

Aleksandrs Bubovičs

BATERIJU SALĀGOJOŠIE DAUDZLĪMEŅU PĀRVEIDOTĀJI

Promocijas darba kopsavilkums



RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Datorzinātnes, informācijas tehnoloģijas un enerģētikas fakultāte
Industriālās elektronikas, elektrotehnikas un enerģētikas institūts

Aleksandrs Bubovičs

Doktora studiju programmas “Elektrotehnoloģiju datorvadība” doktorants

BATERIJU SALĀGOJOŠIE DAUDZLĪMEŅU PĀRVEIDOTĀJI

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs
profesors *Dr. sc. ing.*
IĻJA GALKINS

RTU Izdevniecība
Rīga 2025

Bubovičs, A. Bateriju salāgojošie daudzlīmeņu pārveidotāji. Promocijas darba kopsavilkums. Rīga: RTU Izdevniecība, 2025. 49 lpp.

Publicēts saskaņā ar promocijas padomes “RTU P-14” 2025. gada 14. marta lēmumu, protokols Nr. 04030-9.12/5.

Promocijas darbs izstrādāts ar Eiropas Savienības Atveseļošanas un noturības mehānisma atbalstu projekta Nr. 5.2.1.1.i.0/2/24/I/CFLA/003 “Konsolidācijas un pārvaldības izmaiņu ieviešana Rīgas Tehniskajā universitātē, Liepājas Universitātē, Rēzeknes Tehnoloģiju akadēmijā un Latvijas Jūras akadēmijā un Liepājas Jūrniecības koledžā virzībai uz izcilību augstākajā izglītībā, zinātnē un inovācijās” akadēmiskās karjeras doktorantūras grantu ietvaros (granta ID: 1015).



Vāka attēls ģenerēts ar *openAI DALL-E/ChatGPT 4.0*.

<https://doi.org/10.7250/9789934371745>

ISBN 978-9934-37-174-5 (pdf)

PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS ZINĀTNES DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2025. gada 30. maijā plkst. 14 RTU konferenču un sporta centra “Ronīši” Konferenču zālē, Klapkalnciemā, Engures novadā.

OFICIĀLIE RECENZENTI

Asociētais profesors *Dr. sc. ing.* Jānis Zaķis,
Rīgas Tehniskā universitāte

Asociētais profesors *Ph. D. Carlos Roncero-Clemente*,
Ekstremaduras Universitāte, Spānija

Vecākais pasniedzējs *Ph. D. Indrek Roasto*,
Tallinas Tehnoloģiju universitāte, Igaunija

APSTIPRINĀJUMS

Apstiprinu, ka esmu izstrādājis šo promocijas darbu, kas iesniegts izskatīšanai Rīgas Tehniskajā universitātē zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai. Promocijas darbs zinātniskā grāda iegūšanai nav iesniegts nevienā citā universitātē.

Aleksandrs Bubovičs (paraksts)

Datums:

Promocijas darbs ir sagatavots kā tematiski vienota zinātnisko publikāciju kopa. Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, tajā ir ievads, piecas nodaļas, secinājumi, literatūras saraksts, 49 attēli, piecas tabulas, 11 pielikumi, kopā 70 lappuses, neieskaitot pielikumus. Literatūras sarakstā ir 104 nosaukumi.

SATURS

IEVADS.....	5
Motivācija un konteksts	5
Galvenā hipotēze un darba uzdevumi	5
Hipotēze	5
Darba mērķis un uzdevumi	6
Pētījuma metodes un paņēmieni	6
Zinātniskā novitāte	6
Praktiskā īstenošana	7
Pētījumu rezultātu aprobācija	7
SAĪSINĀJUMU SARAKSTS	10
1. BATERIJU IZMANTOŠANA MODERNAJĀS TEHNOLOĢIJĀS	11
1.1. Elektroķīmisko enerģijas uzkrājēju attīstība	11
1.2. Bateriju izmantošanas motivācija	12
1.3. Bateriju salāgojošo pārveidotāju konfigurācijas	13
2. DAUDZLĪMEŅU PĀRVEIDOTĀJU KLASISKO TOPOLOĢIJU ANALĪZE	15
2.1. MLC ar neitrālā punkta atdalīšanu	16
2.2. MLC ar kondensatoru atdalīšanu	17
2.3. MLC ar neatkarīgiem avotiem	18
3. ZEMAS FREKVENCES KOMUTATORA IZMANTOŠANAS SPĒKA ELEKTRONIKAS PĀRVEIDOTĀJOS ANALĪZE	21
3.1. Neizolētās topoloģijas	22
3.2. Izolētās topoloģijas	23
4. MLC AR NEATKARĪGIEM AVOTIEM UN ZEMFREKVENCES KOMUTATORU	25
4.1. Darbības novērtējums	25
4.2. Zemfrekvences komutatora ietekmes uz pārveidotāja zudumiem novērtējums	26
4.3. Vispārējais topoloģiju salīdzinājums ar derīguma funkciju	31
5. DAUDZLĪMEŅU PĀRVEIDOTĀJI AR NEATKARĪGIEM AVOTIEM UN HIBRĪDO MODULĀCIJU	35
5.2. Daudzlīmeņu pārveidotāji ar hibrīdo modulāciju pielietojumā ar līdzsprieguma slodzēm	35
5.3. Daudzlīmeņu pārveidotāji ar neatkarīgiem avotiem un hibrīdo modulāciju pielietojumā ar maiņsprieguma slodzēm	38
SECINĀJUMI	41
LITERATŪRAS SARAKSTS	43

IEVADS

Motivācija un konteksts

Mūsdienās elektroķīmiskās baterijas tiek uzskatītas par vienu no izplatītākām, drošiem un ērti lietojamiem elektriskās enerģijas uzkrājējiem. Baterijas tiek izmantotas vairākās sfērās – personīgās mobilitātes transportlīdzekļos (tajā skaitā arī elektromobiļos, rehabilitācijas transportlīdzekļos utt.), sadzīves elektroierīcēs, mobilajās elektronikas ierīcēs (piemēram, telefonos, planšetdatoros, portatīvajos datoros, robotos putekļsūcējos u. c.), kā arī dažādās citās sfērās, ieskaitot akumulatoru enerģijas uzkrāšanas sistēmas. Energoelektronikas pārveidotāji ir tādu sistēmu neatņemama daļa. Tie tiek izmantoti, lai savienotu bateriju ar slodzi, jo pat tad, ja baterijas un slodzes spriegumi ir salīdzināmi, baterijas spriegums mainās laika gaitā un ir atkarīgs no baterijas uzlādes stāvokļa, kā arī no baterijas “veselības stāvokļa” (angļu val. *State of health*). Turklāt pastāv arī maiņsprieguma slodzes, piemēram, maiņsprieguma dzinēji/generatori un maiņsprieguma tīkls, un šajā gadījumā spriegumi un strāvas ir jāpārveido, lai iegūtu nepieciešamo amplitūdu, frekvenci, fāzi un dažreiz arī harmoniku koeficientu.

Pirmā pārveidotāju grupa, ko var izmantot bateriju un maiņsprieguma slodzi salāgošanai, ir neizolētas topoloģijas, ko var iedalīt viena posma pārveidotājos (efektīvi strādā vienā darba punktā) un divu posmu pārveidotājos (ar lielāko labas efektivitātes diapazonu). Otrā pārveidotāju grupa bateriju salāgošanai ir izolētie pārveidotāji, kas pēc definīcijas ir divu posmu. Lielāko šo topoloģiju daļu var izmantot tikai bateriju un slodzi salāgošanai, taču tos nevar izmantot bateriju balansēšanai, ko var uzskatīt par trūkumu.

Daudzlīmeņu pārveidotāji ir trešā pārveidotāju grupa, ko izmanto bateriju un maiņsprieguma slodzi savienošanai. Daudzlīmeņu pārveidotāji topoloģiski ir saderīgi ar baterijām, kas sastāv no vairākām virknē savienotām bateriju šūnām. Starp visām daudzlīmeņu pārveidotāju topoloģijām daudzlīmeņu pārveidotājiem ar neatkarīgiem avotiem piemīt dabiskā (bez papildu shēmām) ieejas avotu (bateriju) balansēšanas spēja, tādējādi šai topoloģijai ir augsts potenciāls izmantošanai ar baterijām. Tomēr daudzlīmeņu pārveidotājiem ar neatkarīgiem avotiem ir arī trūkumi, piemēram, liels aktīvo un nevadāmo slēdžu skaits, kas pieaug, palielinoties līmeņu skaitam, kas rada lielākus vadāmības zudumus un sarežģītāku vadību. Tāpēc klasiskās daudzlīmeņu pārveidotāju topoloģijas modifikāciju atklāšana un īstenošana, kas samazinātu slēdžu skaitu, saglabājot klasiskās topoloģijas priekšrocības, būtu svarīgs uzdevums. Tas uzlabotu daudzlīmeņu pārveidotāju parametrus, palielinātu šo pārveidotāju īstenošanu bateriju sistēmās, kā arī paplašinātu bateriju izmantošanas iespējas.

Galvenā hipotēze un darba uzdevumi

Hipotēze

Kombinējot zemfrekvences komutatoru ar neatkarīgiem sprieguma avotiem, kas tiek saslēgti atbilstoši daudzlīmeņu struktūrai, tādējādi veidojot baterijas salāgojošo pārveidotāju,

dod iespēju samazināt pārveidotāja slēdžu skaitu un kopējos zudumus, saglabājot oriģinālās konfigurācijas priekšrocības.

Darba mērķis un uzdevumi

Darba mērķis ir analizēt eksistējošās daudzlīmeņu pārveidotāju topoloģijas un piedāvāt to jaunās efektivitātes un vadības sarežģītības ziņā priekšrocīgākas daudzlīmeņu pārveidotāju konfigurācijas, saglabājot klasisko daudzlīmeņu struktūru konfigurācijas.

1. Analizēt daudzlīmeņu pārveidotāju topoloģijas un to darbības principus trūkumu un uzlabošanas iespēju noteikšanai.
2. Analizēt zemfrekvences komutatoru topoloģijas un to lietojumus.
3. Sintezēt baterijas salāgojošos pārveidotājus, kombinējot zemfrekvences komutatoru ar daudzlīmeņu pārveidotāju ar neatkarīgiem avotiem.
4. Analizēt iegūto daudzlīmeņu pārveidotāju, lietojot hibrīdo (līmeņu un impulsa platuma) modulāciju.

Pētījuma metodes un paņēmieni

Galvenā pētījuma metode ir datu vākšana un analīze. Dati daļēji iegūti no eksperimentiem, daļēji – no matemātiskām un datorsimulācijām, dažkārt (īpaši ievadā) – no esošajiem informācijas avotiem.

Aprēķiniem, matemātiskai modelēšanai, datu apstrādei un iegūto rezultātu attēlojumam izmantoti *MS Excel* un *Matlab*. *Matlab-Simulink* izmantots simulāciju modeļu izveidei, *LTspice* – sākotnēju simulāciju izveidei. *Altium Designer* izmantots kā pamatinstruments spiesto plašu izstrādei, retos gadījumos tika lietotas *EasyEDA* un *KiCad EDA*.

Testēšanai, atklādošanai un eksperimentālai pārbaudei laboratorijas apstākļos izmantots laboratorijas aprīkojums, kas tika speciāli pielāgots katram eksperimentam: osciloskopi (*RIGOL DS4012*, *Tektronix TDS 1024B-EDU*); barošanas avoti (*TTi EX752M*, *EA-PS 8032-10 T*); termālo attēlu kamera (*Fluke Ti450*); dažādi multimetri; jaudas analizators (*PPA5530*). Atklādošanai noteiktos darba posmos tika izmantots ciparu oscilokops, signālu ģenerators un loģiskais analizators *Analog Discovery*.

Darba gaitā tika izmantoti vairāki *C2000* saimes mikrokontrolleri (*F28027* un *F28379D*), kā arī *RP2040* mikrokontrollers. *Code Composer Studio*, *Pycharm* un *Matlab* spraudnis *C2000* mikrokontrolleru saimei tika izmantoti mikrokontrolleru programmēšanai un atklādošanai.

Zinātniskā novitāte

1. Piedāvātas vairākās jaunas daudzlīmeņu pārveidotāja ar neatkarīgiem avotiem konfigurācijas, ieskaitot jaunu daudzlīmeņu pārveidotāju ar neatkarīgiem avotiem, zemfrekvences komutatoru un hibrīdo modulāciju.
2. Piedāvāta avotu balansēšanas viena sinusa perioda laikā metode daudzlīmeņu pārveidotājiem ar neatkarīgiem avotiem.

3. Piedāvāta jauna sistēma un metode līdzsprieguma uzkrājēja un maiņsprieguma tīkla salāgošanai, patenta pieteikums LVP2023000064.
4. Piedāvāts jauns regulējama LED gaismekļa vairāku izeju draiveris, patenta pieteikums LVP2023000103.

Praktiskā īstenošana

Pētījumi tika īstenoti vairākos nacionālos un starptautiskos pētījumu projektos.

1. Eiropas Reģionālā Attīstības Fonda (ERAF) projekts vienošanās Nr. 1.1.1.1/16/A/147 “Elektrisko, informācijas un materiālu tehnoloģiju izstrāde un izpēte zema ātruma rehabilitācijas transportlīdzekļiem personām ar īpašām vajadzībām”.
2. Baltijas Pētniecības programmas projekts, finansējums – Eiropas Ekonomikas Zonas un Norvēģijas 2014–2021 finanšu instrumenta grants, vienošanās EMP474 “Optimizētas dzīvojamo māju akumulatoru enerģijas uzkrāšanas sistēmas (ORBES)”, programmas pirmais (Igaunijas) uzsaukums.
3. Latvijas Zinātnes padomes projekts “Ortopēdiskās rehabilitācijas transportlīdzekļu elektrisko piedziņu vieda termiskā pārvaldīšana to drošuma palielināšanai un funkcionalitātes uzlabošanai”, projekta No. Izp-2020/2-0390.
4. Eiropas Reģionālā attīstības fonda (ERAF) projekts “Siltumcilpu un siltumcauruļu izstrāde un izpēte apgaismošanas ierīču funkcionālo un ekspluatācijas iespēju uzlabošanai”, vienošanās Nr. 1.1.1.1/20/A/079, Latvijas pasākums 1.1.1.1 “Praktiskas ievirzes pētījumi”.

Pētījumu rezultātu aprobācija

Kopumā ir 29 publikācijas un divi patenti. Deviņas publikācijas un divi patenti, kā arī divi vēl nepublicētie raksti ir saistīti ar promocijas darba tēmu. Nākamās deviņas publikācijas un divi patenti apkopoti promocijas darbā.

- I. Galkin, I. A.; Blinov, A.; Vorobyov, M.; **Bubovich, A.**; Saltanovs, R.; Peftitsis, D. Interface Converters for Residential Battery Energy Storage Systems: Practices, Difficulties and Prospects. *Energies* 2021, 14, 3365. <https://doi.org/10.3390/en14123365>.
- II. **A. Bubovich**, M. Vorobyov, I. Galkin, A. Blinov and A. Giannakis, “Overview of Bidirectional Unfolding Converters for Battery Energy Storage Systems”, 2022 IEEE 13th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Kiel, Germany, 2022, pp. 1–7, doi: 10.1109/PEDG54999.2022.9923093.
- III. Vēl nepublicēts raksts “Multilevel Unfolding Converter with Independent Sources: Proof of Concept”, kas tiks iesniegts publikācijai *MDPI Energies* žurnālā 2025. gada maijā.
- IV. Vēl nepublicēts raksts “Evaluation of Smooth Waveform Regulation in Multilevel Converters with Unfolding Stage”, iesniegts dalībai *AIEEE 2025* konferencē.

- V. **A. Bubovich**, V. Parinova, I. Galkin and A. Giannakis, “Initial Evaluation of Multilevel Converter with Unfolding Stage and Voltage Regulators for applications in BESSs”, 2022 18th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC), Tallinn, Estonia, 2022, pp. 1–5, doi: 10.1109/BEC56180.2022.9935611.
- VI. **A. Bubovich**, M. Vorobyov, I. Galkin and T. Dovudon, “Quality Evaluation of Jointly Used Modular Multilevel Converters and Battery Energy Storages”, 2021 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE), 2021, pp. 144–151, doi: 10.1109/EDPE53134.2021.9604102.
- VII. **A. Bubovich**, M. Vorobyov, A. Blinov and D. Peftitsis, “Peculiarities of Multilevel Power Electronic Converters for Interfacing Battery Energy Storages with AC Loads”, 2020 IEEE 8th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), 2021, pp. 1–4, doi: 10.1109/AIEEE51419.2021.9435798.
- VIII. **A. Bubovich**, M. Vorobyov and A. Giannakis, “Initial Evaluation of a Multilevel Inverter with Unfolding Stage for BESS Applications”, 2021 IEEE 9th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), 2021, pp. 1–4, doi: 10.1109/AIEEE54188.2021.9670386.
- IX. **A. Bubovich**, I. Galkin “Evaluation of Optimal Switching of Modular Multilevel Inverter with Independent Voltage Sources”. In: 2020 IEEE 61st International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2020): Conference Proceedings, Latvia, Riga, 5–7 November, 2020. Piscataway: IEEE, 2020, pp. 1–4.
- X. Tetervenkoks, O.; Galkin, I.; **Bubovich, A.** Considerations on Practical Implementation of Current Source Mode Single-Inductor Multiple-Output LED Driver. *Electronics* 2024, 13, 54. <https://doi.org/10.3390/electronics13010054>.
- XI. Galkin, I. A.; Saltanovs, R.; **Bubovich, A.**; Blinov, A.; Peftitsis, D. Considerations on Combining Unfolding Inverters with Partial Power Regulators in Battery–Grid Interface Converters. *Energies* 2024, 17, 893. <https://doi.org/10.3390/en17040893>.
- XII. R. Saltanovs, I. Galkins, **A. Bubovičs**, A. Blinov, D. Peftitsis, SISTĒMA UN METODE LĪDZSPRIEGUMA UZKRĀJĒJA UN MAĪNSPRIEGUMA TĪKLA SALĀGOŠANAI. Latvijas patenta pieteikums Nr. LVP2023000064, patenta pieteikuma datums 12.07.2023.
- XIII. O. Tetervenkoks, I. Galkins, **A. Bubovičs**, REGULĒJAMA LED GAISMEKĻA VAIRĀKU IZEJU DRAIVERIS. Latvijas patenta pieteikums Nr. LVP2023000103, patenta pieteikuma datums 27.10.2023.

Ar promocijas darba tēmu saistītas publikācijas, kas netika iekļautas promocijas darbā:

1. **Bubovich**, I. Galkin, “Evaluation of Multilevel Inverter with Unfolding Stage and Voltage Regulators for BESS Applications”. In: Proceedings of the 21st International Symposium “Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III”, Estonia, Pärnu, 15–18 June, 2022. Tallinn: TalTech, 2022, pp. 57–58. ISBN 978-9949-83-859-2.

