signalų epiūros. Antrajame skyriuje nagrinėjamos nuolatinės srovės keitiklių (inverterių), keičiančių nuolatinės srovės šaltinio įtampą į kintamąją įtampą, struktūros. Analizuojamos šių keitiklių topologijos, valdymo principai, signalų epiūros, signalų formavimo algoritmai, inverterių savybės, nagrinėjamos išraiškos parametrams apskaičiuoti. Trečiajame skyriuje analizuojamas inverterio išėjimo filtras. Pateikiamos pagrindinės šio filtro topologijos, aptariamos jų savybės, pateikiamos signalų epiūros, analizuojamos išraiškos filtro parametrams apskaičiuoti. Ketvirtajame skyriuje pateikiami inverterio su išėjimo filtru modeliavimo ir eksperimentinio tyrimo rezultatai. Tyrimams suprojektuotas ir surinktas 1 kW galios inverteris su filtru, jo darbo valdymui ir valdančiųjų signalų inverterio raktams formavimui panaudotas mikrokompiuteris su mikrovaldikliu. Gauti tyrimų rezultatai pritaikyti kuriant keitiklį saulės elementų baterijoms. Kiekvieno skyriaus pabaigoje pateikiamos išvados. Baigiamojo darbo pabaigoje pateikiamos apibendrinančios išvados.

Prasminiai žodžiai: alternatyvūs energijos ištekliai, elektros energijos keitiklis, nuolatinės srovės keitiklis, inverteris, išėjimo filtras, droselis, Matlab Simulink, platuminė moduliacija

Vilnius Gediminas Technical University

Faculty of Electronics

Department of Computer Engineering

ISBN ISSN

Copies No.

Date-....-....

Computer Engineering study programme master thesis.

Title: **The Development and Investigation of Direct Current Converter for Alternative Energy Sources**

Author **Andrius Platakis**

Academic supervisor **Doc. Dr. Algirdas Baškys**

Thesis language

☒ Lithuanian

☐ Foreign (English)

Annotation

The work focuses on direct current (DC) converters for alternative energy sources. The data about the general production of electricity and the production of electricity from alternative energy sources in Lithuania and in the world is presented. In the first section the structures and topologies of DC-DC converters are analyzed, the signal formation algorithms and plots of the signals are given and discussed. In the second section the structures and topologies of DC-AC (Alternating Current) converters are analyzed, the signal formation algorithms and plots of the signals are presented. In the third section the output filter is analyzed. The topologies, characteristics, signal plots and equations are presented. In the fourth section the simulation and experimental investigation results are presented and discussed. The 1 kW DC-AC converter with output filter was designed for experimental investigation and a microcontroller-based microcomputer was used for generation of signals for control of converter output transistors. The obtained investigation results were employed for development of the converter for the solar panel. Conclusions in the each section of the thesis are given. General conclusions are formulated at the end of the work.

Thesis consist of: 88 p. text without appendixes, 77 pictures, 9 tables, 28 bibliographical entries.

Appendixes included.

Keywords: alternative energy sources, direct current converter, inverter, output filter, inductor, choke, Matlab Simulink, pulse-width modulation

Turinys

IVADAS	13
1. NUOLATINĖS SROVĖS ENERGIJOS KEITIKLIAI	17
1.1. Nuolatinės srovės energijos keitiklių valdymas	18
1.2. Žeminantysis (BUCK) keitiklis	20
1.2.1. Nepertraukto srovės laidumo darbo režimas	21
1.2.2. Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo	23
1.2.3. Pertraukto srovės laidumo darbo režimas	23
1.2.4. Išėjimo įtampos pulsacijos	27
1.3. Aukštinantysis (BOOST) keitiklis	28
1.3.1. Nepertraukto srovės laidumo darbo režimas	29
1.3.2. Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo	30
1.3.3. Pertraukto srovės laidumo darbo režimas	31
1.3.4. Nuostolių įtaka aukštinančiojo keitiklio parametrams	33
1.3.5. Išėjimo įtampos pulsacijos	34
1.4. Žeminantysis-aukštinantysis (BUCK-BOOST) keitiklis	35
1.4.1. Nepertraukto srovės laidumo darbo režimas	36
1.4.2. Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo	37
1.4.3. Pertraukto srovės laidumo darbo režimas	39
1.4.4. Nuostolių įtaka žeminančiojo-aukštinančiojo keitiklio parametrams	40
1.4.5. Išėjimo įtampos pulsacijos	41
1.5. Skyriaus išvados	41
2. VIENFAZIAI ĮTAMPOS ŠALTINIŲ INVERTERIAI	42
2.1. Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinių inverteriai	42
2.1.1. Nešlio dažnio impulso pločio moduliacija	43
2.1.2. Stačiakampė moduliacija	45
2.1.3. Selektyvus harmonikų šalinimas	46
2.1.4. Nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovė	48
2.2. Viso tiltelio topologijos įtampos šaltinių inverteriai	49
2.2.1. Dvipolė impulso pločio moduliacija	50
2.2.2. Vienpolė impulso pločio moduliacija	50
2.2.3. Selektyvus harmonikų šalinimas	51
2.2.4. Nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovė	53
2.3. Skyriaus išvados	54
3. INVERTERIO IŠĖJIMO FILTRAS	55
3.1. Žemųjų dažnių filtras	55
3.1.1. Filtro įėjimo ir charakteringoji varža	56
3.1.2. Ribinis dažnis	59
3.1.3. Nominalioji varža	60

3.1.4. Filtro grandinės elementų parametrų nustatymas	60
3.2. Skyriaus išvados	61
4. TYRIMAI	62
4.1. Modeliavimas	62
4.1.1. Išėjimo įtampos harmoninio iškraipymo tyrimas	63
4.1.2. Maksimalios išėjimo filtro kondensatoriaus srovės tyrimas	65
4.2. Inverterio projektavimas	67
4.3. Eksperimentiniai tyrimai	72
4.3.1. Droselio įsisotinimo reiškinių tyrimas	73
4.3.2. Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo moduliacijos nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos tyrimas	75
4.3.3. Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos ir inverterio apkrovos tyrimas	79
4.3.4. Maksimalios išėjimo filtro kondensatoriaus srovės tyrimas	80
4.4. Skyriaus išvados	82
IŠVADOS	84
LITERATŪRA	87
PRIEDAI	88

Iliustracijų sąrašas

1.5	DC-DC keitiklio struktūrinė schema	17
1.6	Paprasčiausias <i>DC-DC</i> keitiklis (a) ir jo išėjimo įtampos grafikas (b)	18
1.7	Platuminio moduliatoriaus schema	19
1.8	Komparatoriaus įėjimo ir išėjimo signalų oscilogramos	19
1.9	Žeminančiojo (buck) keitiklio schema	20
1.10	Įtampos v_{oi} oscilograma (a) ir jos spektras (b)	21
1.11	Žemųjų dažnių filtro perdavimo charakteristika	21
1.12	Žeminančiojo keitiklio ritės įtampos bei srovės oscilogramos	22
1.13	Žeminančiojo keitiklio ekvivalentinės schemos, kai raktas yra įjungtas (a) ir išjungtas (b)	22
1.14	Ritės įtampos bei srovės oscilogramos ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba	24
1.15	Išėjimo srovės priklausomybė nuo impulso skvarbos, kai įėjimo įtampa V_d nekinta	24
1.16	Pertraukto srovės laidumo žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio darbo režimo oscilogramos	25
1.17	Žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio charakteristikos (nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimai), kai nekinta įėjimo įtampa V_d	26
1.18	Žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio charakteristikos (nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimai), kai nekinta išėjimo įtampa V_o	27
1.19	Žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio išėjimo įtampos V_o pulsacijos	28
1.20	Aukštinantysis nuolatinės srovės keitiklis	29
1.21	Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio ritės įtampos bei srovės oscilogramos	29
1.22	Aukštinančiojo keitiklio ekvivalentinės schemos, kai raktas yra įjungtas (a) ir išjungtas (b)	30
1.23	Aukštinančiojo DC-DC keitiklio, dirbančio ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba, oscilogramos (a) ir išėjimo bei įėjimo srovių charakteristikos (b)	31
1.24	Aukštinančiojo DC-DC keitiklio darbo oscilogramos: (a) ties nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo riba, (b) pertraukto srovės laidumo	32
1.25	Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio charakteristikos, kai išėjimo įtampa V_o nekinta	33
1.26	Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio nuostolių įtaka įtampos perdavimo koeficientui	34
1.27	Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio nepertraukto srovės laidumo darbo režimo išėjimo įtampos pulsacijos	35
1.28	Žeminantysis-aukštinantysis nuolatinės srovės energijos keitiklis	36
1.29	Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio nepertraukto srovės laidumo darbo režimo oscilogramos	37
1.30	Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio nepertraukto srovės laidumo darbo režimo ekvivalentinės schemos	37
1.31	Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio dirbančio ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba (a) ritės srovės i_L ir įtampos v_L oscilogramos ir (b) srovių priklausomybės nuo impulso skvarbos D	38
1.32	Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio pertraukto srovės laidumo darbo režimo oscilogramos	39
1.33	Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio charakteristikos, kai išėjimo įtampa V_o nekintanti	40
1.34	Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio nuostolių įtaka įtampos perdavimo koeficientui	40
2.35	Pusės tiltelio įtampos šaltinio inverterio topologija	43
2.36	Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio išėjimo signalų epiūros SPWM moduliacijai ($m_a = 0,8, m_f = 9$): (a) nešlio ir moduliacijos signalai; (b) rakto S_+ būseną; (c) rakto S_- būseną; (d) išėjimo įtampa; (e) išėjimo įtampos spektras; (f) išėjimo srovė; (g) DC šaltinio nuolatinė srovė; (h) nuolatinės srovės spektras; (i) rakto S_+ srovė; (j) diodo D_+ srovė	44

2.37	Pusės tiltelio topologijos <i>VSI SPWM</i> moduliacijos normalizuotos pagrindinės išėjimo įtampos harmonikos amplitudės priklausomybė nuo moduliacijos indekso	46
2.38	Pusės tiltelio topologijos <i>VSI</i> stačiakampės moduliacijos signalų epiūros: (a) išėjimo įtampa; (b) išėjimo įtampos spektras	46
2.39	Pusės tiltelio topologijos <i>VSI SHE</i> moduliacijos signalų epiūros: (a) išėjimo įtampa trečios ir penktos harmonikos šalinimui; (b) (a) spektras; (c) išėjimo įtampa trečios, penktos ir septintos harmonikos šalinimui; (d) (c) spektras	47
2.40	Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio <i>SHE</i> moduliacijos nukirtimo kampai: (a) trečios ir penktos harmonikos šalinimui; (b) trečios, penktos ir septintos harmonikos šalinimui	48
2.41	Vienfazis viso tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverteris	49
2.42	Viso tiltelio topologijos <i>VSI</i> signalų epiūros vienpolei <i>SPWM</i> moduliacijai ($m_a = 0,8, m_f = 8$): (a) nešlio ir moduliacijos signalai; (b) rakto S_{1+} būseną; (c) rakto S_{2+} būseną; (d) išėjimo įtampa; (e) išėjimo įtampos spektras; (f) išėjimo srovė; (g) DC šaltinio nuolatinė srovė; (h) nuolatinės srovės spektras; (i) rakto S_{1+} srovė; (j) diodo D_{1+} srovė	51
2.43	Viso tiltelio topologijos <i>VSI SHE</i> moduliacijai signalų epiūros: (a) išėjimo įtampa trečios, penktos ir septintos harmonikos šalinimui; (b) (a) spektras; (c) išėjimo įtampa pagrindinės harmonikos amplitudei valdyti; (d) (c) spektras	52
2.44	Viso tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio <i>SHE</i> moduliacijos nukirtimo kampai: (a) trečios, penktos ir septintos harmonikos šalinimui bei pagrindinės harmonikos amplitudei valdyti; (b) pagrindinės harmonikos amplitudei valdyti	53
2.45	Viso tiltelio topologijos <i>VSI</i> išėjimo įtampos valdymas panaudojant įtampos kompensavimą: (a) rakto S_{1+} būseną; (b) rakto S_{2+} būseną; (c) išėjimo įtampa; (d) išėjimo įtampos spektras	53
3.46	Žemųjų dažnių filtrų topologijos	55
3.47	Idealaus žemųjų dažnių filtro dažninė charakteristika	56
3.48	T tipo simetrinė grandinė	56
3.49	T tipo simetrinė grandinė apkrauta charakteringąja varža Z_O	57
3.50	T tipo simetrinė grandinė	59
3.51	T topologijos žemų dažnių filtro grandinė	59
3.52	Žemųjų dažnių filtro charakteringosios varžos priklausomybės nuo dažnio	60
4.53	Inverterio su išėjimo filtru bendroji elektrinė schema	62
4.54	<i>Matlab Simulink</i> vienfazio inverterio modelis su išėjimo filtru	63
4.55	Inverterio išėjimo įtampa prieš filtrą (geltona) ir už filtro (violetinė) bei harmoninio iškraipymo skaičiavimo langas	64
4.56	Inverterio išėjimo įtampos harmoninio iškraipymo priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos, kai apkrova 550 W	65
4.57	Inverterio išėjimo filtro droselio (žydra), apkrovos (violetinė) ir išėjimo filtro kondensatoriaus (geltona) srovė bei maksimali kondensatoriaus srovė (raudona)	66
4.58	Maksimalios srovės, tekančios per išėjimo filtro kondensatorių, priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos, kai apkrova 550 W	67
4.59	Surinkto inverterio struktūrinė schema ir srovių, įtampų bei temperatūros matavimo taškai	68
4.60	Sumontuotų IGBT tranzistorių raktų su papildomomis grandinėmis bendras vaizdas	68
4.61	Inverterio išėjimo filtro bendras vaizdas	69
4.62	Tranzistorių valdymo grandinės schema	69
4.63	IGBT tranzistorių valdiklio HCPL-3120 vidinė schema	70
4.64	Tranzistorių valdiklių plokštės bendras vaizdas	70
4.65	Mikrokompiuterio su PIC18F4520 mikrovaldikliu plokštės bendras vaizdas	71
4.66	Inverterio su išėjimo filtru apkrova, sudaryta iš šešių kaitrinių lempų	71
4.67	Nuolatinės 320 V įtampos šaltinis su skiriamuoju ir autotransformatoriumi	72

4.68	Skaitmeninis Tektronix TPS 2024 oscilografas (a) ir srovės matavimo replės Tektronix A622 (b)	72
4.69	Inverterio išėjimo įtampos už filtro (geltona) ir srovės (violetinė) ir išėjimo įtampos prieš filtrą (mėlyna) priklausomybės nuo apkrovos srovės, kai nuolatinė įtampa $U_{DC}=10$ V, išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $10 \mu\text{F}$, moduliacijos nešlio dažnis $17,6 \text{ kHz}$	74
4.70	Šerdies magnetinės skvarbos priklausomybė nuo įmagnetinimo jėgos (AMIDON, Inc. 2007)	75
4.71	Droselio šerdies įsisotinimo reiškiny. Geltona spalva - išėjimo įtampa už filtro, mėlyna - išėjimo įtampa prieš filtrą	75
4.72	Droselio šerdies korektiško veikimo laiko priklausomybė nuo šerdies temperatūros (Nicol 2009)	76
4.73	Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros pereinamosios charakteristikos esant skirtingiems moduliacijos nešlio dažniams, kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $10 \mu\text{F}$ ir apkrova 550 W	77
4.74	Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo nešlio dažnio įvairioms išėjimo filtro kondensatoriaus talpoms, kai apkrova 550 W	78
4.75	Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo inverterio apkrovos įvairioms išėjimo filtro kondensatoriaus talpoms, kai moduliacijos nešlio dažnis yra $17,6 \text{ kHz}$	80
4.76	Inverterio apkrovos srovė (violetinė) ir išėjimo filtro kondensatoriaus srovė (geltona), kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $2,2 \mu\text{F}$, moduliacijos nešlio dažnis $4,4 \text{ kHz}$ ir apkrova 550 W	81
4.77	Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus maksimalios srovės priklausomybės nuo moduliacijos nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos, kai apkrova 550 W	82

Lentelių sąrašas

2.1	Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio raktų būsenos	43
2.2	Viso tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio raktų būsenos	49
4.3	Inverterio išėjimo įtampos harmoninio iškraipymo (THD) modeliavimo tyrimo rezultatai	64
4.4	Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus maksimalios srovės tyrimo rezultatai	66
4.5	Inverterio išėjimo filtro droselio temperatūros pereinamųjų charakteristikų matavimo rezultatai esant skirtingiems moduliacijos nešlio dažniams, kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $10\ \mu\text{F}$ ir apkrova $550\ \text{W}$	77
4.6	Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybių nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos matavimo rezultatai, kai apkrova $550\ \text{W}$	78
4.7	Inverterio išėjimo filtro droselio temperatūros pereinamųjų charakteristikų tyrimo rezultatai esant skirtingoms inverterio apkrovoms, kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $2,2\ \mu\text{F}$ ir moduliacijos nešlio dažnis $17,6\ \text{kHz}$	79
4.8	Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybių nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos ir inverterio apkrovos tyrimo rezultatai, kai moduliacijos nešlio dažnis yra $17,6\ \text{kHz}$	80
4.9	Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus maksimalios srovės tyrimo rezultatai, kai kinta išėjimo filtro kondensatoriaus talpa ir moduliacijos nešlio dažnis, apkrova $550\ \text{W}$	81

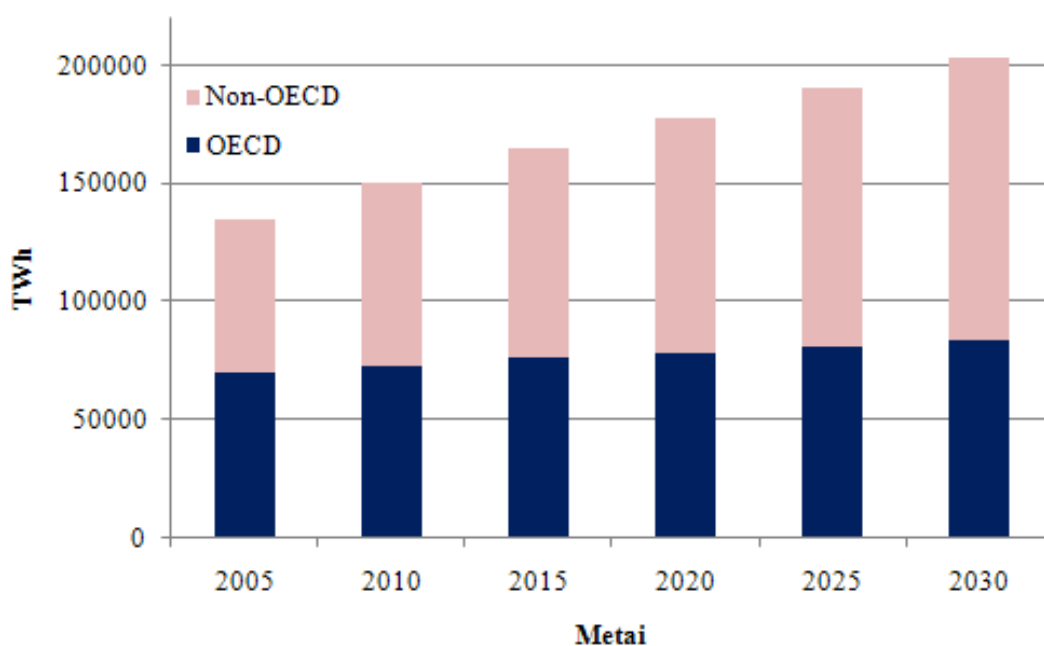
Žymėjimai ir santrumpos

DC	(angl. <i>Direct Current</i>)	– nuolatinė srovė;
AC	(angl. <i>Alternating Current</i>)	– kintama srovė;
PWM	(angl. <i>Pulse-Width Modulation</i>)	– impulso pločio moduliacija;
VSI	(angl. <i>Voltage-Source Inverter</i>)	– įtampos šaltinio inverteris;
CSI	(angl. <i>Current-Source Inverter</i>)	– srovės šaltinio inverteris;
SPWM	(angl. <i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>)	– sinusinė impulso pločio moduliacija;
SV	(angl. <i>Space Vector</i>)	– erdvinis vektorius;
SHE	(angl. <i>Selective Harmonic Elimination</i>)	– selektyvusis harmonikų šalinimas;
UPS	(angl. <i>Uninterruptible Power Supply</i>)	– nepertraukiamo maitinimo šaltinis;
THD	(angl. <i>Total Harmonic Distortion</i>)	– harmoninis iškraipymas;
IGBT	(angl. <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)	– dvipolis tranzistorius su izoliuota užtūra;
LCD	(angl. <i>Liquid Crystal Display</i>)	– skystųjų kristalų ekranas;

IVADAS

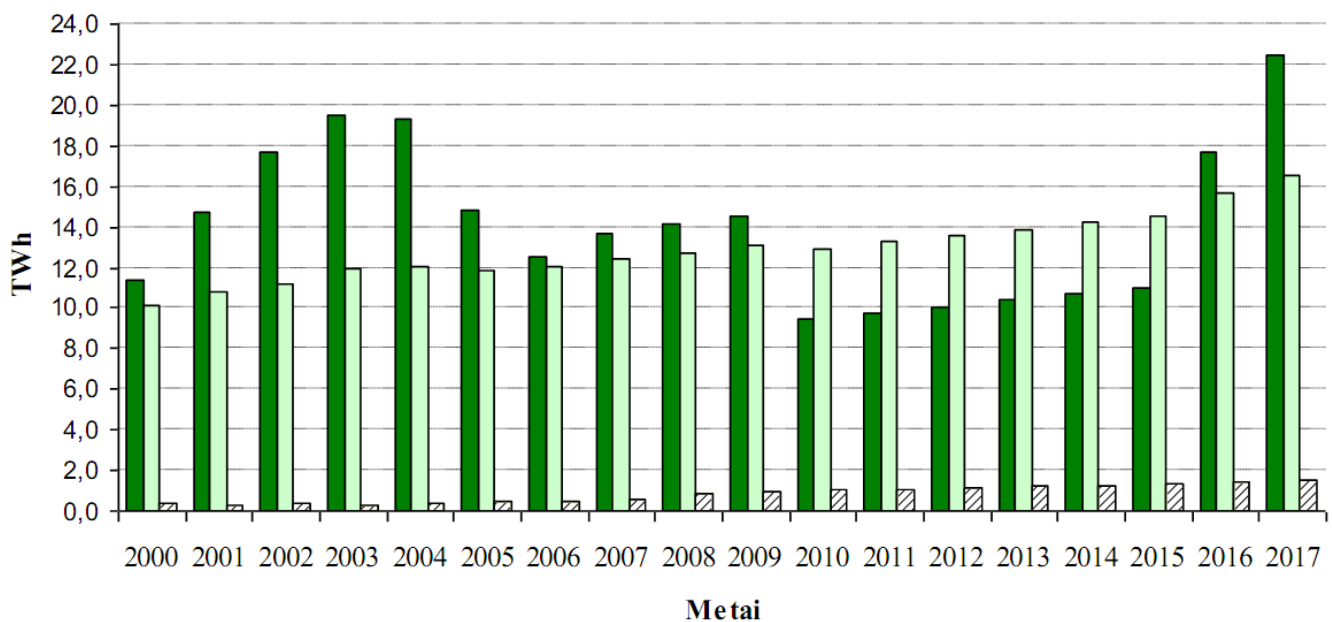
Viena iš globalių pasaulio ir Lietuvos problemų yra elektros energijos sunaudojimo didėjimas, elektros energijos gamybos kainos augimas, tradicinių energijos šaltinių (gamtinės dujos, nafta, anglis ir t.t.) mažėjimas bei ekologiškos, neteršiančios aplinkos elektros energijos poreikis.

Augant ir stiprėjant valstybių ekonomikoms didėja jų energijos poreikiai. Amerikos Energijos departamento duomenimis (Energy Information Administration 2008), 2005 m. pasaulyje sunaudota 135529,4 TWh energijos, iš kurios 17300 TWh sudarė elektros energija. Prognozuojama, kad 2030 m. pasaulinis energijos poreikis išaugs iki 203616,6 TWh, iš kurios 33300 TWh sudarys elektros energija. Pasaulinis energijos naudojimas 2005-2030 m. pateiktas 1 pav.



1 pav. Pasaulinis energijos naudojimas 2005-2030 m. (Energy Information Administration 2008)

Iš grafiko matyti, kad Ekonominio bendradarbiavimo ir plėtros organizacijai (angl. *OECD - Organisation for Economic Cooperation and Development*) nepriklausančių šalių energijos poreikiai auga sparčiau. Ši prognozė galioja ir augantiems elektros energijos poreikiams, nes dabartiniais duomenimis 1,6 milijardo žmonių (International Energy Agency 2006) neturi elektros energijos tiekimo. Lietuvos Nacionalinėje energetikos strategijoje (Lietuvos Respublikos Seimas 2007) numatyta, kad iki 2025 m. elektros energijos poreikiai šalies ūkio šakose kasmet padidės vidutiniškai 3,7 %. Elektros energijos gamybos, elektros energijos sunaudojimo ir elektros energijos gamybos iš atsinaujinančių energijos išteklių kitimas Lietuvoje 2000-2017 m. pateiktas 2 pav. Iš grafiko matyti, kad pagal Nacionalinėje strategijoje numatytą scenarijų energijos poreikiai nagrinėjamo laikotarpio pabaigoje bus apie du kartus didesni nei 2000 m., o elektros energijos gamyba iš atsinaujinančių energijos išteklių sudarys nedidelę dalį reikalingos energijos. Prognozuojama, kad 2025 m. iš atsinaujinančių šaltinių bus gaminama apie 2 TWh elektros energijos.



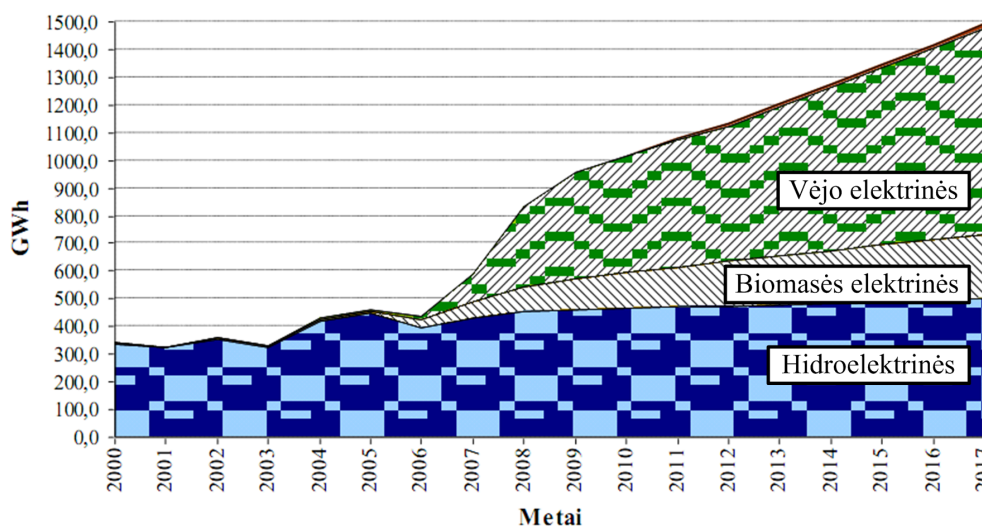
■ Bendroji gamyba □ Bendrasis sunaudojimas ▨ Elektros energijos iš atsinaujinančių energijos išteklių gamyba

2 pav. Bendroji elektros energijos gamyba, bendrosios vidaus elektros energijos sąnaudos ir elektros energijos gamyba iš atsinaujinančių energijos išteklių 2000-2017 m. Lietuvoje (Lietuvos Respublikos Ūkio ministerija 2007)

Aplinkos apsaugos problemos sprendimui 1997 m. Japonijoje buvo pasirašytas tarptautinis Kioto (angl. *Kyoto*) protokolas, kuriuo norinčioms prisijungti šalims nustatoma bazinė išmetamų į atmosferą šiltnamio dujų kiekio sumažinimo riba – išmetamų šiltnamio dujų kiekį sumažinti 5,2 % palyginus su 1990 metais išmestų dujų kiekiu. 2009 metų sausio 14 dienos duome-nimis, 186 valstybės yra prisijungusios ir ratifikavusios šį protokolą. Europos Sąjungos (ES) šalys iki 2012 m. įsipareigojo sumažinti išmetamų į atmosferą šiltnamio dujų kiekį 15 %. Lietuva Kioto protokolą ratifikavo 2002 m. lapkričio 19 d., ir jai nustatyta 8 % riba. 2008 m. balandžio 22 d. patvirtinta (United Nations Framework Convention on Climate Change 2008), kad Lietuva savo įsipareigojimus įvykdė.

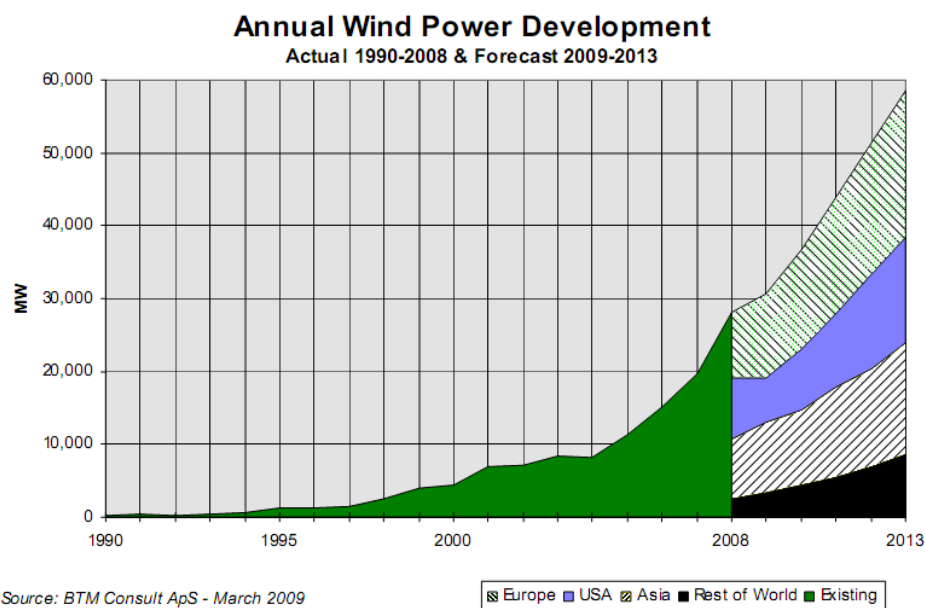
Senkant tradiciniams energijos šaltiniams, reikia ieškoti alternatyvių energijos išteklių. Tai galėtų būti atsinaujinantys energijos šaltiniai: vėjo, saulės, geoterminės, bangų, potvynio, vandens, biologinės masės, sąvartyno dujų, nuotekų valyklų dujų ir biologinių dujų. Tarptautinio susitarimo dėl elektros energijos gamybos iš atsinaujinančių energijos išteklių nėra. ES šalis galioja 2001 m. rugsėjo 27 d. Europos Parlamento ir Tarybos Briuselyje priimta direktyva 2001/77/EB dėl elektros energijos, pagamintos iš atsinaujinančių energijos išteklių, rėmimo vidaus elektros rinkoje (Europos Parlamentas 2001). Direktyvoje numatytas orientacinis 12 % bendro vidaus elektros energijos naudojimo iš atsinaujinančių energijos išteklių rodiklis. Lietuva pagal 2001/77/EB direktyvą ir Stojimo sutarties į ES reikalavimus įsipareigojo padvigubinti elektros energijos, pagamintos naudojant atsinaujinančius energijos išteklius, gamybą šalies sunaudojamos elektros energijos balanse nuo 3,3 % 1999 m. iki 7 % 2010 m., o iki 2025 m. atsinaujinančių energijos išteklių dalis bendrame elektros energijos gamybos balanse turi padidėti iki 10 % (Lietuvos Respublikos Ūkio ministerija 2007). Šiuo metu apie 4 % elektros energijos gaminama iš atsinaujinančių energijos šaltinių. Didžioji dalis švarios elektros energijos šiuo

metu gaminama Lietuvos hidroelektrinėse, o ateityje numatomas vėjo ir biomasės energijos panaudojimas elektros energijos gamybai (3 pav.). Iš grafiko matyti, kad sparčiausiai Lietuvoje turėtų būti vystoma vėjo jėgainių energetika. Šiuo metu Lietuvoje pastatytų vėjo jėgainių galia yra 54 MW, iki 2012 m. planuojama pastatyti apie 150 MW galios naujų vėjo jėgainių (Vilemas 2009). Vėjo jėgainių rinkos augimą Lietuvoje nulemia padidinta elektros energijos, pagamintos naudojant vėjo jėgaines, supirkimo kaina. Šiuo metu ji yra 30 ct/kWh.



3 pav. Elektros energijos gamybos iš atsinaujinančių energijos išteklių struktūros kitimas 2000-2017 m. Lietuvoje (Lietuvos Respublikos Ūkio ministerija 2007)

Pasaulyje 2008 m. buvo įdiegta 1,5 karto daugiau vėjo jėgainių nei 2007 m. 2008 m. Pastatytų naujų vėjo jėgainių galia 28190 MW. Iš viso vėjo jėgainių galia 2008 m. pabaigoje siekė 122158 MW. 2007 m. vėjo jėgainės gamino 1 % visos pasaulyje sunaudojamos elektros energijos. Daugiausia vėjo jėgainių 2008 m. pastatyta Amerikoje ir Europoje, tačiau ateityje prognozuojamas spartus Azijos vėjo jėgainių rinkos augimas (4 pav.).



4 pav. Pasaulio vėjo jėgainių rinkos augimas ir prognozė 1990-2013 m. Per metus pastatytų naujų vėjo jėgainių galia (BTM Consult ApS 2009)

Iš grafiko matyti, kad didžiausią potencialą vėjo jėgainių rinkoje turi Europos, Azijos šalys ir JAV. 2009 m. Europoje ir JAV dėl pasaulinės krizės prognozuojamas vėjo jėgainių rinkos augimo sulėtėjimas. Tačiau 2010-2013 m. spėjamas vėjo jėgainių rinkos atsigavimas ir tolydus augimas.

Vienas iš pagrindinių alternatyviųjų šaltinių, generuojančių elektros energiją, mazgų yra elektroniniai keitikliai gautos nestandartinės elektros energijos keitimui į standartinę, kurią būtų galima tiekti naudotojams. Šie keitikliai keičia nuolatinę įtampą į standartinę sinuso formos vienfazę arba trifazę kintamąją įtampą.

Keitiklių parametrai apsprendžia tiekiamos įtampos kokybę, alternatyviojo šaltinio naudingumo koeficientą, darbo patikimumą bei aptarnavimo patogumą. Didėjant energijos gamybai iš alternatyviųjų šaltinių, šių prietaisų poreikis didėja. Jie yra nuolatos tobulinami priitaikant naują elementinę bazę, kuriant naujus įtampos formavimo bei valdymo algoritmus, tobulinant formuojamai kintamajai įtampai filtruoti naudojamus filtrus.

Darbą sudaro keturi pagrindiniai skyriai. Pirmajame skyriuje nagrinėjami nuolatinės srovės energijos keitikliai, kurie skirti keisti nuolatinės įtampos dydį. Šiame skyriuje pateikiamos pagrindinės nuolatinės srovės keitiklių topologijos, kurios plačiausiai naudojamos įvairios paskirties įrenginiuose. Nagrinėjamos šių keitiklių topologijos, valdymo principai, pateikiami signalų brėžiniai, išvedamos lygtys keitiklių parametrams ir charakteristikoms gauti.

Antrajame skyriuje nagrinėjamos keitiklių (inverterių) iš nuolatinės į kintamąją įtampą struktūros. Pateikiamos šių keitiklių topologijos, valdymo principai, signalų brėžiniai, signalų formavimo būdai, privalumai, savybės, išvedamos lygtys įvairiems parametrams apskaičiuoti.

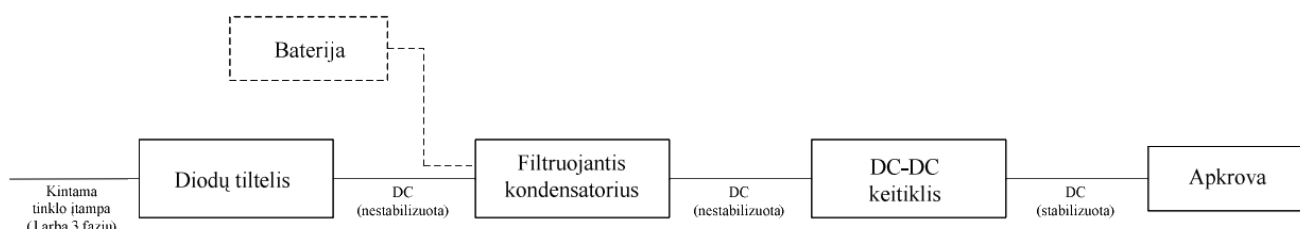
Trečiajame skyriuje nagrinėjamas inverterių išėjimo filtras. Pateikiamos pagrindinės šio filtro topologijos, aptariamoms jo savybės, pateikiami signalų brėžiniai, išvedamos lygtys jo parametrams apskaičiuoti.

