RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE
Enerģētikas un elektrotehnikas fakultāte
Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūts

Kaspars KROIČS
Doktora studiju programmas ‘’Elektrotehnoloģiju datorvadība’’ doktorants

IEKĀRTU AR SUPERKONDENSATORIEM IZSTRĀDE ELEKTRISKĀS PIEDZIŅAS MODERNIZĒŠANAI

Promocijas darbs

Zinātniskie vadītāji
Dr. sc. ing. LEONARDS LATKOVSKIS
Dr. sc. ing. VIESTURS BRAŽIS

Rīga 2018

PATEICĪBA

Vēlos izteikt pateicību zinātniskajiem vadītājiem asociētajam profesoram Leonardam Latkovskim un asociētajam profesoram Viesturam Bražim par vērtīgiem padomiem, objektīvu darba kritiku, par ieguldīto laiku un darbu. Izsaku pateicību Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūta vadošajam pētniekam Jānim Zaķim par iespēju piedalīties zinātniskajos projektos un vērtīgajiem padomiem. Liels paldies Uģim Sirmelim un Linardam Grigānam par pretimnākšanu, palīdzību zinātniskajā darbā un vērtīgām diskusijām.

ANOTĀCIJA

Šajā promocijas darbā izpētītas un izstrādātas elektriskās piedziņas modernizācijas iekārtas, kas balstītas uz papildu superkondensatora enerģijas uzkrājēja pielietošanu. Tika pētīta uzkrājēja izmantošana un vadības metodes elektriskajā transportā, izmantojot vilces piedziņas laboratorijas stendu, liela promocijas darba daļa veltīta energoelektronisko pārveidotāju uzlabošanai enerģijas uzkrājēju sistēmas pielietojumam. Tāpat izstrādātas modernizācijas iekārtas, kas sevī iekļauj divvirziena pārveidotāju, industriālās elektriskās piedziņas energoefektivitātes uzlabošanai, kuras testētas uz izstrādātā stenda. Darbā ir veikti teorētiski aprēķini, datormodelēšanas uzdevumi, un praktiski eksperimenti.

Darba kopapjoms ir 143 lapas, tas satur 137 attēlus, 3 tabulas un 184 atsauksmes uz literatūras avotiem.

ABSTRACT

In the PhD thesis electric drive modernization equipment based on the use of an additional supercapacitor based energy storage is researched and developed. The use of energy storage and different management methods in electric transport was studied using a traction drive laboratory stand. A large part of the thesis was devoted to improvement and optimization of DC-DC power electronics converters proposed for the energy storage systems. Also modernization devices for improving the energy efficiency of industrial electric drives were developed and tested on developed test bench. The work includes theoretical calculations, computer modeling tasks, and practical experiment results.

The total amount of work is 143 pages, it contains 137 pictures, 3 tables and 184 references to the literature sources.

SATURS

Pateicība 2
Anotācija 3
Abstract 4
Saturs 5
Ievads 7
1. Enerģijas uzkrājēja pielietošana elektriskajā piedziņā 14
1.1. Plašāk izmantotie regulējamās piedziņas veidi 14
1.1.1. Asinhronā piedziņa 14
1.1.2. Sinhronā piedziņa 15
1.1.3. Līdzstrāvas piedziņa 16
1.2. Piedziņas veidi, kur iespējama rekuperatīvās bremzēšanas enerģijas uzkrāšana 16
1.2.1. Kravas celšanas mehānismos 16
1.2.2. Elektriskās vilces piedziņā 24
1.2.3. Piedziņai ar inerciālu slodzi 25
2. Rekuperatīvās bremzēšanas stenda izveide un modernizācijas iekārtas izpēte elektriskā transporta pielietojumam 27
2.1. Spēki, kas iedarbojas uz transportlīdzekli 27
2.2. Stends rekuperatīvās bremzēšanas enerģijas pētīšanai 30
2.3. Stenda pielietošana mērogota ar uzkrājēju aprīkota tramvaja modeļa pētīšanai 34
2.4. Superkondensatoru uzkrājēja modernizācijas komplekta izpēte un izstrāde priekš lēngaitas elektriskā transporta 39
3. Magnētiski saistītu droseļu izmantošana pārveidotāja strāvas pulsāciju samazināšanai un jaudas blīvuma palielināšanai 52
3.1. Divfāžu inversi magnētiski saistītas droseles izveide un pielietošana līdzstrāvas pārveidotājos 55
3.2. Četrfāžu pārveidotājs ar magnētiski saistītām droselēm un enerģijas pārvadi starp fāzēm .. 66
3.3. Četrfāžu pārveidotājs ar magnētiski saistītām droselēm un enerģijas pārvadi starp fāzēm .. 74
4. Uz superkondensatoriem balstīta modernizācijas Iekārta iekšdedzes dzinēja starta baterijas snieguma uzlabošanai 82
4.1. Klasiskās iedarbināšanas procesa analīze 84
4.2. Uz superkondensatoriem balstīta modernizācijas iekārta tradicionālās iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmas uzlabošanai 87
4.3. Uz superkondensatoriem balstīta modernizācijas iekārta ar aktīvu vadību tradicionālās iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmas uzlabošanai 93

5. Modernizācijas iekārtas un energoelektronikas pārveidotāja izstrāde ar frekvenču pārveidotāju vadāmas elektriskās piedziņas energoefektivitātes uzlabošanai 98
5.1. Augstas veikstspējas neizolētā pārveidotāja izstrāde rekuperatīvās enerģijas uzkrāšanas pielietojumam 98
5.1.1. Līdzstrāvas pārveidotāja topoloģijas izvēle un galveno elementu izvēle enerģijas uzkrājēja pielietojumam 98
5.1.2. Pārveidotāja vadības algoritms 102
5.1.3. Elektromagnētisko traucējumu ietekmes mazināšana uz vadības sistēmu 106
5.1.4. Pārveidotāja eksperimentālais prototips 109
5.1.5. Pārveidotāja testēšanas stenda izveide un eksperimentālie rezultāti 110
5.1.6. Vairākfāžu līdzsprieguma pārveidotāja strāvas pulsāciju mazināšanas paņēmiens 117
5.2. Izolēts vairāklīmeņu pārveidotājs 121
5.2.1. Vairāklīmeņu pārveidotāja spriegumu balansēšanas problēma 122
5.2.2. Spriegumu balansēšanas risinājuma darbības princips 126
5.2.3. Pārveidotāja eksperimentālais prototips 129
Secinājumi 132
Literatūra 134

IEVADS

Elektriskās piedziņas būtiski svarīgo lomu ikdienas dzīvē apliecina tas, ka mūsdienās vairāk nekā 70 % [1] no pasaulē patērētās elektroenerģijas tiek izmantoti kādā no elektriskās piedziņas veidiem ne tikai transportā vai industrijā, bet arī mājsaimniecībā un citās jomās.

Transporta sektors ir atbildīgs par 30 % no visa enerģijas patēriņa Eiropas Savienībā [2], tas izsauc ne tikai CO_2 bet arī citu kaitīgu izmešu nokļūšanu apkārtējā vidē. Tā kā aizvien vairāk elektroenerģijas tiek saražots, izmantojot atjaunojamos energoresursus, galvenokārt saules un vēja enerģiju, tad ar dažādu subsīdiju palīdzību, kā arī, ieguldot publiskos līdzekļus ar elektrisko auto saistītu tehnoloģiju izstrādē, tiek sekmēta ar iekšdedzes dzinējiem aprīkotu transportlīdzekļu aizstāšana ar tādiem, kuri daļēji vai pilnībā izmanto elektrisko piedziņu. Tiek prognozēts, ka jau pirms 2020. gada elektrisko automobiļu izlaide sasniegs 100000 vienību gadā [3]. Jau ilgāku laiku transportā plaši tiek izmantoti trolejbusi, tramvaji, elektriskie vilcieni, speciāla pielietojuma lēngaitas elektriskie transporta līdzekļi. To barošana tiek nodrošināta vai nu izmantojot kontakttīklu vai nu litija-jonu, vai svina-skābes baterijas. To veiktspēja un efektivitāte var tikt palielināta, ja kā papildus uzkrājējs tiek izmantots superkondensators, kura pielietošana ļautu paildzināt baterijas kalpošanas laiku, efektīvāk izmantot bremzēšanas enerģijas uzkrāšanu un palielināt efektivitāti pie pīķa jaudas. Tā kā joprojām superkondensatoru cena ir augsta tad praktiskos pielietojumos tie tiek izmantoti vairāk lielas jaudas transporta līdzekļos, kuri tiek izmantoti regulāri. Tā piemēram "Siemens" stacionārā enerģijas uzkrāšanas sistēma, kura paredzēta bremzēšanas enerģijas uzkrāšanai un sprieguma stabilizēšanai kontakttīkla vājajos punktos, tika testēta Madridē, Ķelnē un Drēzdenē, iegūstot aptuveni 20 % elektroenerģijas ietaupījumu [4]. Tā kā superkondensatoru cenai ir tendence samazināties, tad ir vērts turpināt šādu uzkrājēju pielietojumu pētījumus arī mazākas jaudas transporta līdzekļos un arī citos pielietojumos.

Uz superkondensatoriem balstīta papildus enerģijas uzkrājēja integrēšana elektriskās piedziņas sistēmā, palīdz ne tikai uzkrāt bremzēšanas enerģiju piedziņas sistēmās, kur tas ir iespējams, bet arī risināt tādus svarīgus jautājumus kā īslaicīgu piedziņas sistēmas nodrošināšanu ar enerģiju primārā barošanas avota atslēguma gadījumā, kā arī sprieguma iekrituma gadījumā - šāds neparedzēts primārā enerģijas avota atteikums jaudīgās atbildīgās piedziņas sistēmās var izsaukt zudumus, kas pārsniedz pat miljonu dolāru [5], tāpat ir iespējama strāvas harmoniku mazināšana, līdzstrāvas kopnes sprieguma stabilizēšanu, strāvas pīķa vērtības mazināšana. Tā kā elektriskās piedziņas kalpošanas laiks var sasniegt vairākus

desmitus gadu [6], tad joprojām ekspluatācijā ir liels skaits piedziņas sistēmu, kas apmierinoši veic tām paredzēto uzdevumu, bet ir vai nu energoneefektīvas, vai nu to barošanai izmantotais enerģijas uzkrājējs ar laiku nolietojas un nenodrošina nepieciešamos parametrus. Šādu piedziņas sistēmu nomaiņa uz jaunām reizēm prasa lielus kapitālieguldījumus, kas atmaksājas ilgstošā periodā un šis periods var būt ilgāks par piedzenamā mehānisma kalpošanas laiku. Cita pieeja ir ekspluatācijā esošas elektriskās piedziņas daļēja modernizācija, nomainot kādu mezglu uz jaunu vai papildinot sistēmu ar modernizācijas iekārtu. Šajā darbā pētītas un izstrādātas elektriskās piedziņas modernizācijas iekārtas ar superkondensatoriem, kas ļauj uzlabot ne tikai piedziņas sistēmas energoefektivitāti, bet arī paildzināt akumulatoru baterijas kalpošanas laiku, palielināt piedziņas sistēmas pīķa jaudu un nodrošināt enerģijas nepārtrauktu apgādi tīkla atslēguma gadījumā.

Lai nodrošinātu elektriskās piedziņas, kas aprīkota ar modernizācijas iekārtu, lielāku izmantošanas elastīgumu un efektivitāti, enerģijas uzkrājējs nevar tikt pieslēgts tieši pie līdzstrāvas kopnes, bet ir nepieciešams spēka elektronikas pārveidotājs. Ar pārveidotāja palīdzību ir iespējams nodrošināt dažādus vadības algoritmus atkarībā no konkrētā pielietojuma - var tikt regulēts līdzstrāvas kopnes spriegums, enerģijas uzkrājēja izlādes/uzlādes līmenis, mazināta pīķa jauda, kā arī daudzi citi parametri. Pēdējo 30 gadu laikā par energoelektronikas pārveidotāju optimizāciju un uzlabošanu ir veikti daudz tūkstošu pētījumu, taču joprojām tiek publicēti aizvien jaunas pārveidotāja topoloģijas un uzlabojumi. Lai uzbūvētu pārveidotāju ar vislielāko jaudas blīvumu, efektivitāti un pietiekoši lēti, ir nepieciešama sadarbība starp industriju un pētniecības iestādēm, kā arī lieli cilvēku un finanšu resursu ieguldījumi. Tomēr bieži ir nepieciešams pārveidotājs, kurš pilda labi kādu specifisku funkciju, bet tas, ka kāds no parametriem nedaudz atpaliek no labākajiem piemēriem, daudz nemazina tā pielietošanas lietderību.

Šajā darbā pētītas pārveidotāja uzlabošanas iespējas, izmantojot jaunākos zinātniskos risinājumus - integrētus magnētiskos elementus, vairākfāžu topoloģiju, vairāklīmeņu topoloģiju, pārtrauktās strāvas režīmu, izmantojot tos prototipos, kuru izstrādē un iespējamā tālākā maz sēriju ražošanā nav nepieciešami specifiski pasīvie komponenti, augsta integrācijas pakāpe, specifiska pielietojuma integrētās shēmas (*ASIC*) un cita veida lielas investīcijas. Tāpat izstrādāti pārveidotāju vadības algoritmi, kas speciāli pielāgoti modernizācijas iekārtai ar superkondensatoriem.

Darba mērķis un uzdevumi

Darba mērķis ir izstrādāt perspektīvas elektriskās piedziņas modernizācijas iekārtas ar superkondensatoru elektroenerģijas uzkrājējiem, pētot, uzlabojot un ieviešot tām paredzētos energoelektriskos pārveidotājus. Mērķa sasniegšanai izvirzīti šādi uzdevumi:

1. Izstrādāt stendu reģeneratīvās bremzēšanas enerģijas uzkrāšanas iespēju pētīšanai elektriskajā piedziņā.
2. Izpētīt magnētiski saistīto magnētisko elementu pielietošanas iespējas pārveidotājos.
3. Izstrādāt algoritmu vairākfāžu topoloģijas vadībai robežrežīmā.
4. Veikt iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmas uzlabošanas iespēju izpēti, izmantojot superkondensatorus.
5. Izpētīt uz superkondensatoriem bāzēta pārbūves komplekta izmantošanas iespējas lēngaitas elektriskajos transportlīdzekļos.
6. Izstrādāt energoelektronikas divvirziena līdzstrāvas pazeminoši–paaugstinošo pārveidotāju prototipus pārbūves komplekta ar superkondensatoriem izmantošanai elektriskās piedziņas sistēmās ar trīsfāžu frekvenču pārveidotāju.

Zinātniskās novitātes

- izstrādāta jauna vairāklīmeņu pārveidotāja spriegumu balansēšanas metode;
- jauna vadības metode pārveidotāja darbam robežrežīmā, ļaujot samazināt droseļu izmērus;
- algoritms nolašu veikšanai, kas ļauj mazināt elektromagnētisko traucējumu ietekmi uz mērījumiem;
- rasts risinājums iekšdedzes dzinēja startēšanas procesu uzlabošanai, izmantojot superkondensatorus un vadāmu slēdzi;
- izstrādāts uz superkondensatoriem bāzēts pārbūves komplekts ar neatkarīgu vadības sistēmu un jauni vadības algoritmi ar bateriju aprīkota lēngaitas transportlīdzekļa veiktspējas un energoefektivitātes uzlabošanai;
- izpētīta magnētiski saistītu droseļu izmantošana strāvas pulsāciju mazināšanai un iegūtas analītiskas izteiksmes to aprēķinam.

Darba praktiskā nozīme

- superkondensatoru pārbūves komplekts var tikt izmantots praktiskos pielietojumos, palielinot transportlīdzekļa jaudu un efektivitāti;

- iegūtās matemātiskās izteiksmes, kas apraksta strāvas pulsācijas magnētiski saistītās droselēs var tikt izmantotas praktiskajos inženieraprēķinos;
- modernizācijas komplekts ar superkondensatoriem, kas pieslēdzams pie 3 fāžu frekvenču pārveidotāja līdzstrāvas kopnes, var tikt pielietots elektriskās piedziņas energoefektivitātes palielināšanai un nepārtrauktas elektroapgādes nodrošināšanai;
- piedāvātā balansēšanas metode var tikt izmantota gadījumos, ja nav iespējas realizēt sarežģītu algoritmu, kas kontrolē spriegumu, izmantojot digitālu vadību;
- vadības metode pārveidotājam, kas darbojas pārtrauktās strāvas režīmā, var tikt izmantota praktiskos pielietojumos, palielinot pārveidotāja jaudas blīvumu.

Aizstāvamās tēzes

1. Modernizācijas iekārta ar superkondensatoriem, kas ir uzstādāma vienkāršā veidā jau ekspluatācijā esošam elektriskajam transportlīdzeklim, kas aprīkots ar svina skābes bateriju, ļauj pagarināt akumulatora kalpošanas laiku un palielina vilces piedziņas sistēmas kopējo energoefektivitāti. Transportlīdzeklim paredzēto spēka elektronikas pārveidotāju izmēram jābūt pēc iespējas mazākam. Ar vienkāršas konstrukcijas magnētiski saistītām droselēm ir iespējams samazināt četrfāžu līdzsprieguma pārveidotāja pulsācijas vidēji par 20 %, palielinot pārveidotāja efektivitāti un samazinot tā izmērus.
2. Superkondensatoru pielietošana iekšdedzes dzinēja startēšanai, pielietojot spēka elektronikas risinājumus, ļauj paildzināt svina-skābes baterijas kalpošanas laiku, samazināt nepieciešamo superkondensatora enerģijas ietilpību, samazināt sprieguma iekritumu startēšanas brīdī un startera motora strāvas pīķi, kā arī ļauj sekmīgi piestartēt dzinēju izlādēta akumulatora gadījumā.
3. Superkondensatora izmantošanai ir perspektīva liftu rekuperatīvās bremzēšanas enerģijas uzkrāšanai, speciāli pielāgotu pārveidotāju izmantošana ļauj optimāli izmantot uzkrājēja ietilpību un panākt papildu energoefektivitātes uzlabošanu un lifta piedziņas patērējamās pīķa jaudas samazinājumu. Šādā pielietojumā svarīga ir pārveidotāja dinamiska reakcija uz pārejas procesiem. Daudzfāžu pārveidotāja topoloģija un darbība kritiskās strāvas vai pārtrauktās strāvas režīmā ļauj izveidot pārveidotāju ar īsu reakcijas laiku un maziem izmēriem. Pielietojot speciālu vadības algoritmu, ir iespējams izveidot vairākfāžu pārveidotāju ar mazām ieejas un izejas strāvas pulsācijām bez strāvas sensora un vadības cilpas katrā no fāzēm.

4. Tā kā superkondensatoru spriegums ir zems, daudzos pielietojumos ir nepieciešam izolēta līdzsprieguma pārveidotāja izmantošana. Daudzlīmeņu topoloģijas izmantošana ļauj izmantot lētākus tranzistorus ar labākiem parametriem un palielināt pārveidotāja efektivitāti, taču ir jārisina sprieguma balansēšana starp pārveidotāja pleciem. Spriegumu balansēšanu ir iespējams nodrošināt bez speciālas sarežģītas vadības sistēmas, ieviešot jaunus shematisko risinājumus, kas spēj darboties neatkarīgi no pārveidotāja vadības sistēmas.

Darba aprobācija

Darbā atspoguļotie rezultāti izklāstīti 20 publikācijās:

1. Kroičs, K., Zaķis, J. Multiphase Interleaved DC-DC Converter with Directly and Inversely Coupled Inductors. No: 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2016): Proceedings, Latvija, Riga, 13.-14. oktobris, 2016. (SCOPUS)
2. Kroičs, K., Zaķis, J., Suzdaļenko, A., Gaigals, G. A Simplified Approach to Input Voltage Balancing for Series Connected Isolated DC-DC Converters. In: 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe): Proceedings, Germany, Karlsruhe, 5-9 September, 2016. (SCOPUS)
3. Kroičs, K., Sokolovs, A. Interleaved DC-DC Converter with Discrete Duty Cycle and Open Loop Control. Latvian Journal of Physics and Technical Sciences, 2016, Vol.53, No.4, pp.14-21. (SCOPUS)
4. K. Kroics, A. Sokolovs, L. Grigans, U. Sirmelis "ISOP converter with simplified voltage balance control," in Proceedings of "International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management" (PCIM Europe 2016), Germany, Nuremberg, 2016, pp. 1-8. (SCOPUS)
5. Kroičs, K., Bražis, V. Supercapacitor Based Storage System for Efficiency Improvement of Lead-Acid Powered Light Electric Vehicle. In: Proceedings of 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Bulgaria, Varna, 25-30 September, 2016. (SCOPUS)
6. K. Kroičs, V. Bražis, " Ultracapacitor based storage system for lead-acid powered light electric vehicle retrofit ", in Proceedings of 15th International Scientific Conference on Engineering for Rural Development, Latvia, Jelgava, 2016, pp. 1386-1394. (SCOPUS)

7. Kroics K. "Bi-directional two level 6-phase DC-DC converter for energy storage application," in Proceedings of International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe 2015), Germany, Nuremberg, 2015, pp. 1-8. (SCOPUS)
8. K. Kroics "Simulation Based Analysis of Digitally Controlled 4-phase DC-DC Converter with Coupled Inductors," in Proceedings of 9th International Conference "Environment. Technology. Resources", Latvia, Rezekne, 2015, pp. 89-95. (SCOPUS)
9. K. Kroičs, V. Bražis, U. Sirmelis "Voltage Balance Control of Two-Level DC-DC Converter", in Proceedings of 14th International Scientific Conference Engineering for Rural Development, Latvia, Jelgava, 2015, pp.402-407. (SCOPUS)
10. K. Kroičs, U. Sirmelis, L. Grigāns, V. Bražis "Digitally Controlled 4-Phase Interleaved DC-DC Converter with Coupled Inductors for Storage Application in Microgrid", in Proceedings of 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE 2015), Portugal, Costa da Caparica, 2015, pp. 504.-509. (SCOPUS)
11. K. Kroičs "System for Start of Internal Combustion Engine with Hybrid Battery-Supercapacitor Source", in Proceedings of 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON2015), Latvia, Riga, 2015, pp. 259-263. (SCOPUS)
12. K. Kroics, U. Sirmelis, L. Grigans "Digitally Controlled 4-Phase Bi-Directional Interleaved Dc-Dc Converter with Coupled Inductors," in Latvian Journal of Physics and Technical Sciences, Vol. 52, No. 4, 2015, pp. 18-31. (SCOPUS)
13. K. Kroičs, V. Bražis "Digitally Controlled Synchronous Buck-Boost Converter for Ultracapacitor Based Energy Storage Application", in: Proceedings of 13th International Scientific Conference "Engineering for Rural Development", Vol.13, Latvia, Jelgava, 2014, pp.385-390. (SCOPUS)
14. K. Kroics "Ostas konteineru krānu efektivitātes uzlabošana ar superkondensatoru enerģijas uzkrājējiem," in Proceedings of International Student Conference "Human. Environment. Technology", 2014, pp. 88-96.
15. V. Bražis, K. Kroičs, L. Grigāns "Scientific Laboratory Platform for Testing the Electric Vehicle Equipped with DC Drive", Latvian Journal of Physics and Technical Sciences, 2014, Vol. 51, No.5, pp.56-64. (SCOPUS)
16. K. Kroičs, U. Sirmelis, V. Bražis "Design of Coupled Inductor for Interleaved Boost Converter", Przegląd Elektrotechniczny, 2014, No.12, pp.91-94. (SCOPUS)

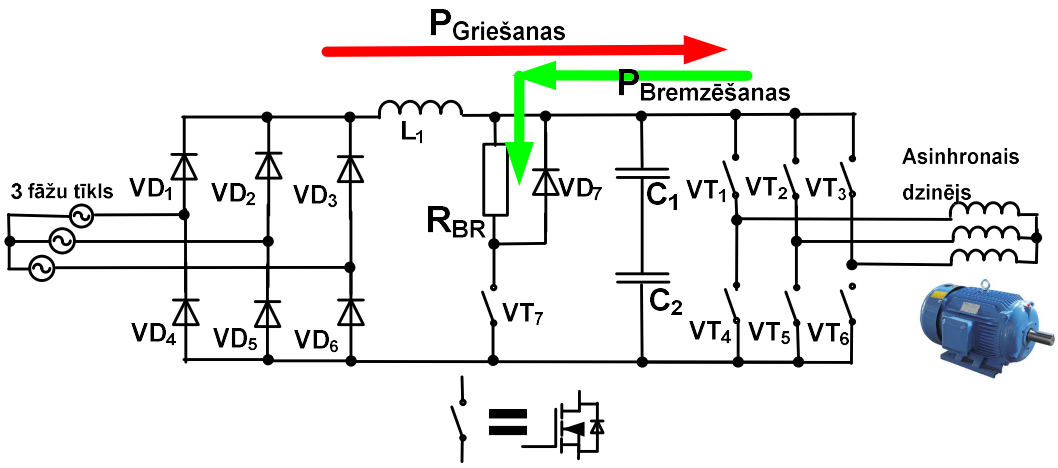
17. K. Kroičs, U. Sirmelis, J. Černovs "DSP Based Bi-Directional Interleaved DC-DC Converter for Energy Storage Application", in: Proceedings of 12th International Scientific Conference "Engineering for Rural Development", vol.12, Latvia, Jelgava, 2013, pp. 441-445. (SCOPUS)
18. K. Kroičs "Standby Power Reduction of Auxiliary Power Supply for Digitally Controlled SMPS", in Proceedings of the 2nd Electronic International Interdisciplinary Conference (EIIC 2013), Slovakia, Zilina, 2013, pp.396-401.
19. K. Kroičs "Digital Control of Variable Frequency Interleaved DC-DC Converter", in Proceedings of the 9th International Scientific and Practical Conference: "Environment. Technology. Resources.", Latvia, Rēzekne, 2013, pp.124-129. (SCOPUS)
20. K. Kroičs, V. Bražis "A Digitally Controlled Test Bench for DC Electrical Drives", In: Proceedings in Multidisciplinary Conference QUAESTI, Slovakia, Zilina, 2013, pp.166-170.

1. ENERĢIJAS UZKRĀJĒJA PIELIETOŠANA ELEKTRISKAJĀ PIEDZIŅĀ

1.1. Plašāk izmantotie regulējamās piedziņas veidi

1.1.1. Asinhronā piedziņa

Asinhronais motors, tanī laikā vairāk pazīstams kā Teslas motors, tika izgudrots jau 18. gadsimta beigās [7]. Laika gaitā tas gan ir pieredzējis daudzus uzlabojumus. Asinhronais motors pats par sevi ir konstanta ātruma mašīna, tā rotācijas frekvence ir proporcionāla trīsfāžu sprieguma frekvencei. Agrāk tieši tas bija šķērslis asinhrono dzinēju plašai izmantošanai, taču mūsdienās, attīstoties pusvadītāju tranzistoriem, ir iespējams izveidot pietiekoši lētu un energoefektīvu sprieguma frekvenču pārveidotāju, kas ļauj realizēt motora ātruma regulēšanu plašās robežās. Šobrīd lielākā daļa no ekspluatācijā esošajiem asinhronajiem motoriem ir aprīkota ar frekvenču pārveidotāju, tā tipiska shēma ir parādīta 1.1. att.

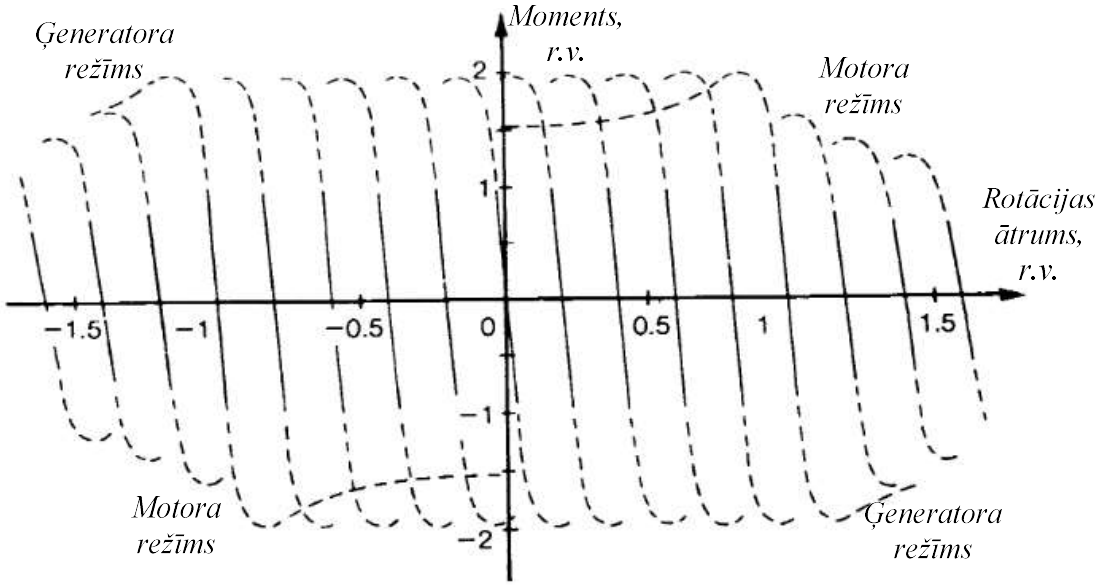


1.1. att. Tipiska trīsfāžu asinhronā dzinēja frekvenču pārveidotāja shēma un jaudas plūsma.

Frekvenču pārveidotājs sastāv no trīsfāžu taisngrieža, ko veido diodes VD_1 - VD_6, līdzstrāvas kopnes ar pasīvo LC filtru un izejas invertora, ko veido tranzistori VT_1 - VT_6 (parasti *IGBT* tranzistori). Maiņspriegums tiek iztaisnots un nofiltrēts ar filtru un pēc tam pārveidots trīsfāžu maiņspriegumā ar nepieciešamo frekvenci. Impulsu platuma modulācijas frekvence parasti ir robežās no dažiem kiloherciem līdz 30 kHz [8], vadībai parasti tiek izmantotas tiešā momenta vadības (*DTC - direct torque control*) vai lauka vektoru vadība

(*FOC - field oriented control*), vai kāda cita vadības tehnika, kas tiek realizēta, izmantojot digitālu vadību.

Papildu tranzistors VT_7, diode VD_7 un rezistors R_{BR} veido bremžu impulspārveidotāju, kas ir nepieciešams, lai novērstu sprieguma paaugstināšanos uz līdzstrāvas kopnes gadījumos, kad ir nepieciešama motora un piedzenošā mehānisma bremzēšana, īpaši svarīgi tas ir inerciālas slodzes gadījumā, celšanas mehānismu un transporta sistēmās. Bremzēšanas enerģija tiek izkliedēta siltuma veidā bremzēšanas rezistorā R_{BR}, tas noved pie piedziņas sistēmas efektivitātes samazinājuma, jo šī enerģija netiek izmantota lietderīgi.



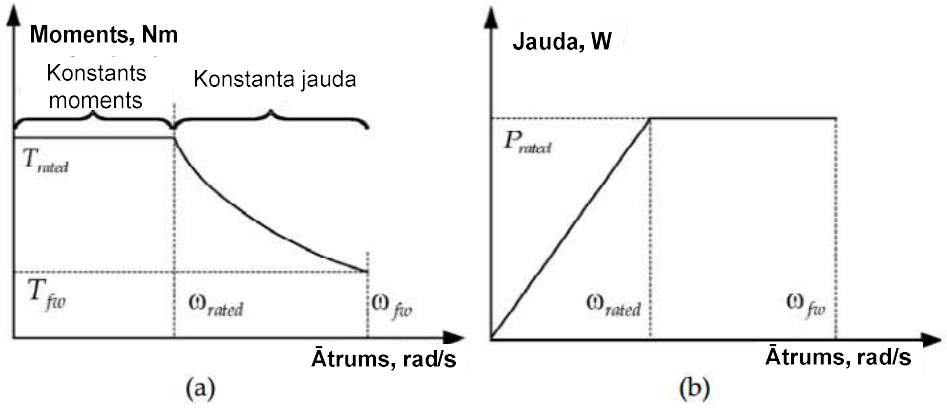
1.2. att. Asinhronā dzinēja momenta raksturlīknes, izmantojot frekvenču pārveidotāju [9].

1.2. att. ir redzama asinhronā dzinēja momenta raksturlīknes, ja regulēšanai tiek izmantots frekvenču pārveidotājs. Izmantojot lauka vājinājuma vadības metodi, dzinēja apgriezienu skaits var tikt palielināts virs nominālā. Kā redzams attēlā, tad frekvenču pārveidotāja izmantošana ļauj plūstoši regulēt piedziņas ātrumu, tāpēc šāda tipa piedziņa tiek izmantota ļoti plaši daudzās pielietojuma jomās.

1.1.2. Sinhronā piedziņa

Aizvien plašāk tiek izmantotas sinhronās mašīnas ar pastāvīgajiem magnētiem, kā arī sinhronās relaktances mašīnas. Sinhronais motors ar pastāvīgajiem magnētiem nodrošina nemainīgu momentu plašā diapazonā (1.3. att.), ir vieglāks un efektīvāks nekā asinhronais motors, tāpēc īpaši piemērots elektriskajam transportam. Sinhronā motora vadīšanai parasti

izmanto 1.1. att. parādīto shēmu, bet jāizmanto sarežģītāks vadības algoritms vai arī shēma jāpapildina ar rotora pozīcijas devēju, vai ir jāpielieto bezsensora vadības metodes.



1.3. att. Sinhronā dzinēja ar pastāvīgajiem a) momenta un b) jaudas raksturlīknes [10].

1.1.3. Līdzstrāvas piedziņa

Līdzstrāvas piedziņa ir relatīvi vienkāršāka nekā maiņstrāvas piedziņa, tai ir ilga pielietošanas vēsture. Kaut arī šādas piedziņas izmantošana strauji samazinās, tai joprojām ir atrodams pielietojums specifiskām vajadzībām, kā arī lielas jaudas pielietojumos, jo šādu piedziņu var vieglāk realizēt augsta sprieguma pielietojumam. Kontrolējot līdzstrāvas piedziņas spriegumu, ir iespējams nodrošināt nominālo momentu pie jebkura griešanās ātruma. Rekuperatīvā bremzēšana notiek, kad enkura griešanās frekvence pārsniedz ideālas tukšgaitas griešanas frekvenci un enkura strāva maina virzienu, dzinēja elektromagnētiskais moments arī maina virzienu un kļūst par bremzējošo.

1.2. Piedziņas veidi, kur iespējama rekuperatīvās bremzēšanas enerģijas uzkrāšana

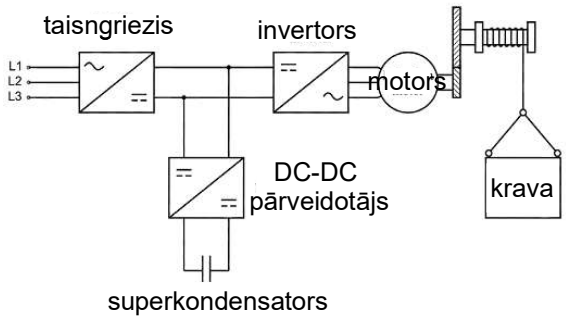
1.2.1. Kravas celšanas mehānismos

Elektriskā piedziņa plaši tiek izmantota kravas celšanas mehānismos - kravu un pasažieru liftos, rūpnīcās smagsvara kravu pārvietošanai un arī kravu loģistikā. Ņemot vērā vienu konkrētu piemēru, tiks parādīts tas, cik daudz enerģijas tiek zaudēts bremžu rezistoros ostas konteineru celtnim. Dažādu ostas celtņu mehānismu piedziņai tiek izmantoti līdzstrāvas, asinhronie ar fāžu rotoru, asinhronie dzinēji ar īsslēgtu rotoru. Asinhronie dzinēji ar fāžu rotoru nav efektīvi, nav iespējama to precīza vadība, komutācijas aparāti ātri nolietojas, tāpēc tos būtu nepieciešams nomainīt uz asinhronajiem dzinējiem ar īsslēgtu rotoru, kuru vadībai

tiktu izmantots frekvenču pārveidotājs [11]. Kā liecina publiski pieejamā informācija, iespēju robežās šī nomaiņa jau notiek. Tāpēc šī tipa motori turpmāk netiks apskatīti. Līdzstrāvas dzinēji tiek pielietoti tikai ļoti vecu celtņu piedziņas sistēmās.

Kā jau tika apskatīts iepriekš, dzinējs var darboties arī kā ģenerators un ražot elektrību. Ja dzinējs tiek iegriezts ātrāk par sinhrono ātrumu, tad tas pāriet rekuperatīvās bremzēšanas režīmā un ražo elektrību. Pāriet uz ģeneratora režīmu var, izmainot izejas sprieguma frekvenci. Viens no jaudīgākajiem ostas krāna motoriem ir kravas pacelšanas mehānisma motors. Ceļot kravu uz augšu, tas patērē jaudu un griež celšanas mehānismu. Savukārt, laižot kravu uz leju, tas rada bremzējošo momentu un bremzē kravu. Ja piedziņas sistēma nav aprīkota ar uzkrājēju vai ar enerģijas nodošanu atpakaļ tīklā, tad bremzēšanas laikā saražotā elektroenerģija bremzēšanas procesā tiek izkliedēta bremzēšanas rezistoros, tas ir, tiek izmantota nelietderīgi atmosfēras sildīšanai.

Šo enerģiju būtu iespējams arī izmantot lietderīgi, ja vien bremzēšanas laikā atrastos kāds patērētājs, kas to izmantotu darba veikšanai. Šo enerģiju var arī uzkrāt un izmantot nākamajam kravas pacelšanas ciklam, bet šajā gadījumā ir nepieciešams enerģijas uzkrājējs, kas šo enerģiju uzkrās līdz brīdim, kad būs nepieciešams celt nākamo kravu. Tradicionāli, šim nolūkam varētu tikt izmantoti akumulatori, taču tiem ir ierobežots izlādes/uzlādes ciklu skaits un to mūžs būtu īss. Tāpēc kā viens no iespējamajiem risinājumiem ir superkondensatoru izmantošana enerģijas uzkrāšanai līdz nākamajam celšanas ciklam..



1.4. att. Elektriskā krāna enerģijas uzkrājējsistēmas struktūrshēma.

Lai varētu uzkrāt kravai piemītošo potenciālo enerģiju, elektriskā krāna sistēmā ir jāievieš papildu līdzstrāvas pārveidotājs un superkondesatoru enerģijas uzkrājējs, šāda sistēma ir redzama 1.4. att. attēlā. Līdzsprieguma pārveidotājs pārveido vienu līdzsprieguma līmeni uz otru. Mainot spriegumu, kas krīt uz superkondensatoru baterijas, ir iespējams vadīt enerģijas uzkrājēja izlādes un uzlādes procesus. Līdzīgi enerģijas uzkrājēja pieslēgums var tikt realizēts arī līdzstrāvas motoram. Ieguvums no enerģijas uzkrājēja uzstādīšanas nav tikai mazāks

patēriņš, bet tas arī uzlabo sprieguma kvalitāti. Uzstādot jaunu transformatoru apakšstaciju, to varēs būvēt mazākai jaudai, tātad arī lētāk.

Galvenā superkondensatora priekšrocība ir tā, ka tas spēj atdot un uzkrāt lielu jaudu ar maziem zudumiem. Vienā masas kilogramā var tikt uzkrāti 3000 J enerģijas, bet pat vissliktākais svina - skābes akumulators ir spējīgs uzkrāt 86400 J, kas ir gandrīz 30 reizes vairāk, taču, atdodot lielu jaudu īsā laikā, akumulators bojājas, turklāt to nevar uzlādēt dažu sekunžu laikā. Tāpēc superkondensatori plaši tiek pielietoti pīķa jaudas uzkrāšanai.

Superkondensatoriem piemīt vairākas īpašības, kas padara tos pievilcīgus bremzēšanas enerģijas uzkrāšanai. Tie var izturēt lielu uzlādes - izlādes ciklu skaitu, tie var uzņemt vai atdot enerģiju ļoti ātri, un var darboties plašā temperatūru diapazonā [12]. Kā piemērs tiks apskatīts *Maxwell BOOSTCAP3000* superkondensatora galvenie parametri, kas jāņem vērā, izmantojot to enerģijas uzkrāšanai. Galvenais rādītājs, protams, ir kapacitāte. Šai gadījumā tā ir 3000 F, tas nozīmē, ka tajā var tik uzkrātas mazāk nekā 3 Wh enerģijas. Šāds kondensators maksā aptuveni 40 EUR. Pēc ražotāja datiem šāds superkondensators var atdot 14kW/kg, turpretī svina-skābes akumulators tikai 300 W/kg. Ņemot vērā arī to, ka superkondensatoru var uzlādēt/izlādēt miljoniem reižu, tas padara šādu uzkrāšanas veidu par vienu no labākajiem pīķa jaudas uzkrāšanai.

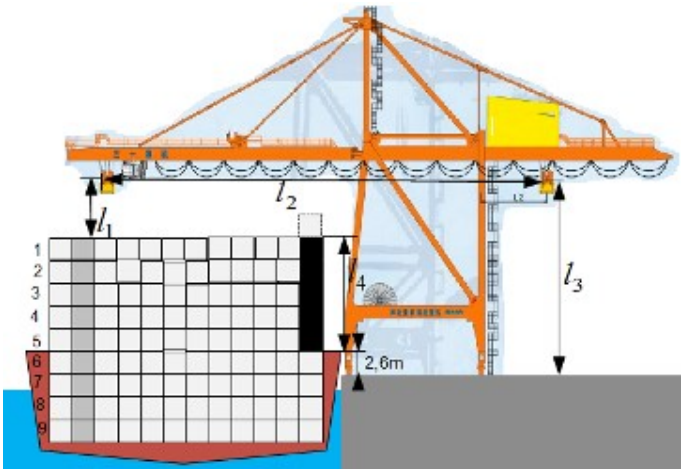
Tā kā viena superkondensatora spriegums ir mazs, tad nākas virknē saslēgt daudzus superkondensatorus, lai iegūtu izmantojumu spriegumu. Atšķirīgo kapacitāšu dēļ tie uzlādējas līdz dažādiem spriegumiem, arī atšķirīgo pašizlādes strāvu dēļ ar laiku spriegumi novirzās [13]. Tāpēc ir nepieciešama balansēšana. Visvienkāršākā ir pasīvā balansēšana - paralēli kondensatoram tiek pieslēgta precīza pretestība, kā rezultātā spriegumi izlīdzinās. Tāpat tiek pielietotas dažādas aktīvās balansēšanas metodes, piemēram, kondensators, kurš sasniedzis spriegumu tuvu maksimālajam, tiek šuntēts.

Kā piemērs tiks apskatīti celtņi konteineru pārkraušanai, jo konteinerkravas sastāda lielāko daļu no pārkrautajām ģenerālkravām. Rīgas brīvostas kravu apgrozījuma statistikā par 2012. gadu [14] ir redzams, ka pārkrauto konteinerkravu skaits ir 362 297, bet pārkrauto konteinerkravu masa - 3632 tūkstoši tonnu. Izdalot šos abus lielumus, var iegūt, ka vidējais konteinera svars ir bijis aptuveni 10 tonnas, šis lielums tiks izmantots tālākos aprēķinos. Tāpat aprēķinos tiks ņemti vērā standarta konteinera izmēri, kas ir redzami 1.5. att., konteinera maksimālais svars ir 34 tonnas, bet tilpums ir 34 m^3.



1.5. att. Divdesmit pēdu standarta konteinera izmēri.

Lielākā daļa no konteineru kravām Latvijā tiek pārkrauta SIA "Baltijas konteineru terminālis", tāpēc šis terminālis tiks apskatīts aprēķinos. Tā rīcībā ir 3 krāni, kas izkrauj konteinerus no kravas kuģa krastā un otrādi (turpmāk - STS krāns), 4 krāni, kas šķiro un novieto konteinerus glabāšanas krāvumos, un divi krāni, kas ieceļ un izceļ konteinerus vilciena vagonos. STS krāni var pacelt maksimālo svaru 30,5 tonnas, kravas celšanas ātrums var sasniegt 40 m/min. STS krāni konteineru var pacelt 32 m augstumā no zemes, horizontālās kustības garums ir 36 m. Terminālī darbojas arī citi elektriski krāni, bet nav pieejama informācija par šo krānu noslodzi, tāpēc praktiskajos aprēķinos tiks apskatīta 2 STS krānu darbība. Kā kravas kuģa piemērs tiks apskatīts konteineru kuģis "Navi baltic", kurš pēc www.marinetraffic.com datiem ir bijis terminālī 25.03.2013.



1.6. att. Konteineru kraušanas iespējamie varianti.

Lai varētu aprēķināt enerģiju, kas nepieciešama kravas iekraušanai/izkraušanai no kuģa un aplēst, cik enerģijas var ietaupīt, tika izveidots kravas kuģa "Navi baltic" aptuvens konteineru izvietojums. Ja būtu nepieciešams izkraut vai iekraut visu kravu, tad kraušanu visefektīvāk ir veikt, kravu izkraujot pa slāņiem. Šai gadījumā nepieciešamais konteinera pacelšanas augstums (l_1) būtu tā augstums attiecībā pret sauszemi plus viena konteinera

augstums (šis augstums pieņemts kā drošības rezerve, lai celtņa operators varētu droši veikt operāciju) 1. - 5. slānim un kuģa borta augstums plus viena konteinera augstums 6. - 9. slānim.

Tomēr biežāk kuģi kursē no vienas ostas uz otru un celtnim ir jāizkrauj tikai noteikta daļa no konteineriem. Šai gadījumā konteiners no vienas kolonnas ir jāceļ pāri citai kolonnai, kura netiks izkrauta. Lai nomodelētu šo situāciju, tiek ieviests vēl viens augstums l_4 (1.6. att. atzīmēts melnā krāsā), kas raksturo to, cik konteineriem pāri jāizceļ vajadzīgais konteiners. Šis lielums var būt robežās no 0 līdz 5 konteineru augstumiem.

Tā kā gadā pārkrauto konteineru apjoms ir liels - vairāki simti tūkstoši konteineru, tad pēc matemātiskās statistikas likumiem rezultātam vajadzētu būt tuvu patiesajam, ja tiek apskatīti visi iespējamie konteinera iekraušanas/izkraušanas profili un ar tiem pārkrauts konteineru skaits, kas atbilst gadā pārkrautajam apjomam. Konteineru masa arī tiek izvēlēta pēc gadījuma likuma, bet ievērojot to, lai tās vidējā vērtība atbilstu patiesajam lielumam un netiktu pārsniegts maksimālais konteinera svars un lai konteinera masa nebūtu mazāka par tukša konteinera masu.

Aprēķini tika veikti datorprogrammā "*Matlab*". Celšanai iztērētā ostas krāna jauda tika aprēķināta pēc formulas:

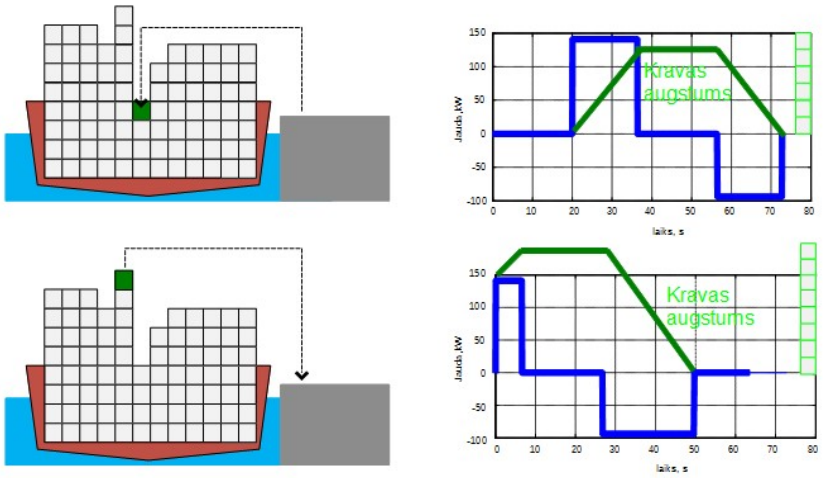
$$P = mgv\,, \tag{1.1.}$$

kur m ir konteinera svars, g - brīvās krišanas paātrinājums, v - konteinera celšanas ātrums.

Patērēto enerģiju diskrētiem lielumiem var aprēķināt pēc sekojošas formulas:

$$E = P_1\Delta t_1 + P_2\Delta t_2 + \ldots + P_n t_n\,. \tag{1.2.}$$

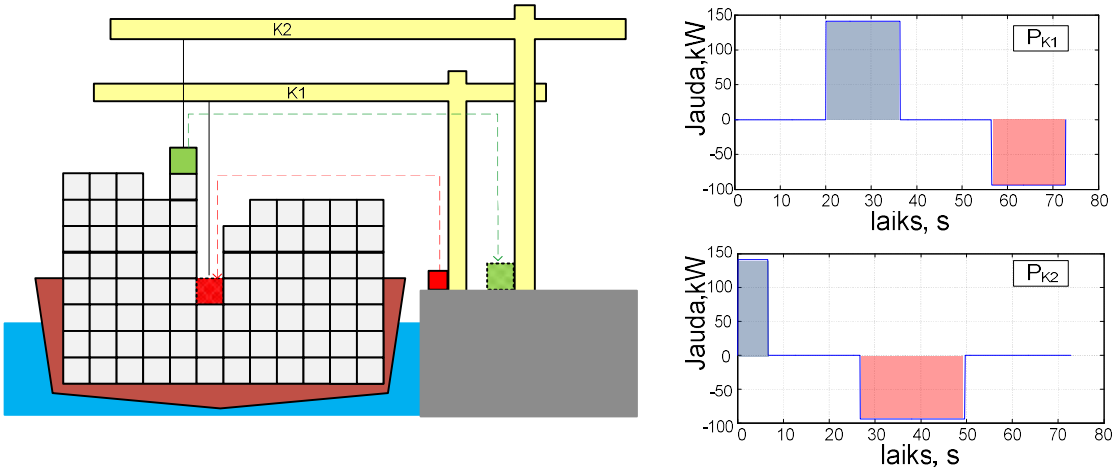
1.7. att. ir redzamas divas no iespējamajām konteinera iekraušanas un izkraušanas jaudas diagrammām. Tiks sastādīti visi iespējamie konteinera pārkraušanas varianti (264), ar kurām tiks pārcelti 80% (290000) no apstrādātajiem konteineriem Rīgas ostas teritorijā 2012. gadā, lai aplēstu gada laikā iztērēto enerģiju.