2. **Bubovich**, “Use of Multilevel Converters in Light Vehicles of Orthopedic Rehabilitation”, 2021 IEEE 62nd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2021, pp. 1–4, doi: 10.1109/RTUCON53541.2021.9711728.
3. **Bubovich**, “Evaluation of Opportunities of Balanced Discharge of Batteries in Cost Effective Assisting Powered Wheelchair”. In: Proceedings of the 19th International Symposium “Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III”, Estonia, Tartu, 14–17 January, 2020. Tallinn: TalTech, 2020, pp. 135–136. ISBN 978-9949-83-518-8.
4. **Bubovich**, “Evaluation of opportunities of balanced discharge of batteries in cost effective assisting powered wheelchair”, 2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2019), Riga, 2019.

SAĪSINĀJUMU SARAKSTS

AC	maiņstrāva (angļu val. <i>Alternating Current</i>)
BESS	akumulatoru enerģijas uzkrāšanas sistēma (angļu val. <i>Battery Energy Storage System</i>)
CCS	pastāvīgās strāvas avots (angļu val. <i>Constant Current Source</i>)
CR	strāvas regulators (angļu val. <i>Current Regulator</i>)
CSM	strāvas avota režīms (angļu val. <i>Current Source Mode</i>)
DAB	divvirzienu aktīvais tilts (angļu val. <i>Dual Active Bridge</i>)
DC	līdzstrāva (angļu val. <i>Direct Current</i>)
EMC	elektromagnētiskā savietojamība (angļu val. <i>Electromagnetic Compatibility</i>)
HFHD	augstfrekvences harmoniku kropļojumi (angļu val. <i>High Frequency Harmonic Distortion</i>)
LA	svina-skābes (<i>akumulatoru tehnoloģija</i>) (angļu val. <i>Lead-Acid</i>)
LED	gaismas diode (angļu val. <i>Light Emitting Diode</i>)
LFHD	zemfrekvences harmoniku kropļojumi (angļu val. <i>Low Frequency Harmonic Distortion</i>)
LR	gaismas plūsmas regulators (angļu val. <i>Light flux Regulator</i>)
MDS	maksimālais komutācijas laiks (angļu val. <i>Maximal Duration of Switching</i>)
MLC	daudzlīmeņu pārveidotājs (angļu val. <i>Multilevel Converter</i>)
MOSFET	lauktranzistors ar izolētu aizvaru (angļu val. <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
PEV	<i>plug-in</i> elektriskais transportlīdzeklis (angļu val. <i>Plug-in Electric Vehicle</i>)
PWM	impulsa platuma modulācija (angļu val. <i>Pulse Width Modulation</i>)
RFB	oksidēšanas-reducēšanas plūsmas baterija (angļu val. <i>Redox Flow Battery</i>)
RGB	sarkans, zaļš un zils (aditīvs krāsas modelis) (angļu val. <i>Red, Green and Blue</i>)
SEPIC	angļu val. <i>Single-Ended Primary Inductor Converter</i>
SIMO	viena induktora – vairāku izeju (draiveris) (angļu val. <i>Single Inductor Multiple Output</i>)
SLLS	segmentēts LED gaismas avots (angļu val. <i>Segmented LED Light Source</i>)
SOC	baterijas uzlādes stāvoklis (angļu val. <i>State of Charge</i>)
VRB	vanadija oksidēšanas-reducēšanas baterija (angļu val. <i>State of Health</i>)

1. BATERIJU IZMANTOŠANA MODERNAJĀS TEHNOLOĢIJĀS

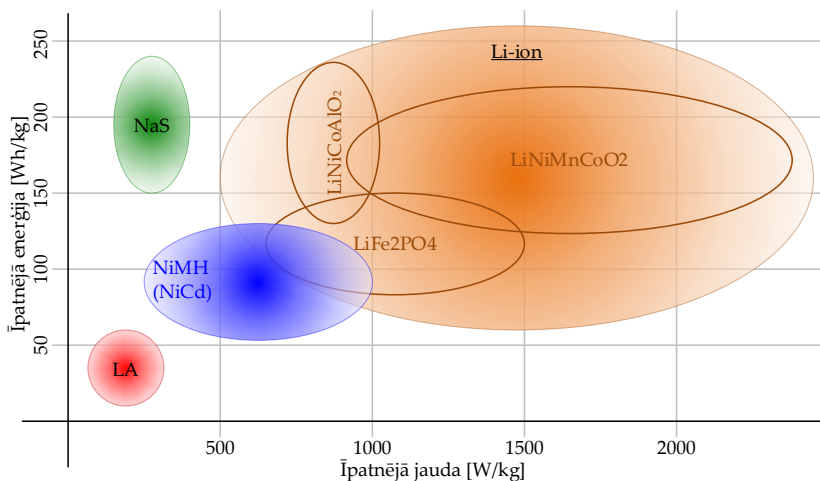
Ar šajā nodaļā atspoguļotajiem datiem saistīta autora I [1] un II [2] publikācija.

1.1. Elektroķīmisko enerģijas uzkrājēju attīstība

Intensīva elektroķīmisko enerģijas uzkrājēju attīstība sākās 20. gadsimta beigās un turpinās joprojām. Pieprasījums pēc portatīvām elektriskām ierīcēm, transportlīdzekļu tehnoloģijām un enrgosistēmām pastāvīgi pieaug, un šī iemesla dēļ jau zināmas akumulatoru bateriju elektroķīmiju tehnoloģijas ir “noslīpētas”, kā arī tirgū parādās jaunas akumulatoru tehnoloģijas. Mūsdienās nozīmīgākās akumulatoru tehnoloģijas ir [3], [4]: uzlabotas svina-skābes (*LA*), niķeļa-metāla hidrīda (*NiMH*), nātrija-sēru (*NaS*), dažādu veidu litija-jonu baterijas (*Li-ion*), kā arī oksidēšanas-reducēšanas plūsmas baterijas (*RFBs*), jo īpaši vanādija oksidēšanas-reducēšanas baterijas (*VRBs*) [4].

LA tehnoloģija, kas ir senākā, salīdzinot ar citām, ir vislētākā, turklāt tai ir arī diezgan augsta efektivitāte. Tomēr šīs tehnoloģijas galvenie trūkumi ir tādi, ka *LA* baterijām ir salīdzinoši zema īpatnējā enerģija un salīdzinoši zema ilgmūžība (zems uzlādes-izlādes ciklu skaits). Vēsturiski nākamo secīgo *NiMH* tehnoloģiju (*NiCd* aizstājēju) raksturo vidējā īpatnējā jauda, kā arī zema uzlādes-izlādes efektivitāte (aptuveni 65 %). *NaS* baterijām piemīt diezgan augsta īpatnējā enerģija, energoefektivitāte un kalpošanas laiks (attiecīgi 90 % un 4000 cikli [4]). Taču galvenais *NaS* bateriju trūkums ir salīdzinoši augsta darbības temperatūra, kas nozīmē, ka tām ir nepieciešama termiskā pārvaldība. Šis fakts daudzos gadījumos un lietojumos padara šo tehnoloģiju nepraktisku. Mūsdienās visstraujāk attīstītā akumulatoru tehnoloģija ir *Li-ion*. *Li-ion* baterijām piemīt augsta īpatnējā enerģija, īpatnēja jauda, ilgs kalpošanas laiks (līdz 10 000 cikliem), augsta energoefektivitāte (līdz 95 %), kas tiek sasniegts par saprātīgu cenu. Tas padara šo tehnoloģiju piemērotu izmantošanai portatīvajos elektroierīcēs, elektriskajos transportlīdzekļos, māsasaimniecību enrgosistēmās un pat enerģijas pārvades sistēmās [5]. Tomēr *Li-ion* bateriju specifiskie parametri ir atkarīgi no atbilstošās ķīmijas veida, un visas priekšrocības parasti nav koncentrētas vienā ierīcē. Visbeidzot, *RFB*, un īpaši *VRB*, ir bateriju tehnoloģija, kas izmanto oksidēšanas-reducēšanas reakciju, kas rodas caur membrānu starp diviem šķidrumiem. Šķidrumi tiek pumpēti membrānai (kas padara *RFB* līdzīgus degvielas šūnām), kur šķidrumi ir ķīmiski atjaunojami. Šo tehnoloģiju galvenā priekšrocība ir to potenciāli bezgalīgais dzīves cikls.

Ir jāpiemin, ka modernās baterijas nav tikai galvanisko elementu virknes slēgums. Baterijas bieži ietver balansēšanas, pārvaldības un aizsardzības elektroniskās sistēmas, ka arī dažos gadījumos pat lādētāju. Tāpēc šīs baterijas var uzskatīt par kompleksiem enerģijas blokiem tūlītējai lietošanai [6]–[8]. 1.1. attēlā redzams dažādu tirgū pieejamo bateriju salīdzinājums.



1.1. att. Tīrģū pieejamo bateriju Īpatnējā enerģija un Īpatnējā jauda.

1.2. Bateriju izmantošanas motivācija

Attīstoties elektroniskajām tehnoloģijām, pēdējās desmitgadēs vērojama strauja portatīvo elektronisko ierīču izaugsme. Primārais šīs izaugsmes iemesls ir tas, ka portatīvas elektroniskās ierīces tiek plaši izmantotas ikdienas dzīvē, sākot no mazjaudas ierīcēm, piemēram, kabatas lukturiem, TV tālvadības pultīm, svariem, pulksteņiem, un beidzot ar jaudīgākiem iekārtām, piemēram, klēpj datoriem, planšet datoriem, robotu putekļsūcējiem utt.

Bateriju izmantošana transportā

Viena no mūsdienu globālām sabiedrības un likumdošanas tendencēm nacionālā un starptautiskā līmenī ir prasība samazināt fosilā kurināmā patēriņu [9], [10]. Tas attiecas arī uz transporta tehnoloģijām. Attiecībā uz sauszemes transportlīdzekļiem, tas nozīmē *plug-in* elektrisko transportlīdzekļu (*PEV*) (gan elektromobiļu, gan hibrīdautomobiļu) plašāku izmantošanu gan sabiedriskajā, gan privātajā sektorā. Publikācijās [11], [12] tiek ziņots par izmaksu ziņā efektīvām vairāku simtu voltu baterijām, kas ir domātas lietojumam elektromobiļos. Publikācijās [13]–[16] tiek apsvērtas *PEV* uzkrāšanas sistēmas un to lietojums kā daļa no elektroapgādes sistēmas. Turpmākā enerģijas uzkrājēju attīstība padara tos par ērtāk izmantojamiem arī lielākā sauszemes transportā – galvenokārt publiskajā transportā [17], [18].

Baterijas tiek izmantotas arī ūdens transportlīdzekļos, pirmkārt, mazākos ūdens transporta līdzekļos – laivās, jahtās, ūdens autobusus utt. Piemēram, publikācijā [19] Venēcijas ūdenstransporta elektrifikācija tiek uzskatīta par veiksmīgu enerģijas uzkrājēju izmantošanu ūdens transportā. Tajā pašā laikā attiecībā uz lielākiem kuģiem enerģijas uzkrājēju nozīme mainās laika gaitā. Lai gan agrākajās jūras energosistēmu konfigurācijās tradicionālā maiņsprieguma tīkla stabilizācijai un enerģijas plūsmu stabilizācijai tika izmantotas augstsprieguma baterijas [20], [21], mūsdienu sistēmās tiek ņemta vērā arī visa kuģa piedziņas sistēmu nomaņas uz elektrisko piedziņu iespēja [21], [22].

Bateriju izmantošana elektroapgādes sistēmās

Prasība samazināt fosilā kurināmā patēriņu [9], [10] attiecas arī uz elektroenerģijas sadales un elektroapgādes tīkliem. Elektroapgādes sistēmām tas nozīmē, ka fosilā kurināmā sadedzināšana ir jāaizstāj ar atjaunojamās enerģijas ražošanu. Savukārt atjaunojamās enerģijas ražošanas galvenās īpašības vairākas.

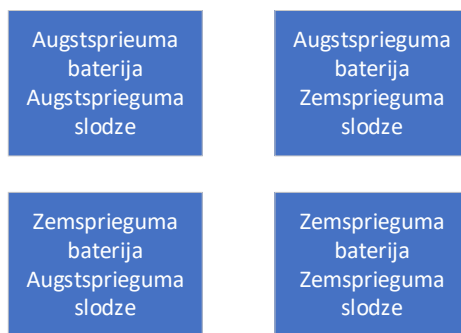
- Nevienmērīgs ražošanas profils – atjaunojamie enerģijas avoti neatkarīgi no to veida parasti nenodrošina pastāvīgu jaudu. Saules paneļu enerģijas ražošana ir atkarīga no saules izstarojuma un mainās dienas laikā, kā arī ir atkarīga no mākoņiem, saules paneļu izvietojuma, gadalaika un Saules aktivitātes. Vēja turbīnu saražotā enerģija ir atkarīga no vēja stipruma, kas ir unikāls katrā vietā, var mainīties, mainoties gadalaikiem, kā arī neregulāro laikapstākļu dēļ. Hidroturbīnu un viļņu turbīnu elektroenerģijas ģenerācija ir atkarīga no ūdens daudzuma, kas ir sezonālo un globālo laika apstākļu izmaiņu ilgtermiņa funkcija.
- Pat vienā atjaunojamās enerģijas avotu grupā pastāv dažādas jaudas un dažāda veida enerģijas avoti. Piemēram, saules paneļu jauda ir atkarīga no konkrētas mājaimniecības īpašuma un finansiālajām spējām.
- Atjaunojamo energoresursu sadales daudzveidība – atkarībā no enerģijas operatora konkrētajiem ekonomiskajiem apstākļiem un politikas šie avoti var būt lokalizēti dažādās vietās.

Kopumā tas padara atjaunojamās enerģijas ražošanu mazāk stabilu un uzticamu. Šīs, kā arī dažas citas problēmas [23]–[28] var atrisināt ar akumulatoru enerģijas uzkrāšanas sistēmām (*BESS*). Elektroapgādes tīklos *BESS* funkcijas ir līdzīgas, bet specifiskākas. Cenas kompensācija mūsdienās ir atkarīga no enerģijas tirdzniecības, kā arī enerģijas ražošanas izlīdzināšana attiecas ne tikai uz atjaunojamiem enerģijas avotiem, bet arī no tīkla patērētās jaudas izlīdzināšana pasargā elektrosadales iekārtas. Turklāt *BESS* sadales tīklos var veikt tīkla pakalpojumu funkcijas – sprieguma un frekvences regulēšanu un tīkla pārstāvēšanu elektroenerģijas atslēgšanās laikā [24], [29]. *BESS* parametru izvēle ir atkarīga no vairākiem faktoriem [30] – standartiem, jaudas zudumiem, sprieguma, savietojamības ar tīri aktīvām slodzēm, lielākās daļas pieejamo *PEV* sprieguma.

1.3. Bateriju salāgojošo pārveidotāju konfigurācijas

Visos lietojumos, kas aprakstīti 1.2. apakšnodaļā, energoelektronikas pārveidotājs ir būtiska daļa. Pārveidotāja topoloģijas izvēle pārsvarā ir atkarīga no baterijas un slodzes konfigurācijas. 1.2. attēlā redzamas bateriju un slodžu iespējamās konfigurācijas.

Energoelektronikas pārveidotāja topoloģijai ir jābūt izvēlētai atbilstoši baterijas un slodzes konfigurācijai. Ņemot vērā to, ka, īpaši lietojumā elektroapgādes tīklos, baterijai ir jābūt ne tikai izlādētai, bet arī uzlādētai, ir saprātīgi sašaurināt visu pārveidotāju topoloģiju dažādību līdz divvirzienu pārveidotājiem.



1.2. att. Bateriju un slodžu iespējamās konfigurācijas.

Ja baterijas un slodzes spriegumi ir salīdzināmi, tad var izmantot neizolētās topoloģijas. Šīs topoloģijas var iedalīt viena posma pārveidotājos (augstākā efektivitāte, taču efektīvi strādā tikai vienā punktā) un divu posmu pārveidotājos (maksimālā efektivitāte ir zemāka, taču ir plašāks efektīvās darbības diapazons). Ja baterijas un slodzes spriegumi ievērojami atšķiras, tad ir jāizvēlas izolētās topoloģijas. Tādu topoloģiju piemērs ir divvirzienu aktīvais tilts (angļu val. *Dual Active Bridge, DAB*). 1.1. tabulā apkopoti divvirzienu pārveidotāju piemēri, enerģijas uzkrājēja īpašības un pārveidotāju īpatnības.

1.1. tabula

Divvirzienu bateriju salāgojošie pārveidotāji

Divvirzienu pārveidotājs		Enerģijas uzkrājēja īpašības	Topoloģijas īpatnības
Neizolētās topoloģijas	Neinvertējošs pazeminoši-paaugstinošs pārveidotājs	Zems spriegums Zema līdz vidējai jaudai	Vienkāršāka sprieguma regulēšana. Augstākā maksimālā efektivitāte, taču mazs augstas efektivitātes diapazons.
	<i>Ćuk</i> , <i>SEPIC</i> , <i>Zeta</i> pārveidotāji	Zems spriegums Zema jauda	
Izolētās topoloģijas	<i>DAB</i> pārveidotājs	Zems līdz vidējs spriegums Zema līdz vidēja jauda	“Mīkstās” komutācijas iespēja. Galvaniskā izolācija.
Daudzlīmeņu topoloģijas	Daudzlīmeņu pārveidotājs ar neatkarīgiem avotiem	Zems līdz augsts spriegums Zema līdz augsta jauda	Dabiskā bateriju balansēšana. Sarežģītāka vadība.

2. DAUDZLĪMEŅU PĀRVEIDOTĀJU KLASISKO TOPOLOĢIJU ANALĪZE

Ar šajā nodaļā atspoguļotajiem datiem saistīta autora I [1], VII [31] un IX [32] publikācija.

Daudzlīmeņu pārveidotāji (*MLC*) var tikt uzskatīti par īpaša veida viena posma pārveidotājiem, kas pārveido enerģiju no neatkarīgām baterijas šūnām. Atšķirībā no 1.3. apakšnodaļā minētam topoloģijām, kas vienmēr strādā ar konkrētu līdzsprieguma (*DC*) vērtību vai kuru ieejā ir visa baterija, *MLC* formē izejas raksturlīknes no dažādiem sprieguma līmeņiem, kas tiek iegūti tieši no baterijas. *MLC* priekšrocības ir zemāks harmoniku koeficients, zemāki komutācijas zudumi, kā arī zemāka elektromagnētiskā interference [33]. Pastāv trīs *MLC* pamattopoloģijas – *MLC* ar diožu neitrālā punkta atdalīšanu, *MLC* ar kondensatoru atdalīšanu un *MLC* ar neatkarīgiem avotiem.