Ketvirtajame skyriuje aprašomi tyrimai, kurie buvo atlikti nuolatinės srovės energijos keitikliui. Tyrimai suskirstyti į dvi dalis – modeliavimą ir eksperimentinį tyrimą. Modeliavimo metu gautos charakteristikos, pagal kurias buvo suprojektuotas nuolatinės srovės energijos keitiklio maketas eksperimentiniams tyrimams. Modeliavimo metu gauti rezultatai, kuriuos sudėtinga išmatuoti realiame pasaulyje. Eksperimentinių tyrimų metu gautos charakteristikos, kurias sudėtinga įvertinti modeliavimo metu. Kiekvieno tyrimo pabaigoje pateikiamos išvados.

Darbo pabaigoje pateikiamos galutinės darbo išvados, tyrimų rezultatų praktinis taikymas ir tolimesnių tyrimų perspektyvos.

1 NUOLATINĖS SROVĖS ENERGIJOS KEITIKLIAI

Nuolatinės srovės energijos keitikliai (angl. *DC-DC converters*) plačiai naudojami impulsiniuose nuolatinės srovės maitinimo šaltiniuose bei nuolatinės srovės elektros variklių valdikliuose. 1.5 pav. pavaizduota nuolatinės srovės keitiklio struktūrinė schema (Mohan et al. 1995, Erickson and Maksimovic 2001, Shepherd and Zhang 2004, Neacsu 2006, Luo and Ye 2004, Pleskas 2007).



1.5 pav. DC-DC keitiklio struktūrinė schema

Keitiklio įėjimo įtampa paprastai yra nestabilizuota nuolatinės srovės įtampa, kuri gaunama išlyginus kintamą tinklo įtampą diodų tilteliu – jos vertė svyruoja dėl tinklo įtampos amplitudės svyravimų. Impulsiniai nuolatinės srovės energijos keitikliai skirti keisti nestabilizuotą nuolatinės srovės energijos įtampą į stabilizuotą nuolatinės srovės energijos įtampą.

Praktikoje nuolatinės srovės keitikliai impulsiniuose maitinimo šaltiniuose dažnai naudojami kartu su skiriamuoju transformatoriumi, o nuolatinės srovės variklių valdikliuose be skiriamojo transformatoriaus. Šiame darbe aptarti nuolatinės srovės keitikliai be skiriamojo transformatoriaus, nes skiriamasis transformatorius iš esmės nekeičia principinės schemos topologijos.

Yra penkios pagrindinės nuolatinės srovės keitiklių rūšys:

1. Žeminantysis (angl. *buck*) keitiklis;
2. Aukštinantysis (angl. *boost*) keitiklis;
3. Žeminantysis/aukštinantysis (angl. *buck-boost*) keitiklis;
4. Čako (angl. *Ćuk*) keitiklis;
5. Pilnojo-tiltelio (angl. *full-bridge*) keitiklis.

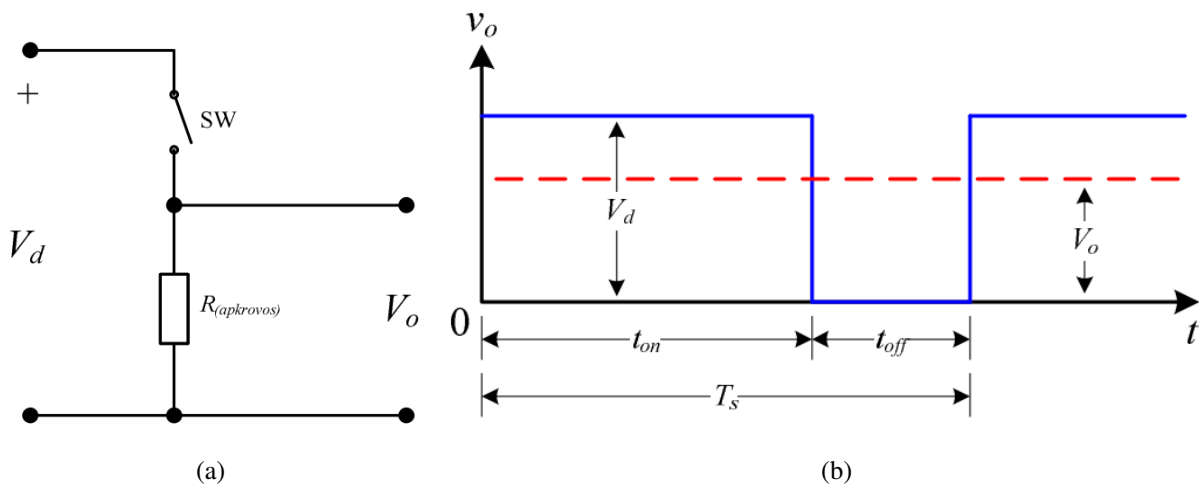
Iš šių penkių keitiklių, tik žeminantysis bei aukštinantysis keitikliai yra fundamentalūs, o žeminantysis/aukštinantysis bei Čako keitiklis yra jų kombinacijos, viso tiltelio keitiklio struktūra išvesta iš žeminančiojo keitiklio topologijos.

Darbe nagrinėti pirmi trys DC-DC keitikliai. Šių keitiklių schemose raktai laikomi idealiais, induktyviniuose ir talpiniuose elementuose nekrepiama dėmesio į nuostolius. Keitiklių įėjimo įtampa laikoma idealiu įtampos šaltiniu (vidinė varža lygi nuliui). Tokiu šaltiniu galėtų būti baterija, tačiau dažniausiai įėjimo įtampa yra gaunama išlyginus kintamą tinklo įtampą diodų tilteliu ir už tiltelio idėjus didelės talpos filtruojantį kondensatorių (1.5 pav.). Toks sprendimas leidžia sumažinti įtampos šaltinio vidinę varžą bei įtampos pulsacijas.

Nuolatinės srovės energijos keitiklio išėjimo grandinėje paprastai būna filtras, kuris laikomas būtina keitiklio dalimi. Impulsinių maitinimo šaltinių atveju apkrova yra modeliuojama ekvivalentine varža. Nuolatinės srovės elektros variklių valdikliui apkrova modeliuojama ekvivalentiniu nuolatinės įtampos šaltiniu su nuosekliai įjungta variklio apvijų varža bei induktyvumu.

1.1 Nuolatinės srovės energijos keitiklių valdymas

Nuolatinės srovės energijos keitikliuose vidutinė išėjimo įtampa turi būti kontroliuojama ir palaikoma tam tikrame lygyje, nes įėjimo įtampa bei apkrovos srovė gali svyruoti. Impulsiniuose nuolatinės srovės energijos keitikliuose paprastai būna vienas ir daugiau raktų, kuriais įtampa transformuojama iš vieno lygio į kitą. Nuolatinės srovės energijos keitiklio vidutinė išėjimo įtampa gaunama kontroliuojant rakto SW įjungtos ir išjungtos būsenos trukmes (t_{on} ir t_{off}). Norint suprasti impulsinio nuolatinės srovės energijos keitiklio veikimo idėją, 1.6(a) pav. pavaizduotas paprasčiausias DC-DC keitiklis, o jo išėjimo įtampos grafikas 1.6(b) pav.



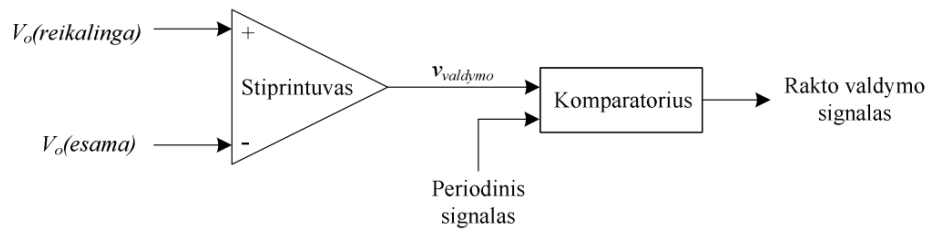
1.6 pav. Paprasčiausias DC-DC keitiklis (a) ir jo išėjimo įtampos grafikas (b)

Vidutinė išėjimo įtampos v_o vertė V_o priklauso nuo rakto būsenos laikų t_{on} ir t_{off} . Vienas iš išėjimo įtampos valdymo būdų yra rakto SW junginėjimas pastoviu dažniu (pastoviu periodu $T_s = t_{on} + t_{off}$) ir reguliuojant įjungtos rakto būsenos trukmę reikalingai išėjimo įtampai gauti. Šis metodas vadinamas impulso pločio moduliacija arba platumine moduliacija (angl. *PWM - Pulse-Width Modulation*) (Holtz 1992). Išėjimo įtampa reguliuojama keičiant impulso skvarbą (impulso skvarba - tai įjungtos rakto būsenos trukmės ir periodo santykis).

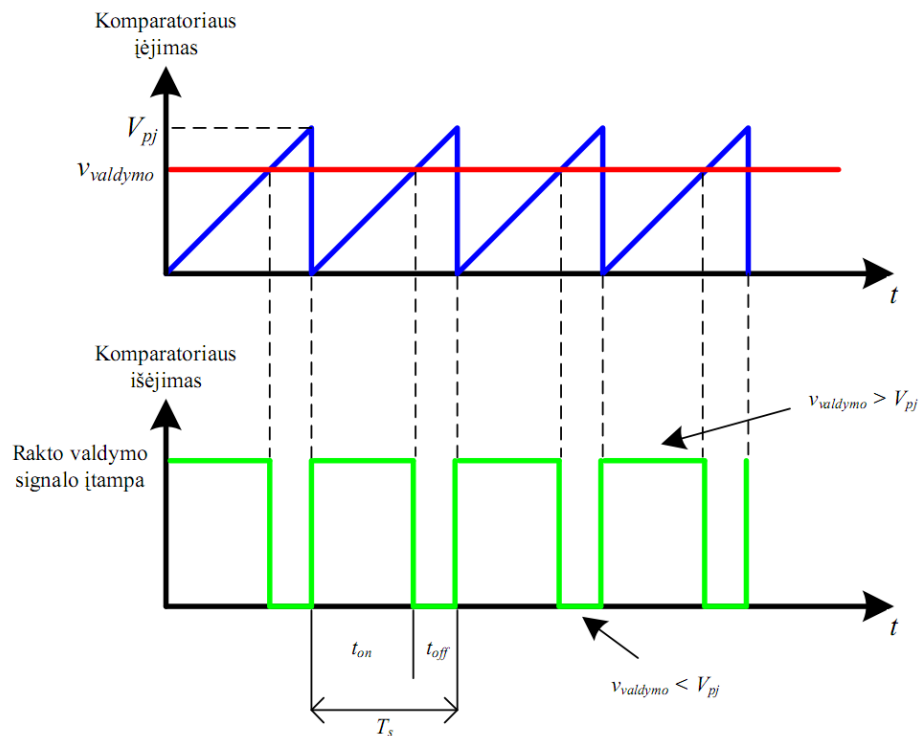
Kitais išėjimo įtampos valdymo metodais keičiamas rakto junginėjimo dažnis (periodas) ir įjungtos rakto būsenos trukmė. Tokie metodai naudojami tik DC-DC keitikliuose, kuriuose raktai yra galingi tiristoriai. Šie metodai plačiau netaikomi, nes keičiant junginėjimo dažnį sukuriama papildoma harmonika išėjime, kurias yra sudėtinga nufiltruoti.

Naudojant platuminę moduliaciją su pastoviu junginėjimo dažniu, rakto valdymo signalas, kuris kontroliuoja įjungto ir išjungto rakto būsenas, gaunamas palyginant skirtumo įtampą $v_{valdymo}$ (skirtumas tarp reikalingos ir faktinės įtampos vertės) su periodiniu pjūklo formos sig-

nalų, kaip pavaizduota 1.7 ir 1.8 pav.



1.7 pav. Platuminio moduliatoriaus schema



1.8 pav. Komparatoriaus įėjimo ir išėjimo signalų oscilogramos

Valdymo įtampa $v_{valdymo}$ palaikoma stebint paklaidos signalą, t.y. skirtumą tarp reikiamos ir faktinės įtampos verčių. Pastovios amplitudės ir pastovaus dažnio periodinis signalas, kuris šiuo atveju yra pjūklo formos, nustato junginėjimosi dažnį. Šis dažnis platuminės moduliacijos atveju paprastai nekeičiamas ir vadinamas moduliacijos dažniu, o dažnio vertė parenkama ruože nuo kelių iki kelių šimtų kilohercų. Kai sustiprinto paklaidos signalo ($v_{valdymo}$) reikšmė, kuri kinta labai lėtai palyginti su moduliacijos dažniu, yra didesnė nei pjūklinio signalo reikšmė konkrečiu laiko momentu, rakto valdymo signalas atidaro raktą. Priešingu atveju raktas yra uždaroje būsenoje. Atsižvelgiant į 1.7 ir 1.8 pav., impulso skvarba gali būti išreikšta tokia formule:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \approx \frac{v_{valdymo}}{V_{pj}}, \quad (1.1)$$

čia t_{on} - įjungto rakto veikimo laikas; T_s - moduliacijos periodas; $v_{valdymo}$ - paklaidos signalo vertė; V_{pj} - pjūklinio signalo amplitudė.

Nagrinėjami *DC-DC* keitikliai gali veikti dviem darbo režimais: (1) nepertraukto srovės laidumo ir (2) pertraukto srovės laidumo. Keitikliai gali veikti abiem darbo režimais, tačiau šių režimų charakteristikos skiriasi. Projektuojant keitiklį būtina atsižvelgti į abu darbo režimus.

1.2 Žeminantysis (BUCK) keitiklis

Šio tipo keitiklis skirtas žeminti įėjimo įtampai. Tokie keitikliai taikomi kuriant nuolatinės srovės maitinimo šaltinius bei nuolatinės srovės elektros variklių valdiklius.

1.6(a) pavaizduotas žeminantysis keitiklis skirtas aktyvinei apkrovai. Darant prielaidą, jog raktas yra idealus, įėjimo įtampa V_d nekinta ir apkrova yra aktyvinė, išėjimo įtampa pavaizduota 1.6(b) yra rakto būsenos funkcija. Vidutinė išėjimo įtampa gali būti apskaičiuota impulso skvarbos atžvilgiu taip:

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = D V_d. \quad (1.2)$$

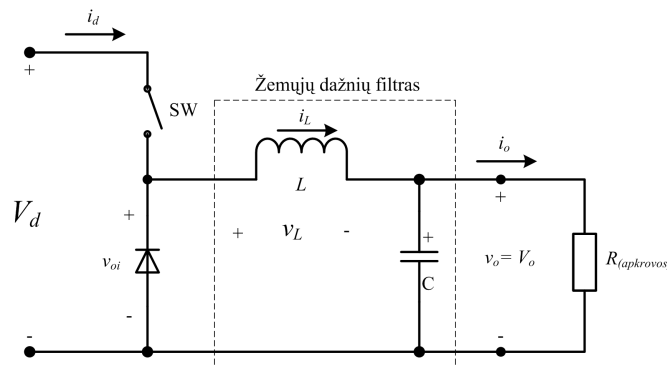
Pakeitus D (1.2) lygtyje iš (1.1) lygties, gaunama:

$$V_o = \frac{V_d}{V_{pj}} v_{valdymo} = k v_{valdymo},$$

čia

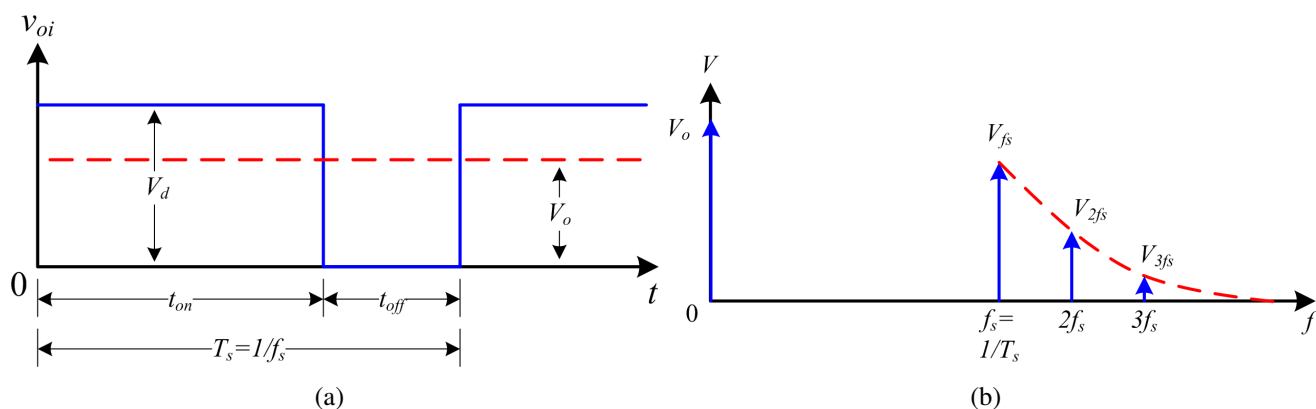
$$k = \frac{V_d}{V_{pj}} = const.$$

Keičiant rakto valdymo signalo impulso skvarbą t_{on}/T_s , galima reguliuoti išėjimo įtampą V_o . Svarbu pastebėti, kad vidutinė išėjimo įtampa V_o tiesiškai priklauso nuo valdymo įtampos $v_{valdymo}$. Tačiau tokios schemos taikyti negalima, nes ji turi du didelius trūkumus: (1) praktikoje apkrova paprastai yra induktyvinė. Net ir apkrovus keitiklį aktyviaja apkrova, visada yra kažkoks parazitinis induktyvumas, o tai reiškia, kad raktas turėtų išsklaidyti induktyvume sukaupią energiją ir tokiu būdu gali būti sugadintas; (2) išėjimo įtampa svyruoja tarp nulio ir V_d vertės, kas nėra priimtina praktiniame taikyme. Induktyvume sukauptos energijos išsklaidymo problema išsprendžiama į schemą įdėjus diodą, o išėjimo įtampos svyravimai panaikinami žemųjų dažnių filtro panaudojimu. 1.9 pav. pavaizduota patobulinta žeminančiojo keitiklio schema.



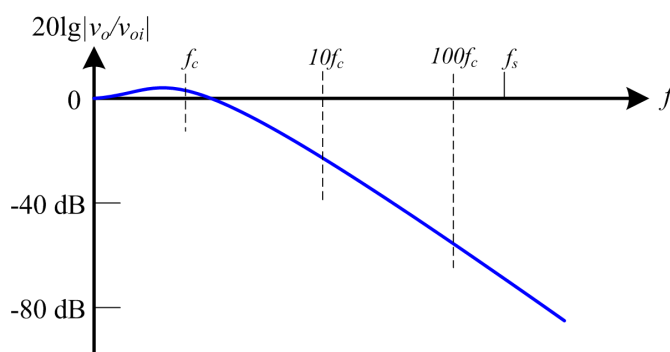
1.9 pav. Žeminančiojo (buck) keitiklio schema

1.10(a) pav. pavaizduota įtampos v_{oi} oscilograma, kuri yra žemųjų dažnių filtro įėjimo įtampa, 1.10(b) paveiksle pavaizduotas šios įtampos spektras, kurį sudaro nuolatinė dedamoji V_o ir moduliacijos dažnio harmonikos f_s .



1.10 pav. Įtampos v_{oi} oscilograma (a) ir jos spektras (b)

1.11 pav. pateiktas žemųjų dažnių filtro perdavimo charakteristikos grafikas. Ribinis dažnis f_c parenkamas toks, kad jis būtų žymiai mažesnis už moduliacijos dažnį f_s . Tokiu būdu keitiklio išėjime panaikinamos moduliacijos dažnio įtampos pulsacijos.

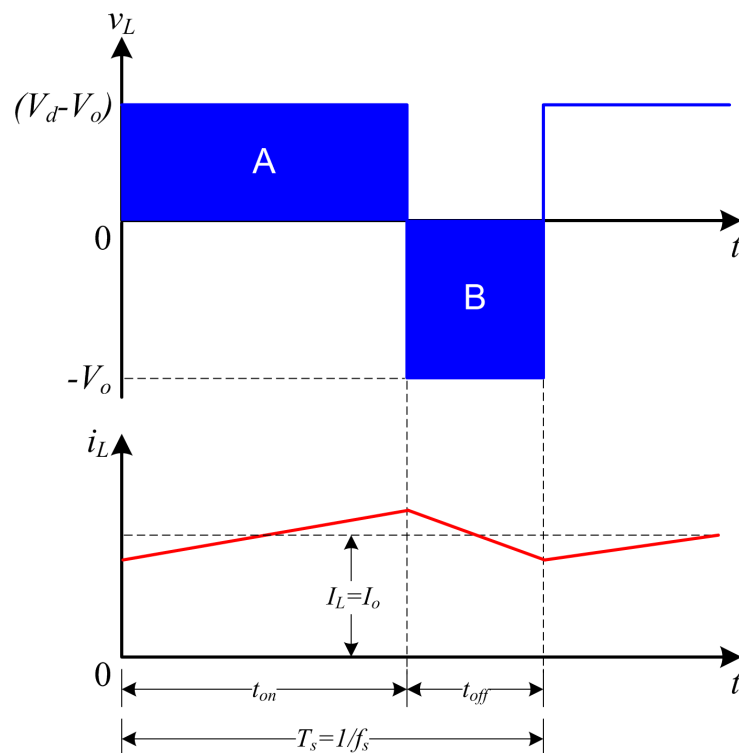


1.11 pav. Žemųjų dažnių filtro perdavimo charakteristika

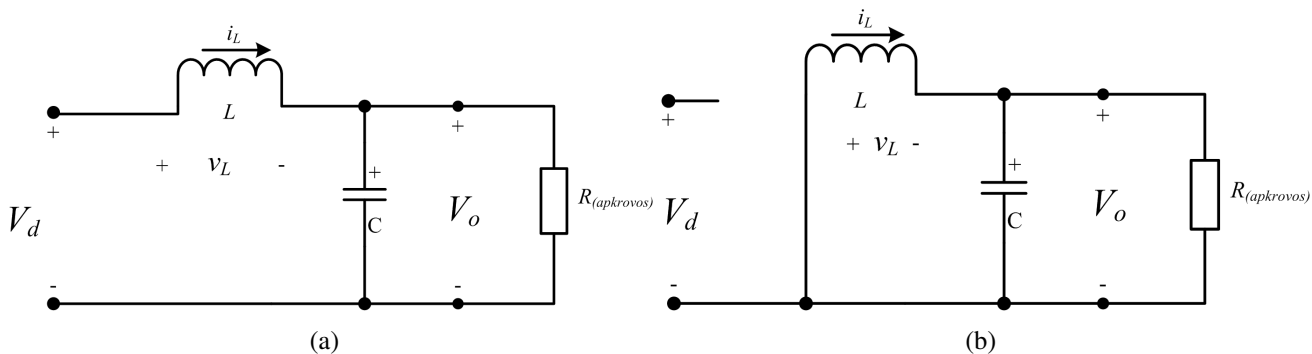
Iš 1.9 pav. matyti, kad, kai raktas yra įjungtas, per diodą srovė neteka. Srovė teka per ritę ir rezistorių. Tuo metu ritės magnetiniame lauke yra kaupiama energija. Kai raktas yra išjungtas, srovė per diodą teka ir ritė atiduoda dalį savo magnetiniame lauke sukauptos energijos apkrovai. Išėjimo kondensatorius paprastai yra didelės talpos, nes praktikoje apkrovoms reikalinga stabili ir su maža pulsacija įtampa ($v_o(t) \approx V_o$). Kondensatoriaus įtampos pulsacijų skaičiavimai pateikti kitame skyriuje. Vidutinė srovė, tekanti per ritę, lygi vidutinei išėjimo srovei I_o , nes daroma prielaida, jog per kondensatorių tekanti vidutinė srovė lygi nuliui.

1.2.1 Nepertraukto srovės laidumo darbo režimas

Darbo režimas, kai srovė per ritę teka visą laiką nenutrūkstamai ($i_L > 0$), vadinamas nepertraukto srovės laidumo darbo režimu. 1.12 pav. pateiktos ritės įtampos bei srovės oscilogramos, o 1.13 pav. pateiktos žeminančiojo keitiklio ekvivalentinės schemos abiem keitiklio rakto būsenų veikimo atvejais.



1.12 pav. Žeminančiojo keitiklio ritės įtampos bei srovės oscilogramos



1.13 pav. Žeminančiojo keitiklio ekvivalentinės schemos, kai raktas yra įjungtas (a) ir išjungtas (b)

Kai raktas yra įjungtas laikui t_{on} , per ritę teka srovė, o diodui (1.9 pav.) įėjimo įtampa V_d tuo laiko momentu yra atbulinė. Taip sukurama ritės įtampa $v_L = V_d - V_o$ (1.13(a) pav.). Dėl šios įtampos srovė per ritę didėja tiesiniu dėsniu. Kai raktas yra išjungtas, dėl ritės magnetiniame lauke sukauptos energijos srovė vis vien teka. Ši srovė teka per diodą, o ritės įtampa $v_L = -V_o$ (1.13(b) pav.). Stacionarioje (nusistovėjusioje) veikoje tokie procesai ir oscilogramos kartojasi kiekvieną periodą. Ritės įtampos v_L integralas per vieną periodą turi būti lygus nuliui, kai $T_s = t_{on} + t_{off}$:

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0.$$

Ši lygtis 1.12 pav. reiškia, kad sričių A ir B plotai turi būti lygūs. Todėl iš to akivaizdu, kad:

$$(V_d - V_o) t_{on} = V_o (T_s - t_{on}),$$

arba

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D. \quad (1.3)$$

Taigi iš šios lygties matyti, kad išėjimo įtampa tiesiškai priklauso nuo impulso skvarbos, kai įėjimo įtampa nekinta. Išėjimo įtampa nepriklauso nuo kitų schemos parametrų.

Išėjimo galia P_o lygi įėjimo galiai P_d , kai nepaisoma nuostolių schemos elementuose:

$$P_d = P_o,$$

iš to seka, kad

$$V_d I_d = V_o I_o,$$

ir

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D}. \quad (1.4)$$

Taigi nepertraukto srovės laidumo darbo režime žeminantysis nuolatinės srovės keitiklis yra ekvivalentus nuolatinės srovės transformatoriui, kurio transformavimo koeficientas gali būti tiesiškai keičiamas elektroniniu būdu intervale nuo 0 iki 1 keičiant rakto valdymo signalo impulso skvarbą. Šio ekvivalentinio transformatoriaus srovė atitinka vidutinę įėjimo srovę I_d , tačiau momentinės įėjimo srovės forma kinta nuo nulio iki maksimalios vertės. Įėjime gali būti reikalingas filtras, kuris pašalintų nereikalingas srovės harmonikas.

1.2.2 Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo

Šiame skyriuje pateikta lygtis, kuri parodo įvairių schemos elementų įtaką ritės srovės tekėjimui (nepertrauktas ir pertrauktas darbo režimai). 1.14 pav. pavaizduotos ritės įtampos v_L ir srovės i_L oscilogramos, kai darbo režimas yra ties nepertraukto srovės laidumo riba. Ties nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo riba ritės srovė i_L pasiekia nulį kiekvieno periodo pabaigoje. Vidutinė ritės srovė ties šia riba (indeksas R žymi ribą) lygi:

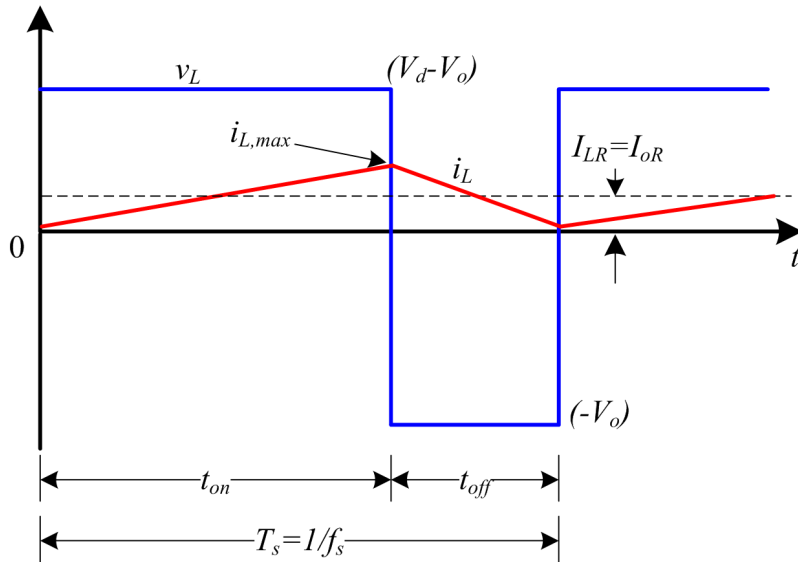
$$I_{LR} = \frac{1}{2} i_{L,\max} \approx \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oR}. \quad (1.5)$$

Jei dirbant keitikliui nustatytomis sąlygomis (prie tam tikrų T_s , V_d , V_o , L ir D verčių) vidutinė išėjimo srovė (o taip pat ir vidutinė ritės srovė) pasidaro mažesnė nei I_{LR} pagal (1.5) lygtį, tai ritės srovė i_L teka su pertrauktimis.

1.2.3 Pertraukto srovės laidumo darbo režimas

Atsižvelgiant į nuolatinės srovės keitiklio taikymo sritį, galimos dvi šio darbo režimo veiksena: nekinta įėjimo įtampa V_d arba nekinta išėjimo įtampa V_o . Abi darbo režimo veiksenos aptartos toliau.

Pertraukto srovės laidumo darbo režimas, kai nekinta įėjimo įtampa V_d . Nuolatinės srovės variklių valdyme įėjimo įtampa V_d praktiškai nekinta, o išėjimo įtampa V_o kontroliuojama



1.14 pav. Ritės įtampos bei srovės oscilogramos ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba

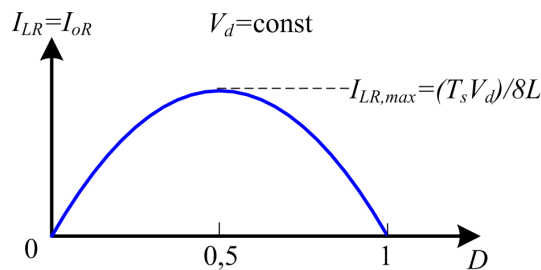
keičiant nuolatinės srovės keitiklio impulso skvarbą D .

Kadangi $V_o = DV_d$, tai vidutinė ritės srovė I_{LR} riboje tarp nepertrauko ir pertrauko srovės laidumo darbo režimo pagal (1.5) lygtį yra lygi:

$$I_{LR} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1 - D). \quad (1.6)$$

Pagal šią lygtį 1.15 pav. pateikta I_{LR} priklausomybė nuo impulso skvarbos D , kai įėjimo įtampa V_d ir visi kiti parametrai nekinta. Matyti, kad nepertraukto srovės laidumo darbo režimo maksimali srovė $I_{LR,max}$ yra, kai $D = 0,5$:

$$I_{LR,max} = \frac{T_s V_d}{8L}. \quad (1.7)$$



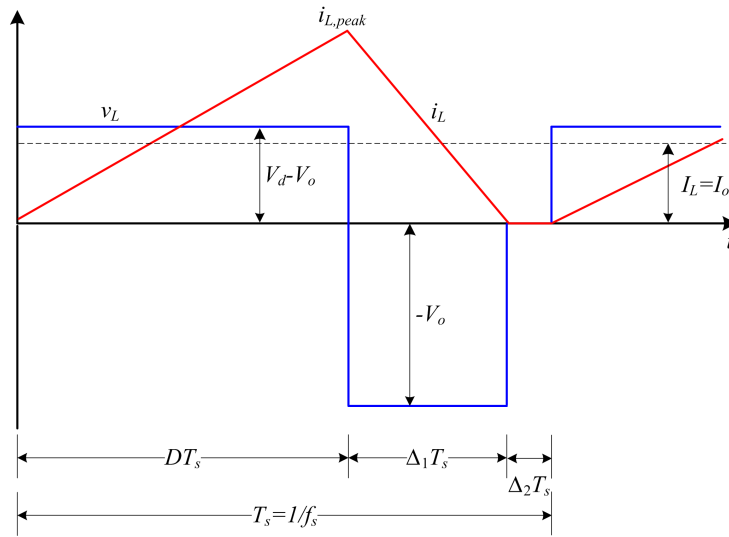
1.15 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo impulso skvarbos, kai įėjimo įtampa V_d nekinta

Iš (1.6) ir (1.7) lygčių:

$$I_{LR} = 4I_{LR,max} D(1 - D). \quad (1.8)$$

Toliau apskaičiuotas įtampų santykis V_o/V_d pertraukto srovės laidumo darbo režime. Darna prielaida, kad keitiklis dirba ties nepertrauko srovės laidumo darbo režimo riba kaip pateikta 1.14 pav. su tam tikromis T , L , V_d ir D parametru vertėmis. Jei šie parametrai nekinta, o išėjimo galia sumažėja (pvz. padidėja apkrovos varža), tai vidutinė ritės srovė sumažėja. Kaip

parodyta 1.16 pav. tai padidina įtampą V_o ir todėl periodo pabaigoje srovė per ritę nustoja tekėti.



1.16 pav. Pertraukto srovės laidumo žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio darbo režimo oscilogramos

Intervalo $\Delta_2 T_s$ metu, kai ritės srovė lygi nuliui, energija apkrovai tiekama tik iš filtro kondensatoriaus. Ritės įtampa v_L šio intervalo metu lygi nuliui. Skaičiuojant vieno periodo ritės įtampos integralą, esant priimtoms sąlygomis, jis turi būti lygus nuliui:

$$(V_d - V_o) DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0, \quad (1.9)$$

$$\dots \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1}, \quad (1.10)$$

čia $D + \Delta_1 < 1, 0$. Iš 1.16 pav. gaunama, kad:

$$i_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s. \quad (1.11)$$

Tada:

$$I_o = i_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (1.12)$$

$$= \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad [\text{iš (1.11)}] \quad (1.13)$$

$$= \frac{V_d T_s}{2L} D \Delta_1 \quad [\text{iš (1.10)}] \quad (1.14)$$

$$= 4I_{LR,max} D \Delta_1 \quad [\text{iš (1.7)}] \quad (1.15)$$

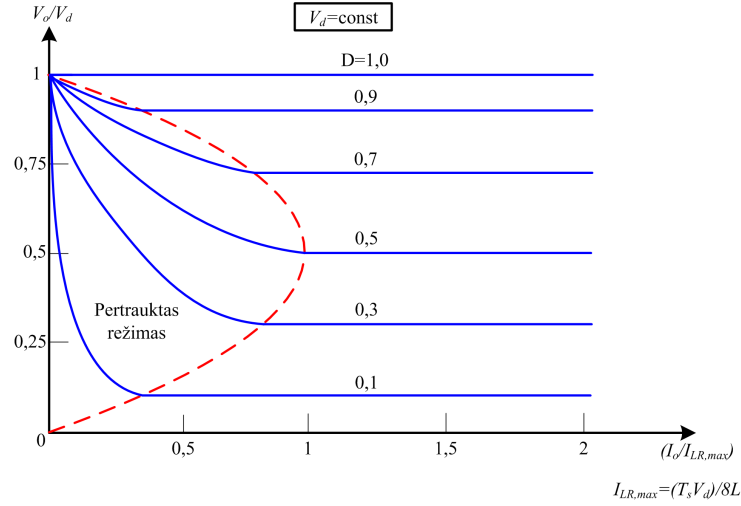
$$\dots \Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LR,max} D} \quad (1.16)$$

Iš (1.10) ir (1.16) lygčių gaunama:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}(I_o/I_{LR,max})} \quad (1.17)$$

1.17 pav. pateiktos žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio charakteristikos jam veikiant

abiem darbo režimais, kai įėjimo įtampa V_d nekinta. Mėlyna spalva pateiktos įtampų santykio (V_o/V_d) priklausomybės kreivės nuo srovių santykio $(I_o/I_{LR,max})$, kurių parametras yra impulso skvarba D . Grafikai gauti naudojant (1.3) ir (1.17) lygtis. Raudona spalva pateikta riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo pagal (1.3) ir (1.8) lygtis.



1.17 pav. Žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio charakteristikos (nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimai), kai nekinta įėjimo įtampa V_d

Pertraukto srovės laidumo darbo režimas, kai nekinta išėjimo įtampa V_o . Stabilizuotuose impulsiniuose nuolatinės srovės maitinimo šaltiniuose įėjimo įtampa V_d gali svyruoti, tačiau išėjimo įtampa V_o turi būti palaikoma nekintanti keičiant impulso skvarbą D .

Kadangi $V_d = V_o/D$, vidutinė ritės srovė ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba skaičiuojant iš (1.5) lygties lygi:

$$I_{LR} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D). \quad (1.18)$$

Iš (1.18) lygties matyti, jeigu įtampa V_o nekinta, maksimali srovė I_{LR} teka tada, kai $D = 0$:

$$I_{LR,max} = \frac{T_s V_o}{2L}. \quad (1.19)$$

Tokia keitiklio veika, kai $D = 0$, įmanoma tik teoriškai, nes priešingu atveju pagal (1.3) lygtį V_d turėtų būti begalinė.