1.7. att. Konteinera kraušanai nepieciešamā jauda.

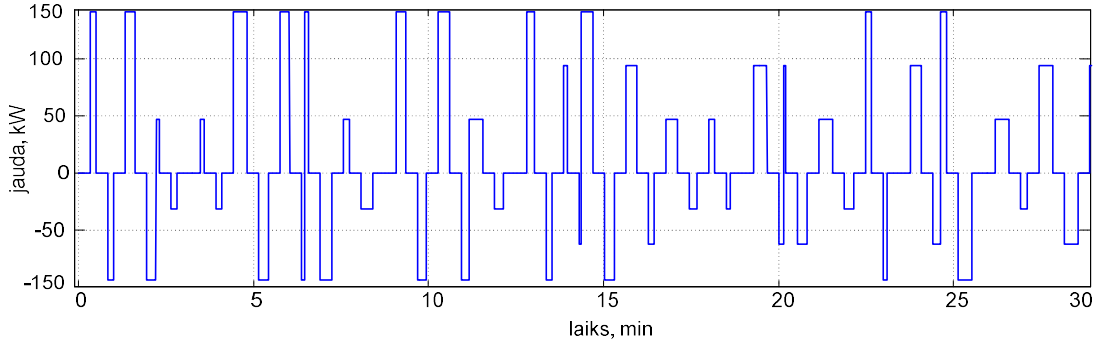
Kā redzams 1.7. att., tad pozitīvā jauda tiek izlietota konteinera celšanai, bet negatīvā jauda tiek iztērēta nelietderīgi bremzēšanai, ja nav uzstādīts superkondensatou uzkrājējs. Ja šo jaudu uzkrāj, tad to var izmantot nākamajā celšanas ciklā. Celtņa elektrisko un mehānisko ierīču kopējais lietderības koeficients tiks pieņemts 80% un arī tiks ņemts vērā aprēķinos. Tāpat tiks apskatīts arī tas, cik lielas ietilpības uzkrājēja uzstādīšana ir izdevīga, datorprogrammai izlaižot cauri iepriekšējos grafikus ar dažādām superkondensatora kapacitātēm un aprēķinot, cik lielu enerģijas ietaupījumu var iegūt. Modelējot šo režīmu tiks ņemta vērā uzkrājēja ietilpība, kā arī tiks ierobežota maksimālā strāva.

Lai varētu novērtēt enerģijas patēriņa samazinājumu, aprīkojot ostas krānus ar enerģijas atgūšanas sistēmām, vispirms tiek iegūts kopējais enerģijas patēriņš ostas krāniem, kas darbojas bez enerģijas atgūšanas sistēmas (EAS). Šāda situācija parādīta 1.8. att., kur redzams, kādas ir krānu K1 un K2 jaudas diagrammas, attiecīgi viena konteinera iecelšanai un izcelšanai no kuģa. Zilā krāsā iekrāsotie laukumi ir enerģijas daudzums, ko krāni patērē, lai paceltu konteineri. Savukārt laukumi, kas iekrāsoti sarkanā krāsā, ir enerģija, ko krāni nelietderīgi izkliedē nolaižot kravu.



1.8. att. Konteinera iekraušanas un izkraušanas jaudas diagrammas.

Izmantojot Matlab gadījuma skaitļa ģenerēšanas funkciju (rand), katram krānam tiek izvēlēti 1000 konteineru pārkraušanas jaudas profili, kas secīgi tiek savirknēti viens aiz otra, tādā veidā iegūstot krāna jaudas profilu ilgstošākā laika posmā. 1.9. att. parādīts krāna K1 30 minūšu jaudas profils. Kā redzams diagrammā, jaudas pīķiem atšķiras gan amplitūda, gan platums, kas nozīmē, ka tā ietver dažādu masu konteinerus, kas tiek pacelti un nolaisti dažādos augstumos.

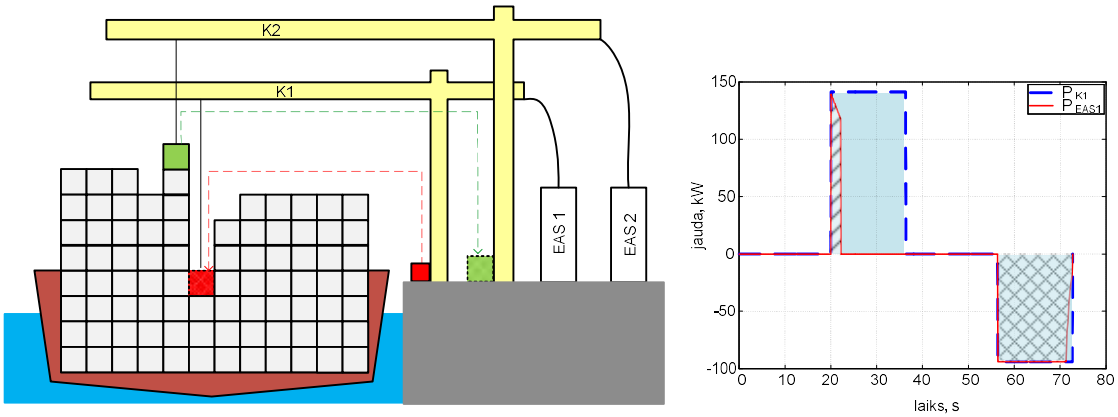


1.9. att. Krāna K1 jaudas grafika fragments.

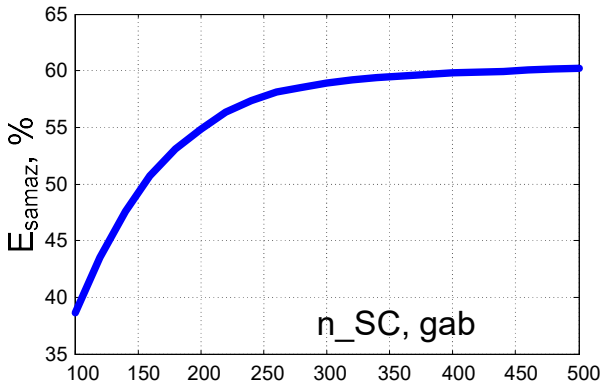
Summējot katra konteinera pacelšanai patērēto enerģiju, tika noteikts, ka kopā abi krāni 2000 konteineru pārkraušanai patērē E_{tot}=797 kWh. Pieņemot, ka gada laikā tiek apstrādāti 290000 konteineri, var aprēķināt, ka nepieciešamais enerģijas daudzums ir 115 MWh. Šis lielums tiks izmantots, lai novērtētu to, cik enerģijas var ietaupīt, izmantojot EAS tehnoloģijas.

1.10. att. ir ilustrēta situācija, kad katrs celtnis ir aprīkots ar enerģijas atgūšanas sistēmu, kura jau sākumā ir daļēji uzlādēta. Divdesmitajā sekundē celtnis K1 sāk kravas pacelšanu un redzams, ka 2 sekundes tam nepieciešamo jaudu nodrošina EAS1. Laikā, kad

EAS ir izlādēts, visa nepieciešamā enerģija tiek atkal ņemta no tīkla. Celtnim 55. sekundē uzsākot kravas nolaišanu, to bremzēšanas enerģijas daļu, kas attēlā ir iesvītrota, nodod enerģijas uzkrājējā, lai pie nākamās konteinera pacelšanas to atkal varētu patērēt. Attēlotajā situācijā netiek uzkrāta visa bremzēšanas enerģija, jo enerģijas uzkrājējam ir ierobežota enerģijas ietilpība.



1.10. att. Ar EAS aprīkoti celtņi.

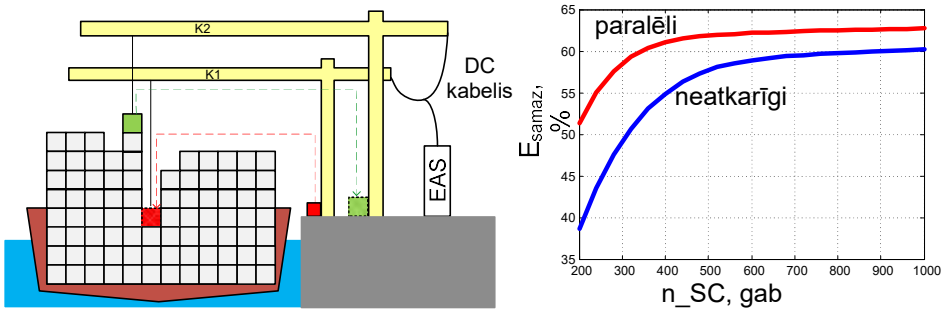


1.11. att. Enerģijas ietaupījums atkarībā no EAS superkondensatoru skaita.

Lai novērtētu enerģijas uzkrājēju uzstādīšanas potenciālu, celtņa K1 1000 konteineru jaudas diagramma tika izmantota kā ieejas dati ar EAS aprīkota celtņa simulēšanai Matlab vidē ar EAS matemātisko modeli, kas aprakstīts [15]. 1.11. att. redzamajā diagrammā parādīts, par cik % iespējams samazināt enerģijas patēriņu (E_{samaz}) vienam celtnim atkarībā no EAS superkondensatoru skaita (n_SC). Uzstādot EAS ar 100 superkondesatoriem, ir iespējams enerģijas patēriņu samazināt jau par 35%, taču kā optimāls SC skaits varētu tikt izvēlēts 300, jo turpmāks SC skaita pieaugums enerģijas samazinājumu palielina nebūtiski.

Nepieciešamo superkondensatoru skaitu reģenerētās enerģijas uzkrāšanai ir iespējams samazināt, ja celtņus elektriski savieno un tiem pievieno kopīgu EAS, kā tas parādīts 1.12. att.

Izmantojot summāro jaudas diagrammu, kuras iegūšana aprakstīta iepriekš, tika simulēta abu celtņu darbība ar kopīgu EAS. Ieguvums, ko sniedz šāds tehnoloģiskais risinājums, atainots 1.12. att. redzamajās līknēs. Salīdzinot rezultātus, ko sniedz sistēma ar kopīgu EAS ar sistēmu, kur katram celtnim ir sava EAS, skaidri redzams, ka kopīgas EAS lietošana ir daudz izdevīgāka. Piemēram, izvēloties 400 superkondensatorus, celtņiem ar kopīgu EAS enerģijas patēriņu iespējams samazināt par 61% (no 797kWh līdz 310kWh), turpretim izveidojot 2 EAS ar 200 SC katram celtnim, tiek panākts 55 % enerģijas patēriņa samazinājums.



1.12. att. Celtņi ar savienotām DC kopnēm un kopīgu EAS.

Ostas terminālos, kur kravu pārkraušanai ir izteikts pacelšanas-nolaišanas raksturs, ir ļoti liels energoefektivitātes paaugstināšanas potenciāls. Aprīkojot katru celtni, kas iekrauj/izkrauj konteinerus no kuģa ar enerģijas uzkrājējiem, iespējams elektroenerģijas patēriņu samazināt līdz pat 60%, taču izdevīgāk ir savienot DC kopnes un izmantot kopīgu enerģijas uzkrājējsistēmu. Šada pieeja ne tikai ļauj samazināt enerģijas uzkrājēja izmaksas, bet arī palielina tā uzstādīšanas lietderību. Superkondensatora enerģijas uzkrājēja ieviešana ir vidēja termiņa investīcija, kas sevi atpelna aptuveni piecos gados.

Arī citos pētījumos [16]–[21] ir analizēta iespēja uzlabot krānu efektivitāti, uzkrājot bremzēšanas enerģiju. Iegūtie rezultāti ir līdzīgi, tāpēc var secināt, ka ir iespējams samērā vienkārši novērtēt iespējamo ieguvumu no enerģijas uzkrāšanas sistēmas uzstādīšanas, ja ir pieejama informācija par ceļamo kravu masu, augstumu, celšanas biežumu, un citiem rādītājiem un izdarīt secinājumu par iespējamo ieguvumu no šādas sistēmas.

1.2.2. Elektriskās vilces piedziņā

Elektrisko auto un hibrīdauto pielietojums kļūst aizvien plašāks, tāpēc arī publicēto pētījumu skaits par enerģijas plūsmas vadību elektriskajā auto ir ļoti liels. Visbiežāk kā elektriskā auto enerģijas uzkrājējs tiek izmantota jaudīga litija jonu baterija, kura ir spējīga arī uzkrāt bremzēšanas enerģiju. Tā kā enerģijas plūsma tiek vadīta, izmantojot transportlīdzekļa

vadības procesoru, tad ir iespējama vēstures datu plaša analīze, dažādu uz mākslīgo intelektu balstītu algoritmu pielietošana, lai izveidotu enerģijas plūsmas vadību, kas nodrošina pēc iespējas mazāku enerģijas patēriņu vai arī lielāku pīķa jaudu.

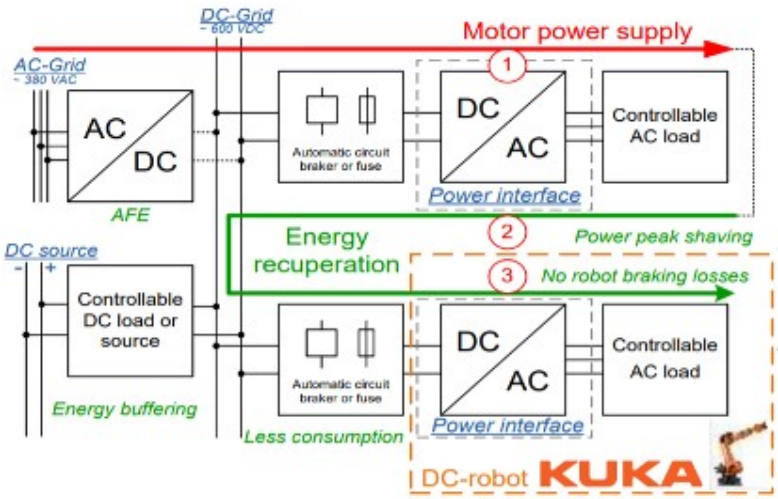
Elektriskā pilsētas transporta bremzēšanas enerģijas uzkrāšanai plaši tiek izmantotas reversīvās apakšstacijas, kā arī veikti vairāki pētījumā par superkondensatoru enerģijas uzkrāšanas sistēmu uzstādīšanu gan uz transportlīdzekļa, gan apakšstacijā. Rezultāti parāda, ka, uzstādot uzkrājēju transportlīdzeklī, enerģijas patēriņš var tikt samazināts līdz pat 30 % [22], uzstādot uzkrājēju apakšstacijā vai gar līniju atkarībā no satiksmes intensitātes ļauj samazināt enerģijas patēriņu par 11–26 % [23], [24].

Mazāk pētīta ir superkondensatora uzkrājēja izmantošana kopā ar svina skābes baterijām vai litija jonu baterijām to kalpošanas laika palielināšanai, jaudas pīķu mazināšanai, energoefektivitātes uzlabošanai, tāpēc šie jautājumi tiks tālāk pētīti nākamajās nodaļās.

1.2.3. Piedziņai ar inerciālu slodzi

Bieži vien piedzenamo mehānismu ir nepieciešams daudzas reizes apstādināt un palaist, kas rada palielinātus zudumus. Tā kā mehānismiem parasti piemīt inerce, tad šo enerģiju arī ir iespējams uzkrāt. Daudzos gadījumos mehānisma strauja bremzēšana nav pieļaujama, tāpēc bremzēšanas enerģijas uzkrāšana ir apgrūtināta, tāpat bieži inerce ir ļoti maza, tāpēc ģenerētā enerģija ir niecīga un tiek uzkrāta ar zemu efektivitāti. Ja piedzenamo mehānismu skaits ir liels, tad lielu efektu var dod līdzstrāvas kopņu apvienošana [25], kas ļauj nodrošināt enerģijas nodošanu no viena mehānisma uz otru, tāpat lielu efektu dod ātrumu un operācijas laika optimizācija [26], [27]. Ja ieviešot šos energotaupības pasākumus joprojām daļa no enerģijas tiek patērēta bremzēšanas reostatā, tad ir iespējams enerģijas uzkrāšanai izmantot lielākas kapacitātes elektrolītiskos kondensatorus.

Rīgas Tehniskā universitāte piedalījās *AREUS* projektā, kurā kopā ar industriālajiem partneriem atīstīja līdzstrāvas elektrobarošanas sistēmu, sistēmas darbības principu palīdz saprast 1.13. att. , kurā parādītas galvenās sastāvdaļas. Šāds risinājums ļauj iztikt bez reģeneratīvajiem taisngriežiem katram motora pārveidotājam, samazinot izdevumus un palielinot energoefektivitāti. Kaut gan risinājums izskatās vienkāršs, ir nepieciešams atrisināt virkni problēmu, kas saistītas ar aizsargaparātu izvēli, cirkulējošo strāvu mazināšanu, elektrodrošību un citiem jautājumiem. Daudz motori, kas piedzen inerciālu slodzi summāri var dod lielu elektroenerģijas ietaupījumu.



1.13. att. AREUS projekta ietvaros piedāvātā līdzstrāvas energoapgādes sistēma industriālo robotu elektroapgādei [28].

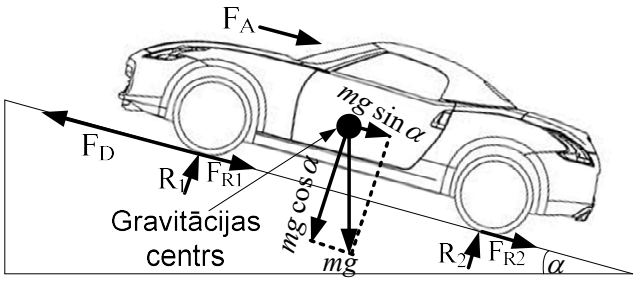
2. REKUPERATĪVĀS BREMZĒŠANAS STENDA IZVEIDE UN MODERNIZĀCIJAS IEKĀRTAS IZPĒTE ELEKTRISKĀ TRANSPORTA PIELIETOJUMAM

Aizvien aktīvāk tiek meklēti risinājumi, kas spētu mazināt CO_2 izmešu daudzumu un samazinātu piesārņojumu pilsētās. Kā viens būtisks risinājums šai problēmai ir plašāka elektriskā transporta izmantošana, tādā veidā arī panākot enerģijas ietaupījumu, īpaši, satiksmes sastrēgumstundās. Kustībai nepieciešamā elektroenerģija var tikt saražota, izmantojot atjaunojamos enerģijas resursus. Enerģijas ietaupījumu var palielināt, ja tiek izmantoti elektriskie transportlīdzekļi, kas efektīvāk izmanto reģeneratīvās bremzēšanas enerģiju.

Izvēlētajam jaudas plūsmas vadības algoritmam ir liela ietekme uz enerģijas uzkrāšanas sistēmas efektivitāti [29]–[31]. Lai uzlabotu piedziņas efektivitāti, tiek pielietotas dažādas vadības metodes, kā, piemēram, dinamiskā programmēšana [32], polinomālā vadības stratēģija [33], [34], netiešās loģikas algoritmu izmantošana [35] kā arī citas tehnikas. Pirms vadības metožu pētīšana reālos apstākļos ir nepieciešama to teorētiska izstrāde, pārbaude simulācijas programmās, kā arī vēlama pārbaude uz eksperimentālā stenda. Tā kā zinātniskajiem pētījumiem testi reālos apstākļos izmaksā dārgi, tad tika izstrādāts laboratorijas stends, kas emulē transportlīdzekļa enerģētiskos procesus ne tikai vilces režīmā, bet arī reģeneratīvās bremzēšanas režīmā.

2.1. Spēki, kas iedarbojas uz transportlīdzekli

Transportlīdzeklim kustoties uz to iedarbojas sekojoši spēki: gravitācijas spēks, kas izsauc virsmas reakcijas spēku R, šis spēks, nosaka transportlīdzekļa rites pretestību F_R, aerodinamiskā pretestība F_A un dzinējspēks F_D. Lai iegūtu izteiksmes, kas apraksta transportlīdzekļa kustību, tika izmantots vienkāršots dinamiskais modelis, kurš sīkāk aprakstīts [36]. Modelis ir balstīts uz pieņēmumu, ka transportlīdzekļa masa m un ekvivalentais inerces moments J_{eq}, kurš apraksta piedzenošos riteņus un visas rotējošās daļas, kas ir kinemātiski pievienotas pie tiem.



2.1. att. Spēki, kuri darbojas uz transportlīdzekli tā kustības laikā.

Transportlīdzekļa mehāniskā enerģija sastāv no kinētiskās enerģijas E_K un potenciālās enerģijas E_P. Kinētiskā enerģija tiek uzkrāta transportlīdzekļa masā, kas pārvietojas, un katrā no rotējošajām masām, kas ir pievienotas pie riteņiem:

$$E_K = \frac{mv^2}{2} + \frac{J_{eq}\omega_w^{\ 2}}{2} = \frac{m\tau v^2}{2}, \tag{2.1.}$$

kur $\omega_w = v r_w$ ir riteņu rotācijas leņķiskais ātrums,

$\tau = 1 + \frac{J_{eq}}{mr_w^2}$ ir koeficients, kas parāda to, cik liela ir rotējošo daļu ietekme (parasti transportlīdzekļiem tas ir vienāds ar 1.03 - 1.04 [37] un tāpēc var tikt neievērots).

Lai iegūtu transportlīdzekļa kustības vienādojumu, var izmantot enerģijas saglabāšanās principu: mehāniskās enerģijas atvasinājums ir vienāds ar piedziņas jaudu, no kuras atņemta zudumu jauda:

$$P_D - P_{loss} = \frac{dE}{dt} = m\frac{dv}{dt} + mgv\sin\alpha\,. \tag{2.2.}$$

Šo vienādojumu ir iespējams pārveidot:

$$ma = \frac{P_D}{v} - \frac{P_{loss}}{v} - mg\sin\alpha = F_D - (F_R + F_A) - F_G\,, \tag{2.3.}$$

kur $F_G = mg{\cdot}sin\alpha$ ir zemes pievilkšanas spēks un a ir paātrinājums.

Pārveidojot izteiksmi (2.3.), var iegūt sekojošu izteiksmi:

$$a = (F_D - (F_R + F_A) - F_G)/m\,. \tag{2.4.}$$

Gadījumā, ja transportlīdzeklis tiek izripināts brīvgaitā, piedziņas spēks (F_D) kļūst negatīvs dēļ berzes mehānismos (gultņos, ātrumkārbā, diferenciālī, u.c.). Šis spēks ir atkarīgs no ātruma kompleksā veidā, tomēr lineārā komponente ir dominējoša [38], tāpēc berzes spēku var izteikt sekojoši:

$$-F_D = F_f = \frac{M_f}{r_w} = F_{f0} + F_{f1} v\,, \tag{2.5.}$$

kur M_f ir berzes moments, kas pielikts pie riteņiem; F_{f0} ir transportlīdzekļa pretestības spēks pie zemiem ātrumiem un F_{f1} ir pretestības spēka daļa, kas ir atkarīga no ātruma pirmās pakāpes.

Gaisa pretestību ir iespējams aprēķināt pēc sekojošas formulas [39]:

$$F_A = \frac{1}{2} \rho c_d A (v + w)^2\,, \tag{2.6.}$$

kur ρ ir gaisa blīvums, c_d ir transportlīdzekļa aerodinamiskais formas koeficients; A ir transportlīdzekļa priekšējās virsmas laukums, un w ir vēja virziens perpendikulārajā virzienā.

Zemes pievilkšanas spēku var aprēķināt pēc plaši zināmās formulas:

$$F_G = mg \sin\alpha\,, \tag{2.7.}$$

kur mg ir transportlīdzekļa svars un α ir ceļa slīpums.

Rites pretestība var tikt aprēķināta pēc formulas:

$$F_R = mg(f_0 + f_1 v)\cos\alpha\,, \tag{2.8.}$$

kur f_0 un f_1 ir konstantes, f_0 ir vairāk atkarīgs no ceļa seguma, bet f_1 - no riepām.

Ievietojot izteiksmes (2.5.) - (2.8.) vienādojumā (2.4.), var tikt iegūta izteiksme transportlīdzekļa negatīvajam paātrinājumam, to izripinot:

$$-a = \left(mg(f_0 + f_1 v)\cos\alpha + mg\sin\alpha + \frac{1}{2}\rho c_d A (v + w^2) + F_{F0} + F_{F1} v \right) / m = C_0 + C_1 v + C_2 v^2 \tag{2.9.}$$

No izteiksmes (2.9.) un iepriekšējām izteiksmēm šie koeficienti var tikt izteikti sekojoši:

$$C_0 = \left(mg(f_0 \cos\alpha + \sin\alpha) + \frac{1}{2}\rho c_d A w^2 + R_{f0} \right) / m \tag{2.10.}$$

$$C_1 = (mgf_1 \cos\alpha + \frac{1}{2}\rho c_d A w + R_{f1}) / m \tag{2.11.}$$

$$C_2 = \left(\frac{1}{2}\rho c_d A \right) / m \tag{2.12.}$$

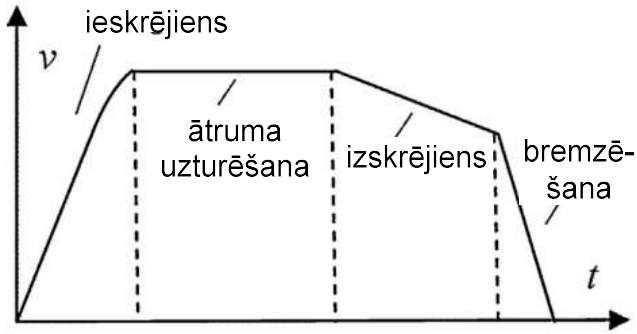
Nezināmās konstantes C_0, C_1, C_2 var tikt noteiktas, izmantojot eksperimentālās metodes vai datorprogrammas. Viena no vienkāršākajām metodēm šo koeficientu noteikšanai ir izripināšanas tests, kas sastāv no transportlīdzekļa paātrināšanas līdz noteiktam ātrumam un tad, ieslēdzot neitrālo pārnesumu, tas tiek izripināts līdz tas apstājas. Vienlaikus ir jāveic ātruma un nobrauktās distances reģistrēšana. Sīkāk testa būtība ir aprakstīta [40], lai iegūtu

precīzākus kinemātiskos datus testa laikā, var izmantot akselometru, laika un distances reģistratoru, vai arī GPS sistēmu.

Pēc koeficientu iegūšanas, var tikt aprēķināts pretestības moments:

$$M_R = F_R r_w = -mar_w = mr_w(C_0 + C_1 v + C_2 v^2) \quad (2.13.)$$

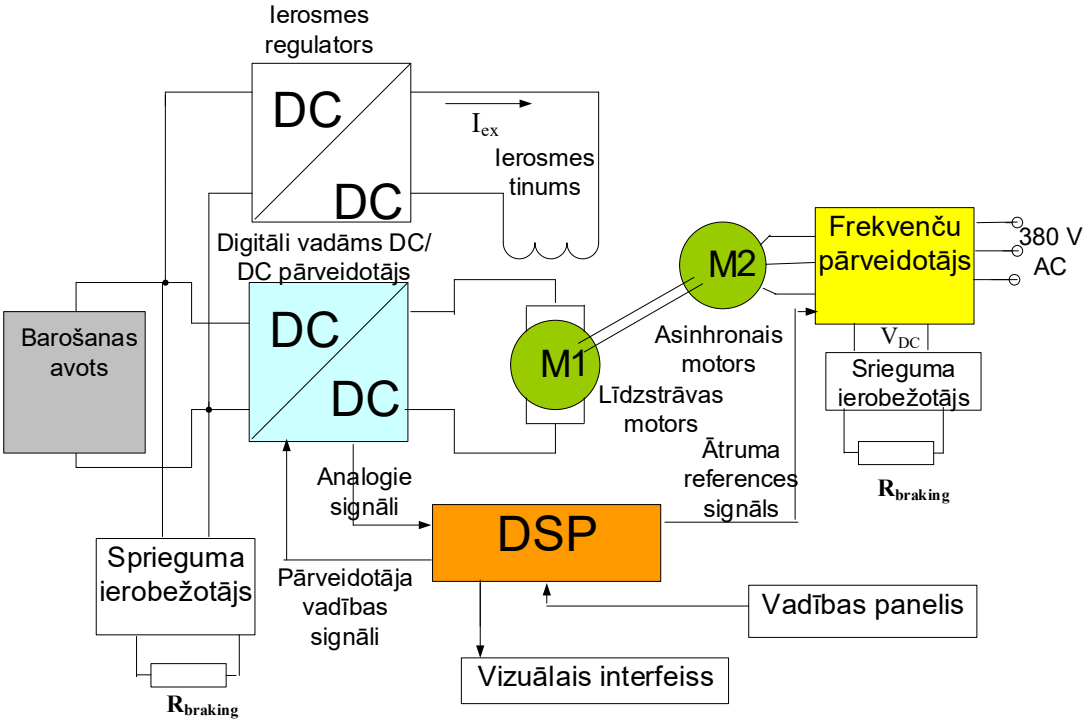
Šo momentu var modelēt uz stenda, lai iegūtu tādu pašu raksturlīkni kā reālam transportlīdzeklim. Raksturlīkne var tikt aptuveni noteikta no transporta ātruma diagrammas (2.2. att.), apskatot izskrējiena apgabalu.



2.2. att. Tipisks tramvaja kustības cikls [41].

2.2. Stends rekuperatīvās bremzēšanas enerģijas pētīšanai

2.3. att. ir redzama stenda struktūrshēma, stends satur līdzstrāvas dzinēju, kas emulē elektriska transporta vilces dzinēju, tas tiek mehāniski savienots ar maiņstrāvas asinhrono dzinēju, kas emulē vilces piedziņas slodzi. Asinhronais dzinējs tiek vadīts, izmantojot frekvenču pārveidotāja ar vektoru vadības sistēmu. Invertors tiek pieslēgts trīsfāžu maiņsprieguma tīklam 380V/50Hz. Konkrētais frekvenču pārveidotājs nav aprīkots ar bremžu rezistoru un impulspārveidotāju, tāpēc papildus tika izveidots ārējais bremžu rezistors ar impulspārveidotāju, kas ierobežo pārspriegumu un kurā tiek izkliedēta slodzes dzinēja bremzēšanas enerģija. Rezistors tiek izvēlēts ilgtermiņa darbībai. Maiņstrāvas motors darbojas bremzēšanas režīmā kā slodze transportlīdzekļa piedziņas līdzstrāvas dzinējam.



2.3. att. Stenda reģeneratīvās bremzēšanas enerģijas pētīšanai struktūrshēma.

Tālāk tiks apskatīta teorija, kas apraksta stenda reģeneratīvās bremzēšanas pētīšanai darbības principus, kas apskatīti [42]. Līdzstrāvas motora momentu pie nominālās ierosmes strāvas var aprēķināt sekojoši [43]:

$$M_{DC} = C_M \Phi I_{DC}\,, \tag{2.14.}$$

kur C_M ir konstante, ko nosaka motora konstruktīvie parametri.

Slodzes simulatora vadības sistēmas uzdevums ir regulēt frekvenču pārveidotāju tādā veidā, ka maiņstrāvas motors uzvedas kā rotējošs objekts ar lielu inerces momentu J_{eq} un ekvivalentu mehāniskās slodzes momentu M_{eq}. Vēlamo mehāniskās sistēmas uzvedību var aprakstīt ar izteiksmi:

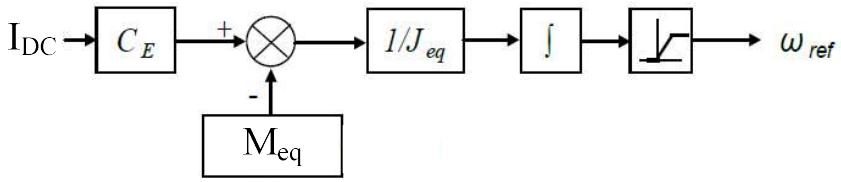
$$J_{eq}\frac{d\omega}{dt} = C_M \Phi I_{DC} - M_{eq}\,, \tag{2.15.}$$

kur I_{DC} ir DC motora strāva.

Integrējot izteiksmi (2.15.), var iegūt references ātruma signālu, kas jāuztur frekvenču pārveidotājam, kas nosaka asinhronā dzinēja rotācijas ātrumu:

$$\omega = \frac{1}{J_{eq}}\int (C_E I_{DC} - M_{eq})dt\,. \tag{2.16.}$$

Pēc izteiksmes 2.16. var tikt uzbūvēta slodzes emulatora vadība, kas parādīta 2.4. att. Ja DC piedziņas strāva ir lielāka par nulli, tad mehāniskā sistēma paātrinās, ja $I_{DC}<0$, tad ω_{ref} vērtība samazinās, un sistēma samazina ātrumu tādā veidā, ka tā imitē inerciālu slodzi, kas no enerģētisko procesu viedokļa ir tādi paši kā reālā reģeneratīvās bremzēšanas procesā. Integratoru papildina ierobežotāja bloks, kas ierobežo rotācijas ātrumu līdz $\omega_{ref.max}$ un neļauj signālam kļūt negatīvam, lai nepieļautu rotāciju pretējā virzienā.



2.4. att. Slodzes emulatora vadības realizāciju paskaidrojoša blokshēma.

Lai varētu nosimulēt reāla transportlīdzekļa darbību, ir nepieciešams veikt mērogošanu. Ņemot vērā, ka laika mērogs ir 1 pret 1 un stenda motoru nominālie apgriezieni atbilst nominālajiem transportlīdzekļa motora apgriezieniem, var tikt aprēķināts ekvivalentais inerces moments J_{eq}:

$$J_{eq} = \frac{r_w^2 K_\omega^2}{16 K_{gear}^2 K_P} m , \tag{2.17.}$$

kur

K_ω=(transportlīdzekļa nominālais ātrums/stenda motora nominālais ātrums) - ātruma mērogošanas koeficients,

K_{gear} - transportlīdzekļa ātrumkārbas pārnesuma attiecība,

K_P - transportlīdzekļa jauda/stenda motora jaudu - jaudas mērogošanas koeficients,

m - transportlīdzekļa masa.

Ekvivalentais pretestības moments var tikt aprēķināts sekojoši:

$$M_{eq} = \frac{M_R K_\omega}{K_{gear} K_P} . \tag{2.18.}$$

2.4. att. redzamais vadības princips tika realizēts, izmantojot mikrokontrolleru. Motora strāva, kas var būt gan pozitīva, gan negatīva, tika mērīta, izmantojot uz Holla efekta bāzētu

strāvas sensoru. Aprēķinātais frekvenču pārveidotāja ātruma references signāls tiek pārvērsts analogā signālā, izmantojot ciparu - analogo pārveidotāju, šis signāls tiek pastiprināts, izmantojot operacionālo pastiprinātāju un padots uz frekvenču pārveidotāja analogo ieeju. 2.5. att. ir redzams programmas fragments, kas aprēķina ātruma references signālu, tajā *Ispeed* ir līdzstrāvas motora strāva, kas pārvērsta pozitīvā vērtībā abiem režīmiem, *speed* ir ātruma references izejas digitālā vērtība, *speedold* ir iepriekšējā ātruma references vērtība, lai būtu iespējama signāla integrēšana digitālā veidā.

```
if (mode==0) //izskrējiena reziims
      { speedf=speedold-0.0000008*speedold;}
else if (mode==1) //paātrināšanās režīms
       {speedf=0.00008*(0.481*Ispeed)+speedold-0.0000008*speedold;}
else if (mode==2)//bremzēšanas režīms
       {speedf=speedold-0.0000008*speedold(0.00008*(0.481*Ispeed));}
speedold=speedf;
speed=speedf;
DAC_SetChannel2Data(DAC_Align_12b_R,((0xFFF)&speed));
```

2.5. att. Mikrokontrollera programmas fragments, kas aprēķina ātruma references signālu.

2.6. att. ir redzama laboratorijas stenda praktiskā realizācija. Frekvenču pārveidotājs ir pieslēgts 380V/50Hz tīklam. Laikā kad līdzstrāvas motors darbojas motora režīmā, asinhronais motors darbojas kā slodze, kas imitē reālās vides pretestību, kas iedarbojas uz transportlīdzekli, enerģija tiek izkliedēta frekvenču pārveidotāja bremžu rezistorā. Savukārt, līdzstrāvas mašīnai darbojoties kā ģeneratoram bremzēšanas režīmā, asinhronais motors tiek griezts tā, lai tas imitētu transportlīdzekļa inerci. Neaprīkojot sistēmu ar enerģijas uzkrājēju, šī bremzēšanas enerģija tiek izkliedēta spriegumu ierobežojošajā rezistorā, kas pieslēgts caur spriegumu stabilizējošo pārveidotāju.

Stendā izmantotā līdzstrāvas motora parametri ir sekojoši:

P_{nom} = 3.7 kW ir motora nominālā jauda,

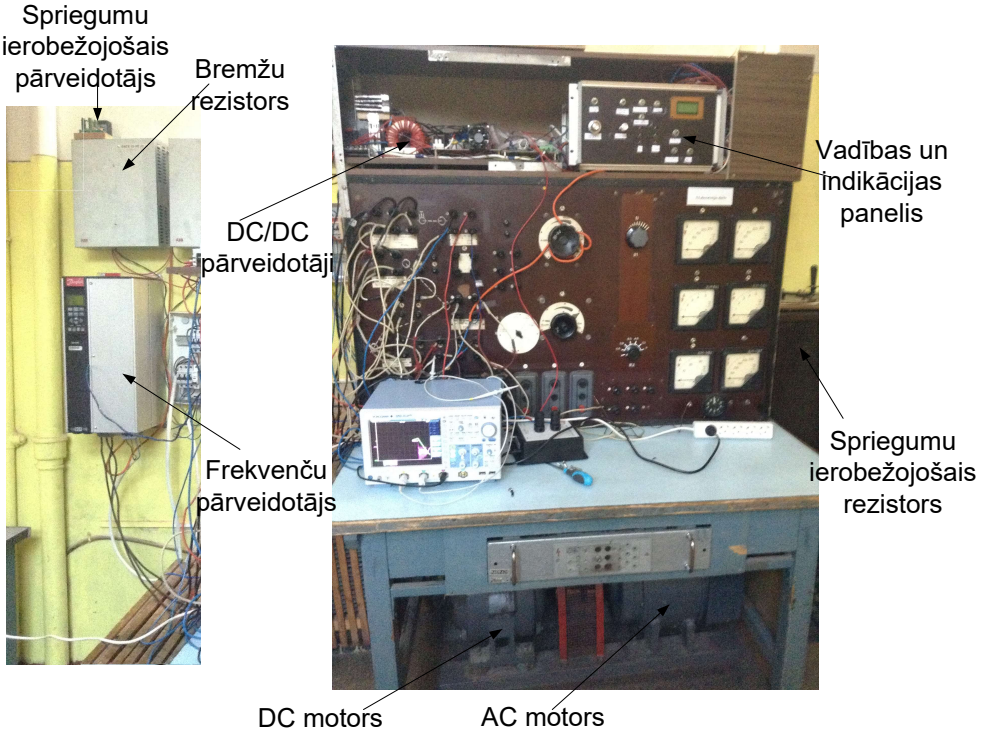
R_a =0.46 Ω ir tinuma aktīvā pretestība,

n_{nom} = 1370 rpm ir nominālie motora apgriezieni,

C_E = 0.6366 ir motora konstante.

Asinhronā motora nominālie apgriezieni ir vienādi ar 1450 apgr./min, nominālā jauda ir 4 kW. Maiņstrāvas motora vadīšanai tiek izmantots *"Danfos FC300"* frekvenču pārveidotājs. Ierosmes regulators ir izveidots, izmantojot tipveida impulsu platuma modulācijas shēmu, kas regulē ierosmes strāvu vun uztur to vienādu ar nominālo strāvu 1 A. Līdzstrāvas motora divvirzienu līdzspriegums pārveidotāja vadībai, kā arī slodzes emulatora vadībai tika izmantots *STM32F407VGT6* mikrokontrollers. Signālu mērīšanai tika izmantots

YOKOGAWA digitālais osciloskops. Pogas, potenciometri, diodes un *LCD* displejs nodrošina lietotāja saskarni.



2.6. att. Testa laboratorijas stends.

Izveidoto stendu var izmantot elektrisko transportlīdzekļu, kā arī cita veida inerciālu slodžu pētīšanai. Stends ir aprīkots ar līdzstrāvas motoru, šāda tipa motori tiek izmantoti aizvien mazāk, tomēr no enerģētisko procesu viedokļa nav liela starpība, kādu elektrisko mašīnu izmanto, tāpēc iespējams pētīt enerģijas uzkrājēju, kas piemērots dažāda tipa un pielietojuma elektriskajai piedziņai, bet līdzstrāvas piedziņas procesu pētīšanai stends ir piemērotāks. Sakarā ar zemgrīdas tramvaju un tiem atbilstošas infrastruktūras dārdzību joprojām ekspluatācijā ir samērā daudz tramvaji, kuru piedziņai tiek izmantoti līdzstrāvas dzinēji, tāpēc kā piemērs tiks apskatīts šāda tramvaja mērogots ekvivalents.

2.3. Stenda pielietošana mērogota ar uzkrājēju aprīkota tramvaja modeļa pētīšanai

Reģeneratīvās bremzēšanas enerģijas uzkrāšana tramvaju gadījumam ir apskatīta pietiekoši plaši, tomēr tas biežāk ir ticis veikts, izmantojot matemātisko aparātu un datorsimulācijas, jo praktiskie eksperimenti ir dārgi un kļūdaini algoritmi var izsaukt avāriju. Enerģijas uzkrājēja izmantošanas lietderība ir pierādīta pētījumos [44], [45], kas parāda, ka

enerģijas ietaupījumu ir iespējams palielināt par 10-25 %. Liela uzmanība ir pievērsta vadības stratēģijas ietekmei uz atgūto bremzēšanas enerģijas daudzumu: literatūrā [46] un [47] apskatītas tradicionālākas vadības metodes, [48] izmantoti ģenētiskie algoritmi, bet [49] izplūdusī loģika, lai palielinātu enerģijas ietaupījumu. Cits ieguvums, ko sniedz enerģijas uzkrājēja izmantošana pilsētas elektriskajā transportā, ir tas, ka iespējama sprieguma stabilizācija un jaudas plūsmas palielināšana caur kontakttīklu [50], [51]. Kā piemērs uz stenda tiks emulēts mērogots *Tatra T3M* tramvajs ar sekojošiem parametriem:

r_w = 0,35 m ir riteņa rādiuss,

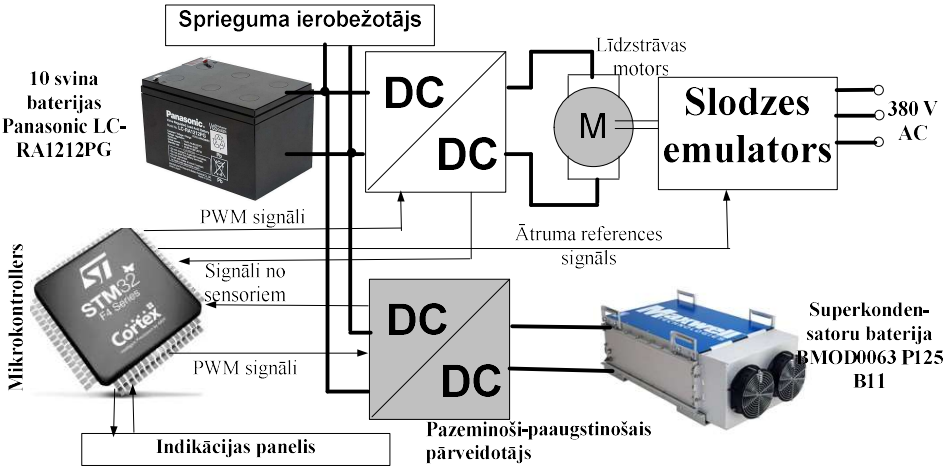
m = 18,5 t tramvaja masa,

k_{gear} = 7,36 tramvaja pārnesumkārbas attiecība;

$n_{tram,\ nom}$ = 1720 rpm – nominālais motora rotācijas ātrums,

$P_{tram,\ nom}$ = 180 kW ir visu tramvaja motoru nominālā jauda.

Kā viena no piemērotākajām un plašāk izmantotajām tehnoloģijām bremzēšanas jaudas uzkrāšanai ir superkondensators, kuram ir maza virknes pretestība un lielas jaudas ietilpība. Tā kā superkondensatora spriegums mainās atkarībā no tā uzlādes līmeņa, tad ir nepieciešams divvirzienu pārveidotājs, kas regulē jaudas plūsmu. 2.7. att. ir redzams inerciālas slodzes emulēšanas stends papildināts ar superkondensatora uzkrājēju *BMOD0063 P125* ar 63F kapacitāti un divvirzienu līdzsprieguma energoelektronisko pārveidotāju. Kā barošanas avots sākotnēji tika izmantots no tīkla darbināms taisngriezis, kas varētu aizvietot tramvaja barošanas kontakttīklu, bet svina skābes akumulators bija paredzēts, lai nodrošinātu tramvaja autonomo gaitu. Taču taisngrieža pārāk lielo sprieguma pulsāciju dēļ to bija apgrūtinoši izmantot eksperimentos, tāpēc kā kontakttīkla aizvietotājs tika izmantots svina-skābes bateriju ar ietilpību 12 Ah virknes slēgums. Sprieguma ierobežotājs ierobežo spriegumu zem 130 voltiem.



2.7. att. Laboratorijas stends ar enerģijas uzkrājēju.

Enerģijas plūsmu uz līdzstrāvas dzinēju vada ar pazeminoši-paaugstinošo līdzstrāvas pārveidotāju, tāpat arī enerģijas plūsmas regulēšanai no un uz superkondensatora uzkrājēju nepieciešams šāds pārveidotājs. 2.9. att. ir redzama pārveidotāja struktūra: no ieejas uz izeju tas darbojas kā pazeminošais pārveidotājs, bet no izejas uz ieeju kā paaugstinošais pārveidotājs. Enerģijas plūsmas pārvadei no ieejas uz izeju ar impulsu platumu modulāciju tiek vadīts tranzistors VT1, bet VT2 darbojas kā diode, vai kā šinī gadījumā tas tiek vadīts tā, lai darbotos kā diode - tiek izmantota sinhronā taisngriešanas vadība. Enerģijas plūsma otrā virzienā tiek panākta, darbinot pārveidotāju paaugstinošajā režīmā. Pārveidotāja darba frekvence f_{SW} = 25 kHz.

Minimālais superkondensatora baterijas spriegums ($V_{SCAPmin}$), pie kura joprojām visu reģeneratīvās bremzēšanas enerģiju var uzkrāt, var tikt aprēķināts, izdalot nominālās motora jaudas (P_{nom}) reizinājumu ar pārveidotāja efektivitāti ar maksimālo pārveidotāja strāvu ($I_{SCAPmax}$=40A), ko šai gadījumā ierobežo līdzstrāvas motora jauda:

$$V_{SCAP\min} = \frac{P_{nom} \cdot \eta}{I_{SCAP\max}} = \frac{3700 \cdot 0,94}{40} \approx 85V \,. \qquad (2.19.)$$

Šādas jaudas komutēšanai tika izvēlēti divu *MOSFET* tranzistoru *IXFK120N25* paralēls slēgums ar ieslēgta stāvokļa pretestību R_{DSon}=11mΩ. Droseles induktivitāte izvēlēta tā, lai nodrošinātu strāvas pulsācijas mazākas par 5A, to var aprēķināt sekojoši:

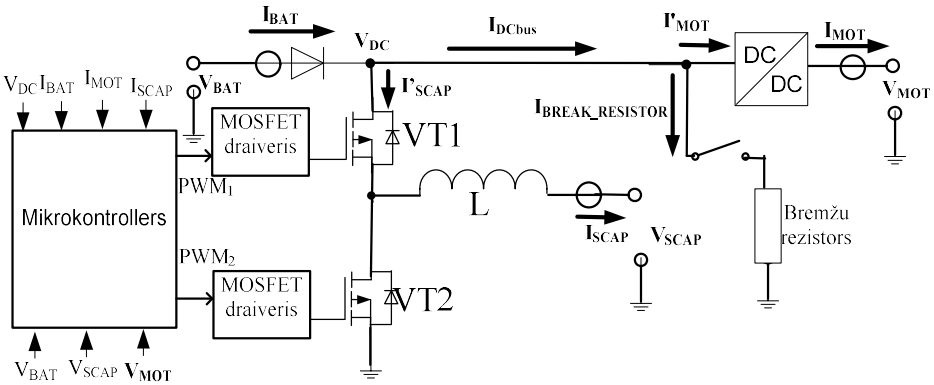
$$L_{\min} = \frac{(V_{DC\max} - V_{SCAP\min}) \cdot V_{SCAP\min}}{V_{DC\max} \cdot f_{sw} \cdot \Delta I} = \frac{(120-85) \cdot 85}{120 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 5} = 200\mu H \,, \qquad (2.20.)$$

kur V_{DCmax} ir maksimālais līdzstrāvas kopnes spriegums un $V_{SCAPmin}$ ir minimālais superkondensatora spriegums.