MLC izejas raksturlīknes var būt veidotas vai nu ar līmeņu modulāciju (izejas raksturlīkne ir pakāpjveida un tiek veidota, pievienojot vai atņemot sprieguma līmeņus no raksturlīknes), vai arī ar impulsa platuma modulāciju (*PWM*).

Literatūrā ir sastopamas vairākas termina “līmenis” versijas daudzlīmeņu pārveidotājos. Viens variants – par līmeņiem sauc visus iespējamus sprieguma līmeņus (gan pozitīvos, gan negatīvos, gan 0 V). Citā variantā par līmeņiem tiek dēvēti tikai pozitīvie sprieguma līmeņi un 0 V. Te un turpmāk par līmeni tiek saukti tikai pozitīvie sprieguma līmeņi, neieskaitot 0 V.

Līmeņu modulācijas gadījumā s līmeņu **vienas** fāzes kaskādes izejas spriegumu var pierakstīt ar Furjē transformācijas palīdzību:

$$V(\omega t) = \frac{4V_g}{\pi} \sum_n [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_s)] \cdot \frac{\sin(n\omega t)}{n}, \quad (2.1)$$

kur V_g – avota ieejas spriegums;

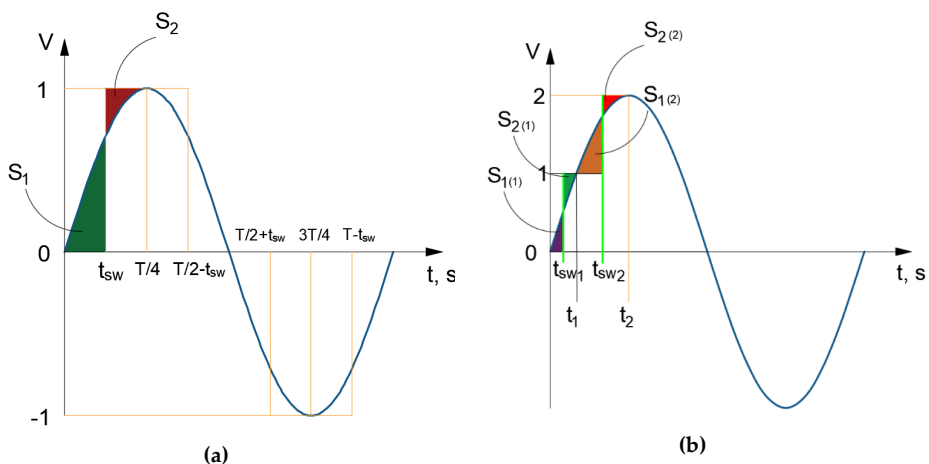
ω – leņķiskā frekvence;

$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s$ – līmeņu komutācijas leņķi.

Līmeņu komutācijas leņķi var tikt izvēlēti tā, lai harmoniku koeficients ir minimāls. Ja sinusoīda ar fāzes nobīdes leņķi φ , kas vienāds ar 0 radiāniem, amplitūdu, kas vienāda ar 1 V, un frekvenci $f = 1$ Hz ir pieņemta kā references signāls viena līmeņa sprieguma avota invertoram (vai vienkārši tranzistoru tiltam) un ja radiānu vietā uz x ass tiek pieņemts laiks sekundēs (kā redzams 2.1. a att.), tad komutācijas leņķu θ vietā būs komutācijaslaiks t_{sw} . Ņemot vērā to, ka sinusoīda ir simetriska, tiek apskatīta viena ceturtdaļa no references. Kā redzams 2.1. a attēlā, laika periodā no 0 līdz $T/4$ ir tikai viena komutācija, 2.1. a attēlā apzīmēts kā t_{sw} . Ja uz grafika uzzīmē $t = t_{sw}$, tad parādās divi laukumi – S_1 un S_2 , kas atspoguļo ģenerētā izejas sprieguma novirzi no references sinusoīdas. S_1 un S_2 var aprēķināt ar 1.2. un 1.3. formulu:

$$S_1 = \iint_{S_1} dt dV = \int_0^{t_x} dt \int_0^{\sin(\omega t)} dV, \quad (2.2)$$

$$S_2 = \iint_{S_2} dt dV = \int_{t_x}^{T/4} dt \int_{\sin(\omega t)}^1 dV. \quad (2.3)$$



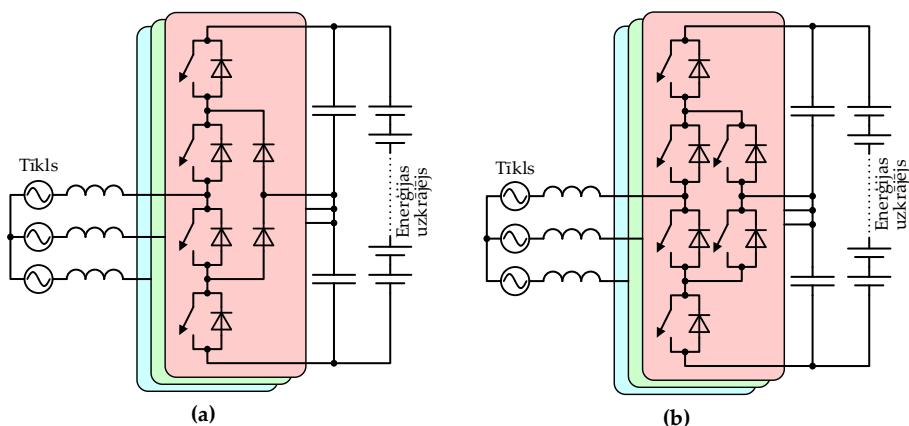
2.1. att. References sinusoīda: (a) viena līmeņa sprieguma avota invertoram; (b) divu līmeņu *MLC*.

Lai harmoniku koeficients būtu minimāls, S_1 un S_2 summai ir jābūt minimālai, un vienīgais parametrs, kas to ietekmē ir komutācijas laiks. Tie paši aprēķina principi ir izmantojami arī vairāku līmeņu pārveidotāju gadījumā. Aprēķina vienkāršošanai ir ērti pielāgot references sinusoīdas amplitūdu attiecīgi *MLC* līmeņu skaitam (amplitūda vienāda ar 2 gadījumā ar divu līmeņu pārveidotāju (2.1. b att.), amplitūda vienāda ar 3 – ar trīs līmeņu *MLC* utt.).

2.1. *MLC* ar neitrālā punkta atdalīšanu

MLC ar neitrālā punkta atdalīšanu (vēl viens topoloģijas nosaukums ir *MLC* ar diožu atdalīšanu) pirmo reizi tika aprakstīta 1981. gadā (*A. Nabae, I. Takashi un H. Akagi* [34]). Šajā topoloģijā, lai sadalītu ieejas līdzspriegumu dažādos līmeņos, tiek izmantoti kondensatori. Spriegums uz katru slēdzi ir ierobežots līdz kondensatora spriegumam ar diodes palīdzību. Šīs topoloģijas galvenā priekšrocība, salīdzinot ar citām topoloģijām, ir augstā efektivitāte. Tomēr ir arī daži trūkumi – spēka diožu skaits ir kvadrātiski atkarīgs no līmeņu skaita, kas padara šo topoloģiju grūti lietojamu gadījumā, ja līmeņu skaits ir liels [35]. Vēl viens šīs topoloģijas trūkums – ir nepieciešama kondensatoru balansēšana. 2.2. a attēlā redzams *MLC* ar neitrālā punkta atdalīšanu. Šīs topoloģijas izmantošana enerģijas uzkrāšanas sistēmās ir atspoguļota rakstā [36]. Publikācijā [37] aprakstīts *MLC* ar neitrālā punkta atdalīšanu, lai to izmantotu kā tīklam pievienotas *BESS* sistēmas maiņstrāvas posmu.

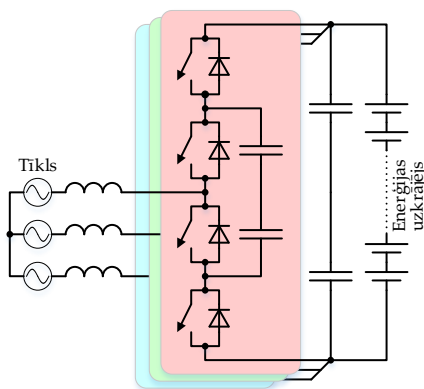
MLC ar neitrālā punkta atdalīšanu pārveidotājam ir viens paveids – *MLC* ar aktīvo neitrālā punkta atdalīšanu (2.2. b att.). Galvenā topoloģijas priekšrocība – papildu slēdži ļauj sadalīt jaudas zudumus starp slēdžiem vienmērīgāk. Turklāt papildu slēdži ļauj nodrošināt 0 V izejā, izmantojot vairākus ceļus. Publikācijā [38] aprakstīts *MLC* ar neitrālā punkta atdalīšanu un *MLC* ar aktīvo neitrālā punktu atdalīšanu izmantošanai enerģijas uzkrāšanas sistēmās.



2.2. att. *MLC* ar neitrālā punkta atdalīšanu: (a) trīsfāžu *MLC* ar diožu atdalīšanu; (b) trīsfāžu *MLC* ar aktīvo neitrālā punkta atdalīšanu.

2.2. *MLC* ar kondensatoru atdalīšanu

MLC ar kondensatoru atdalīšanu pirmo reizi aprakstīja *Thierry A. Meynard* un *Henri Foch* 1992. gadā [39]. Galvenā atšķirība starp *MLC* ar diožu atdalīšanu un *MLC* ar kondensatoru atdalīšanu ir tāda, ka diožu vietā tiek izmantoti kondensatori, veidojot “kāpņu” struktūru, kur viena kondensatoru pleca spriegums atšķiras no cita kondensatoru pleca sprieguma vienai fāzei. 2.3. attēlā redzams *MLC* ar kondensatoru atdalīšanu.



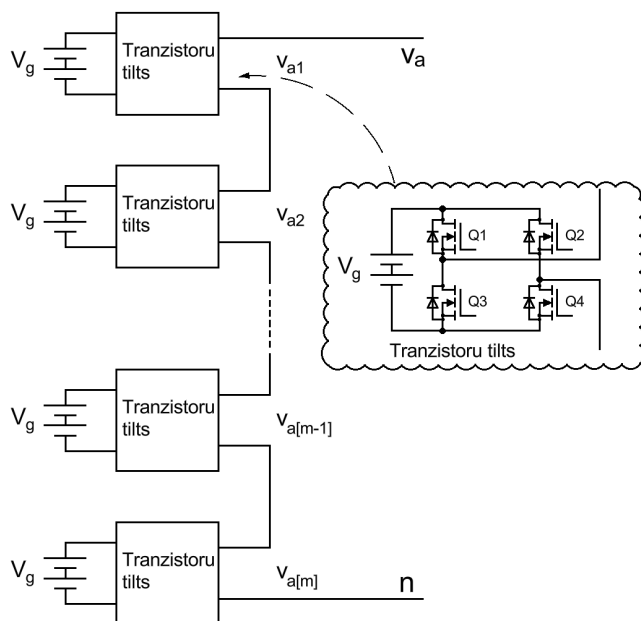
2.3. att. Trīsfāžu *MLC* ar kondensatoru atdalīšanu.

Šīs topoloģijas priekšrocība – ja līmeņu skaits to atļauj, nepieciešamā izejas sprieguma amplitūda var tikt ģenerēta pie vairākām slēdžu kombinācijām. Līdzīgi kā *MLC* ar diožu atdalīšanu, šai topoloģijai ir trūkums – liels izmantoto kondensatoru skaits padara šo topoloģiju nepraktisku, īpaši gadījumā, ja tilpums ir ierobežots.

2.3. *MLC* ar neatkarīgiem avotiem

MLC ar neatkarīgiem avotiem gadījumā vienas fāzes kaskāde sastāv no vairākiem virknē saslēgtiem vienfāzes pilniem tranzistoru tiltiem ar neatkarīgiem līdzsprieguma avotiem tiltu ieejās [40]. Ņemot vērā to, ka avoti ir neatkarīgi, šai topoloģijai ir priekšrocības, lai to izmantotu ar baterijām, jo tranzistoru tilta moduļi var tikt “ieslēgti” neatkarīgi, kas nozīmē to, ka šajā gadījumā bateriju balansēšana notiek dabiski. Vēl viena šīs topoloģijas priekšrocība ir modulārais izpildījums, kas ļauj samazināt ražošanas izmaksas. Taču šai topoloģijai ir arī zināmi trūkumi – sarežģītāka vadība un liels slēdžu skaits strāvas ceļā (kas pieaug, palielinoties līmeņu skaitam).

2.4. attēlā redzama *MLC* ar neatkarīgiem avotiem struktūrskāme. Katrs tranzistoru tilts var ģenerēt trīs izejas spriegumus: $+V_g$ (slēdži Q1 un Q4 ir ieslēgti); 0 V (slēdži Q1 un Q2 vai Q3 un Q4 ir ieslēgti); $-V_g$ (slēdži Q2 un Q3 ir ieslēgti), kur V_g ir avota spriegums.



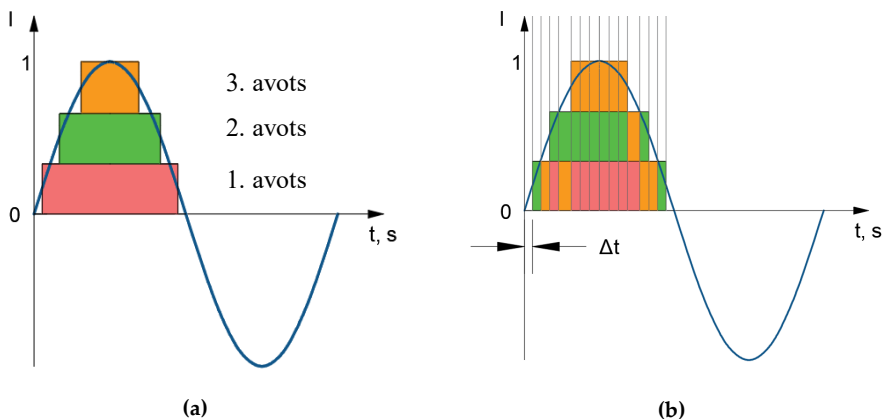
2.4. att. Vienfāzes *MLC* ar neatkarīgiem avotiem.

Kā iepriekš minēts, galvenā topoloģijas priekšrocība ir neatkarīga virknē saslēgto apakšmoduļu (klasiskajā izpildījumā – tranzistoru tiltu) darbība, kas ļauj balansēt baterijas, kas kalpo kā avoti.

Baterijas uzlādes stāvoklis (*SOC*) var tikt definēts kā daļa no baterijas atlikušās kapacitātes pret maksimālo (sākotnējo) kapacitāti [41]:

$$SOC = \frac{Real\ capacity}{Initial\ capacity}. \quad (2.4)$$

Ja apakšmoduļi darbojas bez ieejas avotu balansēšanas un avoti tiek pieslēgti pie izejas, balstoties pozīcijā, tad moduļu aktivācija izskatīsies tā, kā redzams 2.5. a attēlā.



2.5. att. Strāvas formēšana *MLC* ar neatkarīgiem avotiem: (a) ar nelīdzsvarotiem avotiem; (b) ar piedāvāto balansēšanas algoritmu.

Šo apakšmoduļu darbības rezultātā notiks avotu nevienmērīga izlāde. Lai uzlabotu avotu izlādi, ir piedāvāts balansēšanas algoritms.

Trīsfažu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem gadījumā, lai SOC_a , SOC_b un SOC_c ir uzlādes stāvokļa vidējā vērtība visām baterijām, kas kalpo kā tranzistoru tiltu avoti katrā no fāžu kaskādēm (attiecīgi a, b un c), m līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem SOC_a , SOC_b un SOC_c definē šādi:

$$\begin{aligned} SOC_a &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m SOC_{a,i}; \\ SOC_b &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m SOC_{b,i}; \\ SOC_c &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m SOC_{c,i}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Ja laiks ir sadalīts posmos Δt , tad katram Δt katras baterijas patērēto uzlādes daudzumu var aprēķināt, sareizinot strāvu ar Δt un atņemot no iepriekšējā stāvokļa, tādējādi iegūstot esošās bateriju uzlādes stāvokļa vērtības. Trīs līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem gadījumā uzlādes stāvokļu matrica izskatīsies šādi:

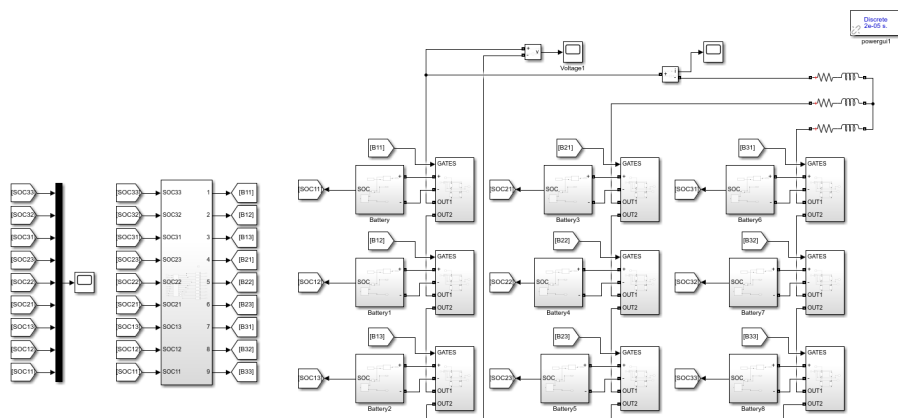
$$SOC = \begin{pmatrix} SOC_{a1} & SOC_{b1} & SOC_{c1} \\ SOC_{a2} & SOC_{b2} & SOC_{c2} \\ SOC_{a3} & SOC_{b3} & SOC_{c3} \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

Ja vienā no laika posmiem Δt visu bateriju SOC ir aprēķināts, tad apakšmoduļu ieslēgšanas secība un biežums var tikt nomainīti tā, lai baterijas ar lielāku SOC ir pieslēgtas pie izejas biežāk nekā baterijas ar mazāku SOC . Šīs metodes būtība redzama 2.5. b attēlā.