Iš lygčių (1.18) ir (1.19):

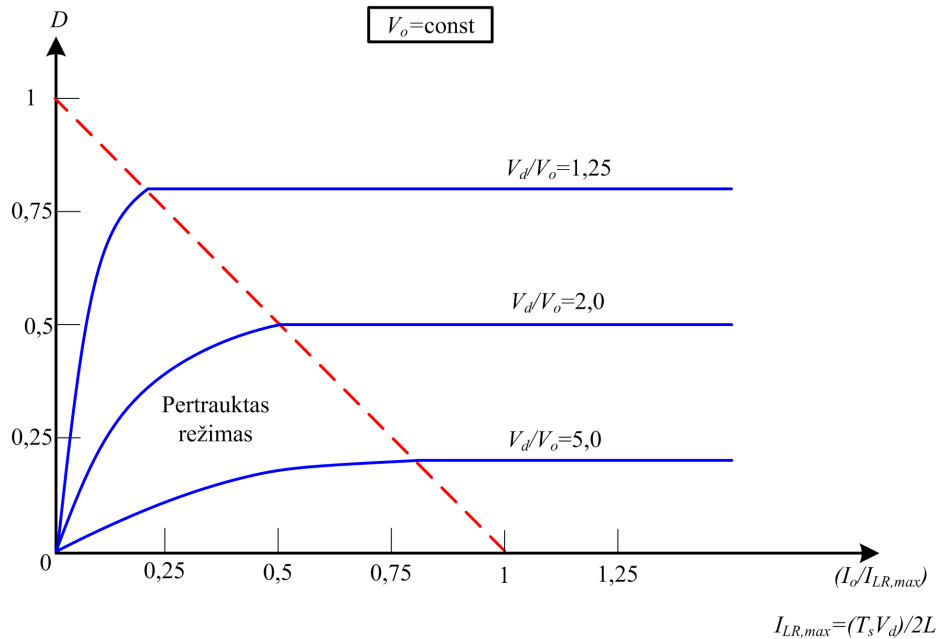
$$I_{LR} = I_{LR,max} (1 - D). \quad (1.20)$$

Keitikliui, dirbančiam nekintančios išėjimo įtampos V_o palaikymo režimu, patogu gauti impulso skvarbos D priklausomybę nuo $I_o/I_{LR,max}$ srovių santykio. Pagal lygtis (1.10) ir (1.13), kurios teisingos pertraukto srovės laidumo darbo režimui nepriklausomai nuo palaikomos nekintančios įėjimo V_d ar išėjimo V_o įtampos, ir pagal (1.19) lygtį, kai išėjimo įtampa V_o nekinta, po

pertvarkymų gaunama:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\left(\frac{I_o/I_{LR,max}}{1 - V_o/V_d} \right)}. \quad (1.21)$$

Grafiškai analizuojant šią lygtį 1.18 pav. mėlyna spalva pateiktos impulso skvarbos D priklausomybės nuo $I_o/I_{LR,max}$ srovių santykio kreivės, kurių parametras yra įtampų santykis V_d/V_o , kai V_o nekinta. Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo gauta naudojant (1.20) lygtį pažymėta raudona brūkšniuota kreive.



1.18 pav. Žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio charakteristikos (nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimai), kai nekinta išėjimo įtampa V_o

1.2.4 Išėjimo įtampos pulsacijos

Anksčiau buvo priimta, kad žemųjų dažnių filtro kondensatorius yra tokios didelės talpos, jog $v_o(t) = V_o$. Tačiau praktikoje kondensatoriaus talpa yra ribota ir išėjimo įtampos pulsacijos gali būti apskaičiuotos remiantis 1.19 pav. oscilogramomis nepertraukto srovės laidumo darbo režimui. Priimant, kad visa pulsacijas sukelianti srovė i_L teka per kondensatorių, o vidutinė jos dalis teka per apkrovą, 1.19 pav. užbrūkšniuota sritis atspindi papildomą krūvį ΔQ . Todėl maksimali išėjimo įtampos pulsacija ΔV_o gali būti išreikšta taip:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T_s}{2}$$

. Iš 1.12 pav., kai t_{off} :

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s. \quad (1.22)$$

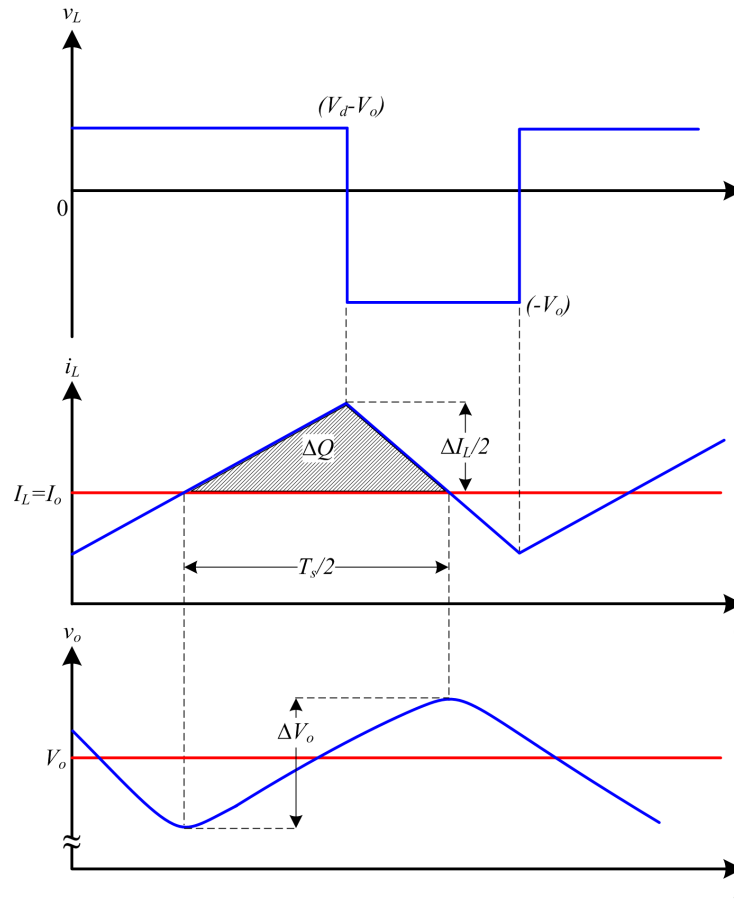
Ištačius ΔI_L išraišką į (1.22), gaunama:

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s, \quad (1.23)$$

$$\dots \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2, \quad (1.24)$$

čia moduliacijos dažnis $f_s = 1/T_s$, o

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.25)$$



1.19 pav. Žeminančiojo nuolatinės srovės keitiklio išėjimo įtampos V_o pulsacijos

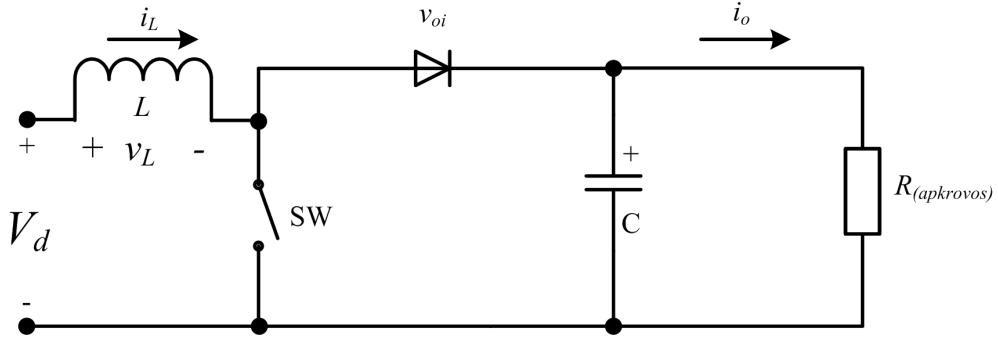
Iš (1.24) lygties matyti, kad išėjimo įtampos pulsacijos gali būti sumažintos parenkant žemųjų dažnių filtro ribinį dažnį taip, kad $f_c \ll f_s$. Išėjimo įtampos pulsacijos nepriklauso nuo apkrovos tol, kol keitiklis dirba nepertraukto srovės laidumo režimu. Panašiai išėjimo įtampos pulsacijos galima apskaičiuoti ir pertraukto srovės laidumo darbo režimui.

Impulsiniuose maitinimo šaltiniuose išėjimo įtampos pulsacijos paprastai yra mažesnės nei 1%. Todėl anksčiau atliktuose skaičiavimuose priimta sąlyga, jog $v_o(t) = V_o$ yra teisinga.

1.3 Aukštinantysis (BOOST) keitiklis

1.20 pav. pateikta aukštinančiojo keitiklio schema. Pagrindinės šio keitiklio taikymo sritys yra stabilizuoti impulsiniai maitinimo šaltiniai ir regeneratyviniai nuolatinės srovės variklių stabdymo valdikliai. Iš pavadinimo aišku, jog tokių keitiklių išėjimo įtampa visada didesnė už įėjimo įtampą. Kai raktas yra įjungtas, diodui prijungiama atbulinė įtampa, tokiu būdu izoliuojama išėjimo grandinė. Įėjimas tiekia energiją ritei. Kai raktas išjungtas, apkrova energiją gauna

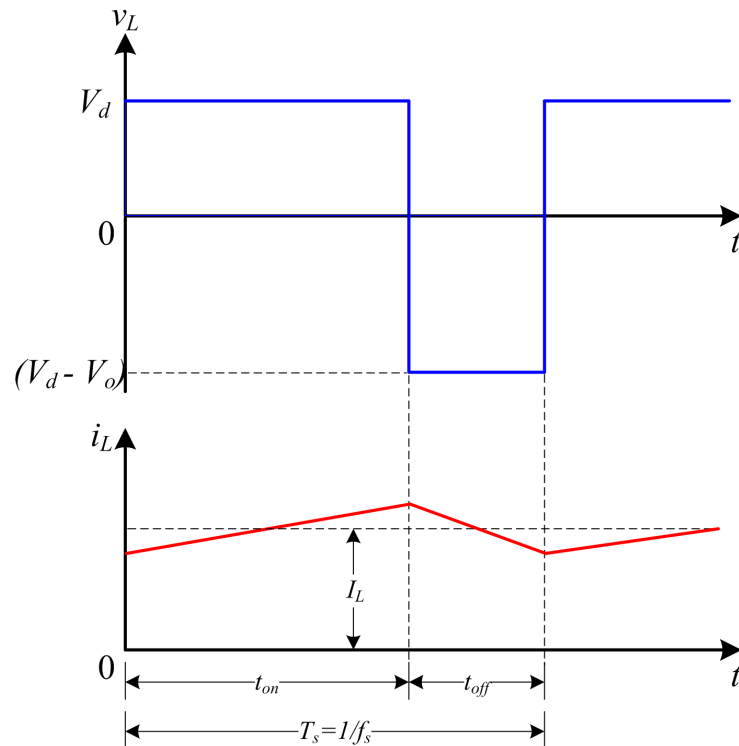
iš įėjimo ir ritės magnetinio lauko. Stacionarioje (nusistovėjusioje) analizėje išėjimo kondensatorius yra pakankamai didelės talpos nekintančiai išėjimo įtampai $v_o(t) \cong V_o$ užtikrinti.



1.20 pav. Aukštinantysis nuolatinės srovės keitiklis

1.3.1 Nepertraukto srovės laidumo darbo režimas

1.21 pav. pateiktos nepertraukto srovės laidumo ($i_L(t) > 0$) darbo režimo oscilogramos. 1.22 pav. pateiktos aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio ekvivalentinės schemos abejomis rakto veikimo būsenomis.

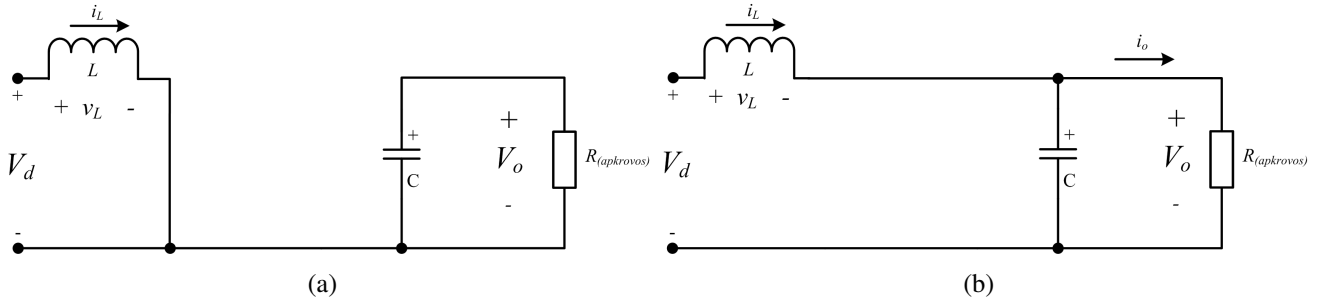


1.21 pav. Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio ritės įtampos bei srovės oscilogramos

Nusistovėjusioje veikoje vieno periodo ritės įtampos integralas turi būti lygus nuliui.

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0.$$

Dalinant abi puses iš T_s ir pertvarkius reiškini, gaunama:



1.22 pav. Aukštinančiojo keitiklio ekvivalentinės schemos, kai raktas yra įjungtas (a) ir išjungtas (b)

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D}, \quad (1.26)$$

Darant prielaidą, jog grandinė yra be nuostolių, $P_o = P_d$,

$$\dots V_d I_d = V_o I_o,$$

ir

$$\frac{I_o}{I_d} = (1 - D). \quad (1.27)$$

1.3.2 Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo

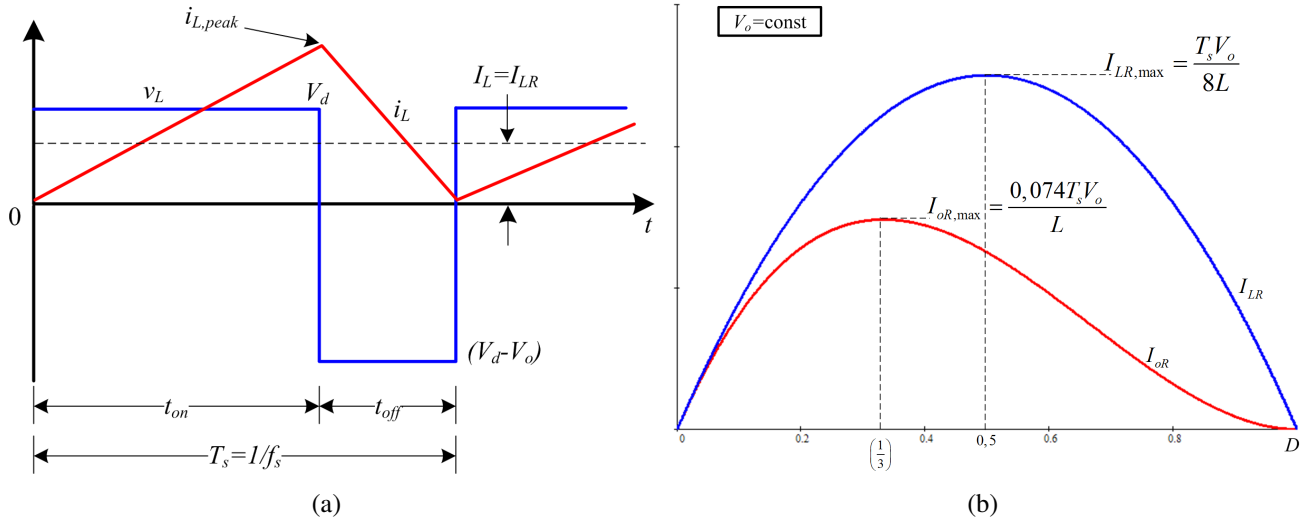
1.23(a) pav. pateiktos oscilogramos aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio, dirbančio ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba. Pagal apibrėžimą, ritės srovė i_L šiame darbo režime periodo pabaigoje pasiekia nulį. Vidutinė ritės srovė tada yra lygi:

$$\begin{aligned} I_{LB} &= \frac{1}{2} i_{L,peak} \quad [\text{iš 1.23(a) pav.}] \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on}, \\ &= \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D) \quad [\text{iš (1.26) lygties}] \end{aligned} \quad (1.28)$$

Aukštinančiajame nuolatinės srovės keitiklyje ritės srovė kartu yra ir įėjimo srovė ($i_d = i_L$). Todėl pasinaudojant lygtimis (1.27) ir (1.28) randama vidutinė išėjimo srovė ties nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo riba:

$$I_{oR} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D)^2. \quad (1.29)$$

Praktikoje aukštinantieji nuolatinės srovės keitikliai paprastai taikomi palaikyti nuolatinei išėjimo įtampai V_o . 1.23(b) pav. pateikta I_{oR} priklausomybė nuo impulso skvarbos D , kai išėjimo įtampa V_o nekinta. Kai keičiama impulso skvarba D siekiant palaikyti nuolatinę išėjimo įtampą V_o , įėjimo įtampa V_d tokiu atveju yra pulsuojanti.



1.23 pav. Aukštinančiojo DC-DC keitiklio, dirbančio ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba, oscilogramos (a) ir išėjimo bei įėjimo srovių charakteristikos (b)

Iš 1.23(b) pav. matyti, kad ribinė ritės srovė I_{LR} pasiekia savo maksimumą, kai $D = 0,5$:

$$I_{LR,\max} = \frac{T_s V_o}{8L}. \quad (1.30)$$

Išėjimo srovė I_{oR} pasiekia savo maksimumą, kai $D = \frac{1}{3} = 0,333$:

$$I_{oR,\max} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L} = 0,074 \frac{T_s V_o}{L}. \quad (1.31)$$

Atsižvelgiant į maksimalių srovių išraiškas, I_{LR} ir I_{oR} gali būti išreikšta taip:

$$I_{LR} = 4D(1 - D)I_{LR,\max}, \quad (1.32)$$

ir

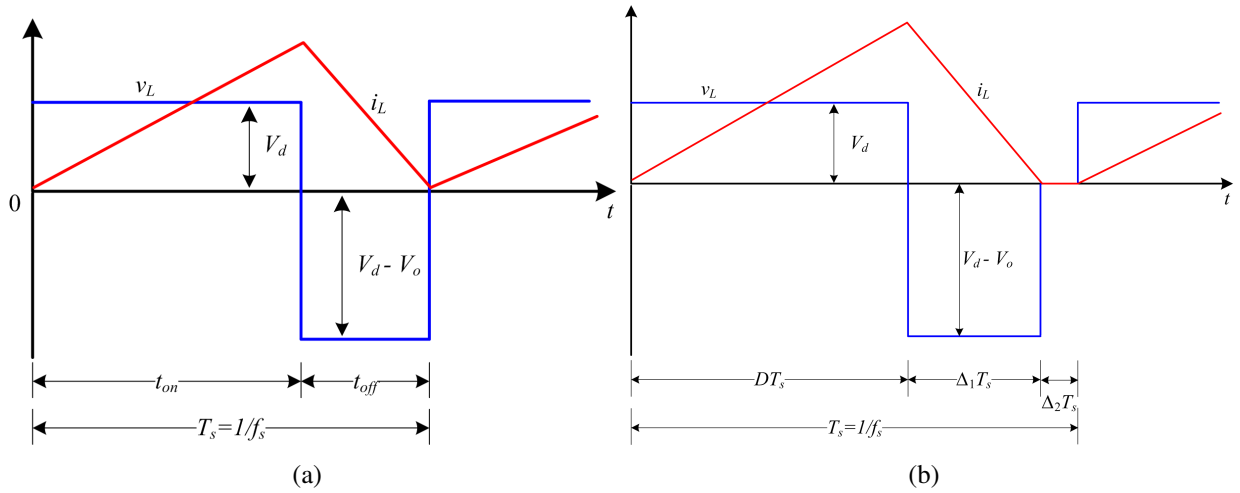
$$I_{LR} = \frac{27}{4} D(1 - D)^2 I_{oR,\max}. \quad (1.33)$$

1.23(b) pav. grafike matyti, kad prie tam tikros impulso skvarbos D reikšmės, kai išėjimo įtampa V_o nekinta, vidutinė apkrovos srovė nukrinta žemiau I_{oR} (o taip pat ir vidutinė ritės srovė žemiau I_{LR}) reikšmės, tada aukštinantysis nuolatinės srovės keitiklis pereina į pertraukto srovės laidumo darbo režimą.

1.3.3 Pertraukto srovės laidumo darbo režimas

Daroma prielaida, kad apkrovos galia sumažėja, o V_d ir D išlieka tokių pat verčių (nors praktiškai D būtų keičiamas siekiant palaikyti nekintančią išėjimo įtampą V_o). 1.24 pav. pavaizduotos aukštinančiojo keitiklio ribinio ir pertraukto srovės laidumo darbo režimų oscilogramos, kai V_d ir D nekinta.

Dėl sumažėjusios išėjimo galios P_o (ir įėjimo galios P_d) srovė periodo pabaigoje nustoja tekėti, todėl sumažėja vidutinė ritės srovė I_L (kuri lygi įėjimo srovei I_d), nes įėjimo įtampa V_d



1.24 pav. Aukštinančiojo DC-DC keitiklio darbo oscilogramos: (a) ties nepertrauko ir pertraukto srovės laidumo riba, (b) pertraukto srovės laidumo

nekinta (1.24(b) pav.). Kadangi ritės srovės maksimali amplitudė $i_{L,peak}$ yra tokia pati abiejuose darbo režimuose (1.24 pav.), mažesnė vidutinė ritės srovės I_L vertė galima tik padidėjus išėjimo įtampai V_o (1.24(b) pav.). Tada ritės srovė i_L teka su pertrauktimis.

Paskaičiuojama ritės įtampa per vieną periodą ir prilyginama nuliui:

$$V_d D T_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0,$$

$$\dots \frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1}, \quad (1.34)$$

ir

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad [\text{nes } P_d = P_o] \quad (1.35)$$

Iš 1.24(b) pav. vidutinė įėjimo srovė, kuri yra ir ritės srovė, lygi:

$$I_d = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + \Delta_1). \quad (1.36)$$

Iš (1.35) ir (1.36) lygčių gaunama:

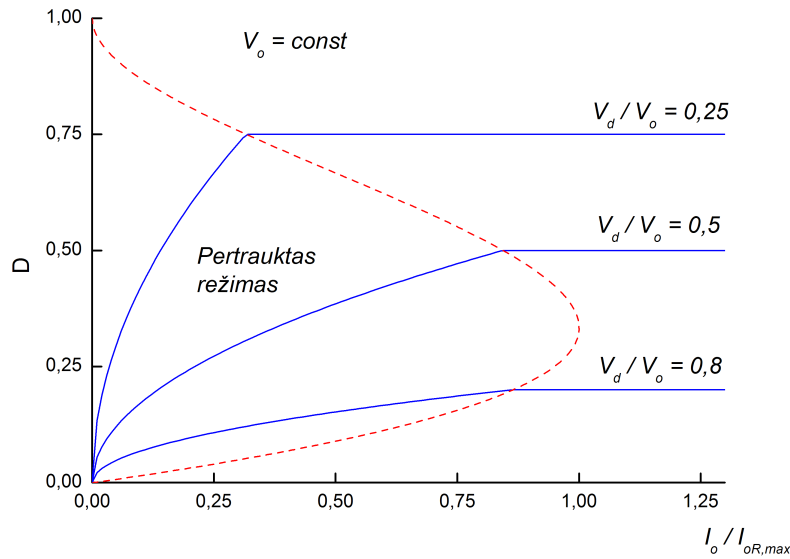
$$I_o = \left(\frac{T_s V_d}{2L} \right) D \Delta_1. \quad (1.37)$$

Praktikoje išėjimo įtampa V_o palaikoma nuolatinė keičiant impulso skvarbą D atsižvelgiant į įėjimo įtampas V_d pokyčius. Todėl patogesnė yra impulso skvarbos D priklausomybė nuo apkrovos srovės įvairiems $\frac{V_o}{V_d}$ santykiams. Iš lygčių (1.34), (1.37) ir (1.31) gaunama:

$$D = \left[\frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oR,max}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (1.38)$$

1.25 pav. pateikta D priklausomybė nuo $\frac{I_o}{I_{oR,max}}$ įvairiems $\frac{V_d}{V_o}$ santykiams. Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo pažymėta brūkšniuota linija.

Jei išėjimo įtampa V_o pertraukto srovės laidumo darbo režime nekontroliuojama, kiekvieno



1.25 pav. Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio charakteristikos, kai išėjimo įtampa V_o nekinta

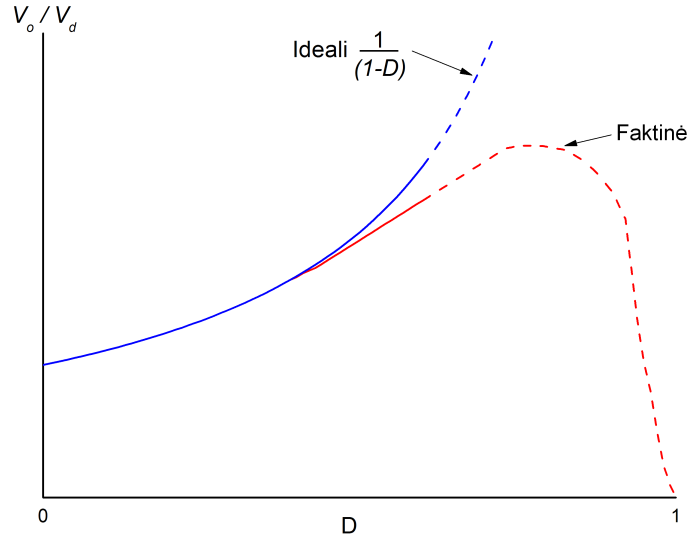
junginėjimo periodu metu bent

$$t \cdot \frac{L}{2} i_{L,peak}^2 = \frac{(V_d D T_s)^2}{2L} \cdot t \quad \text{W-s}$$

energijos yra perduodama išėjimo kondensatoriui ir apkrovai. Jei apkrovos srovė negali sunaudoti šios energijos, kondensatoriaus įtampa V_o didės tol, kol ši energija bus sugerta. Jei apkrova pasidarys pernelyg maža, V_o padidėjimas gali sugadinti kondensatorių arba sudaryti pavojingai aukštą įtampą.

1.3.4 Nuostolių įtaka aukštinančiojo keitiklio parametrams

Parazitiniai elementai – tai tokie elementai, kurie atsiranda netobulo technologinio gamybinio proceso metu ritėje, kondensatoriuje, rakte ir diode. 1.26 pav. pavaizduota šių elementų nuostolių įtaka įtampos perdavimo koeficientui. Impulso svarbai artėjant prie vieneto, ideali įtampos perdavimo koeficiento reikšmė didėja, tačiau praktikoje dėl nuostolių parazitiniuose elementuose įtampos perdavimo koeficientas mažėja. Kai impulso skvarbos reikšmė artėja prie vieneto, rakto efektyvusis panaudojimas mažėja, todėl ši kreivės dalis pažymėta brūkšniuota linija. Nagrinėtuose skyriuose nebuvo atsižvelgta į šiuos nuostolius, tačiau projektuojant ir modeliuojant nuolatinės srovės keitikius būtina įvertinti šių nuostolių įtaką.



1.26 pav. Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio nuostolių įtaka įtampos perdavimo koeficientui

1.3.5 Išėjimo įtampos pulsacijos

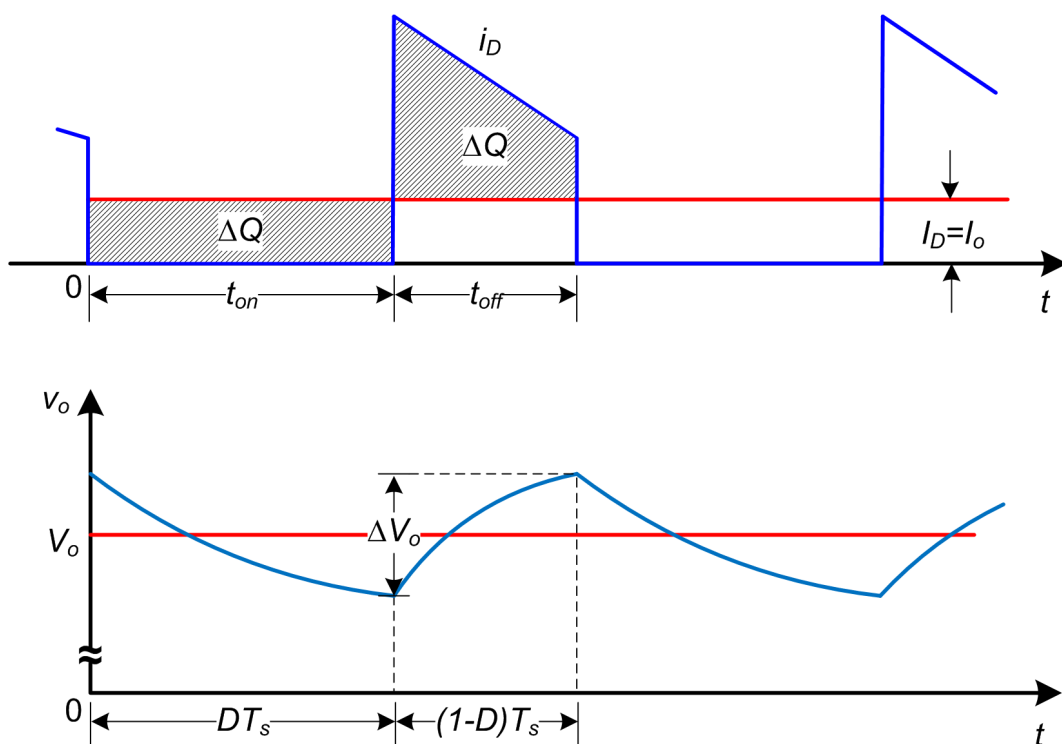
Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio, dirbančio nepertrauktos srovės darbo režimu, išėjimo įtampos pulsacijos gali būti suskaičiuotos remiantis 1.27 pav. Darant prielaidą, jog visa diodo pulsacijos srovė i_D teka per kondensatorių, o vidutinė diodo srovė per rezistorių, užbrūkšniuota sritis 1.27 pav. atspindi perteklinį krūvį ΔQ . Įtampos skirtumas ΔV_o randamas taip:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D T_s}{C} \quad (\text{jei išėjimo srovė nekinta})$$

$$= \frac{V_o}{R} \frac{D T_s}{C}, \quad (1.39)$$

$$\dots \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D T_s}{RC}$$

$$= D \frac{T_s}{\tau} \quad (\tau = RC - \text{laiko pastovioji}) \quad (1.40)$$



1.27 pav. Aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio nepertraukto srovės laidumo darbo režimo išėjimo įtampos pulsacijos

Įtampos pulsacijos randamos analogiškai pertraukto srovės laidumo darbo režimui.

1.4 Žeminantysis-aukštinantysis (BUCK-BOOST) keitiklis

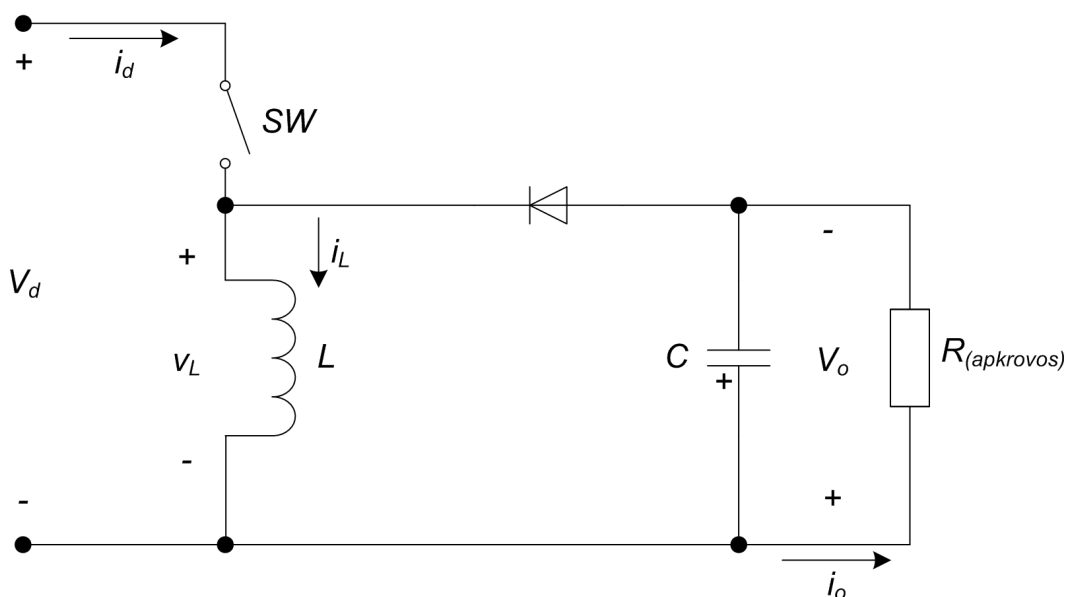
Pagrindinė žeminančiųjų - aukštinančiųjų keitiklių taikymo sritis - impulsiniai nuolatinės srovės maitinimo šaltiniai. Tokiuose maitinimo šaltiniuose galima gauti teigiamo arba neigiamo poliarumo, didesnę arba mažesnę nei įėjimo, išėjimo įtampą.

Viena iš žeminančiojo - aukštinančiojo keitiklio topologijų yra pakopomis sujungti žeminantysis ir aukštinantysis keitikliai. Nusistovėjusioje būsenoje žeminančiojo - aukštinančiojo keitiklio įtampos perdavimo koeficientas yra sudarytas iš dviejų keitiklių įtampos perdavimo koeficientų. Jei abiejuose keitikliuose impulso skvarba D tokia pati, tai iš (1.3) ir (1.26) lygčių:

$$\frac{V_o}{V_d} = D \frac{1}{1-D}. \quad (1.41)$$

Iš šios lygties matyti, kad išėjimo įtampa priklauso nuo impulso skvarbos D vertės ir gali būti didesnė arba mažesnė nei įėjimo įtampa.

Žeminančiojo ir aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklių topologijų sujungimas į vientisą schemą pateiktas 1.28 pav. Kai raktas yra įjungtas, energija iš įėjimo tiekama ritei, o diodui prijungta įtampa yra atbulinė. Kai raktas yra atviras, ritės magnetiniame lauke sukaupta energija perduodama apkrovai. Šiuo atveju iš keitiklio įėjimo energija neperduodama išėjimui. Priimta, kad kondensatorius yra be galo didelės talpos, todėl išėjimo įtampa $v_o(t) = V_o$ nekinta.



1.28 pav. Žeminantis-aukštinantis nuolatinės srovės energijos keitiklis

1.4.1 Nepertraukto srovės laidumo darbo režimas

1.29 pav. pateiktos nepertraukto srovės laidumo darbo režimo oscilogramos, kai ritės srovė teka nenutrūkstamai. 1.30 pav. pateiktos žeminančiojo-aukštinančiojo keitiklio ekvivalentinės schemos, kai raktas yra įjungtas 1.30(a) ir išjungtas 1.30(b).

Paskaičiuojama ritės įtampos integralą per vieną junginėjimosi periodą:

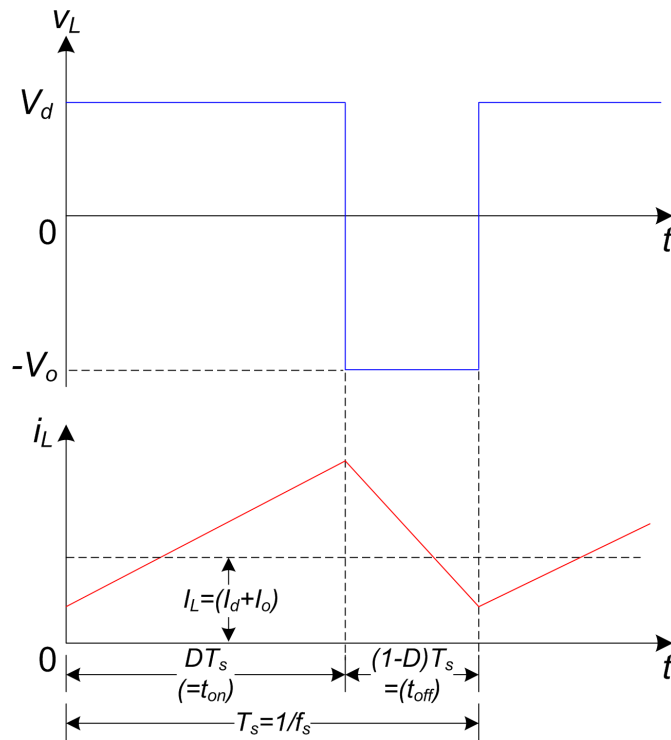
$$V_d D T_s + (-V_o)(1 - D)T_s = 0,$$

$$\dots \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D}, \quad (1.42)$$

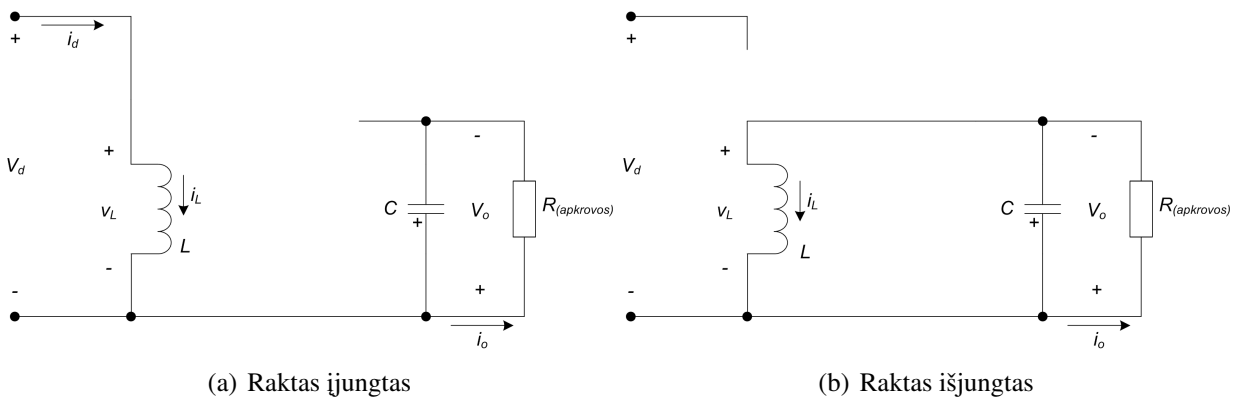
ir

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (\text{darant prielaidą, jog } P_d = P_o) \quad (1.43)$$

Iš (1.42) lygties matyti, kad išėjimo įtampa gali būti arba didesnė, arba mažesnė už įėjimo įtampą.