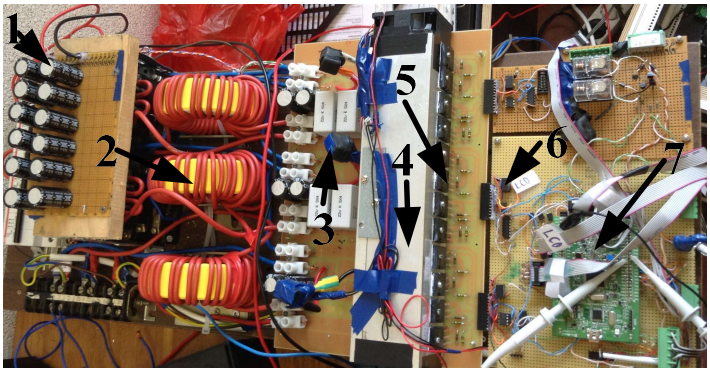
Kā magnētiskais materiāls spoles izveidei tika izvēlēts dzelzs pulvera serde *T400A-26* ar induktivitātes konstanti (A_L=260 nH), relatīvo magnētisko caurlaidību (μ=75), magnētiskās ķēdes garumu (l=0,249m) un maksimālo plūsmas blīvumu (B_{max}=1,5T). Nepieciešamais minimālais vijumu skaits var tikt aprēķināts sekojoši:

$$w = \sqrt{\frac{L_{\min}}{A_L}} = \sqrt{\frac{200 \cdot 10^{-6}}{260 \cdot 10^{-9}}} = 28\,. \qquad (2.21.)$$

Ņemot vērā to, ka magnētiskā caurlaidība ir atkarīga no magnētiskā lauka intensitātes (H), vijumu skaits tika palielināts līdz 40. Izvēlētais 6 mm^2 vara vads rada aptuveni 8 W aktīvos zudumus pie nominālās strāvas 40 A, praktiski nomērītā induktivitāte ir aptuveni 170 μH.



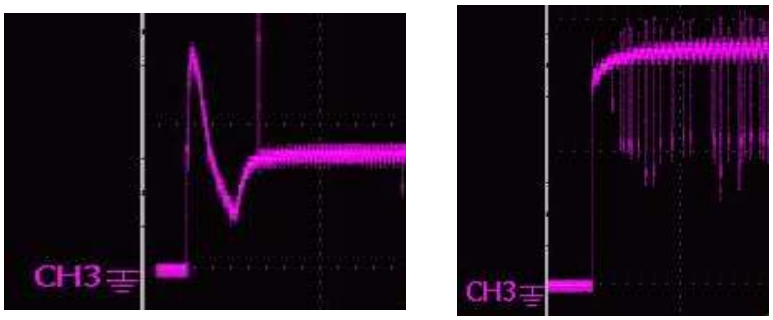
2.8. att. Līdzstrāvas paaugstinoši-pazeminošais pārveidotājs.



2.9. att. Divvirzienu līdzsprieguma pārveidotāju praktiskā realizācija.

2.9. att. ir redzami trīs divvirzienu pazeminoši - paaugstinošie pārveidotāji, no kuriem viens ir paredzēts līdzstrāvas motora vadībai, otrs superkondensatora uzkrājējam un trešais - svina skābes baterijai, taču tas netika izmantots, jo nebija pieejama kvalitatīva barošana no tīkla un baterija tika izmantota kā primārais enerģijas avots. Mehāniskās slodzes emulatora un

visu pārveidotāju vadībai tika izmantots *STM32F407VGT6* mikrokontrollers (*MCU*). Šis *ARM Cortex-M4* 32 bitu *MCU* ir ar iebūvētu peldošā punkta operāciju bloku, tā ātrdarbība ir 210 DMIPS, 1 MB flešatmiņa un 194 KB *RAM*, 17 taimeri, 3 analogciparu pārveidotāji, tā darbības frekvence ir 168 MHz [52]. Tāpat tas ir aprīkots ar pilnu digitālo signālapstrādes procesu (*DSP*) funkcionalitāti.

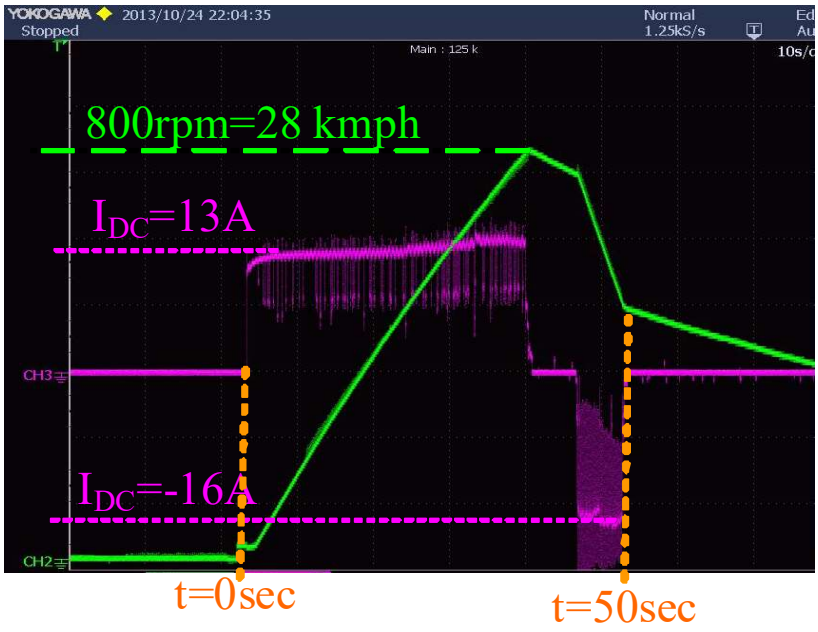


2.10. att. Pārveidotāja reakcija uz soļa signālu pirms un pēc vadības parametru optimizācijas.

```
 if (mode==1)//paaugstinosais rezims
   {
    DELTA=Ivad-Iin;
     if (mode==1)//acceleration mode
Imp=5*DELTA;//proporcionalais koeficients
    Imi=(Imold+DELTA/2056);//integralais koeficients
    if (Imi>5000)//integrala koeficienta maximalais limits
       { Imi=5000;}
    if (Imi<(-5000))//integrala koeficienta minimalais limits
        {Imi=-5000;}
    Vin1=Imp+Imi;
    CCRf=((Vmotf/(Vinf+0.0001))*6720)+Vin1;//aizpildijums peldosa punkta formata
    CCR=CCRf+0.5;    //aizpildijums ka vesels pozitivs skaitlis
    TIM_SetCompare1(TIM1,CCR);  //aizpildijuma iestatisana
     Imold=Imi;
    }
```

2.11. att. Proporcionāli-integrālais algoritms pārveidotāja vadībai.

2.11. att. parādīts mikrokontrollera programmas fragments, kas realizē propocionāli - integrālo vadības algoritmu, ar kuru, kā redzams 2.10. att., ir iespējams nodrošināt apmierinošu pārveidotāja darbību arī strauju pārejas procesu laikā. Programmā I_{vad} ir strāvas references signāls, kas tiek iestatīts ar potenciometru, I_{in} ir nomērītā strāva, DELTA ir kļūdas signāls, I_{mi} ir integrālā daļa, I_{mp} ir proporcionālā daļa CCR ir vērtība, kas tiek ierakstīta taimera salīdzināšanas reģistrā un no kuras ir atkarīga impulsu platuma aizpildījuma vērtība. I_{mold} ir mainīgais, kas tiek izmantots, lai saglabātu iepriekšējo integrālās daļas vērtību, jo digitālā formātā integrēšana tiek aizstāta ar summēšanu analogo vērtību nolašu diskrētuma dēļ.



2.12. att. Līdzstrāvas piedziņas strāvas un ātruma references signāls.

Ņemot vērā mērogošanu, 2.12. att. parādītais ātruma grafiks sakrīt ar reāla tramvaja bremzēšanas, izskrējiena un paātrināšanās raksturlīknēm, tāpēc stends ir izmantojams reģeneratīvās bremzēšanas enerģijas plūsmas pētīšanai. Tāpat tika realizēta arī superkondensatoru uzkrājēja vadība, tomēr šajos procesos enerģijas plūsma, uzkrājēja ietilpība un pārveidotāju, kā arī motora zudumi izraisa pārāk lielu atšķirību no reāla tramvaja enerģētiskajiem procesiem, tāpēc tika izlemts tālāk stendu izmantot bremzēšanas enerģijas uzkrāšanai transportlīdzekļos, kuru jauda ir tuvāka stenda jaudai, šie pētījumi ir parādīti nākamajā apakšnodaļā.

2.4. Superkondensatoru uzkrājēja modernizācijas komplekta izpēte un izstrāde priekš lēngaitas elektriskā transporta

Lēngaitas elektriskie transportlīdzekļi (LETL) ir laba alternatīva ar iekšdedzes dzinēju darbināmiem transportlīdzekļiem [53], jo tie nepiesārņo, gaisu izmantošanas vietā, ir klusi, viegli vadāmi, ilgmūžīgi un pietiekoši jaudīgi. Šādi elektriskie auto mūsdienās tiek izmantoti aizvien plašāk: lauksaimniecības jomā, tūrisma industrijā, noliktavās, atkritumu apsaimniekošanā, preču piegādē un daudzās citās jomās. Tāpēc ir svarīgi pētīt kā vēl vairāk ir iespējams palielināt šādu auto efektivitāti un sniegumu.

Līdzstrāvas motori joprojām tiek izmantoti LETL piedziņas sistēmā, īpaši, mazākas jaudas diapazonā. Šāda veida motori nodrošina vienkāršu un lētu elektrisko piedziņu zemu izmaksu LETL. Cita līdzstrāvas motora priekšrocība ir vienkārša ātruma un momenta kontrole, kuru var nodrošināt ar vienkāršu līdzstrāvas impulspārveidotāju [54]. Protams, līdzstrāvas motoriem ir vairāki trūkumi, no kuriem būtiskākie ir zemāka efektivitāte un augstākas apkalpošanas izmaksas, tāpēc līdzstrāvas motoru pielietojums arī šai pielietojumā aizvien samazinās, taču no enerģētisko procesu viedokļa cita veida motori īpaši neatšķirsies, tāpēc šo procesu pētīšanai piemērots ir jau iepriekš aprakstītais inerciālas slodzes emulators.

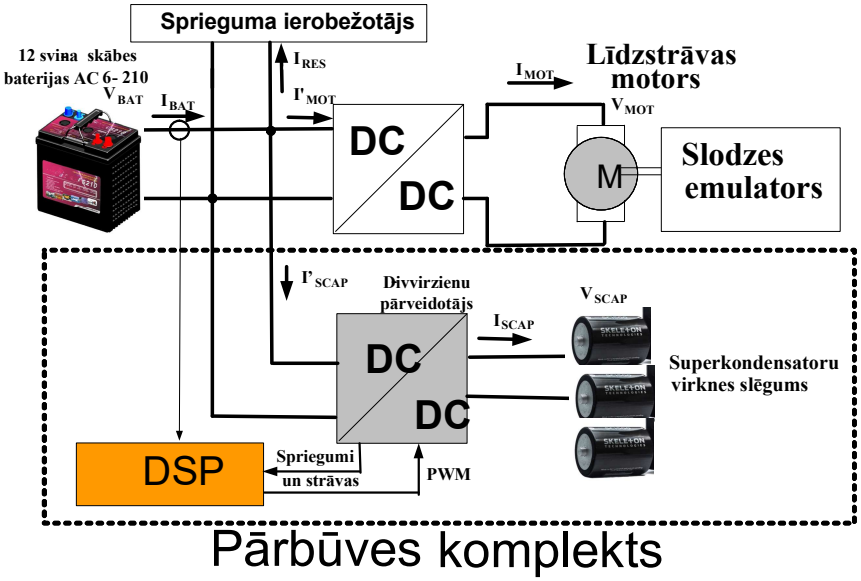
LETL veiktspējas/cenas attiecību galvenokārt nosaka akumulatoru baterija [55], jo tai ir augsta cena, nepieciešama apkope un tai ir ierobežots kalpošanas laiks. Lai panāktu LETL zemu cenu, mazjaudas transportlīdzekļiem svina - skābes baterija ir faktiski vienīgā izvēle, taču šādas baterijas kalpošanas laiks ir ievērojami īsāks nekā litija-jonu baterijai, to ietekmē bieži patērējamās strāvas pīķi. Tipisks nepieciešamās jaudas profils mazas jaudas LETL ir tuvs pilsētas braukšanas ciklam, tam raksturīga bieža paātrināšanās un bremzēšana, kas samazina svina-skābes baterijas kalpošanas laiku, it īpaši, ja baterija ir gandrīz izlādēta [56], [57].

Vairākums ar svina-skābes baterijām darbināmu LETL kā enerģijas avotu izmanto svina skābes bateriju ar tipisko nominālo spriegumu 6 vai 12 volti virknes slēgumu, iegūstot kopējo vilces baterijas spriegumu vienādu ar 36, 48 vai 72 voltiem. Kā piemērs tālāk tiks apskatīts LETL pasažieru pārvadāšanai, tā akumulatoru bateriju virknes slēguma spriegums ir vienāds ar 72 voltiem, transportlīdzekļa masa ir 1300 kg, pārnesuma skaitlis k_{red}=8 un riteņa diametrs ir D_{wheel}=0,63 m, maksimālais paātrinājums ir 2 m/s^2 [58]. Tā piedziņai tiek izmantots līdzstrāvas motors ar pastāvīgo magnētu ierosmi. Motora sprieguma konstante ir 0,1 V/apgr., momenta konstante ir vienāda ar 0,2, nominālie apgriezieni vienādi ar 3000 apgr./min.

Transportlīdzeklim bremzējot, tiek ģenerēti īslaicīgi lielas jaudas pīķi, kurus nav iespējams uzkrāt svina - skābes baterijā, jo to ir iespējams lādēt tikai ar ierobežotu strāvu, kas ir daudz mazāka par pieļaujamo izlādes strāvu. Šādas īslaicīgas, bet lielas jaudas uzkrāšanai ideāli piemērots ir superkondensatoru uzkrājējs [59], [60], kam ir maza virknes pretestība un liels uzlāžu/izlāžu ciklu skaits un liela jaudas spēja.

Pētījums, kas tiks aprakstīts tālāk, balstās uz pārbūves komplekta pieeju [61], tas ir, superkondensatoru uzkrājēju sistēma var tikt pievienota jau ekspluatācijā esošam LETL (ņemot vērā spriegumus un nepieciešamo jaudu), pieslēdzot to, izmantojot 2 spēka vadus pie

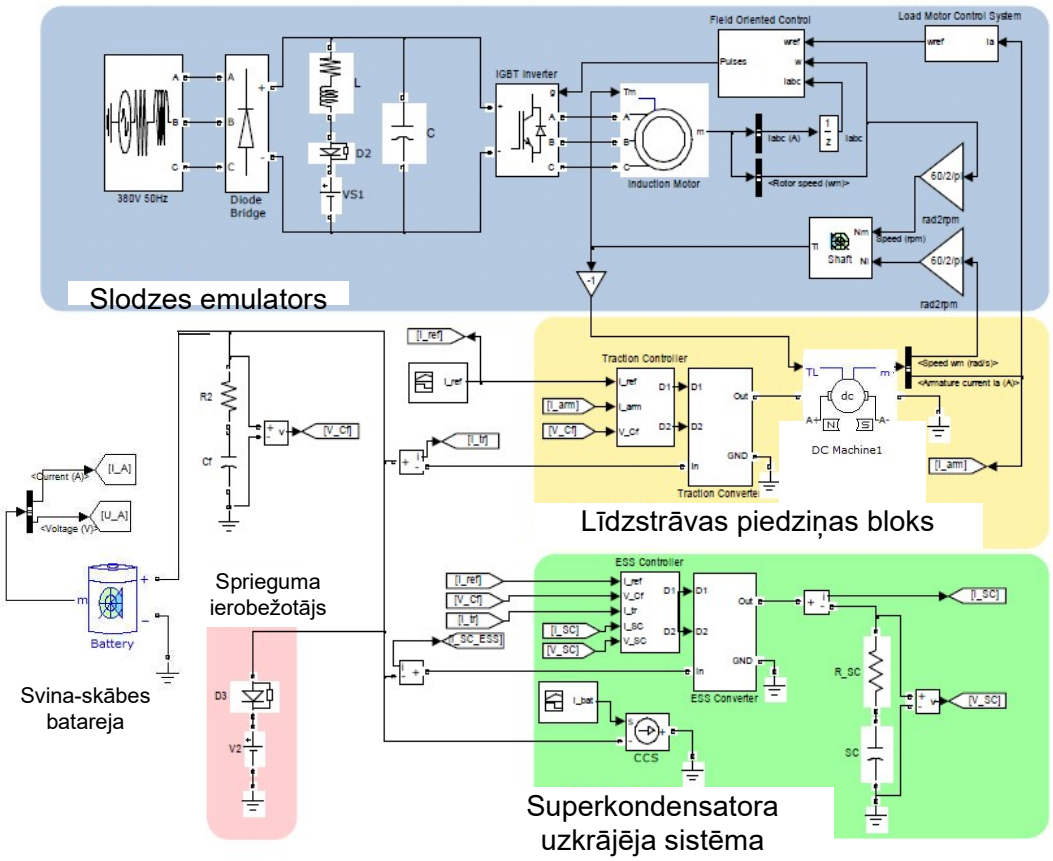
līdzstrāvas kopnes un uzmontējot līdzstrāvas strāvas sensoru uz baterijas vada tādā veidā, ka nebūtu nepieciešama esošās piedziņas sistēmas modificēšana vai pārprogrammēšana. Šāda papildus aprīkojuma uzstādīšana paildzinātu svina - skābes baterijas kalpošanas laiku, paaugstinātu efektivitāti un tiktu uzkrāta un lietderīgi izmantota reģeneratīvā bremzēšanas enerģija.



2.13. att. Ar pārbūves komplektu aprīkota LETL struktūrshēma [62].

LETL, kas aprīkots ar uz superkondensatoriem bāzētu enerģijas uzkrājēja pārbūves komplektu, struktūrshēma ir redzama 2.13. att. Transportlīdzekļa primārais barošanas avots ir 12 svina - skābes akumulatori, kas saslēgti virknes slēgumā, kopā veidojot ietilpību 210 Ah, reģeneratīvās bremzēšanas jaudas uzkrāšanai tiks izmantots 33 "*Skelcap*" superkondensatori SC1500 ar kapacitāti 1500 F, iekšējo virknes pretestību 0,079 mΩ un divvirzienu līdzsprieguma pārveidotājs, kas savieno enerģijas uzkrājēju ar līdzstrāvas kopni .

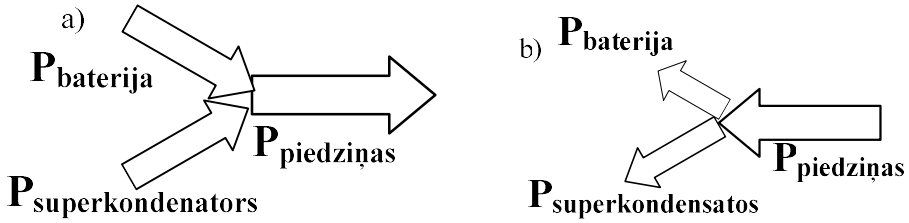
Iepriekš aprakstītā sistēma vispirms tiks pētīta, izmantojot datorsimulācijas "*Matlab*" vidē. Līdzīga stenda datorsimulācijas tramvaja sistēmai ir pētītas jau iepriekš un aprakstītas sīkāk [63], [64], iepriekšējais modelis tika piemērots LETL ar barošanu no svina - skābes baterijas. Veikt datorsimulācijas ir nepieciešams, lai varētu pārbaudīt vadības algoritmus, un lai veiktu sistēmas ar uzkrājēju optimizēšanu atbilstoši pētāmam transportlīdzeklim.



2.14. att. Ar superkondensatoru uzkrājēju aprīkotas līdzstrāvas piedziņas datormodelis.

2.14. att. ir redzams iepriekš aprakstītās sistēmas modelis. Kā primārais barošanas avots kalpo svina - skābes baterija, kas tiek simulēta, izmantojot jau gatavu piedāvāto bloku "Matlab" vidē. Līdzsprieguma kopnes sprieguma ierobežotājs ir izveidots no līdzsprieguma avota V_2 un diodes D_3. Signālu ģenerēšanas bloks I_ref tiek lietots kā vadības sistēmas komandu dodošais signāls. Ar I_ref iespējams uzdot vilces piedziņas mašīnas darba režīmus: ģeneratora, vilces vai izskrējiena. Vilces piedziņas līdzstrāvas dzinējs ar pastāvīgo magnētu ierosmi ir savienots ar slodzes simulatora asinhrono dzinēju ar mehānisko saiti. Enerģijas plūsmu starp superkondensatora enerģijas uzkrājēju un līdzstrāvas dzinēju vada ar pazeminošiem/paaugstinošiem līdzstrāvas pārveidotājiem. Tā kā līdzstrāvas pārveidotāja simulēšana ar reāliem elementiem prasa lielus datora resursus, tad modelī impulspārveidotāji vilces motoram un enerģijas uzkrājējam, tiek aizstāti ar nepārtrauktas darbības pārveidotāju modeļiem.

Kā izvēlētais ātruma profils tika izmantots pilsētas dinamometriskais braukšanas cikls *(Urban Dynamometer Driving Cycle - UDDS)*. Tālāk grafikos redzama tikai tā daļa, kas satur biežākus paātrinājumu un bremzēšanas ciklus grafiku uzskatāmības dēļ. *UDDS* ļauj testēt transportlīdzekli sarežģītos pilsētas braukšanas apstākļos, kas ļauj analizēt transportlīdzekļa enerģētiskos parametrus un salīdzināt tos, mainot vadības sistēmas parametrus.



2.15. att. Jaudas plūsma a) paātrinoties; b) bremzējot.

Transportlīdzeklim paātrinoties, vilces dzinējam nepieciešamā jauda tiek ņemta no superkondensatora baterijas un svina - skābes baterijas. Bremzēšanas ciklā enerģija no vilces motora, kas darbojas ģeneratora režīmā, tiek primāri uzkrāta superkondensatoros un nedaudz arī akumulatoru baterijā. Ja superkondensatoru uzkrājējs ir pilnībā uzlādēts, tad enerģija tiek izkliedēta bremžu rezistorā nelietderīgi. Iepriekš aprakstītie procesi ir redzami 2.15. att. Lai tiktu uzkrāta pēc iespējas lielāka daļa no šīs reģeneratīvās bremzēšanas enerģijas un lai būtu mazāki zudumi baterijas iekšējā pretestībā, ir nepieciešams realizēt tādu uzkrājēja vadības stratēģiju, kas nodrošina minētās prasības.

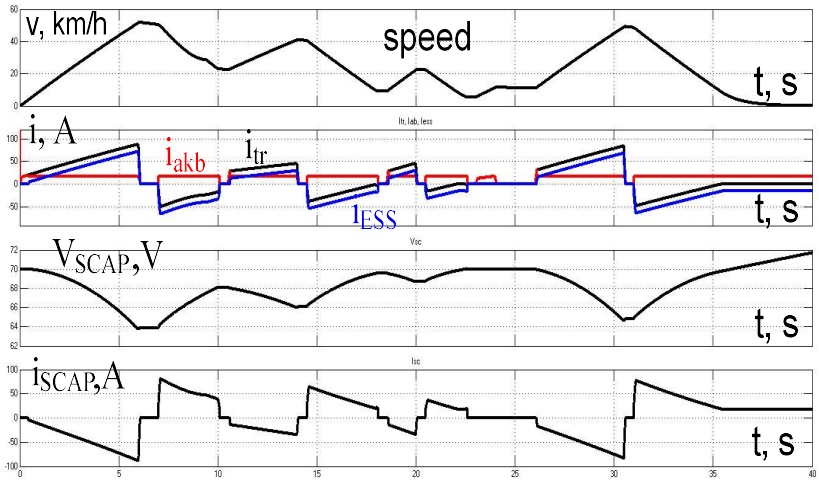
2.16. att. ir redzami datorsimulācijas rezultāti, pielietojot vadības stratēģiju, kurā tiek uzturēta nemainīga strāva no svina-skābes baterijas. Šāds vadības algoritms ir piemērots, lai paildzinātu baterijas kalpošanas laiku, jo šinī gadījumā strāvas pīķus uzņem superkondensatoru uzkrājējs. Šajā gadījumā vadība var tikt nodrošināta tādā veidā, ka superkondensatora uzkrājēja uzlādes un izlādes strāva tiek kontrolēta tā, ka par references signālu superkondensatora uzkrājējsistēmai kalpo baterijas strāva, kas pareizināta ar V_{DC}/V_{SCAP} (V_{DC} - līdzsprieguma kopnes spriegums; V_{SCAP} - superkondensatora uzkrājēja spriegums):

$$I_{ref} = \frac{V_{DC}}{V_{SCAP}} \cdot \left(I_{BATreference} \right). \qquad (2.22.)$$

Pieņemot, ka visa bremzēšanas enerģija tiek uzkrāta superkondensatoros, no iepriekšējo braucienu vēsturiskajiem datiem var tikt aprēķinātas jaudas, kas tiek patērēta no svina - skābes akumulatoriem vidējā vērtība, kā arī relatīvie paātrināšanās un bremzēšanas

laiki, izmantojot šos datus, var tikt tuvināti aprēķināta baterijas strāvas references vērtība $I_{BATreference}$. Tā kā šī vērtība dod tikai tuvinātu rezultātu, tad tālāk LETL ekspluatācijas laikā par nepieciešamību mainīt baterijas strāvu liecina superkondensatoru enerģijas uzkrājēja spriegums [65], ko var izmantot, lai tālāk koriģētu baterijas strāvas references vērtību.

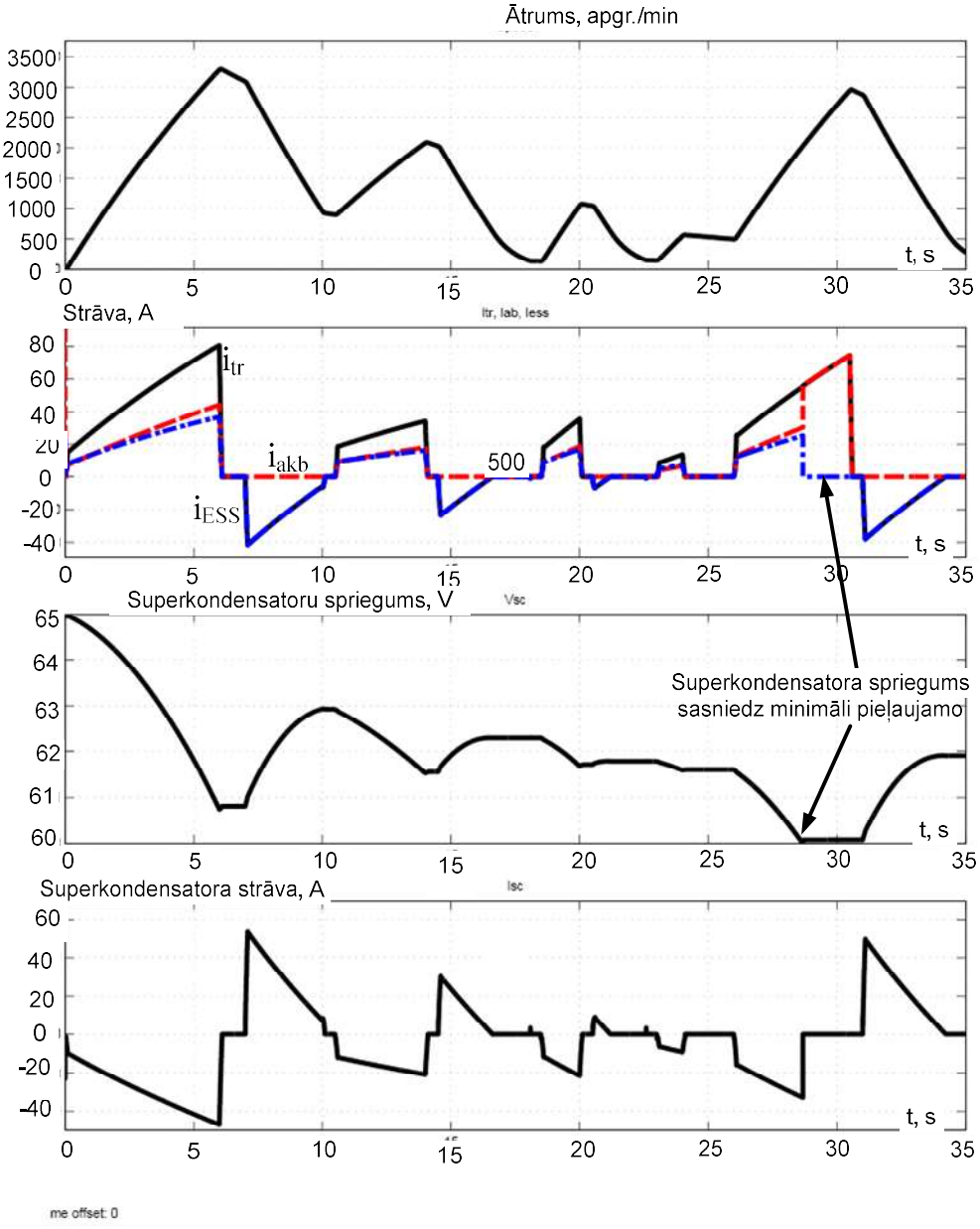
Kā redzams 2.16. att., LETL paātrinoties, no svina-skābes baterijas tiek tērēta konstanta strāva, savukārt superkondensatoru uzkrājēja spriegums krīt. Izskrējiena laikā šai gadījumā strāva no baterijas netiek izmantota, lai uzlādētu superkondensatoru uzkrājēju, kaut gan tika izmēģināts arī tāds variants, tas parādīja, ka šāda stratēģija dod pozitīvu ieguvumu tikai gadījumā, ja pārveidotājam ir ļoti augsts lietderības koeficients un izskrējiena laiki nav pārāk ilgi. Bremzēšanas režīmā superkondensatoros tiek uzkrāta visa bremzēšanas enerģija, kā arī strāva no baterijas tiek pārlādēta superkondensatoru uzkrājējā. Šāda pieeja ļauj uzlabot efektivitāti, jo svina skābes baterijai ir daudz lielāka iekšējā virknes pretestība, taču palielina prasību pret superkondensatora uzkrājēja ietilpību. Vidējā kvadrātiskā (*RMS*) strāva, kas tiek ņemta, no baterijas ir 15.8 A, bet no superkondensatoru uzkrājēja – 21.5 A.



2.16. att. Strāvas un spriegumi, pielietojot vadības algoritmu, kas uztur konstantu strāvu no baterijas.

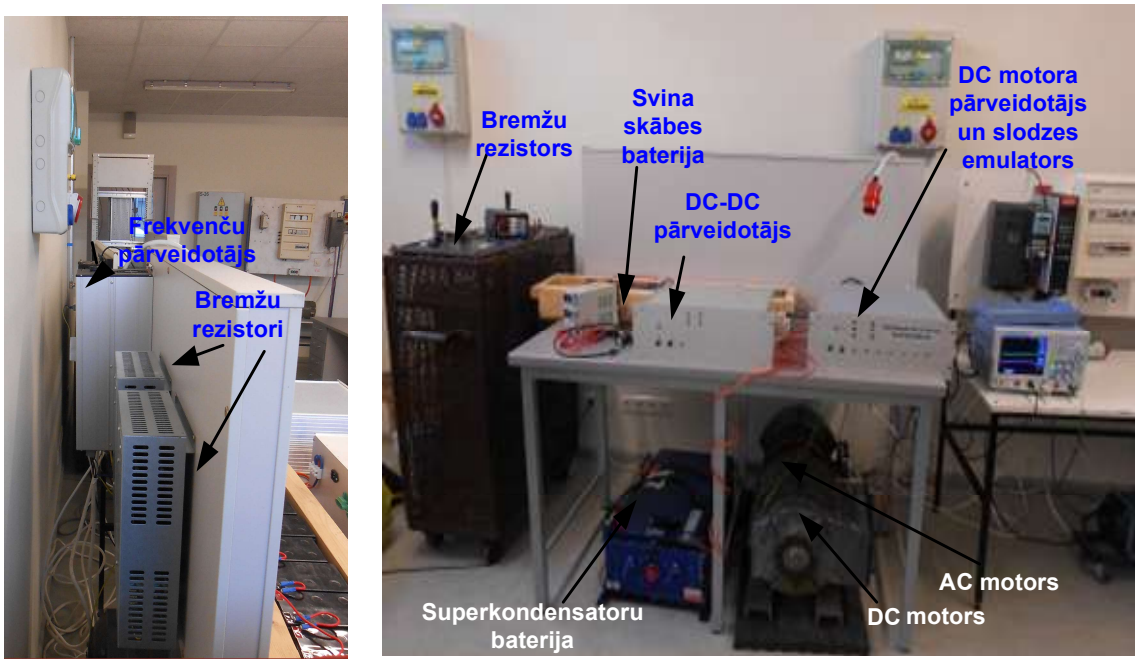
Apskatīto svina skābes akumulatoru virknes slēguma iekšējā pretestība ir 20 mΩ, bet superkondensatoru uzkrājējam tikai 2.6 mΩ. Tas nozīmē, ka efektivitāte var tikt uzlabota, ja maksimāli liela jauda tiek ņemta no superkondensatoriem visu paātrināšanās laiku. Viena no vienkāršākajām metodēm ir proporcionālā vadības stratēģija, kurā jauda (tuvināti var pieņemt arī, ka strāva), kas tiek ņemta no superkondensatoriem ir proporcionāla jaudai, kas tiek ņemta no svina - skābes baterijas. Šīs vadības metodes priekšrocība ir tāda, ka tiek samazināti

zudumi. Liels proporcionalitātes koeficients noved pie ātras superkondensatora uzkrājēja izlādes, tāpēc ir iespējams tāpat kā iepriekš, izmantojot superkondensatora spriegumu, piekoriģēt proporcionalitātes koeficientu, lai nodrošinātu pēc iespējas lielāku jaudas plūsmu no superkondensatoriem, bet tajā pašā laikā nepieļautu to pilnīgu izlādi, jo tad pīķa strāva tiks ņemta no baterijas, palielinot zudumus un saīsinot kalpošanas laiku.



2.17. att. Strāvas un spriegumi, pielietojot proporcionālo vadības algoritmu.

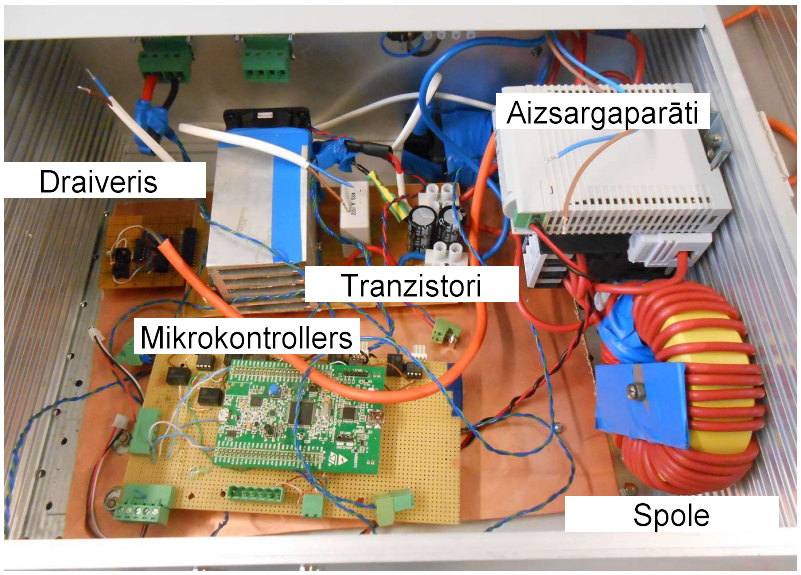
2.17. att. ir redzams LETL ar uzkrājēja pārbūves komplektu simulācijas rezultāti, izmantojot proporcionālo vadības metodi. Šeit parādīts fragments, kurā vienā brīdī superkondensatoru uzkrājējs tiek izlādēts, un pīķa strāva ir jāuzņem baterijai. Protams, gadījumā, ja paātrinājums ir ļoti ilgs, piemēram, braucot kalnā, nebūs iespējams nodrošināt enerģiju no superkondensatoriem. Savādāk labāk izvēlēties proporcionalitātes koeficientu ar nelielu rezervi, lai nodrošinātu, ka vienmēr tiek izmantoti abi enerģijas avoti. Lai varētu realizēt šo algoritmu, ir nepieciešams izmērīt divus spriegumus un divas strāvas: līdzsprieguma kopnes spriegumu V_{DC}, superkondensatora uzkrājēja spriegumu V_{SCAP}, superkondensatora strāvu un baterijas strāvu I_{BAT}. Trīs no signāliem ir pieejami pārbūves komplekta iekšienē, tikai baterijas strāvas mērīšanai ir nepieciešams uzstādīt papildu strāvas sensoru, taču to ir viegli izdarīt, ja mērīšanai tiek izmantots Holla efekta strāvas sensors, kuru var uzlikt uz vada. Šinī gadījumā baterijas strāvas *RMS* vērtība ir vienāda ar 13 A, bet no superkondensatora uzkrājēja - 22.3 A. Līdzīga procentuālā attiecība saglabājas arī simulējot garākus kustības grafikus. No šī var secināt, ka proporcionālā vadības stratēģija ļauj samazināt zudumus, jo superkondensatoru virknes slēgumam ir ievērojami mazāka virknes pretestība.



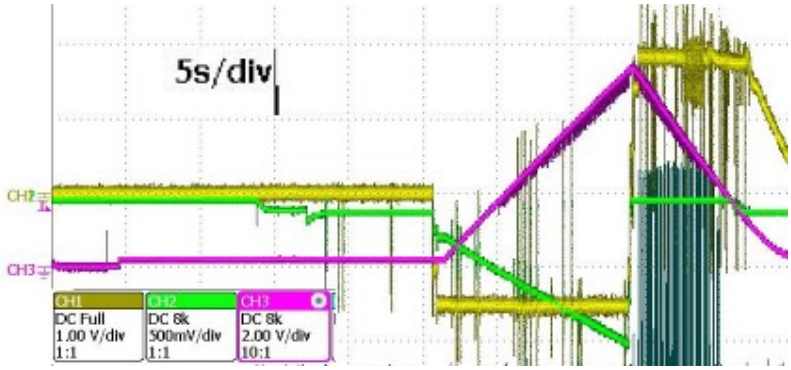
2.18. att. Laboratorijas stends uzkrājēja sistēmas pārbūves komplekta testēšanai.

Lai pārbaudītu superkondensatora uzkrājēja pārbūves komplekta realizācijas iespēju, iespējamās problēmas un uzlabojumus, tas tika pētīts izveidotajā laboratorijas stendā. 2.18. att. ir redzama stenda rakstiskā realizācija. Frekvenču pārveidotājs tiek barots no 400 V, 50

Hz tīkla. Ja līdzstrāvas motors darbojas vilces režīmā, tad maiņstrāvas motors darbojas ģeneratora režīmā un izkliedē bremzēšanas enerģiju bremžu rezistoros. Bremzēšanas režīmā AC motors darbojas motora režīmā un tikai enerģijas uzkrājējā neuzkrātā enerģija tiek izkliedēta caur sprieguma ierobežotāju pieslēgtajā rezistorā. Oscilogrammu iegūšanai tika izmantots *YOKOGAWA DLM6054* digitālais osciloskops. 2.19. att. ir redzama līdzsprieguma pārveidotāja praktiskā realizācija, *STM32F407VGT6* mikrokontrollers tika lietots, lai vadītu līdzsprieguma pārveidotāju. Uzkrājēja pārveidotāja uzbūve un shēma ir ļoti līdzīga motora pārveidotājam, kas aprakstīts iepriekš.

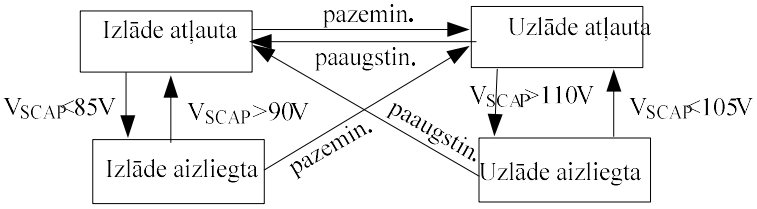


2.19. att. Līdzsprieguma pārveidotājs superkondensatora uzkrājēja enerģijas plūsmas vadīšanai.



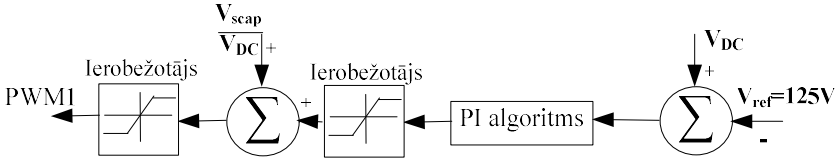
2.20. att. LETL emulācija uz stenda (CH1 - motora strāva 100mV=1A (inversa); CH2 - baterijas strāva 100mV=1A (inversa), CH3 - signāls, kas proporcionāls ātrumam.

LETL enerģētisko procesu emulācijas piemērs ir redzams 2.20. att. paātrinājumam un bremzēšanai uz stenda. Motora pārveidotāja references strāvu var iestatīt, izmantojot potenciometru, vai arī ieprogrammēt mikrokontrollera atmiņā visu kustības grafiku. Stends ir piemērots reģeneratīvās bremzēšanas enerģijas uzkrājēja pārveidotāja testēšanai.



2.21. att. Blokshēma, kas paskaidro pāreju no viena stāvokļa uz otru līdzsprieguma pārveidotāja vadības sistēmā.

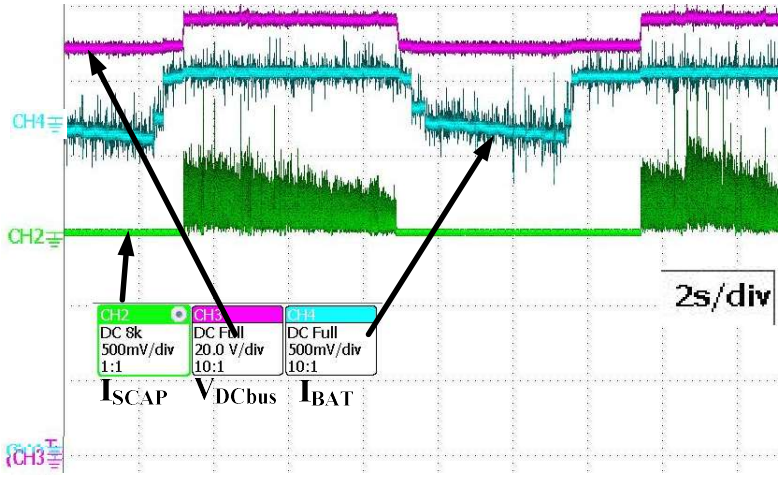
Lai nepieļautu superkondensatoru uzlādi līdz bīstamam spriegumam vai pārāk dziļu izlādi, tika izmantots princips, kas parādīts 2.21. att. Šajā gadījumā tiek izmantota histerēze, lai novērstu nevēlamu pēkšņu pārslēgšanos. Zemākais superkondensatora moduļa spriegums ir izvēlēts vienāds ar 85 V, jo tas ir zemākais spriegums, pie kura superkondensatori var tikt lādēti ar maksimālo jaudu.



2.22. att. Pārveidotāja vadības blokshēma pazeminošajā režīmā.

Bremzēšanas režīmā līdzsprieguma pārveidotāja vadības sistēmai ir jānodrošina, ka visa bremzēšanas enerģija tiek uzkrāta superkondensatoru uzkrājējā, jo savādāk tā tiks nelietderīgi iztērēta bremžu rezistorā. Šim nolūkam tiek izmantots princips, kas redzams 2.22. att. Šai režīmā pārveidotājs regulē līdzstrāvas kopnes spriegumu tā, lai tas nepārsniegtu iestatīto vērtību, šai gadījumā tie ir 120 V, kas ir zemāki par bremžu impulsregulatora darbības slieksni - 130 V. Enerģiju gan ir iespējams uzkrāt tikai gadījumā, ja superkondensatori nav uzlādēti pilnībā. Ja pazeminoši - paaugstinošā pārveidotāja aizpildījums ir vienāds ar dalījumu V_{scap}/V_{DC}, tad jauda neplūst ne vienā ne otrā virzienā. Lai pārveidotājs darbotos pazeminošajā režīmā un uzlādētu kondensatoru, aizpildījumam jābūt lielākam par šo attiecību, tāpēc vērtība, kas aprēķināta pēc proporcionāli - integrālā algoritma tiek pieskaitīta pie šī dalījuma. 2.23. att. ir redzamas superkondensatora uzkrājēja strāva, baterijas strāva un līdzstrāvas kopnes

spriegums bremzēšanas režīmā. Tā kā līdzsprieguma pārveidotājs nav optimizēts, ņemot vērā elektromagnētisko traucējumu izstarojumus, tad strāvas mērtaustā inducējas traucējumi, taču pārveidotāja darbību tie neietekmē, jo tiek izmantots gan analogais, gan digitālais signālu filtri. Kā redzams 2.23. att., pārveidotājs veiksmīgi stabilizē spriegumu un tādā veidā visa reģeneratīvās bremzēšanas enerģija var tikt uzkrāta superkondensatora enerģijas uzkrājējā.

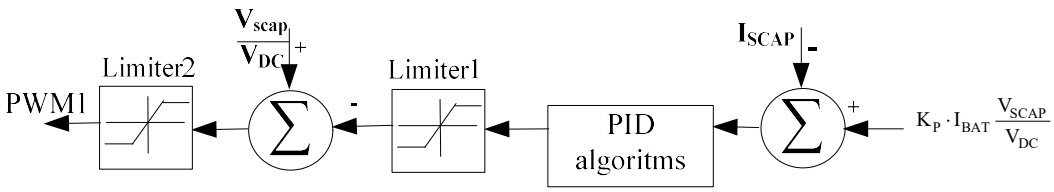


2.23. att. Superkondensatoru enerģijas uzkrājēja darbība bremzēšanas režīmā.

```
DELTAu=Vinf-1200;//Ivad-Iout;//kludas aprekins
Impu=DELTAu/4;//proporcionalais koeficients
Imiu=(Imoldu+(DELTAu/4096));//integralais koeficients
if (Imiu>6000) { Imiu=6000;}
if (Imiu<(-2000)){Imiu=-2000; }
 Ku=Impu+Imiu;
 if((Ku)<=-6000) {Ku=-6000;} //ierobezojums
 CCRf=(((Vscapf+0.00001)/(Vinf+0.0001))*6720)+Ku;//+Vin1;//aizpildijums peldosa punkta formata
 CCR=CCRf+0.5;   //aizpildijums veselos skaitlos
```

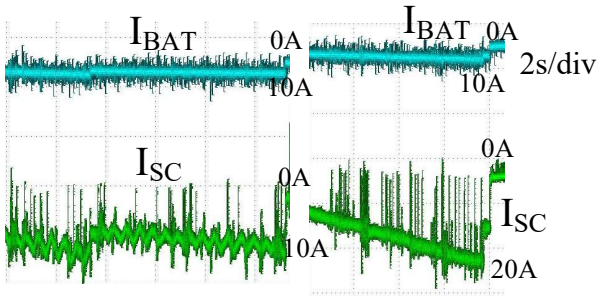
2.24. att. Proporcionāli-integrālais algoritms mikrokontrollera programmas veidā pārveidotāja vadībai bremzēšanas režīmā.

2.24. att. ir redzams mikrokontrollera programmas fragments, kurā tiek rēķināta aizpildījuma vērtība, V_{inf} ir līdzstrāvas kopnes spriegums, V_{scapf} ir superkondensatora uzkrājēja spriegums. CCR ir taimera reģistra vērtība, kura tiek salīdzināta ar taimera vērtību, formējot izejas impulsa platuma modulētu signālu.



2.25. att. Pārveidotāja vadības principa blokshēma paaugstinošajā režīmā.

LETL paātrinoties daļa no enerģijas tiek ņemta no svina - skābes baterijas, bet daļa no superkondensatora uzkrājēja. Šinī gadījumā tiks izmantota proporcionālā vadības stratēģija, kur strāvas sadalīsies proporcionāli koeficientam K_P, kas tiks regulēts tā, lai superkondensatora sprieguma vidējā vērtība tuvotos vērtībai, kas vienāda ar pusi no regulēšanas diapazona vērtības. Šajā gadījumā references signāls mainās proporcionāli baterijas strāvai, kuru zināmā mērā ietekmē arī superkondensatora uzkrājēja strāva, tāpēc šai gadījumā stabila regulatora izveidošana ir sarežģītāka. 2.27. att. ir redzama strāvas līkne pielietojot proporcionāli-integrālo algoritmu un realizējot vadības principu, kas parādīts 2.26. att. Papildinot to ar diferenciālo komponenti un optimizējot attiecīgās konstantes, kā arī veicot signāla cipara filtrēšanu, izdevās iegūt stabilu procesu.



2.27. att. Superkondensatoru enerģijas uzkrājēja darbība paātrināšanās režīmā pirms un pēc vadības cilpas optimizēšanas.