Katra laika posmā Δt tiek aprēķināta vidējā SOC un katras baterijas esošā uzlādes stāvokļa starpība, iegūstot ΔSOC matricu:

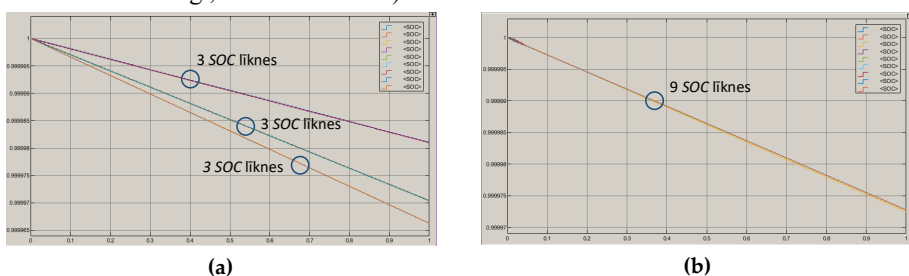
$$\Delta SOC = \begin{pmatrix} SOC_a - SOC_{a1} & SOC_b - SOC_{b1} & SOC_c - SOC_{c1} \\ SOC_a - SOC_{a2} & SOC_b - SOC_{b2} & SOC_c - SOC_{c2} \\ SOC_a - SOC_{a3} & SOC_b - SOC_{b3} & SOC_c - SOC_{c3} \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

ΔSOC ir jābūt minimālam, kas rezultē apakšmoduļu mijmaiņu, un biežāk tiks darbināti tieši tiek apakšmoduļi, kuriem būs lielāks SOC . ΔSOC tiek pārrēķināts katra Δt laikā. Metodes pārbaudei tika izstrādāts *Matlab-Simulink* trīs līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem modelis, kas redzams 2.6. attēlā.



2.6. att. *Simulink* trīsfāzu trīs līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem modelis.

Simulāciju rezultāti doti 2.7. attēlā, kur ir attēloti divi gadījumi – SOC izmaiņas laikā bez balansēšanas algoritma (2.7. a att.) un SOC izmaiņa laikā ar balansēšanas algoritmu (2.7. b att.). Bez balansēšanas algoritma baterijas ir izlādētas nevienmērīgi, kā redzams 2.7. a attēlā. Kad tiek lietots balansēšanas algoritms, SOC līknes formē vienu taisnu līniju, kas nozīmē to, ka avoti tiek izlādēti vienmērīgi, kā redzams 2.7.) attēlā.

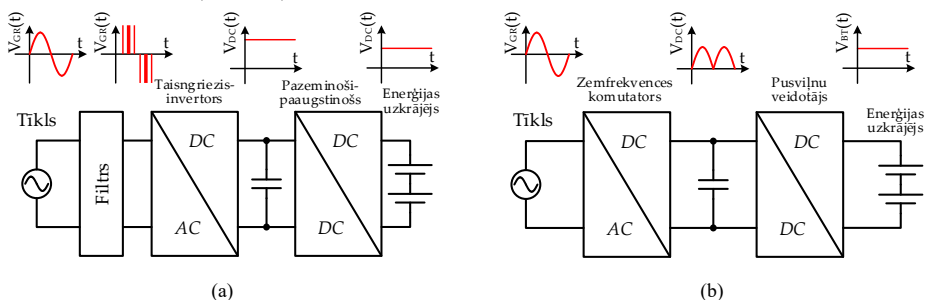


2.7. att. Bateriju SOC trīsfāzu trīs līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem: (a) bez avotu balansēšanas algoritma (b) ar piedāvāto balansēšanas algoritmu.

3. ZEMAS FREKVENCES KOMUTATORA IZMANTOŠANAS ANALĪZE SPĒKA ELEKTRONIKAS PĀRVEIDOTĀJOS

Ar šajā nodaļā atspoguļotajiem datiem saistīta autora II [2] un XI [42] publikācija un 12. patents.

Ņemot vērā lietojumu elektroapgādes tīklos un lietojumu ar maiņsprieguma slodzēm, ir jālieto invertors (*DC-AC* pārveidotājs). Runājot par divu posmu invertoriem, pastāv divas darbības alternatīvas (3.1. att.).



3.1. att. Tīkla saskarnes alternatīvas: (a) ar impulsa pārveidotāju; (b) ar zemfrekvences komutatoru.

3.1. a attēlā redzams gadījums, kad *DC-AC* posms darbojas impulsa režīmā, modulējot tīkla spriegumu atbilstoši tīkla sprieguma fāzei un nepieciešamai strāvai, savukārt *DC-DC* posms nodrošina stabilizētu spriegumu līdzsprieguma kopnē visos baterijas darba punktos. Šim gadījumam ir arī cita priekšrocība – stabils līdzsprieguma kopnes spriegums ļauj integrēt citus līdzsprieguma avotus un slodzes.

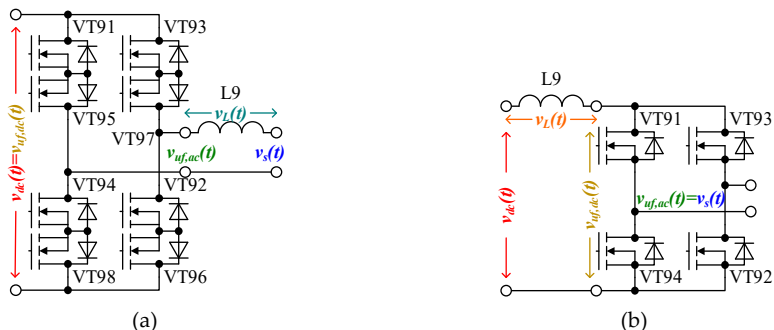
3.1. b attēlā redzams cits *DC-AC* posma darbības režīms. Šajā gadījumā *DC-DC* posms formē vienpolārus sinusa pusviļņus līdzsprieguma kopnē (formējot tā saukto virtuālo jeb kvazilīdzsprieguma kopni), savukārt *DC-AC* posms ar pareizo polaritāti komutē sinusa pusviļņus. Šajā gadījumā *DC-AC* posms nedarbojas reālā impulsa režīmā, bet komutē sinusa pusviļņus ar tīkla frekvenci, tāpēc *DC-AC* posmu šajā darbības režīmā var nosaukt par zemfrekvences komutatoru.

Zemfrekvences komutatora lietojums kā daļa no divu posmu invertora ļauj samazināt kopējos pārveidotāja zudumus. Ir zināms, ka lielākais tranzistora zudumu avots ir komutācijas zudumi. Ja tiek izmantots zemfrekvences komutators, tad *DC-AC* posma komutācijas zudumi ir minimāli un dažos gadījumos tos var pat neņemt vērā.

Zemfrekvences komutatoru veido komutācijas matrica, kas pārslēdzas pie tīkla frekvences, un spoles, kas kalpo kā strāvas formēšanas elements un kas var tikt lokalizēta zemfrekvences komutatora *DC* portā vai arī *AC* portā. Abi varianti redzami 3.2. attēlā.

Kad spole atrodas komutatora *AC* portā, spoles pirmais kontakts tiek pieslēgts pie tīkla, bet otrais spoles kontakts tiek pieslēgts pie līdzsprieguma kopnes, izmantojot zemfrekvences komutatoru. Šajā gadījumā spole darbojas ar maiņstrāvu un maiņspriegumu. Tā kā tīkla

spriegumam ir jābūt saskaņotam ar tīkla strāvu, kas tiek veidota spolē, tad spoles spriegumam ir jābūt ar $\pm 90^\circ$ nobīdi. Tādēļ spriegumam spoles pirmajā kontaktā (AC komutatora ports) ir jābūt nedaudz apsteidzošam baterijas uzlādes režīmā un nedaudz atpaliekošam baterijas izlādes režīmā, kā arī ar nedaudz lielāku amplitūdu, salīdzinot ar tīkla spriegumu spoles otrajā kontaktā. Tas nozīmē to, ka zemfrekvences pārveidotājam ir jābūt četru kvadrantu pārveidotājam, kas ir spējīgs vadīt strāvu abos virzienos pie sprieguma abām polaritātēm. Šī zemfrekvences komutatora konfigurācija redzama 3.2. a attēlā.



3.2. att. Zemfrekvences komutatora konfigurācijas: (a) ar strāvas formējošu spoli AC portā; (b) ar strāvas formējošu spoli DC portā.

Alternatīvā konfigurācijā strāvas formējošā spole atrodas komutācijas matricas DC portā. Spoles pirmais kontakts ir pievienots pie līdzsprieguma kopnes, savukārt otrajā komutators formē pussinusoidālu tīkla spriegumu. Spriegums uz spoles šajā gadījumā ir pussinusoidāls ar 90° nobīdi. Šajā konfigurācijā sprieguma polaritāte uz AC zemfrekvences komutatora porta vienmēr atbilst strāvas polaritātei. Tādējādi komutācijas matrica var būt vienkārši pilns tranzistoru tilts, kas redzams 3.2. b attēlā.

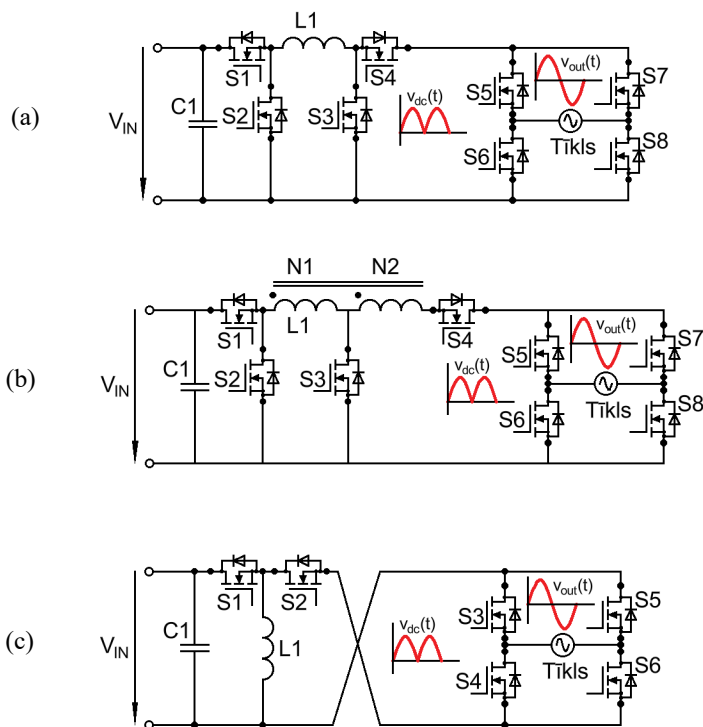
3.1. Neizolētās topoloģijas

Ir zināmi vairāki $DC-DC$ pārveidotāji, ko izmanto ar zemfrekvences komutatoru. Lielākā daļa no šīm topoloģijām tiek izmantota kā vienvirziena pārveidotāji, piemēram, saules paneļu sistēmās.

Publikācijās [43]–[45] ir aprakstīts pazeminoši-paaugstinošu pārveidotāju izmantošana saules paneļu sistēmās. Pazeminošais un paaugstinošais darba režīms kombinācijā ar zemfrekvences komutatoru ļauj regulēt spriegumu tīkla sprieguma vērtības sasniegšanai.

Publikācijā [46] ir izklāstīts pazeminoši-paaugstinoša pārveidotāja ar zemfrekvences komutatoru prognozējošās modeļa vadības simulācijas modelis. Publikācijās [47], [48] arī tiek aprakstīti pārveidotāju ar zemfrekvences komutatoru lietojums saules paneļu sistēmās. Rakstā [47] pazeminošais pārveidotājs ar zemfrekvences komutatoru ir īstenots zema profila mikroinvertora veidā. Raksts [48] fokusējas uz paaugstinošā pārveidotāja ar zemfrekvences komutatoru darbību ar lielu pastiprinājumu, turklāt aprakstītajā risinājumā zemfrekvences komutators strādā daļējā sinusa PWM modulācijas režīmā, kad spriegums ir jāsamazina.

Paaugstinoši-pazeminoša pārveidotāja piemērs ar integrētu zemfrekvences komutatoru (Olborgas invertors) ir aprakstīts publikācijās [49]–[51]. Rakstā [52] ir aprakstīts izolētā Čuk pārveidotāja ar zemfrekvences komutatoru lietojums kā diferenciālās jaudas pārveidotājs aviācijā. Aprakstītajā lietojumā zemfrekvences komutators atļauj četru kvadrantu pārveidotāja darbību. Publikācijā [53] ir aprakstīta uz pazeminoša pārveidotāja bāzes invertora ar zemfrekvences komutatoru darbības novērtējumu, kas tika būvēts Google “Little Box Challenge” ietvaros. Galvenā topoloģijas priekšrocība – pārveidotāja apjoma un sarežģītības samazināšana. 3.3. attēlā redzamas trīs neizolēto topoloģiju konfigurācijas ar zemfrekvences komutatoru.



3.3. att. Neizolētās topoloģijas ar zemfrekvences komutatoru: (a) paaugstinoši-pazeminošs pārveidotājs ar vienu spoli; (b) paaugstinoši-pazeminošs pārveidotājs ar spoli ar atzarojumiem; (c) krustojošais paaugstinoši-pazeminošs pārveidotājs ar vienu spoli.

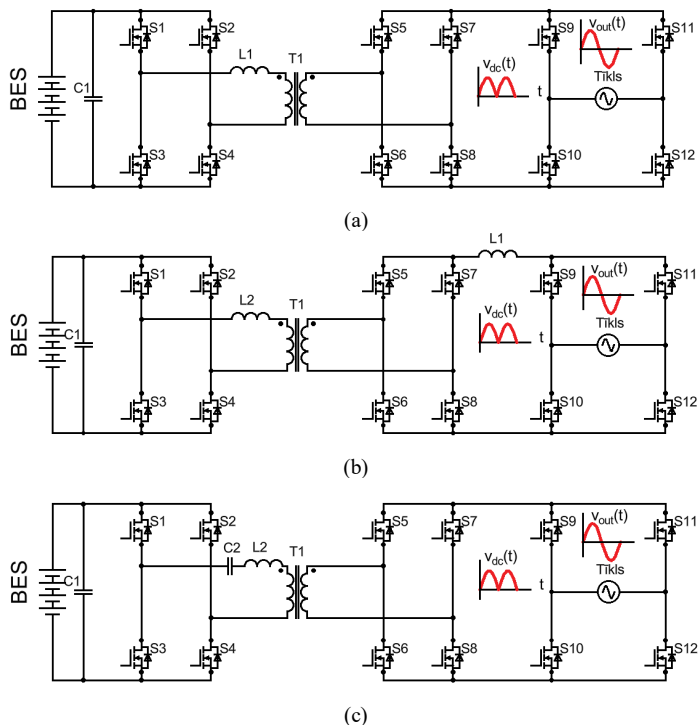
3.2. Izolētās topoloģijas

Runājot par divvirzienu pārviedotājiem, visvairāk aprakstīto izolēto topoloģiju ar zemfrekvences komutatoriem ir būvēti uz *DAB* pārveidotāja bāzes. *DAB* ir divvirzienu pārveidotājs, kas perfekti der lietojumā ar *BESS* [54], [55].

Visbiežāk *DAB* sastāv no diviem tranzistoru tiltiem, virknes induktora un augstfrekvences izolācijas transformatora (3.4. a att.). [54]–[62]. Galvenās *DAB* priekšrocības ir, pirmkārt,

galvaniskā atsaiste, otrkārt, nulles sprieguma slēdžu komutācijas iespēja, kas samazina pārveidotāja zudumus.

Pastāv divas *DAB* pamatkonfigurācijas – sprieguma avota un strāvas avota. Sprieguma avota *DAB* pārveidotāji tiek izmantoti vairākos lietojumos, galvenokārt tur, kur nepieciešama divvirzienu jaudas plūsma. Viena no vienkāršākajām *DAB* vadības metodēm ir fāzes nobīdes vadība [63]–[65]. Fāzes nobīdes vadības gadījumā abi tilti tiek darbināti ar vienādiem aizpildījuma koeficientiem, un jaudas plūsma tiek kontrolēta ar fāzes nobīdi starp tranzistoru tiltiem [66]. Fāzes nobīdes ar *PWM* kombinācija ļauj samazināt pārveidotāja zudumus, kā arī ļauj paplašināt darba diapazonu, kur var lietot nulles sprieguma slēdžu komutāciju [67], [68]. Strāvas avota *DAB* atšķiras ar to, ka ieejas portam tiek pievienota spole. Strāvas avota *DAB* pārveidotājam ir mazākas strāvas svārstības, mazāka cirkulācijas strāva, tiešā strāvas vadība un ir sprieguma paaugstināšanas iespēja. Pastāv arī virknes rezonanses *DAB* pārveidotāju [69], [70]. *LC* ķēde ir pievienota pie primārās transformatora ķēdes. Virknes rezonanses ķēde dod nulles strāvas komutācijas darbības iespēju, kas savukārt samazina arī zudumus. 3.4. attēlā redzamas trīs *DAB* pārveidotāju konfigurācijas ar zemfrekvences komutatoru.

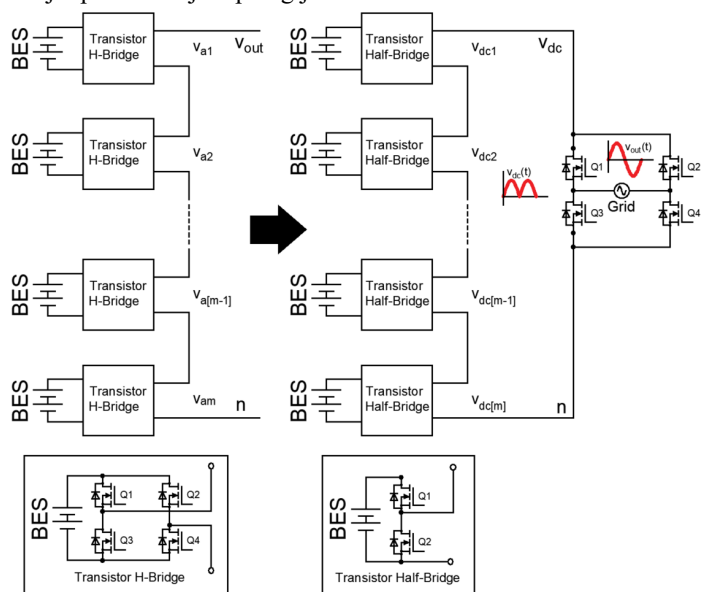


3.4. att. Izolētās topoloģijas ar zemfrekvences komutatoriem: (a) sprieguma avota *DAB*; (b) strāvas avota *DAB*; (c) virknes rezonanses *DAB*.

4. *MLC* AR NEATKARĪGIEM AVOTIEM UN ZEMFREKVENCES KOMUTATORU

Ar šajā nodaļā atspoguļotiem datiem saistīta autora II [2] un VIII [71] publikācija un vēl npublicētais III raksts.