1.29 pav. Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio nepertraukto srovės laidumo darbo režimo oscilogramos



1.30 pav. Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio nepertraukto srovės laidumo darbo režimo ekvivalentinės schemos

1.4.2 Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo

1.31(a) pav. pateiktos žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio, dirbančio ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba, oscilogramos. Kiekvieno junginėjimosi periodo pabaigoje ritės srovė i_L pasiekia nulį.

Iš 1.31(a) pav.:

$$\begin{aligned}
 I_{LR} &= \frac{1}{2} i_{L,peak} \\
 &= \frac{T_s V_d}{2L} D.
 \end{aligned} \tag{1.44}$$

Kadangi vidutinė kondensatoriaus srovė lygi nuliui, iš 1.28 pav.:

$$I_o = I_L - I_d. \quad (1.45)$$

Iš lygčių (1.42-1.45) galima išreikšti ribines vidutines ritės ir išėjimo sroves pagal V_o :

$$I_{LR} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D), \quad (1.46)$$

$$I_{oR} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D)^2. \quad (1.47)$$

Praktikoje tokiuose keitikliuose dažniausiai palaikoma nekintanti išėjimo įtampa V_o , o įėjimo įtampa V_d ir impulso skvarba kinta. Iš lygčių (1.46) ir (1.47) matyti, kad tiek ritės ribinė srovė I_{LR} , tiek išėjimo ribinė srovė I_{oR} maksimalią vertę pasiekia, kai $D = 0$:

$$I_{LR, \max} = \frac{T_s V_o}{2L}, \quad (1.48)$$

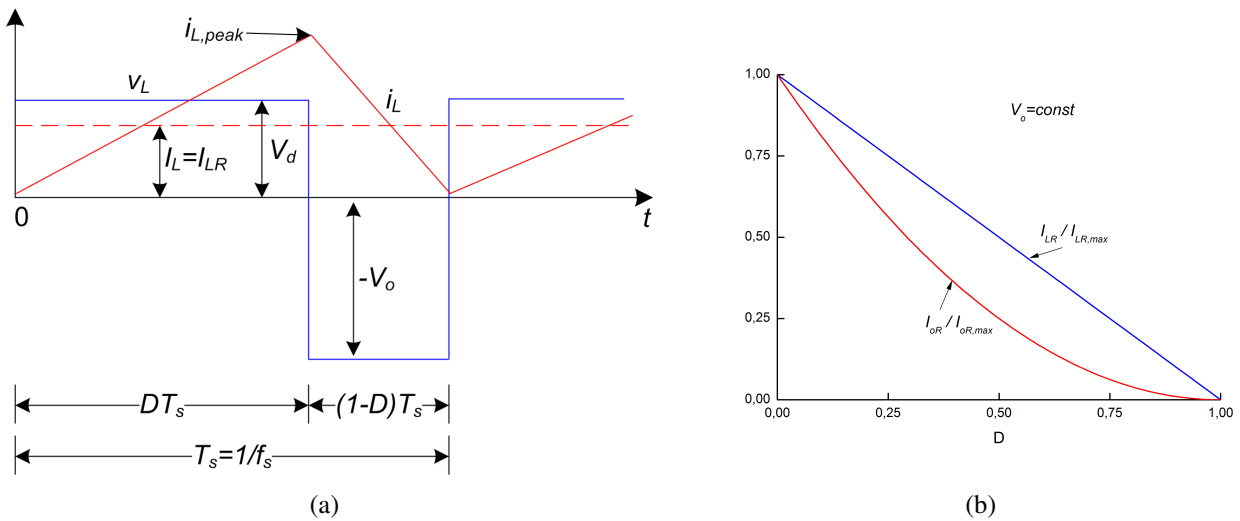
$$I_{oR, \max} = \frac{T_s V_o}{2L}. \quad (1.49)$$

Iš lygčių (1.46-1.49) gaunama:

$$I_{LR, \max} = I_{LR, \max} (1 - D), \quad (1.50)$$

$$I_{oR, \max} = I_{LR, \max} (1 - D)^2. \quad (1.51)$$

1.31(b) pav. pateiktos I_{LR} ir I_{oR} priklausomybės nuo impulso skvarbos D , kai išėjimo įtampa V_o nekinta.



1.31 pav. Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio dirbančio ties nepertraukto srovės laidumo darbo režimo riba (a) ritės srovės i_L ir įtamos v_L oscilogramos ir (b) srovių priklausomybės nuo impulso skvarbos D

1.4.3 Pertraukto srovės laidumo darbo režimas

1.32 pav. pateiktos keitiklio pertraukto srovės laidumo darbo režimo oscilogramos. Vėlgi skaičiuojant ritės įtampos integralą per vieną periodą gaunama:

$$V_d D T_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0,$$

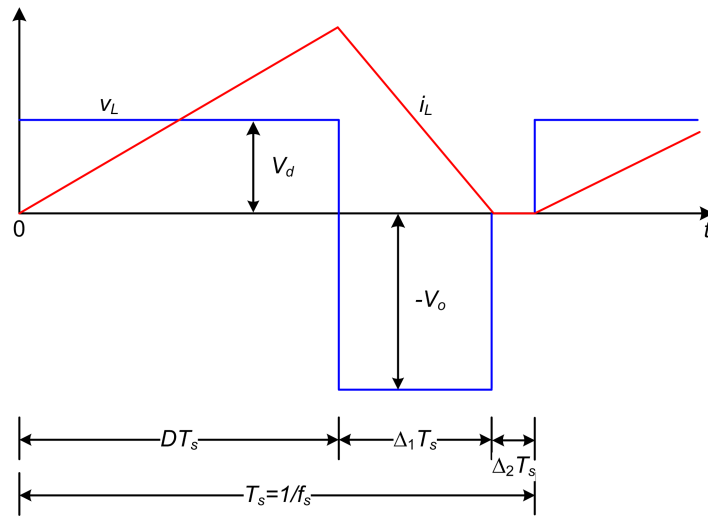
$$\dots \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1}. \quad (1.52)$$

ir

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (\text{nes } P_d = P_o) \quad (1.53)$$

Iš 1.32 pav.:

$$I_L = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + \Delta_1). \quad (1.54)$$

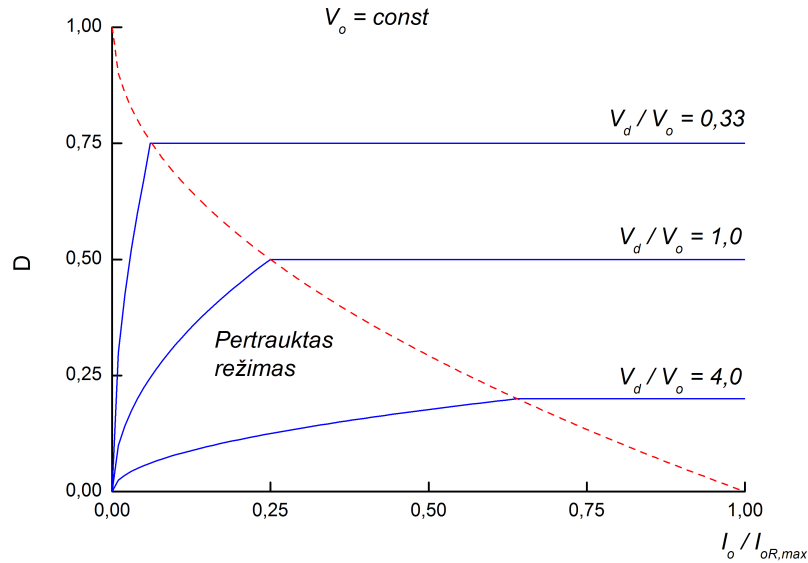


1.32 pav. Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio pertraukto srovės laidumo darbo režimo oscilogramos

Kadangi išėjimo įtampa V_o palaikoma nekintanti, patogiu turėti impulso skvarbos D priklausomybę nuo išėjimo (apkrovos) srovės I_o įvairioms įtampos perdavimo koeficiento V_o/V_d vertėms. Iš anksčiau išvestų lygčių gaunama:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oR,max}}}. \quad (1.55)$$

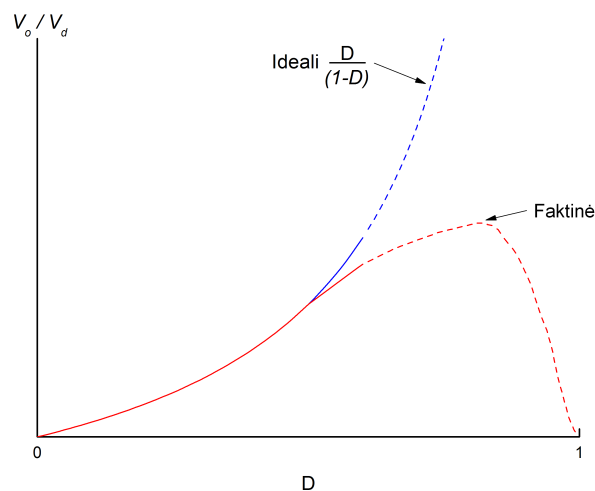
1.33 pav. pateiktos impulso skvarbos D priklausomybės nuo $I_o/I_{oR,max}$ įvairiems V_d/V_o santykiams. Riba tarp nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimo pažymėta brūkšniuota kreive.



1.33 pav. Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio charakteristikos, kai išėjimo įtampa V_o nekintanti

1.4.4 Nuostolių įtaka žeminančiojo-aukštinančiojo keitiklio parametrams

Analogiškai aukštinantiesiems nuolatinės srovės keitikliams, nuostoliai žeminančiojo – aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio su grįžtamuju ryšiu elementuose daro pastebimą įtaką įtampos perdavimo koeficientui bei keitiklio stabilumui. 1.34 pav. pateikta idealios ir realios įtampos perdavimų koeficientų priklausomybės nuo impulso skvarbos D . Brūkšniuota kreivė pažymėta priklausomybių vertės, kai impulso skvarbos vertė artėja prie vieneto. Prie aukštų impulso svarbos verčių raktai dirba neefektyviai, todėl praktikoje darbo režimai, kai impulso skvarba atėja prie vieneto, nenaudojami. Projektuojant žeminančiuosius-aukštinančiuosius nuolatinės srovės energijos keitiklius reikia įvertinti nuostolių įtaką.



1.34 pav. Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės keitiklio nuostolių įtaka įtampos perdavimo koeficientui

1.4.5 Išėjimo įtampos pulsacijos

Žeminančiojo-aukštinančiojo nuolatinės srovės energijos keitiklio išėjimo įtampos pulsacijos randamos analogiškai aukštinančiojo nuolatinės srovės keitikliui pagal 1.27 pav. oscilogramas. Analogiškai gaunamos lygtys išėjimo įtampos pulsacijos vertei gauti:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (\text{jei išėjimo srovė nekinta})$$
$$= \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C}, \quad (1.56)$$

$$\dots \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC}$$
$$= D \frac{T_s}{\tau} \quad (\tau = RC - \text{laiko pastovioji}) \quad (1.57)$$

1.5 Skyriaus išvados

Atsižvelgiant į alternatyviojo šaltinio rūši naudojami trijų rūšių nuolatinės srovės keitikliai: žeminantysis, aukštinantysis ir žeminantysis-aukštinantysis keitikliai. Žeminantysis keitiklis naudojamas ten, kur reikia gauti žemesnę išėjimo nuolatinę įtampą už įėjimo įtampą. Aukštinantieji keitikliai naudojami ten, kur reikia gauti didesnę išėjimo nuolatinę įtampą už įėjimo. Ir kombinuoti žeminantieji-aukštinantieji keitikliai naudojami ten, kur įėjimo įtampa gali būti didesnė arba mažesnė už išėjimo įtampą, o išėjimo įtampą reikia palaikyti nustatytame lygmenyje.

2 VIENFAZIAI ĮTAMPOS ŠALTINIŲ INVERTERIAI

Inverteris – tai įrenginys, gebantis iš nuolatinės įtampos formuoti reikiamo dažnio ir amplitudės kintamą įtampą ir srovę (Mohan et al. 1995, Rashid 2006, Horowitz and Hill 1989, Mazda 1998, Neacsu 2006, Bird 2003, Akagi 1998). Tokie įrenginiai reikalingi variklių sukimosi greičiui keisti (angl. *ASD - Adjustable Speed Drive*), nepertraukiamo maitinimo šaltiniams (angl. *UPS - Uninterruptible Power Supply*), statiniams reaktyviosios galios kompensatoriams, lankčioms kintamos įtampos perdavimo sistemoms (angl. *FACT - Flexible AC Transmission System*), įvairiems įtampos kompensatoriams ir alternatyviems elektros energijos šaltiniams. Sinusinės įtampos inverteris turi valdyti amplitudę, dažnį ir fazę. Priklausomai nuo išėjimo įtampos pobūdžio inverterio topologijos dar vadinamos įtampos šaltinio inverteriais (angl. *VSI - Voltage-Source Inverter*), kuriuose valdoma yra išėjimo įtampos forma. Tokios inverterių struktūros yra labiausiai paplitusios dėl to, jog tokie inverteriai yra įtampos šaltinių analogai, o pramonėje būtent tokie šaltiniai yra reikalingi. Inverteriai dar gali būti srovės šaltinių inverterių topologijų (angl. *CSI - Current Source Inverter*), kuriuose valdoma yra išėjimo srovės forma. Tokie inverteriai vadinami srovės šaltinių inverteriais. Tokios struktūros naudojamos vidutinės įtampos pramoniniuose įrenginiuose, kur reikalinga aukštos kokybės įtampa.

Inverteriai, sudaryti iš galios raktų, todėl išėjimo įtampa yra impulsinė. Dažniausiai naudojama impulso pločio moduliacija (angl. *PWM - Pulse Width Modulation*). Naudojant šį metodą, išėjimo įtampą be pagrindinės harmonikos sudaro ir aukštesniosios harmonikos. Pagrindinės harmonikos kitimo dėsnį užtikrina moduliacijos būdas, kuris valdo galios raktų būsenas. Dažniausiai naudojami nešlio dažniu pagrįsti (pvz. sinuso, angl. *SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation*) ir selektyvaus harmonikų šalinimo (angl. *SHE - Selective Harmonic Elimination*) moduliacijos būdai.

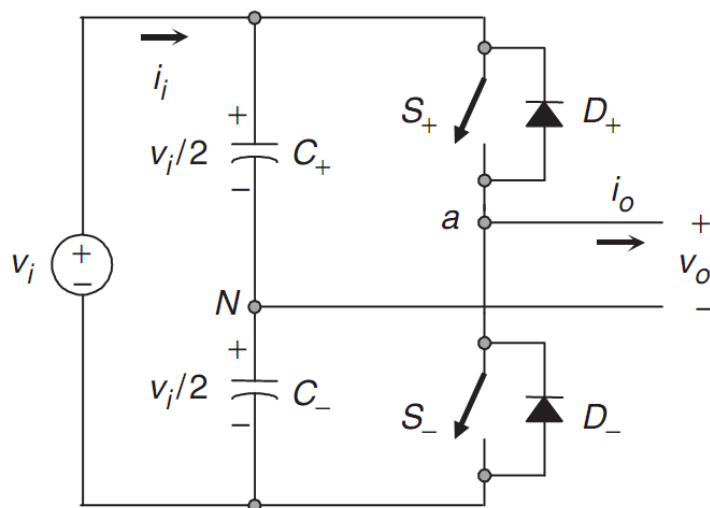
Diskreti inverterių išėjimo signalų forma riboja šių keitiklių panaudojimą. Įtampos šaltinių inverterių apkrova turėtų būti induktyvinio pobūdžio, kad būtų gaunama tolydi sinuso dėsnio kintanti išėjimo srovė. Talpinio pobūdžio apkrova įtampos šaltinio inverteryje sukurtų srovės šuolius. Tokiu atveju reikalingas induktyvusis filtras tarp inverterio išėjimo ir apkrovos. Kita vertus, srovės šaltinio inverteriai (CSI) generuoja išėjimo signalą, kurį impulsai, todėl apkrova turi būti talpinio pobūdžio, kad būtų gaunama sinuso dėsnio kintanti išėjimo įtampa. Induktyvinė apkrova srovės šaltinio inverteryje sukurtų įtampos šuolius. Tokiu atveju reikalingas talpinis filtras tarp inverterio išėjimo ir apkrovos.

Vienfaziai įtampos šaltinių inverteriai gali būti dviejų topologijų: pusės ir viso tiltelio. Šių topologijų inverteriai nėra didelės galios, tačiau jie plačiai naudojami maitinimo šaltiniuose, vienfaziuose nepertraukiamo maitinimo šaltiniuose (UPS), įvairiuose keitikliuose ir kt.

2.1 Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinių inverteriai

2.35 pav. pateikta pusės tiltelio įtampos šaltinio inverterio topologija (Rashid 2006).

Du kondensatoriai reikalingi virtualiai žemei formuoti taške N taip, kad ant kiekvieno kondensatoriaus krintanti įtampa būtų lygi pusei maitinimo šaltinio įtampos $v_i/2$. Kadangi dirbant inverteriui reikalingos žemo dažnio srovės harmonikos, kondensatoriai C_+ ir C_- turi



2.35 pav. Pusės tiltelio įtampos šaltinio inverterio topologija

būti didelės talpos. Akivaizdu, jog abu raktai S_+ ir S_- negali būti įjungti vienu metu, nes tokiu atveju būtų užtrumpintas nuolatinės įtampos šaltinis v_i . Yra dvi apibrėžtos (1 ir 2) ir viena neapibrėžta (3) raktų būsenos, kurios pateiktos 2.1 lentelėje. Norint išvengti trumpo jungimo ir neapibrėžtos išėjimo signalo būsenos, moduliacijos būdas turi užtikrinti, kad kiekvienu laiko momentu nors vienas inverterio peties raktas yra išjungtas.

2.1 lentelė. Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio raktų būsenos

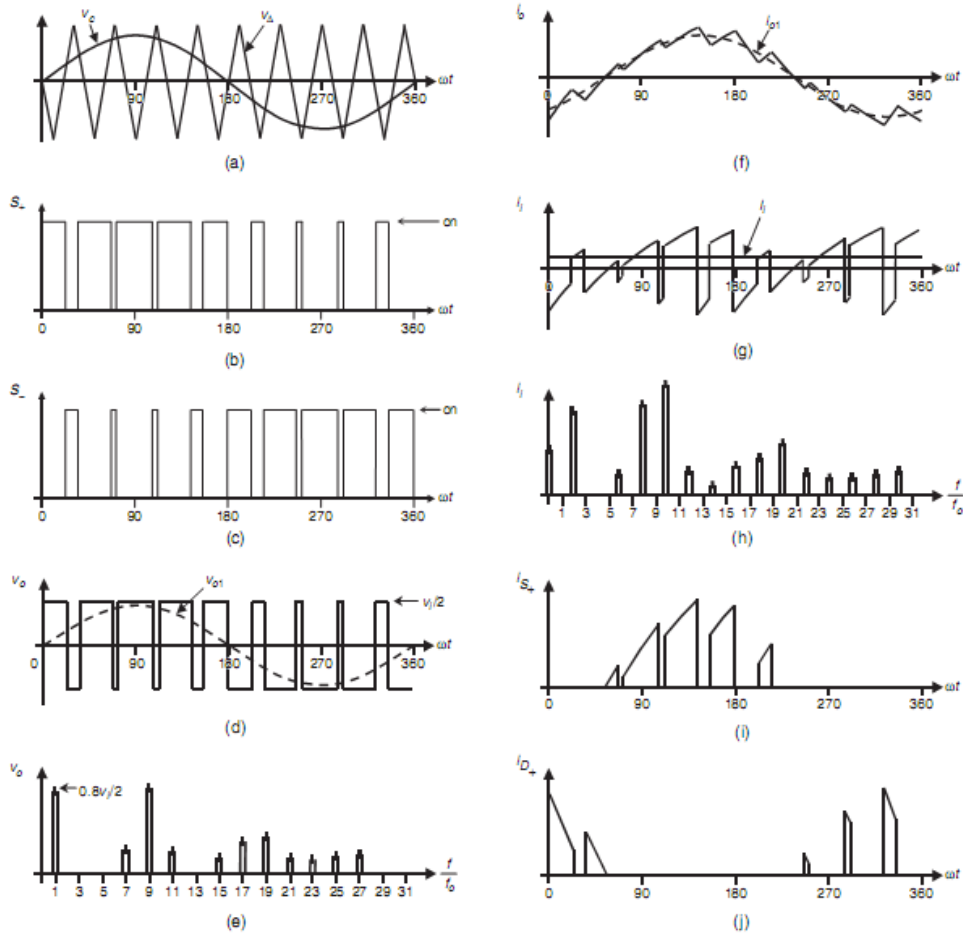
Nr.	Būsena	v_o	Veikiantys elementai
1	S_+ įjungtas, S_- išjungtas	$v_i/2$	S_+ jei $i_o > 0$ D_+ jei $i_o < 0$
2	S_- įjungtas, S_+ išjungtas	$-v_i/2$	D_- jei $i_o > 0$ S_- jei $i_o < 0$
3	S_+ ir S_- išjungti	$-v_i/2$ $v_i/2$	D_- jei $i_o > 0$ D_+ jei $i_o < 0$

2.36 pav. pateikti pusės tiltelio topologijos inverterio (2.35 pav.) išėjimo signalų epiūros. Raktų S_+ ir S_- būsenų kitimą apsprendžia moduliacijos būdas, kuris šiuo atveju yra nešlio dažniu pagrįsta impulso pločio moduliacija.

2.1.1 Nešlio dažnio impulso pločio moduliacija

Siekiama, jog inverterio kintama išėjimo įtampa, $v_o = v_{aN}$, kistų pagal tam tikrą dėsnį (pvz. sinuso) tinkamai junginėjant galios raktus. Nešlio dažnio impulso pločio moduliacija apibrėžia įjungtų ir išjungtų raktų būsenas lygindama moduluojamą signalą v_c (norimos gauti formos įtampa) su trikampės formos įtampa v_Δ (nešlio signalas). Praktiškai, kai $v_c > v_\Delta$, tada raktas S_+ yra įjungtas, o S_- išjungtas; analogiškai, kai $v_c < v_\Delta$, tada raktas S_+ išjungtas, o S_- įjungtas.

Atskiras atvejis yra tas, kai moduluojantis signalas v_c kinta pagal sinuso dėsnį dažniu f_c ir yra amplitudės $\hat{v}_c$, o trikampis signalas v_Δ yra dažnio f_Δ ir amplitudės $\hat{v}_\Delta$. Ši moduliacija vadinama sinusoidine PWM (SPWM) moduliacijos schema. Šiuo atveju moduliacijos indeksas m_a (dar kitaip žinomas kaip amplitudės moduliacijos santykis), apsprendžiantis suformuotos



2.36 pav. Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio išėjimo signalų epiūros SPWM moduliacijai ($m_a = 0,8$, $m_f = 9$): (a) nešlio ir moduliacijos signalai; (b) rakto S_+ būseną; (c) rakto S_- būseną; (d) išėjimo įtampa; (e) išėjimo įtampos spektras; (f) išėjimo srovė; (g) DC šaltinio nuolatinė srovė; (h) nuolatinės srovės spektras; (i) rakto S_+ srovė; (j) diodo D_+ srovė

įtampos pagrindinės harmonikos amplitudę, randamas:

$$m_a = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_\Delta} \quad (2.58)$$

Normalizuotas nešlio dažnis m_f (taip pat žinomas kaip dažnio moduliacijos santykis) randamas:

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_c}. \quad (2.59)$$

2.36e pav. matyti, jog kintama išėjimo įtampa $v_o = v_{aN}$ praktiškai yra sinusoidė su papildomomis harmonikomis, kurios yra šių savybių:

1. Išėjimo įtampos pagrindinės $\hat{v}_{o1}$ harmonikos amplitudė tenkina tokią sąlygą:

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{aN1} = \frac{v_i}{2} m_a. \quad (2.60)$$

Jei $m_a \leq 1$, turime tiesinio moduliavimo regioną (didesnės m_a vertės sukelia permoduliacijos efektą);

2. Nelyginėms normalizuoto nešlio dažnio m_f komponentėms harmonikos išėjimo signalė atsiranda normalizuotuose dažniuose f_h aplink m_f ir jos kartotines komponentes:

$$h = lm_f \pm k, l = 1, 2, 3 \dots \quad (2.61)$$

čia $k = 2, 4, 6 \dots$, kai $l = 1, 3, 5 \dots$; ir $k = 1, 3, 5 \dots$, kai $l = 2, 4, 6 \dots$;

3. Išėjimo įtampos harmonikų amplitudės priklauso nuo moduliacijos indekso m_a ir nepriklauso nuo normalizuoto nešlio dažnio m_f , kai $m_f > 9$;
4. Nuolatinės įtampos dalies srovės harmonikos (dėl moduliacijos) atsiranda normalizuotuose dažniuose f_p aplink normalizuotą nešlio dažnį m_f ir jo kartotines komponentes:

$$p = lm_f \pm k \pm 1, l = 1, 2 \dots \quad (2.62)$$

kur $k = 2, 4, 6 \dots$, kai $l = 1, 3, 5 \dots$; ir $k = 1, 3, 5 \dots$, kai $l = 2, 4, 6 \dots$;

5. Mažoms m_f vertėms ($m_f < 21$) nešantysis v_Δ ir moduliuojantis v_c signalai turėtų būti sinchronizuoti, nes priešingu atveju išėjimo įtampos signalė atsiranda papildomų subharmonikų;
6. Didelėms m_f vertėms ($m_f > 21$) subharmonikos yra nykstamai mažos amplitudės, todėl į jas galima nekreipti dėmesio;
7. Permoduliacijos regione ($m_a > 1$) kai kurie susikirtimai tarp nešlio ir moduliuojančio signalų yra praleidžiami, kas sukuria žemesniosios eilės harmonikas (Hava et al. 1999), tačiau šiuo atveju gaunama didesnė pagrindinės išėjimo įtampos harmonikos amplitudė. Tiesinė priklausomybė tarp m_a ir $\hat{v}_{o1}$, kuris yra tiesiniame regione, neišsilaiko permoduliacijos regione, galimas netgi išsotrinimo efektas (2.37 pav.).

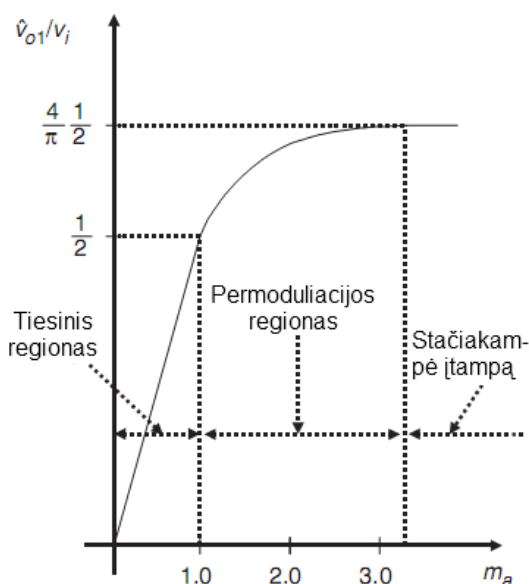
2.1.2 Stačiakampė moduliacija

Abu raktai S_+ ir S_- yra įjungti po pusę periodo kiekvienam išėjimo įtampos periodui. Toks moduliacijos metodas ekvivalentus SPWM metodui su begaliniu moduliacijos indeksu m_a . 2.38 pav. pateikti šio moduliacijos metodo signalų epiūros. Normalizuotos išėjimo įtampos harmonikos yra dažniuose, kai $h = 3, 5, 7, 9 \dots$, ir pagrindinės išėjimo įtampos harmonikos amplitudė randama:

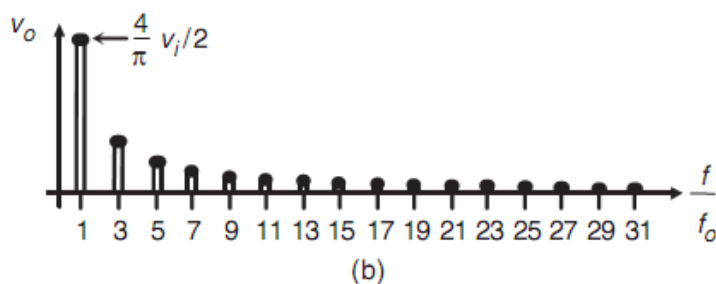
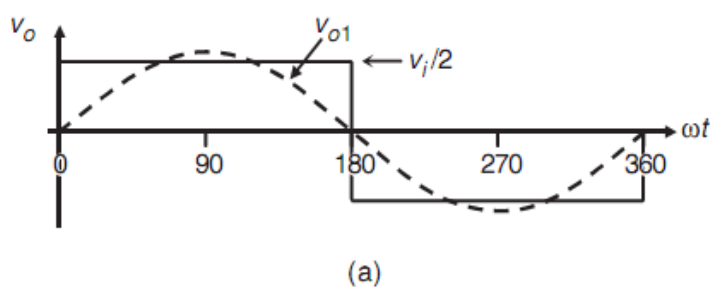
$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{aN1} = \frac{4}{\pi} \frac{v_i}{2}, \quad (2.63)$$

o kitų harmonikų amplitudės lygios:

$$\hat{v}_{oh} = \frac{v_{o1}}{h}. \quad (2.64)$$



2.37 pav. Pusės tiltelio topologijos VSI SPWM moduliacijos normalizuotos pagrindinės išėjimo įtampos harmonikos amplitudės priklausomybė nuo moduliacijos indekso



2.38 pav. Pusės tiltelio topologijos VSI staciakampės moduliacijos signalų epiūros: (a) išėjimo įtampa; (b) išėjimo įtampos spektras

Esant tokiai moduliacijai, išėjimo įtampos amplitudės vertė negali būti valdoma inverterio. Tačiau tokiu atveju ji galėtų būti valdoma kontroliuojant nuolatinę įtampą v_i .

2.1.3 Selektivus harmonikų šalinimas

SHE pagrindinis tikslas yra gauti išėjimo įtampą, kuri kinta sinuso dėsnio, ir kurios pagrindinę harmoniką galima kontroliuoti, o nereikalingas harmonikas selektyviai pašalinti (Espinosa et al. 2001, Wells et al. 2005). Tai pasiekama generuojant tiksliai matematiškai apskaičiuotus raktų atidarymo ir uždarymo signalus. Išėjimo įtampos signalo forma yra nelyginės pusės ketvirtadalio bangos simetriškumo, todėl lyginių harmonikų nėra ($v_{oh} = 0, h = 2, 4, 6 \dots$). Išėjimo

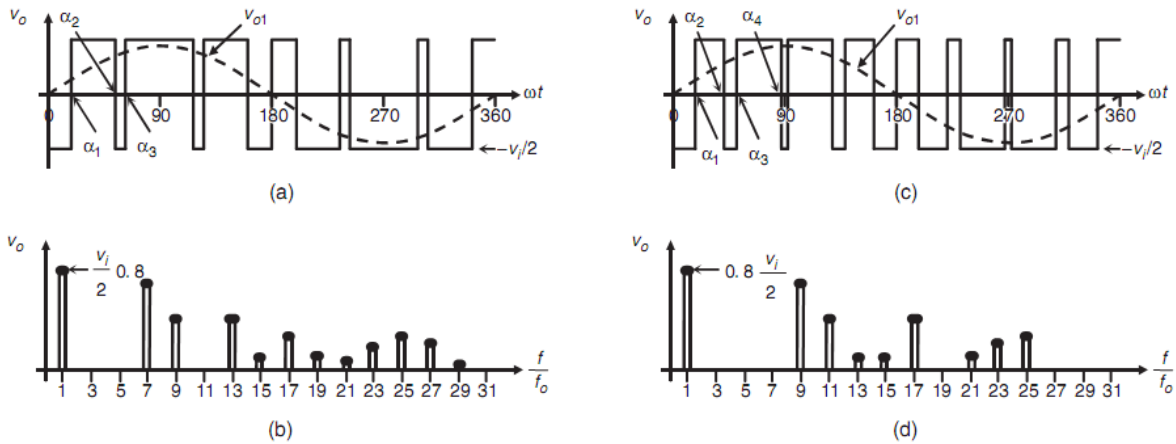
mo fazinė įtampa ($v_o = v_{aN}$, 2.35 pav.) turi būti skaidoma į N taškų per pusę periodo pagrindinės harmonikos paderinimui ir $N - 1$ harmonikos šalinimui išėjimo įtampos signale. Pavyzdžiui, norint pašalinti trečią ir penktą harmonikas ir kontroliuoti pagrindinės harmonikos dydį ($N = 3$), reikia spręsti tokias lygtis:

$$\begin{aligned}\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) &= (2 + \pi \hat{v}_{o1}/v_i)/4, \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) &= 1/2, \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) &= 1/2,\end{aligned}\quad (2.65)$$

čia kampai α_1 , α_2 ir α_3 pažymėti 2.39a pav. Kampai randami naudojant priartėjimo prie sprendinio algoritmus, nes tokioms lygtims spręsti nėra analitinio metodo. Kampų α_1 , α_2 ir α_3 priklausomybės nuo $\hat{v}_{o1}/v_i$ pateiktos 2.40a pav. Bendro pobūdžio lygtys lyginėms $N - 1$ ($N - 1 = 2, 4, 6 \dots$) harmonikoms šalinti:

$$\begin{aligned}-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(\alpha_k) &= \frac{(2 + \pi \hat{v}_{o1})/v_i}{4}, \\ \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) &= \frac{1}{2}, n = 3, 5, \dots, 2N - 1,\end{aligned}\quad (2.66)$$

čia $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ turėtų tenkinti sąlygą $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$.

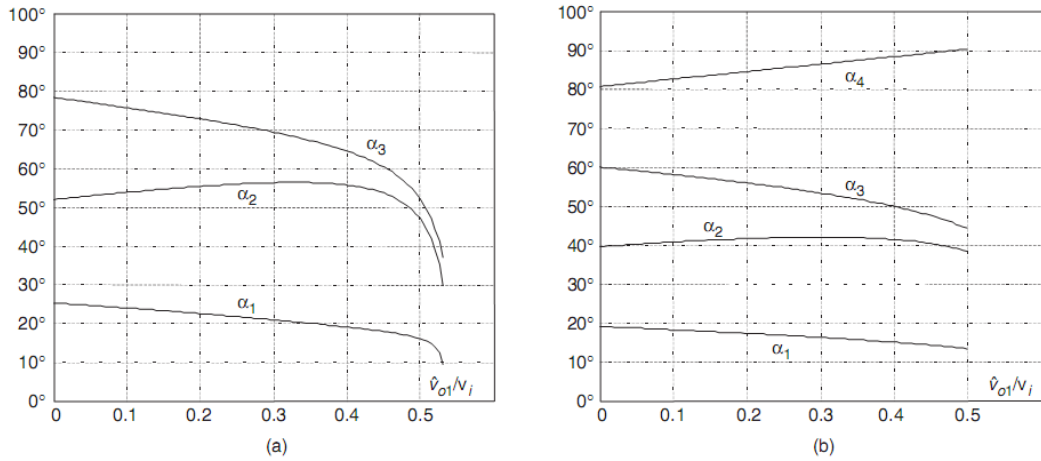


2.39 pav. Pusės tiltelio topologijos *VSI SHE* moduliacijos signalų epiūros: (a) išėjimo įtampa trečios ir penktos harmonikos šalinimui; (b) (a) spektras; (c) išėjimo įtampa trečios, penktos ir septynios harmonikos šalinimui; (d) (c) spektras

Panašiai šalinamos ir nelyginės harmonikos. Siekiant pašalinti trečią, penktą ir septyntą harmonikas bei kontroliuoti pagrindinės harmonikos dydį ($N - 1 = 3$), reikėtų spręsti tokias lygtis:

$$\begin{aligned}\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) &= (2 - \pi \hat{v}_{o1}/v_i)/4, \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) &= 1/2, \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) &= 1/2, \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) &= 1/2,\end{aligned}\quad (2.67)$$

čia kampai α_1 , α_2 ir α_3 pažymėti 2.39b pav. Kampų α_1 , α_2 ir α_3 priklausomybės nuo $\hat{v}_{o1}/v_i$ pateiktos 2.40b pav. Bendro pobūdžio lygtys nelyginėms $N - 1$ ($N - 1 = 3, 5, 7 \dots$) harmonikoms



2.40 pav. Pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio *SHE* moduliacijos nukirtimo kampai: (a) trečios ir penktos harmonikos šalinimui; (b) trečios, penktos ir septynios harmonikos šalinimui

šalinti:

$$\begin{aligned} -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) &= \frac{(2-\pi\hat{v}_{o1})/v_i}{4}. \\ -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) &= \frac{1}{2}, n = 3, 5, \dots, 2N-1, \end{aligned} \quad (2.68)$$

čia $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ turėtų tenkinti sąlygą $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$.

SHE modulatorius turėtų generuoti raktų valdymo signalus pagal 2.40 pav. pateiktas kampų priklausomybių kreives. Šią užduotį paprastai atlieka mikrokompiuteriai su mikrovaldikliais arba signalų procesoriais, kurie kampus saugo lentelių pavidalu arba juos apskaičiuoja.