Var tikt pielietotas arī izplūdušās loģikas [66], ģenētisko algoritmu [67], neironu tīklu [68], reāla laika vadība [69], paredzošā vadības metode [70], kustības profila paredzēšana [71], kā arī stohastiskā vadības metode [72], u.c. vadības metodes, kas nedaudz uzlabo efektivitāti un ļauj uzkrāt nedaudz vairāk enerģijas, tomēr to pētīšanai piemērotākas ir datorsimulācijas vai testi uz reāla transportlīdzekļa. Stends var būt noderīgs mikrokontrollera programmas testēšanai, tomēr arī šim procesam ir pieejami datorprogrammatūras risinājumi, kas to ļauj izdarīt virtuālā vidē. Šāds stends ir piemērots motora testēšanai, kā arī līdzsprieguma pārveidotāja testēšanai. Tālāk tiks apskatītas iespējas izmantot pārveidotāja vairākfāžu topoloģiju, lai uzlabotu pārveidotāja parametrus.

Veiktais eksperimentālais pētījums ļauj secināt, ka superkondensatora uzkrājēju pārbūves komplekts var veiksmīgi funkcionēt, ir vērts veikt tālākus pētījumus, uzstādot to uz reāla LETL. Šāda tipa uzkrājēja komercializēšanu bremzē joprojām augstā superkondensatoru cena, tomēr atsevišķos gadījumos šāda uzkrājēja izmantošana varētu būt visai lietderīga. Svarīga priekšrocība šāda veida uzkrājējam ir tas, ka tā uzstādīšanai ir nepieciešama minimāla

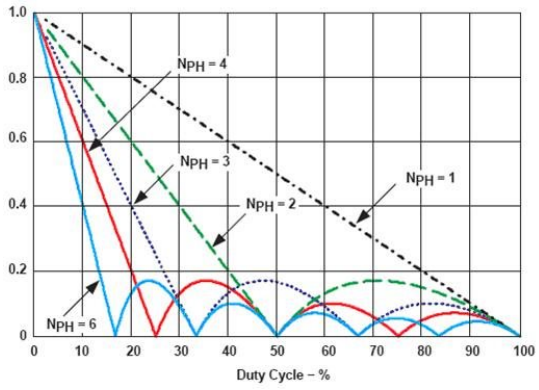
iejaukšanās jau esošajā vadības sistēmā. Turpmāki pētījumi ir nepieciešami, lai realizētu sistēmu bez svina-skābes baterijas strāvas sensora, tomēr, tā kā sensors nav dārgs un tā uzstādīšana ir vienkārša, tas nedos ļoti ievērojamu uzlabojumu. Piedāvātais proporcionālais vadības algoritms ir vienkāršs, bet tas darbojas labi, uzlabotie algoritmi ļauj uzlabot efektivitāti tikai par pāris procentiem, to realizācija uz stenda neļautu pat precīzi novērtēt enerģijas ietaupījumu. Tālāk tiks apskatītas iespējas izmantot pārveidotāja vairākfāžu topoloģiju, lai uzlabotu pārveidotāja parametrus.

3. MAGNĒTISKI SAISTĪTU DROSEĻU IZMANTOŠANA PĀRVEIDOTĀJA STRĀVAS PULSĀCIJU SAMAZINĀŠANAI UN JAUDAS BLĪVUMA PALIELINĀŠANAI

Tā kā pārveidotājam, kas tiek uzstādīts transportlīdzeklī, ir jābūt pēc iespējas mazam un vieglam, ir svarīgi izpētīt iespējas pārveidotāja jaudas blīvuma palielināšanai. Pēdējā laikā aizvien plašāk līdzsprieguma pārveidotājos tiek lietota vairākfāžu topoloģija lielu strāvu gadījumā un vairāklīmeņu topoloģija augstu spriegumu gadījumā. Tā kā galvenā superkondensatora priekšrocība ir tā, ka tas spēj uzkrāt un atdot lielu strāvu, tad vairākfāžu topoloģija tiek pielietota vairākās eksperimentālās izstrādēs, piemēram, superkondensatoru uzkrājēju enerģijas plūsmas vadībai [73], [74] un spriegumu pārveidošanai hibrīda un elektriskajos auto [75], [76]. Galvenā vairākfāžu pārveidotāju priekšrocība ir tā, ka tā izejas strāvas pulsācijas ir ievērojami mazākas nekā vienas fāzes gadījumā. Divfāžu pārveidotāja strāvas pulsāciju attiecību pret vienfāžu pārveidotāja strāvas pulsācijām saista izteiksme [77] :

$$\frac{\Delta i_{2\,fāžu}}{\Delta i_{vienfāžu}} = \begin{cases} \dfrac{2D-1}{1-D}, ja_D > 0.5 \\ \dfrac{1-2D}{1-D}, ja_D < 0.5 \end{cases} \tag{3.1.}$$

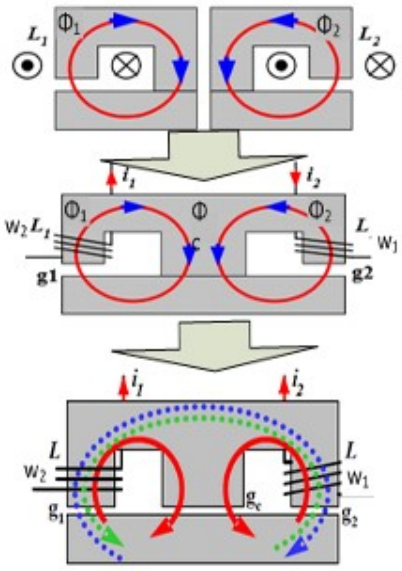
Līdzīgas izteiksmes var tikt iegūtas arī vairākfāžu gadījumiem, pēc šīm formulām ir iespējams konstruēt grafikus, kas parāda strāvas pulsāciju atkarību no pārveidotāja fāžu skaita un aizpildījuma, tas ir redzams 3.1. att. Kā redzams attēlā, tad jo lielāks ir fāžu skaits, jo mazākas ir strāvas pulsācijas, tomēr lielāks fāžu skaits nozīmē arī lielāku pusvadītāju un magnētisko elementu skaitu, kas sadārdzina šādu pārveidotāju.



3.1. att. Strāvas pulsāciju atkarība no pārveidotāja fāžu skaita un aizpildījuma koeficienta [78].

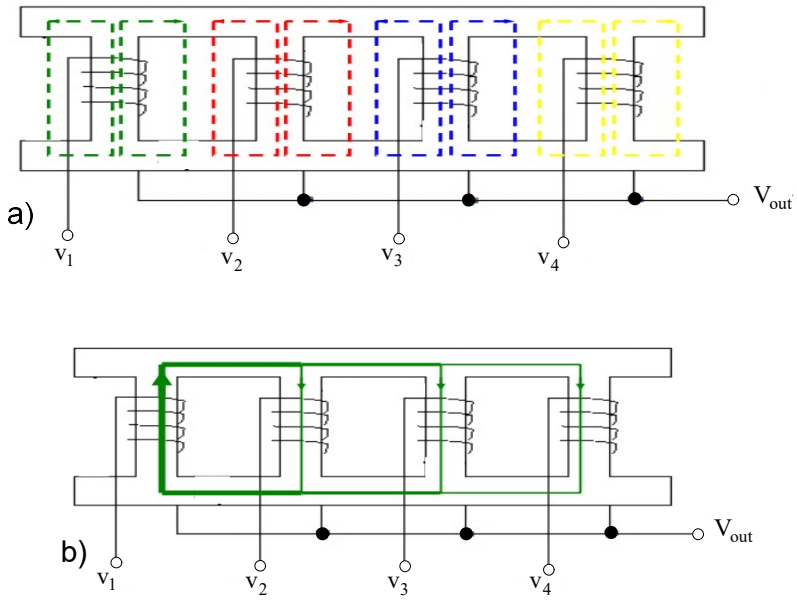
Pārveidotāja jaudas blīvums var tikt uzlabots, ja tiek izmantoti magnētiski saistīti magnētiskie elementi. Pēdējās desmitgadēs pētījumi magnētiski saistītu droseļu izmantošanā ir veikti daudzi pētījumi dažādos pielietojumos, iekļaujot arī līdzsprieguma un maiņstrāvas energoelektroniskos pārveidotājus dažādiem spriegumiem sākot no dažiem voltiem [79] līdz pat 10 kV [80], kā arī dažādām jaudām sākot no 10 W [81] līdz vairākiem desmitiem MW [80], [82]. Galvenie iemesli, kas apskatīti literatūrā, magnētiski saistītu droseļu izmantošanai ir, lai saīsinātu reakcijas laiku uz dinamiskajiem procesiem [79], [83], [84], [85], [86], [87], [88], [89], [90], [91], lai samazinātu filtra kapacitātes vērtību [92], [93], lai samazinātu droseles masu un izmērus [94]–[99], lai samazinātu strāvas pulsācijas [100]–[107], lai palielinātu pārveidotāja jaudas blīvumu [108]–[110], kā arī, lai mazinātu izmaksas, palielinātu efektivitāti, u.c.

Magnētiski saistītās droseles izveido, apvienojot divus atsevišķus magnētvadus vienā, kā tas ir redzams 3.2. att. Pirmajā piegājienā tas ļauj samazināt magnētvadu par vienu zaru. Tomēr joprojām šāda drosele īpaši ne ar ko neatšķirsies no divām atsevišķām droselēm, jo vienas droseles plūsma neiet caur otru droseli, līdz ar to mijindukcijas koeficients būs tuvs nullei. Mijinduktivitāti starp abām droselēm ir iespējams palielināt, ja tiek palielināta kopējā magnētvada gaisa sprauga (g_c). Tas rada pretestību magnētiskajai plūsmai, tā rezultātā daļa no plūsmas iet caur otru tinumu un inducē tajā EDS. Mijinduktivitātes (M) attiecību pret kopējo induktivitāti (L) sauc par mijindukcijas jeb saites koeficientu k=M/L.



3.2. att. Magnētiski saistītu droseļu izveidošana [91].

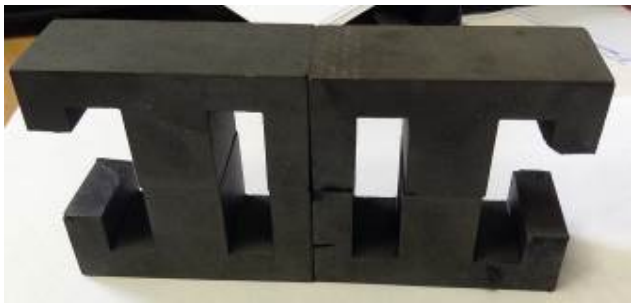
Pārsvarā [111]–[115] integrēto magnētvadu izveidē tiek izmantotas speciālas formas ferīta serdes. Visos rakstos ir uzsvērts, ka šādā veidā var tikt ietaupīts magnētvada tilpums, kas lielā mērā samazina arī cenu, jo ferīts ir samērā dārgs materiāls. 3.3. att. ir parādīti magnētiskās plūsmas noslēgšanās ceļi magnētiskās plūsmas līdzstrāvas komponentei un maiņkomponentei. Šai gadījumā plūsmas maiņkomponente noslēgsies caur citiem tinumiem, inducējot tajos spriegumu, kurš mazinās katras fāzes strāvas pulsācijas. Savukārt līdzkomponente būs spiesta noslēgties caur augstas magnētiskās pretestības ķēdi - lielu gaisa spraugu. Ja magnētvads ir pietiekoši garš (daudz fāzes) tad induktivitāte, ko nosaka šī plūsmas līdzstrāvas komponentes ceļa magnētiskā pretestība, ir pietiekoša un nav nepieciešama papildus drosele.



3.3. att. Magnētiskās plūsmas noslēgšanās ceļš: a) līdzstrāvas komponentei; b) maiņstrāvas komponentei [113].

Bieži literatūrā apskatītās un patentētās serdes tiek izgatavotas no magnētvadiem, kas plašpatēriņa tirgū nav pieejami. Lai izmēģinātu magnētvada praktisku realizāciju līdzīgu tai, kas parādīta 3.3. att., E tipa ferīta serdeņiem ar dimanta ripzāģi tika saīsināti ārējo plecu garumi, tādējādi iegūstot palielinātu izkliedes induktivitāti, jo trīsfāžu integrētās serdes gadījumam izkliedes induktivitāte bez papildu noplūšanas ceļa magnētiskajai plūsmai būtu

pārāk maza, tāpēc strāvas pulsācijas būtu lielas. Ferīta serdes praktiskā realizācija parādīta 3.4. att.

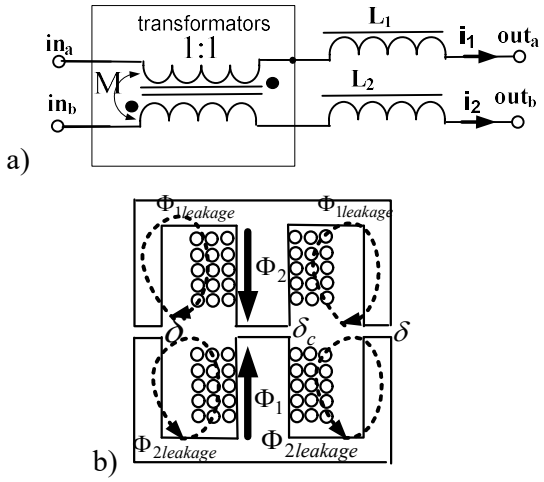


3.4. att. Trīsfāžu serdes praktiskā realizācija.

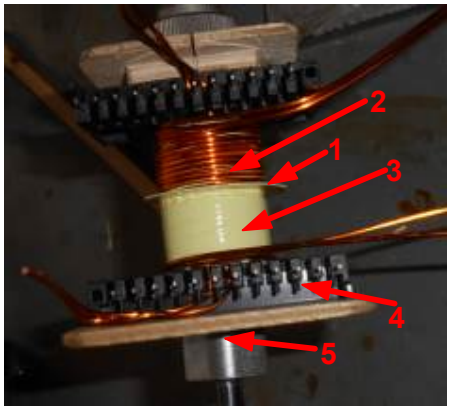
No serdes praktiskās realizācijas mēģinājuma var secināt, ka ferīta griešana ir sarežģīta, jo tas ir trausls, jāizveido speciāli mehāniski stiprinājumi, spoles tīšana nav ērta. Tāpēc tālāk tiks apskatīts, kā var izmantot priekšrocības, ko sniedz magnētiski saistītu elementu izmantošana, pielietojot tradicionāli pieejamās serdes, šai gadījumā tās ir E tipa serdes.

3.1. Divfāžu inversi magnētiski saistītas droseles izveide un pielietošana līdzstrāvas pārveidotājos

Tālāk tiks apskatīti līdzsprieguma pārveidotāji, kas balstīti uz magnētiski saistītu droseli, kura izveide apskatīta [116]. Droseles aizvietošanas shēmas un magnētiskā struktūra ir parādītas 3.5. att. Šāda droseles praktiskā realizācija ir parādīta 3.6. att. Droseli veido divi vijumi (2) un (3), kas uztīti uz plastmasas spoles formētāja (4), kas tiek novietots uz E-E ferīta serdes centrālā pleca, abi vijumi ir novietoti katrs savā serdes pusē un atdalīti ar ieliktni (1). Droseles izveidošana tika veikta ar manuālo tīšanas mehānismu (5), taču šādu induktoru tīšanu ir iespējams viegli automatizēt.

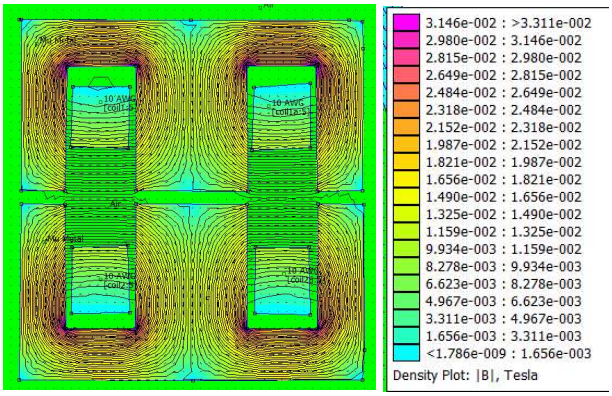


3.5. att. Magnētiski saistīta induktora: a) ekvivalentā aizvietošanas shēma; b) magnētiskā struktūra.



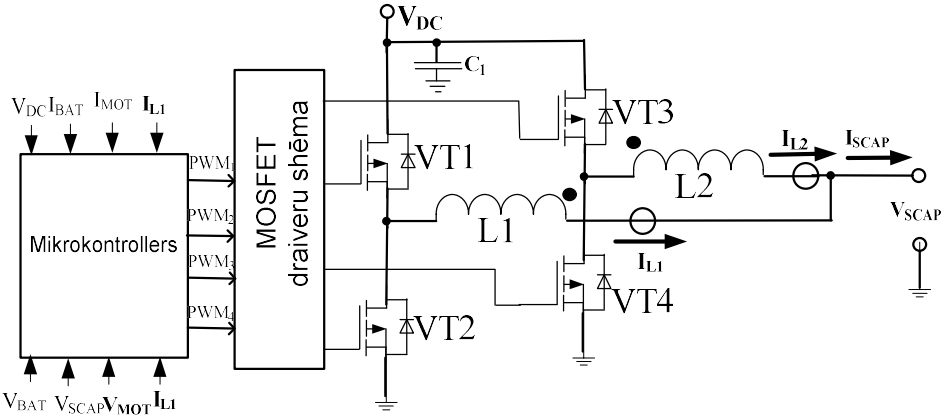
3.6. att. Magnētiski saistītas droseles praktiskā realizācija.

3.7. att. ir redzama šāda tipa droseles magnētiskā lauka aina, kas veikta *FEMM* programmā, kas izmanto galīgo elementu metodi lauka modelēšanā. Kā redzams, tad magnētiskā lauka līdzstrāvas komponente vienādu strāvu gadījumā plūst caur relatīvi lielu gaisa spraugu, kā rezultātā nenotiek magnētserdes piesātināšanās. Savukārt maiņstrāvas radītā plūsmas komponente noslēdzas caur otru tinumu, inducējot tajā spriegumu, kas samazina strāvas pulsācijas.



3.7. att. Līdzstrāvas plūsmas noslēgšanās ceļš magnētiski saistītajā droselē.

3.8. att. ir redzama divu fāžu divvirzienu līdzstrāvas pārveidotāja shēma, kas paredzēta superkondensatoru uzkrājēja enerģijas plūsmas vadīšanai iepriekšējā nodaļā apskatītajā pielietojumā. Tā kā vienfāzes pārveidotājā tika izmantoti divi paralēli saslēgti tranzistori, tad tranzistoru kopējais skaits nemainās. Paralēlie zari tiek vadīti ar par 180° nobīdītu impulsu platuma modulāciju. Katrā no fāzēm ir savs strāvas sensors un atsevišķa vadības cilpa katrai fāzei, kas novērš nevienmērīgu strāvas sadalījumu zaros.



3.8. att. Divu fāžu divvirzienu līdzsprieguma pārveidotāja shēma [117].

Lai varētu objektīvi novērtēt priekšrocības, ko dod magnētiski saistīta induktora izmantošana, ir nepieciešams izvest teorētiskās formulas. Spriegumus uz induktivitātēm (V_1=$V_{ina\ outa}$, V_2= $V_{inb\ outb}$ 3.5. att.) var izteikt ar šādām formulām, kur i_1 un i_2 ir strāvas, kas plūst caur attiecīgajām induktivitātēm:

$$V_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}, \qquad (3.2.)$$

$$V_2 = -M\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt}. \quad (3.3.)$$

Pieņemot, ka abu droseļu induktivitātes ir vienādas $L_1=L_2=L$ un pārgrupējot izteiksmes (3.2.) un (3.3.), iegūstam:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{V_2}{L} + \frac{M}{L}\frac{di_1}{dt}, \quad (3.4.)$$

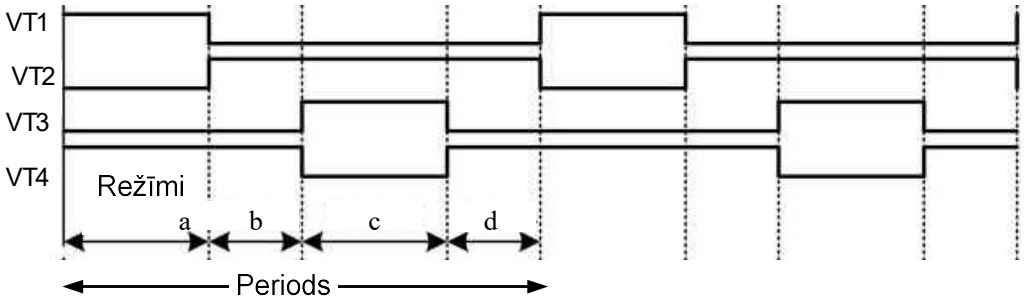
$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_1}{L} + \frac{M}{L}\frac{di_2}{dt}. \quad (3.5.)$$

Ievietojot izteiksmi (3.4.) izteiksmē (3.2.) un izteiksmi (3.5.) izteiksmē (3.3.), iegūstam:

$$V_1 + \frac{M}{L}V_2 = (L - \frac{M^2}{L})\frac{di_1}{dt}, \quad (3.6.)$$

$$V_2 + \frac{M}{L}V_1 = (L - \frac{M^2}{L})\frac{di_2}{dt}. \quad (3.7.)$$

Kā jau tika apskatīts iepriekš, divu fāžu pārveidotājs sastāv no diviem vienas fāzes pārveidotājiem, kas ir savienoti paralēli. Katrs paralēlais slēdzis ir ieslēgtā stāvoklī ar 180 grādu nobīdi. 3.9. att. ir parādīti signāli uz tranzistoru bāzēm. Katrs periods var tikt sadalīts četros dažādos režīmos "a"-"d" atkarībā no slēdžu stāvokļa.



3.9. att. Spriegumi uz tranzistoru bāzes un attiecīgie režīmi.

Režīmā "a" ieslēgtā stāvoklī ir tranzistors VT1, strāva i_1 šajā laika posmā pieaug. Šī perioda laikā slēdzis VT3 ir izslēgtā stāvoklī un spriegumi uz droselēm var tikt izteikti pēc sekojošām formulām:

$$V_1 = V_{IN},\ V_2 = V_{IN} - V_0. \quad (3.8.)$$

Šajā režīmā divu fāžu pārveidotāju var aprakstīt līdzīgi kā vienas fāzes pārveidotājs un izejas spriegums (V_0) var tikt izteikts sekojoši:

$$V_0 = \frac{V_{IN}}{(1-D)}. \quad (3.9.)$$

Ievietojot izteiksmes (3.8.) izteiksmē (3.9.), iegūst:

$$V_2 = -\frac{D}{(1-D)} V_1 . \tag{3.10.}$$

Ievietojot (3.10.) izteiksmi (3.6.) un atrisinot pret V_1, var iegūt:

$$V_1 = \left(\frac{L - \frac{M^2}{L}}{1 - \frac{M}{L}\frac{D}{1-D}} \right) \frac{di_1}{dt} . \tag{3.11.}$$

Pēc analoģijas elektromagnētiskās indukcijas likumam, varam izteikt ekvivalento induktivitāti laika režīma "a" laikā:

$$L_{eq1,a} = \frac{L - \frac{M^2}{L}}{1 - \frac{M}{L} \cdot \frac{D}{1-D}} = \frac{1-k^2}{1-(k \cdot \frac{D}{(1-D)})} L . \tag{3.12.}$$

Režīma b laikā VT1 un VT3 atrodas izslēgtā stāvoklī un spriegumi V1 un V2 var tikt izteikti sekojoši:

$$V_1 = V_2 = V_{IN} - V_{out} . \tag{3.13.}$$

Ekvivalentā induktivitāte režīmā "b" ir vienāda ar:

$$L_{eq1,b} = \frac{L - \frac{M^2}{L}}{1 + \frac{M}{L}} = (\frac{1-k^2}{1+k}) L = (1-k) L . \tag{3.14.}$$

Līdzīgi kā režīmā "a" tā arī režīmā "c" spriegumi var tikt izteikt sekojoši:

$$V_1 = V_{in} - V_{out} , \; V_2 = V_{in} . \tag{3.15.}$$

Ekvivalentā induktivitāte režīmā "c" ir:

$$L_{eq1,c} = \frac{L - \frac{M^2}{L}}{(1 + \frac{M}{L})\frac{1-D}{D}} = \frac{1-k^2}{1-(k \cdot \frac{1-D}{D})} L . \tag{3.16.}$$

Laika intervāls "d" ir tāds pats kā "b", tāpēc var rakstīt:

$$L_{eq1d} = L_{eq1,b} . \tag{3.17.}$$

Otrais fāzes zars ir tāds pats kā pirmais, tikai nobīdīts par 180°, tāpēc attiecīgajām induktivitātēm ir jāsakrīt:

$$L_{eq2a} = L_{eq1,c} , \tag{3.18.}$$

$$L_{eq2b} = L_{eq2,d} = L_{eq1,b} , \tag{3.19.}$$

$$L_{eq2,c} = L_{eq1,a} . \tag{3.20.}$$

Strāvas pulsācijas katrā no fāzēm var tikt izteiktas, izmantojot izteiksmi no paaugstinošā energoelektroniskā pārveidotāja teorijas:

$$\Delta I_{1,a} = \frac{V_{in}D}{f_{sw}L_{eq1,a}} = \frac{V_{in}D}{f_{sw}L} \cdot \frac{(1-k)\cdot\frac{D}{1-D}}{1-k^2}. \tag{3.21.}$$

$$\Delta I_{2,a} = \frac{(V_{in}-V_{out})\cdot D}{f_{sw}L_{eq2,a}} = \frac{V_{in}D\cdot(1-\frac{1}{1-D})}{f_{sw}L_{eq2,a}} = \frac{V_{in}D\cdot(k-\frac{D}{1-D})}{f_{sw}L\cdot(1-k^2)}. \tag{3.22.}$$

Izejas strāvas pulsācijas ir atsevišķu fāzes strāvu pulsāciju summa, to var aprēķināt sekojoši:

$$\Delta I_a = \Delta I_{1,a} + \Delta I_{2,a} = \frac{V_{in}D}{f_{sw}L(1-k)} \cdot \frac{1-2D}{1-D}. \tag{3.23.}$$

Strāvas pulsācijas divu fāžu pārveidotāja gadījumā ar nesaistītajām droselēm var izteikt sekojoši:

$$\Delta I_{unc} = \frac{V_{in}D}{f_{sw}L} + \frac{(V_{in}-V_{out})D}{f_{sw}L} = \frac{V_{in}D}{f_{sw}L} \cdot \frac{1-2D}{1-D}. \tag{3.24.}$$

Izejas strāvas pulsāciju attiecība nesaistīto droseļu gadījumā un saistīto droseļu gadījumā var tikt izteikta sekojoši:

$$\frac{\Delta I_{unc}}{\Delta I_{coupled}} = 1-k\ . \tag{3.25.}$$

Kā rāda izteiksme (3.25.), izejas strāvas pulsācijas inversi saistītas droseles gadījumā būs lielākas, nekā, izmantojot nesaistītās droseles, taču, tā kā tā ir divfāžu struktūra, tad strāvas pulsācijas būs mazākas nekā vienas fāzes gadījumā (3.1. att.), īpaši, pie aizpildījuma, kas tuvs 0,5. Strāvas pulsācijas katrā no fāzēm nosaka induktivitāte $L_{eq1,a}$, ja aizpildījums ir mazāks par 0,5 un $L_{eq1,c}$ ja aizpildījums ir lielāks par 0,5. Uzskatāmības dēļ izteiksmes (3.12.) un (3.16.) var vienkāršot uz sekojošu formu:

$$\frac{L_{eq}}{L} = \frac{1-k^2}{1+C\cdot k}, \tag{3.26.}$$

kur $C = -\frac{1-D}{D}$ ja D>0,5 un $C = -\frac{D}{1-D}$ ja D<0,5.

Atvasinot izteiksmi pēc saites koeficienta k, var iegūt optimālo k vērtību konkrētam aizpildījumam:

$$\frac{d(\frac{L_{eq}}{L})}{dk} = \frac{-C(k^2+\frac{2}{C}k+1)}{1-Ck^2}. \tag{3.27.}$$

Optimums būs punktā, kurā atvasinājums ir vienāds ar nulli, to var iegūt atrisinot vienādojumu:

$$k^2 + \frac{2}{C}k + 1 = 0\,. \tag{3.28.}$$

Vienādojuma atrisinājums ir šāds:

$$k_{1,2} = \frac{-\frac{2}{C} \pm \sqrt{\frac{4}{C^2} - 4}}{2} = -\frac{1}{C} \pm \sqrt{\frac{1}{C^2} - 1}\,. \tag{3.29.}$$

3.1. tabula

Optimālā saites koeficienta k vērtība atkarībā no aizpildījuma strāvas pulsāciju mazināšanai

D	C	k
0,1	-0,11	0,06
0,2	-0,25	0,13
0,3	-0,43	0,23
0,4	-0,67	0,38
0,5	-1,00	1,00
0,6	-0,67	0,38
0,7	-0,43	0,23
0,8	-0,25	0,13
0,9	-0,11	0,06

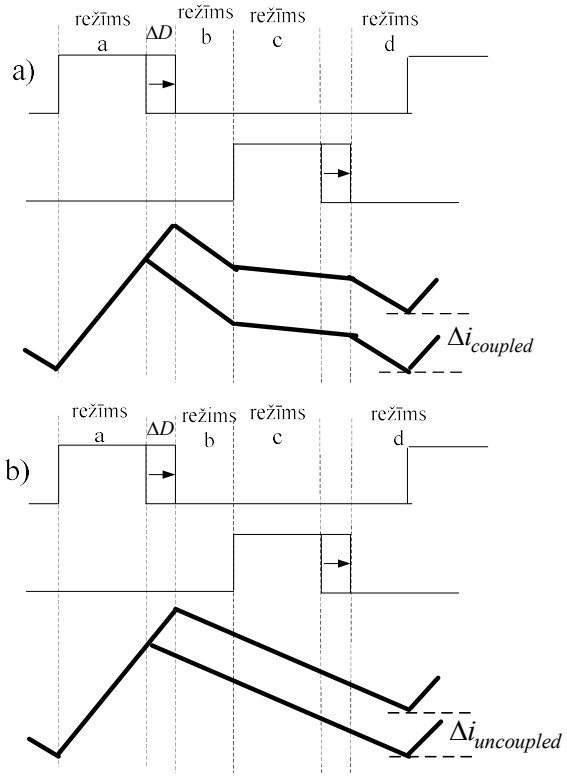
Tabulā ir redzama sakarība starp optimālu mijinduktivitātes saites koeficientu k atkarībā no aizpildījuma. Šai gadījumā līdzsprieguma pārveidotājs, galvenokārt, darbosies režīmā, kurā aizpildījums ir no 0,2 līdz 0,6, tāpēc eksperimentālajam prototipam tika izvēlēts saites koeficients, kas ir aptuveni vienāds ar 0,7.

Otrs ieguvums, ko dod magnētiski saistītu droseļu izmantošana, ir ātrāki dinamiskie procesi. Ja izmainās slodzes strāvas vērtība, tad mainās aizpildījums par ΔD. Saistītās droseles gadījumā strāvas izmaiņu (Δi) un aizpildījuma izmaiņu saista izteiksme:

$$\Delta i = \frac{V_{in}}{f_{sw} L_{eq,b}} \Delta D\,. \tag{3.30.}$$

3.10. att. ir redzams salīdzinājums starp strāvas izmaiņu pārejas procesa gadījumā nesaistītas un saistītas droseles gadījumā. Var redzēt, ka strāvas izmaiņa saistītas droseles gadījumā ir lielāka, tas nozīmē, ka pārveidotājs ar saistītām droselēm ļaus straujāk reaģēt uz

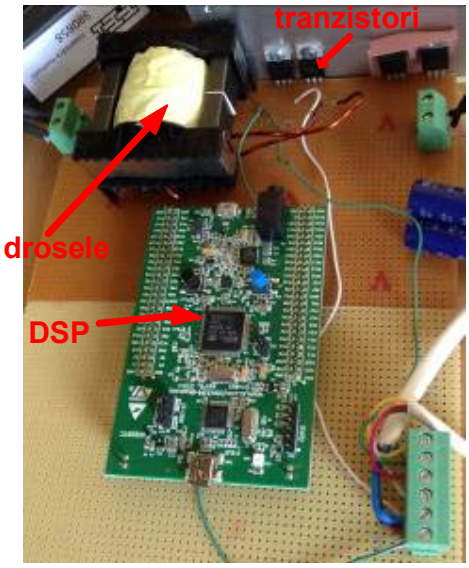
slodzes izmaiņu. No izteiksmes 3.30. var secināt, ka reakciju uz pārejas procesu nosaka vienīgi vērtība L(1-k). Tādējādi lielāks mijinduktivitātes koeficients uzlabo reakcijas laiku uz pārejas procesiem.



3.10. att. Strāvas izmaiņas pārejas procesā: a) magnētiski saistītas droseles gadījumā; b) magnētiski nesaistītas droseles izmantošanas gadījumā [118].

3.11. att. ir redzama eksperimentālā līdzsprieguma pārveidotāja praktiskā realizācija, spoles induktivitāte ir L=155 μH, mijinduktivitātes koeficients k=0,7. Tranzistori ir novietoti pie radiatora, vadībai tiek izmantots mikrokontrollers, strāvas mērīšanai tiek izmantoti divi *ACS710KLATR-25CB-T* strāvas sensori. Līdzsprieguma pārveidotājs ir paredzēts 2 kW jaudai un maksimālajam spriegumam 120 volti.

Superkondensatoru uzkrājēja spriegums V_{in} mainās atkarībā no uzlādes pakāpes robežās no 50 līdz 100 V. Magnētiski saistīta spole ir izveidota, izmantojot ETD49 spoles formētāju, tās struktūra ir redzama 3.5. att. Visu trīs serdes plecu gaisa sprauga ir vienāda ar 1,5 mm, vijumu skaits ir vienāds ar 30.



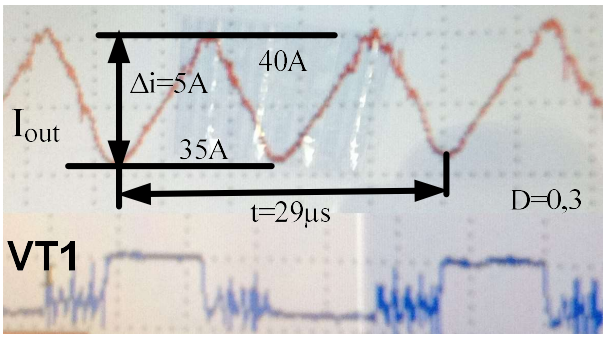
3.11. att. Eksperimentālā līdzsprieguma pārveidotāja praktiskā realizācija.

3.2. tabula

Strāvas pulsācijas katrā fāzē atkarībā no aizpildījuma.

Vin, V	D	Leq/L	Δi_1, A	Δi, A
96	0,2	0,62	5,92	5,27
84	0,3	0,73	6,59	5,27
72	0,4	0,96	5,74	3,52
66	0,45	1,19	4,74	1,98
60	0,5	1,70	3,36	0,00
54	0,55	1,19	4,74	1,98
48	0,6	0,96	5,74	3,51

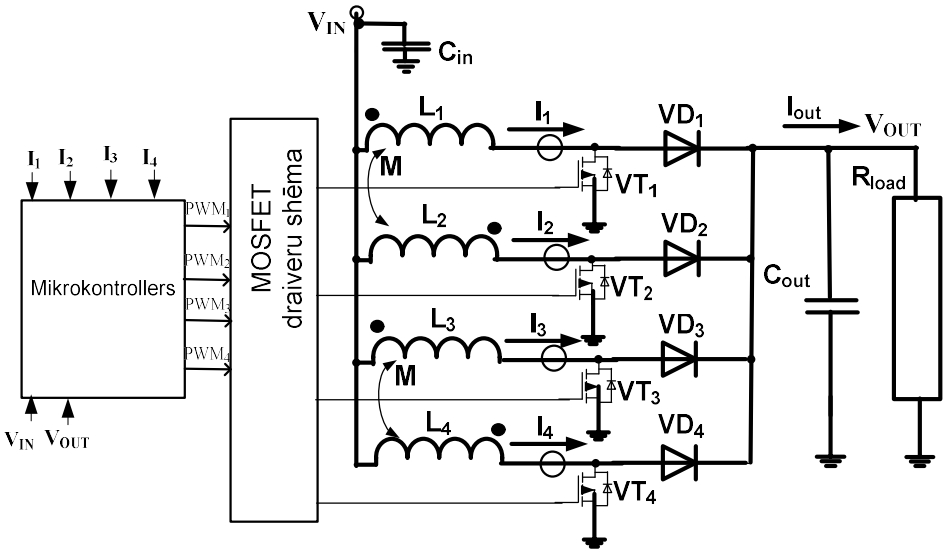
Tabulā ir redzami aprēķinātie līdzsprieguma pārveidotāja strāvas pulsāciju lielumi. Šos rezultātus apstiprina arī eksperimentālie mērījumi, kas ir redzami 3.12. att. Pie aizpildījuma D=0,3 strāvas pulsācijas ir vislielākās. Ieguvums no saistīto droseļu izmantošanas šajā gadījumā ir samazināts droseles izmērs, ātrs reakcijas laiks uz pārejas procesiem un samazinātas strāvas pulsācijas atsevišķos režīmos.



3.12. att. Strāvas pulsācijas pie D=0,3.

Iespējamo efektu no magnētiski integrēto spoļu izmantošanas var palielināt, ja tiek palielināts pārveidotāja fāžu skaits. 3.1. tabula rāda, ka īpaši lietderīgi ir izmantot saistīto droseli gadījumā, ja aizpildījums ir tuvs 0,5. Daudzos gadījumos nav nepieciešams plašs diapazons izejas spriegumam pret ieejas spriegumu, un tāpēc šajā gadījumā magnētiski saistītu droseļu izmantošana ir īpaši lietderīga.

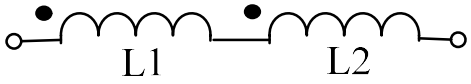
Viens no šādiem pielietojumiem ir spriegumu salāgošana starp vēja turbīnu un invertoru ar maksimālās jaudas punkta meklēšanas funkciju, šajā gadījumā, pielietojot papildu līdzsprieguma pārveidotāju, ir iespējams panākt efektivitātes uzlabošanu, kā arī iespēju izmantot ģeneratoru ar zemāku izejas spriegumu.



3.13. att. 4 fāžu līdzsprieguma paaugstinošais pārveidotājs.

3.13. att. ir redzama paaugstinošā 4 fāžu līdzsprieguma pārveidotāja shēma. Pārveidotājs ir paredzēts maksimālajam izejas spriegumam 270 volti un nominālajai strāvai 5 A. Vēja ģeneratora spriegums var mainīties robežās no 30 līdz 150 V, pārveidotājs to

paaugstina 2 reizes, lai varētu tikt izmantots invertors, kura ieejas spriegumam jābūt sākot no 50 V, kā arī tiek palielināta invertora efektivitāte, jo tiek samazināta strāva. Vēja turbīnas ģeneratora spriegums, kurš ir līdzsprieguma pārveidotāja ieejas spriegums V_{in}, mainās no 30 līdz 150 V. Induktors tika izveidots, izmantojot *ETD39* spoles formētāju, tā struktūra ir līdzīga kā iepriekš apskatītajā gadījumā. Centrālā pleca gaisa sprauga ir izvēlēta vienāda ar 1,4 mm, bet ārējo plecu gaisa spraugas ir vienādas ar 0,25 mm, vijumu skaits ir vienāds ar 80, nomērītā induktivitāte ir vienāda ar 830 μH, mijinduktivitātes saites koeficients ir 0,7.



3.14. att. Magnētiski saistītās droseles tinumu slēgums kopējās induktivitātes mērīšanai.

Šai gadījumā ir grūti izrēķināt precīzas induktivitātes un saites koeficienta vērtības, tāpēc vieglāk ir tās izmērīt un atbilstoši izmainīt induktora parametrus. Lai izmērītu saites koeficientu, abi tinumi ir jāsaslēdz virknē, tas ir parādīts 3.14. att., un jāizmēra šāda slēguma kopējā induktivitāte. Šo induktivitāti var izvest sekojoši:

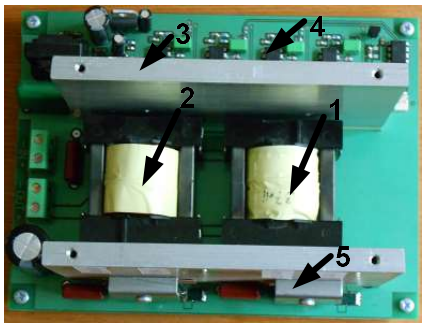
$$L_{total} = L_1 + L_2 + 2M \,. \tag{3.31.}$$

Katra tinuma induktivitāte var tikt izmērīta atsevišķi. Ja abi tinumi ir izveidoti simetriski, tad var uzskatīt, ka abas induktivitātes ir vienādas (L_1=L_2=L), un mijinduktivitāte var tikt izteikta sekojošā veidā:

$$M = \frac{L_{total} - 2L}{2} \,. \tag{3.32.}$$

Un var tikt aprēķināts saites koeficients:

$$k = \frac{M}{L} \,. \tag{3.33.}$$



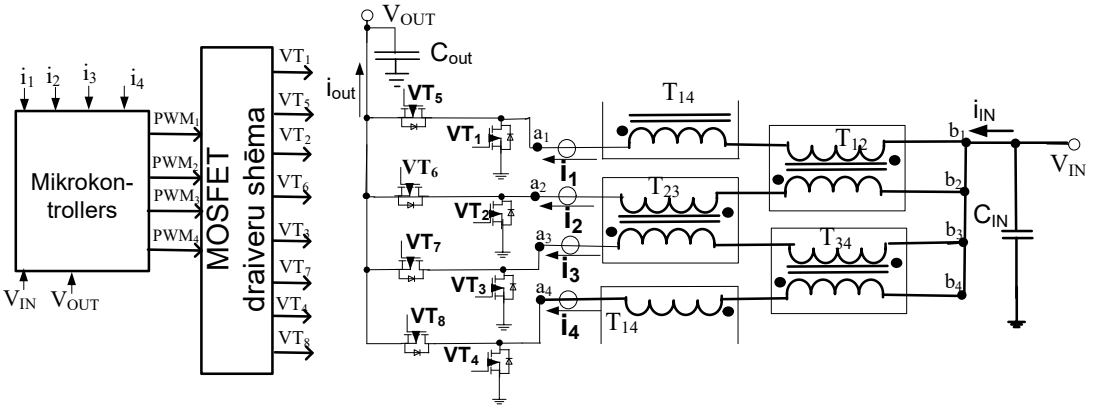
3.15. att. Paaugstinošā līdzsprieguma pārveidotāja prototips.

3.15. att. ir redzama pārveidotāja praktiskā realizācija. Tranzistori un diodes (5) tiek dzesētas, izmantojot alumīnija radiatoru (3). Ar mikrokontrollera izejas signāliem tiek vadīti

MOSFET tranzistoru draiveri (4), droseles (1) un (2) ir izveidotas, izmantojot E veida ferīta serdeņus. Pārveidotājs lielākoties strādā ar aizpildījumu, kas tuvs 0,5, tāpēc pat ar ļoti nelielām ieejas un izejas kapacitātēm ir iespējams iegūt mazas sprieguma pulsācijas. Tā kā pārveidotājs lielākoties strādā ar aizpildījumu, kas tuvs 0,5, tad pat ar ļoti nelielām ieejas un izejas kapacitātēm ir iespējams iegūt mazas sprieguma pulsācijas.

3.2. Četrfāžu pārveidotājs ar magnētiski saistītām droselēm un enerģijas pārvadi starp fāzēm

Lai vēl vairāk samazinātu strāvas pulsācijas katrā no fāzēm un tādā veidā uzlabotu pārveidotāja efektivitāti, ir iespējams pārvadīt enerģiju ne tikai starp divām fāzēm, bet arī starp visām fāzēm. Šim nolūkam ir nepieciešams ieviest vēl papildus induktorus, kas veido "noslēgtās ķēdes" struktūru, tas ir, padara par iespējamu enerģijas pārvadi no vienas fāzes uz jebkuru citu no fāzēm. Pētījumi par šāda tipa pārveidotāju ir publicēti [85], [118]–[120] un tiks izmantoti tālākā izklāstā. 3.16. att. ir redzama 4 fāžu divvirzienu līdzsprieguma pārveidotāja struktūrshēma. Katrs paralēlais tranzistoru pāris tiek vadīts ar par 90 elektriskajiem grādiem nobīdītu signālu. Pārveidotāja vadībai tiks izmantota digitālā vadība. Lai noteiktu strāvas pulsācijas, tālāk tiks analizēts pārveidotāja paaugstinošais režīms.



3.16. att. Līdzsprieguma pārveidotāja shēma ar enerģijas pārvadi starp fāzēm.

Magnētisko saiti starp fāzēm var nodrošināt ar transformatoriem, kā tas ir parādīts 3.16. att. Šādā gadījumā vēl nepieciešama arī papildus induktivitāte L, kura ir jāizveido, rēķinoties, ka caur to plūdīs summārā strāva, taču šīs spoles induktivitāte vairs nav nepieciešama tik liela kā vienfāzes risinājuma gadījumā, tāpēc to var izveidot ar mazāku vijumu skaitu un mazāku magnētiskās serdes tilpumu un svaru.



3.17. att. Eksperimentālā līdzsprieguma pārveidotāja praktiskā realizācija ar papildu droseli.

3.17. att. ir redzami transformatori ar papildu induktivitāti. Šajā gadījumā nākas izmantot metāla pulvera serdi, kas rada papildu zudumus, tāpēc tālāk tiks analizēta iespēja izmantot transformatoru vietā jau iepriekš aprakstītos magnētiski saistītos induktorus.

3.16. att. parādītā līdzsprieguma pārveidotāja spriegumus apraksta sekojoša vienādojumu sistēma:

$$\begin{aligned} v_{a_1b_1} &= 2L\frac{di_1}{dt} - M\frac{di_2}{dt} - M\frac{di_4}{dt} \\ v_{a_2b_2} &= 2L\frac{di_2}{dt} - M\frac{di_1}{dt} - M\frac{di_3}{dt} \\ v_{a_3b_3} &= 2L\frac{di_3}{dt} - M\frac{di_2}{dt} - M\frac{di_4}{dt} \\ v_{a_4b_4} &= 2L\frac{di_4}{dt} - M\frac{di_3}{dt} - M\frac{di_1}{dt} \end{aligned} . \tag{3.34.}$$

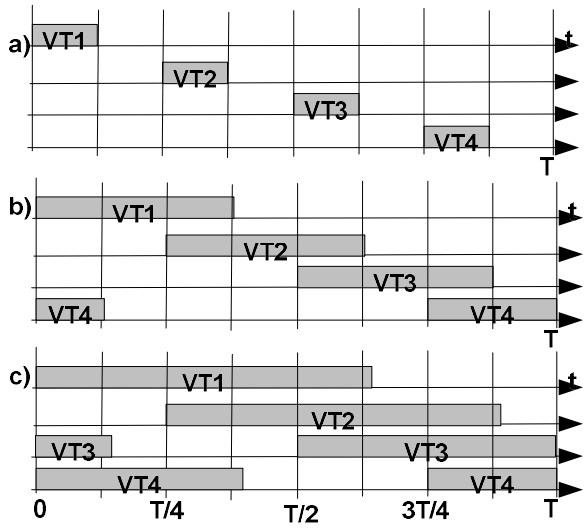
Visu izteiksmju summa ir vienāda ar:

$$(2L-2M)(\frac{di_1}{dt}+\frac{di_2}{dt}+\frac{di_3}{dt}+\frac{di_4}{dt}) = v_{a_1b_1}+v_{a_2b_2}+v_{a_3b_3}+v_{a_4b_4} . \tag{3.35.}$$

Kā var redzēt shēmā, kas parādīta 3.16. att., ieejas strāva ir vienāda ar visu fāžu strāvu summu:

$$\frac{di_1}{dt}+\frac{di_2}{dt}+\frac{di_3}{dt}+\frac{di_4}{dt} = \frac{di_{in}}{dt} . \tag{3.36.}$$

Atkarībā no aizpildījuma pārveidotājs var darboties vienā no četriem režīmiem, kas ir redzami 3.18. att. Pirmajā režīmā aizpildījuma koeficients D ir mazāks par 1/4 no perioda. Otrajā režīmā D ir starp 1/4 un 1/2 no perioda. Trešajā režīmā D ir robežās no 1/2 līdz 3/4 no perioda un ceturtajā D ir lielāks nekā 3/4 no perioda.



3.18. att. Pārveidotāja darba režīmi atkarībā no aizpildījuma koeficienta.