Zemfrekvences komutatoru var arī kombinēt ar daudzlīmeņu pussinusoīdu veidotāju. Klasiskajā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem topoloģijā tiek pieņemts, ka daži tranzistoru tilta apakšmoduļi ir saslēgti virknē un tiek baroti no neatkarīgiem avotiem [72]. Zemfrekvences komutatora ieviešana šajā daudzlīmeņu struktūrā veicina bipolāru pārveidotāja darbību [71]. Struktūrā ieviešot zemfrekvences komutatoru *MLC* ar neatkarīgiem avotiem, virknē saslēgti tranzistoru tilti var tikt nomainīti uz tranzistoru pustiltiem, jo tagad ir nepieciešams sintezēt sinusa pusviļņus, nevis pilno sinusu, un virknē saslēgto apakšmoduļu bipolārā darbība nav nepieciešama. 4.1. attēlā redzama pāreja no vienas konfigurācijas (bez zemfrekvences komutatora) uz otru (ar zemfrekvences komutatoru). Kā redzams 4.1. attēlā, zemfrekvences komutators un daudzlīmeņu kaskādes vienkāršošana rezultē slēdžu samazinājumu strāvas ceļos, tādējādi vienkāršojot pārveidotāja topoloģiju.

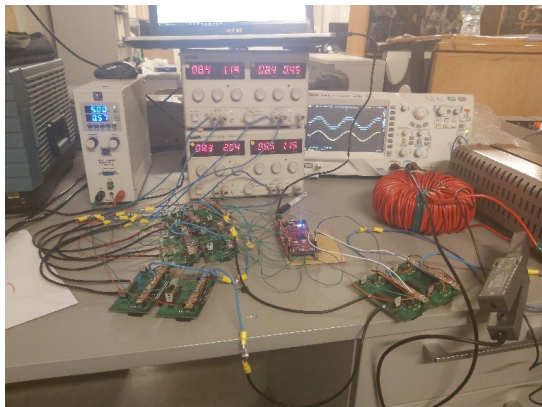


4.1. att. *MLC* bez un ar zemfrekvences komutatoru.

4.1. Darbības novērtējums

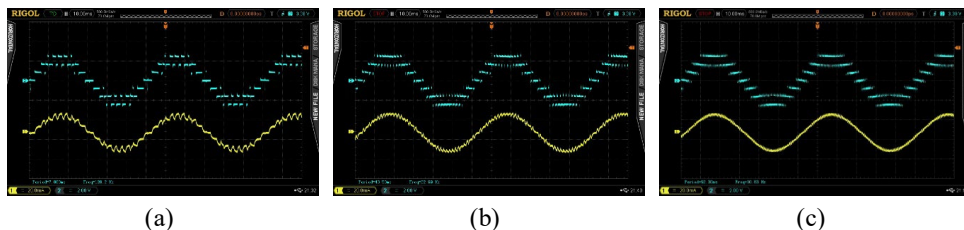
Lai novērtētu piedāvāto pārveidotāja topoloģiju, tika izstrādāts trīs līmeņu pārveidotāja fizikālais modelis. Tika izmantoti *IRF540* n-kanāla *MOSFET* tranzistori salīdzinoši zemās cenās un augstā drošuma dēļ. *HCPL-3120* optopāri tika izmantoti, lai vadītu *MOSFET* tranzistorus ar bipolāru spriegumu: +15 V loģiskam “1”; –15 V loģiskai “0”. Bipolārs spriegums tika nodrošināts, izmantojot *IR0515S* uz plātes montējamos barošanas avotus ar

ieejas spriegumu 5 V. *LAUNCHXL-F2837D* kontroleris no *Texas Instruments* tika izmantots kā pārveidotāja vadības mezgls. Tika izvēlēts 8,4 V apakšmoduļa ieejas spriegums, kas ir vienāds ar divu pilnīgi uzlādētu *18650* bateriju virknes slēguma spriegumu. Lai noslogotu pārveidotāju, *RL* slodze tika pievienota pārveidotāja izejā ($R = 16\ \Omega$, $L = 5\ \text{mH}$). Pārveidotāja fizikālais modelis redzams 4.2. attēlā.



4.2. att. *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru fizikālais modelis.

Rezultāti redzami 4.3. attēlā.



4.3. att. *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru izejas raksturlieknes (zilā krāsā – sprieguma raksturlieknes, dzeltenā krāsā – strāvas raksturlieknes): (a) ja *PWM* modulācijas frekvence ir 1 kHz; (b) ja *PWM* modulācijas frekvence ir 2 kHz; (c) ja *PWM* modulācijas frekvence ir 4 kHz.

Eksperimentālie rezultāti liecina par *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru korektu darbību. Virknē saslēgto pustiltu komutācijas frekvences ietekme uz izejas raksturliekņu kropļojumiem ir redzama – strāvas pulsācijas ir ievērojami augstākas, ja komutācijas frekvence ir 1 kHz, nekā gadījumā, ja komutācijas frekvence ir 4 kHz.

4.2. Zemfrekvences komutatora ietekmes uz pārveidotāja zudumiem novērtējums

Šajā apakšnodaļā aprakstīta zemfrekvences komutatora ietekme uz *MLC* ar neatkarīgiem avotiem. Šīs analīzes pamatā ir *MLC* ar neatkarīgiem avotiem ar un bez zemfrekvences komutatora matemātiskie modeļi. Klasiskā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem gadījumā virknē

saslēgto pilno tranzistoru tiltu izejas strāva ir sinusoidāla. Pilna tranzistoru tilta izejas spriegums ir vienāds ar $+V_{\text{bat}}$, 0 V un $-V_{\text{bat}}$ (V_{bat} – avota spriegums, tipiski baterija BESS lietojumos), un visas kaskādes izejas spriegums ir vienāds ar visu virknē saslēgtu tranzistoru tiltu izejas spriegumu summu. Ja tiek lietots zemfrekvences komutators, virknē saslēgti tranzistoru pustilti vada strāvas sinusa pusviļņus un katra pustilta izejas spriegums var būt vai nu baterijas spriegums, vai nu 0 V . Virknē saslēgti pustilti ģenerē vienpolārus pusviļņus, ko ar “pareizo” polaritāti komutē zemfrekvences komutators.

Iepriekš bija minēts, ka, kombinējot zemfrekvences komutatoru ar *MLC* ar neatkarīgiem avotiem, var sasniegt ne tikai topoloģijas vienkāršošanu, bet arī samazināt zudumus. Pārveidotāja zudumu vienkāršotai analīzei ir jāpieņem, ka:

- virknē savienotu apakšmoduļu spriegumi ir vienādi ar vienmērīgi sadalītā tīkla sprieguma daļu (t. i., trīs līmeņu pārveidotāja avota (baterijas) spriegums $V_{\text{bat}} = 325/3 \approx 108,33 \text{ V}$);
- *MOSFET* tranzistora sprieguma palielināšanas un sprieguma samazināšanas laiki ir vienādi un proporcionāli komutējamam spriegumam (t. i., tie ir nemainīgi);
- strāvas palielināšanas un strāvas samazināšanas laiki ir proporcionāli komutējamai strāvai;
- sprieguma/strāvas izmaiņas laiki ir vienādi pussinusoidas vidū pie maksimālās strāvas; šis parametrs ir apzīmēts kā maksimālais komutācijas laiks (*MDS*) un vienkāršības labad ir pieņemts 200 ns ;
- izteces-noteces ieslēgtā stāvokļa pretestība ir pieņemta vienāda ar $0,1 \Omega$;
- analizē ir apskatīts tikai baterijas izlādes režīms.

Vadāmības zudumi klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem

Klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem apakšmodulis sastāv no pilna tranzistoru tilta. Nepārtrauktās vadāmības režīmā katra tranzistoru tilta divi slēdži vienmēr vada pussinusaidālo strāvu. *MLC* ar neatkarīgiem avotiem m līmenim:

$$\begin{aligned} \Delta P_{FBMLC,c} &= m \cdot 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta p_c(t) dt = m \cdot 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} R_{Dson} \cdot (I_{s,m} \cdot \sin \theta)^2 d\theta = \\ &= m \cdot 2 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot R_{Dson} \cdot I_{s,m}^2 \cdot \frac{1}{2} \pi = m \cdot R_{Dson} \cdot I_{s,m}^2, \end{aligned} \quad (4.1)$$

kur $\Delta P_{FBMLC,c}$ – vadāmības zudumi klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem, W;
 m – līmeņu skaits;
 $\Delta p_c(t)$ – momentānie vadāmības zudumi, W;
 R_{Dson} – izteces-noteces ieslēgtā stāvokļa pretestība, Ω ;
 $I_{s,m}$ – tīkla strāvas maksimālā vērtība, A.

Komutācijas zudumi klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem

Runājot par komutācijas zudumiem *MLC* ar neatkarīgiem avotiem, var teikt, ka katrā laika momentā 1 pilns tranzistoru tilts strādā *PWM* režīmā (t. i., divi tranzistori pastāvīgi pārslēdzas). Komutācijas zudumus var aprēķināt, pieņemot trīstūrveida momentānās jaudas formu uz

slēdžiem komutācijas laikā. Ieslēgšanas un izslēgšanas pārejas maksimālie enerģijas zudumi ir sasniegti tīkla fāzei 90° , kad strāva ir maksimāla. Tranzistora pilnam tiltam:

$$E_{FB,sw,m} = 2 \cdot 2 \cdot \frac{V_{bat} \cdot I_{s,m} \cdot (t_{i,m} \cdot t_{v,m})}{2} = 2 \cdot V_{bat} \cdot I_{s,m} \cdot (t_{i,m} \cdot t_{v,m}) = 2 \cdot V_{bat} \cdot I_{s,m} \cdot MDS, \quad (4.2)$$

kur $E_{FB,sw,m}$ – tranzistora tilta maksimālie enerģijas zudumi pie fāzes 90° , J;
 V_{bat} – baterijas spriegums, V;
 $t_{i,m}$ – maksimālais strāvas palielināšanas/samazināšanas laiks, s;
 $t_{v,m}$ – maksimālais sprieguma palielināšanas/samazināšanas laiks, s;
 MDS – maksimālais komutācijas laiks, iepriekš definēts parametrs, s.

Un maksimālie jaudas zudumi ir vienādi ar:

$$\Delta P_{FB,sw,m} = 2 \cdot V_{bat} \cdot I_{s,m} \cdot \frac{MDS}{T_{sw}}, \quad (4.3)$$

kur $\Delta P_{FB,sw,m}$ – maksimālie tranzistoru tilta jaudas zudumi pie 90° fāzes, W.

Ņemot vērā to, ka strāvas izmaiņas laiki ir proporcionāli strāvai, kas ir pussinusoidāla pārējos punktos, ekvivalentie komutācijas zudumi tiek aprēķināti šādi:

$$\begin{aligned} \Delta P_{FB,sw,k} &= \frac{1}{T_{sw}} \cdot 2 \cdot 2 \cdot \frac{V_{bat} \cdot I_{sw,k} \cdot (t_{i,k} \cdot t_{v,k})}{2} = \frac{2}{T_{sw}} \cdot V_{bat} \cdot I_{s,m} \sin \theta_k \cdot (t_{i,m} \frac{I_{s,k}}{I_{s,m}} + t_v) = \\ &= \frac{2}{T_{sw}} \cdot V_{bat} \cdot I_{s,m} \cdot \sin \theta_k \cdot (t_{i,m} \cdot \sin \theta_k + t_v) = \frac{2 \cdot V_{bat} \cdot I_{s,m} \sin^2 \theta_k \cdot \frac{1}{2} MDS}{T_{sw}} + \\ &+ \frac{2 \cdot V_{bat} \cdot I_{s,m} \sin \theta_k \cdot \frac{1}{2} MDS}{T_{sw}} = \frac{V_{bat} \cdot I_{s,m} \cdot MDS}{T_{sw}} \cdot (\sin^2 \theta_k + \sin \theta_k), \end{aligned} \quad (4.4)$$

kur $\Delta P_{FB,sw,k}$ – pilna tranzistoru tilta ekvivalentie jaudas zudumi, W;
 T_{sw} – komutācijas periods, s;
 $I_{sw,k}$ – ekvivalentā komutējamā strāva, A;
 $t_{i,k}$ – ekvivalentais strāvas palielināšanas/samazināšanas laiks, s;
 $t_{v,k}$ – ekvivalentais sprieguma palielināšanas/samazināšanas laiks, s;
 $I_{s,k}$ – ekvivalentā tīkla strāva, A.

Tad klasiskā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem kopējie komutācijas zudumi ir vienādi ar:

$$\Delta P_{FBMLC,sw} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Delta P_{FB,sw,k}, \quad (4.5)$$

kur N – *PWM* periodu skaits.

Vadāmības zudumi daudzlīmeņu struktūrai *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru

Ņemot vērā to, ka *MLC* gadījumā ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru virknē savienotas daudzlīmeņu struktūras sastāv no pustiltiem, pustiltu gadījumā vadāmo slēdžu skaits katram apakšmodulim ir 1. Turklāt, ņemot vērā 4.1. formulu, *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru virknē savienotu pustiltu vadāmības zudumi ir šādi:

$$\Delta P_{HBMLC,c} = m \cdot 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta p_c(t) dt = \frac{m}{2} \cdot R_{DSon} \cdot I_{s,m}^2, \quad (4.6)$$

kur $\Delta P_{HBMLC,c}$ – *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru vadāmības zudumi, W.

Komutācijas zudumi daudzlīmeņu struktūrai *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru

Kā iepriekš minēts, klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem katram laika momentam 1 apakšmodulis strādā *PWM* režīmā. Tas pats ir attiecināms uz *MLC* ar neatkarīgiem avotiem, un pustiltu moduļu gadījumā divi tranzistori pastāvīgi pārslēdzas. *MLC* ar zemfrekvences komutatoru daudzlīmeņu struktūras komutācijas zudumi ir tādi paši, kā redzams 4.4. un 4.5. formulā:

$$\Delta P_{HB,sw,k} = \frac{V_{bat} \cdot I_{s,m} \cdot MDS}{T_{sw}} \cdot (\sin^2 \theta_k + \sin \theta_k), \quad (4.7)$$

kur $\Delta P_{HB,sw,k}$ – tranzistoru pustilta ekvivalentie komutācijas zudumi, W.

$$\Delta P_{HBMLC,sw} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Delta P_{HB,sw,k}, \quad (4.8)$$

kur $\Delta P_{HBMLC,sw}$ – daudzlīmeņu pārveidotāja ar neatkarīgiem avotiem pilnie komutācijas zudumi, W.

Zemfrekvences komutatora zudumi

Zemfrekvences komutatora gadījumā tīkla strāva katrā pusperiodā pastāvīgi plūst cauri zemfrekvences komutatora slēdžu pāriem. Šajā gadījumā zemfrekvences komutators veido tikai vadāmības zudumus, un, ņemot vērā to, ka pārslēgšana notiek tikai katru pusperiodu, komutācijas zudumus var neievērot. Tas nozīmē to, ka:

$$\Delta P_{UF,c} = 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta p_c(t) dt = 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} R_{DSon} \cdot (I_{s,m} \cdot \sin \theta)^2 d\theta = R_{DSon} \cdot I_{s,m}^2, \quad (4.9)$$

$$\Delta P_{UF,sw} = 0, \quad (4.10)$$

kur $\Delta P_{UF,c}$ – zemfrekvences komutatora vadāmības zudumi, W;

$\Delta P_{UF,sw}$ – zemfrekvences komutatora komutācijas zudumi, W.

Līdzīgi var aprēķināt *MLC* ar neatkarīgiem avotiem ar un bez zemfrekvences komutatoru un ar līmeņu modulāciju jaudas zudumus. Tā kā komutācija vienā līmenī notiek tikai divas reizes pusperiodā, komutācijas zudumus var neņemt vērā. m līmeņu *MLC* ir šāds:

$$\Delta P_{FBMLC,lm,c} = m \cdot 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta p_c(t) dt = m \cdot 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} R_{DSon} \cdot (I_{s,m} \cdot \sin \theta)^2 d\theta = m \cdot R_{DSon} \cdot I_{s,m}^2, \quad (4.11)$$

$$\Delta P_{HBMLC,lm,c} = m \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta P_c(t) dt = m \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} R_{DSon} \cdot (I_{s,m} \cdot \sin \theta)^2 d\theta = \frac{m}{2} \cdot R_{DSon} \cdot I_{s,m}^2, \quad (4.12)$$

$$\Delta P_{FBMLC,lm,sw} = 0, \quad (4.13)$$

$$\Delta P_{HBMLC,lm,c} = 0, \quad (4.14)$$

kur $\Delta P_{FBMLC,lm,c}$ – klasiskā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem ar līmeņu modulāciju vadāmības zudumi, W;

$\Delta P_{HBMLC,lm,c}$ – *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru ar līmeņu modulāciju vadāmības zudumi, W;

$\Delta P_{FBMLC,lm,sw}$ – klasiskā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem ar līmeņu modulāciju komutācijas zudumi, W;

$\Delta P_{HBMLC,lm,sw}$ – *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru ar līmeņu modulāciju komutācijas zudumi, W.

Zudumu novērtējums

Jaudas zudumi klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem:

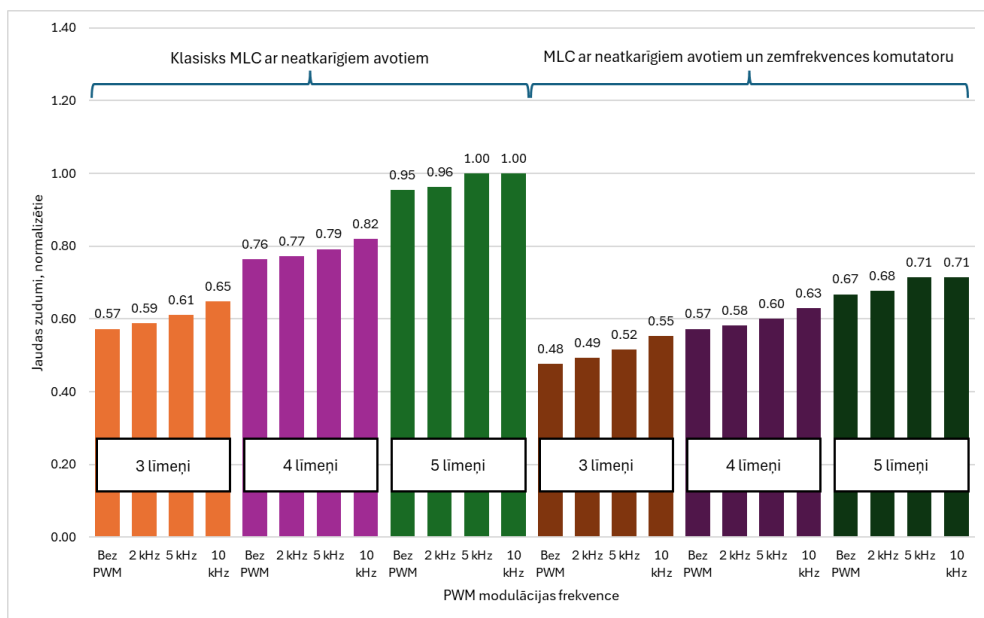
$$\Delta P_{FBMLC} = \Delta P_{FBMLC,c} + \Delta P_{FBMLC,sw}. \quad (4.15)$$

Jaudas zudumi *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru:

$$\Delta P_{HBMLC} = \Delta P_{HBMLC,c} + \Delta P_{HBMLC,sw} + \Delta P_{UF,c}. \quad (4.16)$$

Ņemot vērā to, ka iepriekš aprakstītai aprēķina metodoloģijai ir vairāki pieņēmumi, nav nozīmes demonstrēt reāli aprēķinātos jaudas zudumus. Tomēr, tā kā aprēķina pieņēmumi ir vienādi visiem aprēķinu punktiem, topoloģijas salīdzināšanai ir vērts normalizēt aprēķinātos zudumus. Aprēķini tika veikti 24 gadījumiem – trīs līmeņu, četrus līmeņu un piecu līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem ar zemfrekvences komutatoru un bez tā (klasiskā topoloģija), katrā gadījumā trīs *PWM* modulācijas frekvencēm – 2 kHz, 5 kHz, 10 kHz un ar līmeņu modulāciju (bez *PWM*). Normalizētie līdz maksimāliem jaudas zudumiem (piecu līmeņu klasisks *MLC* ar neatkarīgiem avotiem) dažādu *MLC* konfigurāciju jaudas zudumu salīdzinājums redzams 4.4. attēlā.