2.1.4 Nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovė

Du kondensatoriai yra sudėtinė inverterio dalis, todėl momentinės galios negalima tiksliai apskaičiuoti dėl energetinių nuostolių kondensatoriuose (C_+ ir C_-). Tačiau, jei skaičiuojama inverterio be nuostolių galia, tai vidutinė galia per vieną periodą, kuri perduodama apkrovai, turi būti lygi vidutinei galiai, kurią tiekia nuolatinės įtampos šaltinis. Tai užrašoma taip:

$$\int_0^T v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt = \int_0^T v_o(t) \cdot i_o(t) \cdot dt, \quad (2.69)$$

čia T yra vienas išėjimo įtampos periodas. Induktyvinei apkrovai ir pakankamai aukštam raktų junginėjimo dažniui, apkrovos srovė i_o yra beveik sinusoidės pavidalo ir todėl praktiškai tik pagrindinė harmonika perduoda energiją apkrovai. Jei nuolatinė įtampa per tam tikrą laiką mažai kinta, $v_i(t) = V_i$, tai (2.69) lygtį galima supaprastinti:

$$\int_0^T i_i(t) \cdot dt = \frac{1}{V_i} \int_0^T \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - \phi) \cdot dt = I_i, \quad (2.70)$$

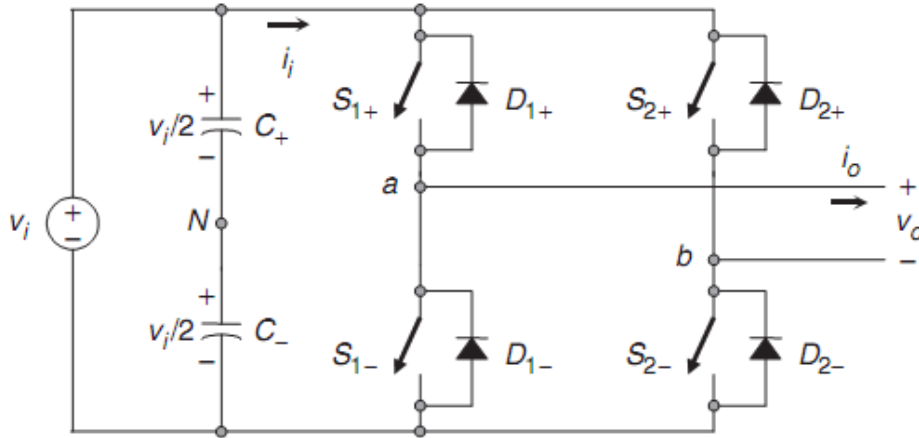
čia V_{o1} yra pagrindinės harmonikos efektinė išėjimo įtampa, I_o yra efektinė apkrovos srovė, ϕ yra induktyvinės apkrovos galios rodiklis ir I_i yra nuolatinės įtampos srovė, kuri gali būti

apskaičiuota suprastinta formule:

$$I_i = \frac{V_{o1}}{V_i} I_o \cos(\phi). \quad (2.71)$$

2.2 Viso tiltelio topologijos įtampos šaltinių inverteriai

2.41 pav. pateikta viso tiltelio įtampos šaltinio inverterio topologija (Rashid 2006). Ši topologija panaši į pusės tiltelio topologiją, tačiau skiriasi tuo, jog antras petys sukuria neutralės tašką apkrovai.



2.41 pav. Vienfazis viso tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverteris

Raktai S_{1+} ir S_{1-} (arba S_{2+} ir S_{2-}) negali vienu metu būti įjungti nes tokiu atveju įvyktų nuolatinės įtampos šaltinio v_i trumpas jungimas. Yra keturios apibrėžtos (1, 2, 3 ir 4) ir viena neapibrėžta (5) raktų būsenos, pateiktos 2.2 lentelėje.

2.2 lentelė. Viso tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio raktų būsenos

Nr.	Būsena	v_{aN}	v_{bN}	v_o	Veikiantys elementai
1	S_{1+} ir S_{2-} įjungti, S_{1-} ir S_{2+} išjungti	$v_i/2$	$-v_i/2$	v_i	S_{1+} ir S_{2-} jei $i_o > 0$ D_{1+} ir D_{2-} jei $i_o < 0$
2	S_{1-} ir S_{2+} įjungti, S_{1+} ir S_{2-} išjungti	$-v_i/2$	$v_i/2$	$-v_i$	D_{1-} ir D_{2+} jei $i_o > 0$ S_{1-} ir S_{2+} jei $i_o < 0$
3	S_{1+} ir S_{2+} įjungti, S_{1-} ir S_{2-} išjungti	$v_i/2$	$v_i/2$	0	S_{1+} ir D_{2+} jei $i_o > 0$ D_{1+} ir S_{2+} jei $i_o < 0$
4	S_{1-} ir S_{2-} įjungti, S_{1+} ir S_{2+} išjungti	$-v_i/2$	$-v_i/2$	0	D_{1-} ir S_{2-} jei $i_o > 0$ S_{1-} ir D_{2-} jei $i_o < 0$
5	S_{1-}, S_{2-}, S_{1+} ir S_{2+} išjungti	$-v_i/2$ $v_i/2$	$v_i/2$ $-v_i/2$	v_i $-v_i$	D_{1-} ir D_{2+} jei $i_o > 0$ D_{1+} ir D_{2-} jei $i_o < 0$

Neapibrėžtos būsenos turi būti vengiamos dėl to, kad išėjimo įtampa visada būtų determinuotos vertės. Norint išvengti trumpo jungimo nuolatinės įtampos maitinimo šaltinyje ir neapibrėžtos išėjimo įtampos būsenos, moduliacijos metodas turi užtikrinti, kad kiekvienu laiko momentu tik vienas kiekvieno peties raktas yra įjungtas. Iš būsenų lentelės matyti, jog išėjimo įtampos amplitudė gali pasiekti nuolatinės įtampos v_i maitinimo šaltinio maksimalią vertę. Tai yra du kartus daugiau nei pusės tiltelio įtampos šaltinio inverterio topologijoje.

Yra keletas moduliacijos būdų, kurie tinka viso tiltelio topologijai. Populiariausi yra vienpolis bei dvipolis įtampos junginėjimo būdai.

2.2.1 Dvipolė impulso pločio moduliacija

Šioje moduliacijoje naudojamos 1 ir 2 būsenos (2.2 lentelė). Išėjimo įtampa gali igauti tik dvi vertes: v_i ir $-v_i$. Raktų būsenų generavimui gali būti panaudotas nešlio dažnio moduliacijos būdas kaip ir pusės tiltelio topologijoje (2.36 pav.), kur panaudotas vienas sinusoidės pavidalo moduliacijos signalas. Rakto S_+ atidarymo signalas pusės tiltelio topologijoje atitinka atidarymo signalus raktams S_{1+} ir S_{2-} viso tiltelio topologijoje. Analogiškai rakto S_- atidarymo signalas pusės tiltelio topologijoje atitinka raktų S_{1-} ir S_{2+} atidarymo signalus viso tiltelio topologijoje. Toks moduliavimo būdas vadinamas dvipoliu nešlio dažnio SPWM. Išėjimo įtampa viso tiltelio inverteryje iš esmės yra sinusoidės pavidalo, kurios pagrindinė harmonika $\hat{v}_{o1}$ atitinka sąlygą:

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{ab1} = v_i m_a \quad (2.72)$$

tiesiniame moduliacijos koeficiento regione ($m_a \leq 1$), kuris yra dvigubai didesnis už pusės tiltelio topologijos įtampos šaltinių inverterius. Identiškos išvados galioja ir kintamos išėjimo įtampos dažniams bei harmonikų amplitudėms, nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovei, ir didesnėms bei mažesnėms nelyginėms m_f vertėms (galioja ir permoduliacijos regionui ($m_a > 1$)) nei pusės tiltelio topologijos inverteriui, tačiau galima maksimali išėjimo įtampa lygi v_i . Permoduliacijos regione pagrindinės harmonikos amplitudė $\hat{v}_{o1}$ atitinka sąlygą:

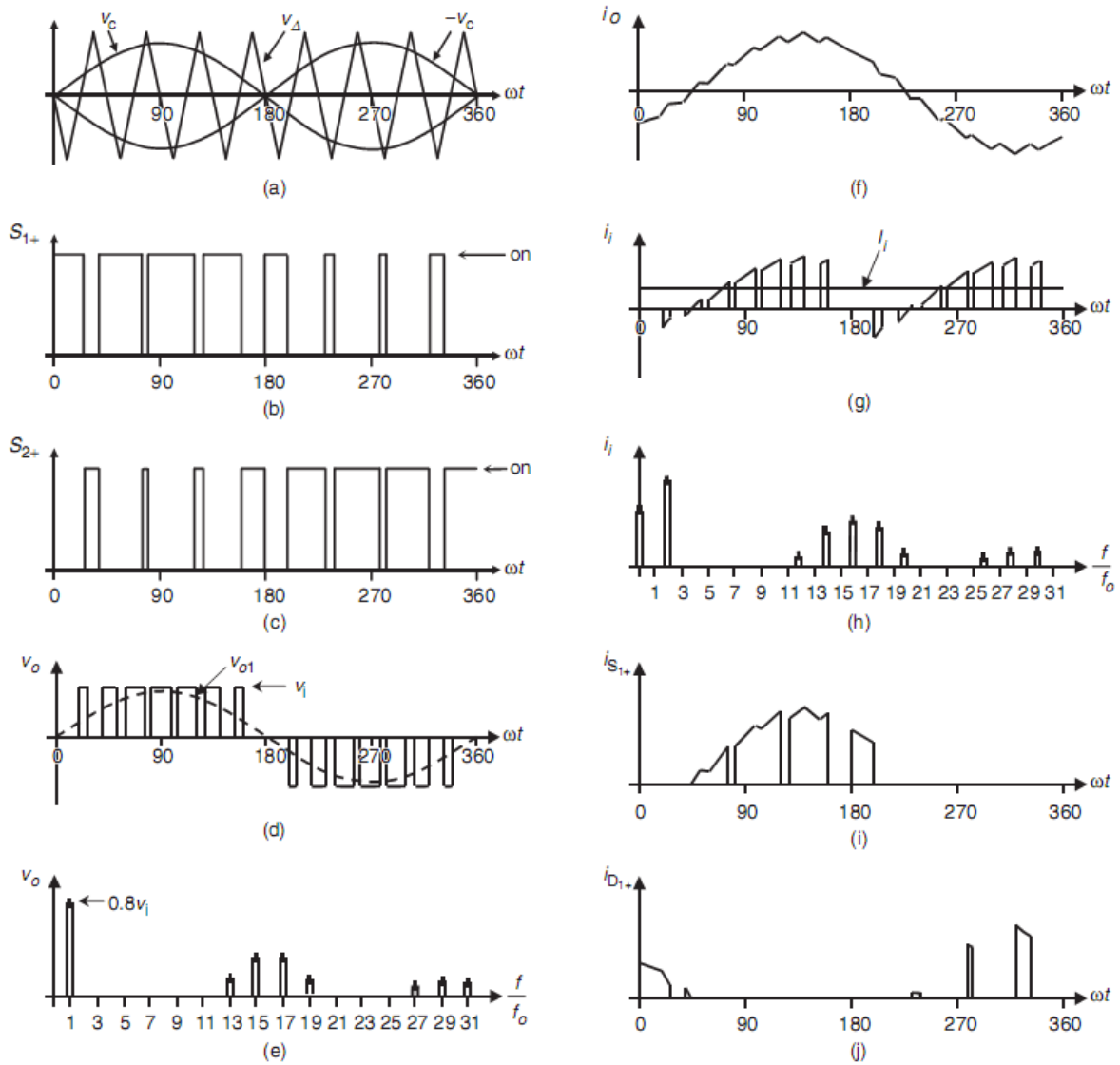
$$v_i < \hat{v}_{o1} = \hat{v}_{ab1} = \frac{4}{\pi} v_i. \quad (2.73)$$

2.2.2 Vienpolė impulso pločio moduliacija

Vienpolėje impulso pločio moduliacijoje naudojamos 1, 2, 3 ir 4 raktų būsenos (2.2 lent.) išėjimo įtampai formuoti. Todėl išėjimo įtampa gali įgyti tokias vertes: v_i , $-v_i$ ir 0. Raktų valdymo signalams generuoti naudojamas nešlio dažniu pagrįstas moduliacijos būdas, kai naudojami du sinusoidės pavidalo moduliuojantys signalai (2.42 pav.). Signalas v_c generuoja v_{aN} , o $-v_c$ generuoja v_{bN} , todėl $v_{bN1} = -v_{aN1}$. Kita vertus, $v_{o1} = v_{aN1} - v_{bN1} = 2 \cdot v_{aN1}$, todėl $\hat{v}_{o1} = 2 \cdot \hat{v}_{aN1} = m_a \cdot v_i$. Tai vadinama vienpole nešlio dažnio SPWM moduliacija (Ismail et al. 2006).

Identiškos išvados tinka pagrindinės harmonikos amplitudei bei kitoms išėjimo įtampos harmonikoms, taip pat ir nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovei, ir didesnėms bei mažesnėms m_f vertėms (galioja ir permoduliacijos regionui ($m_a > 1$)) nei dvipolei SPWM moduliacijai viso tiltelio topologijoje. Išėjimo įtampa ($v_o = v_{ab} = v_{aN} - v_{bN}$) neturi lyginių harmonikų, nes fazinės įtampos (v_{aN} ir v_{bN}) yra vienodos amplitudės, tačiau skiriasi 180° faze. Todėl, kai m_f yra lyginis, harmonikos išėjimo įtampoje atsiranda normalizuotuose nelyginiuose dažniuose f_h , sutelktuose aplink dvigubą normalizuotą nešlio dažnį m_f ir jo kartotines:

$$h = l m_f \pm k, l = 2, 4, \dots \quad (2.74)$$



2.42 pav. Viso tiltelio topologijos *VSI* signalų epiūros vienpolei *SPWM* moduliacijai ($m_a = 0,8, m_f = 8$): (a) nešlio ir moduliacijos signalai; (b) rakto S_{1+} būseną; (c) rakto S_{2+} būseną; (d) išėjimo įtampa; (e) išėjimo įtampos spektras; (f) išėjimo srovė; (g) DC šaltinio nuolatinė srovė; (h) nuolatinės srovės spektras; (i) rakto S_{1+} srovė; (j) diodo D_{1+} srovė

čia $k = 1, 3, 5, \dots$. Harmonikos nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovėje atsiranda normalizuotuose dažniuose f_p , sutelktuose aplink dvigubą normalizuotą nešlio dažnį m_f ir jo kartotines:

$$p = lm_f \pm k \pm 1, l = 2, 4, \dots \quad (2.75)$$

čia $k = 1, 3, 5, \dots$. Tai yra naudinga savybė, nes leidžia naudotis mažesnius filtravimo elementus kokybiškai išėjimo įtampai ir srovei gauti prie tų pačių nešlio dažnių nei naudojant dvipolę *SPWM* moduliaciją.

2.2.3 Selektivus harmonikų šalinimas

Išėjimo įtampos signalo forma turi nelyginės funkcijos savybių (Espinoza et al. 2001, Wells et al. 2005), todėl joje nėra lyginių harmonikų ($\hat{v}_{oh} = 0, h = 2, 4, 6, \dots$). Išėjimo įtampa ($v_o = v_{abr}$, 2.41 pav.) turėtų būti padalinta į N taškų per pusę periodo norint valdyti pagrindinės harmo-

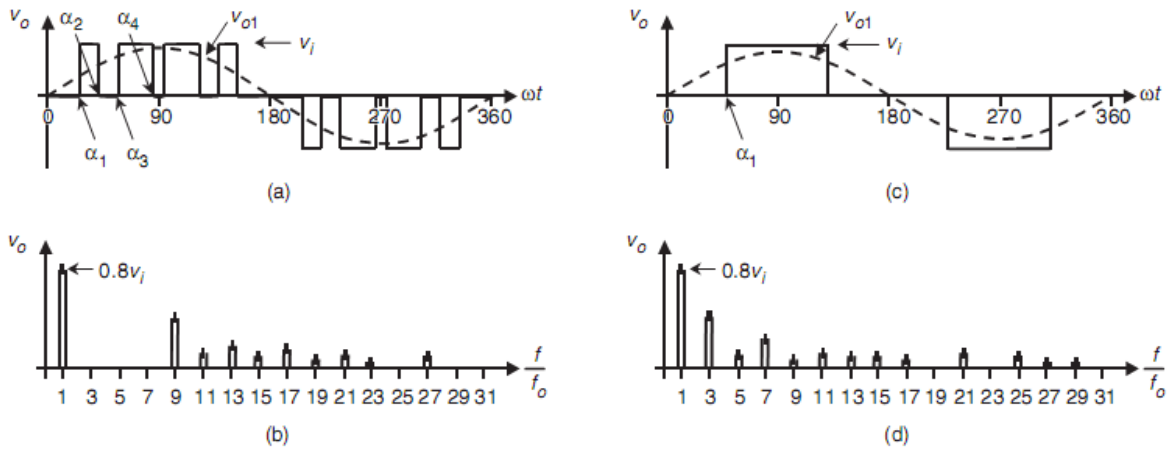
nikos amplitudę bei pašalinti $N - 1$ harmoniką. Pavyzdžiui, norint pašalinti trečią, penktą ir septintą harmonikas ir valdyti pagrindinės harmonikos amplitudę ($N = 4$), reikia spręsti to-
kias lygtis:

$$\begin{aligned} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) &= \pi \hat{v}_{o1} / (v_i 4), \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) &= 0, \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) &= 0, \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) &= 0, \end{aligned} \quad (2.76)$$

čia kampai $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ir α_4 pažymėti 2.43a pav. Kampų $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ir α_4 priklausomybės nuo $\hat{v}_{o1}/v_i$ pateiktos 2.44a pav. Bendros išraiškos harmonikoms $N - 1$ ($N - 1 = 3, 5, 7, \dots$) naikinti:

$$\begin{aligned} - \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) &= \frac{\pi}{4} \left(\frac{\hat{v}_{o1}}{v_i} \right), \\ - \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) &= 0, n = 3, 5, \dots, 2N - 1, \end{aligned} \quad (2.77)$$

čia $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ turėtų tenkinti $\alpha_1 < \alpha_2, \dots, \alpha_N < \pi/2$.



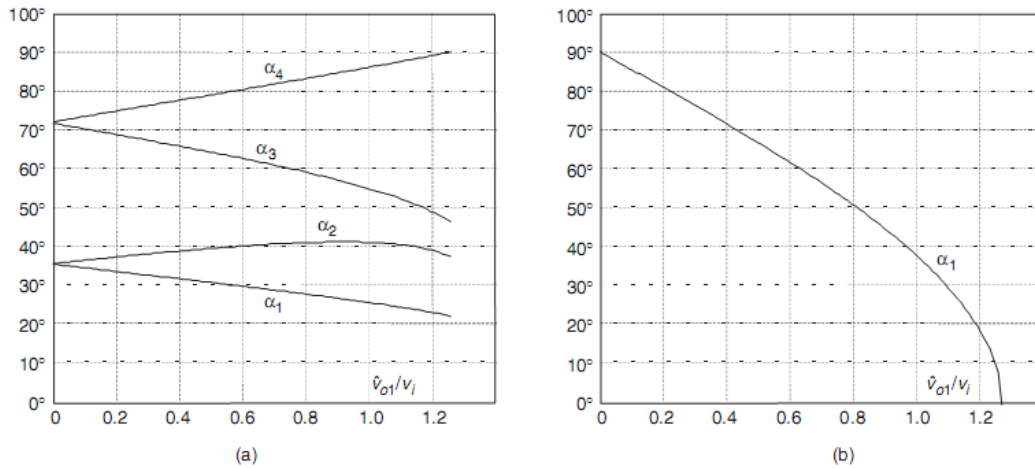
2.43 pav. Viso tiltelio topologijos *VSI SHE* moduliacijai signalų epiūros: (a) išėjimo įtampa trečios, penktos ir septintos harmonikos šalinimui; (b) (a) spektras; (c) išėjimo įtampa pagrindinės harmonikos amplitudėi valdyti; (d) (c) spektras

2.43c pav. pateiktas atskiras atvejis, kuomet valdoma tik pagrindinė išėjimo įtampos harmonikos amplitudė. Tai dar kitaip vadinama išėjimo signalo valdymu panaudojant įtampos kompensavimą (angl. *voltage cancellation*). Tai pasiekama panaudojant du besiskiriančius fa-
ze stačiakampius raktų valdymo signalus (2.45 pav.). Išėjimo įtampos pagrindinės harmonikos amplitudė ir kitos harmonikos apskaičiuojamos:

$$\hat{v}_{oh} = \frac{4}{\pi} v_i \frac{(-1)^{(h-1)/2}}{h} \cos(h\alpha_1), h = 1, 3, 5, \dots \quad (2.78)$$

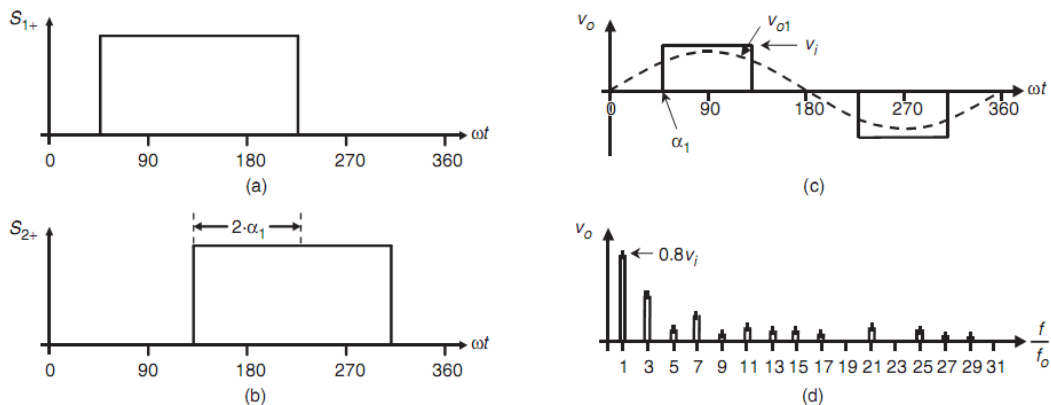
2.45c pav. matyti, jog išėjimo įtampa yra stačiakampių impulsų pavidalo, kai $\alpha_1 = 0$. Tokiu atveju pagrindinės išėjimo įtampos harmonikos amplitudė lygi:

$$\hat{v}_{o1} = \frac{4}{\pi} v_i. \quad (2.79)$$



2.44 pav. Viso tiltelio topologijos įtampos šaltinio inverterio *SHE* moduliacijos nukirtimo kampai: (a) trečios, penktos ir septintos harmonikos šalinimui bei pagrindinės harmonikos amplitudei valdyti; (b) pagrindinės harmonikos amplitudei valdyti

Iš lygties matyti, jog apkrovos įtampa gali būti valdoma keičiant nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio įtampą.



2.45 pav. Viso tiltelio topologijos *VSI* išėjimo įtampos valdymas panaudojant įtampos kompensavimą: (a) rakto S_{1+} būseną; (b) rakto S_{2+} būseną; (c) išėjimo įtampą; (d) išėjimo įtampos spektras

2.2.4 Nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovė

Darant prielaidą, kad inverteris veikia be nuostolių ir jame nėra energijos saugojimo elementų, momentinis galios balansas yra:

$$v_i(t) \cdot i_i(t) = v_o(t) \cdot i_o(t). \quad (2.80)$$

Esant induktyvinei apkrovai ir aukštam raktų moduliacijos dažniui, apkrovos srovė i_o praktiškai yra sinusoidės pavidalo. Tas pats galioja ir išėjimo įtampai. Jei nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio įtampa išlieka nekintanti ($v_i(t) = V_i$), lygtis (2.80) gali būti suprastinta:

$$i_i(t) = \frac{1}{V_i} \sqrt{2} V_{o1} \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \phi), \quad (2.81)$$

čia V_{o1} yra išėjimo įtampos pagrindinės harmonikos efektinė vertė, I_o yra apkrovos srovės efektinė vertė, ir ϕ induktyvinės apkrovos galios faktorius. Nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovė gali būti suprastinta:

$$i_i(t) = \frac{V_{o1}}{V_i} I_o \cos(\phi) - \frac{V_{o1}}{V_i} I_o \cos(2\omega t - \phi). \quad (2.82)$$

Ši išraiška pažymi, jog viso tiltelio inverterių topologijose egzistuoja didelė antros eilės harmonika nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio srovėje (jos amplitudė beveik tokia pati kaip šaltinio srovė). Šios antros eilės harmonikos srovė gražinama atgal į nuolatinės įtampos maitinimo šaltinį, todėl tokio nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio struktūra turi atsižvelgti į tai, jei norima užtikrinti nuolatinę įtampą. Praktikoje tai reiškia, jog nuolatinės įtampos maitinimo šaltiniui reikalingi didelės talpos kondensatoriai – tai padidina šaltinio kainą ir fizinius išmatavimus (Rendusara and Enjeti 1998).

2.3 Skyriaus išvados

Viso tiltelio topologijos inverterio vienpolis nešlio dažnio moduliacijos algoritmas efektyviau panaudoja nuolatinės įtampos (DC) šaltinį nei kiti moduliacijos algoritmai. Šios konfigūracijos inverteriui galima maksimali išėjimo įtampos amplitudė lygi nuolatinės įtampos šaltinio įtampai, kadangi išėjimo įtampa gali įgyti tris vertes: v_{DC} , 0 ir $-v_{DC}$.

3 INVERTERIO IŠĖJIMO FILTRAS

Filtras - tai tokia elektrinė grandinė (Bird 2003), kuri praleidžia tam tikrų dažnių signalus (pralaidumo juosta), ir slopina kitų dažnių signalus (slopinimo juosta).

Filtrą sudaro reaktyvieji elementai, todėl jo elektrinės charakteristikos nevienodos skirtingų dažnių elektriniams signalams. Tam tikri dažniai turi pereiti filtro elektrinę grandinę pakisdami minimaliai, todėl ritės ir kondensatoriai turėtų būti idealūs elementai, nes bet kokia varža slopina visų dažnių signalus.

Tarp pralaidumo juostos, kur slopinimas idealiai lygus nuliui, ir slopinimo juostos, kur slopinimas turėtų būti begalinis, yra ribinis dažnis. Šiame dažnyje slopinimas iš minimalaus pasikeičia į kažkokią baigtinę vertę.

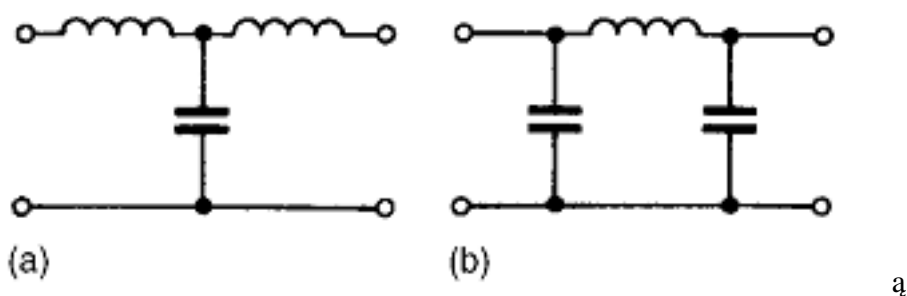
Filtras, kuris neturi savo maitinimo šaltinio, vadinamas pasyviuoju, o tas, kuris turi atskirą maitinimo šaltinį, vadinamas aktyviuoju.

Filtrai naudojami įvairiose elektronikos srityse: komunikacijoje, valdymo įtaisuose ir t.t. Šių filtrų pralaidumo juosta gali būti nuo kelių hercų iki kelių megahercų eilės.

Iš viso yra keturios filtrų rūšys: žemų dažnių, aukštų dažnių, juostinis ir juostinis užtvartinis. Inverteriuose naudojami žemų dažnių filtras, nes reikia nufiltruoti nešančio dažnio harmonikas, kurios paprastai yra kelių kilohercų eilės, o išėjime gauti kuo didesnės amplitudės pagrindinės harmonikos, paprastai 50 Hz, signalą.

3.1 Žemųjų dažnių filtras

Žemųjų dažnių filtras paprastai nagrinėjami dviejų topologijų: T ir π (3.46 pav.).



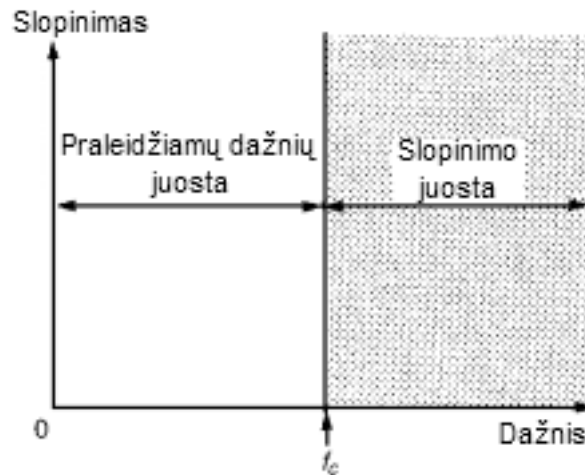
3.46 pav. Žemųjų dažnių filtrų topologijos

Juose nuosekliai jungiamos ritės, o lygiagrečiai šuntuojantys kondensatoriai. Jei bet kuri iš šių grandinių būtų sujungta nuosekliai su tokiomis pat grandinėmis, tai kiekviena iš jų turėtų dažninę charakteristiką, kuri pavaizduota 3.47a pav. Tai ideali charakteristika, kai reaktyvūs elementai yra be nuostolių.

Visų dažnių signalai nuo nulinio dažnio iki ribinio dažnio f_c idealiame filtre praleidžiami be slopinimo, o visi dažniai virš ribinio dažnio yra slopinami. Todėl 3.46 pav. pateiktos elektrinės grandinės vadinamos žemųjų dažnių filtrais.

Žemųjų dažnių filtras praleidžia visus dažnius, esančius žemiau ribinio dažnio.

Tokie filtras dažnai naudojami nuolatinės įtampos maitinimo šaltiniuose nuolatinės išėjimo įtampos pulsacijoms mažinti.



3.47 pav. Idealaus žemųjų dažnių filtro dažninė charakteristika

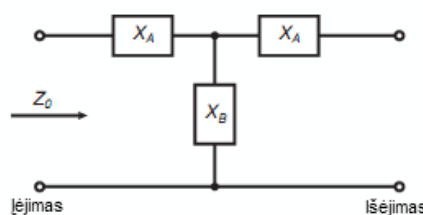
Filtrai naudojami ten, kur reikia izoliuoti įvairias elektroninio įtaiso dalis, kad jos tarpusavyje nesąveikautų ir neįneštų papildomų trukdžių. Pavyzdžiui, žemųjų dažnių filtrų panaudojimas stiprintuvuose tarp kiekvienos stiprintuvo pakopos ir maitinimo šaltinio sumažina atskirų stiprinimo pakopų sąveiką per bendrą maitinimo šaltinio varžą.

3.1.1 Filtro įėjimo ir charakteringoji varža

Įėjimo varžos kilmė

Daroma prielaida, kad simetrinio filtro apkrova yra pilnutinė varža Z_O . Jei pilnutinė įėjimo varža taip yra Z_O , tai ši varža yra charakteringoji pilnutinė filtro varža.

3.48 pav. pateikta T tipo grandinė, kurią sudaro reaktyvieji elementai X_A ir X_B . Jei šie reaktyvieji elementai yra skirtingų tipų, tai šios dalies pilnutinė įėjimo varža Z_O skirtingiems įėjimo signalo dažniams gali būti induktyvinio arba talpinio pobūdžio, kai grandinės išėjimas yra atviras (angl. *OC* - *Open Circuit*) arba užtrumpintas (angl. *SC* - *Short Circuit*).



3.48 pav. T tipo simetrinė grandinė

Pavyzdžiui, jei X_A yra induktyvinė, tarkim jX_L , o X_B yra talpinė reaktyvioji varža $-jX_C$, tai iš 3.48 pav. gaunama:

$$\begin{aligned} Z_{OC} &= jX_L - jX_C = j(X_L - X_C) \\ Z_{SC} &= jX_L + \frac{(jX_L)(-jX_C)}{(jX_L) + (-jX_C)} = jX_L + \frac{(X_L X_C)}{j(X_L - X_C)} = jX_L - j\left(\frac{X_L X_C}{X_L - X_C}\right) = j\left(X_L - \frac{X_L X_C}{X_L - X_C}\right) \end{aligned} \quad (3.83)$$

Kadangi $X_L = 2\pi fL$ ir $X_C = (1/2\pi fC)$, todėl Z_{OC} ir Z_{SC} gali būti induktyvinė (teigiamas reaktyvumas) arba talpinė (neigiamas reaktyvumas) priklausomai nuo dažnio f .

Reaktyvumo dydis atvirai grandinei yra X_{OC} , o trumpo jungimo reaktyvumas yra X_{SC} . Kadangi filtro elementai yra grynai reaktyvieji, jie gali būti užrašyti kaip jX_{OC} arba jX_{SC} , kur X_{OC} ir X_{SC} yra realūs teigiami arba neigiami dydžiai. Tada iš viso yra keturios Z_{OC} ir Z_{SC} kombinacijos:

- (i) $Z_{OC} = +jX_{OC}$ ir $Z_{SC} = -jX_{SC}$
- (ii) $Z_{OC} = -jX_{OC}$ ir $Z_{SC} = +jX_{SC}$
- (iii) $Z_{OC} = +jX_{OC}$ ir $Z_{SC} = +jX_{SC}$
- (iv) $Z_{OC} = -jX_{OC}$ ir $Z_{SC} = -jX_{SC}$

Iš bendrosios grandinių teorijos, pilnutinė įėjimo varža lygi:

$$Z_O = \sqrt{(Z_{OC}Z_{SC})}.$$

Tada paėmus bet kurias iš išraiškų (i) ir (ii), gaunama

$$Z_O = \sqrt{(-j^2 X_{OC}X_{SC})} = \sqrt{(X_{OC}X_{SC})}$$

išraiška, kuri yra realus skaičius. Tada pilnutinė įėjimo varža yra grynai aktyvioji.

Paėmus bet kurias iš išraiškų (iii) ir (iv), gaunama

$$Z_O = \sqrt{(j^2 X_{OC}X_{SC})} = +j\sqrt{(X_{OC}X_{SC})}$$

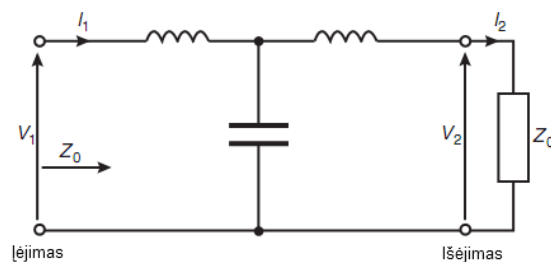
išraiška, kuri yra menamas skaičius. Tada pilnutinė įėjimo varža yra grynai reaktyvioji.

Kadangi Z_{OC} ir Z_{SC} priklauso nuo įėjimo signalo dažnio, todėl ir pilnutinė įėjimo varža priklauso nuo įėjimo signalo dažnio.

Charakteringoji varža

3.49 pav. pateikta žemų dažnių filtro T topologijos grandinė, kuri apkrauta charakteringąja varža Z_O .

Iš bendrosios grandinių teorijos, charakteringoji varža apskaičiuojama: $Z_O = \sqrt{(Z_{OC}Z_{SC})}$



3.49 pav. T tipo simetrinė grandinė apkrauta charakteringąja varža Z_O

Galima įrodyti, jog žemiau pateikti teiginiai yra teisingi bet kokiam filtrui:

- (a) Slopinimas lygus nuliui tiems įėjimo signalo dažniams, kuriems charakteringoji varža yra grynai aktyvioji.
- (b) Slopinimas yra baigtinis tiems įėjimo signalo dažniams, kuriems charakteringoji varža yra grynai reaktyvioji.

Įrodymas teiginiui (a):

Tariama, kad į filtrą 3.49 pav. paduodamas toks signalas, jog Z_O yra grynai aktyvioji. Tada:

$$Z_O = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2}.$$

Galia, kuri išsklaidoma išėjime lygi

$$P_2 = V_2 I_2 \cos \phi_2 = V_2 I_2,$$

nes $\phi_2 = 0$, kai apkrova yra grynai aktyvioji.

Tada įėjimo galia lygi

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \phi_1 = V_1 I_1,$$

nes $\phi_1 = 0$.

Galios nuostolių filtro elementuose nėra, nes jie grynai reaktyvieji. Tada:

$$P_2 = P_1, V_2 = V_1, I_2 = I_1.$$

Taigi, jeigu filtras yra apkrautas Z_O ir į jo įėjimą yra paduodamas tokių dažnių signalas, jog Z_O yra grynai aktyvioji, tada visa įėjimo galia perduodama išėjimui ir signalas nėra slopinamas.

Įrodymas teiginiui (b):

Tariama, kad į filtrą paduodamas toks signalas, jog Z_O yra grynai reaktyvioji. Tada:

$$Z_O = \frac{V_1}{I_1} = jZ_O = \frac{V_2}{I_2}.$$

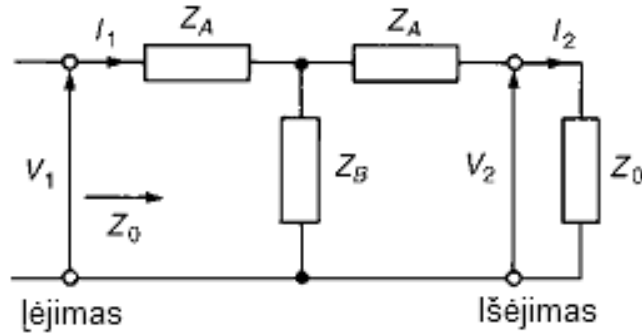
Taigi įtampa ir srovė skiriasi 90° faze, todėl filtro grandinė neperduoda aktyviosios galios į išėjimo apkrovą ($P = VI \cos \phi = VI \cos 90^\circ = VI(0) = 0$). Teoriškai, signalas filtre yra slopinamas begaliniu slopinimo koeficientu. Praktiškai šis slopinimas yra baigtinis dėl neidealių grandinės elementų parametrų.