Pirmajā režīmā tranzistors VT_1 ir atvērts, bet tranzistori VT_2, VT_3, VT_4 ir izslēgtā stāvoklī. Tranzistoram atrodoties ieslēgtā stāvoklī $v_{ab}=V_{IN}$, izslēgtā stāvoklī ir $v_{ab}=V_{IN}-V_{OUT}$. Ievietojot šīs izteiksmes atkarībā no tranzistoru stāvokļa (3.35.) labajā pusē un ņemot vērā, ka pirmajā periodā tiks novērots negatīvs strāvas pieaugums, var iegūt:

$$v_{a_1b_1}+v_{a_2b_2}+v_{a_3b_3}+v_{a_4b_4}=4V_{IN}-4V_{OUT}=4V_{IN}-4V_{IN}b\,. \tag{3.37.}$$

Ieejas strāvas izmaiņu var iegūt, ja izteiksmes (3.37.) un (3.36.) ievieto izteiksmē (3.35.):

$$\frac{di_{in}}{dt}=\frac{4V_{IN}(1-b)}{2L-2M}. \tag{3.38.}$$

Ņemot vērā ka D=(b-1)/b un paaugstināšanas attiecība (boost ratio) $b=V_{OUT}/V_{IN}$, integrējot (3.38.) robežās no DT līdz T/4 var tikt iegūta izteiksme, pēc kuras var tikt aprēķināta strāvas izmaiņa šajā periodā:

$$\Delta I_{in(D\le 0{,}25)}=-\int_{\frac{b-1}{b}T}^{T/4}\frac{4V_{IN}(1-b)}{2L-2M}dt=\frac{-(\frac{-3b+4}{4b})(1-b)\cdot 4V_{IN}T}{2L-2M}=\frac{(4-3b)(b-1)V_{IN}T}{b(2L-2M)}. \tag{3.39.}$$

Otrajā režīmā strāva samazinās laikā, kad tranzistors VT2 ir ieslēgts, bet citi tranzistori ir izslēgti. Ievietojot izteiksmes $v_{a_2b_2}=V_{IN}$ un $v_{a_1b_1}=v_{a_3b_3}=v_{a_4b_4}=V_{IN}-V_{OUT}$ atkarībā no tranzistoru stāvokļa izteiksmes (3.35.) labajā pusē, var iegūt:

$$v_{a_1b_1}+v_{a_2b_2}+v_{a_3b_3}+v_{a_4b_4}=4V_{IN}-3V_{OUT}=4V_{IN}-3V_{IN}b\,. \tag{3.40.}$$

Ieejas strāvas izmaiņu var iegūt, ja izteiksmes (3.40.) un (3.36.) ievieto izteiksmē (3.35.):

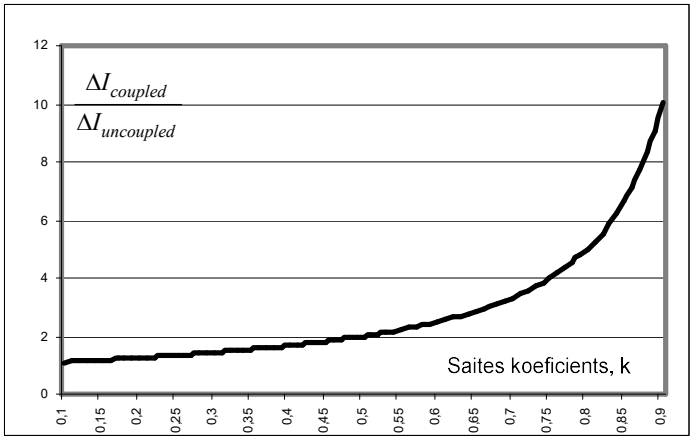
$$\frac{di_{IN}}{dt} = \frac{V_{IN}(4-3b)}{2L-2M}. \tag{3.41.}$$

Integrējot 3.41. robežās no DT līdz T/2, var tikt iegūta izteiksme, pēc kuras var tikt aprēķināta strāvas izmaiņa šajā periodā:

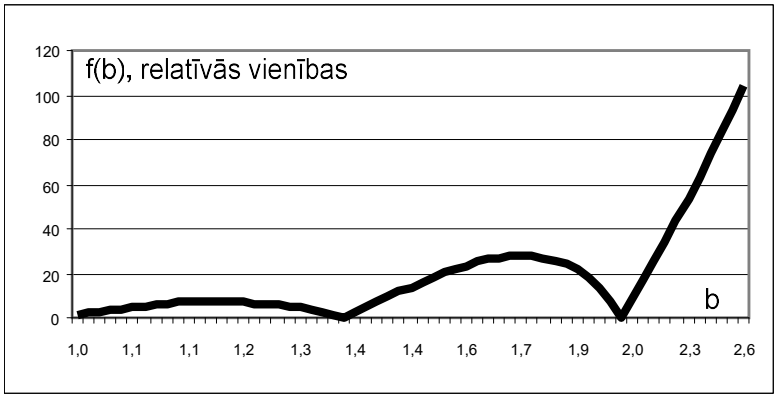
$$\Delta I_{IN(0,25<D<0,5)} = -\int_{\frac{b-1}{b}T}^{T/2} \frac{V_{IN}(4-3b)}{2L-2M}dt = \frac{(3b-4)(2-b)V_{IN}T}{2b(2L-2M)}. \tag{3.42.}$$

Trešajā režīmā strāva samazinās laikā, kad tranzistori VT_2 un VT_3 ir ieslēgtā stāvoklī, bet VT_1 un VT_4 ir izslēgtā stāvoklī. Ievietojot izteiksmes $v_{a_2b_2} = v_{a_3b_3} = V_{IN}$ un $v_{a_1b_1} = v_{a_4b_4} = V_{IN} - V_{OUT}$ atkarībā no tranzistoru stāvokļa (3.35.) labajā pusē un integrējot robežās no DT līdz 3T/4, var iegūt:

$$\Delta I_{IN(0,5<D\le 0,75)} = -\int_{\frac{b-1}{b}T}^{3T/4} \frac{V_{IN}(4-2b)}{2L-2M}dt = \frac{(b-2)(4-b)V_{IN}T}{2b(2L-2M)}. \tag{3.43.}$$



3.19. att. Ieejas strāvas pulsācijas atkarībā no saites koeficienta.



3.20. att. Ieejas strāvas pulsācijas atkarībā no paaugstinājuma koeficienta.

No izteiksmēm (3.39., 3.37., 3.42.), (3.42.), (3.43.) ir iespējams iegūt grafiku, kas parāda ieejas strāvas pulsācijas atkarībā no saites koeficienta (3.19. att.) un paaugstinājuma koeficienta (

3.20. att.). No grafikiem ir redzams, ka saites koeficients, kas ir lielāks par 0,9, izsauc ievērojamas ieejas strāvas pulsācijas, jo tādā gadījumā magnētiski saistīta induktora izkliedes induktivitāte ir ļoti maza. Līdzīgs process novērojams arī grafikā, kurā parādīta strāvas pulsāciju atkarība no paaugstinājuma koeficienta.

Izteiksme 3.34. var tikt pārrakstīta matricas formātā, ņemot vērā to, ka M=kL:

$$\begin{bmatrix} v_{a_1b_1} \\ v_{a_2b_2} \\ v_{a_3b_3} \\ v_{a_4b_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2L & -kL & 0 & -kL \\ -kL & 2L & -kL & 0 \\ 0 & -kL & 2L & -kL \\ -kL & 0 & -kL & 2L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \\ \frac{di_4}{dt} \end{bmatrix}. \tag{3.44.}$$

Izteiksmi (3.45.) var atrisināt pret di_1/dt:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{v_{a_1b_1}(2-k^2) + v_{a_2b_2}k + v_{a_3b_3}k^2 + v_{a_4b_4}k}{4L(1-k^2)} = p(k). \tag{3.45.}$$

Pirmajā režīmā (D<0,25) strāva aug laika posmā no 0 līdz DT. Kā jau iepriekš tika apskatīts, šajā režīmā: $v_{a_1b_1} = V_{IN}$ un $v_{a_2b_2} = v_{a_4b_4} = v_{a_3b_3} = V_{IN} - V_{OUT}$. Ievietojot šīs izteiksmes (3.45.), var iegūt:

$$\left.\frac{di_1}{dt}\right|_{D\le 0,25} = \frac{V_{IN}(2+2k-k^2b-2kb)}{4L(1-k^2)} = s(k). \tag{3.46.}$$

Integrējot (3.46.) robežās no 0 līdz DT, var iegūt izteiksmi, kas apraksta fāzes strāvas pulsācijas:

$$\Delta I_1\Big|_{D\le 0,25} = \int_0^{\frac{b-1}{b}T} s(k)dt = \frac{(2+2k-k^2b-2kb)(b-1)}{4b(1-k^2)} \cdot \frac{TV_{IN}}{L}. \tag{3.47.}$$

Līdzīgi otrajā režīmā (0,25<D<0,5) strāva aug laika posmā 0 līdz DT. Šis laika posms var tikt sadalīts trijos intervālos: pirmajā $v_{a_1b_1} = v_{a_3b_3} = v_{a_4b_4} = V_{IN}$ un $v_{a_2b_2} = V_{IN} - V_{OUT}$, otrajā $v_{a_1b_1} = V_{IN}$ un $v_{a_2b_2} = v_{a_3b_3} = v_{a_4b_4} = V_{IN} - V_{OUT}$, trešajā $v_{a_1b_1} = v_{a_2b_2} = V_{IN}$ un $v_{a_3b_3} = v_{a_4b_4} = V_{IN} - V_{OUT}$. Ievietojot šīs izteiksmes (3.45.), var iegūt:

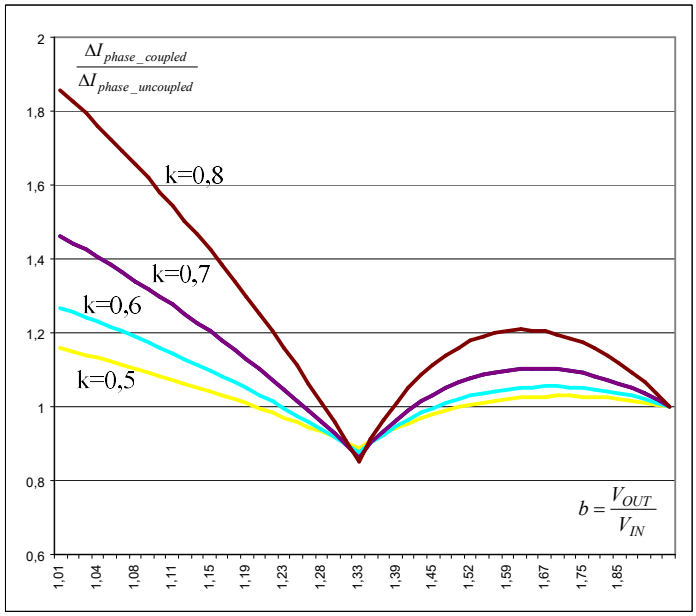
$$\Delta I_1\Big|_{0,25<D<0,5} = \int_0^{\frac{b-1}{b}T-\frac{T}{4}} p(k)\Big|_{\substack{V_1=V_{IN}\\V_2=V_{IN}\\V_3=V_{IN}\\V_4=V_{IN}-V_{OUT}}} dt + \int_{\frac{b-1}{b}T-\frac{T}{4}}^{T/4} p(k)\Big|_{\substack{V_1=V_{IN}\\V_2=V_{IN}-V_{OUT}\\V_3=V_{IN}-V_{OUT}\\V_4=V_{IN}-V_{OUT}}} dt + \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{b-1}{b}T} p(k)\Big|_{\substack{V_1=V_{IN}\\V_2=V_{IN}\\V_3=V_{IN}-V_{OUT}\\V_4=V_{IN}-V_{OUT}}} dt \quad . \tag{3.48.}$$

Atrisinot izteiksmi (3.48.), var tikt iegūtas fāzes strāvas pulsācijas šajā režīmā:

$$\Delta I_1\Big|_{0,25<D<0,5} = \frac{(z(k)+bk)(3b-4)-z(k)(b-2)}{8b(1-k^2)} \cdot \frac{TV_{IN}}{L}, \tag{3.49.}$$

kur $z(k) = 2+2k-k^2b-2kb$.

No izteiksmēm (3.47.), (3.49.) ir iespējams iegūt grafikus, kas apraksta fāzes strāvas pulsācijas atkarībā no paaugstinājuma koeficienta (3.21. att.). No grafika ir redzams, ka, palielinot saites koeficientu, ir iespējams iegūt fāzes strāvas pulsāciju samazinājumu tikai pie dažām paaugstinājuma koeficienta vērtībām. Tas var radīt maldīgu priekšstatu par to, ka magnētiski saistītu droseļu izmantošana nesamazina fāzes strāvas pulsācijas, taču jāņem vērā vēl arī tas, ka magnētiski saistītajā droselē magnētiskās plūsmas līdzstrāvas komponente daļēji kompensējas, tāpēc ir iespējams izveidot spoli ar lielāku induktivitāti uz tā paša serdeņa.



3.21. att. Fāzes strāvas pulsācijas atkarībā no paaugstinājuma koeficienta.

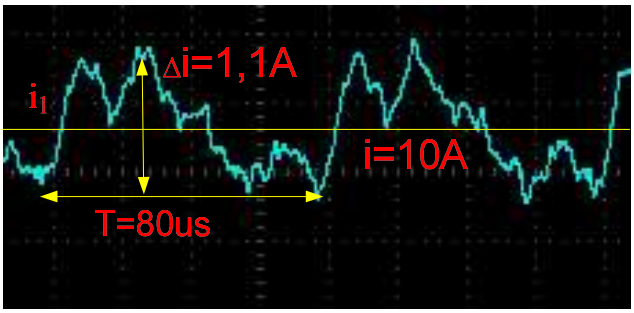
Lai novērtētu magnētiski saistītu induktoru izmantošanas lietderību pilnīgāk, ir jāņem vērā arī tas, ka caur inversi magnētiski saistītās droseles serdi plūdīs mazāka magnētiskā plūsma, tādēļ var tikt samazināta gaisa sprauga un palielināta induktivitāte. Ja tiek izmantots magnētiski nesaistīts induktors, tad 50 vijumu gadījumā ir nepieciešama 5 mm gaisa sprauga, lai novērstu piesātināšanos. Šādas magnētiski nesaistītas droseles induktivitāte būs 400 uH. Savukārt, ja inversi magnētiski saistītas droseles mijinduktivitātes saites koeficients ir tuvu vienam, tad M=L=5,6 mH un ļoti maza gaisa sprauga ir nepieciešama, lai izvairītos no serdes piesātināšanās, bet ir vajadzīga papildus drosele, lai saglabātu darbu nepārtrauktās strāvas režīmā un samazinātu kopējās strāvas pulsācijas, tāpat ir nepieciešams ļoti ātrdarbīgs regulēšanas algoritms, lai novērstu piesātināšanos, tāpēc konkrētajā pielietojumā saites koeficients izvēlēts mazāks nekā 1. Šādu inversi saistītu droseļu pielietošana arī ļauj iztikt bez papildus droseles.

3.22. att. ir redzams eksperimentālais pārveidotāja prototips, kura vadībai tika izmantots *STM32F407VGT6* mikrokontrollers. Strāva katrā fāzē tiek mērīta un regulēta, izmantojot PI algoritmu, lai novērstu strāvu disbalansu. Impulsu platuma modulētie signāli ir nobīdīti fāzē par 90°.

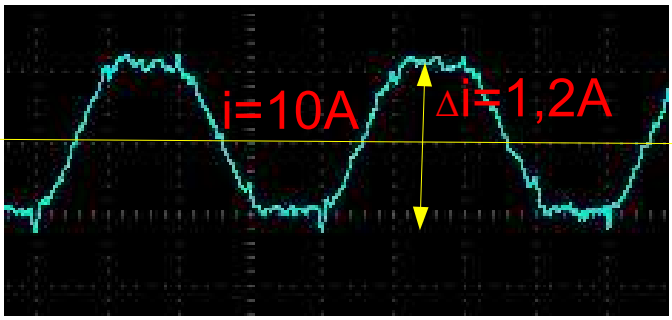
Magnētiski saistītās droseles ir izveidotas, izmantojot *ETD59* spoles formētājus un E tipa ferīta serdes. Centrāla pleca un ārējo plecu gaisa sprauga ir vienāda ar δ=δc=0,5 mm, vijumu skaits ir vienāds ar 30, nomērītā induktivitāte ir L=400 μH un saites koeficients ir 0,85. Katrā fāzē ir 2 virknē slēgti induktori, tas nozīmē, ka induktivitāte ir vismaz 2 reizes lielāka nekā magnētiski nesaistīta induktora gadījumā un fāzes strāvas pulsācijas ir mazākas pie jebkura aizpildījuma.



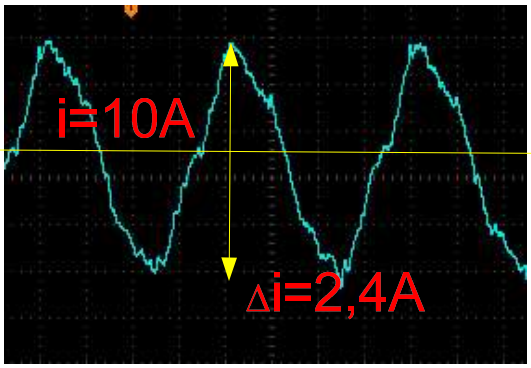
3.22. att. Četrfāžu divvirzienu līdzsprieguma pārveidotājs ar magnētiski saistītām droselēm.



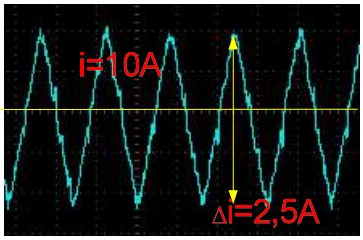
3.23. att. Fāzes strāvas pulsācijas pie D=0,1.



3.24. att. Fāzes strāvas pulsācijas pie D=0,25.



3.25. att. Fāzes strāvas pulsācijas pie D=0,37.



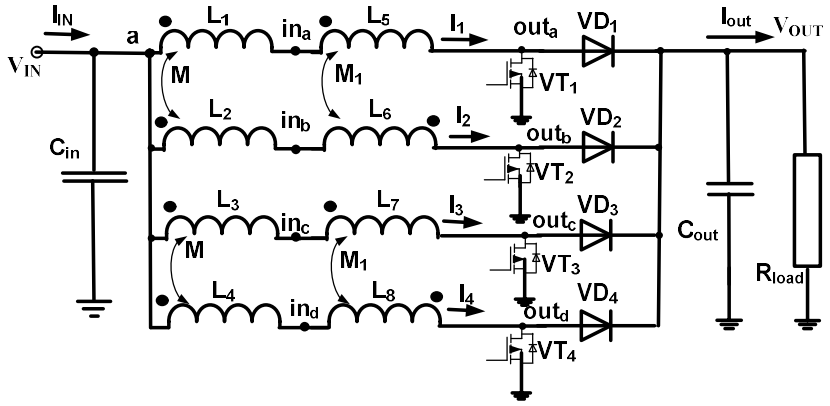
3.26. att. Fāzes strāvas pulsācijas pie D=0,5.

3.23. att., 3.24. att., 3.25. att. un 3.26. att. ir redzamas fāzes strāvas pulsācijas pie dažādiem aizpildījumiem. Šajā gadījumā pārveidotāja darba frekvence tika samazināta līdz

12,5 kHz, lai labāk būtu redzamas strāvas pulsācijas, jo strāvas tausts ar caurlaides frekvenci 200 kHz nebija pieejams. Strāvas pulsācijas aptuveni sakrīt ar teorētiskajiem rezultātiem, tās ir mazākas par 25 % un pie normālās darba frekvences 50 kHz būs mazākas par 10 %.

3.3. Četrfāžu pārveidotājs ar magnētiski saistītām droselēm un enerģijas pārvadi starp fāzēm

Literatūrā mazāk ir apskatīta tieši magnētiski saistītu droseļu izmantošana pārveidotājos. Tas izskaidrojams ar to, ka caur šādas droseles magnētisko serdi plūst liela magnētiskā plūsma, kuru nepieciešams ierobežot ar gaisa spraugu, rezultātā iegūstot mazu induktivitāti. Taču daudzfāžu pārveidotāja gadījumā reizēm ir nepieciešams izmantot papildu induktivitāti kombinācijā ar inversi magnētiski saistītām droselēm un šai gadījumā tieši magnētiski saistīta drosele varētu būt labs risinājums. Tāpēc šajā apakšnodaļā tiks analizēta tieši un inversi magnētiski saistītu droseļu kombinācijas pielietošana līdzstrāvas daudzfāžu pielietojumā. Četrfāžu līdzsprieguma pārveidotājs ar magnētiski saistītu droseļu izmantošanu ir redzams 3.27. att. Šajā attēlā V_{IN} un V_{OUT} ir ieejas un izejas spriegumi, I_1, I_2, I_3 un I_4 ir fāzes strāvas, kas plūst caur droselēm, I_{IN} un I_{OUT} ir ieejas un izejas strāvas, C_{in} un C_{out} ir ieejas un izejas kondensatori.



3.27. att. Četrfāžu paaugstinošais pārveidotājs ar tieši un inversi magnētiski saistītu droseļu izmantošanu.

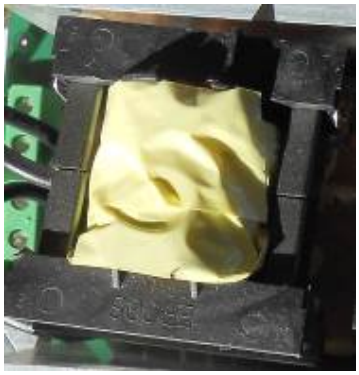
3.28. att. ir redzama inversi saistītas droseles praktiskā realizācija, kas ir līdzīga, kā tika apskatīts iepriekš. Tinumi ir izveidoti no daudzdzīslu vada ar izolētām dzīslām (litz wire) un izvietoti tālāk no gaisa spraugas, lai samazinātu zudumus. Vijumu skaits ir vienāds ar 5 un gaisa sprauga ir 0,1 mm liela. Šādas spoles nomērītā induktivitāte ir 16 µH un mijinduktivitātes koeficients ir vienāds ar 0,72.



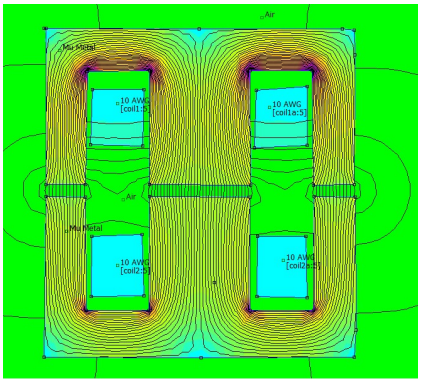
3.28. att. Inversi magnētiski saistīta drosele eksperimentālajam prototipam.

Tāpat šai gadījumā ir iespējams izmantot arī tinumus, kas izvietoti viens uz otra vai pat savīt abus tinumus kopā, lai iegūtu mijinduktivitātes koeficientu, kas vienāds ar 1, tas novestu pie magnētiskās plūsmas līdzstrāvas komponenšu savstarpējas kompensācijas. Tā kā serdes piesātinājumu šai gadījumā izsauks tikai plūsmas maiņkomponente, kas ir proporcionāla strāvas pulsācijām, tad ir iespējams iztikt bez gaisa spraugas serdē un iegūt lielu induktivitāti.

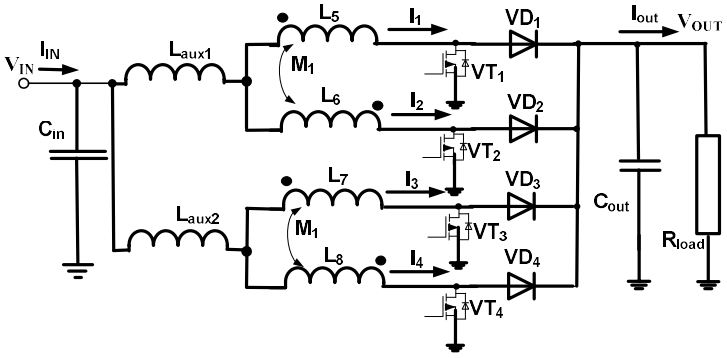
Viena no iespējām ir izmantot tieši magnētiski saistītu droseli kopējo strāvas pulsāciju mazināšanai, ja inversi saistīta magnētiskās droseles noplūdes induktivitāte ir pārāk maza. Šādas droseles praktiskā realizācija ir redzama 3.29. att., tā var tikt izveidota līdzīgi kā inversi saistītas droseles gadījumā, tikai tinumi ir savienoti tā, lai tiktu radīta magnētiskā plūsma vienā virzienā. Tāpat ir arī jāpalielina gaisa sprauga ferīta serdē, lai nepieļautu piesātināšanos. 3.30. att. ir redzams magnētiskais lauks serdē, šajā gadījumā gaisa sprauga ierobežo magnētisko plūsmu, lai tā nesasniegtu maksimāli pieļaujamo vērtību.



3.29. att. Tieši magnētiski saistītas droseles praktiskā realizācija.

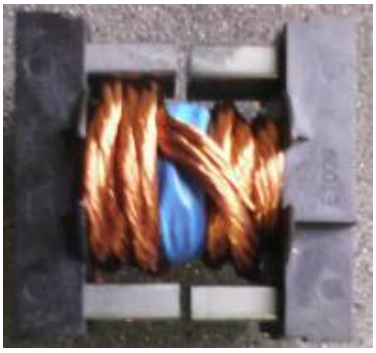


3.30. att. Tieši magnētiski saistītas droseles magnētiskais lauks.

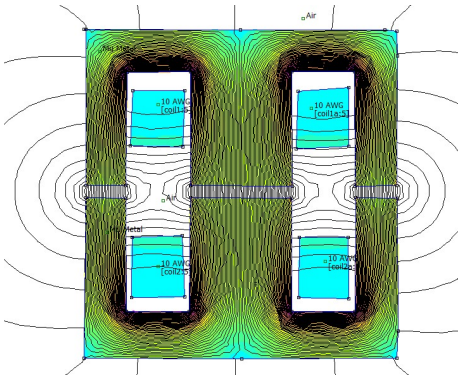


3.31. att. Paaugstinošā pārveidotāja shēma ar tieši saistītu droseli un papildu droseli.

Otrs bieži sastopams variants kopējo strāvas pulsāciju mazināšanai ir papildu droseles izmantošana, paaugstinošā pārveidotāja gadījumam shēma ir parādīta 3.31. att. 3.32. att. ir redzama šādas droseles praktiskā realizācija. Tā kā serdē ir nepieciešams ieviest lielu gaisa spraugu, lai izvairītos no piesātinājuma, tad tinumi ir izvietoti pēc iespējas tālāk no gaisa spraugas, lai mazinātu zudumus. Kā redzams 3.33. att., tad izveidojot tinumus šādā veidā, caur tiem noslēdzas tikai neliela daļa no magnētiskās plūsmas līnijām, tāpēc zudumi var tikt samazināti, jo tiek novērsts tā sauktais izplūšanas efekts ap gaisa spraugu (fringing effect), kas sīkāk ir apskatīts [121]. Magnētiskā lauka modelēšana tika veikta programmā *FEMM 4.2.* Tāpat šādos gadījumos var tikt izmantotas metāla pulvera serdes ar augstu piesātinājuma slieksni, uz kurām ir ērti izveidot droseli, taču palielināsies magnētiskie zudumi, īpaši, mazas slodzes gadījumā.



3.32. att. Iespējamais papildus droseles izveidošanas variants.



3.33. att. Papildu droseles magnētiskais lauks.

Lai varētu izdarīt secinājumus par to, kurš no variantiem ir piemērotāks risinājums, ir nepieciešams salīdzināt abus variantus. 3.27. att. ir redzama paaugstinošā pārveidotāja shēma ar tieši un inversi saistītu droseļu kombināciju. Sprieguma kritums uz droselēm v_{ina_outa} un v_{inb_outb} var tikt izteikts pēc sekojošas formulas:

$$v_{in_a_out_a} = (L_{leakage5} + M_5)\frac{di_a}{dt} - M_5\frac{di_b}{dt}. \tag{3.50.}$$

Līdzīgu izteiksmi ir iespējams uzrakstīt tieši magnētiski saistītai droselei:

$$v_{a_in_a} = (L'_{leakage1} + M'_1)\frac{di_a}{dt} + M'_1\frac{di_b}{dt}. \tag{3.51.}$$

Tā kā visas inversi saistītās droseles ir vienādas ($M=M_5=M_6$) un arī tieši saistītās droseles ir vienādas ($M'=M_1=M_2$) un abas droseles ir savienotas virknē, kā arī ņemot vērā, ka inversi saistītās droseles induktivitāte $L=L_{leakage5}+M_5$ un tieši saistītās droseles induktivitāte $L'=L_{leakage1}+M_1$, sprieguma kritums uz abu droseļu virknes slēguma var tikt aprēķināts sekojoši:

$$v_{a_out_a} = (L + L')\frac{di_a}{dt} - (M - M')\frac{di_b}{dt}. \tag{3.52.}$$

No iepriekš uzrakstītajām izteiksmēm var secināt, ka ir iespējams izmantot formulas, kas apraksta vienu saistīto droseli, ieviešot jaunus apzīmējumus, kas apzīmē summāro induktivitāti, mijinduktivitāti un saites koeficientu:

$$L_{\Sigma} = (L + L'), \tag{3.53.}$$

$$M_{\Sigma} = (M - M'), \tag{3.54.}$$

$$k_{\Sigma} = \frac{M_{\Sigma}}{L_{\Sigma}}, \tag{3.55.}$$

kur k - mijinduktivitātes koeficients.

Ja tieši saistītā drosele un inversi saistītā drosele ir izgatavotas, izmantojot to pašu serdi, to pašu gaisa spraugu un vijumu skaitu, tad abas mijinduktivitātes kompensējas un droseļu slēguma darbība atgādina magnētiski nesaistītu droseli, kuras induktivitāte ir vienāda ar noplūdes induktivitāšu summu. Taču inversi saistītu droseli ir iespējams izgatavot, izmantojot daudz mazāku gaisa spraugu, un iegūt lielāku mijinduktivitāti, savukārt tieši saistītā drosele var tikt izmantota, lai mazinātu kopējās strāvas pulsācijas.

Līdzīgi kā magnētiski tieši saistītas droseles gadījumā, kas jau tika iepriekš apskatīts, fāzes strāvas pulsācijas un ieejas strāvas pulsācijas tieši un inversi saistītu droseļu virknes slēguma gadījumā var tikt aprēķinātas sekojoši:

$$\Delta I_{ph} = \frac{V_{in} D}{f_{sw} L_{\Sigma} \cdot (1 + k_{\Sigma})} \cdot \frac{D}{1 - D}, \tag{3.56.}$$

$$\Delta I_{\Sigma} = \frac{V_{in} D}{f_{sw} L_{\Sigma} \cdot (1 - k_{\Sigma})} \cdot \frac{1 - 2D}{1 - D}. \tag{3.57.}$$

Savukārt otrajam gadījumam, shēmā ieviešot papildus magnētiski nesaistītu droseli kā tas parādīts 3.31. att., sekojošas izteiksmes var tikt iegūtas laikam, kurā aug strāva, tas ir, stāvoklī, kurā vienas fāzes tranzistors ir ieslēgts, bet otrs izslēgts:

$$V_{IN} - L_{aux1} \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} - L \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = 0, \tag{3.58.}$$

$$V_{IN} - L_{aux1} \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} - L \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = V_{out}. \tag{3.59.}$$

No iepriekšējām izteiksmēm var iegūt sekojošu vienādojumu:

$$(2L_{aux1} + L(1 - k)) \cdot \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} = 2V_{IN} - V_{OUT}. \tag{3.60.}$$

Ņemot vērā, ka summārās pirmās un otrās fāzes strāvas pulsācijas ir integrālis laika robežās no 0 līdz D/f_{sw}, var iegūt:

$$\Delta I'_{\Sigma} = \frac{V_{in} D}{f_{sw}(2L_{aux1} + L(1-k))} \cdot \frac{1-2D}{1-D}. \quad (3.61.)$$

Kombinējot izteiksmes (3.56.), (3.57.), var iegūt:

$$M\frac{di_1}{dt} - L\frac{di_2}{dt} + L\frac{di_1}{dt} - M\frac{di_2}{dt} = V_{out}. \quad (3.62.)$$

Tā kā iepriekšējā izteiksme ir identiska tieši un inversi saistītu droseļu gadījumam, tad no iepriekšējām izteiksmēm ir iespējams iegūt izteiksmi, kas apraksta fāzes strāvas pulsācijas:

$$\Delta I'_{ph} = \frac{V_{in} D}{f_{sw} L(1+k)} \cdot \frac{D}{1-D}. \quad (3.63.)$$

No izteiksmēm (3.63.) un (3.56.) ir redzams, ka abas izteiksmes ir līdzīgas. Vienīgā atšķirība ir tāda, ka papildus magnētiski nesaistītas droseles gadījumā vienādojumā (3.63.) ir L(1+k), bet tieši un inversi saistītas droseles virknes slēguma gadījumā: $L_{\Sigma}(1+k_{\Sigma})$ jeb L(1+k)+L'(1-k').

Tāpat izteiksmes (3.57.) un (3.61.), kas apraksta summārās divu fāžu strāvas, pulsācijas ir līdzīgas. Papildus nesaistītas droseles gadījumā izteiksmes (3.57.) saucējā ir $2L_{aux1}$+L(1-k), bet tieši saistītas droseles gadījumā: $L_{\Sigma}(1-k_{\Sigma})$ jeb L(1-k)+L'(1+k'). No tā var secināt, ka izteiksmes, kas apraksta tieši un inversi saistīto droseļu virknes slēgumu ir derīgas arī gadījumam, ja tiek izmantota magnētiski nesaistīta drosele, tikai šai gadījumā izteiksmēs (3.63.) un (3.61.) ir jāievieto mijinduktivitātes koeficients k'=1. Tāpat var secināt, ka tieši magnētiski saistītas droseles izmantošana mazāk samazina kopējās strāvas pulsācijas, bet palīdz vēl vairāk samazināt fāzes strāvas pulsācijas, kas ļauj samazināt zudumus pusvadītāju slēdžos, salīdzinot ar magnētiski nesaistītas droseles izmantošanu.

Tāpat ir jāņem vērā arī tas, cik liela ir magnētiskā plūsma serdē, jo no tās ir atkarīgs serdes izmērs un nepieciešamā gaisa sprauga. Inversi saistītas droseles gadījumā caur ferītu plūst magnētiskā plūsma, kas ir proporcionāla strāvu starpībai i_1-i_2 un strāvas līdzstrāvas komponente, kas plūst caur noplūdes induktivitāti. Pieņemot sliktāko gadījumu, kad abas strāvas ir pretējā fāzē i_1-i_2=ΔI_{ph}, var tikt uzrakstīta izteiksme magnētiskajai indukcijai:

$$B = \frac{L(1-k)\cdot I_{IN}/2}{NA_c} + \frac{\Delta I_{ph} L}{NA_c}, \quad (3.64.)$$

kur N - vijumu skaits; A_c - magnētvada šķērsgriezums.

Kā redzams no iepriekšējās izteiksmes, tad plūsma caur magnētvadu var tikt ievērojami samazināta, ja mijinduktivitātes koeficients ir vienāds ar 1, tādā gadījumā magnētiskā indukcija var tikt aprēķināta sekojoši:

$$B = \frac{\Delta I_{ph} L}{N A_c}. \tag{3.65.}$$

Taču kā redzams no izteiksmes (3.57.), tad mijinduktivitātes koeficienta palielināšana noved pie tā, ka ievērojami pieaug summārās strāvas pulsācijas, tāpēc ir nepieciešams atrast vidusceļu starp magnētisko plūsmu un pieļaujamajām strāvas pulsācijām.

Tieši magnētiski saistītas droseles gadījumā plūsmas blīvums var tikt aprēķināts sekojoši:

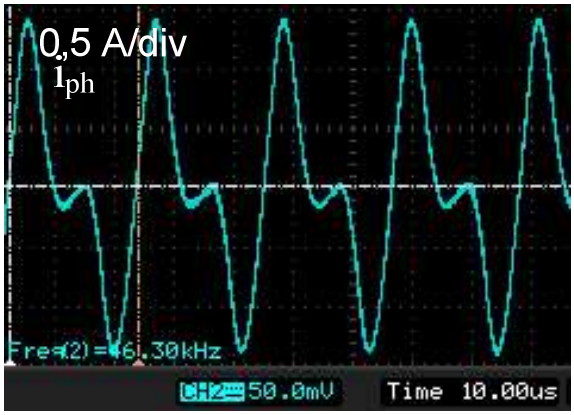
$$B = \frac{L'(1+k') \cdot I_{IN} / 2}{N' A_c'} + \frac{2\Delta I_{ph} L'}{N' A_c'}. \tag{3.66.}$$

Magnētiski nesaistītas droseles gadījumā magnētiskās plūsmas blīvums var tikt aprēķināts pēc izteiksmes (3.66.), ievietojot tajā k'=1. Tas nozīmē, ka tieši magnētiski saistītā droselē ir mazāks plūsmas blīvums, tāpēc to var izgatavot no mazāka izmēra serdes.

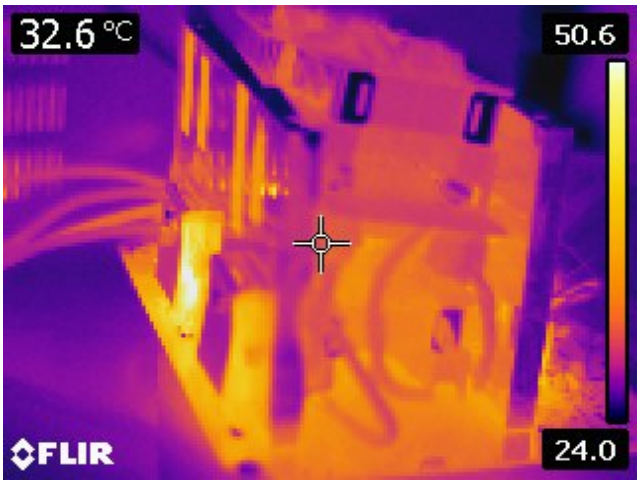
Lai pārbaudītu iepriekš aprakstīto pārveidotāja darbību praktiski, tika izveidots prototips, kas ir redzams 3.34. att. Prototipa vadībai tika izmantots *STM32F407VGT6* mikrokontrollers, *PWM* signāli ir nobīdīti par 90 elektriskajiem grādiem. Magnētiski tieši un inversi saistītās droseles ir izveidotas uz *ETD39* serdes formētāja. Vijumu skaits abām droselēm ir vienāds ar 5, katrā fāzē summārais mijinduktivitātes koeficients ir vienāds ar 0,3. Kā alternatīvs variants varēja arī tikt izmantota mazāka inversi saistīta drosele ar mijinduktivitātes koeficientu, kas tuvs 1 un lielāka izmēra tieši saistīta drosele summārās strāvas pulsāciju mazināšanai.



3.34. att. Četrfāžu pārveidotāja prototips.



3.35. att. Fāzes strāvas pulsācijas.



3.36. att. Prototipa termālā bilde.

3.35. att. ir redzamas līdzsprieguma pārveidotāja fāzes strāvas pulsācijas. Pārveidotāja darba frekvence eksperimentos tika izvēlēta vienāda ar 50 kHz. Praktiskā eksperimentos iegūtie strāvas pulsāciju lielumi sakrīt ar teorētisko aprēķinu rezultātiem.

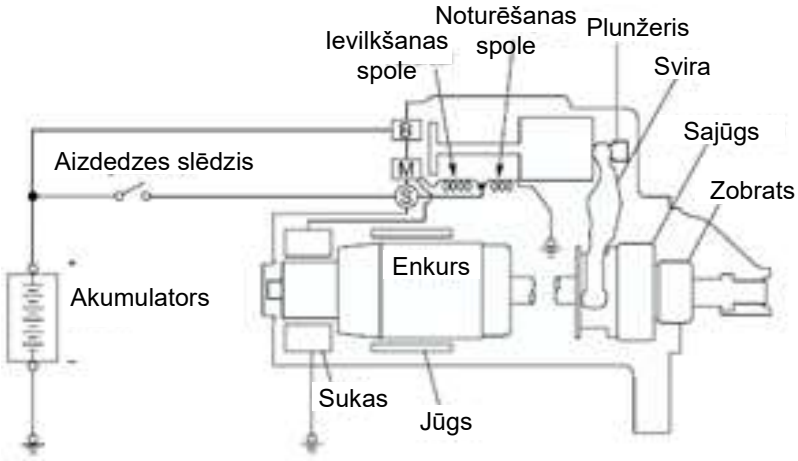
3.36. att. ir redzama prototipa termālā bilde. Ir redzams, ka magnētiski saistītu droseļu temperatūra ir normas robežās, kaut gan caur vijumiem plūst magnētiskā plūsma, kas apliecas ap gaisa spraugu. Kā redzams karstākais punkts ir diodes, tāpēc ieteicams tās aizvietot ar tranzistoriem, kas darbojas sinhronā taisngrieža režīmā.

4. UZ SUPERKONDENSATORIEM BALSTĪTA MODERNIZĀCIJAS IEKĀRTA IEKŠDEDZES DZINĒJA STARTA BATERIJAS SNIEGUMA UZLABOŠANAI

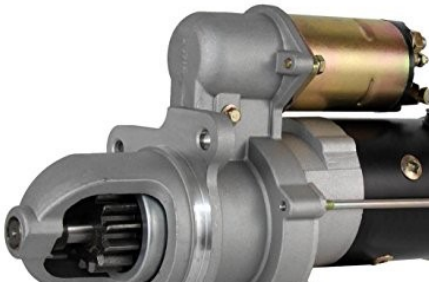
Lai iedarbinātu iekšdedzes dzinēju, tas ir jāiegriež līdz noteiktam ātrumam, pie kura cilindrā tiek iesūkts degmaisījums un saspiests līdz noteiktam spiedienam. Parasti iekšdedzes dzinēja iegriešanai tiek izmantots elektriskais motors un kā enerģijas avots tiek izmantots svina - skābes akumulators. Akumulators izpilda arī citas funkcijas: ierosina maiņstrāvas ģeneratoru, izlīdzina ģeneratora sprieguma pulsācijas un nodrošina patērētājus ar elektrību izslēgta dzinēja gadījumā.

Akumulators sastāv no virknē savienotām sekcijām. Lai tajā notiktu ķīmiskā reakcija, kuras rezultātā izdalās enerģija, nepieciešami divi dažādi vadītāji, kuri iegremdēti vadošā šķīdumā - elektrolītā. Plates izgatavo režģu veidā no svina ar antimona piejaukumu, režģi piepilda ar porainu masu, kas sastāv no svina oksīda. Kā elektrolīts tiek izmantots sērskābes šķīdums destilētā ūdenī. Starp sērskābi un svina platēm noris ķīmiska reakcija, kuras rezultātā plašu virsma pārklājas ar svina sulfāta kārtiņu. Akumulatora uzlādes procesā elektroenerģija tiek pārveidota ķīmiskajā enerģijā un tiek uzkrāta. Lai novērstu īsslēgumu akumulatorā, starp pozitīvajām un negatīvajām platēm ievieto izolācijas starplikas - separatorus, ko izgatavo no plastmasas vai stikla šķiedras.

Iekšdedzes dzinēja iedarbināšana ir atkarīga no vairākiem konstruktīviem un ekspluatācijas faktoriem, pie kuriem var pieskaitīt saspiešanas pakāpi, darba tilpumu, cilindru skaitu un to izvietojumu, motora detaļu temperatūru, aizdedzes sistēmas regulēšanas parametrus, degvielas īpašības, motoreļļas viskozitāti, iedarbināšanas sistēmas jaudu un ietilpību, u.c. Startēšanas sistēmai jāiegriež kloķvārpsta ar tādu frekvenci, lai varētu sākties un notikt degmaisījuma uzliesmošana un sadegšana, kas veicinātu motora pāreju uz pastāvīga darba stabilu režīmu. Minimālajai iedarbināšanas rotācijas frekvencei iekšdedzes motoriem ir jābūt robežās no 50 līdz 200 apgriezieniem minūtē.



4.1. att. Klasiska dzinēja iedarbināšanas sistēma.



4.2. att. Starteris.

Startēšanas sistēmas galvenie komponenti ir parādīti 4.1. att. un sastāv no aizdedzes slēdža, startera solenoīda, startera motora un akumulatoru baterijas. Savukārt 4.2. att. ir redzama tipiska startera konstrukcija. Startera uzdevums ir iegriezt kloķvārpstu, iedarbinot iekšdedzes dzinēju, mehāniski atvienoties no motora. Startera motors, pārvades mehānismi un ieslēgšanās relejs ir apvienoti vienā agregātā.

Brīdī kad aizdedzes atslēga ir pagriezta startēšanas pozīcijā, strāva no akumulatora plūst caur startera solenoīda ievilkšanas un noturēšanas tinumiem. Plunžera vienā galā ir pievienots kontakts, kas pieslēdz akumulatora pozitīvo spaili startera motoram, bet otrā galā svira, kas caur sajūgu pievienota zobratam. Strāvas radītais magnētiskais lauks pievelk plunžeri ar dzelzs serdi, kā rezultātā startera motoram tiek pieslēgts spriegums, zobrats ieiet sazobē ar spararatu. Tāpat plunžerī ir atspere, kas nodrošina kontakta atvienošanu gadījumā, kad tiek atslēgts aizdedzes slēdzis. Startera motors ir mazs, bet jaudīgs līdzstrāvas motors ar sukām, kas paredzēts īslaicīgam darbam. Savā aktīvajā darbības laikā starteris savienojas ar

automašīnas spararata zoboto gredzenu un rada uz to momentu, kurš sāk griezt spararatu un reizē ar to visu dzinēju.

4.1. Klasiskās iedarbināšanas procesa analīze

Papildinot tradicionālo startēšanas sistēmu ar superkondensatoru uzkrājēju, ir iespējams paildzināt svina skābes bateriju kalpošanas laiku, uzlabot startēšanu zemas apkārtējās vides apstākļos. Izmantojot superkondensatoru bateriju, pīķa strāvas nodrošināšanai ir iespējams paildzināt svina-skābes baterijas kalpošanas laiku 2-3 reizes [122].

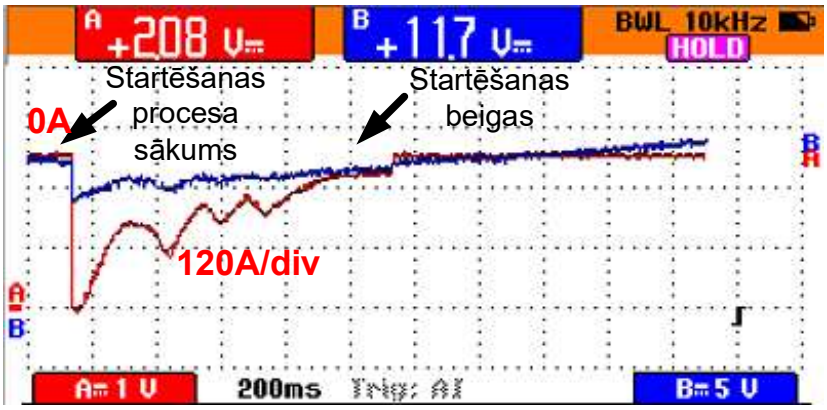
Dažas prognozes saka, ka automašīnas, kas aprīkotas ar start-stop sistēmu un ļauj izslēgt iekšdedzes dzinēju īslaicīgas apstāšanās gadījumos tiks saražotas vismaz puse no visām ar iekšdedzes dzinēju aprīkotām automašīnām. Šādas startēšanas sistēmā akumulatoram ir jāiztur liela slodze, tāpēc ir paredzams īslaicīgāks akumulatoru kalpošanas laiks. Pieprasījums pēc tehnoloģijas, kas spētu uzlabot starta baterijas īpašības, ir liels. Pielietojot superkondensatora un svina skābes akumulatora hibrīdo uzkrājēju, tā apjoms, salīdzinot ar klasisko sistēmu, var tikt samazināts par 30 % un svars samazināts par 25-40 % [123]–[125].

Svina skābes baterijas un superkondensatora hibrīdais uzkrājējs var būt ar pasīvu struktūru [125], [126] daļēji aktīvu [123], [127] un pilnībā aktīvu struktūru [128], [129], [130]. Pasīvās struktūras gadījumā svina-skābes baterija un superkondensators ir saslēgti paralēli bez jebkāda pārveidotāja izmantošanas. Šāds risinājums ir visvienkāršākais un vislētākais taču nevar tikt izmantota visa superkondensatorā uzkrātā enerģija. Pilnībā aktīvas topoloģijas gadījumā var tikt izmantota daudz lielāka daļa no superkondensatorā uzkrātās enerģijas, kā arī nodrošināta elektriskā motora palaišana ar nelielām strāvas pulsācijām. Pilnas jaudas pārveidotājs ir dārgs, tam ir ievērojami izmēri, šāda tipa pārveidotājus izmanto hibrīdauto, kas aprīkoti ar jaudīgu litija jonu akumulatoru, ar ko ir iespējams uzkrāt bremzēšanas enerģiju un izmantot nākamajā paātrināšanās ciklā. Šajā gadījumā tiks aplūkots risinājums ar mazas jaudas līdzsprieguma pārveidotāju, kas tiks izmantots superkondensatoru baterijas uzlādei, jo gadījumā ar pilnas jaudas pārveidotāju pats pārveidotājs būtu dārgs, bet, pieslēdzot superkondensatora bateriju paralēli svina-skābes baterijai, būtu nepieciešama lielas ietilpības superkondensatoru baterija, kas arī būtu dārga. 4.1. tabulā ir redzams dažādu enerģijas uzkrājēju salīdzinājums iekšdedzes dzinēja startēšanas pielietojumam.

4.1. tabula

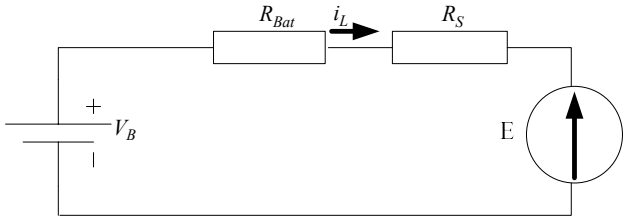
Tehnoloģija	Enerģijas ietilpība	Iespēja izmantot aukstam startam	Ciklu skaits	Cena
Svina-skābes	-	+	--	++
Litija jonu	++	-	+	-
Superkondensators	--	++	++	--

Vispirms tika izmērīta strāva iekšdedzes dzinēja startēšanas procesā. Šim nolūkam tika izmantots uz Holla efektu bāzēts strāvas sensors *HTFS 200-P* ar maksimālo strāvu 300 A un *Fluke 199C* osciloskops. Mērīšana tika veikta uz divām vieglajām pasažieru automašīnām - *Skoda Octavia* ar 1.8 benzīna dzinēju un *Toyota Corolla* ar 2.0 dīzeļdzinēju.