4.4. attēlā redzami normalizētie dažādu *MLC* konfigurāciju jaudas zudumi ļauj secināt, ka zemfrekvences komutatora izmantošana kopā ar *MLC* ar neatkarīgiem avotiem ļauj ne tikai vienkāršot topoloģiju, bet arī samazināt kopējos pārveidotāja zudumus. Turklāt zemfrekvences komutatora lietojuma efekts uz zudumiem palielinās pie lielāka līmeņu skaita, piemēram, jaudas zudumi ir 1,2 reizes zemāki trīs līmeņu *MLC* bez *PWM* modulācijas un 1,4 reizes zemāki piecu līmeņu pārveidotājam ar 10 kHz *PWM* modulācijas frekvenci. Var secināt, ka abos gadījumos galvenais zudumu avots ir tieši vadāmības zudumi, jo, mainot komutācijas frekvenci, jaudas zudumu pieaugums nav tik nozīmīgs.



4.4. att. *MLC* ar neatkarīgiem avotiem klasiskās topoloģijas un *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru jaudas zudumu salīdzinājums pie dažādā līmeņu skaita un dažādām *PWM* modulācijas frekvencēm.

4.3. Vispārējais topoloģiju salīdzinājums ar derīguma funkciju

Pirmkārt, divu topoloģiju skaitliskai salīdzināšanai (klasiskā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru) ir nepieciešams definēt matemātisko modeli – derīguma funkciju. Ir parametru kopa, ko var izmantot šo topoloģiju aprakstam. Daži no šiem parametriem ir definēti katrai no topoloģijām, taču lielākā daļa ir atkarīga arī no darba režīma. Parametri, kas tika iekļauti derīguma funkcijā, ir šādi.

- Slēdžu skaits – S . Izmantoto slēdžu skaits ietekmē sistēmas sarežģītību un izmaksas. Katram aktīvam slēdzim ir jābūt draivera shēmai, kas ietekmē arī kopējās pārveidotāja izmaksas. Slēdžu skaits m līmeņu klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru vienas fāzes kaskādei var atrast šādi:

$$S = 4 \cdot m - \text{klasiskajam } MLC \text{ ar neatkarīgiem avotiem;} \quad (4.17)$$

$$S = 2 \cdot m + 4 - MLC \text{ ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru.}$$

- Redundance – $1/R$. Redundanci var apzīmēt kā slēdžu stāvokļu skaitu vienam sprieguma līmenim. Ņemot vērā to, ka, piemēram, pilna tranzistoru tilta izejas spriegums var būt $+V_{bat}$, 0 V un $-V_{bat}$, katram līmenim ir trīs pārslēgšanas stāvokļi. Redundance apzīmē vadības elastīgumu un dažos gadījumos pārveidotāja bojājumpieciecības spēju, un m līmeņu pārveidotājam to var definēt šādi:

$$R = \frac{3^m}{2m+1}. \quad (4.18)$$

- Jaudas zudumi ΔP . Kā minēts 4.2. nodaļā, ir divu tipu zudumi – vadāmības zudumi un komutācijas zudumi.
- Harmoniku kropļojumi. Harmoniku kropļojumus var iedalīt divās daļās – zemfrekvences harmoniku kropļojumi (*LFHD*) un augstfrekvences harmoniku kropļojumi (*HFHD*). Saskaņā ar elektromagnētiskās savietojamības (*EMC*) standartiem (piemēram, *IEC TR 61000-2-5* [73]), frekvences, zemākas par 9 kHz, ir pieņemtas kā zemas frekvences. Salīdzinājumam – frekvences līdz pamatfrekvences 50-tajai harmonikai (2500 Hz 50 Hz pamatfrekvencei) ir pieņemtas kā zemfrekvences harmonikas, un frekvences, augstākas par 50. harmoniku – kā augstas frekvences. Augstas frekvences var tikt nofiltrētas. Zemas frekvences ir grūtāk nofiltrēt bez pārveidotāja izejas spriegumu un strāvu kropļošanas. Palielinoties līmeņu skaitam un *PWM* modulācijas frekvencei, harmoniku koeficients samazināsies. Ar *PWM* modulāciju modulācijas frekvence ietekmē izejas spriegumu. Modulācijas frekvence un modulācijas frekvences reizinājumi ietekmēs kropļojumus. Gadījumā bez *PWM* harmoniku sadalījums ir apgriezti proporcionāls harmoniku numuram, un tā ietekme ir ievērojama *LFHD*. Topoloģiju salīdzinājumam gadījumā, kad *PWM* netiek izmantots *LFHD*, ir pieņemts 1, kad *PWM* frekvence ir zemāka par 2500 Hz, *LFHD* un *HFHD* ir pieņemti 0,5, citos gadījumos *LFHD* = 0. Kad *PWM* netiek izmantots, *HFHD* ir pieņemts 0, kad *PWM* ir lielāks par 2500 Hz, *HFHD* ir pieņemts 1.

Derīguma funkcija topoloģijas salīdzinājumam:

$$F = w_1 \cdot S + w_2 \cdot \frac{1}{R} + w_3 \cdot \Delta P + w_4 \cdot LFHD + w_5 \cdot HFHD, \quad (4.19)$$

kur w_1, w_2, w_3, w_4, w_5 – svara koeficients katram funkcijas parametram.

Atkarībā no svara koeficienta var definēt salīdzinājuma prioritātes. Derīguma funkcija galvenokārt tiek izmantota optimizēšanai, tāpēc funkcija ir pierakstīta tādā veidā, lai funkcijas zemāka vērtība atbilstu labākai un optimizētākai pārveidotāja veiktspējai. Ja funkcija tiek izmantota optimizācijai, funkcijas vērtība ir jāminimizē:

$$F \rightarrow \min. \quad (4.20)$$

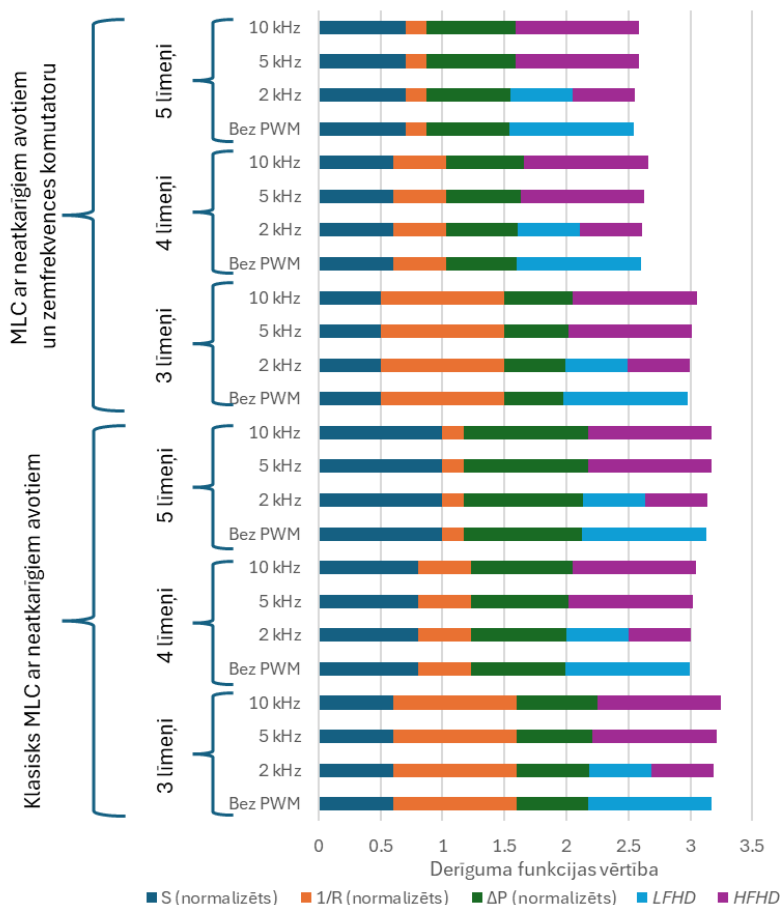
Šajā gadījumā derīguma funkcija ir izmantota topoloģijas salīdzinājumam, tādēļ ir pieņemts, ka visi svara koeficienti ir vienādi ar 1. Labākam attēlojumam visi parametri tika normalizēti līdz maksimālajām vērtībām katrā no parametriem. 4.1. tabulā apkopoti aprēķinātie derīguma funkcijas normalizētie parametri 24 gadījumiem – trīs līmeņu, četru līmeņu, piecu līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem ar un bez (klasiskā topoloģija) zemfrekvences komutatoru, un katram gadījumam – trīs *PWM* modulācijas frekvencēm – 2 kHz, 5 kHz un 10 kHz, kā arī ar līmeņu modulāciju (bez *PWM* modulācijas). Normalizētie zudumi tika ņemti no aprēķiniem, kas aprakstīti 4.2. apakšnodaļā.

4.1. tabula

Derīguma funkcijas parametri

			S (normalizēts)	$1/R$ (normalizēts)	ΔP (normalizēts)	$LFHD$	$HFHD$
Klasiskais MLC	3 līmeņi	Bez PWM	0,6	1,00	0,57	1	0
		2 kHz	0,6	1,00	0,59	0,5	0,5
		5 kHz	0,6	1,00	0,61	0	1
		10 kHz	0,6	1,00	0,65	0	1
	4 līmeņi	Bez PWM	0,8	0,43	0,76	1	0
		2 kHz	0,8	0,43	0,77	0,5	0,5
		5 kHz	0,8	0,43	0,79	0	1
		10 kHz	0,8	0,43	0,82	0	1
	5 līmeņi	Bez PWM	1	0,17	0,95	1	0
		2 kHz	1	0,17	0,96	0,5	0,5
		5 kHz	1	0,17	1,00	0	1
		10 kHz	1	0,17	1,00	0	1
MLC ar zemfrekvences komutatoru	3 līmeņi	Bez PWM	0,5	1,00	0,48	1	0
		2 kHz	0,5	1,00	0,49	0,5	0,5
		5 kHz	0,5	1,00	0,52	0	1
		10 kHz	0,5	1,00	0,55	0	1
	4 līmeņi	Bez PWM	0,6	0,43	0,57	1	0
		2 kHz	0,6	0,43	0,58	0,5	0,5
		5 kHz	0,6	0,43	0,60	0	1
		10 kHz	0,6	0,43	0,63	0	1
	5 līmeņi	Bez PWM	0,7	0,17	0,67	1	0
		2 kHz	0,7	0,17	0,68	0,5	0,5
		5 kHz	0,7	0,17	0,71	0	1
		10 kHz	0,7	0,17	0,71	0	1

4.6. attēlā redzamas derīguma funkcijas aprēķinātās vērtības.



4.6. att. Klasiskā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru salīdzinājums pie dažāda līmeņu skaita un dažādām modulācijas frekvencēm, izmantojot derīguma funkciju (jo mazāk, jo labāk).

Derīguma funkcijas parametri, kas redzami 4.1. tabulā un 4.6. attēlā, parāda, ka kopējā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru veikspēja ir augstāka nekā klasiskajam *MLC* ar neatkarīgiem avotiem. Salīdzinot slēdžu skaitu, *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru ir 1,2 (trīs līmeņu pārveidotājam) līdz 1,43 reizes (piecu līmeņu pārveidotājam) mazāks slēdžu skaits. Palielinot līmeņu skaitu, zemfrekvences komutatora lietojuma ietekme ir augstākā. Palielinot līmeņu skaitu, redundances $1/R$ parametrs samazinās, t. i., redundance ir augstāka, ja *MLC* ir ar lielāku līmeņu skaitu. Kā iepriekš minēts (nodaļa 4.2.), lietojot zemfrekvences komutatoru, pārveidotāja zudumi samazinās, salīdzinot ar klasiskām topoloģijām. Saistībā ar *LFHD* un *HFHD* var teikt, ka *PWM* frekvenci jāpieņem saskaņā ar *EMC* standartiem un tai ir jābūt augstākai par pamatfrekvences 50. harmoniku.

5. DAUDZLĪMEŅU PĀRVEIDOTĀJI AR NEATKARĪGIEM AVOTIEM UN HIBRĪDO MODULĀCIJU

Ar šajā nodaļā atspoguļotiem datiem saistīta autora autora X [74]. un V [75] publikācija, XIII patents, kā arī vēl nepublicētais 4. raksts.

5.2. Daudzlīmeņu pārveidotāji ar hibrīdo modulāciju lietojumā ar līdzsprieguma slodzēm

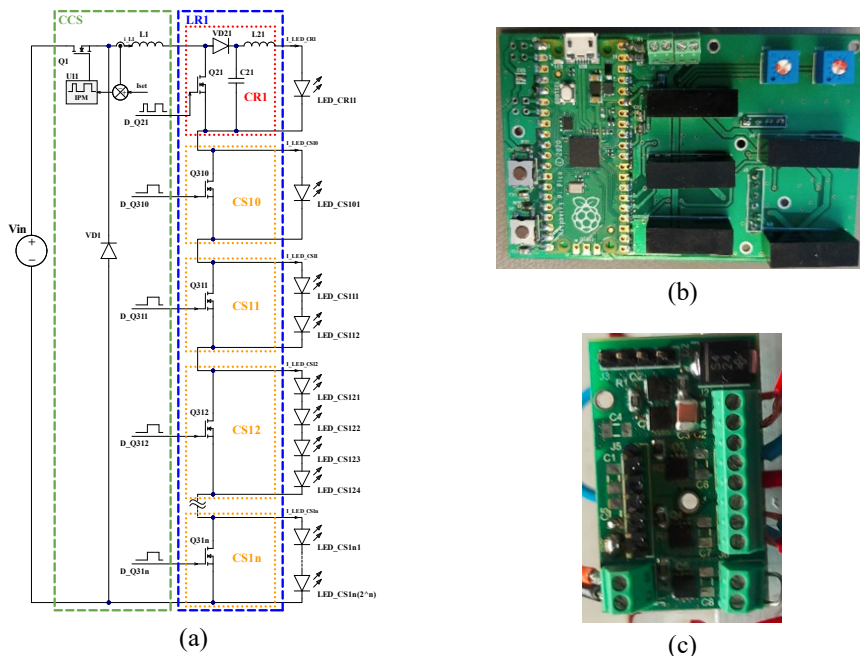
Strāvas vai gaismas plūsmas atsevišķa regulēšana individuālajām *LED* virknēm (segmentēts *LED* gaismas avots, *SLLS*) ir saistīts ar zināmu problēmu – nepieciešamību izmantot vadāmo *LED* draiveri katrai *LED* virknei, kas palielina kopēju komponentu skaitu, kopēju sistēmas sarežģītību un izmaksas. Lai pārvarētu iepriekšminētos trūkumus, tika izvēlēta īpaša daudzkanālu *LED* vadības pieeja (viena induktora – vairāku izeju (*SIMO*) strāvas avota režīma (*CSM*) *LED* draiveris). Tāda pati vairāku izeju vadības pieeja var būt noderīga daudzos citos *LED* lietojumos, piemēram, hortikultūras apgaismojums, vadāms *RGB* apkārtējais apgaismojums, matricas automobiļu apgaismojums u. c. Šo pieeju var uzskatīt par daudzlīmeņu strāvas un gaismas regulēšanas metodi ar plūstošu vadību starp līmeņiem. Strāvas regulēšana šajos lietojumos nav primārais mērķis (primārais mērķis ir gaismas plūsmas regulēšana), un tā nav skaidri definēta. Tomēr strāvas komutējošā matrica (kas strāvas izolē un vada paralēli) kombinācijā ar vienkāršoto nevadāmo strāvas avotu kopu ar vienu vadāmo strāvas avotu ļauj sasniegt tiešu un precīzu strāvas vadību, kas paplašina potenciālo lietojumu loku. Piemēram, tas ļauj izmantot līdzīgu pieeju *BESS* sistēmās un bateriju lādētājos lielākiem vai mazākiem elektriskajiem transportlīdzekļiem.

Lai vadītu virknēs saslēgtus *LED* gaismas avotus, tika piedāvāts par pamatu ņemt *SIMO CSM* draivera pieeju (kas pēc būtības ir daudzlīmeņu struktūra) un daudzlīmeņu struktūru ar pastāvīgās strāvas avotu (*CCS*) un gaismas plūsmas regulatoru (*LR*) (5.1. a att.). Katrs *LRI* ir konstruēts kā kombinācija (virknes slēgums) no viena strāvas regulatora *CRI* un noteiktā *CSLy* strāvas slēdžu skaita, kas ir vadāmi slēdži *Q3Ly*, saslēgti paralēli ar gaismas diodēm *LED1y1* ... *LED1yz*, kur *y* ir strāvas slēdžu indekss, *z* – *LED* gaismas avotu indekss. Strāvas regulators *CRI* sastāv no kondensatora *C21*, kas paralēli savienots ar *LED11* ... *LED1z*. Tie ir savienoti virknē ar diodi *VD21* (kas pēc būtības var būt arī vadāms slēdzis). Vadāms spēka slēdzis *Q21* ir savienots paralēli ar visām šīm komponentēm. *Q21* tiek vadīts ar *PWM* signālu. *CRI* zara gaismas diožu *LED11* ... *LED1z* strāvas vidējā vērtība $I_{LED,CRI}$ ir atkarīga no tranzistora vērtības *Q21* vadības signāla aizpildījuma koeficienta D_{Q21} un konstantas strāvas vērtības I_{L1} , un tā ir vienāda ar:

$$I_{LED,CRI} = I_{L1} \cdot (1 - D_{Q21}). \quad (7.1)$$

LR īstenošana šādā konfigurācijā ļauj gaismas plūsmas vadību īstenot ar hibrīdas modulācijas palīdzību – viens posms tiek vadīts ar *PWM* signālu, pārējie posmi tiek pilnībā ieslēgti vai izslēgti. Tas savukārt padara piedāvāto daudzlīmeņu struktūru līdzīgu *MLC* pārveidotājam ar neatkarīgiem avotiem, tikai šajā gadījumā tiek vadīta gaismas plūsma.