(a) ir (b) teiginiai yra svarbūs, nes žinant Z_O kilmę galima nustatyti ribinį filtro dažnį. **Pralaidumo juostoje Z_O yra realus, slopinimo juostoje Z_O yra menamas dydis.** Ribinis dažnis yra tas taškas dažnių ašyje, kuomet Z_O pasikeičia iš realios vertės į menamąją.

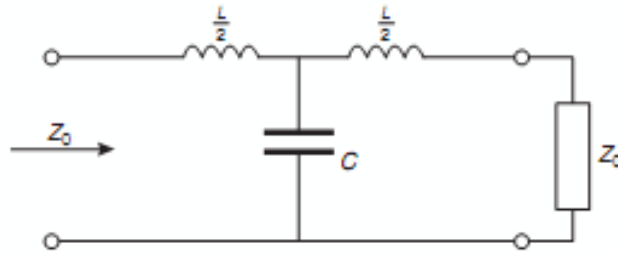
3.1.2 Ribinis dažnis

Grandinės, pateiktos 3.50 pav., charakteringoji varža randama pagal formulę:

$$Z_0 = \sqrt{Z_A^2 + 2Z_A Z_B}$$



3.50 pav. T tipo simetrinė grandinė



3.51 pav. T topologijos žemų dažnių filtro grandinė

Pritaikius šią išraišką T topologijos žemų dažnių filtrui, 3.51 pav., gaunama

$$\begin{aligned} Z_A &= \frac{j\omega L}{2}, Z_B = \frac{1}{j\omega C}. \\ Z_0 &= \sqrt{\left[\frac{j^2 \omega^2 L^2}{4} + 2 \left(\frac{j\omega L}{2} \right) \left(\frac{1}{j\omega C} \right) \right]} = \sqrt{\left(\frac{-\omega^2 L^2}{4} + \frac{L}{C} \right)}. \\ Z_0 &= \sqrt{\left(\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4} \right)}. \end{aligned} \quad (3.84)$$

Z_0 yra reali, jei $\frac{L}{C} > \frac{\omega^2 L^2}{4}$, pavyzdžiui, kai

$$\omega_c^2 = \frac{4}{LC}, \quad (3.85)$$

čia $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c - ribinis dažnis. Todėl

$$\begin{aligned} (2\pi f_c)^2 &= \frac{4}{LC}, \\ 2\pi f_c &= \sqrt{\frac{4}{LC}} = \frac{2}{\sqrt{LC}}, \\ f_c &= \frac{2}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}. \end{aligned} \quad (3.86)$$

Taigi, **ribinis dažnis** randamas pagal formulę:

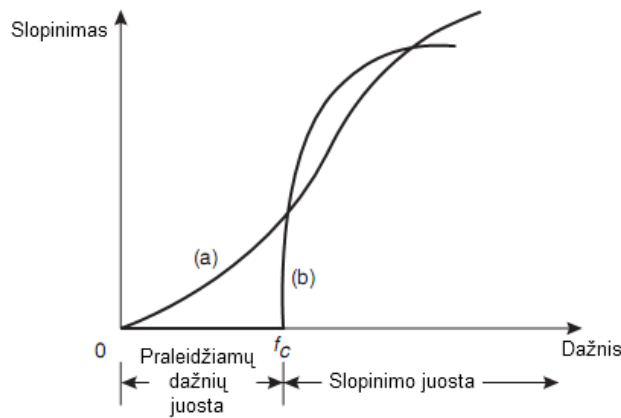
$$f_c = \frac{2}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}. \quad (3.87)$$

3.1.3 Nominalioji varža

Kai signalo dažnis yra žemas, ω yra mažas dydis, todėl (3.84) lygtyje esantis narys $(\omega^2 L^2/4)$ yra labai mažas ir į jį galima nekreipti dėmesio. Tada charakteringoji varža tampa lygi dydžiui $\sqrt{L/C}$, kuris yra realus skaičius, todėl varža yra grynai aktyvioji. Šis dydis filtrų projektavime vadinamas nominaliąja varža ir dažnai žymimas:

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (3.88)$$

Iš (3.84) lygties matyti, jog charakteringoji varža priklauso nuo dažnio ω . Jei nominalioji varža yra suderinta su apkrovos varža, tai šis suderinimas mažėja, kai įėjimo signalo dažnis artėja prie ribinio f_c . Paprastai žemųjų dažnių filtrai yra suderinti su varža Z_0 pralaidumo juostoje. Slopavimo juostoje varžų suderinamumas mažėja ir didėjant įėjimo signalo dažniui ta varža darosi vis didesnė. Ši charakteristika pateikta 3.52 pav. kreive (a). Kreivė (b) apibūdina filtro varžą, kuri suderinta su visais dažniais.



3.52 pav. Žemųjų dažnių filtro charakteringosios varžos priklausomybės nuo dažnio

3.1.4 Filtro grandinės elementų parametrų nustatymas

Jei iš anksto yra žinomi parametrai nominalioji varža R_0 ir ribinis dažnis f_c , įmanoma sužinoti reikalingų induktyvumų ir talpų dydžius.

Iš lygties (3.88): $R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$, $\sqrt{L} = R_0\sqrt{C}$.

Ištačius į lygtį (3.87) gaunama:

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{L}\sqrt{C}} = \frac{1}{\pi(R_0\sqrt{C})\sqrt{C}} = \frac{1}{\pi R_0 C},$$

iš kurios talpa lygi:

$$C = \frac{1}{\pi R_0 f_c}. \quad (3.89)$$

Analogiškai iš lygties (3.88): $\sqrt{C} = \frac{\sqrt{L}}{R_0}$.

Ištačius į (3.87), gaunama:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L} \left(\frac{\sqrt{L}}{R_0} \right)} = \frac{R_0}{\pi L},$$

iš kurios induktyvumas lygus:

$$L = \frac{R_0}{\pi f_c}. \quad (3.90)$$

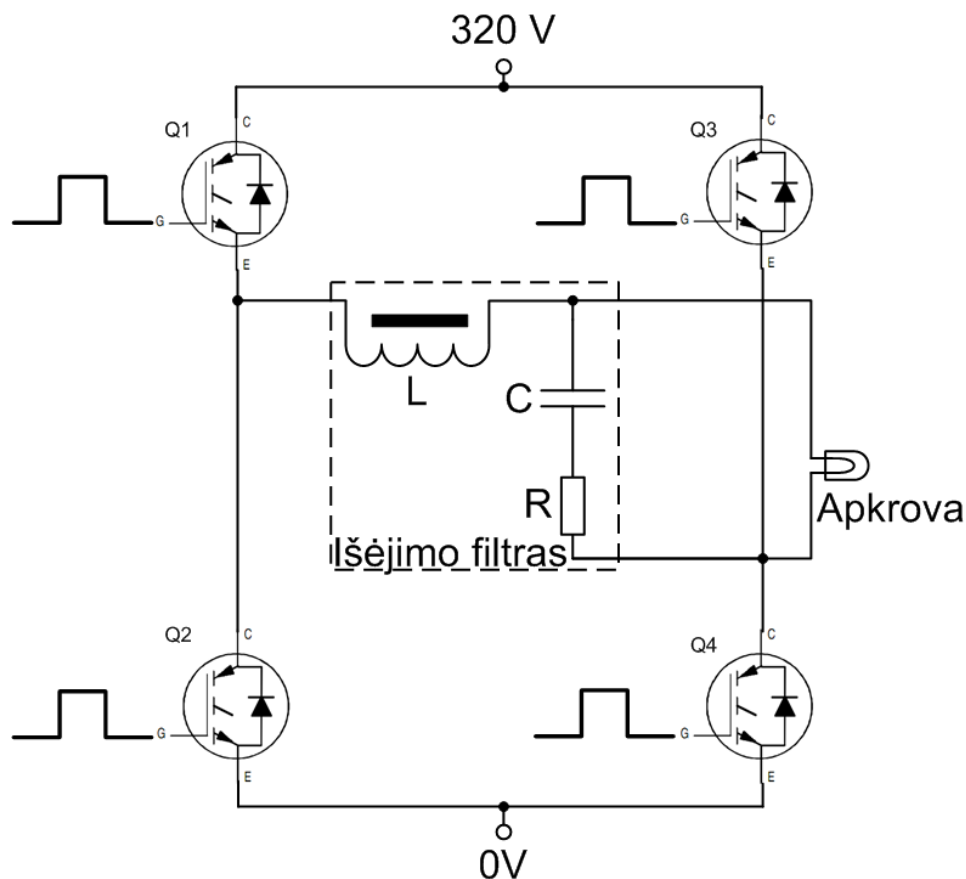
3.2 Skyriaus išvados

Žemųjų dažnių filtro charakteristikos kinta priklausomai nuo į jo įėjimą paduodamo dažnio. Pralaidumo juostoje žemųjų dažnių filtras minimaliai slopina į jo įėjimą paduodamą signalą ir filtro charakteringoji varža yra grynai aktyvioji. Slopavimo juostoje žemųjų dažnių filtras slopina į jo įėjimą paduodamą signalą baigtiniu slopinimo koeficientu ir filtro charakteringoji yra grynai reaktyvioji.

4 TYRIMAI

Buvo tiriamas inverteris alternatyviems elektros energijos šaltiniams, formuojantis kintamąją standartinę vienos fazės 50 Hz dažnio ir 320 V amplitudės įtampą iš nuolatinės. Tyrimai buvo atlikti dviem būdais: modeliavimu ir eksperimentiškai. Modeliavimui buvo pasitelktas *Matlab Simulink* programinis paketas. Eksperimentiniams tyrimams buvo surinktas iki 1 kW galios inverteris su išėjimo filtru. Nuolatinė įtampa gauta išlyginus 220 V tinklo kintamą įtampą per skiriamąjį transformatorių. Nuolatinės įtampos vertė buvo keičiama autotransformatoriumi.

Tiriamąjo inverterio su išėjimo filtru bendroji elektrinė schema pateiktas 4.53 pav.

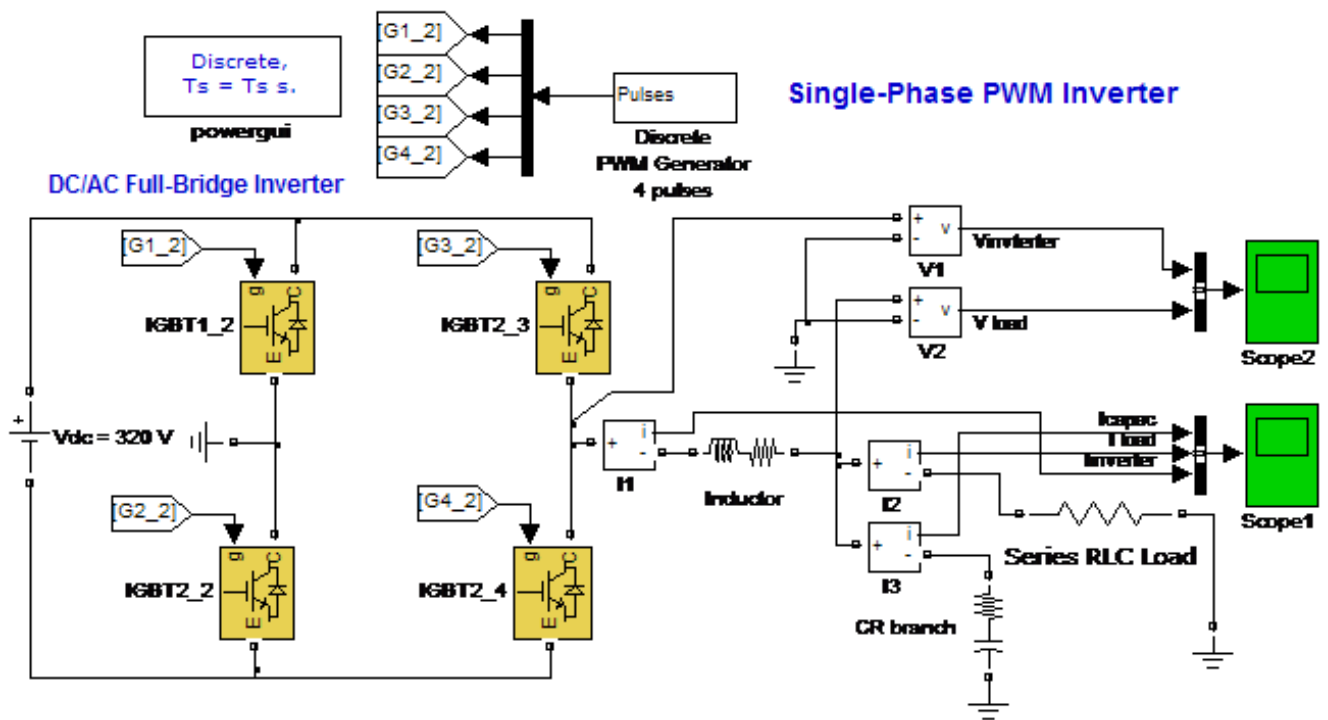


4.53 pav. Inverterio su išėjimo filtru bendroji elektrinė schema

4.1 Modeliavimas

Modeliavimui buvo pasitelktas *Matlab Simulink* programinis paketas. Modelis surinktas pasitelkiant SimPowerSystems įrankių rinkinį. *Matlab Simulink* modelis pateiktas 4.54 pav.

Modelį sudarė keturi galios raktai (IGBT1-IGBT4), kurie sujungti viso tiltelio topologija. Nuolatinės įtampos šaltiniui panaudotas baterijos modelis ($V_{dc} = 320$ V). Išėjimo filtrą sudarė droselis su rezistoriumi (Inductor), kondensatorius su rezistoriumi (CR branch) bei aktyvioji varža (Series RLC Load). Srovės ir įtampos matuotos srovės (I1-I3) ir įtampos matavimo blokais (V1-V2), o signalai bei išėjimo įtampos bei srovės stebimos oscilografuose (Scope1, Scope2). Raktų valdymo signalai formuoti diskretiniu impulso pločio generatoriumi (Discrete PWM Generator 4 Pulses), kuris formuoja vienpolę impulso pločio moduliaciją (Žiūr. 2.2.2 skyrių). Neš-



4.54 pav. Matlab Simulink vienfazio inverterio modelis su išėjimo filtru

lio dažnis keičiamas keičiant generatoriaus bloko parametrus.

Modeliavimo metu buvo gautos šios priklausomybės:

- Išėjimo įtampos harmoninio iškraipymo priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos;
- Maksimalios srovės, tekančios per išėjimo filtro kondensatorių, priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos.

Pirmoji charakteristika apibūdina išėjimo įtampos kokybę prie skirtingų parametrų. Įtampos kokybės rodiklis yra vienas iš svarbiausių parametrų siekiant naudoti suprojektuotą inverterį kaip energijos tiekimo įrenginį kitiems elektronikos įtaisams.

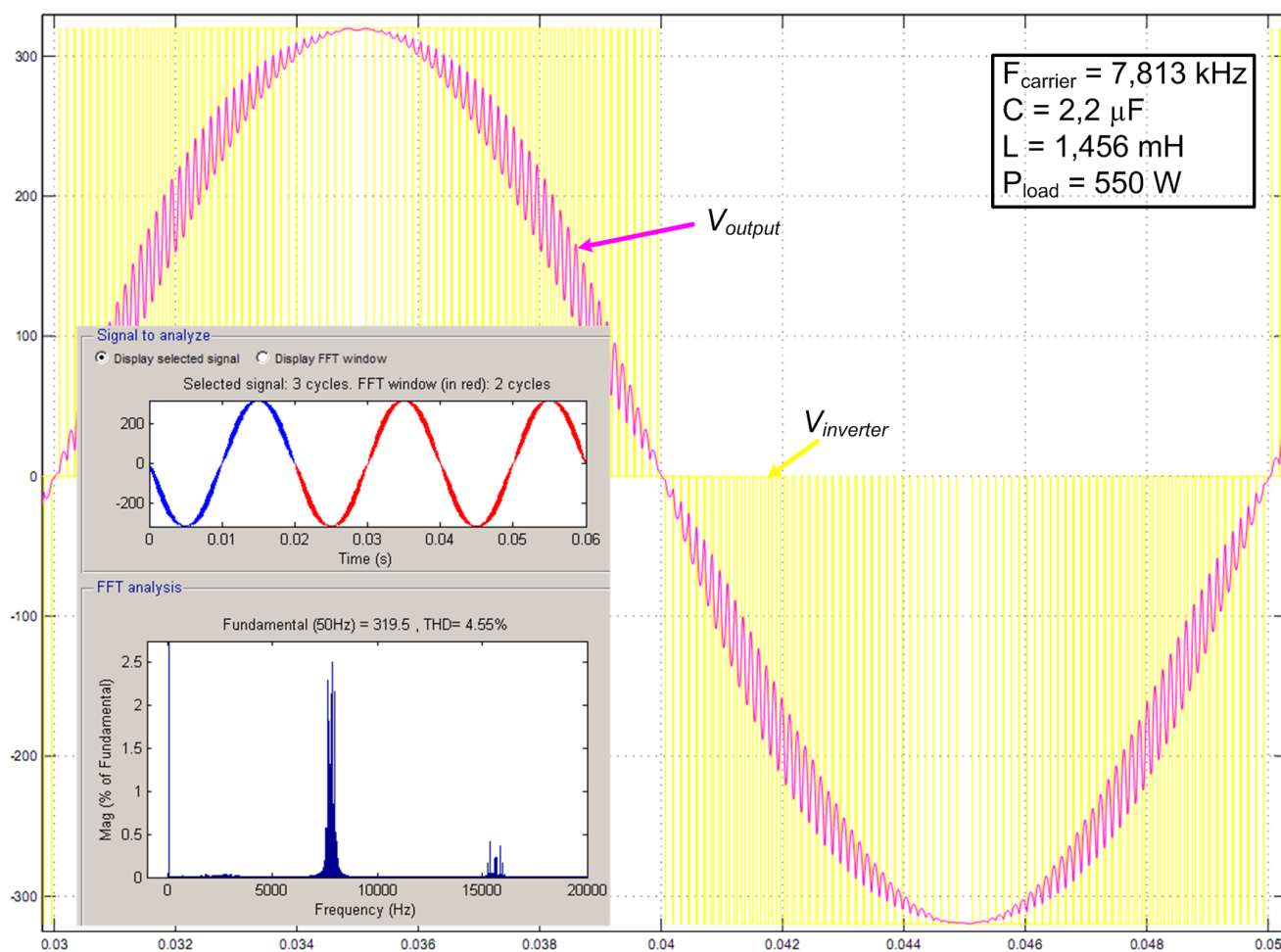
Antroji charakteristika apibūdina inverterio išėjimo filtro nuostolius. Tai yra srovė, kuri reikalinga filtro korektiškam veikimui.

4.1.1 Išėjimo įtampos harmoninio iškraipymo tyrimas

Kaip minėta anksčiau, išėjimo įtampos harmoninis iškraipymas yra vienas iš svarbiausių parametrų apibūdinančių inverterio kokybę. Išėjimo įtampos harmoninis iškraipymas priklauso nuo kelių parametrų: pirmiausia nuo inverterio išėjimo filtro konfigūracijos, o taip pat nuo įtampą formuojančio signalo nešlio dažnio.

Tyrimo metodika

Išėjimo įtampos harmoninis iškraipymas tirtas imant vieną išėjimo įtampos periodą ir pritaikant greitąją Furje transformaciją pasinaudojant *Matlab Simulink* funkcijomis (4.55 pav.).



4.55 pav. Inverterio išėjimo įtampa prieš filtrą (geltona) ir už filtro (violetinė) bei harmoninio iškraipymo skaičiavimo langas

Keičiant modelio elementų parametrus, gautos skirtingos harmoninio iškraipymo vertės, kurios surašytos į lentelę (4.3 lent.) ir nubrėžtas grafikas (4.56 pav.).

Harmoninis iškraipymas apskaičiuojamas pagal formulę:

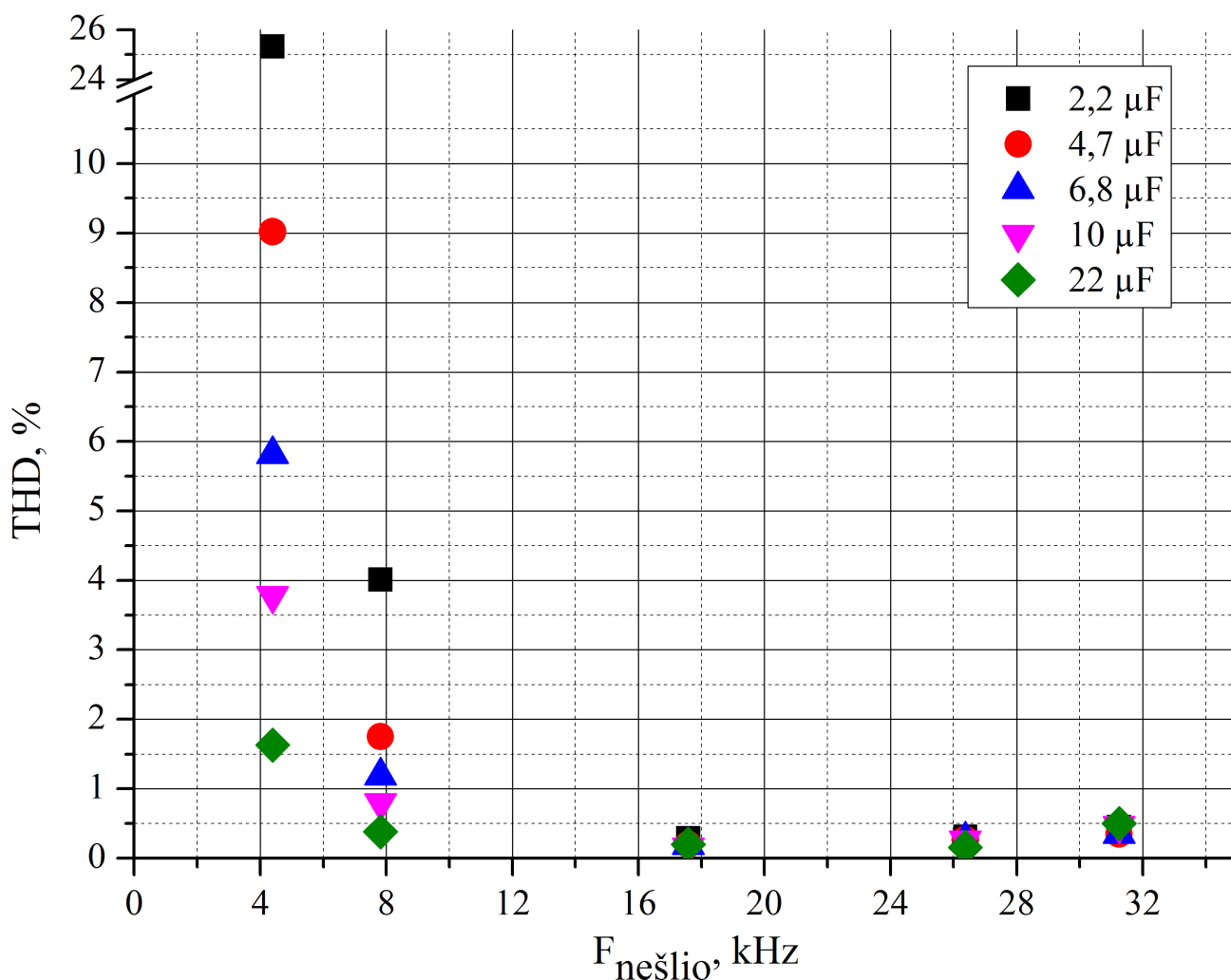
$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100$$

čia: U_n – n-osios harmonikos amplitudė, U_1 – pirmosios harmonikos amplitudė.

Tyrimo rezultatai

4.3 lentelė. Inverterio išėjimo įtamos harmoninio iškraipymo (THD) modeliavimo tyrimo rezultatai

$C, \mu F$	2,2	4,7	6,8	10	22
$F_{neš}, kHz$	THD, %	THD, %	THD, %	THD, %	THD, %
4,4	25,32	9,02	5,82	3,78	1,63
7,8	4,01	1,75	1,19	0,8	0,38
17,6	0,29	0,2	0,19	0,16	0,2
26,4	0,31	0,27	0,27	0,26	0,16
31,3	0,45	0,35	0,35	0,47	0,5



4.56 pav. Inverterio išėjimo įtampos harmoninio iškraipymo priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos, kai apkrova 550 W

Iš grafiko aiškiai matyti, jog išėjimo įtampos harmoninis iškraipymas tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio – dažniui didėjant, harmoninis iškraipymas mažėja. Didžiausias harmoninis iškraipymas gautas esant mažiausiam moduliacijos nešlio dažniui bei mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai. Didesnė išėjimo filtro kondensatoriaus talpa sumažina išėjimo įtampos harmoninį iškraipymą, bet nežymiai. Kondensatoriaus talpa turi didžiausią įtaką, kai moduliacijos nešlio dažnis yra mažiausias. Mažiausias harmoninis iškraipymas (0,2-0,3 %) gautas esant 17,6 kHz moduliacijos nešlio dažniui. Esant šiam dažniui išėjimo filtro kondensatoriaus talpa praktiškai neturi įtakos išėjimo įtampos harmoniniam iškraipymui.

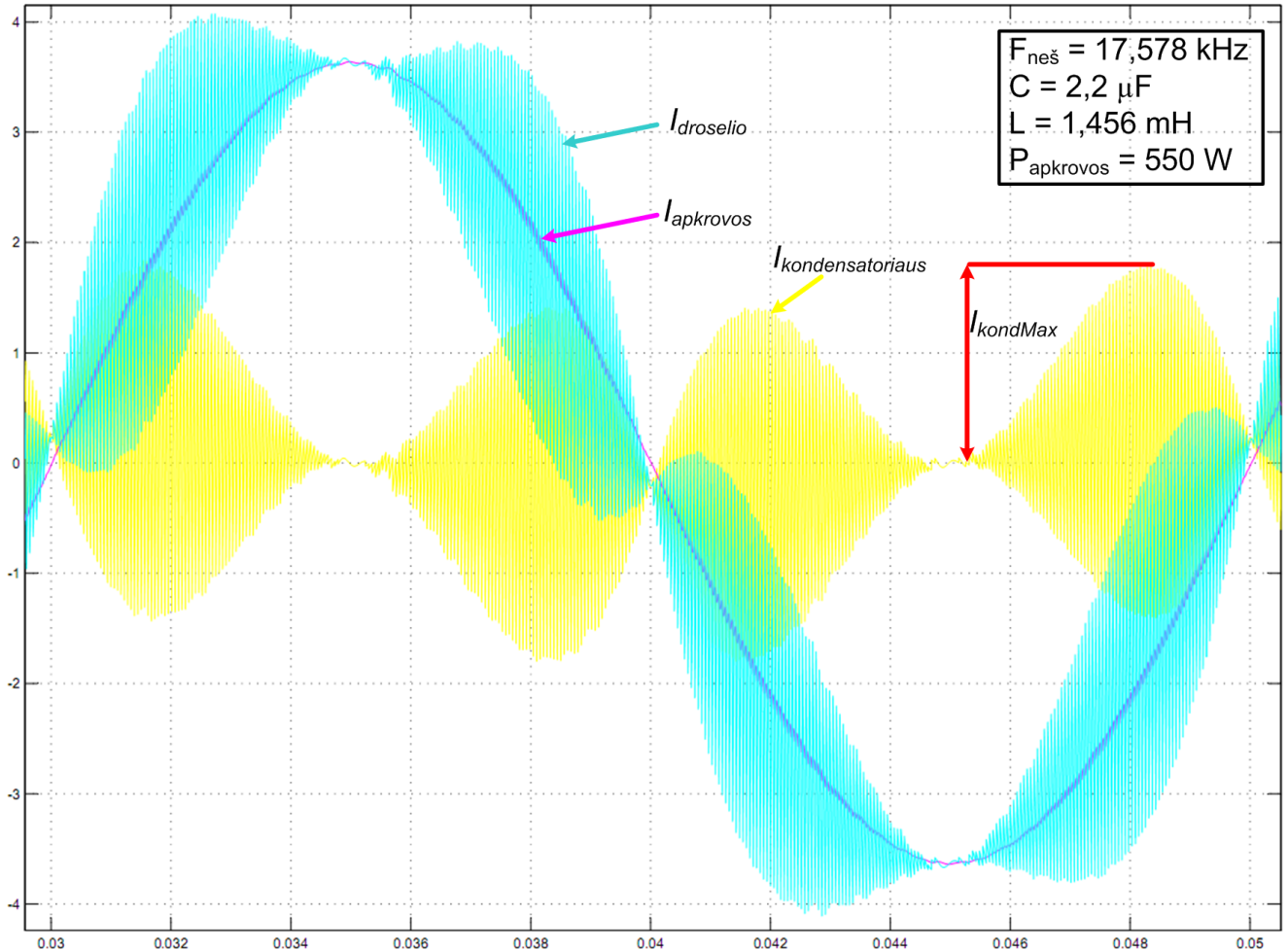
4.1.2 Maksimalios išėjimo filtro kondensatoriaus srovės tyrimas

Maksimali inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus srovė apibūdina filtro sunaudojamą energiją, kuri reikalinga korektiškam filtro veikimui. Kuo šios srovės vertė didesnė, tuo daugiau energijos reikia filtro filtravimo funkcijai atlikti. Iš esmės ši srovė nepriklauso nuo apkrovos, todėl ją iš dalies galima vadinti nuostolių srove.

Tyrimo metodika

4.57 pav. pateikta inverterio išėjimo filtro droselio, apkrovos ir išėjimo filtro kondensato-

riaus srovių oscilogramos modeliavimo metu. Iš jų matyti, jog išėjimo filtro kondensatoriaus srovė nėra reguliarios formos, todėl neįmanoma apskaičiuoti jos efektinės vertės. Todėl charakteringas parametras, kuris apibūdintų filtro nuostolius, buvo parinktas šios srovės maksimali (pikinė) vertė.



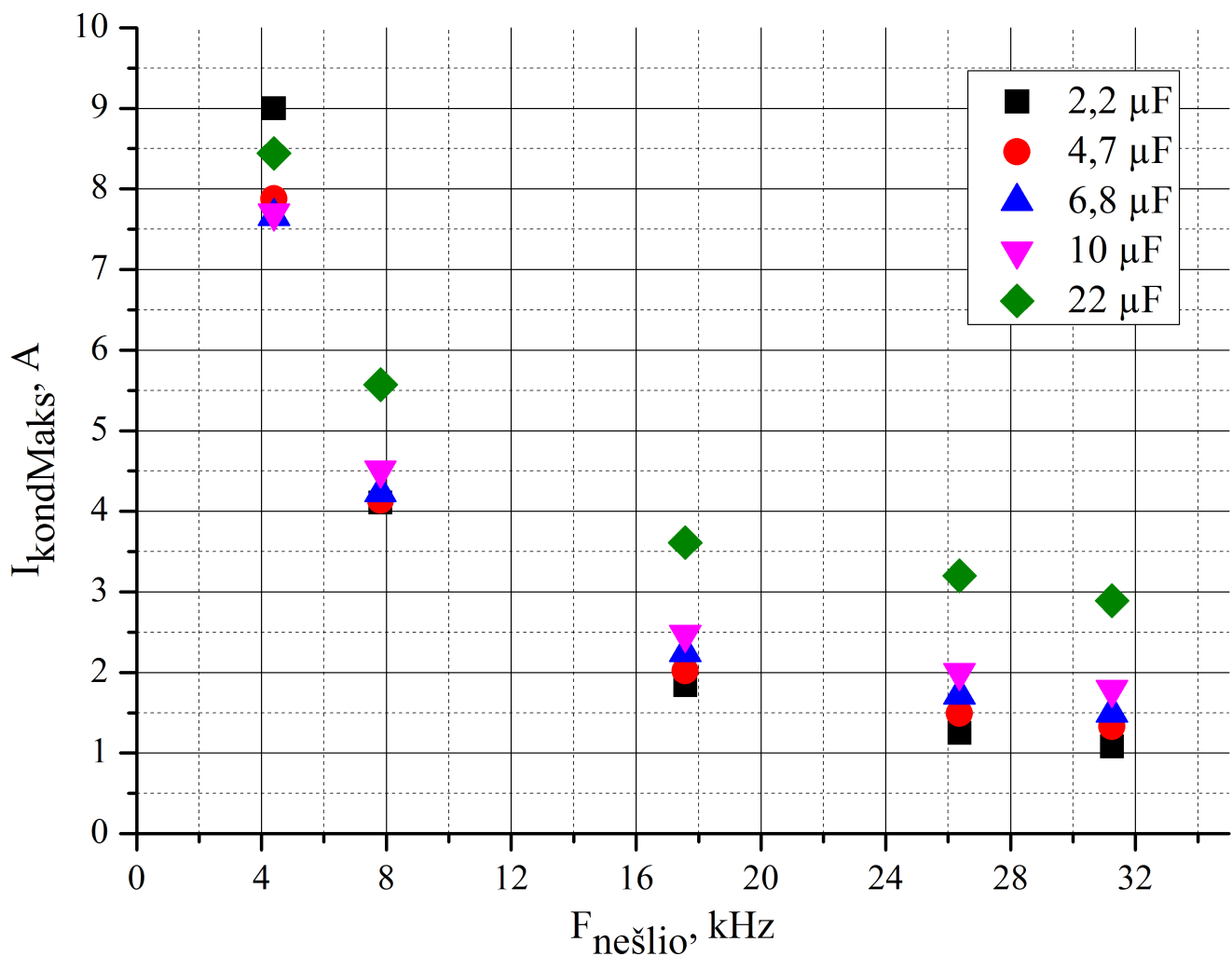
4.57 pav. Inverterio išėjimo filtro droselio (žydra), apkrovos (violetinė) ir išėjimo filtro kondensatoriaus (geltona) srovė bei maksimali kondensatoriaus srovė (raudona)

Atlikus modeliavimą prie skirtingų išėjimo filtro parametrų rezultatai suvesti į lentelę (4.4 lent.) ir nubrėžtas grafikas (4.58 pav.).

Tyrimo rezultatai

4.4 lentelė. Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus maksimalios srovės tyrimo rezultatai

$C, \mu F$	2,2	4,7	6,8	10	22
$F_{neš}, kHz$	$I_{kondMaks}, A$	$I_{kondMaks}, A$	$I_{kondMaks}, A$	$I_{kondMaks}, A$	$I_{kondMaks}, A$
4,4	9	7,88	7,66	7,7	8,44
7,8	4,11	4,14	4,23	4,51	5,57
17,6	1,84	2,02	2,25	2,47	3,61
26,4	1,25	1,49	1,72	2	3,2
31,3	1,08	1,33	1,5	1,79	2,89



4.58 pav. Maksimalios srovės, tekančios per išėjimo filtro kondensatorių, priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos, kai apkrova 550 W

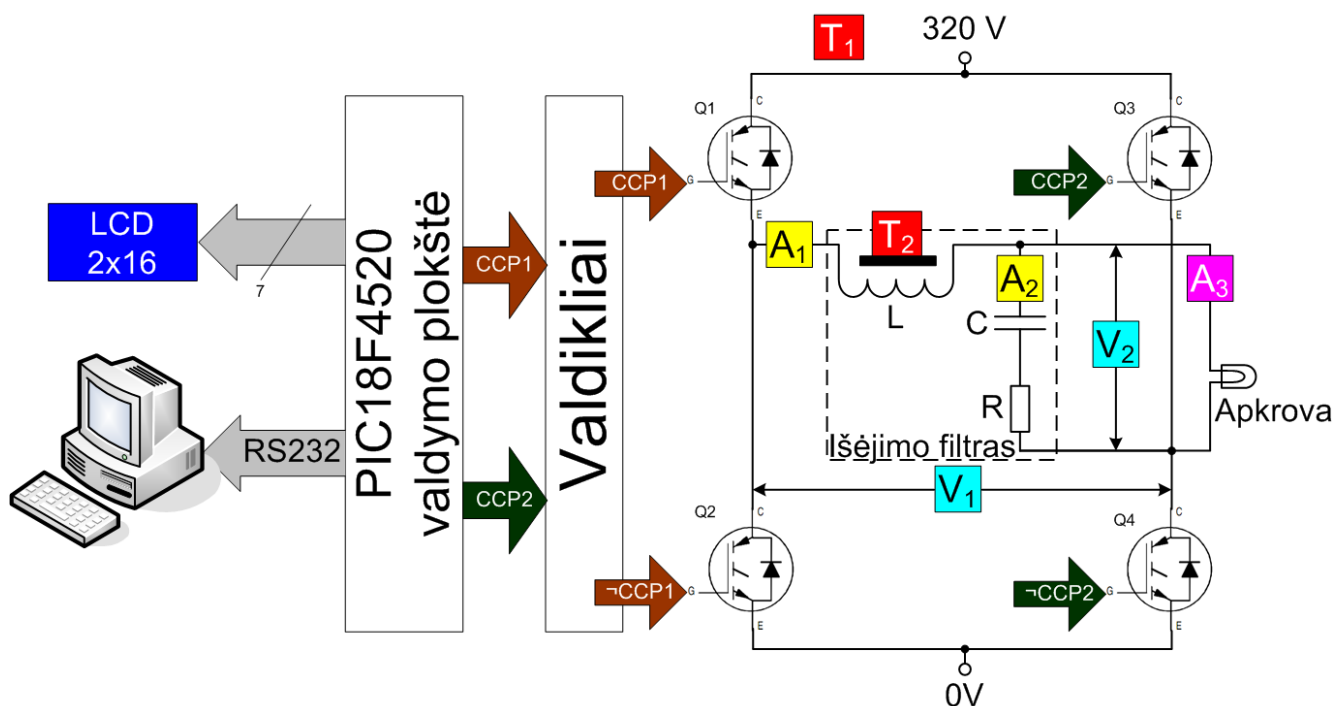
Iš grafiko (4.58 pav.) matyti, jog išėjimo filtro kondensatoriaus srovė tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos signalo nešlio dažnio. Šiam dažniui didėjant, maksimali išėjimo filtro kondensatoriaus srovė mažėja. Tai galima paaiškinti tuo, jog didėjant moduliacijos signalo dažniui srovės impulsai nebespėja visiškai užkrauti išėjimo filtro kondensatoriaus. Esant žemam moduliacijos dažniui srovės impulsai yra ilgos trukmės, todėl didžioji jų dalis krauna išėjimo filtro kondensatorių. Didėjant moduliacijos dažniui srovės impulsų trukmės mažėja ir jie nebespėja užkrauti išėjimo filtro kondensatoriaus.