4.3. att. Tipisks strāvas un sprieguma profils startēšanas laikā.

4.3. att. ir redzami akumulatora strāva un spriegums, startējot automašīnu. Strāva ir lielāka dīzeļauto gadījumā, ja apkārtējās vides temperatūra ir zemāka. Tāpat startēšanai nepieciešamo enerģiju ietekmē startera motora tips un jauda, auto tehniskais stāvoklis, eļļas viskozitāte, aizdedzes kvalitāte un citi faktori, bet strāvas profils ir līdzīgs tam, kas parādīts 4.3. att. Startēšanas procesu nosacīti var iedalīt: īsslēguma režīmā, kurā startera motora rotācijas frekvence ir tuva nullei, strāva un moments ir maksimāls un slodzes režīmā, kurā motors griežas, strāva mazinās. Īsslēguma režīma ilgums ir aptuveni 50 ms. Strāvas pulsācijas var izskaidrot ar to, ka cilindrs ejot uz augšu pie aizvērtiem vārstiem, saspiež gaisu, kas rada lielāku mehānisko slodzi.



4.4. att. Akumulatora un startera motora vienkāršota elektriskā aizvietošanas shēma.

Akumulatora un startera motora ekvivalentā elektriskā shēma ir parādīta 4.4. att., to no klasiskās līdzstrāvas motoru teorijas var aprakstīt ar sekojošiem vienādojumiem:

$$V_B = (R_{Bat} + R_S) i_L + E, \tag{4.1.}$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_{el} - T_{load}, \tag{4.2.}$$

$$E = c_M \omega, \tag{4.3.}$$

$$T_{el} = c_M i. \tag{4.4.}$$

Vienādojumos izmantotie apzīmējumi ir V_B - akumulatora baterijas tukšgaitas spriegums; E - motora elektrodzinējspēks, R_S - enkura tinuma pretestība, R_{Bat} - akumulatoru baterijas iekšējā pretestība; i_L – startēšanas strāva, J - visu rotējošo daļu inerces moments, c_M - momenta konstante, ω - rotācijas leņķiskais ātrums.

Lai iekšdedzes dzinējs tiktu piestartēts, tas ir jāpaātrina līdz noteiktam ātrumam ω_0. No izteiksmes (4.3.) seko, ka pie šī ātruma motora radītais elektrodzinējspēks E_0 ir vislielākais. Pārgrupējot izteiksmi (4.1.), iegūstam:

$$i_{L0} = \frac{V_B - E_0}{R_{Bat} + R_S}. \tag{4.5.}$$

No izteiksmes (4.5.) var secināt, ka gadījumā, ja akumulatora baterijas tehniskais stāvoklis ir slikts vai arī tā ir izlādēta, tas nozīmē V_B ir samazināts, bet R_{Bat} ir lielāks nekā nominālais lielums, tad startēšanas strāva i_{L0} var būt pārāk maza, lai attīstītu nepieciešamo momentu (4.4), lai pārvarētu slodzes momentu T_{load} un paātrinātu iekšdedzes dzinēju līdz startēšanai nepieciešamajam ātrumam ω_0. Šāda akumulatora baterija vairs nav derīga iekšdedzes dzinēja startēšanai un ir jāuzlādē vai jānomaina.

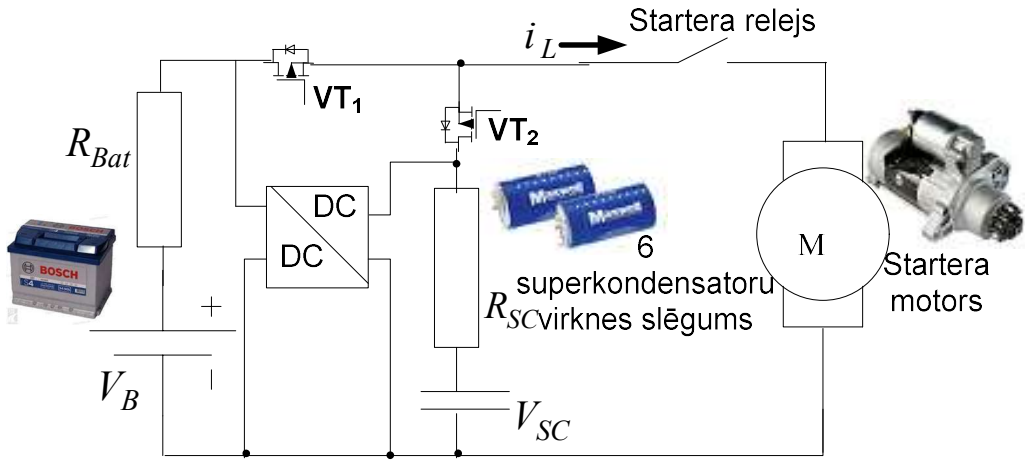
Kaut gan sliktā tehniskā stāvoklī esoša starta baterija rada mazāku momentu īsslēguma režīmā, tomēr tas nav kritiski, tas tikai nozīmē to, ka motors paātrināsies lēnāk un startēšanas process būs nedaudz ilgāks. Lielā īsslēguma strāva startēšanas procesa sākumā atstāj lielu ietekmi uz svina-skābes akumulatora kalpošanas ilgumu. Svina skābes akumulatoram

vispiemērotākais ir vienmērīgas jaudas režīms. Samazinot šo strāvas impulsu no svina skābes baterijas, var tikt palielināts akumulatora kalpošanas laiks, šim nolūkam var tikt izmantota superkondensatoru baterija.

Īsslēguma režīma laikā, pārslodzes strāvai plūstot caur akumulatora iekšējo pretestību, uz tās veidojas ievērojams sprieguma kritums, kas var sasniegt nepieļaujami zemu līmeni (4.3. att.). Sprieguma kritums var izraisīt ierīču, kas pievienoti akumulatoram (radio, elektronisko vadības bloku, utt.) darbības traucējumus. 4.3. att. parādīts startēšanas process siltā laikā ar uzlādētu akumulatoru, bet akumulatora spriegums vienalga pazeminās zem 9 V (normālā robeža). Sprieguma iekrituma problēma startēšanas laikā ir īpaši svarīga transportlīdzekļiem, aprīkotiem ar *start-stop* funkciju, jo dzinēja palaišanas biežums ir daudz lielāks nekā parastām automašīnām, tas arī var apdraudēt lietotājus, jo sprieguma iekritums var izsaukt tādu iekārtu atteici, kas rūpējas par satiksmes drošību.

4.2. Uz superkondensatoriem balstīta modernizācijas iekārta tradicionālās iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmas uzlabošanai

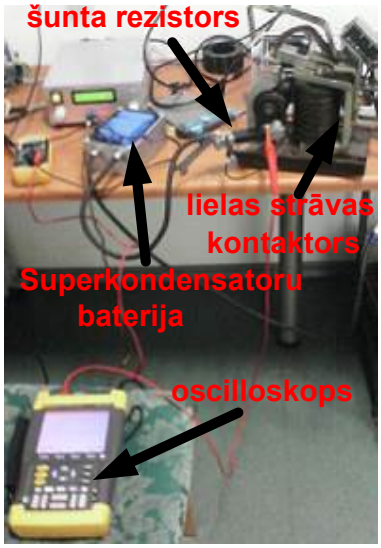
Viens no risinājumiem, ar kuru var tikt novērsts sprieguma iekritums startēšanas sākumā, ir izmantot divus akumulatorus [131]: vienu iekšdedzes dzinēja startēšanai, otru pārējo patērētāju elektroapgādei. Cits risinājums ir izmantot 6 superkondensatoru virknes slēgumu un pieslēgt to paralēli svina-skābes baterijai, lai daļa no jaudas tiktu ņemta no superkondensatoru baterijas [125], [132]. Šādā slēgumā superkondensatoriem ir jābūt ar lielu kapacitāti, jo citā gadījumā to spriegums kritīs ļoti ātri un tikai neliela daļa no jaudas tiks ņemta no superkondensatoriem. Superkondensatori ar lielu enerģijas ietilpību ir dārgi un aizņem daudz vietas. Tāpat var izmantot līdzsprieguma pārveidotāju, kas regulētu startera motora strāvu [133], taču šāds pārveidotājs būtu dārgs risinājums, jo tam būtu jāstrādā ar vairāku simtu ampēru lielu izejas strāvu. Literatūrā [134] tiek piedāvāta metode, kas īsslēguma strāvu samazina, izmantojot *MOSFET* tranzistorus lineārajā režīmā, taču šādai sistēmai ir papildus enerģijas zudumi. Piedāvātā superkondensatoru sistēma arī ļaus stabilizēt spriegumu īsslēguma režīma laikā.



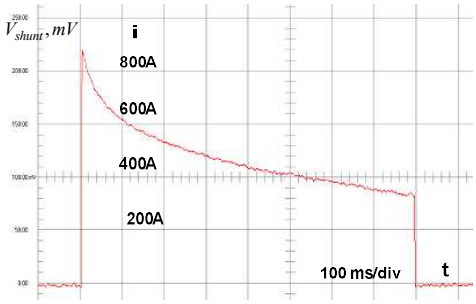
4.5. att. Viens no risinājumiem startēšanas sistēmas uzlabošanai.

Darbā apskatīta iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēma, kas papildināta ar mazas ietilpības sešu superkondensatoru virknes slēgumu un nelielas jaudas līdzsprieguma pārveidotāju, sistēma ir parādīta 4.5. att., Superkondensatoru uzkrājējs tiek uzlādēts ar nelielu strāvu, ko ir spējīgs nodrošināt pat sliktā stāvoklī esošs vai izlādēts akumulators. Iekšdedzes dzinēja startēšanas procesa laikā enerģijas tiek ņemta no superkondensatora uzkrājēja, tā rezultātā īsslēguma strāva neplūst no svina - skābes baterijas, paildzinot tās kalpošanas laiku, startēšanas laikā spriegums nemainās, neveidojas sprieguma iekritums.

Superkondensatori ir izvēlēti pēc iespējas lētāki, bet ar nosacījumu, ka to iekšējā pretestība ir mazāka vai vienāda ar svina-skābes baterijas iekšējo pretestību. Ņemot vērā iepriekš minētos nosacījumus, tika izvēlēti *BCAP0350 E270 T11* superkondensatori ar kapacitāti 350F. Superkondensatoru datu lapā [135] ir norādīta maksimālā iekšējā pretestība, kura ir vienāda ar 3,2 mΩ. Lai pārliecinātos par reālo superkondensatoru iekšējo pretestību, tika veikts īsslēguma eksperiments.



4.6. att. Īsslēguma eksperimentā izmantotais aprīkojums.



4.7. att. Strāva īsslēguma eksperimenta laikā.

4.6. ir redzams īsslēguma eksperimenta mērīšanas aprīkojums. Superkondensatoru baterija tika uzlādēta līdz 15 voltiem un tad caur šuntu un kontaktoru savienota uz īso, spriegums uz šunta rezistora tika mērīts ar osciloskopu. Pīķī maksimālā superkondensatora strāva sasniedza 880 A (4.7. att.), tas nozīmē, ka superkondensatoru virknes slēguma iekšējā pretestība ir vienāda aptuveni ar 17 mΩ, viena superkondensatora iekšējā pretestība ir vienāda ar 2,8 mΩ. Šāda iekšējā pretestība ir līdzīga svina-skābes akumulatora iekšējai pretestība, un tāpēc šādas kapacitātes kondensatorus var pielietot iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmā.

Superkondensatoru virknes slēguma nominālais spriegums ir vienāds ar 15 voltiem, bet izlādes procesā tie var tikt izlādēti zemāk par 10 voltiem. Līdzsprieguma energoelektriskā pārveidotāja ieejas spriegums atkarībā no svina-skābes baterijas uzlādes līmeņa var būt no 10 līdz 13 voltiem, un no 14-15 V gadījumā, kad darbojas ģenerators. Tātad, lai nodrošinātu

pārveidotāja darbību šāda diapazonā, ir jāizmanto paaugstinoši-pazeminošā līdzsprieguma pārveidotāja topoloģija.

Šāda pārveidotāja vadībai tika izmantota *LTC3780* paaugstinoši-pazeminošā līdzsprieguma pārveidotāja vadības impulsu regulators, kurš var darboties no ieejas sprieguma, kas ir mazāks, lielāks vai vienāds ar izejas spriegumu. Pārveidotājs, kas bāzēts uz *LTC3780* [136] vadības mikroshēmas, darbosies konstantas frekvences režīmā, tā darba frekvence būs 400kHz, tā izejas un ieejas spriegumu diapazons būs no 4V līdz 30V.

LTC3780 integrālā shēma ir jāpapildina ar 4 ārējiem N-kanāla *MOSFET* tranzistoriem, droseli un papildus elementiem. Paralēli tranzistoriem tāpat tiks pieslēgtas ātrdarbīgas Šotki diodes, kas palielinās pārveidotāja efektivitāti un samazinās sprieguma pīķus uz tranzistoriem. Droseles induktivitātei ir tieša ietekme uz strāvas pulsāciju tajā. Šajā gadījumā strāvas pulsācija ΔI droselē ir izvēlēta vienāda ar 20 % no maksimālas strāvas droselē. Nepieciešamo induktivitāti šādas strāvas pulsācijas nodrošināšanai var aprēķināt pēc sekojošām formulām [136]:

$$L_{boost_\min} = \frac{V^2_{in(\min)} \cdot (V_{out} - V_{in(\min)}) \cdot 100}{f \cdot I_{out(\max)} \cdot \Delta I(\%) \cdot V^2_{out}}, \tag{4.6.}$$

$$L_{buck_\min} = \frac{V_{out(\min)} \cdot (V_{in(\max)} - V_{out(\min)}) \cdot 100}{f \cdot I_{out(\max)} \cdot \Delta I(\%) \cdot V_{in(\max)}}, \tag{4.7.}$$

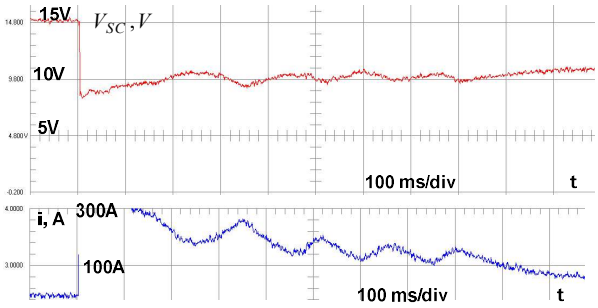
kur f ir darba frekvence, Hz; ΔI(%) ir pieļaujamās strāvas pulsācijas droselē; Vin(min) ir minimālais ieejas spriegums; Vin(max) ir maksimālais ieejas spriegums; Vout ir izejas spriegums; Iout(max) ir maksimālā izejas slodzes strāva. Aprēķinātā vērtība pēc formulām(4.6.) un (4.7.) ir 4 μH. Drosele ar induktivitāti 20 μH ar toroidālo permaloja serdi no elektronikas komponenšu kataloga tika izvēlēta konkrētajam pārveidotājam.

Lai notestētu startēšanas sistēmu ar superkondensatora bateriju iekšdedzes dzinēja startēšanai, tika uzbūvēts prototips. 4.8. att. redzams iekārtas prototips, tā izmērs ir 50mmx110mmx8mm. Prototips tika uzstādīts vieglajā pasažieru automašīnā un testēts vairāku nedēļu garumā. Tas strādāja bez jebkādām problēmām. Ar vienu superkondensatoru baterijas uzlādi pietika 2-4 startēšanas reizēm, taču testi tika veikti siltā laikā un uz automašīnas, kas aprīkota ar benzīna motoru. Superkondensatoru baterijas enerģija ir pārāk maza lai piestartētu jebkuru iekšdedzes dzinēju jebkādos apstākļos. Šāda moduļa ietilpības pietiek, lai piestartētu mazlitrāžas benzīna dzinējus. 4.9. att. ir redzams spriegums uz superkondensatoru baterijas un

strāva startēšanas procesa laikā. Elektrisko iekārtu barošanas spriegums saglabājas konstants un vienāds ar svina-skābes akumulatora spriegumu.



4.8. att. Iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmas prototips; ierīce instalēta vieglajā automobilī; sprieguma un strāvas mērīšana startēšanas procesa laikā

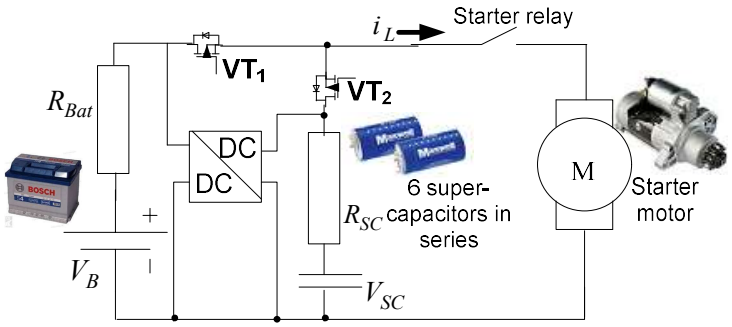


4.9. att. Spriegums uz superkondensatoru baterijas un strāva.

4.9. att. redzamā oscilogramma rāda, ka spriegums uz superkondensatora baterijas krīt diezgan strauji, kas parāda to, ka superkondensatori strauji izlādējas, tāpēc smagākos apstākļos - zema apkārtējās vides temperatūra, slikts mašīnas tehniskais stāvoklis, u.c. spriegums nokritīs vēl straujāk un mašīnas piestartēšana nebūs iespējama.

Uzstādot superkondensatorus ar lielāku enerģijas ietilpību, ievērojami palielinās iekārtas izmaksas un tilpums, tāpēc ir jāatrod risinājums, kas varētu novērst strāvas pīķi, samazināt sprieguma iekritumu, paildzinātu svina-skābes akumulatora kalpošanas laiku un

palīdzētu piestartēt dzinēju smagos apstākļos vai arī ar bojātu bateriju. *MOSFET* tranzistori ar zemu darba spriegums ir lēti un ar zemu ieslēgtā stāvokļa pretestību. Vairāku *MOSFET* paralēlā slēguma gadījumā tie var izturēt lielu strāvu bez pārkaršanas. Literatūrā [137] ir piedāvāta struktūra pielietošanai hibrīdajā automašīnā, kurā superkondensatoru baterija un litija jonu baterija ir pievienotas pie līdzstrāvas kopnes, izmantojot vadāmu slēdzi un divvirzienu līdzsprieguma pārveidotājs vada enerģijas plūsmu starp superkondensatoru un bateriju, šo ideju var izmantot iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmai, ļaujot nepalielināt superkondensatora baterijas enerģijas ietilpību.



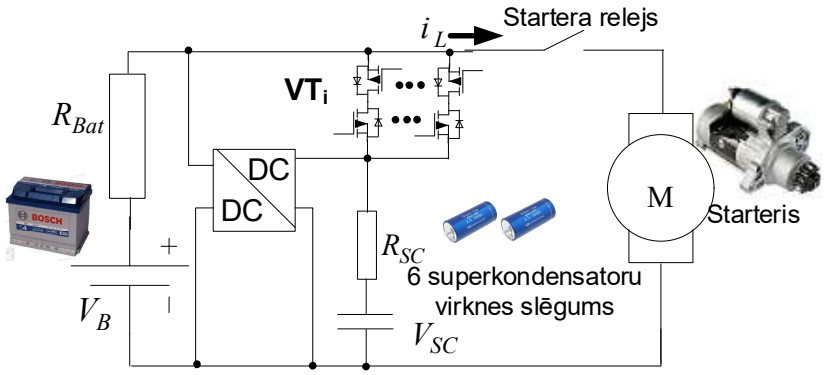
4.10. att. Startēšanas sistēma, kas papildināta ar vadāmiem slēdžiem un superkondensatoru uzkrājēju.

4.10. att. parādīta startēšanas sistēma, kas papildināta ar diviem vadāmiem slēdžiem. Superkondensatoru baterija caur slēdzi VT_2 var tikt pievienota pie startera, bet svina-skābes baterija caur slēdzi VT_1 var tikt pievienota starterim. Kad tiek saslēgti startera releja kontakti, slēdzis VT_2 tiek ieslēgts, īsslēguma režīmā strāva no superkondensatoriem plūst uz startera motoru. Pēc tipiskā īsslēguma režīma beigu laika ar nelielu rezervi (aptuveni vienāds ar 150 ms) vai arī, detektējot sprieguma iekrituma beigas, slēdzis VT_2 tiek izslēgts, bet slēdzis VT_1 tiek ieslēgts. Enerģija dzinēja iegriešanai tiek ņemta no svina-skābes baterijas. No sprieguma pulsācijām startēšanas laikā var tikt noteikta aptuvenā dzinēja griešanās frekvence.

Ja šo ātrumu analizē, tad ir iespējams detektēt gadījumu, kad griešanās ātrums vairs nepalielinās vai samazinās (svina-skābes baterijas iekšējā pretestība ir pārāk liela vai arī akumulatora spriegums ir pārāk zems, lai varētu piestartēt dzinēju), šādā gadījumā VT_2 var tikt ieslēgts un enerģija plūstu no abiem avotiem, ļaujot veiksmīgi piestartēt dzinēju.

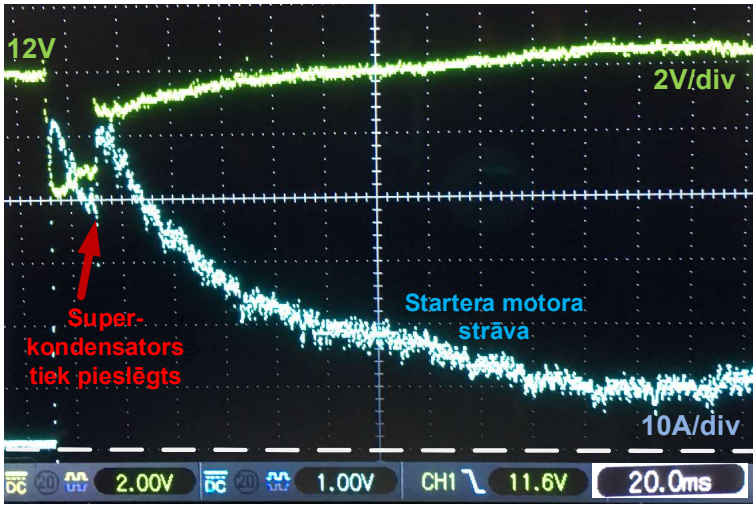
4.3. Uz superkondensatoriem balstīta modernizācijas iekārta ar aktīvu vadību tradicionālās iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēmas uzlabošanai

Superkondensatoru virknes slēgums var tikt papildināts ar aktīvo slēdzi un līdzsprieguma pārveidotāju kā tas ir redzams 4.11. att. Superkondensatori tiek uzlādēti ar nelielas jaudas paaugstinoši-pazeminošo līdzsprieguma pārveidotāju kā tas jau aprakstīts iepriekš. Startēšanas procesa laikā enerģija daļēji tiek ņemta no svina-skābes akumulatora un superkondensatoriem, rezultātā svina skābes akumulators netiek bojāts ar augstu īsslēguma strāvu startēšanas pirmajā brīdī, palielinot tā ekspluatācijas laiku. Šādas shēmas gadījumā transportlīdzekļa barošanas sprieguma iekritums startēšanas brīdī ir mazāks, jo superkondensatora iekšējā pretestība ir mazāka, un tas var tikt uzlādēts līdz 15 V. Papildu priekšrocības no šāda risinājuma ir vienkāršs iekārtas pievienojums paralēli svina skābes akumulatoram un iespēja ierobežot ģeneratora slodzi pirmajā brīdī pēc tam, kad dzinējs ir iedarbināts.

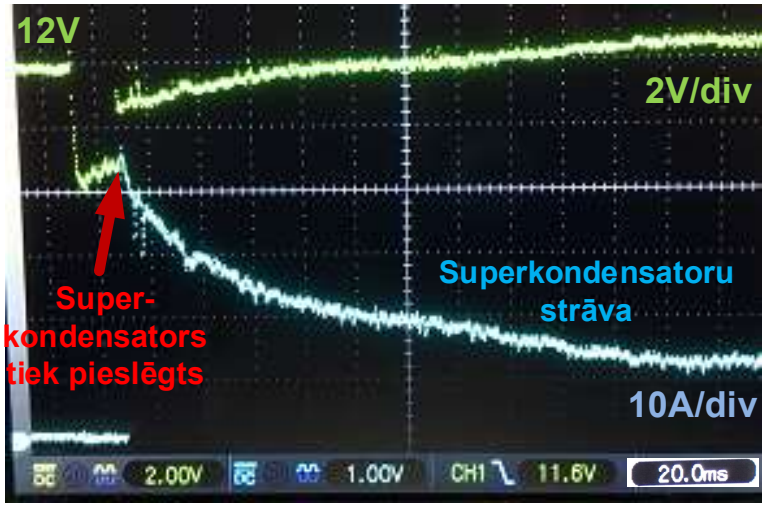


4.11. att. Iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēma ar superkondensatoriem.

Iepriekš aprakstītajā shēmā uz pusvadītāju tranzistoriem balstītais slēdzis var tikt aizvietots ar augstas strāvas spējas mehānisko releju, kas pievieno superkondensatorus. Šāds relejs aizņem daudz vietas, tam ir ierobežots izslēgšanas/ieslēgšanas ciklu skaits un zemāka uzticamība. Problēma ir arī tā, ka tam ir ievērojama ieslēgšanās aizkave, kas nozīmē, ka īsslēguma strāva kādu brīdi plūdīs no svina skābes akumulatora, kā to var redzēt 4.12 un 4.14. att., kas samazina svina skābes akumulatora kalpošanas laiku, bet no otras puses īsslēguma strāvas pirmajā brīdī pēc startēšanas ir mazāka, jo svina skābes baterijas iekšējā pretestība ir lielāka nekā superkondensatoru virknes slēgumam. Liels strāvas pīķis pirmajā startēšanas momentā nedod nekādu uzlabojumu startēšanas procesam, bet izsauc startera motora tinumos paaugstinātus mehānisko spriegumu, kas samazina tā kalpošanas laiku.



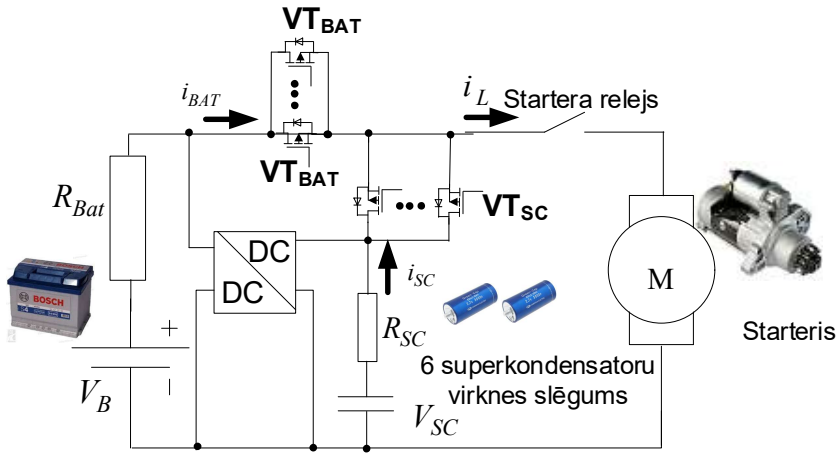
4.12. att. Spriegums ierīces pieslēguma punktos un startera motora strāva startēšanas procesa laikā.



4.13. att. Spriegums ierīces pieslēguma punktos un superkondensatoru strāva startēšanas procesa laikā.

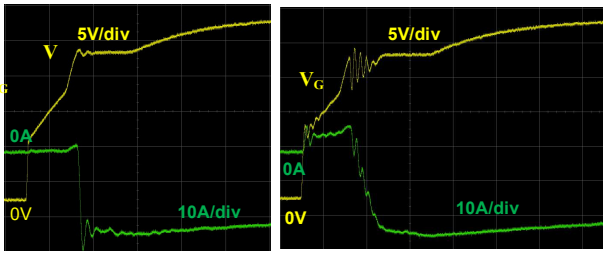
MOSFET tranzistori, kas paredzēti zemiem spriegumiem, ir salīdzinoši lēti un tiem ir zema ieslēgta stāvokļa pretestība, tāpēc to paralēlu slēgumu var izmantot, lai pieslēgtu superkondensatoru iekšdedzes dzinēja startēšanas brīdī. Tā kā startēšanas process aizņem dažas sekundes, tad tranzistori nepaspēj uzkarst, kaut arī caur tiem plūst liela strāva. Pusvadītāju slēdža izmantošana mehāniskā releja vietā ļauj paildzināt tā kalpošanas laiku, jo mehāniskie kontakti nodilst ātrāk. Tā kā nepieciešams ierobežot strāvu no ģeneratora, tad ieteicams ir izmantot divvirzienu slēdzi, kas nozīmē, ka ir nepieciešams saslēgt divus tranzistorus virknē (4.11. att.), lai bloķētu strāvas plūšanu caur diodi. Tas noved pie

palielinātiem zudumiem un aizņem vairāk vietas, tāpēc iepriekš parādīto shēmu var modificēt kā tas ir parādīts 4.14. att. Šāds risinājums ļauj regulēt enerģijas plūsmas no abiem enerģijas uzkrājējiem, strāvas pīķis no svina skābes akumulatora var tikt veiksmīgi ierobežots, pielietojot šādu risinājumu. Taču pieslēdzot tikai superkondensatoru sākotnējais strāvas pīķis būs vēl lielāks, jo superkondensatora virknes pretestība ir mazāka.



4.14. att. Iekšdedzes dzinēja startēšanas sistēma ar superkondensatoriem un diviem aktīvajiem slēdžiem.

Zinātniskajā rakstā [138] ir piedāvāts ierobežot startēšanas strāvas pīķi ar *MOSFET* tranzistoru lineārajā režīmā. Startēšanas process kļūst nedaudz garāks, bet akumulatora kalpošanas laiks tiek paildzināts. Šāds risinājums var tikt pielietots arī 4.14. att. parādītajai shēmai, kurā akumulatora slēdzis VT_{BAT} var tikt pieslēgts vēlāk, bet superkondensatora slēdzis VT_{SC} var tikt ieslēgts lineārajā režīmā. Šis režīms novedīs pie nedaudz lielākas tranzistoru uzkaršanas, tāpēc jānodrošina laba tranzistoru dzesēšana. Šāds risinājums ļauj pilnībā kontrolēt abas enerģijas plūsmas, ir iespēja atslēgt superkondensatoru atkarībā no tā izlādes līmeņa.

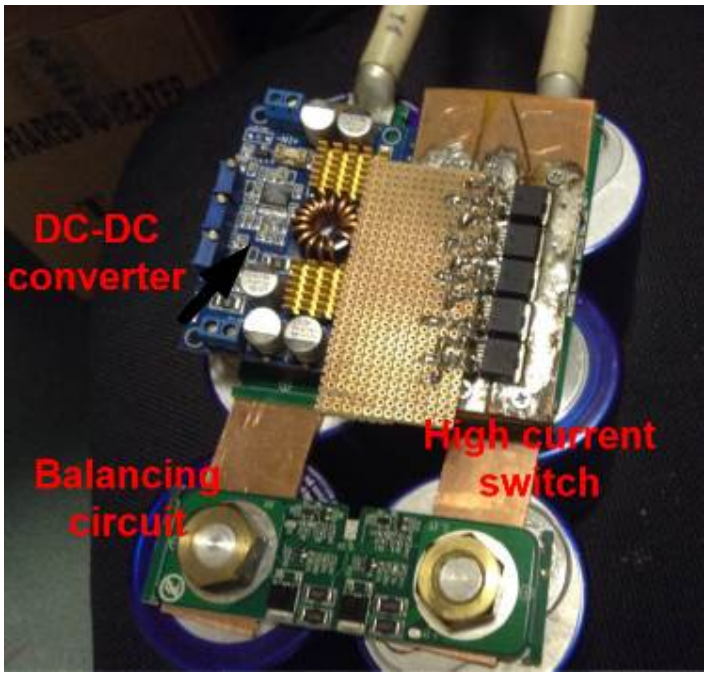


a) b)

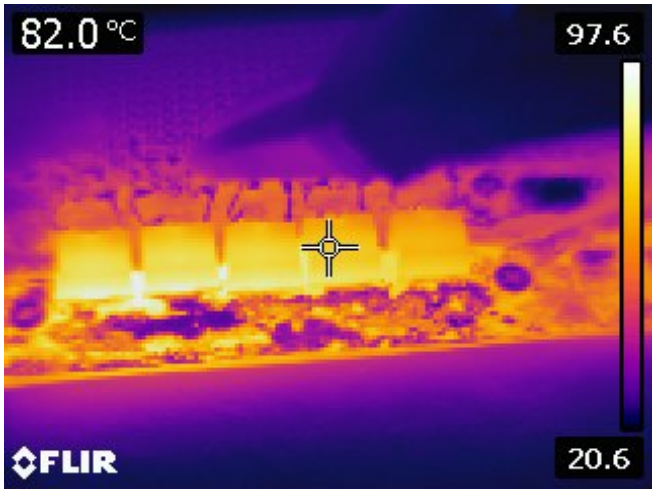
4.15. att. *MOSFET* tranzistora ieslēgšanās process: a) ar palielinātu pretestību aizvara ķēdē; b) ar papildu kondensatoru starp aizvaru un izteci.

Viena no vienkāršākajām metodēm, kā ieslēgt tranzistoru lineārajā režīmā, ir pieslēgt papildu kapacitāti starp izteci un aizvaru. Eksperimentālie rezultāti, ieslēdzot tranzistoru lineārajā režīmā, ir parādīti 4.15. att. Ja strāvas pīķa ierobežošana nav nepieciešama, tad kondensators var tikt vienkārši atslēgts. Zinātniskajā rakstā [138] ir piedāvāts ierobežot startēšanas strāvas pīķi ar *MOSFET* tranzistoru. Uz pusvadītājiem balstīta slēdža pielietošanai galvenā priekšrocība ir ilgāks kapošanas laiks, it īpaši, pielietojumos, kur ir nepieciešama bieža dzinēja startēšana.

Eksperimentālais prototips tika izveidots no sešiem *SAMWHA DH5U128W60074THT* 1200 F superkondensatoriem, kuru iekšējā pretestība ir vienāda ar 0,5 mΩ. Neizolētais paaugstinoši-pazeminošais pārveidotājs tika izmantots, lai uzlādētu superkondensatorus. Pasīvā spriegumu balansēšanas shēma tika izmantota, lai izlīdzinātu spriegumus starp superkondensatoriem. Eksperimentālais prototips ir redzams 4.16. att.



4.16. att. Eksperimentā iekārta startēšanas procesu uzlabošanai ar superkondensatoriem un aktīvi vadāmiem slēdžiem.



4.17. att. *MOSFET* tranzistoru temperatūra pēc startēšanas procesa.

4.17. att. ir redzama tranzistoru temperatūra standarta startēšanas cikla laikā, šajā gadījumā neliela vara plate tiek izmantota kā radiators, tāpēc temperatūra sasniedz gandrīz 90 grādus celsija. Palielinot radiatora izmērus, tā inerce palielināsies un tik īsā laikā tas nepaspēs uzsilt līdz kritiskai temperatūrai. Īpaši izdevīgi ir pielietot šādu risinājumu teritorijās ar biežu zemu temperatūru, jo superkondensatoru parametri nekļūst sliktāki, pazeminoties temperatūrai. Šādas iekārtas izmantošana ļauj palielināt svina – skābes akumulatora kalpošanas laiku un paildzināt startera motora kalpošanas laiku.

5. MODERNIZĀCIJAS IEKĀRTAS UN ENERGOELEKTRONIKAS PĀRVEIDOTĀJA IZSTRĀDE AR FREKVENČU PĀRVEIDOTĀJU VADĀMAS ELEKTRISKĀS PIEDZIŅAS ENERGOEFEKTIVITĀTES UZLABOŠANAI

Pēdējos gados enerģijas uzkrājēju integrēšana, izmantojot kopēju līdzstrāvas kopni, ar divvirzienu energoelektronisko pārveidotāju palīdzību ieņem ļoti nozīmīgu lomu atjaunojamās enerģētikas sistēmās - vēja enerģētikā [139], hidroenerģētikā [139] un elektrības ražošanā ar saules baterijām [140], kā arī reģeneratīvās bremzēšanas sistēmās [141]. Tā kā gan vēja plūsmai, gan saules gaismai ir varbūtīgs raksturs, tad enerģijas uzkrājēji ir nākotnes enerģētikas, kurā tiks izmantoti daudz dažādi atjaunojamās enerģētikas ģenerācijas avoti, būtiska sastāvdaļa. Enerģijas uzkrājēja sistēmas būtiska sastāvdaļa ir līdzsprieguma pārveidotājs, kas savieno superkondensatoru vai litija-jonu bateriju ar līdzstrāvas kopni un vada enerģijas plūsmu. Šādam pārveidotājam jānodrošina divvirzienu jaudas plūsmu, jānodrošina elastīga vadība visos darba režīmos.

5.1. Augstas veikstspējas neizolētā pārveidotāja izstrāde rekuperatīvās enerģijas uzkrāšanas pielietojumam

5.1.1. Līdzstrāvas pārveidotāja topoloģijas izvēle un galveno elementu izvēle enerģijas uzkrājēja pielietojumam

Spēka elektronikas pusvadītāju slēdžu parametri tiek uzlaboti, bet cena samazinās, aizvien plašāku pielietojumu gūst silīcija karbīda un gallija nitrīda pusvadītāju elementi ar labākiem parametriem. Savukārt magnētisko materiālu un pasīvo elementu jomā progress ir daudz lēnāks, arī cena nekrīt vai pat pieaug. Tāpēc tendence ir pielietot vairāk pusvadītājus, samazinot pasīvo elementu tilpumu. Viena no iespējām ir palielināt pārveidotāja darba frekvenci, taču šai gadījumā jāizmanto speciāli magnētiskie un pasīvie elementi, kā arī jaunā tipa pusvadītāji, kas joprojām ir salīdzinoši dārgi. Cits variants ir samazināt nepieciešamo droseļu induktivitāti, izmantojot speciālu pārveidotāja topoloģiju, kā arī izmantot pārtrauktās strāvas režīmu droselē. Šāda tipa risinājums tad arī tiks apskatīts tālāk.

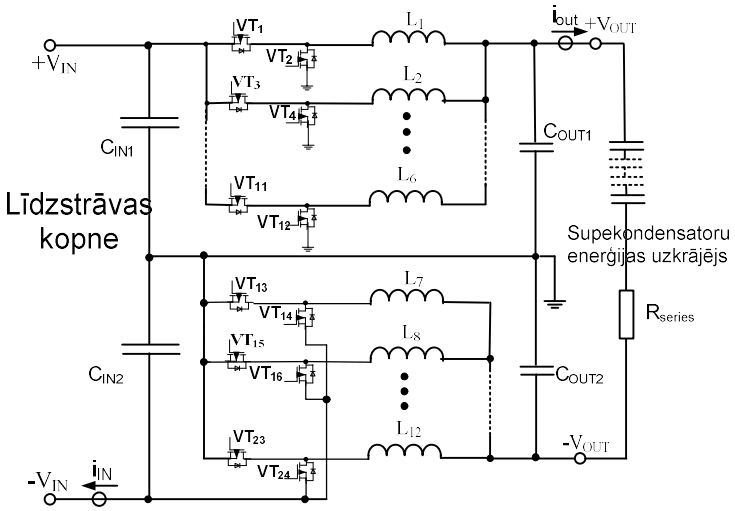
Vairākfāžu līdzsprieguma pārveidotāju topoloģija tiek izmantota aizvien biežāk, parasti tā tiek lietota pārveidotājos, kas paredzēti lielai strāvai. Šādas topoloģijas priekšrocības ir tas, ka var tikt samazināti zudumi, ieejas un izejas filtra cena un izmērs, uzlabota pārveidotāja dinamika un pārveidotāja jauda. Vairākfāžu līdzsprieguma pārveidotāji tiek izmantoti ļoti dažādiem pielietojumiem: kā sprieguma regulēšanas moduļi, [142], [143],

atjaunojamās enerģētikas elektroiekārtās [144], vilces piedziņā [145]–[147] un daudzās citās jomās.

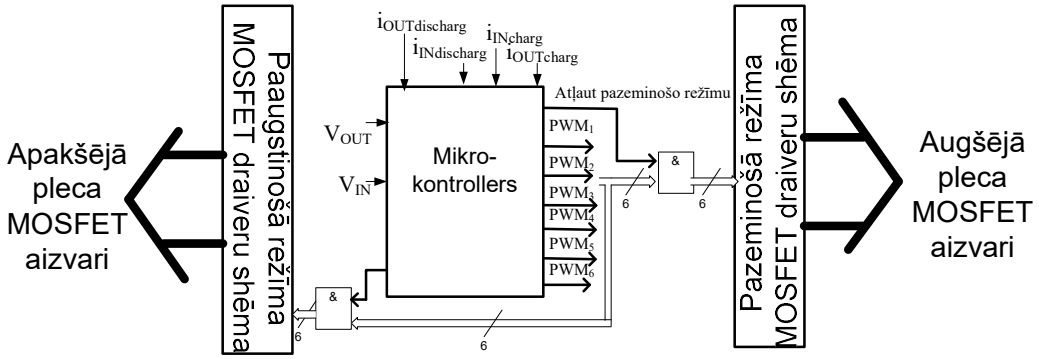
Vairākfāžu shēma ar fāzē nobīdītu impulsu vadību (interleaving control) pēdējā laikā tiek pielietota diezgan plaši dažāda pielietojuma pārveidotājos. Šādas topoloģijas priekšrocība ir izejas un ieejas strāvas pulsāciju samazināšanas iespēja, pārveidotāja jaudas blīvuma palielināšana, iespēja nodrošināt labāku elementu dzesēšanu un citas priekšrocības, kas jau tika apskatītas iepriekšējā nodaļā. Pārtrauktās strāvas režīmā (DCM - discontinuous conduction mode) diodes pašatjaunošanās zudumi ir mazi, kā arī var tikt samazināti tranzistoru komutācijas zudumi. Šī iemesla dēļ diodes vietā var tikt izmantota *MOSFET* tranzistora iekšējā diode, kura parastajā pielietojumā netiek izmantota, jo tā atveras lēni, radot lielus aktīvā režīma zudumus. Salīdzinot DCM ar nemainīgu darba frekvenci [148]–[150] ar DCM ar mainīgu darba frekvenci, otrajā gadījumā ir mazākas strāvas augstākās harmoniskās un mazāka maksimālās strāvas vērtība droselē, kas rezultātā noved pie mazākiem komutācijas un vadāmības zudumiem [151].

Izmantojot analogās vadības metodes, ir grūti nodrošināt vairākfāžu pārveidotāja vadību ar fāzē nobīdītiem signāliem un mainīgu frekvenci. Fāzes nobīdes shēma pat divu fāžu gadījumā [152] ir sarežģīta, tāpēc līdzsprieguma pārveidotājam tika izmantota digitāla vadība, tas arī ļauj pārveidotāju ērti pārveidot specifiskam pielietojumam.

5.1. att. ir redzama divvirzienu pārveidotāja shēma, kas sastāv no sešām fāzēm un nodrošina divvirzienu enerģijas plūsmu. Ja ir izvēlēts paaugstinošais režīms, tad apakšējā pleca *MOSFET* tranzistori (ar pāra numuru: VT_2, VT_4, ..., VT_{24}) tiek vadīti ar impulsu platumu modulāciju, bet augšējā pleca tranzistori (ar nepāra numuru: VT_1, VT_3, ..., VT_{23}) paliek izslēgtā stāvoklī. Savukārt pazeminošajā režīmā, apakšējā pleca *MOSFET* tranzistori (ar pāra numuru: VT_2, VT_4, ..., VT_{24}) paliek izslēgtā stāvoklī, bet augšējā pleca tranzistori (ar nepāra numuru: VT_1, VT_3, ..., VT_{23}) tiek vadīti ar impulsu platumu modulāciju (5.2. att.). *MOSFET* tranzistora iebūvētā diode tiek izmantota, ja tranzistors atrodas izslēgtā stāvoklī. Pārliecinoties, ka pārveidotājs darbojas droši visos režīmos, var vadīt *MOSFET* tranzistorus tā ka tie imitē diodes darbību - izmantot tā saucamo sinhrono taisngriešanu. Šai gadījumā šī iespēja netika izmantota, jo galvenā uzmanība ir pievērsta pārveidotāja drošai darbībai, jo izmantojot uz transformatoriem bāzētu *MOSFET* tranzistoru vadību, situācija kad tranzistora aizpildījums ir 100 % nav iespējama, tiek novērsta kļūdaina pāreja no paaugstinošā režīma uz pazeminošo režīmu. Lai kontrolētu pārveidotāju, tiek mērītas sešas analogās vērtības un pārveidotas digitālos signālos (5.2. att.) [153].



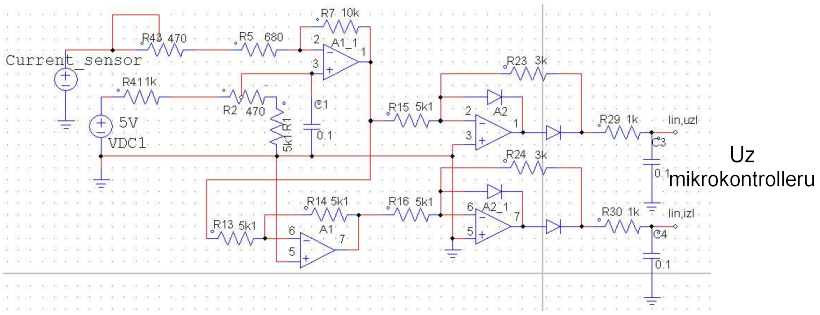
5.1. att. Izvēlētā līdzsprieguma pārveidotāja shēma.



5.2. att. Mikrokontrollera ieejas un izejas signāli.

Elektronikas komponenšu tirgū ir pieejami *MOSFET* tranzistori ar maksimālo spriegumu 800V, ir arī pieejami silīcija karbīda tranzistori ar augstāku caursites spriegumu, bet to cena ir augsta. Konkrētais pārveidotājs var tikt pielietots daudz dažādos pielietojumos, bet kā pielietojuma piemērs tiks apskatīts pielietojums kravas liftu, celtņu vai vilces piedziņas bremzēšanas enerģijas atgūšanai maiņstrāvas piedziņā. Tipisks 3 fāžu maiņstrāvas līdzsprieguma kopnes maksimālais spriegums ir 750 V. Šādam spriegumam 800 V *MOSFET* tranzistori nav piemēroti, tāpēc šai gadījumā tiek izmantota pārveidotāja topoloģija, kurā tiek izmantoti kapacitīvie sprieguma dalītāji, kas nodrošina katrā no pleciem spriegumu, kas ir vienāds ar pusi no kopējā sprieguma. Tas ļauj izmantot lētākus tranzistorus ar labākiem parametriem, šai gadījumā tika izvēlēti *MOSFET* tranzistori *SPW52N50C3* ar maksimālo spriegumu 560 V un tiem ir ievērojami labāki parametri nekā augstāka sprieguma *MOSFET* tranzistoriem vai *IGBT* tranzistoriem. Vairāklīmeņu pārveidotāja topoloģija efektivitātes

uzlabošanai tiek pielietota aizvien plašāk arī zema sprieguma pielietojumos, piemēram, [154]–[156] ir parādīts, ka izmantojot šādu struktūru, ir iespējams palielināt pārveidotāja efektivitāti. Shēmā tika veiktas simulācijas un praktiski eksperimenti, kas parāda, ka konkrētajā gadījumā pārveidotāja ieejas spriegumi pašbalansējas, tāpēc nav nepieciešama speciāla shēma vai vadības algoritms, tomēr drošības nolūkos ir paredzēts komparators, kas sprieguma pieaugšanas gadījumā padod signālu mikrokontrolleram un vadības signāli uz tranzistoriem vairs netiek padoti. Tāpat tiek izmantoti uz transformatoru bāzēti draiveri ar diviem sekundārajiem tinumiem, kas ļauj padot vienādu signālu uz abiem pleciem, tāpēc tiek novērsta pārāk liela disbalansa iespēja.



5.3. att. Shēma, kas realizē uzlādes režīmu un izlādes režīmu nodalīšanu.

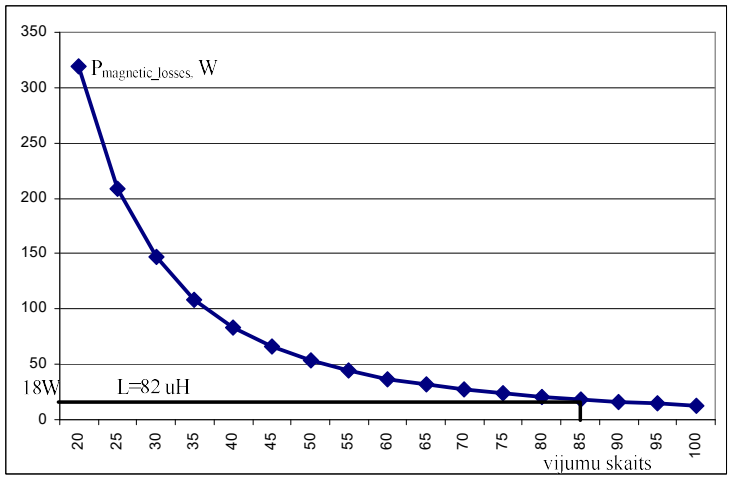
Lai palielinātu strāvas mērījumu precizitāti, signāls no uz Holla efekta bāzētā strāvas sensora *RAZCL-2* tiek sadalīts divos signālos, kas ir proporcionāli strāvai pazeminošajā (uzlādes) režīmā un paaugstinošajā (izlādes) režīmā, izmantojot shēmu, kas parādīta 5.3. att. Nulles strāvas punkts un pastiprinājums, kas ļauj izmantot pilnu 3.3 voltu diapazonu abiem signāliem, var tikt iestatīts, izmantojot rezistorus R_2 un R_{43}.