Vadāmo slēdžu skaita *LR* posma optimizācijai ir iespējams izvēlēties bināri svērtu *LED* daudzumu *CS*_{*xy*} zaros (*x* ir *LR* un *CR* indekss). Konfigurācija ar bināri svērtiem *LED* daudzumiem redzama 5.1. a attēlā.



5.1. att. (a) Gaismas plūsmas regulatora lietojums ar *CSM SIMO LED* draiveri ar bināri svērtām gaismas diodēm; (b) prototipa vadības un lauktranzistoru draiveru plate; (c) prototipa spēka daļas plate.

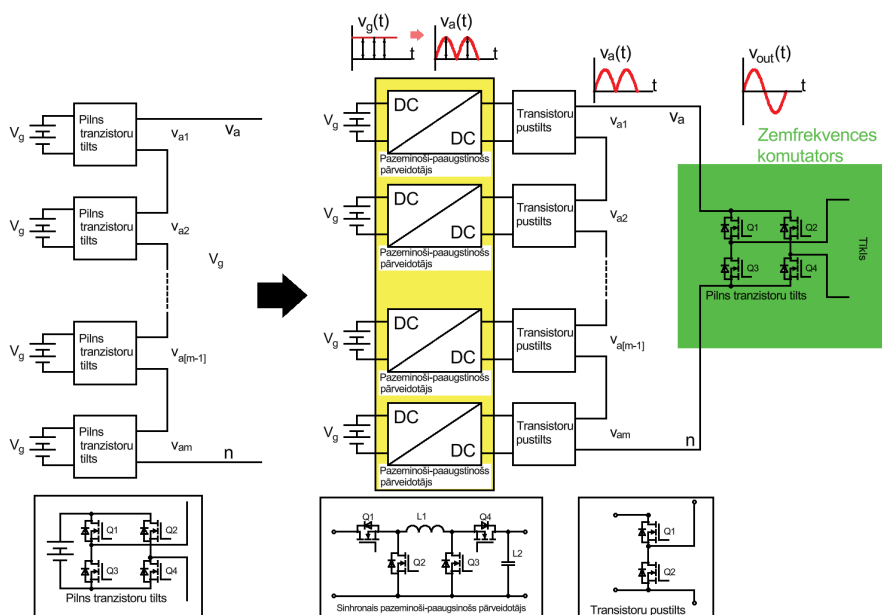
Eksperimentālai piedāvātās modificētās *SIMO* draivera konfigurācijas validācijai tika izstrādāts prototips, kombinējot *CCS* uz *MP24833 LED* draivera mikroshēmas pamata un vienu *LR* posmu. Testēšanas mērķiem *LR* tika izstrādāts kā divas savienojamas spiestās plates, sadalot spēka daļu un vadības daļu. Prototipa *LR* posms (spēka daļa 5.1. c att.) ir konfigurēta kā viena strāvas regulatora *CR1* un četru strāvas slēdžu *CS0* ... *CS3* kombinācija. Testēšanas mērķiem tika izvēlēta visizturīgākā lauktranzistoru vadības shēmas konfigurācija – izolētie aizvaru draiveri ar izolētu barošanu katram draiverim. Vadības sistēma tika realizēta uz *RP2040* mikrokontrollera bāzes. Tika realizēti divi vadības parametri: (1) ar potenciometru palīdzību, mikrokontrollerim nolasot uzdotu stāvokli ar analogu-ciparu pārveidotāja palīdzību’ (2) ar divām pogām, ar kuru palīdzību var iestatīt apgaismojuma līmeni. Prototipa vadības plate redzama 5.1. b attēlā, prototipa testēšana – 5.2. attēlā, testēšanas rezultāti – 5.3. un 5.4. attēlā.

Viena *LR* posma eksperimentālā validācija redzama 5.3. attēlā. Mērījumi tika veikti ar netiešo metodi, izmantojot luksmetru centrālajā punktā zem *LED* moduļa 1,1 m attālumā. Kopā ar apgaismojuma līmeņa izmaiņām 5.3. attēlā ir parādīti atbilstošie vadības signāli. Eksperimentālā validācija tika veikta, izmantojot *Seoul Semiconductor W724C0* gaismas diodes. Moduļa konfigurācija tika izveidota, kā redzams 5.1. a attēlā, izņemot *CS* posmu skaitu

iepriekš, ar maksimālu izejas jaudu, vienādu ar aptuveni 50 W, izmantojot astoņas gaismas diodes kopā. Ieejas spriegums visos eksperimentos bija vienāds – 35 V. Dati tika iegūti ar PPA5530 jaudas analizatoru. Kā redzams 5.4. attēlā, atsevišķās CCS daļas efektivitāte ir manāmi labākā nekā ar CCS + CR kombinācijas gadījumā, kas ir šāda veida SIMO draivera izmantošanas cena lieljaudas lietojumos. Tomēr dažus efektivitātes uzlabojumus var sasniegt, izmantojot piedāvāto konfigurāciju ar LR posmiem.

5.3. Daudzlīmeņu pārveidotāji ar neatkarīgiem avotiem un hibrīdo modulāciju lietojumā ar maiņsprieguma slodzēm

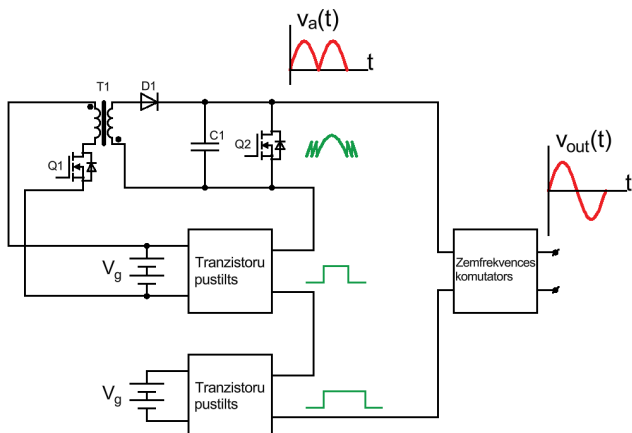
Kā minēts 4. nodaļā, zemfrekvences komutatora lietojums kopā ar MLC ar neatkarīgiem avotiem ļauj samazināt slēdžu skaitu, nezaudējot pārveidotāja priekšrocības. Tomēr, ņemot vērā lietojumu ar akumulatoru baterijām un bateriju sprieguma atkarību no SOC, kā arī faktu, ka gan tranzistoru tilts, gan tranzistoru pustilts strādā tikai pazeminošā režīmā, bateriju šūnu skaits, pieslēgts kā apakšmoduļu avoti, ir jāizvēlas pēc pilnībā izlādēta bateriju sprieguma, kas ne vienmēr ir iespējams. Cits variants ir ieviest starpposmu starp bateriju, kas nodrošinās baterijas sprieguma regulēšanu. Tāda pieeja tika piedāvāta [75] rakstā. Šajā gadījumā MLC struktūrai ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru tika pievienots papildu pārveidošanas pazeminoši-paaugstinošs posms starp baterijām un pustiltiem. Piedāvātā pārveidotāja struktūra redzama 5.5. attēlā.



5.5. att. MLC ar neatkarīgiem avotiem, zemfrekvences komutatoru un papildu pārveidošanas posmu.

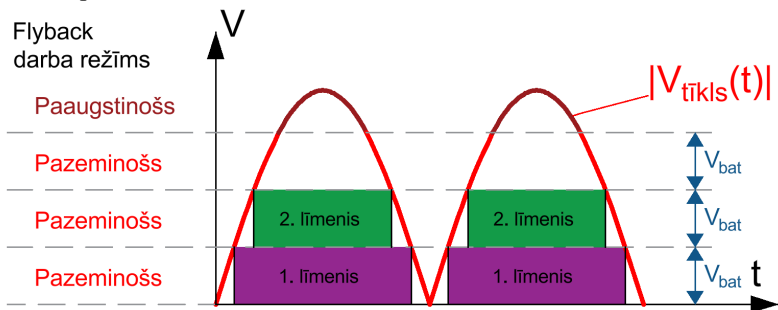
Tomēr, ņemot vērā papildu pārveidošanas posmu katram no virknē saslēgtiem apakšmoduļiem un ievērojamo slēdžu skaita pieaugumu (kas izraisītu ievērojamo komutācijas zudumu palielināšanu), šis piedāvātais risinājums tika uzskatīts par nepraktisku.

Taču citā konfigurācijā, kombinējot *MLC* ar zemfrekvences komutatoru un lietojot hibrīdās modulācijas metodi (kas tika aprakstīta 5.1. apakšnodaļā), ir iespējams iegūt plūstošu izejas sprieguma un strāvas regulēšanu, nezaudējot priekšrocības, kas ir *MLC* ar neatkarīgiem avotiem. Jaunā piedāvātā konfigurācija redzama 5.6. attēlā.



5.6. att. *MLC* ar neatkarīgiem avotiem, zemfrekvences komutatoru un hibrīdo modulāciju.

Kā redzams 5.6. attēlā, divu līmeņu *MLC* struktūrai ar zemfrekvences komutatoru ir pievienots *flyback* pārveidotājs. *Flyback* pārveidotājs ir spējīgs strādāt gan pazeminošā, gan paaugstinošā režīmos. Mainot aizpildījuma koeficientu attiecībā pret references signālu, *flyback* pārveidotājs ir spējīgs plūstoši regulēt izejas sprieguma formas, savukārt virknē slēgti tranzistoru pustilti strādā bez *PWM* modulācijas (*on/off* režīmā). *Flyback* darbības principi ir atvasināti no publikācijas [76]. Lai nodrošinātu divvirzienu darbību, slēdzis *Q2* ir pievienots shēmai, kas šuntē *flyback* posmu bateriju uzlādes režīmā. *Flyback* pārveidotāja un pustiltu darbības režīmi un pussinusoidas sintēze redzama 5.7. attēlā.

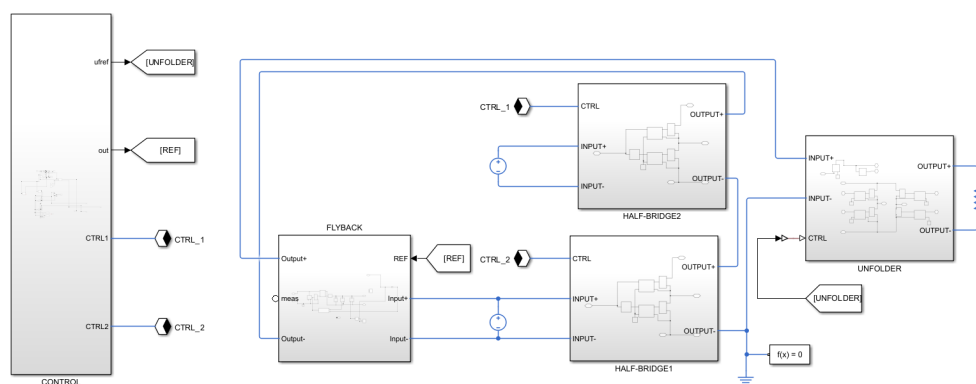


5.7. att. *Flyback* un tranzistoru pustiltu darbības režīmi.

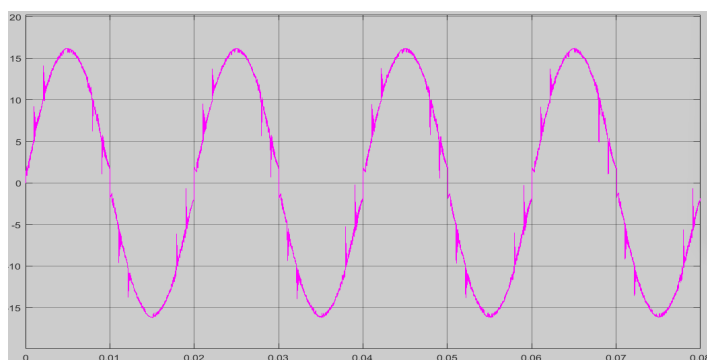
Piedāvātās topoloģijas darbības novērtēšanai tika izstrādāts *Matlab/Simulink* modelis (5.8. att.). Primārie modeļa parametri apkopoti 5.1. tabulā.

Modeļa parametri

Parametrs	Vērtība
Ieejas spriegums	2 baterijas, katra 100 V
Izejas spriegums	Maiņspriegums, 50 Hz, ar 325 V amplitūdu
Slodze	$R = 20\ \Omega$
Flyback transformatora parametri	$L1 = L2 = 4\ \mu\text{H}$, saites koeficients = 0,99
Flyback izejas kondensators	$20\ \mu\text{F}$
Flyback sprieguma noslēgtas cilpas PI kontrolera parametri	$K_P = 0,449$; $K_I = 0,000398$
Flyback komutācijas frekvence	100 kHz



5.8. att. Matlab/Simulink piedāvātās MLC konfigurācijas modelis.



5.9. att. Simulētā strāva.

Izejas strāva redzama 5.9. attēlā. Strāvas grafikā var redzēt kropļojumus. Tas liecina par vadības sistēmas nepietiekamo reakcijas laiku, jo tie parādās pustiltu komutācijas laikā. Tomēr var secināt par piedāvātās topoloģijas darbību, neskatoties uz to, ka vadības sistēmā ir iespējami uzlabojumi.

SECINĀJUMI

Veiktā daudzlīmeņu pārveidotāju klasisko topoloģiju izpēte ļāva definēt secinājumus par šo pārveidotāju grupu lietošanas iespējām ar baterijām, īpaši no šīs grupas izceļas daudzlīmeņu pārveidotāji ar neatkarīgiem avotiem. Šai topoloģijai piemīt dabiska avotu balansēšana, kas lietojumā ar baterijām ir neapšaubāma priekšrocība.

Tika piedāvāta jauna daudzlīmeņu pārveidotāju ar neatkarīgiem avotiem ieejas avotu balansēšanas metode viena izejas sprieguma perioda laikā. Metode tika pārbaudīta ar simulācijas modeļa palīdzību, rezultāti liecina par vienmērīgu trīsfāžu daudzlīmeņu pārveidotāja ar neatkarīgiem avotiem ieejas avotu izlādi.

Tika piedāvātas vairākas daudzlīmeņu pārveidotāja ar neatkarīgiem avotiem konfigurācijas, kas ir paredzēti klasiskās daudzlīmeņu pārveidotāja ar neatkarīgiem avotiem īpašību uzlabošanai, nezaudējot klasiskās topoloģijas priekšrocības.

Tika analizēta zemfrekvences komutatora ietekme uz energoelektronikas pārveidotāju darbību. Zemās komutācijas frekvences dēļ (komutācija notiek pie maiņsprieguma tīkla frekvences) zemfrekvences komutatori samazina kopējos pārveidotāju zudumus, salīdzinot ar impulsa tīkla saskarnes pārveidotājiem. Apvienojot zemfrekvences komutatoru ar daudzlīmeņu pārveidotāju ar neatkarīgiem avotiem, var vienkāršot daudzlīmeņu pārveidotāju ar neatkarīgiem avotiem topoloģiju un samazināt slēdžu skaitu strāvas ceļā. Klasiskā *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un *MLC* ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru topoloģiju salīdzinājums tika veikts ar matemātisko modeļu (jaudas zudumu novērtējumam), kā arī ar derīguma funkcijas palīdzību. Pēc analīzes var definēt vairākus secinājumus.

- Zemfrekvences komutatora izmantošana ļauj samazināt slēdžu skaitu. Šis efekts ir vairāk manāms, ja ir lielāks līmeņu skaits, piemēram, trīs līmeņu pārveidotāja gadījumā slēdžu skaits ir 1,2 reizes mazāks *MLC* ar zemfrekvences komutatoru (nekā klasiskajā trīs līmeņu pārveidotājā) un 1,43 reizes mazāks piecu līmeņu pārveidotājam ar zemfrekvences komutatoru.
- Mazāks slēdžu skaits ietekmē arī kopējos pārveidotāja zudumus. Jaudas zudumi ir 1,2 reizes mazāki trīs līmeņu *MLC* ar zemfrekvences komutatoru un 1,4 reizes mazāki piecu līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem (salīdzinot ar klasiskiem trīs un piecu līmeņu *MLC* ar neatkarīgiem avotiem).
- Lielākās *PWM* komutācijas frekvences gadījumā ir lielāki augstfrekvences harmoniku traucējumi un zemāki zemfrekvences harmoniku traucējumi. Augstfrekvences harmoniku traucējumi nosaka papildu prasības izejas filtram, taču tos var nofiltrēt, salīdzinot ar zemākām frekvencēm, ko ir grūti nofiltrēt, neietekmējot izejas spriegumu un strāvu formas.

Samazinoties slēdžu daudzumam, samazinās arī kopējie pārveidotāja zudumi, līdz ar to promocijas darba hipotēze apstiprinās.

Tika piedāvāta daudzlīmeņu pārveidotāju hibrīdās modulācijas metode. Metode tika pielāgota lietojumam ar gaismas diodēm. Tika izstrādāta daudzlīmeņu struktūra, kas, protams, nav daudzlīmeņu pārveidotājs ar neatkarīgiem avotiem, taču tās darbības princips attiecībā uz apgaismojumu ir tāds pats. Pēc eksperimentālās sistēmas verifikācijas var secināt, ka,

neskatoties uz to, ka efektivitātes ziņā risinājums nav labāks par vienkāršo strāvas avota režīma gaismas diožu draiveri (ar 94 % maksimālo efektivitāti pie lielākām jaudām, zemāko efektivitāti pie mazākām jaudām ar minimālo efektivitāti 42 %), taču tas nodrošina plūstošu gaismas plūsmas regulēšanu.

Tādu pašu modulācijas metodi var lietot arī ar daudzlīmeņu pārveidotājiem ar neatkarīgiem avotiem un zemfrekvences komutatoru. Pievienojot *flyback* pārveidotāju pie daudzlīmeņu struktūras (kā ieeju izmantojot viena tranzistoru pustilta avotu), var panākt plūstošu izejas raksturliķņu regulēšanu. Piedāvātā risinājuma veikspēja tika pārbaudīta ar simulācijas modeļa palīdzību, un kopumā var secināt par risinājuma darbību. Tomēr ir iespējami vadības sistēmas uzlabojumi.

Promocijas darbā atspoguļotie risinājumi izmantoti četros nacionāla un starptautiska mēroga pētniecības projektos.