Didesnė išėjimo filtro kondensatoriaus talpa sąlygoja didesnę išėjimo filtro kondensatoriaus srovę.

4.2 Inverterio projektavimas

Inverteris buvo projektuotas atsižvelgiant į 4.53 pav. pateiktą topologiją. Suprojektuoto inverterio su išėjimo filtru struktūrinė schema pateikta 4.59 pav.

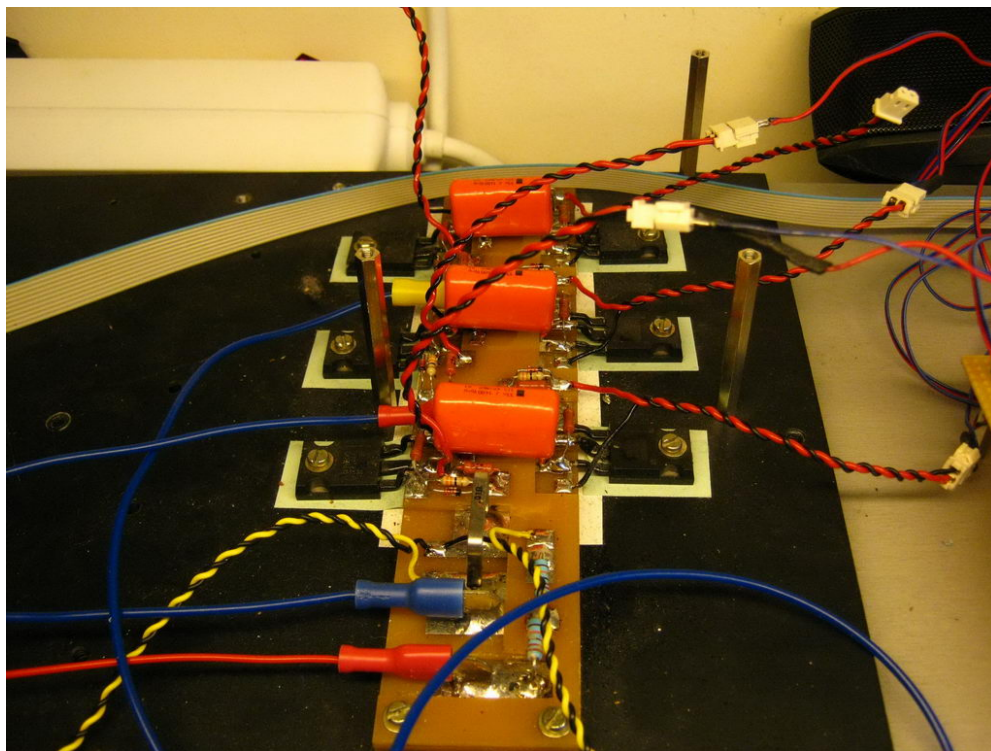
Raktams Q1-Q4 panaudoti galingi IGBT tranzistoriai. IGBT tranzistoriai buvo sukurti 1980 metų pradžioje. Juos sudaro valdantysis MOSFET tranzistorius ir išėjimo dvipolis PNP tranzistorius. Toks darinys pavadintas dvipoliu tranzistoriumi su izoliuota užtūra (angl. *IGBT* -



4.59 pav. Surinkto inverterio struktūrinė schema ir srovių, įtampų bei temperatūros matavimo taškai

Insulated Gate Bipolar Transistor). Šie tranzistoriai yra labai plačiai naudojami įvairios paskirties inverteriuose. Jie gali komutuoti sroves, siekiančias iki keletą tūkstančių amperų ir veikti grandinėse, maitinamose keletu tūkstančių voltų. Šiame inverteryje konkrečiai naudojami *International Rectifier* IGBT tranzistoriai IRG4PH50KDPbF, kurie savyje turi integruotus diodus.

Sumontuotų IGBT tranzistorių bendras vaizdas pateiktas 4.60 pav.

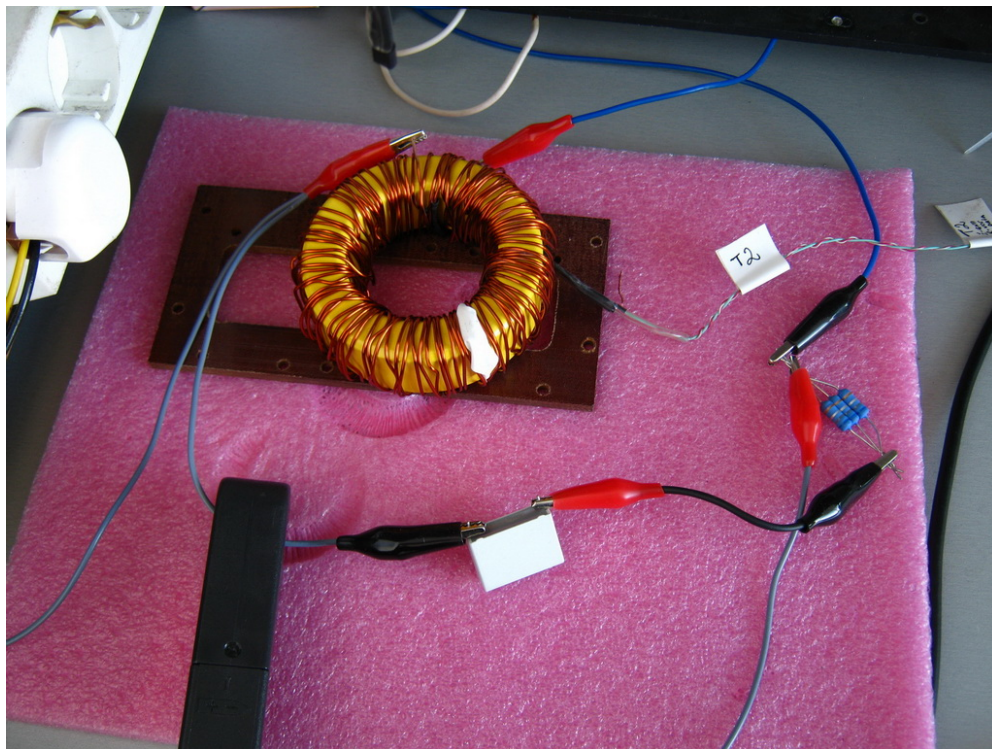


4.60 pav. Sumontuotų IGBT tranzistorių raktų su papildomomis grandinėmis bendras vaizdas

Inverterio išėjimo filtrą sudarė *LCR* žemujų dažnių filtras. Filto parametrai eksperimen-

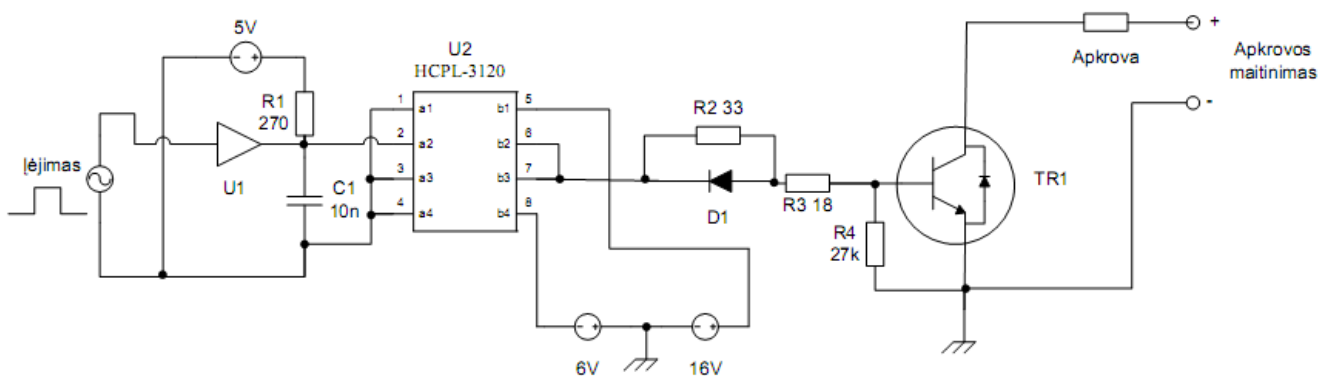
tinių tyrimų metu buvo keičiami. Droselis L buvo suvyniotas ant specialios T300A-26 geležies miltelių šerdies su paskirstytu oro tarpu. Jo parametrai tokie: induktyvumas 1,46 mH, 92 apvijos, apvijų laidininko skersmuo 1 mm, apvijų aktyvioji varža 0,2 Ω . Tyrimų metu išėjimo filtro droselis nebuvo keičiamas. Kondensatoriai C eksperimentinių tyrimų metu buvo keičiami: 2,2 μF , 4,7 μF , 6,8 μF , 10 μF , 22 μF . Tai irgi specialūs aukštos įtampos plėveliniai kondensatoriai, kurių darbinė įtampa 320 V. Rezistorius R skirtas sumažinti rezonansinio reiškinio įtaką išėjimo filtrui. Jo vertė buvo parinkta atsižvelgiant į kitoje mokslinėje literatūroje pateiktas vertes (Cha and Vu 2010).

Inverterio išėjimo filtro bendras vaizdas pateiktas 4.61 pav.



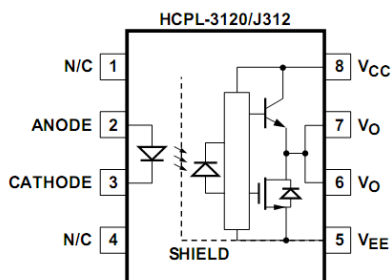
4.61 pav. Inverterio išėjimo filtro bendras vaizdas

Be inverterio išėjimo laipsnio, egzistuoja papildomos grandinės tranzistorinių raktų valdymui bei valdančiojo signalo formavimui. Tranzistorių valdiklio (angl. *driver*) jungimo schema kiekvienam raktui pateikta 4.62 pav.



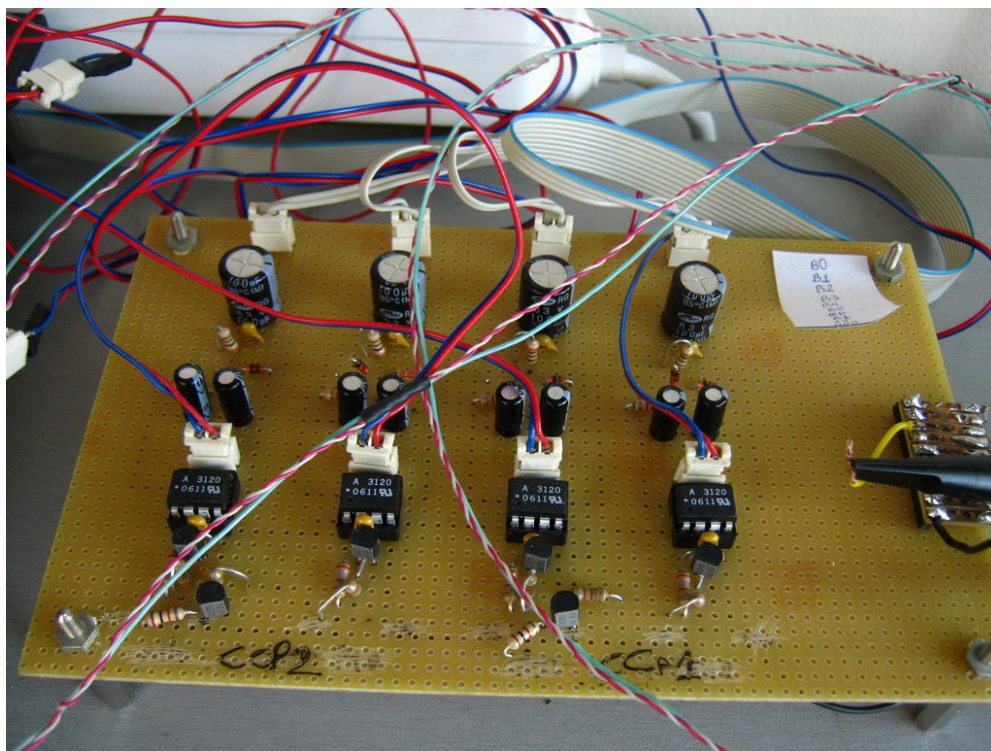
4.62 pav. Tranzistorių valdymo grandinės schema

Tai Hewlett-Packard firmos IGBT tranzistorių valdiklis HCPL-3120. Šis valdiklis ypatingas tuo, jog jo viduje yra optopora (4.63 pav.), kuri galvaniškai izoliuoja valdančiuosius signalus formuojantį mikrokompiuterį nuo IGBT raktų.



4.63 pav. IGBT tranzistorių valdiklio HCPL-3120 vidinė schema

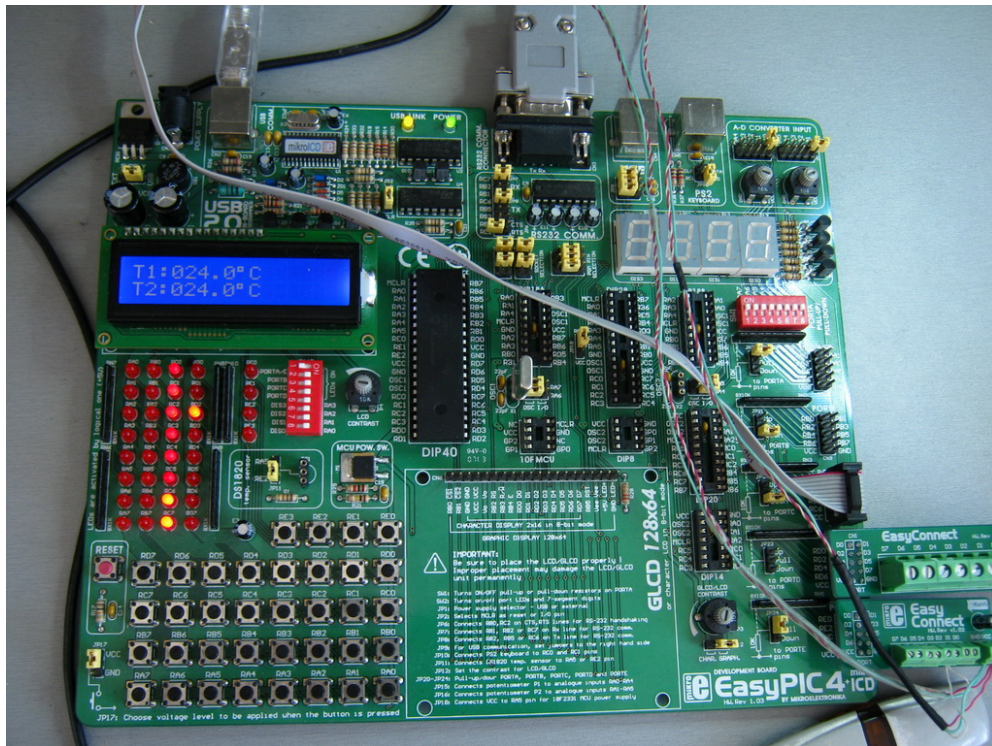
IGBT tranzistorių valdiklių plokštės bendras vaizdas pateiktas 4.64 pav.



4.64 pav. Tranzistorių valdiklių plokštės bendras vaizdas

Valdančiųjų signalų formavimas, temperatūros stebėjimas bei duomenų surinkimas buvo vykdomas mikrokompiuteriu su PIC18F4520 mikrovaldikliu. Šis mikrovaldiklis ypatingas tuo, jog jame yra integruotas pilnojo tiltelio tranzistorių valdiklis (angl. *ECCP - Enhanced Capture/Compare/PWM*). Mikrovaldiklio vidinė programa formuoja SPWM signalą aukščiausio prioriteto pertraukčių metu, o kitu laiku atlieka temperatūros matavimą bei jos rodmenų atvaizdavimą LCD ekrane ir išsiuntimą į kompiuterį per nuosekliają sąsają. Mikrokompiuterio su PIC18F4520 mikrovaldikliu plokštės bendras vaizdas pateiktas 4.65 pav.

Tiriamąjį inverterio su išėjimo filtru apkrovai buvo panaudotos šešios 220 V įvairių galių kaitrinės lempos (4.66 pav.). Jų panaudojimas leidžia patogiai keisti apkrovos dydį lempas įjungiant arba išjungiant. Taipogi šios lempos inverterį apkrauna tik aktyviai.



4.65 pav. Mikrokompiuterio su PIC18F4520 mikrovaldikliu plokštės bendras vaizdas



4.66 pav. Inverterio su išėjimo filtru apkrova, sudaryta iš šešių kaitrinių lempų

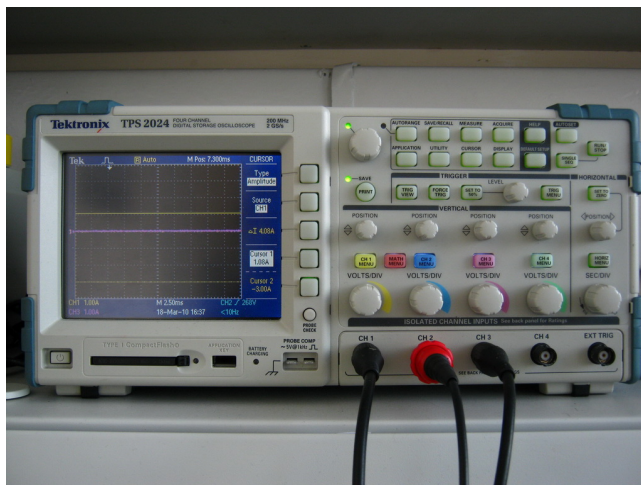
Nuolatinė 320 V įtampa gauta išlyginus tinklo 220 V kintamą įtampą. Tinklo įtampa, darbo saugos reikalavimais, tiekama 1 kW galios skiriamuoju transformatoriumi. Nuolatinės įtampos dydis buvo keičiamas autotransformatoriumi (4.67 pav.).

Temperatūros matavimui buvo panaudoti skaitmeniniai temperatūros jutikliai DS18S20, kurių matavimo paklaida 0,5 °C. Įtampos ir srovės buvo stebimos skaitmeninio oscilografo



4.67 pav. Nuolatinės 320 V įtampos šaltinis su skiriamuoju ir autotransformatoriumi

Tektronix TPS 2024 ekrane (4.68(a) pav.). Srovės stebėjimui buvo panaudotos srovės matavimo replės Tektronix A622 (4.68(b) pav.), leidžiančios tai atlikti bekontaktiniu būdu.



(a)



(b)

4.68 pav. Skaitmeninis Tektronix TPS 2024 oscilografas (a) ir srovės matavimo replės Tektronix A622 (b)

4.3 Eksperimentiniai tyrimai

Eksperimentų metu atlikti tokie tyrimai:

- Droselio įsisotinimo reiškinio tyrimas
- Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo

filtro kondensatoriaus talpos tyrimas

- Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo apkrovos ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos tyrimas
- Maksimalios srovės, tekančios per išėjimo filtro kondensatorių, priklausomybės nuo nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos tyrimas

Tiriamąjį inverterio su išėjimo filtru parametrai pateikti žemiau:

- Nuolatinė inverterio maitinimo įtampa U_{DC} : reguliuojama nuo 0 V iki 320 V;
- Apkrova: keičiama nuo 0 W iki 550 W;
- SPWM moduliacijos nešantis dažnis: keičiamas nuo 4 iki 32 kHz;
- MV programos sinusų lentelės dydis: 64 taškai pusei formuojamos išėjimo įtampos periodo;
- Išėjimo įtampos ir srovės dažnis: 50 Hz;
- Filtro droselis: 1,46 mH, 92 apvijos, apvijų aktyvioji varža 0,2 Ω ;
- Filtro kondensatorius: keičiamas tyrimų metu nuo 2,2 μF iki 22 μF ;
- Filtro rezistoriaus varža ir galia: 0,02 Ω , 2 W

4.3.1 Droselio įsisotinimo reiškinių tyrimas

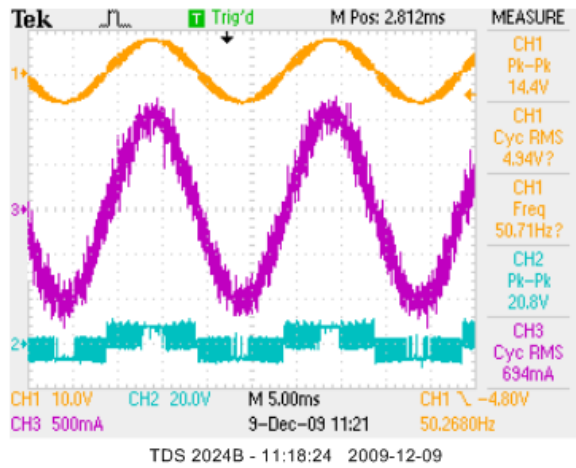
Šio tyrimo tikslas buvo surasti maksimalią srovę, kuri gali tekėti per droselio apvijas iki šerdies įsisotinimo. Droselio apvijoms panaudotas 1 mm skersmens varinis laidas. Tyrimui buvo panaudotas žemos įtampos didelės srovės maitinimo šaltinis, kuris gali tiekti iki 16 A srovę. Panaudotas 50 W paderinamas rezistorius, kurio varža gali būti keičiama nuo minimalios 1 Ω iki maksimalios 6,6 Ω iki vertės. Nuolatinės įtampos U_{DC} vertė šio tyrimo metu buvo apie 10 V.

Tyrimo metodika

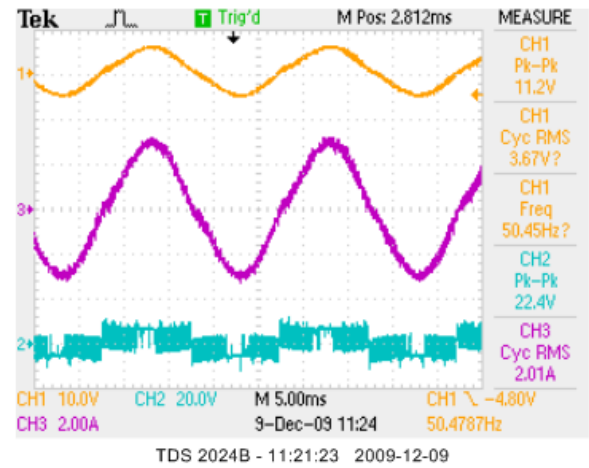
Tyrimo metu oscilografo ekrane stebėta apkrovos srovės forma ir matuota jos efektinė vertė. Nuosekliai keičiant apkrovos rezistoriaus varžą, stebėta, ar apkrovos srovės forma išlaiko sinusoidės pavidalą. Atlikti šeši matavimai, kurie geriausiai iliustruoja droselio įsisotinimo reiškinių (4.69 pav.).

Matavimų rezultatai

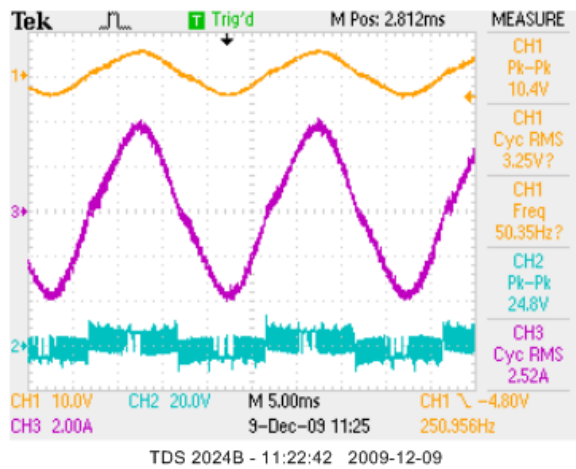
Iš rezultatų matyti, jog esant žemai įėjimo įtampai, didelė apkrovos srovė praranda sinusoidės formą (4.69(f) pav.). Stebimas šerdies įsisotinimo reiškinys. Šerdies magnetinė skvarba priklauso nuo šerdies dydžio, vijų skaičiaus ir per jas tekančios srovės pagal (4.91) lygtį:



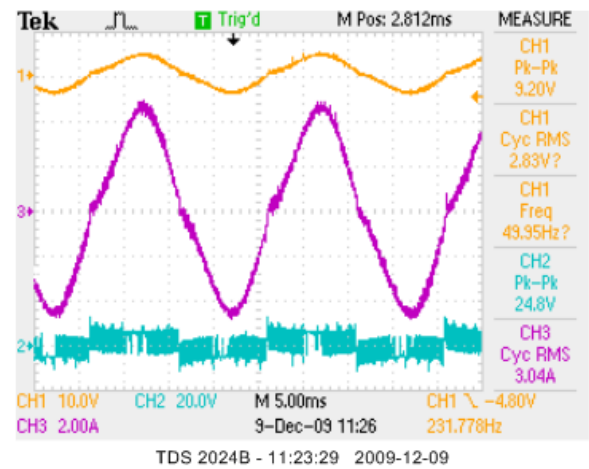
(a) $I_{ap} = 0,7 \text{ A}$



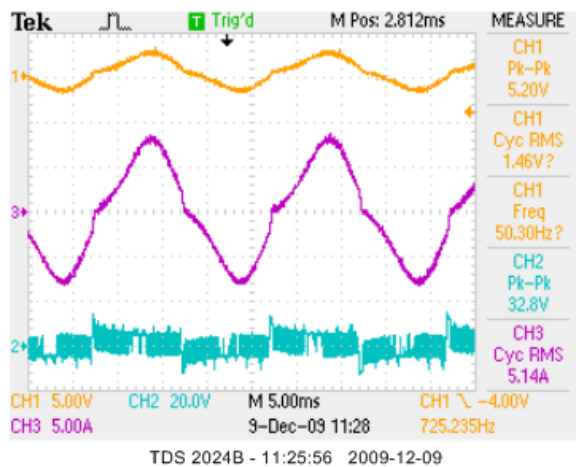
(b) $I_{ap} = 2 \text{ A}$



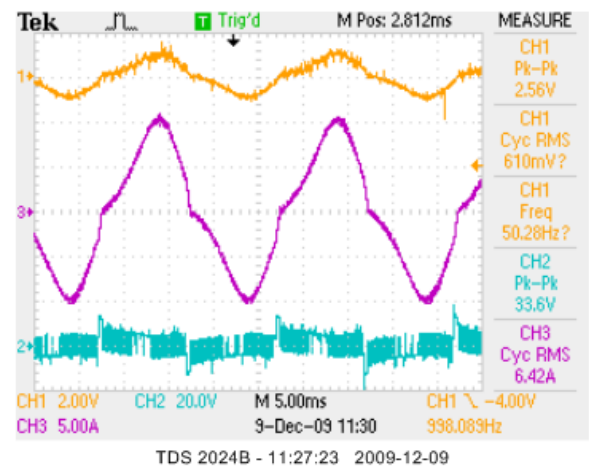
(c) $I_{ap} = 2,5 \text{ A}$



(d) $I_{ap} = 3 \text{ A}$



(e) $I_{ap} = 5 \text{ A}$



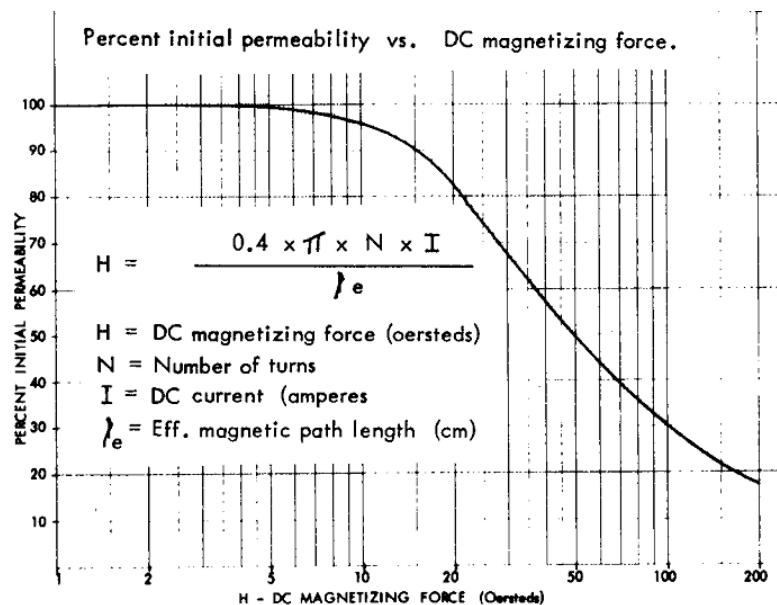
(f) $I_{ap} = 6,4 \text{ A}$

4.69 pav. Inverterio išėjimo įtampas už filtro (geltona) ir srovės (violetinė) ir išėjimo įtampas prieš filtrą (mėlyna) priklausomybės nuo apkrovos srovės, kai nuolatinė įtampa $U_{DC}=10 \text{ V}$, išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $10 \mu\text{F}$, moduliacijos nešlio dažnis $17,6 \text{ kHz}$

$$H = \frac{0,4 \times \pi \times N \times I}{l_{ef}}. \quad (4.91)$$

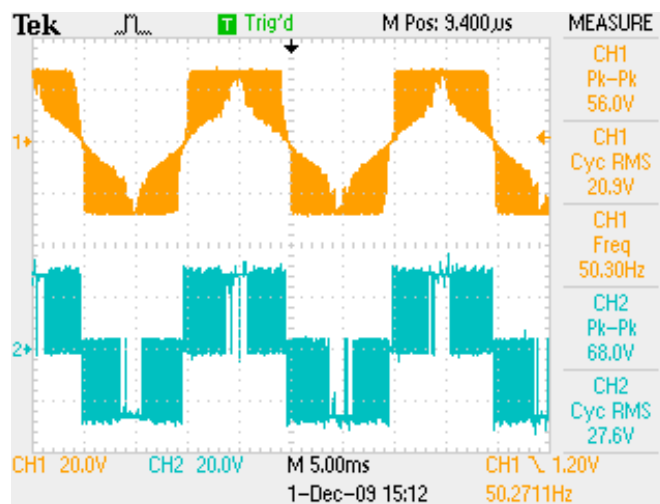
čia H - įmagnetinimo jėga (oerstedais), N - vijų skaičius, I - nuolatinė srovė (A), l_{ef} - efektyvus magnetinio kelio ilgis (cm).

Didėjant įmagnetinimo jėgai, mažėja šerdies magnetinė skvarba (4.70 pav.).



4.70 pav. Šerdies magnetinės skvarbos priklausomybė nuo įmagnetinimo jėgos (AMIDON, Inc. 2007)

Kai droselio šerdis įsisotina, stebimos 4.71 pav. pateiktos išėjimo įtampos signalo formos.



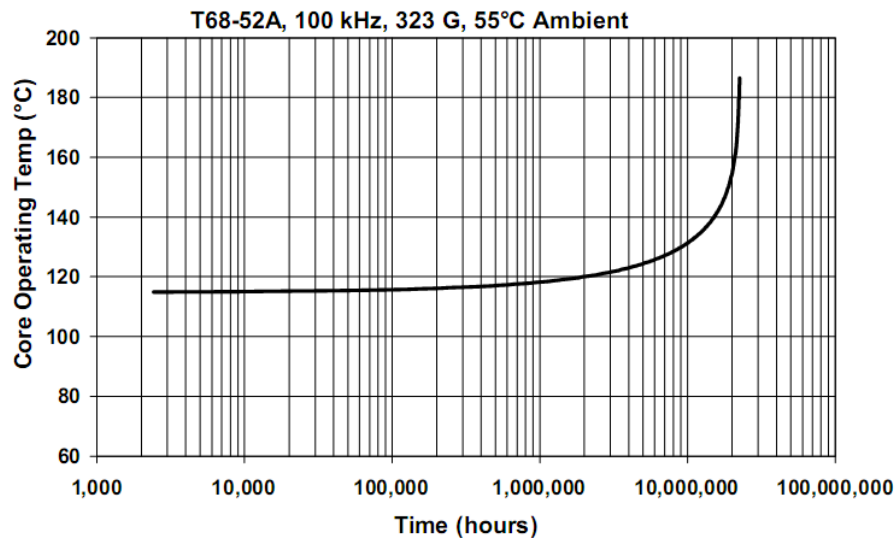
4.71 pav. Droselio šerdies įsisotinimo reiškiny. Geltona spalva - išėjimo įtampa už filtro, mėlyna - išėjimo įtampa prieš filtrą

Tyrimo metu gauta, jog per droselio apvijas tekant iki 3 A srovei, šerdis išlaiko savo magnetines savybes.

4.3.2 Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo moduliacijos nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos tyrimas

Šio tyrimo tikslas buvo išsiaiškinti, nuo kokių parametų ir kaip priklauso droselio šerdies nuostoliai. Aktyvieji nuostoliai droselio šerdyje pasireiškia šerdies šilimu. Nuolatinis magnetinių

domenų šerdyje perorientavimas dėl aukšto dažnio srovės sukelia šiuos aktyviuosius šerdies nuostolius. Šerdyje yra paskirstytas oro tarpas, kuris suformuojamas mikroskopiniame lygmenyje atskiriant geležies daleles vieną nuo kitos izoliuojančiu sluoksniu. Šis oro tarpas neleidžia droselio šerdžiai išsotinti ir padeda išlaikyti savo magnetines savybes, kai per droselio apvijas teka didelė srovė. Nuo šerdies darbinės temperatūros priklauso droselio ilgaamžiškumas (4.72 pav.).



4.72 pav. Droselio šerdies korektiško veikimo laiko priklausomybė nuo šerdies temperatūros (Nicol 2009)

Droselio šerdies nuostoliai priklauso nuo šerdies geometrinių parametru, efektinės įtampos, apvijų skaičiaus ir dažnio. Droselio magnetinio srauto tankis Gaussais:

$$B = \frac{E \times 10^8}{4,44 \times A \times N \times f},$$

čia E - efektyvioji įtampa (Voltais), A - šerdies skerspjūvio plotas (cm^2), N - apvijų skaičius, f - dažnis (Hercais).

Didėjant magnetinio srauto tankiui, didėja šerdies nuostoliai - ji daugiau šyla.