Caur droselēm pārtrauktās strāvas režīmā plūst lielāka pīķa strāva, taču ir nepieciešama drosele ar daudz mazāku induktivitāti. Ja tiek izmantota ferīta serde, tad ir nepieciešama salīdzinoši liela gaisa sprauga, lai izvairītos no magnētserdes piesātinājuma. Ja gaisa sprauga ir liela, tad magnētiskā plūsma izliecas ārpus gaisa spraugas un izplūst caur vijumiem. kas izvietoti tuvāk tai - šo efektu sauc par izplūšanas efektu (fringing effect). Šī iemesla dēļ tika izvēlētas dzelzs pulvera serdes toroīda formā *T300-2* ar izkliedētu gaisa spraugu, kaut gan ir iespējams izmantot arī ferīta serdes ar konstrukciju, kura novērš izplūšanas efektu vai arī ar vairākām gaisa spraugām, daži piemēri ir apskatāmi [150] un [157]. Magnētiskā indukcija (B) un magnētiskie zudumi ($P_{magnetic_loss}$) var tikt aprēķināti sekojoši:

$$B = \frac{V_{average}}{4 \cdot f \cdot S \cdot w}, \tag{5.1.}$$

$$P_{magnetic_loss} = \frac{f}{\frac{4 \cdot 10^9}{B^3} + \frac{3 \cdot 10^8}{B^{2,3}} + \frac{2,7 \cdot 10^6}{B^{1,65}}} + 8 \cdot 10^{-15} \cdot f^2 \cdot B^2 \text{ [158]}, \tag{5.2.}$$

kur f - pārveidotāja darba frekvence, S - magnētiskās serdes šķērsgriezuma laukums, w - droseles vijumu skaits.

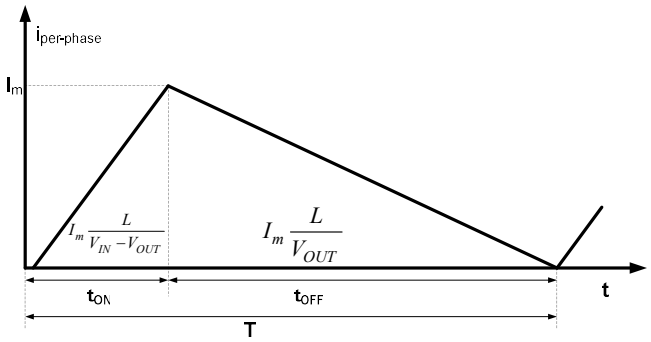


5.4. att. Vijumu skaita izvēle, izveidojot droseli.

Izmantojot izteiksmi (5.2.), ir iespējams iegūt magnētisko zudumu atkarību no vijumu skaita, šī sakarība parādīta grafikā, kas ir redzams 5.4. att. No šī grafika tika izvēlēts mazākais vijumu skaits, kas ļauj samazināt zudumus magnētiskajā serdē. Izveidotās droseles induktivitāte ir vienāda ar 82µH.

5.1.2. Pārveidotāja vadības algoritms

Pārtrauktās strāvas režīmā katras fāzes strāva perioda beigās sasniedz nulles vērtību, tāpēc nākamā periodā sākumā strāva sākas no nulles un nav atkarīga no vērtības, kāda bija iepriekšējā periodā. Tas ievērojami uzlabo pārveidotāja dinamiku un vienkāršo vadības sistēmu, jo pārtrauktās strāvas režīmā pārveidotājs ar sprieguma ieeju un izeju pat regulēšanas sistēmā bez atgriezeniskās saites ir stabils, savukārt nepārtrauktās strāvas režīmā ir nepieciešama atgriezeniskā saite un strāvas sensors.



5.5. att. Strāva droselē pazeminošajā režīmā.

Robežrežīmā (boundary conduction mode) pīķa strāvas vērtība droselē ir divas reizes lielāka par strāvas vidējo vērtību, tāpēc šis režīmam ir pārtrauktā strāvas režīma priekšrocības, bet tajā pašā laikā strāvas pīķa vērtība nav ļoti liela, kas ļauj būtiski nepalielināt zudumus pusvadītājos. Tāpēc pārveidotāja vadība tiks realizēta tādā veidā, lai nodrošinātu darbību pēc iespējas tuvāk robežrežīmam.

Summārā izejas strāva I_{out} daudzfāžu pārveidotāja gadījumā ir visu fāžu strāvu summa. Robežrežīmā maksimālā strāvas vērtība droselē var tikt aprēķināta sekojoši:

$$I_m = \frac{2 \cdot I_{out}}{n}. \tag{5.3.}$$

Lai pie mainīgas slodzes nodrošinātu darbību robežrežīmā, ir nepieciešams mainīt ne tikai aizpildījumu, bet arī darba frekvenci. Zinot droseles induktivitāti L, kā arī nomērītās ieejas sprieguma (V_{in}) un izejas sprieguma (Vout) vērtības, var izrēķināt nepieciešamo tranzistora ieslēgtā stāvokļa laiku (t_i) un izslēgtā stāvokļa laiku (t_p), lai nodrošinātu darbu robežrežīmā (5.5. att.). Pazeminošajam režīmam šie laiki var tikt aprēķināti sekojoši:

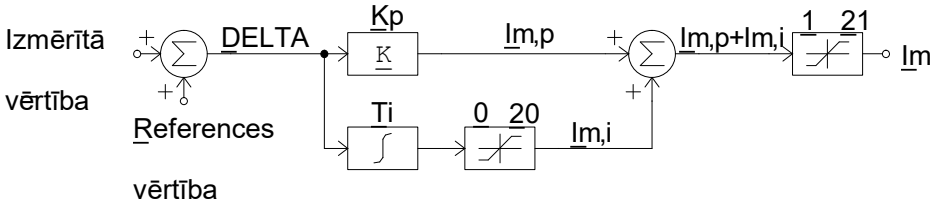
$$t_i = I_m \frac{L}{V_{in} - V_{out}}. \tag{5.4.}$$

$$t_p = I_m \frac{L}{V_{out}}. \tag{5.5.}$$

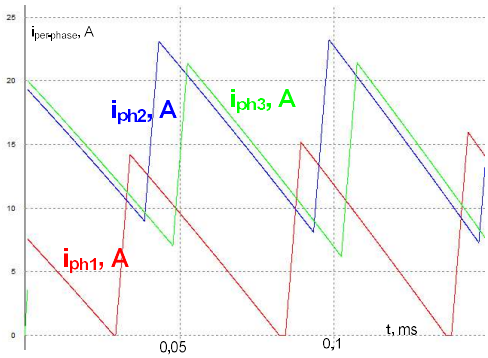
Mainīgais I_m var tikt izmantots ne tikai, lai iegūtu vēlamo izejas strāvu, bet arī lai kontrolētu ieejas strāvu vai spriegumu. Tas var tikt izdarīts, ja I_m ir proporcionāli integrālā regulatora izeja, kā tas ir parādīts 5.6. att. Izmantojot digitālo vadības sistēmu ar diskrētām nolasēm, I_m var tikt aprēķināts sekojoši:

$$I_m[k] = DELTA[k] \cdot K_P + \mathrm{I}_{m,i}[k-1] + DELTA[k]\frac{t_{sample}}{T_i}, \qquad (5.6.)$$

kur DELTA - kļūda starp vēlamo un esošo nolases vērtību, t_{sample} - nolases laiks, T_i - integrēšanas koeficients, K_P - proporcionālais koeficients. Tāpat ir nepieciešams I_m ierobežot, lai tas nepārsniegtu maksimāli pieļaujamo vērtību. Tā kā katra perioda beigās strāva sasniedz nulli, tad nav nepieciešams izmantot strāvas sensoru katrā fāzē.

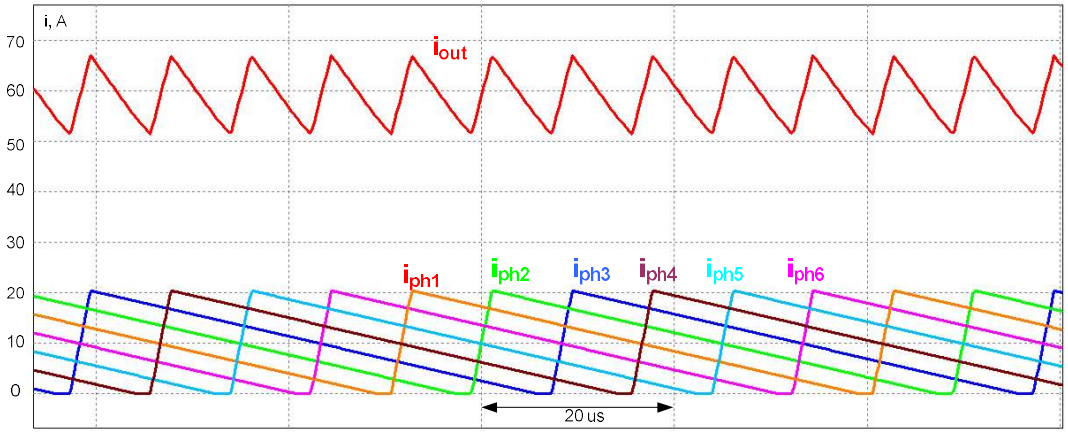


5.6. att. I_m aprēķināšana, izmantojot PI regulatoru.

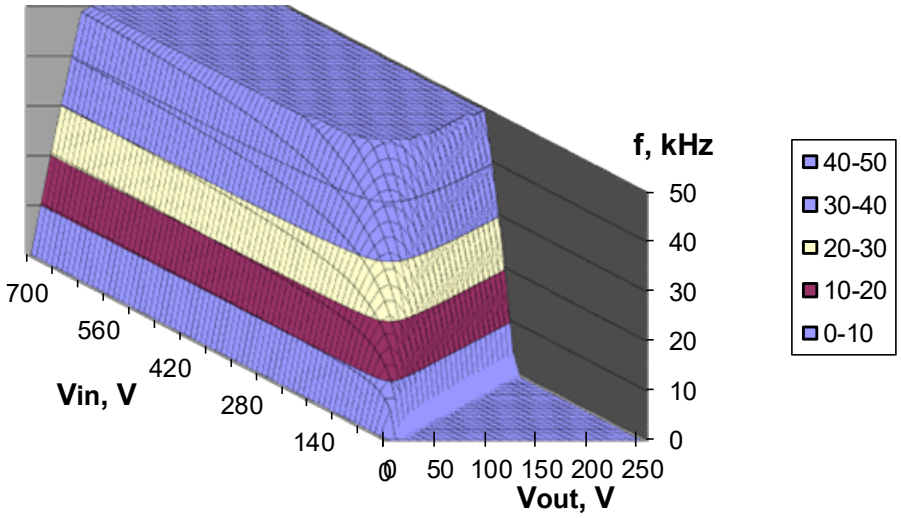


5.7. att. Strāvu disbalanss robežrežīmā nevienādu droseļu induktivitāšu dēļ.

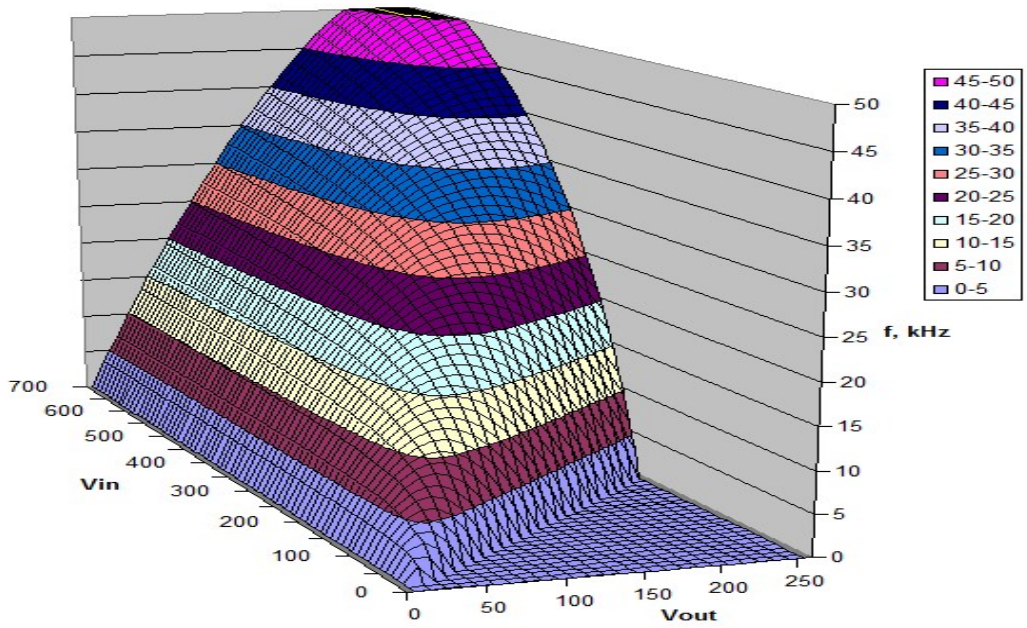
Ir ļoti grūti izveidot droseles ar ideāli vienādiem parametriem. Šī iemesla dēļ fāžu strāvas kļūs nevienādas – daļā no fāzēm var iestāties nepārtrauktās strāvas režīms (5.7. att.), kas izraisītu aizvien lielāku strāvas pieaugumu un pusvadītāju, kā arī droseles pārkaršanas. Tāpēc šāds režīms ir nevēlams, un tas ir jānovērš, un to var panākt, mākslīgi palielinot periodu. Mākslīgi palielināt periodu var tādā veidā, ka izteiksmēs (5.4.) un (5.5.) izmanto induktivitātes vērtību, kas pareizināta ar koeficientu. Tādā veidā tiek nodrošināta nevēlama pāreja no robežrežīma nepārtrauktās strāvas režīmā. Rezultāti ir redzami 5.8. att.ēlā, pārveidotājs darbojas DCM režīmā, taču pārtrauktās strāvas stāvokļa laiks ir īss. Kopējā strāva tiek regulēta, izmantojot atgriezenisko saiti, tāpēc tas nerada nekādu kļūdu regulējamajā parametrā.



5.8. att. Pārveidotāja fāzes strāvas un izejas strāva.



5.9. att. Darba frekvence pie I_m=5A.



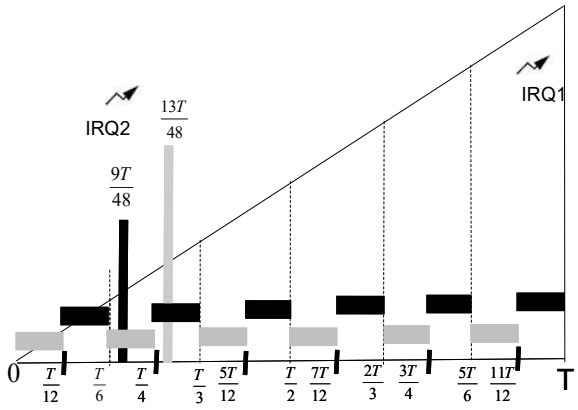
5.10. att. Darba frekvence pie I_m=20 A.

No 5.11. att. un 5.12. att. var secināt to, ka pārveidotāja darba frekvence ir ļoti augsta pie mazām I_m vērtībām. Tas noved pie lieliem komutācijas zudumiem pusvadītājos, kā arī aprēķiniem nepieciešamais laiks ir pārlieku mazs, jo jaunu vērtību aprēķināšana ir jāveic katrā komutācijas periodā. Tāpēc mazas slodzes gadījumā I_m vērtību var palielināt, samazinot darba frekvenci un strādājot pārtrauktās strāvas režīmā. To var izdarīt, ierobežojot perioda vērtību. Tas noved pie starpības palielināšanās starp vēlamo vērtību un regulējamo lielumu, kā rezultātā palielināsies pēc PI algoritma aprēķinātā I_m vērtība un tiks samazināts impulsa laiks, bet impulsa periods paliks nemainīgs. Pieaugs strāvas pīķa vērtība, bet darba frekvence paliks nemainīga un vienāda ar 50 kHz. Tas nozīmē, ka pārveidotājs darbosies dziļākā DCM režīmā. Pārveidotāja darba frekvence pie dažām I_m vērtībām ir redzama 5.9. att. un 5.10. att. Šādā veidā tiek samazināti zudumi pie mazām slodzes vērtībām.

5.1.3. Elektromagnētisko traucējumu ietekmes mazināšana uz vadības sistēmu

Galvenais elektromagnētisko traucējumu cēlonis impulsu pārveidotājos ir straujās strāvas un sprieguma izmaiņas tranzistoru komutācijas laikā. Šie traucējumi caur vadiem un parazītiskajām ķēdēm inducē traucējumus mērīšanas ķēdē un pasliktina mērījumu precizitāti. Tāpēc tālāk tiks apskatīts risinājums mērījumu nolašu veikšanai brīžos, kad nenotiek tranzistoru komutācija.

Pārveidotāja vadības programma var tikt realizēta tādā veidā, ka apakšprocedūru izpildes sākšana notiek taimera pārtraukumos, kuri notiek, kad taimera skaitītājs sasniedz noteiktu vērtību (IRQ), ko var iestatīt programmā. Viens no šādiem pārtraukumiem var tikt izmantots, lai veiktu analogo lielumu nolases, izmantojot analogciparu pārveidotāju (ADC).

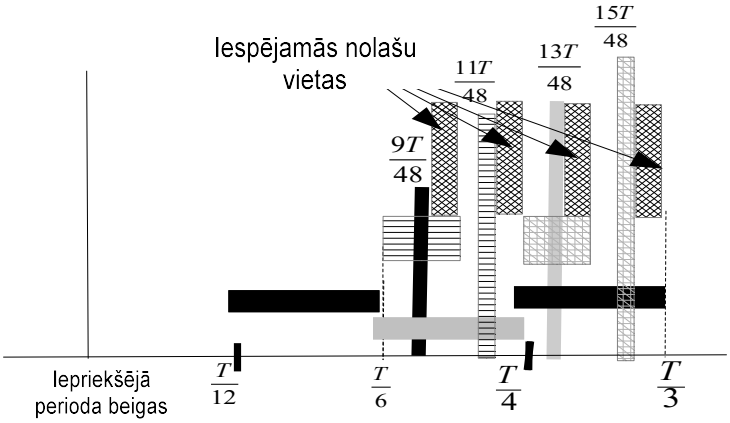


5.13. att. ADC palaišanas brīža izvēle.

Tranzistoru vadībai tiek izmantots mikrokontrollers, tāpēc ir iespējams aprēķināt laikus, kuros notiek tranzistoru komutācija[159]. Pārveidotājam ar sešu paralēlu fāžu topoloģiju tranzistoru komutāciju ir 12 reižu vairāk, jo katras fāzes komutācija notiek ar 60 elektrisko grādu nobīdi. Impulsu platums visiem impulsiem ir vienāds. 5.13. att. ir parādīts kā izvēlēties analogo lielumu nolases laiku, ņemot vērā tikai tranzistoru ieslēgšanās laikus. Vienu periodu ir iespējams sadalīt 12 intervālos, var noteikt laiku, kurā notiek pirmās fāzes tranzistora izslēgšanās. Pārējie tranzistoru komutācijas laiki ir tikai nobīdīti par 60 elektriskajiem grādiem. Nolase var tikt startēta jebkurā no attēlā parādītajiem atšķirīgas krāsas lauciņiem. Lai atliktu vairāk laika nākamā perioda ilguma un impulsa platuma aprēķiniem, izdevīgāk ir izvēlēties nolases laiku perioda sākumā - laikā 9T/48, ja tranzistora izslēgšanās iekrīt pretējā laika intervālā un 3T/48 - citā gadījumā, kur T - impulsa periods. Ja impulsa garums tiek apzīmēts ar CCR un nolases starta vērtība tiek apzīmēta ar p, tad ar 5.14. att. parādītajos algoritmos var tikt noteikta nolases sākšanas vieta.

```
if (CCR<=(T/6))
  {  if (CCR<=(T/12))
      p=9T/48;      //ADC sākuma moments 1
     else
      p=13T/48;}                              //ADC sākuma moments 2
else if (((T/6)<CCR)&&(CCR<=(T/3)))
  {  if (CCR<=(T/4))
          p=9T/48;
         else
          p=13T/48;}
```

5.14. att. Programmas fragments ADC palaišanas momenta aprēķinam



5.15. att. Uzlabotā ADC nolases starta vietas izvēle.

Traucējumus var izsaukt arī signāli no iepriekšējiem periodiem ar impulsa platumu, kas lielāks par T/6. Tādā gadījumā nolases sākuma laiku var izvēlēties, noapaļojot attiecību n līdz tuvākajam veselajam skaitlim pēc sekojošas formulas:

$$n \geq\approx \frac{6\cdot(\frac{T}{6}-CCR_{iepriekšejais})}{T_{iepriekšejais}} \quad . \tag{5.7.}$$

Un pēc tam var tikt aprēķināts tranzistora izslēgšanās laiks jaunajā periodā pēc sekojošas formulas:

$$p_1 = CCR_{iepriekšejais} + n\cdot\frac{T_{iepriekšejais}}{6} \quad . \tag{5.8.}$$

Iepriekš uzrakstītais programmas fragments jāpapildina, lai tranzistora izslēgšanās laiks nesakrīt ar iepriekš aprēķināto nolases sākuma laiku. Ja tas sakrīt, tad tiek izvēlēts cits nolases sākuma laiks. Principa realizācija programmas veidā ir parādīta 5.16. att.

```
if((p1>=(T/6))&&(p1<(5*T/48))&&(p==(9*T/48))
  {  p=11T/48; }      //ADC palaišanas laiks 1a
else if ((p1>=(14*T/6))&&(p1<(T/4))&&(p==(13*T/48))
  {  p=15*T/68;}      //ADC spalaišanas laiks 2a
```

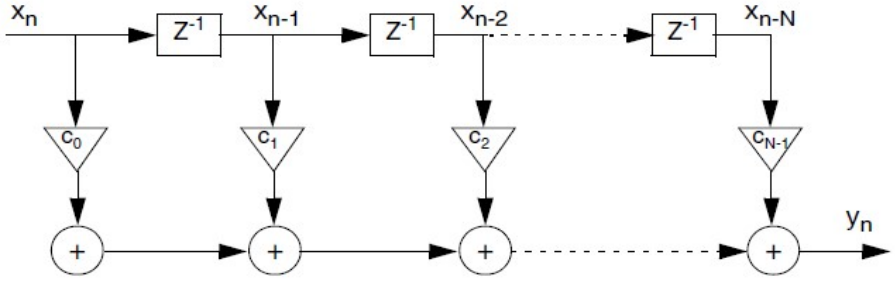
5.16. att. Programmas fragments ADC palaišanas momenta aprēķinam

Lai veiktu 9 analogo signālu nolasi, mikrokontrolleram ir nepieciešamas 400 ns, maksimālais laiks bez traucējumiem ir T/48, tas nozīmē, ka minimālais pārveidotāja komutācijas periods ir jāizvēlas mazāks nekā 20 mikrosekundes, kas šai gadījumā ir pietiekoši, lai nodrošinātu maksimālo darbafrekvenci vienādu ar 50 kHz.

Perioda vērtība tiek aprēķināta pēc sekojošas formulas:

$$T = I_m L \frac{V_{ieejas}}{(V_{ieejas} - V_{izejas}) \cdot V_{izejas}}, \quad (5.9.)$$

kurā kā reizinātājs ieiet V_{izejas}, līdz ar to neliela neprecizitāte tā mērījumos izsauc lielu kļūdu perioda lielumā, kas var izsaukt nestabilitāti. Lai samazinātu šīs kļūdas ietekmi atsevišķā mērījumā tiek izmantota digitālo signālu filtrēšana V_{izejas} lielumam. 5.17. att. redzama filtra shēma, kurā x_n ir ieejas signāls, y_n - izejas lielums, c_i ir svara koeficienti.



5.17. att. Digitālais filtrs [160].

Filtra izejas vērtība var tikt aprēķināta sekojoši:

$$y[n] = \left(c_0 x[i] + c_1 x\left[i-1\right] + c_N x[i-N]\right), \quad (5.10.)$$

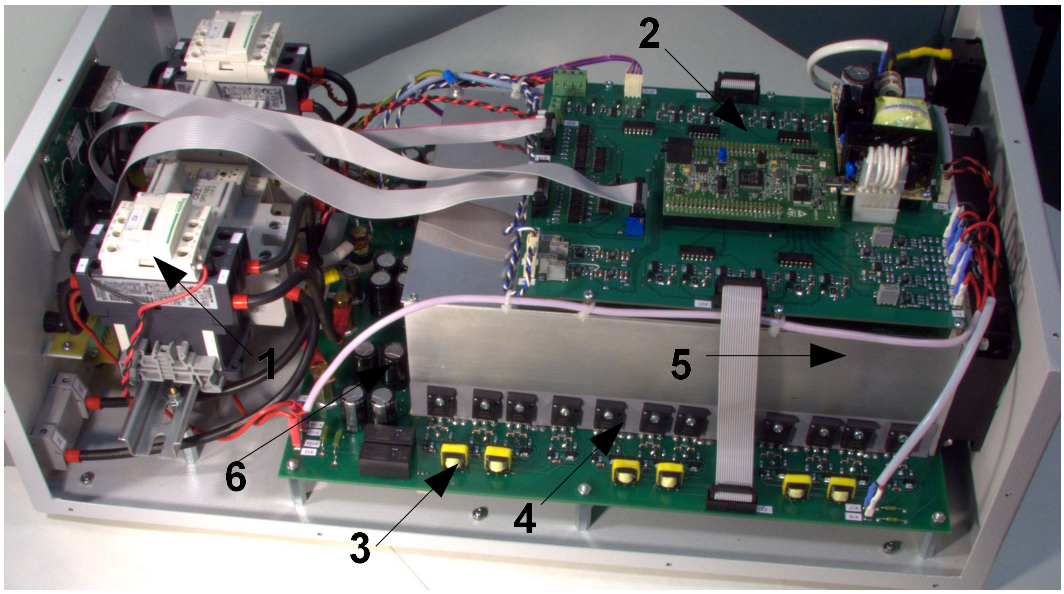
jeb pārnesot uz konkrēto piemēru:

$$V_{izejas} = \left(\frac{1}{4}V_{izejasi} + \frac{1}{4}V_{izejas(i-1)} + \frac{1}{4}V_{izejas(i-2)} + \frac{1}{8}V_{izejas(i-3)} + \frac{1}{8}V_{izejas(i-4)}\right). \quad (5.11.)$$

Iepriekš izmērītās sprieguma vērtības $V_{izejas(i-1)}$, ..., $V_{izejas(i-4)}$ var tikt ierakstītas mikrokontrollera atmiņā. Pēc pašreizējā sprieguma vērtības nolases, var tikt aprēķināta filtrētā vērtība V_{izejas}. Filtra koeficienti tiek izvēlēti vienādi ar 1/2n, jo nobīdi procesors var veikt ātrāk nekā dalīšanu. Pēc aprēķina vecās vērtības tiek pārrakstītas ar jaunākām un ierakstītas atmiņā. Tas uzlabo pārveidotāja stabilitāti.

5.1.4. Pārveidotāja eksperimentālais prototips

Iepriekš aprakstītā vadība tika izmantota 5.18. att.ēlā redzamā sešfāžu līdzsprieguma pārveidotāja prototipa vadībai, sīkāk vadības principi ir aprakstīti [161]. *MOSFET* tranzistori (4) novietoti pie radiatora (5), vadības plate (2) izveidota, izmantojot mikrokontrolleru *STM32F407VGT6*, tranzistori tiek vadīti, izmantojot uz impulsu transformatoriem bāzētu shēmu (3). Pulsāciju samazināšanai izmantoti divi 47 uF elektrolītiskie kondensatori (6). Pārveidotājs tiek pieslēgts gan pie līdzsprieguma kopnes, gan pie uzkrājēja pēc filtra kondensatoru uzlādes caur priekšuzlādes rezistoru, izmantojot kontaktorus (1).



5.18. att. Vairākfāžu līdzsprieguma energoelektroniskā pārveidotāja praktiskā realizācija.

Ja tiek pielietots atbilstošs vadības algoritms, tad šāda pārveidotāja pielietojums var būt ļoti plašs. Konkrētam gadījumam 5.19. att. ir redzami regulējamie lielumi priekš superkondensatoru un litija jonu akumulatoriem bremzēšanas enerģijas uzkrāšanai, kad tiek kontrolēts līdzsprieguma kopnes spriegums, un pēc tam izlādei ar iestatāmu konkrētu strāvas vērtību.

Režīms	**Slodzes veids**	**Kontrolējamais parametrs**	**DELTA**	**K_P**	**T_i**
Uzlāde (pazeminošais režīms)	Superkondensators	Ieejas spriegums	V_{in}-V_{ref} V_{ref}=600V	5	0,0001
	Litija-jonu baterija	Izejas strāva	I_{ref}-$I_{out,charging}$	0,2	0,001
Izlāde	Superkondensators	Ieejas strāva	I_{ref}-$I_{in,discharging}$	0,2	0,001
	Litija-jonu baterija	Ieejas strāva	I_{ref}-$I_{in,discharging}$	0,2	0,001

5.19. att. Pārveidotāja darba režīmi

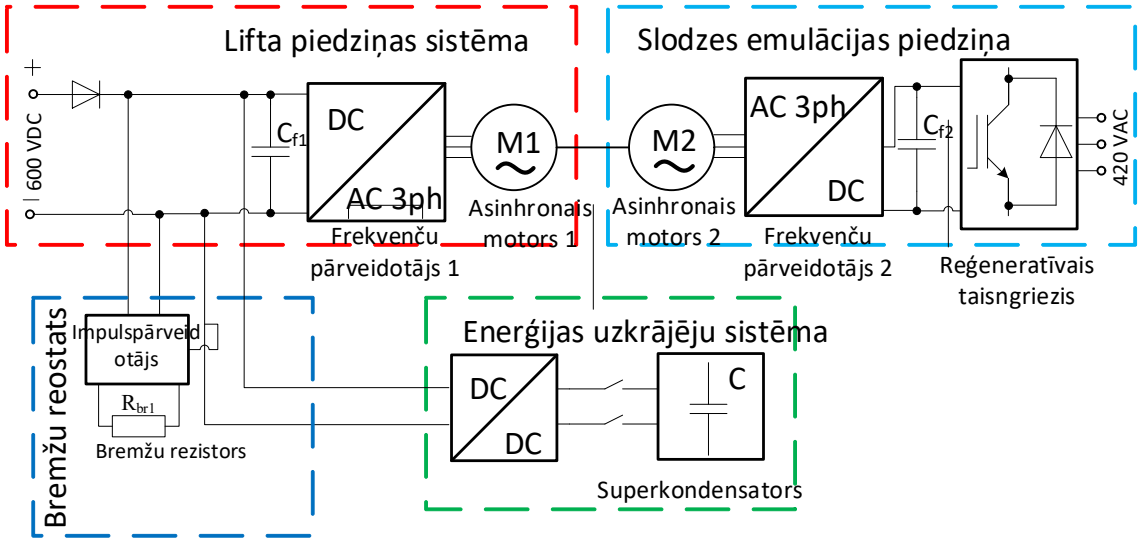
5.1.5. Pārveidotāja testēšanas stenda izveide un eksperimentālie rezultāti

Tā kā liftiem tiek izvirzītas paaugstinātas drošības prasības, tad testēšanu ir vēlams veikt laboratorijas apstākļos, tāpēc tika izveidots laboratorijas testa stends. Testa blokshēma ir redzama 5.20. att. Tas sastāv no diviem asinhronajiem motoriem, kuru vadībai tiek izmantoti frekvenču pārveidotāji ar tiešo momenta vadību (*DTC*), šī iemesla dēļ stenda vadību var izveidot bez momenta sensora, kas ir nepieciešams tikai gadījumā, ja nepieciešama daudz precīzāka vadība.

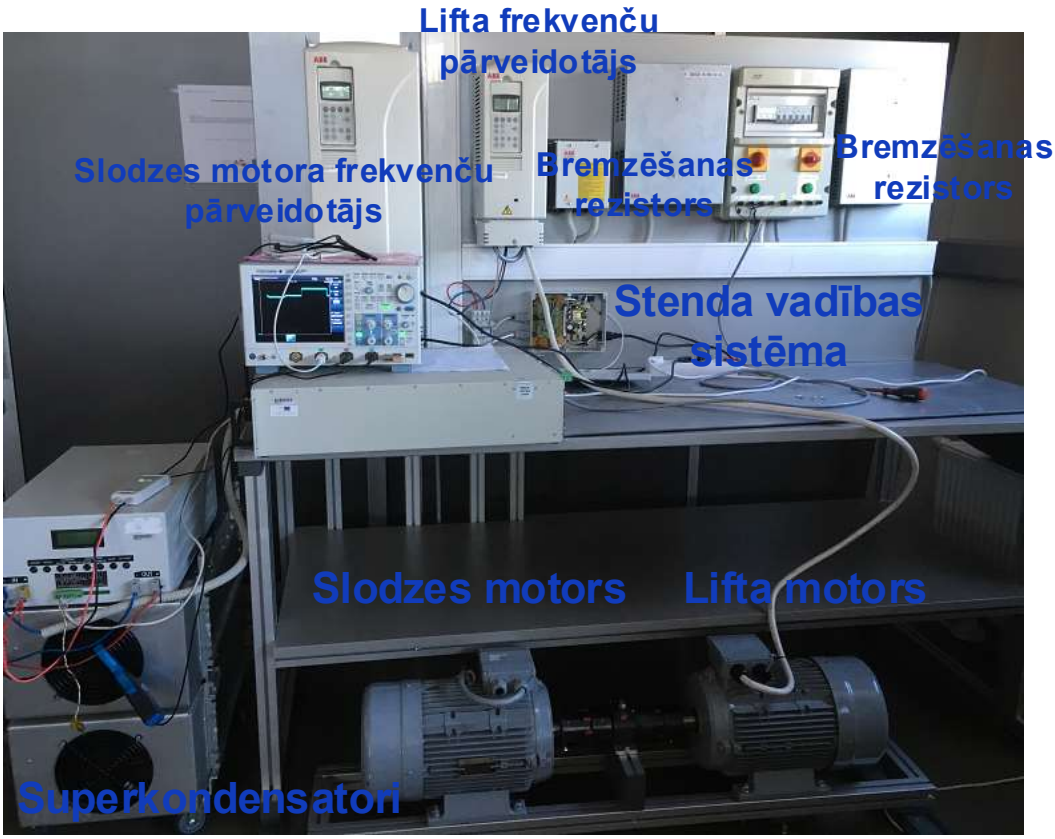
Abi motori ir mehāniski sajūgti kopā, viens no tiem imitē lifta motoru, otrais tiek vadīts tā, lai emulēta reāla lifta slodzi. Motora M1 frekvenču pārveidotājam tiek uzdota ātruma reference, slodzes emulējošajam motoram M2 tiek uzdota momenta reference. Motoru M1 un M2 nominālā jauda un nominālais ātrums is sekojoši: $P_{nom,bench}$=7,5kW un n=1440 rpm attiecīgi. Motora M2 frekvenču pārveidotājs spēj nodot enerģiju atpakaļ tīklā. Motoram M1 darbojoties dzinēja režīmā, visa ģenerētā motora M2 elektroenerģija tiek nodota maiņstrāvas tīklā, tāpēc stends var tikt slogots ar nominālo jaudu, drošībai ir uzstādīts papildus bremzēšanas rezistors ar impulspārveidotāju, kas ierobežu spriegumu uz līdzstrāvas kopnes.

Enerģijas uzkrājējsistēma, kas ietver sevī līdzstrāvas divvirzienu pārveidotāju un vairāku virknē slēgtu superkondensatoru moduli, tiek pieslēgta pie līdzstrāvas kopnes, kuras spriegums var būt no 500 līdz 700 V. Pārveidotāja darbojas pazeminošajā režīmā, kad enerģija tiek uzkrāta superkondensatorā un paaugstinošajā režīmā, kad tā tiek nodota atpakaļ piedziņai. Stenda modelis tika izveidots Matlab/Simulink datorprogrammā, tajā tika izmantots līdzstrāvas pārveidotāja analītiskais modelis, kas aprakstīts [162]. Kā enerģijas uzkrājējs tiek izmantoti divi virknē slēgti 125 V superkondensatoru moduļi ar kopējo maksimālo spriegumu 250 V. 5.20. att nav parādīts 3 fāžu taisngriezis, kurš ir integrēts frekvenču pārveidotājā, bet attēlā parādīta līdzstrāvas kopne.

Režīmā, kad lifta motors bremzē, bremzēšanas enerģija tiek izkliedēta bremžu rezistorā R_{br1} gadījumā, ja enerģijas uzkrājējs ir pilnībā uzlādēts. Šajā režīmā līdzsprieguma pārveidotājs regulē līdzstrāvas kopnes spriegumu un uzdotais sprieguma līmenis ir zemāks par sprieguma ierobežotāja slieksni. Šai režīmā enerģija tiek uzkrāta superkondensatorā.



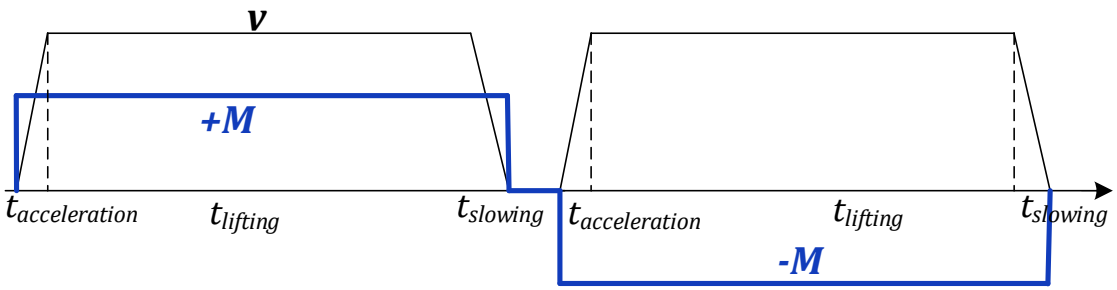
5.20. att. Stenda blokdiagramma.



5.21. att. Stenda lifta darbības emulācijai praktiskā realizācija.

5.21. att. ir redzama stenda praktiskā realizācija, stends sastāv no reversīvā un nereversīvā *ABB* frekvenču pārveidotājiem, *ABB* sprieguma ierobežojošā impulsregulatora ar

bremžu rezistoriem un *CEO* firmas asinhronajiem motoriem. Kā enerģijas uzkrājējs tika izmantoti 2 superkondensatoru moduļi *Maxwell BDO-0063-P125-B01* ar nominālo kapacitāti C=63F un nominālo spriegumu $V_{sc,nom}$=125V. Tika izstrādāta stenda vadības sistēma, lai testētu līdzsprieguma pārveidotāju bremzēšanas enerģijas atgūšanai.



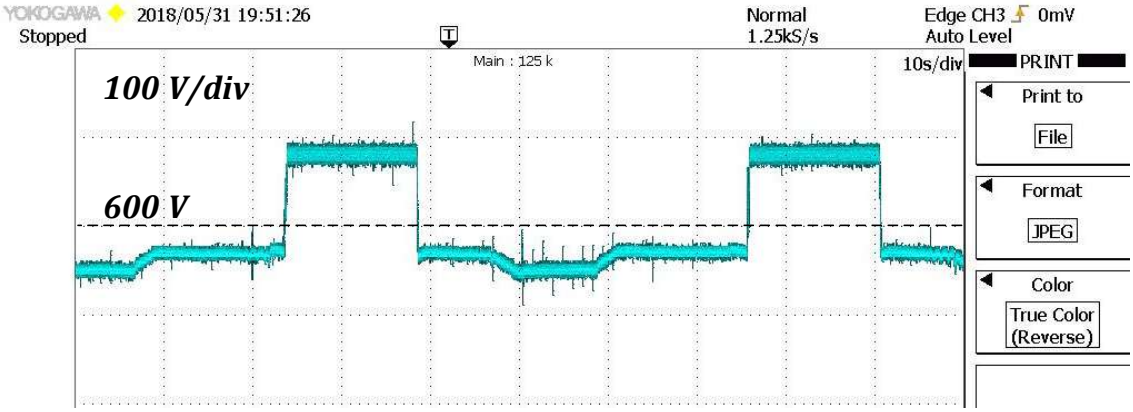
5.22. att. References signāli, kas tiek padoti uz frekvenču pārveidotājiem.

Lai stends darbotos un atkārtotu enerģētiskos procesus, kādi notiek lifta elektriskajā piedziņā, ir nepieciešams izveidot stenda vadību. 5.22. att. ir parādīti signāli, kas tiek padoti uz frekvenču pārveidotāja analogajām ieejām kā references signāli. Lifta motora frekvenču pārveidotājs tiek vadīts, padodot tam ātruma references signālu (melnā līkne 5.23. att.). Lifta motors paātrinās līdz noteiktam ātrumam un tad saglabā nemainīgu ātrumu, līdz atkal samazina ātrumu līdz nullei. Slodzes motora vadībai tiek izmantots momenta references signāls (zilā līkne 5.24. att.). Bremzēšanas režīmā vadības sistēma izveidota tā, lai nodrošinātu negatīva momenta references signālu uz slodzes motora frekvenču pārveidotāju. Cita alternatīva būtu padod negatīva ātruma signālu un lifta motora frekvenču pārveidotāja analogo ieeju – tas arī vairāk atgādinātu reāla lifta procesus, taču no enerģētisko procesu viedokļa tam nav nozīmes, tāpēc izvēlēta vadība, kas nodrošina rotāciju tikai vienā virzienā.



5.25. att. Stenda vadības sistēmas praktiskā realizācija.

5.25. att. ir parādīta testēšanas stenda vadības sistēmas praktiskā realizācija. Releji ir paredzēti, lai nosūtītu start, stop un refersas polaritātes signālus un frekvenču pārveidotāja digitālajām ieejām. *STM32* mikrokontrollers tiek izmantots, lai ģenerētu vadības signālu, maiņstrāvas-līdzstrāvas barošanas bloks ar izejas spriegumiem +15 V, -15 V un 5 V tiek izmantots, lai nodrošinātu barošanu mikrokontrolleram, pastiprinātājiem un relejiem. Pastiprinātājs tiek izmantots, lai 0-3.3 V signālu pastiprinātu līdz 0-10 V signālam. Lai ģenerētu vadības signālus, tiek ģenerēti divi digitāli analogie pārveidotāji (DAC) signāli un pēc tam tiek pastiprināti.

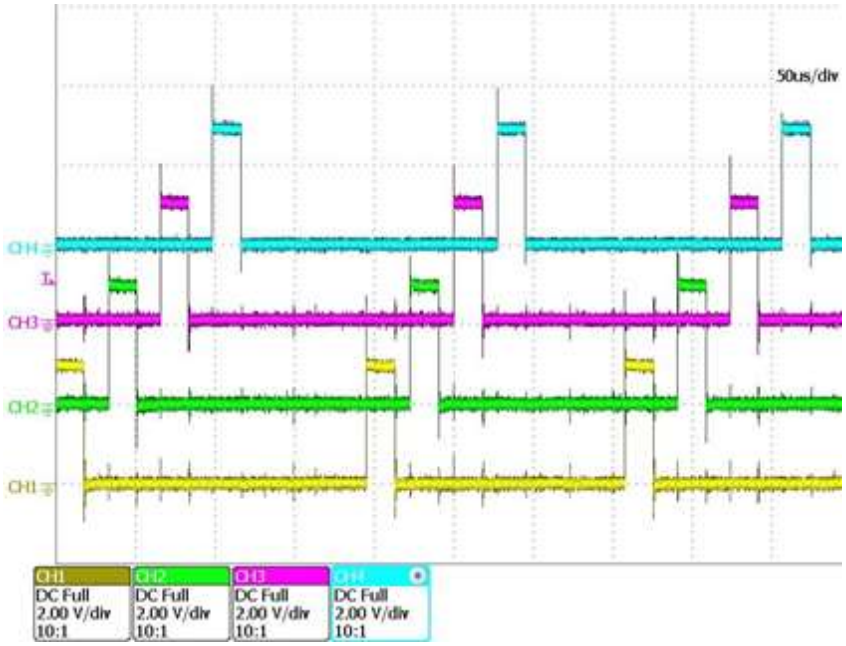


5.26. att. Līdzstrāvas kopnes spriegums stenda darbības laikā.

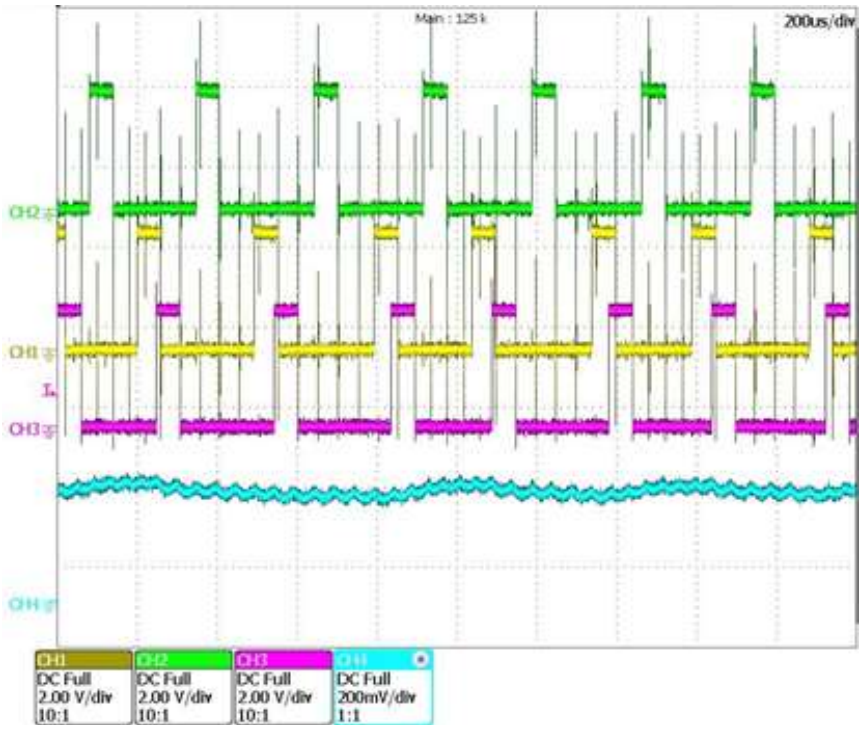
5.26. att. ir parādīts lifta motora līdzstrāvas kopnes spriegums stenda darba cikla laikā. Motora elektriskās bremzēšanas laikā spriegums pieaug līdz sprieguma ierobežotāja nostrādes līmenim. Ja enerģijas uzkrājēja sistēma nav pieslēgta, tad šī enerģija bremzējošajā rezistorā tiek izdalīta siltuma veidā, tāpēc ilgstoši testi pie augstas jaudas nav iespējami, jo tas var izraisīt rezistora pārkaršanu. Celšanas režīmā spriegums samazinās, bet šis sprieguma kritums var būt mazs, tāpēc ir nepieciešams sarežģītāks algoritms, lai noteiktu šo režīmu un izlādētu enerģijas uzkrājēju ar visaugstāko efektivitāti.

5.27. att. ir parādīti vadības signāli, kas tiek padoti uz draivera shēmu. Tā kā pārveidotāja jaunais aizpildījums un perioda vērtība, kā arī fāzes nobīde tiek aprēķināta katrā pārslēgšanās periodā, tad mikrokontrollerā realizēto aprēķinu ilgums ierobežoja arī pārveidotāja augstāko darba frekvenci. Ja ir nepieciešams paaugstināt pārveidotāja darba frekvenci, tad var būt nepieciešama *FPGA* izmantošana, lai samazinātu aprēķināšanas laiku. Šajā gadījumā tika izmantots 168 MHz *DSP* mikrokontrollers, un aprēķini aizņēma aptuveni 20 μs, tāpēc vislielākā pārveidotāja darba frekvence tika ierobežota līdz 50 kHz. Kā redzams

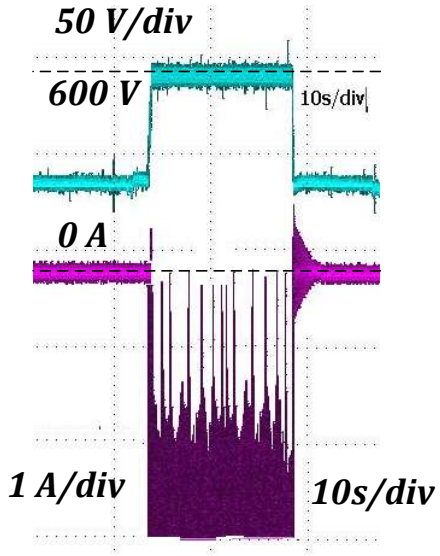
5.27. att., starplaiku signālu precīzu fāzu maiņu var īstenot, atjauninot taimera vērtības pārtraukumos, kuros netiek formēts aktīvs izejas stāvoklis.



5.27. att. Fāzē nobīdīti vadības impulsi tranzistoru vadībai.



5.28. att. Fāzē nobīdīti vadības impulsi un strāva izlādes režīmā.