LITERATŪRAS SARAKSTS

- [1] I. A. Galkin, A. Blinov, M. Vorobyov, A. Bubovich, R. Saltanovs, and D. Peftitsis, "Interface Converters for Residential Battery Energy Storage Systems: Practices, Difficulties and Prospects", *Energies* 2021, Vol. 14, Page 3365, vol. 14, no. 12, p. 3365, Jun. 2021, doi: 10.3390/EN14123365.
- [2] A. Bubovich, M. Vorobyov, I. Galkin, A. Blinov, and A. Giannakis, "Overview of Bidirectional Unfolding Converters for Battery Energy Storage Systems", *2022 IEEE 13th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2022*, 2022, doi: 10.1109/PEDG54999.2022.9923093.
- [3] R. Spotnitz, "Introduction to Batteries | IEEE Courses | IEEE Xplore". Accessed: Sep. 24, 2022. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/courses/details/EDP351>.
- [4] X. Hu, C. Zou, C. Zhang, and Y. Li, "Technological Developments in Batteries: A Survey of Principal Roles, Types, and Management Needs", *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 15, no. 5, pp. 20–31, Sep. 2017, doi: 10.1109/MPE.2017.2708812.
- [5] "Electricity storage and renewables: Costs and markets to 2030", 2017. Accessed: Sep. 24, 2022. [Online]. Available: <https://www.irena.org/publications/2017/oct/electricity-storage-and-renewables-costs-and-markets>.
- [6] J. Cao and A. Emadi, "Batteries need electronics: Battery management systems vary according to chemistry and applications", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 27–35, Mar. 2011, doi: 10.1109/MIE.2011.940251.
- [7] B. Ferreira, "Batteries, the New Kids on the Block", *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 32–34, Dec. 2019, doi: 10.1109/MPEL.2019.2947980.
- [8] C. Chen, S. Plunkett, M. Salameh, S. Stoyanov, S. Al-Hallaj, and M. Krishnamurthy, "Enhancing the Fast Charging Capability of High-Energy-Density Lithium-Ion Batteries: A Pack Design Perspective", *IEEE Electrification Magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 62–69, Sep. 2020, doi: 10.1109/MELE.2020.3005700.
- [9] "Energy". Accessed: Sep. 24, 2022. [Online]. Available: https://energy.ec.europa.eu/index_en.
- [10] G. Fulli, M. Masera, A. Spisto, and S. Vitiello, "A change is coming: How regulation and innovation are reshaping the european union's electricity markets", *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 17, no. 1, pp. 53–66, Jan. 2019, doi: 10.1109/MPE.2018.2872303.
- [11] S. M. Lukic and A. Emadi, "Charging ahead", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 4, pp. 2–12, 2008, doi: 10.1109/MIE.2008.930361.
- [12] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art", *IEEE Trans Veh Technol*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, Jul. 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877.
- [13] J. Quirós-Tortós, L. Ochoa, and T. Butler, "How electric vehicles and the grid work together: Lessons learned from one of the largest electric vehicle trials in the world",

- IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 16, no. 6, pp. 64–76, 2018, doi: 10.1109/MPE.2018.2863060.
- [14] N. Chen, J. Ma, M. Li, M. Wang, and X. Shen, “Energy management framework for mobile vehicular electric storage”, *IEEE Netw*, vol. 33, no. 6, pp. 148–155, Nov. 2019, doi: 10.1109/MNET.2019.1800546.
 - [15] S. Chandler, J. Gartner, and D. Jones, “Integrating electric vehicles with energy storage and grids: New technology and specific capabilities spur numerous applications”, *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 38–43, Sep. 2018, doi: 10.1109/MELE.2018.2849899.
 - [16] S. Al-Rubaye, A. Al-Dulaimi, and Q. Ni, “Power Interchange Analysis for Reliable Vehicle-to-Grid Connectivity”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 57, no. 8, pp. 105–111, Aug. 2019, doi: 10.1109/MCOM.2019.1800657.
 - [17] P. Arbolea, P. Bidaguren, and U. Armendariz, “Energy is on board: Energy storage and other alternatives in modern light railways”, *IEEE Electrification Magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 30–41, Sep. 2016, doi: 10.1109/MELE.2016.2584938.
 - [18] P. Sinhuber, W. Rohlf, and D. U. Sauer, “Study on power and energy demand for sizing the energy storage systems for electrified local public transport buses”, *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2012*, pp. 315–320, Jan. 2012, doi: 10.1109/VPPC.2012.6422680.
 - [19] M. Guarnieri, M. Morandin, A. Ferrari, P. Campostrini, and S. Bolognani, “Electrifying water buses”, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 24, no. 1, pp. 71–83, Jan. 2018, doi: 10.1109/MIAS.2017.2739998.
 - [20] A. J. Sorensen *et al.*, “Toward Safer, Smarter, and Greener Ships: Using Hybrid Marine Power Plants”, *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 68–73, Sep. 2017, doi: 10.1109/MELE.2017.2718861.
 - [21] D. Paul, “A History of Electric Ship Propulsion Systems [History]”, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 26, no. 6, pp. 9–19, Nov. 2020, doi: 10.1109/MIAS.2020.3014837.
 - [22] A. Vicenzutti, D. Bosich, G. Giadrossi, and G. Sulligoi, “The Role of Voltage Controls in Modern All-Electric Ships: Toward the all electric ship”, *IEEE Electrification Magazine*, vol. 3, no. 2, pp. 49–65, Jun. 2015, doi: 10.1109/MELE.2015.2413437.
 - [23] M. Stecca, L. R. Elizondo, T. B. Soeiro, P. Bauer, and P. Palensky, “A comprehensive review of the integration of battery energy storage systems into distribution networks”, *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 1, no. 1, pp. 46–65, 2020, doi: 10.1109/OJIES.2020.2981832.
 - [24] D. Manz, R. Piwko, and N. Miller, “Look before you leap: The role of energy storage in the grid”, *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 75–84, 2012, doi: 10.1109/MPE.2012.2196337.
 - [25] M. Farrokhhabadi *et al.*, “Energy Storage in Microgrids: Compensating for Generation and Demand Fluctuations while Providing Ancillary Services”, *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 15, no. 5, pp. 81–91, Sep. 2017, doi: 10.1109/MPE.2017.2708863.

- [26] A. Cagnano, E. de Tuglie, and P. Mancarella, "Microgrids: Overview and guidelines for practical implementations and operation", *Appl Energy*, vol. 258, p. 114039, Jan. 2020, doi: 10.1016/J.APENERGY.2019.114039.
- [27] J. L. Torres-Moreno, A. Gimenez-Fernandez, M. Perez-Garcia, and F. Rodriguez, "Energy Management Strategy for Micro-Grids with PV-Battery Systems and Electric Vehicles", *Energies* 2018, Vol. 11, Page 522, vol. 11, no. 3, p. 522, Feb. 2018, doi: 10.3390/EN11030522.
- [28] P. Lezynski, P. Szczesniak, B. Waskowicz, R. Smolenski, and W. Drozd, "Design and Implementation of a Fully Controllable Cyber-Physical System for Testing Energy Storage Systems", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 47259–47272, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2907612.
- [29] Z. Ma, A. Pesaran, V. Gevorgian, D. Gwinner, and W. Kramer, "Energy Storage, Renewable Power Generation, and the Grid: NREL Capabilities Help to Develop and Test Energy-Storage Technologies", *IEEE Electrification Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 30–40, Sep. 2015, doi: 10.1109/MELE.2015.2447972.
- [30] E. Rodriguez-Diaz, F. Chen, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Voltage-Level Selection of Future Two-Level LVdc Distribution Grids: A Compromise between Grid Compatibility, Safety, and Efficiency", *IEEE Electrification Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 20–28, Jun. 2016, doi: 10.1109/MELE.2016.2543979.
- [31] A. Bubovich, M. Vorobyov, A. Blinov, and D. Pefitsis, "Peculiarities of Multilevel Power Electronic Converters for Interfacing Battery Energy Storages with AC Loads", *2020 IEEE 8th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering, AIEEE 2020 – Proceedings*, Apr. 2021, doi: 10.1109/AIEEE51419.2021.9435798.
- [32] A. Bubovich and I. Galkin, "Evaluation of Optimal Switching of Modular Multilevel Inverter with Independent Voltage Sources", in *2020 IEEE 61st Annual International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University, RTUCON 2020 – Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Nov. 2020. doi: 10.1109/RTUCON51174.2020.9316581.
- [33] I. Colak, E. Kabalci, and R. Bayindir, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes", *Energy Convers Manag*, vol. 52, no. 2, pp. 1114–1128, Feb. 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2010.09.006.
- [34] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981, doi: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [35] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Multilevel Power Converters", in *Power Electronics Handbook*, 2nd ed., Elsevier Inc., 2006, ch. 17, pp. 451–482. [Online]. Available: http://web.eecs.utk.edu/~tolbert/publications/multilevel_book_chapter.pdf.
- [36] M. Moradpour, P. Ghani, P. Pirino, and G. Gatto, "A GaN-Based Battery Energy Storage System for Three-Phase Residential Application with Series-Stacked Devices and Three-Level Neutral Point Clamped Topology", in *SyNERGY MED 2019 – 1st International*

- Conference on Energy Transition in the Mediterranean Area*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., May 2019. doi: 10.1109/SyNERGY-MED.2019.8764117.
- [37] U. Abronzini *et al.*, “A Dual-Source DHB-NPC Power Converter for Grid Connected Split Battery Energy Storage System”, in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2018*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Dec. 2018, pp. 2483–2488. doi: 10.1109/ECCE.2018.8557563.
 - [38] I. Trintis, S. Munk-Nielsen, and R. Teodorescu, “Single stage grid converters for battery energy storage”, in *IET Conference Publications*, 2010. doi: 10.1049/cp.2010.0016.
 - [39] T. A. Meynard and H. Foch, “Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters”, in *PESC Record – IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1992, pp. 397–403. doi: 10.1109/PESC.1992.254717.
 - [40] J. S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel converters – a new breed of power converters”, in *Conference Record – IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, IEEE, 1995, pp. 2348–2356. doi: 10.1109/ias.1995.530601.
 - [41] J. Asakura and H. Akagi, “State-of-Charge (SOC)-Balancing Control of a Battery Energy Storage System Based on a Cascade PWM Converter”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 24, no. 6, pp. 1628–1636, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2014868.
 - [42] I. A. Galkin, R. Saltanovs, A. Bubovich, A. Blinov, and D. Pefitsis, “Considerations on Combining Unfolding Inverters with Partial Power Regulators in Battery–Grid Interface Converters”, *Energies* 2024, vol. 17, no. 4, p. 893, Feb. 2024, doi: 10.3390/EN17040893.
 - [43] O. Matiushkin, O. Husev, R. Strzelecki, S. Ivanets, and A. Fesenko, “Novel single-stage buck-boost inverter with unfolding circuit”, in *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, IEEE, May 2017, pp. 538–543. doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100298.
 - [44] O. Husev, O. Matiushkin, C. Roncero-Clemente, F. Blaabjerg, and D. Vinnikov, “Novel Family of Single-Stage Buck-Boost Inverters Based on Unfolding Circuit”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 34, no. 8, pp. 7662–7676, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2879776.
 - [45] O. Matiushkin, O. Husev, C. Roncero-Clemente, S. Ivanets, and A. Fesenko, “Component design guidelines for new single-stage buck-boost inverter with unfolding circuit”, *2017 IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering, YSF 2017*, vol. 2017-January, pp. 40–45, Dec. 2017, doi: 10.1109/YSF.2017.8126589.
 - [46] O. Matiushkin, O. Husev, D. Vinnikov, and C. Roncero-Clemente, “Model predictive control for buck-boost inverter based on unfolding circuit”, *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering, UKRCON 2019 – Proceedings*, pp. 431–436, Jul. 2019, doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879870.
 - [47] R. W. Erickson and A. P. Rogers, “A microinverter for building-integrated photovoltaics”, *Conference Proceedings – IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, pp. 911–917, 2009, doi: 10.1109/APEC.2009.4802771.

- [48] C. H. Chang and K. H. Ho, "A Transformer-Less High-Gain Inverter with Step-Up/Down and Single Energy-Processing Features", *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 9, no. 4, pp. 4726–4738, Aug. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3023107.
- [49] W. Wu, J. Ji, and F. Blaabjerg, "Aalborg inverter – A new type of 'buck in buck, boost in boost' grid-tied inverter", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 9, pp. 4784–4793, Sep. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2363566.
- [50] S. Zhang, W. Wu, H. Wang, M. Huang, N. Gao, and F. Blaabjerg, "Single-stage MPPT control realization for Aalborg inverter in photovoltaic system", *Proceedings IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 2017-January, pp. 4233–4238, Dec. 2017, doi: 10.1109/IECON.2017.8216726.
- [51] W. Wu, Z. Wang, J. Ji, and F. Blaabjerg, "Performance analysis of new type grid-tied inverter-Aalborg Inverter", *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2014*, 2014, doi: 10.1109/EPE.2014.6910861.
- [52] A. Diab-Marzouk and O. Trescases, "SiC-Based Bidirectional ĆUK Converter With Differential Power Processing and MPPT for a Solar Powered Aircraft", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 4, pp. 369–381, Dec. 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2505302.
- [53] D. Bortis, D. Neumayr, and J. W. Kolar, "ηp-Pareto optimization and comparative evaluation of inverter concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge", *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2016*, 2016, doi: 10.1109/COMPEL.2016.7556767.
- [54] J. Everts, F. Krismer, J. Van Den Keybus, J. Driesen, and J. W. Kolar, "Optimal zvs modulation of single-phase single-stage bidirectional dab ac-dc converters", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 8, pp. 3954–3970, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2292026.
- [55] J. Everts, F. Krismer, J. Van Den Keybus, J. Driesen, and J. W. Kolar, "Comparative evaluation of soft-switching, bidirectional, isolated AC/DC converter topologies", *Conference Proceedings – IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, pp. 1067–1074, 2012, doi: 10.1109/APEC.2012.6165951.
- [56] L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and D. Diaz, "Dual Active Bridge-Based Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle with Charging Current Containing Low Frequency Ripple", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 12, pp. 7299–7307, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2413815.
- [57] H. S. Kim, M. H. Ryu, J. W. Baek, and J. H. Jung, "High-efficiency isolated bidirectional AC-DC converter for a DC distribution system", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 28, no. 4, pp. 1642–1654, Apr. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2213347.
- [58] A. Tong, L. Hang, G. Li, X. Jiang, and S. Gao, "Modeling and Analysis of a Dual-Active-Bridge-Isolated Bidirectional DC/DC Converter to Minimize RMS Current with Whole Operating Range", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 33, no. 6, pp. 5302–5316, Jun. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2692276.
- [59] W. Choi, K. M. Rho, and B. H. Cho, "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 6, pp. 4048–4064, Jun. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2474135.

- [60] J. Hiltunen, V. Vaisanen, R. Juntunen, and P. Silventoinen, "Variable-Frequency Phase Shift Modulation of a Dual Active Bridge Converter", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 12, pp. 7138–7148, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2390913.
- [61] N. Hou and Y. W. Li, "Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, no. 3, pp. 3148–3172, Mar. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2927930.
- [62] Y. Shen, X. Sun, W. Li, X. Wu, and B. Wang, "A Modified Dual Active Bridge Converter with Hybrid Phase-Shift Control for Wide Input Voltage Range", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 10, pp. 6884–6900, Oct. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2510033.
- [63] D. Sha, X. Wang, and D. Chen, "High-Efficiency Current-Fed Dual Active Bridge DC-DC Converter With ZVS Achievement Throughout Full Range of Load Using Optimized Switching Patterns", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 33, no. 2, pp. 1347–1357, Feb. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2675945.
- [64] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, 1992, doi: 10.1109/28.175280.
- [65] S. A. Q. Mohammed and J. W. Jung, "A State-of-the-Art Review on Soft-Switching Techniques for DC-DC, DC-AC, AC-DC, and AC-AC Power Converters", *IEEE Trans Industr Inform*, vol. 17, no. 10, pp. 6569–6582, Oct. 2021, doi: 10.1109/TII.2021.3058218.
- [66] "Design Guide: TIDA-010054 Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations", 2021.
- [67] A. K. Jain and R. Ayyanar, "PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 26, no. 4, pp. 1215–1227, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2070519.
- [68] D. Wang, W. Zhang, and J. Li, "A PWM plus phase shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in electric vehicle charging/discharging system", *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, ITEC Asia-Pacific 2014 – Conference Proceedings*, Oct. 2014, doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6940986.
- [69] Z. Pavlović, J. A. Oliver, P. Alou, Ó. Garcia, and J. A. Cobos, "Bidirectional dual active bridge series resonant converter with pulse modulation", *Conference Proceedings – IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, pp. 503–508, 2012, doi: 10.1109/APEC.2012.6165867.
- [70] H. Wu, K. Sun, Y. Li, and Y. Xing, "Fixed-Frequency PWM-Controlled Bidirectional Current-Fed Soft-Switching Series-Resonant Converter for Energy Storage Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6190–6201, Aug. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2682020.
- [71] A. Bubovich, M. Vorobyov, and A. Giannakis, "Initial Evaluation of a Multilevel Inverter with Unfolding Stage for BESS Applications", *Proceedings of the 9th IEEE*

- Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering, AIEEE 2021*, 2021, doi: 10.1109/AIEEE54188.2021.9670386.
- [72] H. Akagi, “Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 26, no. 11, pp. 3119–3130, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2143431.
 - [73] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, “IEC TR 61000-2-5 - Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-5: Environment – Description and classification of electromagnetic environments”.
 - [74] O. Tetervenoks, I. Galkin, and A. Bubovich, “Considerations on Practical Implementation of Current Source Mode Single-Inductor Multiple-Output LED Driver”, *Electronics 2024, Vol. 13, Page 54*, vol. 13, no. 1, p. 54, Dec. 2023, doi: 10.3390/ELECTRONICS13010054.
 - [75] A. Bubovich, V. Parinova, I. Galkin, and A. Giannakis, “Initial Evaluation of Multilevel Converter with Unfolding Stage and Voltage Regulators for applications in BESSs”, *Proceedings of the Biennial Baltic Electronics Conference, BEC*, vol. 2022-October, 2022, doi: 10.1109/BEC56180.2022.9935611.
 - [76] Z. Zhao, J. S. Lai, and Y. Cho, “Dual-mode double-carrier-based sinusoidal pulse width modulation inverter with adaptive smooth transition control between modes”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2094–2103, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2227900.



Aleksandrs Bubovičs dzimis 1993. gadā Rīgā. Rīgas Tehniskajā universitātē (RTU) ieguvis bakalaura (2017) un maģistra grādu (2018) elektrotehnoloģiju datorvadībā. Kopš 2016. gada strādā RTU, patlaban ieņemot pētnieka, lektora un laboratoriju vadītāja amatu. Zinātniskās intereses saistītas ar energoelektronikas pārveidotāju lietojumu enerģijas uzkrāšanas sistēmās un medicīnas iekārtās, kā arī ar energoelektronikas pārveidotāju termisko pārvaldību.