Tirto droselio parametrai tokie:

- $L = 1,456 \text{ mH}$
- $R_{apv} = 0,163 \Omega$
- $N = 92$
- Toroidinė šerdis T300A-26:
 - Geometriniai parametrai (išorinis skersmuo mm, vidinis skersmuo mm, aukštis mm)
77,4 x 48,9 x 25,4
 - Magnetinio kelio ilgis 198 mm
 - Skerspjuvio plotas 358 mm^2

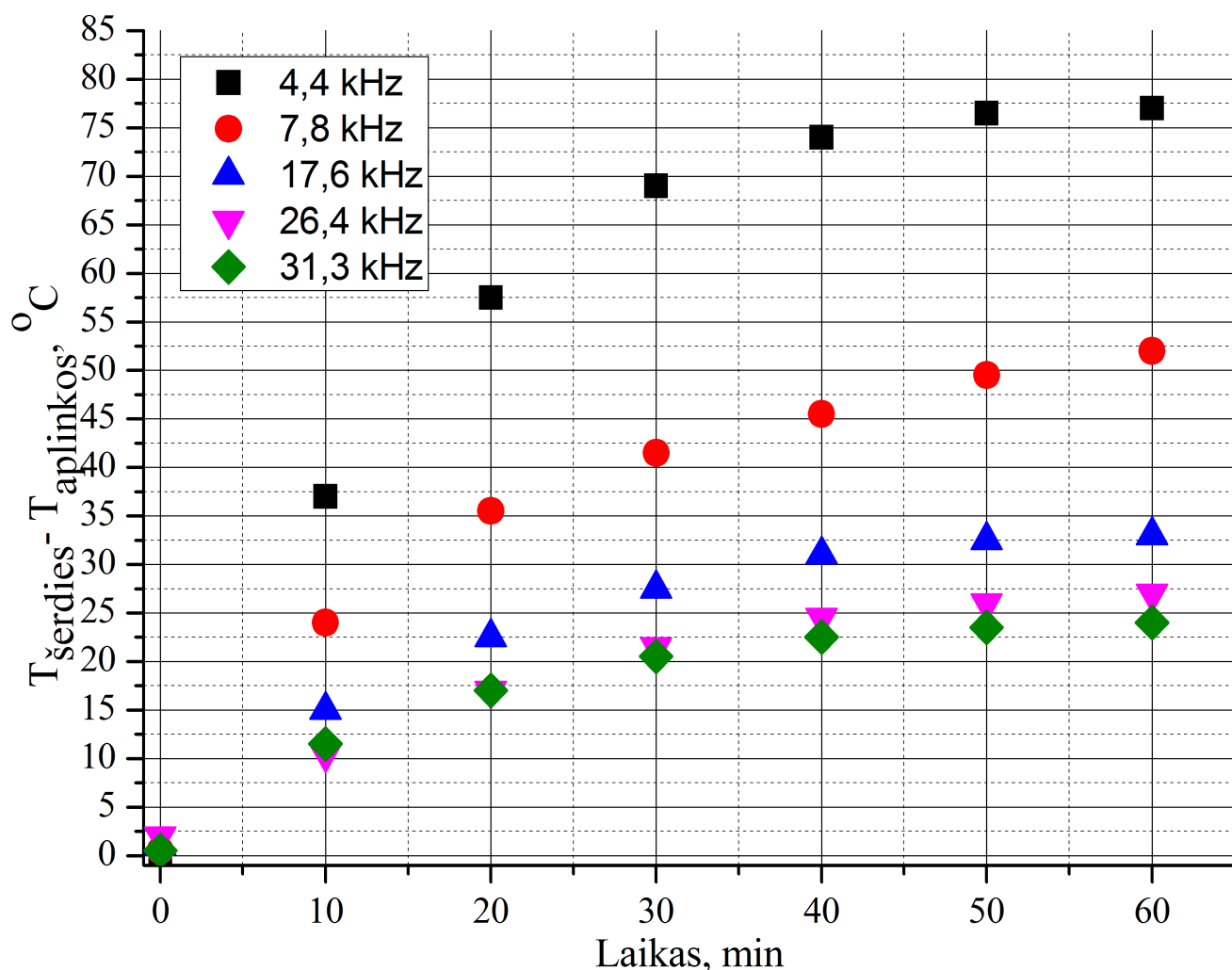
- Tūris 70990 mm^3
- Magnetinė skvarba $\mu_i = 75$

Tyrimo metodika

Buvo matuotas išėjimo filtro droselio temperatūros priklausomybės nuo moduliacijos nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos. Kiekvienas matavimas buvo vykdomas vieną valandą dešimties minučių intervalais matuojant droselio šerdies ir aplinkos temperatūras. Per valandą šerdies temperatūra praktiškai nusistovi ir nebekinta arba kinta nežymiai. Vieno matavimo duomenys pateikti 4.5 lentelėje, o grafikai pateikti 4.73 pav.

4.5 lentelė. Inverterio išėjimo filtro droselio temperatūros pereinamųjų charakteristikų matavimo rezultatai esant skirtingiems moduliacijos nešlio dažniams, kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $10 \mu\text{F}$ ir apkrova 550 W

$F_{neš}$	4,4 kHz			7,8 kHz			17,6 kHz			26,4 kHz			31,3 kHz		
Laikas, min	$T_{šerd}, ^\circ\text{C}$	$T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{skirt}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd}, ^\circ\text{C}$	$T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{skirt}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd}, ^\circ\text{C}$	$T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{skirt}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd}, ^\circ\text{C}$	$T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{skirt}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd}, ^\circ\text{C}$	$T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{skirt}, ^\circ\text{C}$
0	18	18	0	22,5	22	0,5	22,5	21,5	1	20,5	18,5	2	24	23,5	0,5
10	56	19	37	46	22	24	36	21	15	32	21,5	10,5	33,5	22	11,5
20	77,5	20	57,5	58	22,5	35,5	44	21,5	22,5	39,5	22,5	17	38,5	21,5	17
30	89,5	20,5	69	64,5	23	41,5	49,5	22	27,5	44	22,5	21,5	42	21,5	22,5
40	95	21	74	68,5	23	45,5	52,5	21,5	31	46,5	22	24,5	44	21,5	22,5
50	98	21,5	76,5	73	23,5	49,5	54,5	22	32,5	48	22	26	45	21,5	23,5
60	99	22	77	73,5	23,5	52	55	22	33	49	22	27	46,5	22,5	24



4.73 pav. Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros pereinamosios charakteristikos esant skirtingiems moduliacijos nešlio dažniams, kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $10 \mu\text{F}$ ir apkrova 550 W

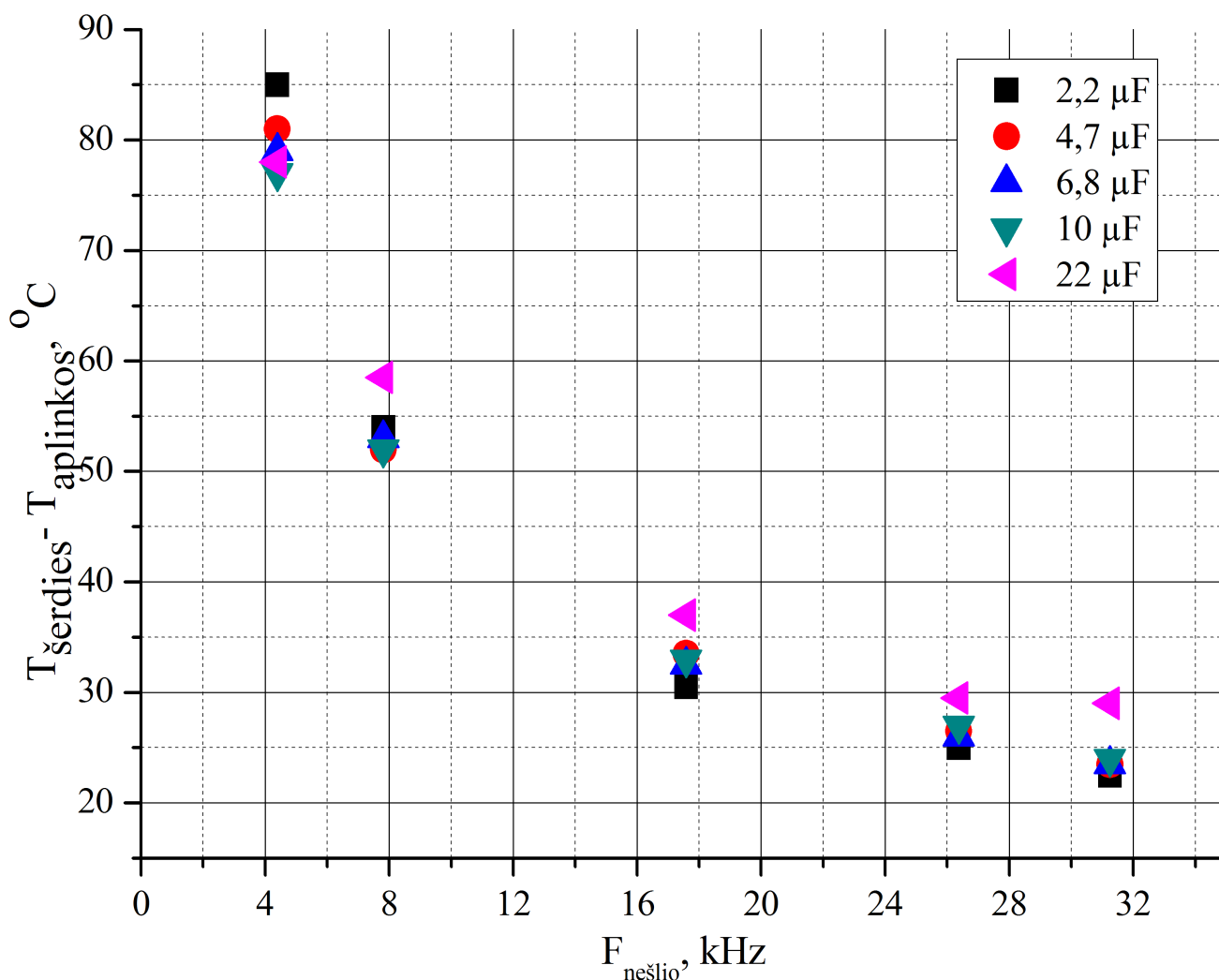
Iš droselio šerdies temperatūros pereinamųjų charakteristikų matyti, jog šerdis greičiau-
siai kaista, kai moduliacijos nešlio dažnis yra mažiausias (4,4 kHz). Dažniui didėjant, droselio
šerdies mažėja.

Matavimų rezultatai pateikti, imant nusistovėjusias išėjimo filtro droselio šerdies tempera-
tūras, 4.6 lentelėje ir 4.74 pav.

Matavimų rezultatai

4.6 lentelė. Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybių nuo nešlio dažnio ir
išėjimo filtro kondensatoriaus talpos matavimo rezultatai, kai apkrova 550 W

$C, \mu\text{F}$	2,2	4,7	6,8	10	22
$F_{neš}, \text{kHz}$	$T_{šerd} - T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd} - T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd} - T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd} - T_{apl}, ^\circ\text{C}$	$T_{šerd} - T_{apl}, ^\circ\text{C}$
4,4	85	81	79	77	78
7,8	54	52	53	52	58,5
17,6	30,5	33,5	32,5	33	37
26,4	25	26,5	26	27	29,5
31,3	22,5	23,5	23,5	24	29



4.74 pav. Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo nešlio dažnio
įvairioms išėjimo filtro kondensatoriaus talpoms, kai apkrova 550 W

Iš matavimų rezultatų matyti, jog išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra atvirkščiai proporcingai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio. Didžiausia droselio šerdies temperatūra (85 °C) gauta esant žemiausiam moduliacijos nešlio dažniui (4,4 kHz) ir mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai (2,2 μ F). Didėjant moduliacijos nešlio dažniui išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra mažėja. Mažiausia šerdies temperatūra (22,5 °C) gauta esant didžiausiam moduliacijos nešlio dažniui (31,3 kHz). Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra mažai priklauso nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos.

4.3.3 Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos ir inverterio apkrovos tyrimas

Šio tyrimo tikslas buvo ištirti, kaip priklauso išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos ir inverterio apkrovos.

Tyrimo metodika

Tyrimo metodika buvo analogiškai anksčiau vykdytam tyrimui. Buvo pasirinktas vienas moduliacijos nešlio dažnis (17,6 kHz), ties kuriuo gautas mažiausias išėjimo įtampos harmoninis iškraipymas modeliavimo metu (Žiūr. 4.3 lent. ir 4.56 pav.). Vieną valandą buvo matuota temperatūra dešimties minučių intervalais esant skirtingoms išėjimo filtro kondensatoriaus talpoms ir inverterio apkrovoms. Vieno iš matavimų rezultatai pateikti 4.7 lentelėje.

4.7 lentelė. Inverterio išėjimo filtro droselio temperatūros pereinamųjų charakteristikų tyrimo rezultatai esant skirtingoms inverterio apkrovoms, kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa 2,2 μ F ir moduliacijos nešlio dažnis 17,6 kHz

Apkrova	0 W			100 W			300 W			550 W		
Laikas, min	$T_{\text{šerd}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{skirt}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{šerd}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{skirt}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{šerd}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{skirt}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{šerd}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{skirt}}, ^\circ\text{C}$
0	19	18	1	24	23	1	23,5	22,5	1	23	23	0
10	29,5	19,5	10	35	23,5	11,5	34,5	22	12,5	35	22,5	12,5
20	37,5	20	17,5	41	22	19	41	22,5	18,5	41,5	22,5	19
30	42,5	20,5	22	44,5	21,5	23	45	22,5	22,5	45,5	22,5	25,5
40	45	20,5	24,5	47,5	22	25,5	47	22	25	48	22,5	25,5
50	47	21	26	48	22	26	48	21,5	26,5	50	22,5	27,5
60	48,5	21	27,5	49	22	27	50	23	27	50,5	23	27,5

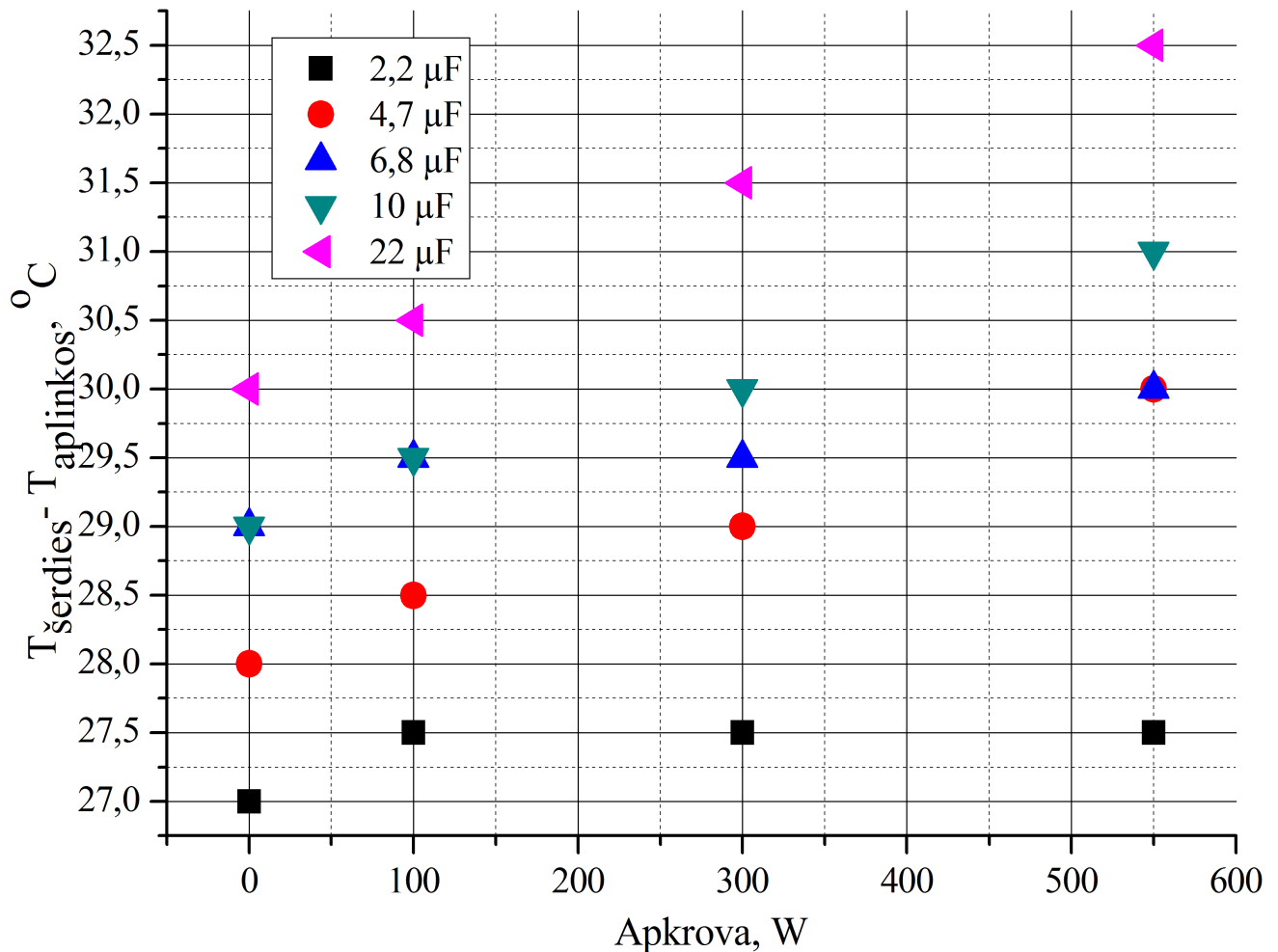
Nusistovėjusios droselio šerdies temperatūros vertės pateiktos 4.8 lentelėje ir 4.75 pav.

Tyrimo rezultatai

Iš tyrimo rezultatų (4.75 pav.) matyti, kad išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra nuo apkrovos praktiškai nepriklauso. Didžiausias temperatūrų skirtumas (2,5 °C), kai inverterio apkrova didinta nuo 0 W iki 550 W, gautas esant didžiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai (22 μ F). Mažiausias temperatūrų skirtumas (0,5 °C) gautas esant mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai (2,2 μ F).

4.8 lentelė. Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybių nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos ir inverterio apkrovos tyrimo rezultatai, kai moduliacijos nešlio dažnis yra 17,6 kHz

Apkrova	0 W	100 W	300 W	550 W
C	$T_{\text{šerd}} - T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{šerd}} - T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{šerd}} - T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{šerd}} - T_{\text{apl}}, ^\circ\text{C}$
2,2 μF	27	27,5	27,5	27,5
4,7 μF	28	28,5	29	30
6,8 μF	29	29,5	29,5	30
10 μF	29	29,5	30	31
22 μF	30	30,5	31,5	32,5



4.75 pav. Inverterio išėjimo filtro droselio šerdies temperatūros priklausomybės nuo inverterio apkrovos įvairioms išėjimo filtro kondensatoriaus talpoms, kai moduliacijos nešlio dažnis yra 17,6 kHz

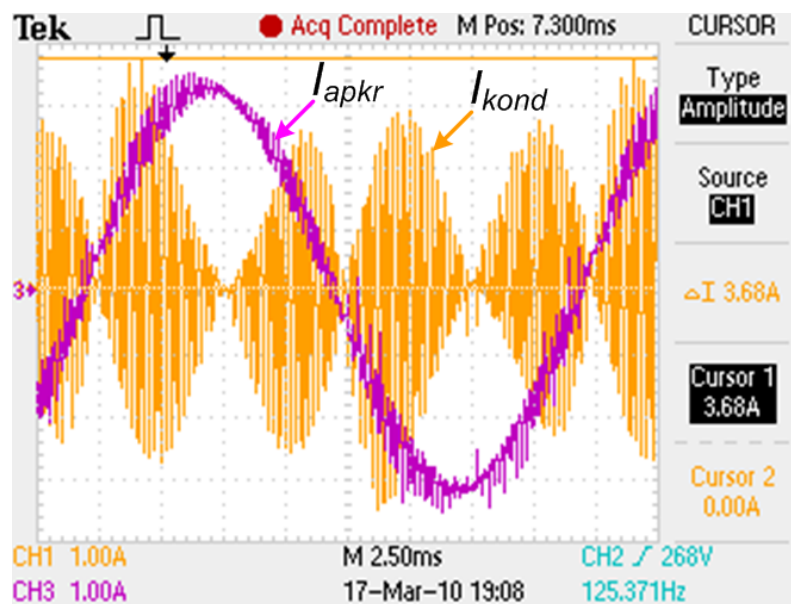
4.3.4 Maksimalios išėjimo filtro kondensatoriaus srovės tyrimas

Šis tyrimas buvo vykdytas analogiškai modeliavimo tyrimui (Žiūr. 4.1.2 skyrių) siekiant palyginti modeliavimo ir eksperimentinio tyrimo rezultatus.

Tyrimo metodika

Matavimas buvo atliktas naudojant skaitmeninį atrištų kanalų oscilografą Tektronix TPS 2024 (4.68(a) pav.) ir srovės matavimo reples Tektronix A622 (4.68(b) pav.). Oscilografo ekrane buvo stebimos apkrovos ir išėjimo filtro kondensatoriaus srovės. Matuota maksimali išėjimo

filtro kondensatoriaus srovė (4.76 pav.).



4.76 pav. Inverterio apkrovos srovė (violetinė) ir išėjimo filtro kondensatoriaus srovė (geltona), kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa $2,2 \mu\text{F}$, moduliacijos nešlio dažnis $4,4 \text{ kHz}$ ir apkrova 550 W

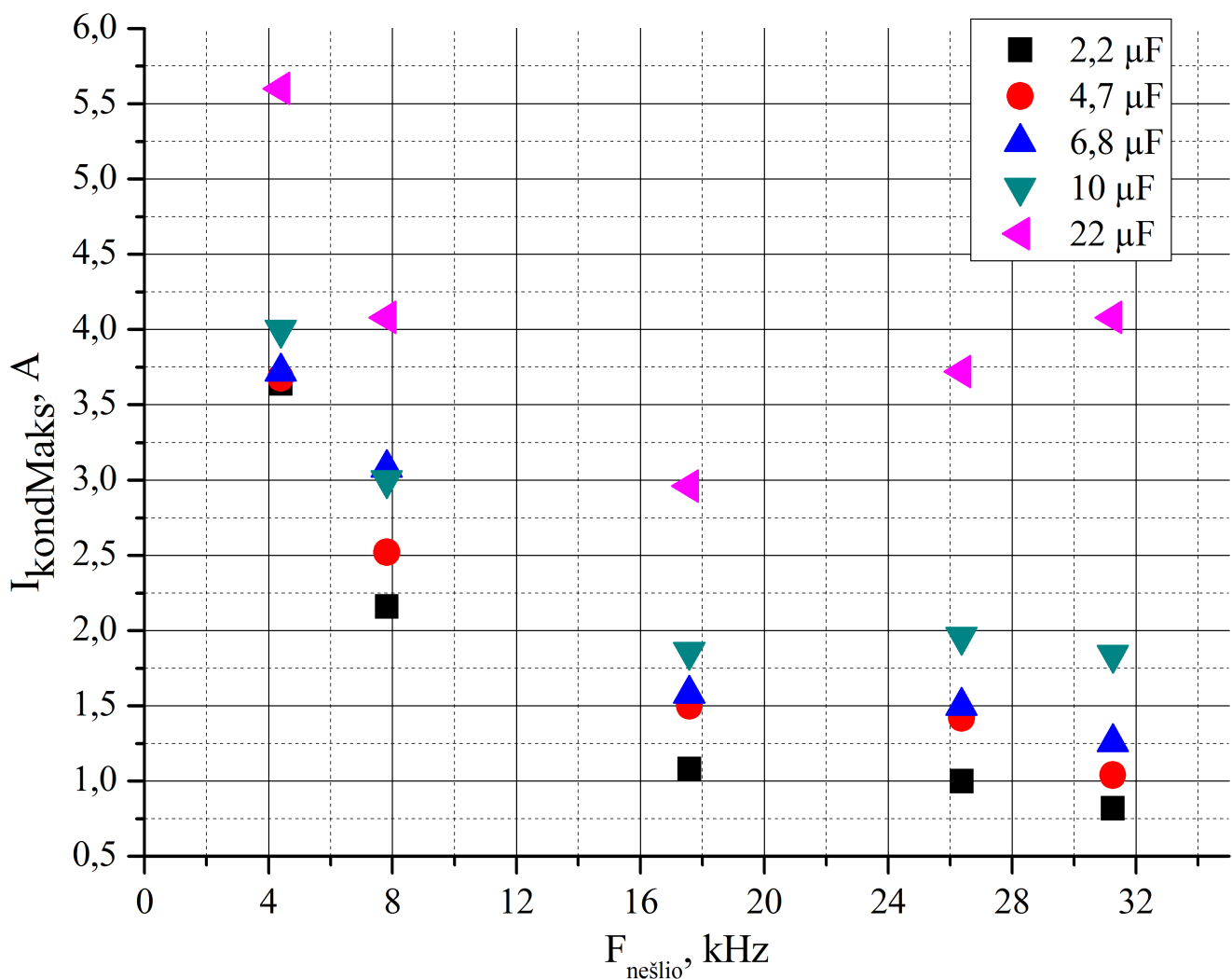
Gauti rezultatai keičiant moduliacijos nešlio dažnį ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpą pateikti 4.9 lentelėje ir 4.77 pav.

Tyrimo rezultatai

4.9 lentelė. Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus maksimalios srovės tyrimo rezultatai, kai kinta išėjimo filtro kondensatoriaus talpa ir moduliacijos nešlio dažnis, apkrova 550 W

$C, \mu\text{F}$	2,2	4,7	6,8	10	22
$F_{neš}, \text{kHz}$	$I_{kondMaks}, \text{A}$	$I_{kondMaks}, \text{A}$	$I_{kondMaks}, \text{A}$	$I_{kondMaks}, \text{A}$	$I_{kondMaks}, \text{A}$
4,4	3,64	3,68	3,72	4	5,6
7,8	2,16	2,52	3,08	3	4,08
17,6	1,08	1,5	1,58	1,86	2,96
26,4	1	1,42	1,5	1,96	3,72
31,3	0,82	1,04	1,26	1,84	4,08

Iš tyrimo rezultatų matyti, jog kaip ir modeliavime išėjimo filtro kondensatoriaus srovė tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio. Didėjant moduliacijos nešlio dažniui, išėjimo filtro kondensatoriaus srovė mažėja. Ši išvada galioja kondensatoriaus talpoms iki $10 \mu\text{F}$. Kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa yra didžiausia ($22 \mu\text{F}$), mažiausia kondensatoriaus srovė gauta esant $17,6 \text{ kHz}$ moduliacijos nešlio dažniui. Toliau didinant dažnį srovė didėja. Tai galima būtų paaiškinti nuotėkio srovės atsiradimu arba parazitinių reiškinių elementuose atsiradimu.



4.77 pav. Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus maksimalios srovės priklausomybės nuo moduliacijos nešlio dažnio ir išėjimo filtro kondensatoriaus talpos, kai apkrova 550 W

4.4 Skyriaus išvados

1. Modeliuojant buvo nustatyta, kad naudojant SPWM metodus inverterio su išėjimo filtru išėjimo įtampos harmoninis iškraipymas tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio: dažniui didėjant, harmoninis iškraipymas mažėja. Didžiausias harmoninis iškraipymas gautas esant mažiausiam moduliacijos nešlio dažniui (4,4 kHz) bei mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai (2,2 μF). Didesnė išėjimo filtro kondensatoriaus talpa sumažina išėjimo įtampos harmoninį iškraipymą. Kondensatoriaus talpa turi didžiausią įtaką, kai moduliacijos nešlio dažnis yra mažiausias. Mažiausias harmoninis iškraipymas (0,2-0,3 %) gautas esant 17,6 kHz moduliacijos nešlio dažniui. Esant šiam dažniui išėjimo filtro kondensatoriaus talpa praktiškai neturi įtakos išėjimo įtampos harmoniniam iškraipymui.
2. Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus srovė tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos signalo nešlio dažnio. Šiam dažniui didėjant, maksimali išėjimo filtro kondensatoriaus srovė mažėja. Tai galima paaiškinti tuo, jog didėjant moduliacijos signalo dažniui srovės impulsai nebespėja visiškai užkrauti išėjimo filtro kondensatoriaus. Esant žemam moduliacijos

dažniui srovės impulsai yra ilgos trukmės, todėl didžioji jų dalis krauna išėjimo filtro kondensatorių. Didėjant moduliacijos dažniui srovės impulsų trukmės mažėja, todėl mažėja ir maksimali jos vertė.

3. Eksperimentiniai tyrimai parodiė, kad išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio. Didžiausia droselio šerdies temperatūra (85°C) gauta esant žemiausiam moduliacijos nešlio dažniui ($4,4\text{ kHz}$) ir mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai ($2,2\text{ }\mu\text{F}$). Didėjant moduliacijos nešlio dažniui išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra mažėja. Mažiausia šerdies temperatūra ($22,5^{\circ}\text{C}$) gauta esant didžiausiam moduliacijos nešlio dažniui ($31,3\text{ kHz}$). Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra mažai priklauso nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos. Bendrai aukštesnės droselio šerdies temperatūros gautos esant didesnėms išėjimo filtro kondensatoriaus talpoms.
4. Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra nuo apkrovos praktiškai nepriklauso. Didžiausias temperatūrų skirtumas ($2,5^{\circ}\text{C}$), kai inverterio apkrova didinta nuo 0 W iki 550 W , gautas esant didžiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai ($22\text{ }\mu\text{F}$). Mažiausias temperatūrų skirtumas ($0,5^{\circ}\text{C}$) gautas esant mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai ($2,2\text{ }\mu\text{F}$).
5. Kaip ir modeliuojant, išėjimo filtro kondensatoriaus srovė tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio. Didėjant moduliacijos nešlio dažniui, išėjimo filtro kondensatoriaus srovė mažėja. Ši išvada galioja kondensatoriaus talpoms iki $10\text{ }\mu\text{F}$. Kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa yra didžiausia ($22\text{ }\mu\text{F}$), mažiausia kondensatoriaus srovė gauta esant $17,6\text{ kHz}$ moduliacijos nešlio dažniui. Toliau didinant dažnį srovė didėja. Tai galima būtų paaiškinti nuotėkio srovės atsiradimu arba parazitinių reiškinių elementuose atsiradimu.

IŠVADOS

1. Didėjant elektros energijos gamybai iš alternatyviųjų šaltinių nuolatinės srovės keitiklių, keičiančių nuolatinę įtampą į nuolatinę arba į kintamąją, poreikis didėja. Jie yra nuolatos tobulinami panaudojant naują elementinę bazę ir naujus sprendimus.
2. Priklausomai nuo paskirties yra naudojami žeminantysis, aukštinantysis ir žeminantysis-aukštinantysis nuolatinės srovės keitikliai. Jie gali veikti nepertraukto ir pertraukto srovės laidumo darbo režimais.
3. Vienfazei kintamajai įtampai formuoti iš nuolatinės įtampos naudojami pusės arba viso tiltelio topologijos įtampos inverteriai, kurių išėjime formuojamas impulsinis signalas su impulsų pločio moduliavimu (angl. *PWM - Pulse-Width Modulation*).
4. Įtampai inverterio išėjime formuoti naudojamas nešlio signalo sinusis (SPWM), stačiakampės moduliacijos arba harmonikų šalinimo (SHEPWM) impulsų pločio moduliacijos metodai. Aukštesniųjų harmonikų slopinimui inverterio išėjime būtina naudoti žemųjų dažnių filtrą.
5. Modeliuojant buvo nustatyta, kad naudojant SPWM metodus inverterio su išėjimo filtru išėjimo įtampos harmoninis iškraipymas tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio: dažniui didėjant, harmoninis iškraipymas mažėja. Didžiausias harmoninis iškraipymas gautas esant mažiausiam moduliacijos nešlio dažniui (4,4 kHz) bei mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai (2,2 μF). Didesnė išėjimo filtro kondensatoriaus talpa sumažina išėjimo įtampos harmoninį iškraipymą. Kondensatoriaus talpa turi didžiausią įtaką, kai moduliacijos nešlio dažnis yra mažiausias. Mažiausias harmoninis iškraipymas (0,2-0,3 %) gautas esant 17,6 kHz moduliacijos nešlio dažniui. Esant šiam dažniui išėjimo filtro kondensatoriaus talpa praktiškai neturi įtakos išėjimo įtampos harmoniniam iškraipymui.
6. Inverterio išėjimo filtro kondensatoriaus srovė tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos signalo nešlio dažnio. Šiam dažniui didėjant, maksimali išėjimo filtro kondensatoriaus srovė mažėja. Tai galima paaiškinti tuo, jog didėjant moduliacijos signalo dažniui srovės impulsai nebespėja visiškai užkrauti išėjimo filtro kondensatoriaus. Esant žemam moduliacijos dažniui srovės impulsai yra ilgos trukmės, todėl didžioji jų dalis krauna išėjimo filtro kondensatorių. Didėjant moduliacijos dažniui srovės impulsų trukmės mažėja, todėl mažėja ir maksimali jos vertė.
7. Eksperimentiniai tyrimai parodė, kad išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio. Didžiausia droselio šerdies temperatūra (85 °C) gauta esant žemiausiam moduliacijos nešlio dažniui (4,4 kHz) ir mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai (2,2 μF). Didėjant moduliacijos nešlio dažniui išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra mažėja. Mažiausia šerdies temperatūra (22,5 °C) gauta esant didžiausiam moduliacijos nešlio dažniui (31,3 kHz). Išėjimo filtro droselio šerdies

temperatūra mažai priklauso nuo išėjimo filtro kondensatoriaus talpos. Apskritai aukštesnės droselio šerdies temperatūros gautos esant didesnėms išėjimo filtro kondensatoriaus talpoms.

8. Išėjimo filtro droselio šerdies temperatūra nuo apkrovos praktiškai nepriklauso. Didžiausias temperatūrų skirtumas ($2,5\text{ }^{\circ}\text{C}$), kai inverterio apkrova didinta nuo 0 W iki 550 W , gautas esant didžiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai ($22\text{ }\mu\text{F}$). Mažiausias temperatūrų skirtumas ($0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$) gautas esant mažiausiai išėjimo filtro kondensatoriaus talpai ($2,2\text{ }\mu\text{F}$)
9. Kaip ir modeliuojant, išėjimo filtro kondensatoriaus srovė tiesiogiai priklauso nuo moduliacijos nešlio dažnio. Didėjant moduliacijos nešlio dažniui, išėjimo filtro kondensatoriaus srovė mažėja. Ši išvada galioja kondensatoriaus talpoms iki $10\text{ }\mu\text{F}$. Kai išėjimo filtro kondensatoriaus talpa yra didžiausia ($22\text{ }\mu\text{F}$), mažiausia kondensatoriaus srovė gauta esant $17,6\text{ kHz}$ moduliacijos nešlio dažniui. Toliau didinant dažnį srovė didėja. Tai galima būtų paaiškinti nuotėkio srovės atsiradimu arba parazitinių reiškinių elementuose atsiradimu.

Rezultatų taikymas

Gauti tyrimo rezultatai panaudoti Pusslaidininkų fizikos institute kuriant $1,5\text{ kW}$ galios keitiklį saulės elementų jėgainėms.

Tolimesni tyrimai

Tolimesnių tyrimų metu bus kuriamas algoritmas ir valdymo sistema su grįžtamoju ryšiu inverterio išėjimo įtampos valdymui.

Literatūra

- Akagi, H. (1998). The state-of-the-art of power electronics in japan. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 13(2):345 –356.
- AMIDON, Inc. (2007). Cores for dc chokes and ac line filters. Technical report, Santa Ana, USA.
- Bird, J. O. (2003). *Electrical Circuit Theory and Technology*. Newnes, Oxford, 3rd edition.
- BTM Consult ApS (2009). World market update 2008. international wind energy development. Technical report, Denmark.
- Cha, H. and Vu, T.-K. (2010). Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. pages 1659 –1665.
- Energy Information Administration (2008). International energy outlook 2008. Technical report, Office of Integrated Analysis and Forecasting, U.S. Department of Energy, Washington, USA.
- Erickson, R. W. and Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, Kluwer Academic Publishers, second edition.
- Espinoza, J., Joos, G., Guzman, J., Moran, L., and Burgos, R. (2001). Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 48(1):71 –81.
- Europos Parlamentas (2001). 2001/77/eb: 2001 Europos Parlamento ir tarybos direktyva dėl elektros energijos, pagamintos iš atsinaujinančių energijos išteklių, rėmimo vidaus elektros rinkoje. Europos Sąjungos oficialus leidinys. Technical report, ES, Briuselis.
- Hava, A., Sul, S.-K., Kerkman, R., and Lipo, T. (1999). Dynamic overmodulation characteristics of triangle intersection pwm methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(4):896–907.
- Holtz, J. (1992). Pulsewidth modulation-a survey. *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, pages 11 –18 vol.1.
- Horowitz, P. and Hill, W. (1989). *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, Cambridge, 2nd edition.
- International Energy Agency (2006). World energy outlook 2006. Technical report, Paris, France.
- Ismail, B., Taib, S., Saad, A., Isa, M., and Hadzer, C. (2006). Development of a single phase spwm microcontroller-based inverter. In *IEEE International Power and Energy Conference 2006. PECon '06.*, pages 437–440, Putra Jaya.

- Lietuvos Respublikos Ūkio ministerija (2007). Lietuvos respublikos pranešimas pagal 2001 m. rugsėjo 27 d. europos parlamento ir tarybos direktyvos 2001/77/eb dėl elektros energijos, pagamintos iš atsinaujinančių energijos išteklių rėmimo vidaus elektros rinkoje 3 ir 5 straipsnio reikalavimus. Technical report, Lietuvos Respublikos Ūkio ministerija, Vilnius, Lietuva.
- Lietuvos Respublikos Seimas (2007). Nutarimas dėl nacionalinės energetikos strategijos patvirtinimo nr. x-1046. Technical report, Vilnius, Lietuva.
- Luo, F. L. and Ye, H. (2004). *Advanced DC/DC Converters*. CRC Press, Boca Raton, London, New York, Washington, D.C., first edition.
- Mazda, F. (1998). *Power Electronics Handbook*. Newnes, Oxford, 3rd edition.
- Mohan, N., Undeland, T. M., and Robbins, W. P. (1995). *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 2nd edition.
- Neacsu, D. O. (2006). *Power-Switching Converters: Medium and High Power*. CRC Press, London, 1st edition.
- Nicol, D. J. (2009). An objective comparison of powder core materials for inductive components with selected design examples. Technical report, MICROMETALS, Inc., La Palma Avenue, Anaheim, California, USA.
- Pleskas, S. (2007). *Antriniai elektros maitinimo šaltiniai. Mokomoji knyga*. Vilnius.
- Rashid, M. H. (2006). *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications*. Academic Press, 2nd edition.
- Rendusara, D. and Enjeti, P. (1998). An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dv/dt at the motor terminals in pwm drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(6):1135–1143.
- Shepherd, W. and Zhang, L. (2004). *Power Converter Circuits*. Marcel Dekker, Inc., New York, Basel, first edition.
- United Nations Framework Convention on Climate Change (2008). Annual compilation and accounting report for annex b parties under the kyoto protocol. Technical report, Poznan, Poland.
- Vilemas, J. (2009). Lietuvos energetika po 2009 m. *Mokslas ir technika*.
- Wells, J., Nee, B., Chapman, P., and Krein, P. (2005). Selective harmonic control: a general problem formulation and selected solutions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(6):1337–1345.

PRIEDAI