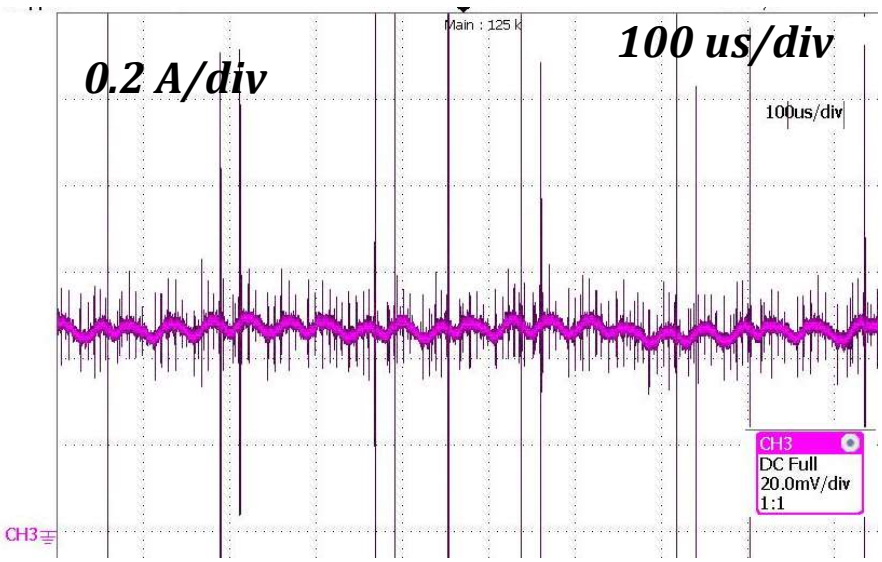


5.29. att. Līdzsprieguma kopnes spriegums un strāva uzlādes režīmā.

5.28. attēlā ir redzama strāva uzlādes režīmā, kad enerģija tiek ņemta no enerģijas uzkrājēja un nodota elektriskajai piedziņai, kā redzams, ir novērojamas nelielas svārstības, kas saistītas ar to, ka visas droseles nav identiski vienādas. To ir iespējams novērst, ja attiecīgi piekoriģē katras fāzes aizpildījuma vērtību, bet tas prasa papildu aprēķinu laiku. Šajā pētījumā tas nav darīts, jo tas neietekmē pārveidotāja stabilitāti.

5.29. attēlā ir redzama pārveidotāja darbība gadījumā, kad tiek regulēts līdzstrāvas kopnes spriegums, pārveidotājs uztur konstantu kopnes spriegumu un uzlādē superkondensatorus. Šajā gadījumā pārveidotāja darbība ir stabila, bet, palielinot jaudu, rodas elektromagnētiskie traucējumi, kas sāk nelabvēlīgi ietekmēt tā darbību, tāpēc stendā izmantotie kabeļi jānomaina uz ekranētiem kabeļiem.

5.30. att. ir redzams pārveidotāja darbs pie mazas jaudas, kad tas darbojas pārtrauktās strāvas režīmā. Kā redzams, arī šajā režīmā strāvas pulsācijas nav lielas un iespējama darbība šādā režīmā. Tā kā strāva ir maza, tad ir iespējams realizēt kādas no fāzēm deaktivinēšanu, lai mazinātu tranzistoru izslēgšanās un ieslēgšanās zudumus. Šāda paņēmiena realizēšana ir jāanalizē sīkāk un jānovērtē iespējamais ietaupījums.



5.30. att. Strāva mazas jaudas gadījumā, ja pārveidotājs strādā DCM režīmā.

Realizētais prototips ir izveidots, lai pārbaudītu galvenokārt topoloģiju un vadības algoritmu, tāpēc tā efektivitāte nav ļoti augsta – tā sasniedz aptuveni 95 %. Taču ir jāņem vērā tas, ka netika izmantota sinhronā taisngriešana, lai uzlabotu pārveidotāja drošu darbību eksperimentu laikā. Tāpat nav realizēta ‘’mīkstā tranzistoru izslēgšana, ko var realizēt ar jau esošiem risinājumiem vai lietot kādu jaunu paņēmienu. Tāpat iespējama droseļu optimizācija, izveidojot tās uz ferīta serdes, vai izmantojot citus risinājumus, lai uzlabotu pārveidotāja efektivitāti. Īstenojot visus šos pasākumus pat bez SiC vai GaN tranzistoru izmantošanas, var tikt iegūta augsta efektivitāte un jaudas blīvums. Pārveidotāja algoritms darbojas labi, veiktie testi parāda risinājuma perspektīvu. Papildus ir jāievieš risinājums spriegumu disbalansa novēršanai starp abiem pleciem, jo eksperimentu laikā viena pleca spriegums pieauga, bet otra - samazinājās, un paaugstinātais spriegums radīja tranzistoru bojājumu.

5.1.6. Vairākfāžu līdzsprieguma pārveidotāja strāvas pulsāciju mazināšanas paņēmiens

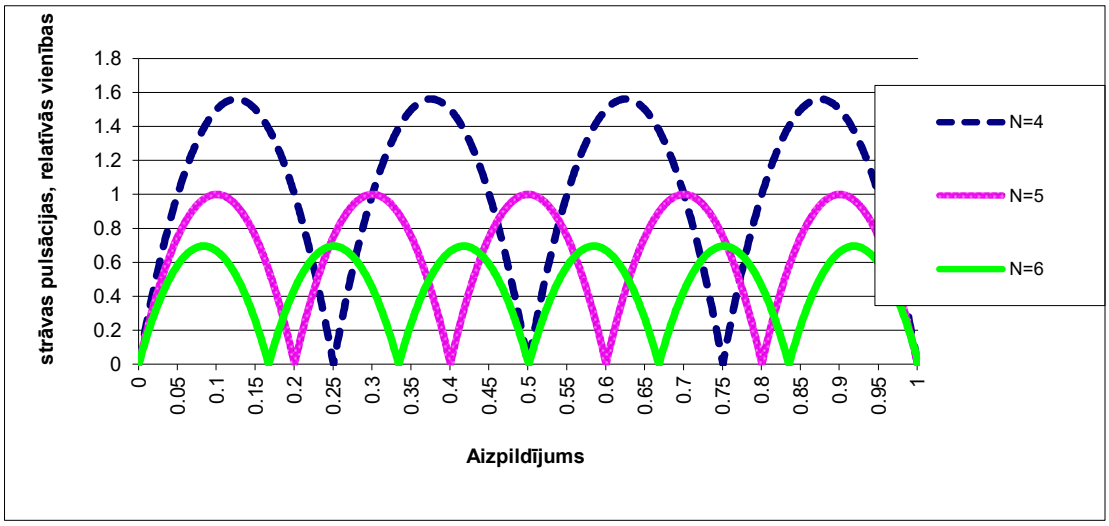
Iepriekš apskatītajā pārveidotājā kā vadības metodi plānots izmantot mainīgas frekvences vadību. Salīdzinot mainīgas frekvences vadību ar konstantas frekvences vadību pārtrauktās strāvas režīmā [163]–[165], mainīgas frekvences režīmā var samazināt strāvas augstākās harmonikas, mazākas pīķa strāvas spolē, kas rezultējas mazākos komutācijas un vadāmības zudumos. Tā kā *MOSFET* tranzistoram ir parazītiskā kapacitāte un pārveidotāja darbība paredzēta tuvu robežrežīmam (*BCM - boundary conduction mode*), ir iespējams sasniegt nulles sprieguma slēgšanos, līdzīgs risinājums aprakstīts literatūrā [166].

Darbs pārtrauktās strāvas režīmā nozīmē to, ka fāzes strāvas pulsācijas būs vairāk nekā divas reizes lielākas par vidējās strāvas vērtību. Lai pie šādām pulsācijām noturētu konstantus izejas un ieejas spriegumus, ir nepieciešami kondensatori ar lielu kapacitāti. Tā kā tiks izmantota vairākfāžu topoloģija, tad strāvas pulsācijas samazināsies, jo strāvas pārdalīsies starp fāzēm, kā arī kopējās izejas strāvas pulsācijas būs ievērojami zemākas, jo impulsi, kas tiek padoti uz tranzistoriem ir savstarpēji nobīdīti fāzē, kas summējoties kompensē fāžu strāvu pulsācijas. Īpaši lielu izejas strāvas pulsāciju samazinājumu var panākt, ja pārveidotāja fāžu skaits ir liels, to var aprēķināt pēc sekojošas formulas [167]:

$$\Delta i_o = \frac{V_{IN}}{f_{sw} L N^2}\left[\left(Nm - floor(Nm)\right) - \left(Nm - floor(Nm)\right)^2\right], \qquad (5.12.)$$

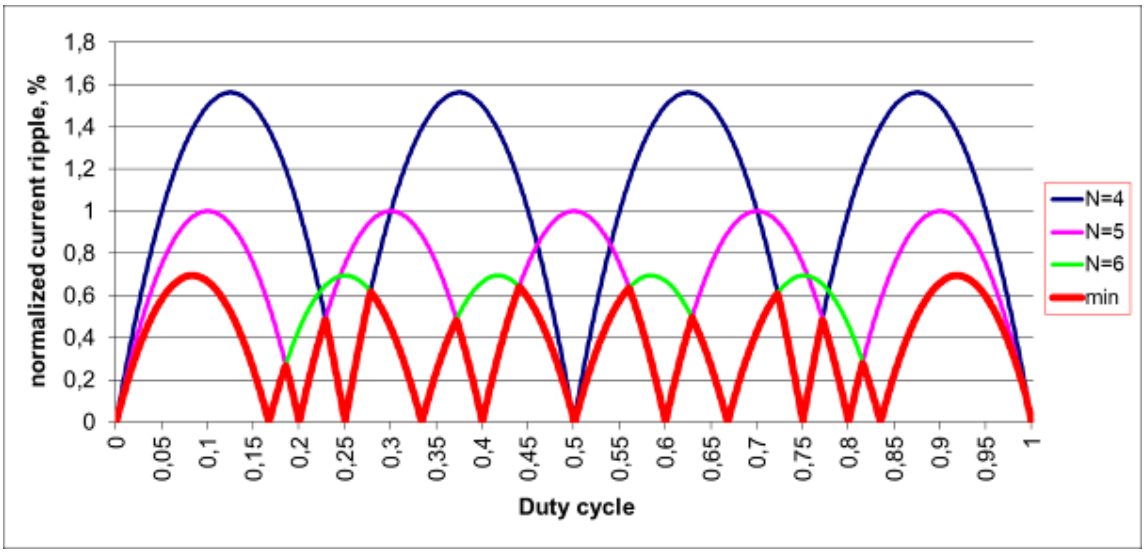
kur V_{IN} ir ieejas spriegums; f_{sw} - pārveidotāja darba frekvence; L - induktivitāte; N - fāžu skaits; m - modulācijas indekss.

Izmantojot izteiksmi (5.12.), ir iespējams uzzīmēt līknes, kas ir redzamas 5.31. att. ir redzams, ka izejas strāvas pulsācijas ir tuvas nullei gadījumos, kad modulācijas indekss ir vienāds ar vesela skaitļa reizinājumu ar 1/N. Sešu fāzu gadījumā strāvas pulsācijas, kas tuvas nullei būs pie aizpildījuma koeficientiem 0,17, 0,33, 0,50, 0,67 un 0,83. Reālā pārveidotājā šīs pulsācijas nebūs nulle, jo pārveidotāja elementiem ir aktīvā pretestība, parazītiskā kapacitāte un induktivitāte. Kā redzams attēlā sešu fāžu pārveidotājam ir mazāk nekā 1 % izejas strāvas pulsācijas, salīdzinot ar vienas fāzes risinājumu.

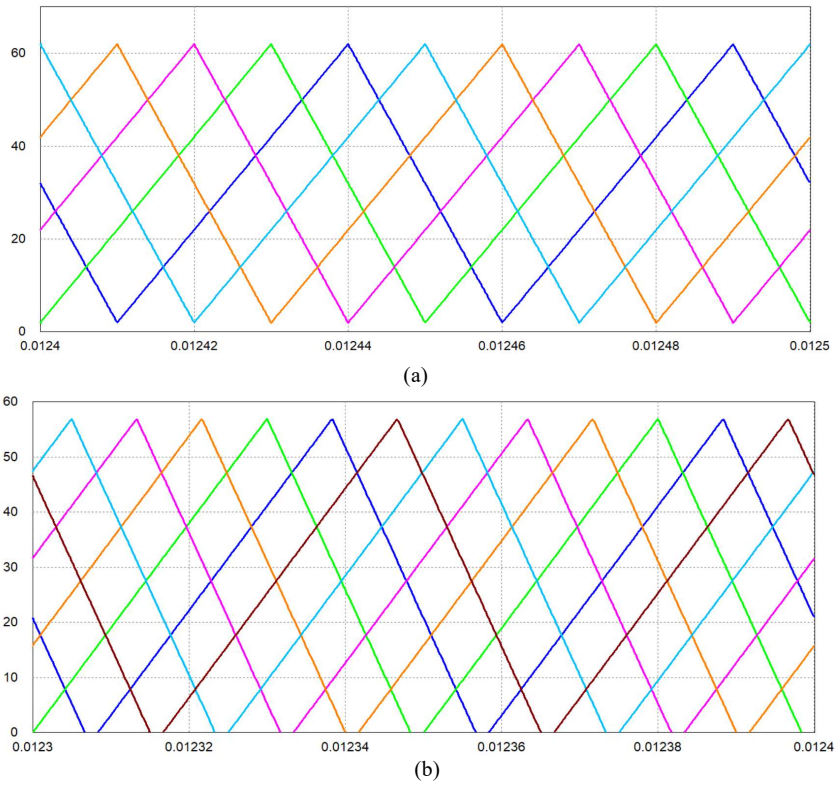


5.31. att. Normalizētas paaugstinošā pārveidotāja izejas strāvas pulsācijas.

Izmantojot izteiksmi (5.12.), ir iespējams identificēt trajektoriju, kurā ir mazākas strāvas pulsācijas, ja tiek mainīts aktīvo fāžu skaits, tas ir redzama 5.32. att.ar sarkanu krāsu. Tātad ir iespējams minimizēt strāvas pulsācijas, mainot aktīvo fāžu skaitu, tas ir arī redzams 5.33. att.

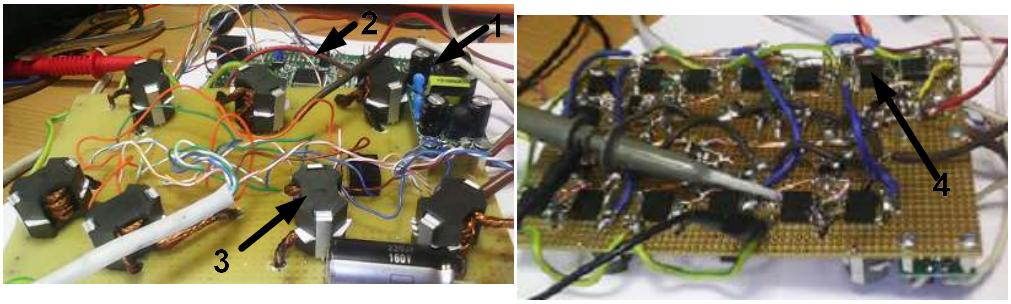


5.32. att. Mazāku strāvas pulsāciju trajektorija, mainot aktīvo fāžu skaitu.

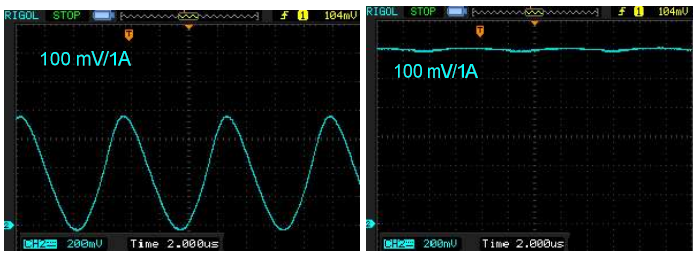


5.33. att. Fāzes strāva: a) ja piecas fāzes ir aktīvas; b) ja sešas fāzes ir aktīvas.

Šāds aktīvo fāžu skaita samazinājums novedīs pie paaugstinātas fāzes strāvas, kas var novest pie paaugstinātiem zudumiem. Lai precīzāk saprastu, kuros gadījumos ir vērts samazināt aktīvo fāžu skaitu no enerģijas zudumu viedokļa, ir nepieciešama tālāka analīze, šeit ir aprakstīts tikai princips kā tāds. 5.34. attēlā ir parādīts eksperimentālais prototips, uz kura tika izmēģināta metode, jo uz lielās jaudas pārveidotāja realizācija bez dziļākas analīzes varētu izraisīt pārāk lielus zudumus. 5.34. att. ar 1 ir apzīmēts barošanas avots draiveru ķēdei, 2 -vadības mikrokontrollers, 3 - drosele, 4 - *MOSFET* tranzistori. Tā kā pārveidotājs darbojas pārtrauktās strāvas režīmā, tad droseles induktivitātes vērtībai nav jābūt lielai. Šai gadījumā induktivitāte ir vienāda ar 50 µH, tā sastāv no 5 tinumiem, kas izveidoti no litzvada, tā serde ir izveidota no *RM8* serdes, kā kondensatori ir izmantoti keramiskie kondensatori, kas izvietoti tuvu tranzistoriem, lai mazinātu parazītisko induktivitāti. *PSMN6R5-80BS MOSFET* tranzistori un *STM32F407* mikrokontrollers tiek izmantots prototipā.



5.34. att. Eksperimentālais prototips.



5.35. att. Fāzes strāva un kopējā strāva eksperimentālajā prototipā.

5.35. att. parāda paaugstinošā pārveidotāja fāzes un izejas strāvas formu robežrežīmā. Pārveidotāja darba frekvence ir vienāda ar 170 kHz. Tā kā osciloskopa strāvas tausts ar caurlaides joslu 200 kHz nebija pieejams, tad strāvas forma ir nofiltrēta. Iepriekš aprakstītais algoritms ļauj korekti aprēķināt periodu, lai nodrošinātu darbu robežrežīmā. Ir nepieciešami tālāki pētījumi, lai izveidotu algoritmu, kas maina aktīvo fāžu skaitu, ņemot vērā zudumu palielināšanos vai samazināšanos.

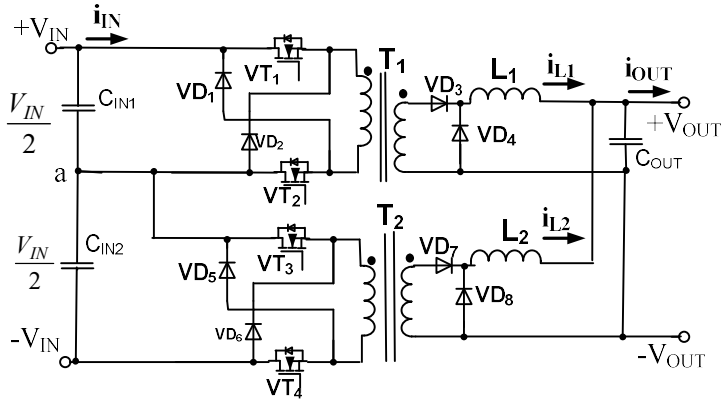
5.2. Izolēts vairāklīmeņu pārveidotājs

Bremzēšanas rekuperatīvā enerģija var tikt ne tikai uzkrāta un pēc tam nodota atpakaļ piedziņas sistēmai, bet tā var tikt izmantota arī citu elektropatērētāju barošanai. Nelielas jaudas piedziņas sistēmas, kas darbojas no 3 fāžu maiņstrāvas tīkla, to aprīkošanai ar litija jonu vai superkondensatoru uzkrājēju ir nepieciešams izmantot izolējošo pārveidotāju, jo spriegumu starpība ir liela (var sasniegt 10 reizes). Uzkrāto enerģiju vēlāk var izmantot zemsprieguma patērētāju elektroapgādei - liftu sistēmās šāda veida patērētāji ir pašpatēriņš un apgaismojuma sistēma, ko var izveidot no gaismu emitējošajām diodēm. Protams, šāda uzkrāšanas metode neļauj mazināt sprieguma iekritumus, palaižot motoru, kā arī nenodrošina īslaicīgu elektroapgādi avārijas gadījumā, tomēr tā ļauj izmantot bremzēšanas enerģiju lietderīgi. Izolēto pārveidotāju ar divvirzienu jaudas plūsmu ir sarežģītāk izveidot, tādu var realizēt vienvirziena izolētā pārveidotāja taisngrieža diodes, aizvietojot ar pusvadītāju slēdžiem un pielietojot attiecīgas vadības metodes.

Vairāklīmeņu pārveidotāja topoloģijas galvenā priekšrocība it tā, ka tiek samazināts spriegums uz tranzistoriem un diodēm. Šī iemesla dēļ var tikt izmatoti tranzistori ar zemāku barjerspriegumu, kuriem ir labāki parametri un mazāka cena, līdz ar to ir iespējams palielināt pārveidotāja efektivitāti. Ja izmanto laikā nobīdītu signālu vadību, tad ir iespējams samazināt ieejas un izejas filtru kā arī magnētisko elementu izmēru. Pārveidotāja topoloģijas ar virknē slēgtu ieeju un paralēli slēgtu izeju (*ISOP - input-series output-parallel*) sastāv no diviem modulāriem līdzsprieguma pārveidotājiem, kuru ieejas ir saslēgtas virknē, bet izejas ir slēgtas paralēli. Šādu slēgumu ir izdevīgi izmantot gadījumā, ja ieejas spriegums ir augsts, bet izejā nepieciešams zems spriegums un liela strāva. Tā kā šādā slēgumā spriegums uz tranzistoriem tiek samazināts uz pusi, tad ir iespējams izmantot *MOSFET* tranzistorus *IGBT* tranzistoru vietā, palielinot darba frekvenci, kas ļauj samazināt magnētisko elementu izmērus. Ja tiek pielietota fāzē vadītu signālu vadība (interleaved control), tad ir iespējams samazināt izejas strāvas pulsācijas vai arī samazināt izejas filtra izmēru un izmaksas.

Literatūrā [168]–[173] ir apskatītas dažādas transformatora demagnetizācijas shēmas, kuras var tikt pielietotas tiešā slēguma pārveidotājam. Tradicionāli izmantotā papildu demagnetizācijas tinuma izmantošana vai RCD slēguma slāpētājķēdes izmantošana noved pie lieliem pārspriegumiem uz tranzistora. Divu tranzistoru tiešā slēguma pārveidotājam ir zemākais spriegums uz *MOSFET* tranzistora [174] tāpēc tika izvēlēta tieši šī topoloģija. Turklāt izolētais draiveris tik un tā ir nepieciešams, jo viens no pārveidotāja pleciem nav

piesaistīts shēmas zemei. Zinātniskajos pētījumos var atrast daudz un dažāda veida atmagnetizēšanas shēmas, bet tās ir sarežģītas.



5.36. att. *ISOP* tiešās gaitas līdzsprieguma pārveidotāja shēma.

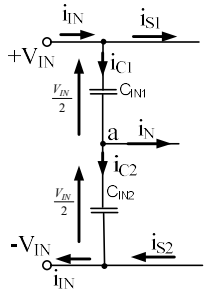
5.36. att. parādīta divu līmeņu *ISOP* tiešās pieslēguma līdzsprieguma pārveidotājs. Ja divi pārveidotāji tiek saslēgti virknē, tad ir iespējams ieejas kondensatoru spriegumu disbalanss, kas izsauktu tranzistoru caursiti. Spriegumu nevienādību izsauc dažādas strāvas abos pārveidotājos, savukārt tās var izsaukt nevienādi elektrisko komponenšu vai magnētisko elementu parametri. Tādēļ viena no problēmām, ar ko jāsastopas, izmantojot vairāklīmeņu topoloģiju, ir ieejas sprieguma nevienmērīga sadalīšanās starp abiem pleciem. Pat vienādas izejas strāvas abos plecos nenodrošina vienmērīgu spriegumu sadali starp pleciem [175]. Ja netiek pielietots kāds risinājums spriegumu balansēšanai, tad spriegums uz vienu no moduļiem var pārsniegt kondensatora vai tranzistora sprieguma limitu, kas novedīs pie avārijas. Lai uzturētu abu plecu ieejas spriegumu pieļaujamās robežās, ir jāpielieto vai nu speciāla vadības metode, vai arī speciāla elektriskā shēma.

5.2.1. Vairāklīmeņu pārveidotāja spriegumu balansēšanas problēma

Literatūrā [176], [177] ir piedāvāts izmantot divu transformatoru integrēšanu vienā magnētiskajā serdē, lai izlīdzinātu ieejas spriegumus: modulis ar augstāku spriegumu nodrošinās lielāku strāvu un notiks spriegumu pašizlīdzināšanās, savukārt literatūrā [178] tiek izmantots pilnīgi vienāds aizpildījums, lai noturētu spriegumu pieļaujamās robežās. Šāds risinājums nav īsti piemērots gadījumā, ja tiek izmantota abu plecu vadība ar fāzē nobīdītiem signāliem, jo pārejas procesa laikā ir neiespējami nodrošināt vienādu aizpildījumu. Literatūrā [190]–[194] vadības sistēma ir papildināta ar papildus vadības cilpu, kas kontrolē ieejas spriegumu, attiecīgi izmainot aizpildījumu. Šāds risinājums apgrūtina vadības sistēmas

izstrādi un realizāciju, tāpat ir nepieciešama izolēta sprieguma mērīšanas sistēma. Šai gadījumā tiks apskatīta vienkārša papildus shēma, kas ļauj balansēt ieejas spriegumus bez sarežģītas vadības sistēmas pielietošanas.

5.37. att. parādīts vienkāršs kapacitīvais dalītājs, kurš tiek izmantots, lai iegūtu divus sprieguma līmeņus. Ja sistēma ir balansēta, tad spriegums uz abiem kondensatoriem ir vienāds ar $V_{IN}/2$ un strāva i_N ir vienāda ar nulli.



5.37. att. Vienkāršota sprieguma dalītāja shēma, kas izmantota teorētiskai analīzei.

Lai labāk saprastu sprieguma izmaiņas procesu uz kondensatora, ir jāanalizē sakarība starp kondensatora strāvu un spriegumu uz tā. Apskatot 5.37. att. parādīto shēmu, ir iespējams uzrakstīt sekojošas izteiksmes:

$$i_{C1} = i_{IN} - i_{S1}, \tag{5.13.}$$

$$i_{C2} = i_{IN} - i_{S2}, \tag{5.14.}$$

$$i_N = i_{C1} - i_{C2}, \tag{5.15.}$$

$$i_{C1} = C_{IN1} \frac{dv_{C1}}{dt}. \tag{5.16.}$$

Ievietojot izteiksmi (5.16.) izteiksmē (5.15.), var iegūt:

$$i_N = C_1 \cdot \frac{dv_{C1}}{dt} - C_2 \frac{dv_{C2}}{dt}. \tag{5.17.}$$

Tā kā ieejas spriegums ir kondensatoru spriegumu summa, tad var uzrakstīt sekojošu izteiksmi:

$$\frac{dV_{IN}}{dt} = \frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{dv_{C2}}{dt}. \tag{5.18.}$$

Ieejas spriegumu var pieņemt kā konstantu lielumu bez pulsācijām, tāpēc tā atvasinājums ir nulle un tāpēc izteiksmi (5.18.) var vienkāršot:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{dv_{C2}}{dt}. \tag{5.19.}$$

Ņemot vērā, ka C_1=C_2 un ievietojot (5.19.) izteiksmē (5.18.), var iegūt:

$$i_N = 2C_1 \frac{dv_{C1}}{dt}. \tag{5.20.}$$

Pārgrupējot izteiksmi (5.20.), var iegūt:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_N}{2C_1}. \tag{5.21.}$$

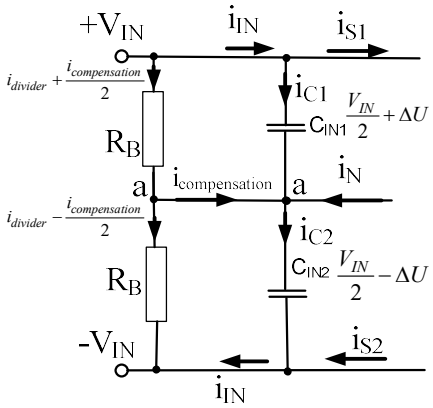
Strāva i_N var tikt izteikta, izmantojot slodzes strāvu, sekojoši:

$$i_N = i_{S2} - i_{S1}. \tag{5.22.}$$

No šīm izteiksmēm var secināt, ka slodzes strāvu starpība (i_{S1}, i_{S2}) izsauc kondensatora spriegumu disbalansu. Strāvu disbalansu var izsaukt, gan nevienādas droseļu induktivitātes, gan atšķirīgi transformatoru parametri, gan atšķirīgi tranzistoru parametri, gan atšķirīgs aizpildījums.

Spriegumu disbalanss izsauc nedaudz lielāku strāvu plecā, kurā ir augstāks spriegums, tāpēc ir novērojams lēns pašstabilizācijas process, bet lielākoties tas ir nepietiekoši, lai noturētu kondensatora spriegumu nepieciešamajā sprieguma diapazonā. Šī iemesla dēļ ir nepieciešams risinājums, kas novērstu situāciju, ka spriegums uz kondensatora sasniedz kritisku līmeni. Lai balansētu spriegumus, ir jākompensē strāva i_N. Shēmai ir jābūt pietiekoši vienkāršai un ar pēc iespējas maziem jaudas zudumiem.

Visvienkāršākā metode, kas var tikt izmantota kapacitīvā spriegumu dalītāja balansēšanai, ir paralēli šiem kondensatoriem pieslēgt rezistorus R_B ar vienādām pretestībām, šāds risinājums ir parādīts 5.38. att. Rezistoru vērtība ir jāizvēlas ar tādu nosacījumu, ka paredzamā disbalansa strāva i_N ir maza salīdzinot ar strāvu, kas plūst caur rezistoriem gadījumā, kad spriegumi uz abiem kondensatoriem ir vienādi, lai gadījumā, kad spriegums nobīdās, saglabātu sprieguma nobīdi ΔU pēc iespējas tuvāku nullei. Turklāt, rezistori R_B ir jāizvēlas, ņemot vērā sliktākā scenārija disbalansa strāvu i_N. Ja disbalansa strāva i_N ir mazāka, jaudas zudumi balansēšanas rezistoros nemainās un ir konstanti lieli.



5.38. att. Pasīvā sprieguma balansēšanas metode.

Tā kā starpība starp abu kondensatoru noplūdes strāvām ir maza (i_{C1}~=i_{C2}), tad disbalansa strāva i_N ir aptuveni vienāda ar kompensācijas strāvu, ja spriegumi uz kondensatoriem nav pārāk atšķirīgi:

$$i_N = i_{compensation}\,. \tag{5.23.}$$

Sprieguma novirzi uz kondensatora var izteikt ar sekojošu formulu:

$$\Delta V = \frac{1}{2}\cdot i_{compensation}\cdot R_B = \frac{1}{2}\cdot i_N \cdot R_B\,. \tag{5.24.}$$

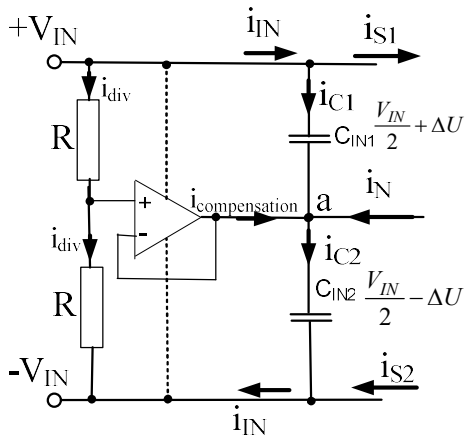
Sprieguma normalizētā novirze pret nominālo spriegumu uz kondensatora $V_{IN}/2$ var tikt izteikta sekojošā veidā:

$$\Delta v = \frac{\Delta V}{\frac{1}{2}V_{IN}} = \frac{\frac{1}{2}i_N R_B}{i_{divider}\cdot R_B} = \frac{1}{2}\frac{i_N}{i_{divider}}\,. \tag{5.25.}$$

Ja sprieguma novirzi ir nepieciešams noturēt līmenī, kas mazāks par 20 %, lai netiktu pārsniegts bīstams spriegums, kas caursistu kondensatorus vai tranzistorus, rezistoru R_B vērtība ir jāizvēlas, lai tiktu nodrošināts $i_{divider}$>2,5 i_N. Tādā gadījumā zudumus balansēšanas rezistorā var aprēķināt pēc sekojošas formulas:

$$P_B = 2\cdot i_{divider}^2\cdot R_B + \frac{R_B}{2}\cdot i_N^2 = 2\cdot R_B\cdot i_{divider}^2(1+\Delta u^2)\,. \tag{5.26.}$$

Tā piemēram disbalansa strāva, kas vienāda ar i_N=100 mA un ieejas spriegums V_{IN}=600 V rezultēsies 156 W jaudas zudumos. Šī iemesla dēļ ir nepieciešams izmantot citu balansēšanas metodi.



5.39. att. Aktīvā sprieguma balansēšanas metode.

Literatūrā [147] ir piedāvāta aktīvā sprieguma balansēšanas metode, kas parādīta 5.39. att., un ļauj samazināt pastāvīgos zudumus rezistoros. Jaudas zudumi šajā gadījumā var tikt aprēķināti sekojoši:

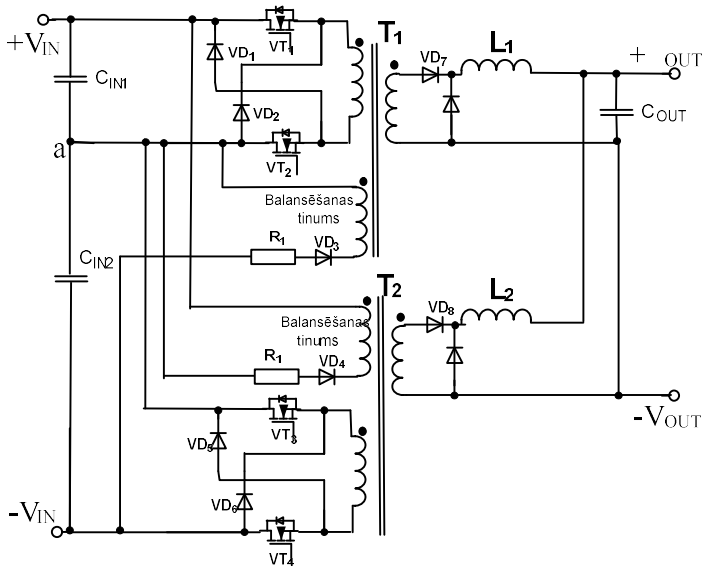
$$P_{balancing} = \frac{1}{2} \cdot V_{IN} \cdot i_N . \tag{5.27.}$$

Kaut arī jaudas zudumi ir krietni mazāki nekā pasīvajā sprieguma balansēšanas metodē, tie joprojām ir ievērojami, papildus ir nepieciešams izmantot dārgu augstsprieguma operacionālo pastiprinātāju.

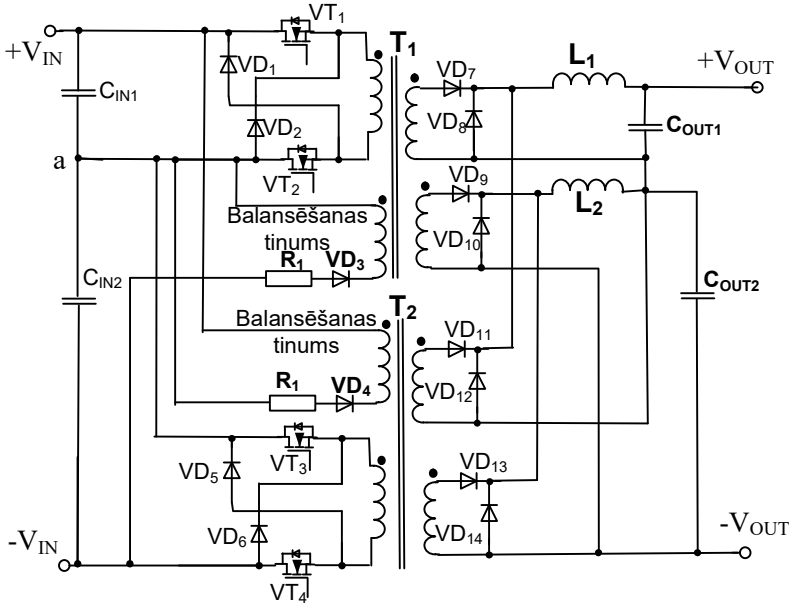
5.2.2. Spriegumu balansēšanas risinājuma darbības princips

Lai balansētu spriegumus uz kapacitīvā ieejas dalītāja, impulsu transformators tiek papildināts ar papildu tinumu, kas ir redzams 5.40. att. pārveidotājam ar virknē slēgtām ieejām un paralēli slēgtu izeju (*ISOP*) un

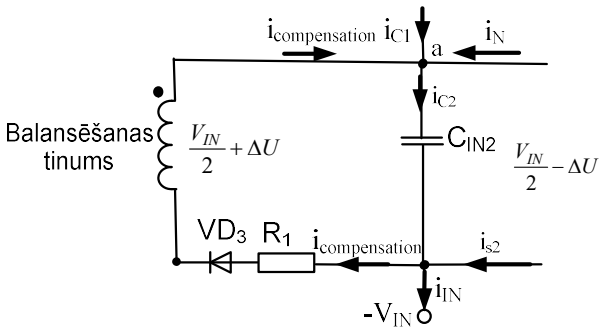
5.41. att. pārveidotājam ar virknē slēgtām ieejām un virknē slēgtām izejām. Šis tinums tiek pievienots pie pretējā pleca ieejas kondensatora. 5.42. att. ir sīkāk paskaidrots balansēšanas shēmas darbības princips. Ja pleca spriegums ir augstāks nekā tam pieslēgtā kondensatora spriegums, tad tranzistora ieslēgtā stāvokļa laikā strāva no balansēšanas tinuma plūst uz kondensatoru un daļēji kompensē disbalansa strāvu i_N, izlīdzinot abu kondensatoru sprieguma līmeņus. Balansēšanas tinuma galvenais uzdevums ir novērst bīstamas sprieguma vērtības, bet tā nav paredzēta pilnīgai spriegumu izlīdzināšanai starp abiem pleciem.



5.40. att. ISOP līdzsprieguma pārveidotājs ar balansēšanas tinumiem.

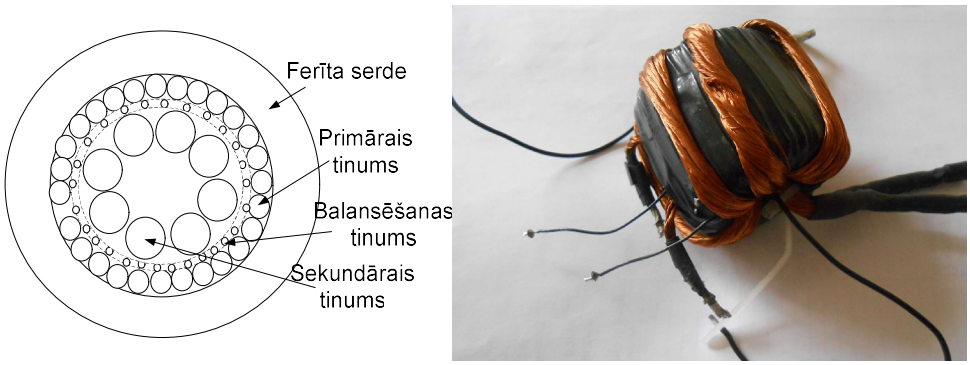


5.41. att. ISOS līdzsprieguma pārveidotājs ar balansēšanas tinumu.



5.42. att. Balansēšanas tinuma darbības princips.

5.43. att. ir redzama transformatora ar integrētu balansēšanas tinumu struktūra. Transformators ir izveidots uz toroidāla ferīta serdeņa un trijiem tinumiem. Primārā tinuma un balansēšanas tinuma vijumu skaits ir vienāds ar 27. Balansēšanas tinumam tiek izmantots vads ar šķērsgriezuma laukumu 0,2 mm^2. Sekundārajam tinumam tiek izmantota litz-vads ar šķērsgriezumu, kas aptuveni vienāds ar 7 mm^2. Balansēšanas rezistors tiek slēgts virknē balansēšanas tinumam, tā šķērsgriezums jāizvēlas atkarībā no vēlamā balansēšanas shēmas darbības straujuma un pieļaujamā sprieguma novirzes līmeņa. Ir jāņem vērā, ka, izvēloties rezistoru ar mazu pretestību, tas izsauks lielāku strāvu, tāpēc reizē jāpalielina arī balansēšanas tinuma vada šķērsgriezuma laukums. Konkrētajā pielietojumā tika izmantota balansēšanas rezistora vērtība, kas vienāda ar 800 Ω.



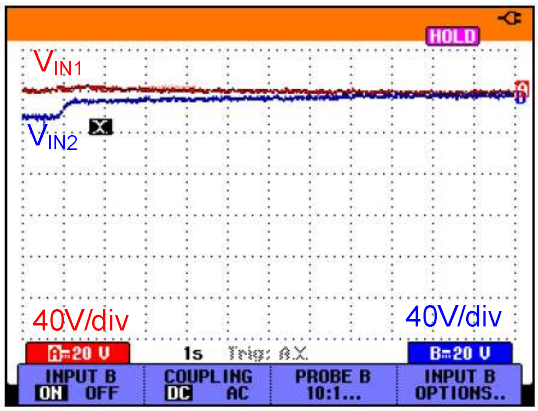
5.43. att. Transformators ar integrētu balansēšanas tinumu.

Jaudas zudumi rezistorā konkrētajā risinājumā var tikt aprēķināti sekojoši:

$$P_{balancing} < 2 \cdot \Delta U \cdot i_N . \qquad (5.28.)$$

Jaudas zudumi šajā shēmā ir mazi, tāpēc ir iespējams izmantot maza izmēra rezistoru ar jaudu, kas mazāka par 1 vatu, balansēšanas tinumu var izveidot no maza šķērsgriezuma laukuma vada. 5.44. att. ir redzams spriegumu izlīdzināšanās process, pārveidotājam

darbojoties režīmā ar mazu aizpildījumu, kas ir režīms, kurā balansēšanas process notiek vislēnāk, bet kā redzams oscilogrammā kaut arī process ir lēnāks, tomēr sprieguma izlīdzināšanās notiek. Spriegumu izlīdzināšanas shēma nav paredzēta, lai noturētu vienādus spriegumus pie jebkādiem apstākļiem. Balansēšanas tinuma galvenais uzdevums ir nodrošināt to, ka spriegums nesasniedz bīstamu vērtību. Konkrētajā gadījumā šīs droša sprieguma koridors ir vienāds ar 70 voltiem, tā kā maksimāli pieļaujamais spriegums uz kondensatora ir 350 V. Otrs balansēšanas tinuma uzdevums ir izlīdzināt spriegumus, ja abi pleci tiek slogoti vienādi.

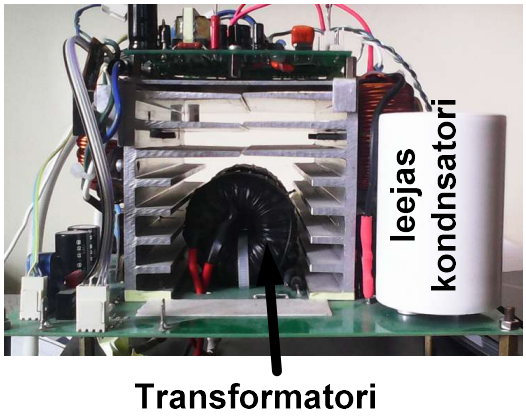


5.44. att. Spriegumu balansēšanas process.

Oscilogrammā, kas ir parādīta 5.44. att., pirmajā momentā pārveidotājs strādā ar pilnu jaudu, tāpēc sprieguma balansēšanas shēma nevar pilnīgi izlīdzināt abus spriegumus, taču tā neļauj spriegumam sasniegt bīstamu vērtību. Pēc slodzes samazināšanas balansēšanas shēma izlīdzina abus spriegumus, tā kā tas notiek tukšgaitā, kad aizpildījums ir ļoti mazs, tad šis process aizņem vairākas sekundes, taču tā beigās spriegumi ir vienādi. Var secināt, ka shēma darbojas apmierinoši un to ir iespējams izmantot daudzlīmeņu pārveidotāja topoloģijā.

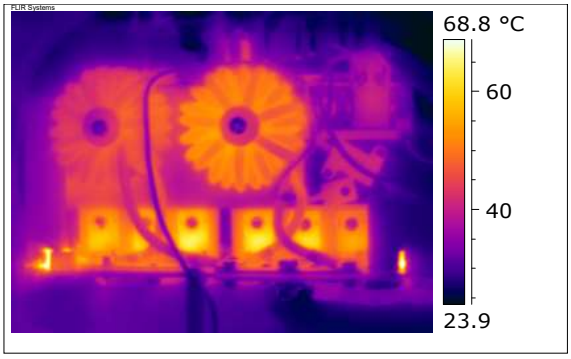
5.2.3. Pārveidotāja eksperimentālais prototips

Prototips ir paredzēts 600 V ieejas spriegumam un izejas spriegumam 40 V. Pārveidotāja vadībai ir izmantots mikrokontrollers. 5.45. att. ir redzams pārveidotāja prototips.



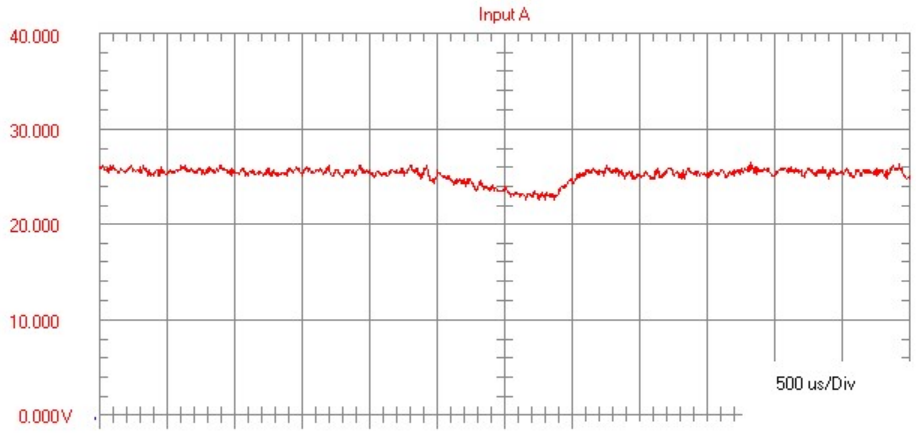
5.45. att. Divlīmeņu līdzsprieguma pārveidotāja prototips.

Transformators ir izveidots kopā salīmējot divus *N87* materiāla ferīta toroīdus, lai palielinātu serdes efektīvā šķērsgriezuma laukumu. Droseles ir izgatavotas, izmantojot metāla pulvera serdes. Izejas diodes ir slēgtas paralēli, lai samazinātu zudumus. Ieejas kondensatori ir ar lielu kapacitāti, jo sākotnēji pārveidotājs tika testēts no taisngrieztā 400V maiņstrāvas tīkla. *MOSFET* tranzistoru vadīšanai tiek izmantots uz transformatoriem balstīts draiveris. Pārveidotāja efektivitāte ir virs 90 %, bet to ir iespējams uzlabot, izmantojot tranzistorus ar labākiem parametriem un papildu shēmas, kas samazina komutācijas zudumus.



5.46. att. Siltuma izdalīšanās no pārveidotāja.

5.46. att. ir parādīti pārveidotāja karstākie punkti, kas ir drosele un sekundārās puses diodes. Siltuma novadīšanai ir paredzēts radiators un, ievietojot pārveidotāju korpusā, ir nepieciešams arī ventilators.



5.47. att. Pārejas procesi, dinamiski mainot režīmus.

Tā kā balansēšanas shēma darbojas neatkarīgi no vadības sistēmas, tad vairs nav nepieciešama komplicēta pārveidotāja vadības sistēma. Nepieciešams realizēt tikai izejas sprieguma un strāvas regulēšanu. Tas tiek realizēts ar mikrokontrollera palīdzību. 5.47. att. redzami pārejas procesi dinamiski mainot režīmus, kā redzams, process ir stabils. Ja nepieciešams saīsināt pārejas procesu laiku, tas var tikt viegli izdarīts, izmainot mikrokontrollera programmu.

SECINĀJUMI

Elektriskā piedziņa tiek izmantota ļoti plaši un ir paredzams elektriskās piedziņas pielietojuma turpmāks pieaugums. Pat neliela energoefektivitātes palielināšana var dod lielu kopēju enerģijas ietaupījumu. Joprojām daudzos pielietojumos netiek izmantota iespēja uzkrāt reģeneratīvās bremzēšanas enerģiju, uzlabojot piedziņas energoefektivitāti. Apskatot aplēses piemēru ar ostā pārkrautajiem konteineriem, var secināt, ka elektrisko krānu efektivitāte var tikt palielināta pat par 50 %, tas ļauj izdarīt spriedumu par joprojām neizmantotajām energoefektivitātes paaugstināšanas iespējām šajā un citās jomās.

Izstrādātais reģeneratīvās bremzēšanas enerģijas pētīšanas stends ļauj pētīt enerģētiskos procesus vilces piedziņā, tomēr precīziem pētījumiem ir nepieciešama arī pētāmās mašīnas sakritība ar stendā izmantoto. Uz stenda iespējams pētīt energoelektroniskos pārveidotājus un to vadības metodes, kā arī dažādus algoritmus enerģijas uzkrājēja vadībai. Izstrādātais stends tika pielietots uz superkondensatoriem balstīta pārbūves komplekta testēšanai. Ar šādu pārbūves komplektu ir iespējams aprīkot lēngaitas elektriskos auto, uzlabojot sistēmu - arī citus ar elektrisko piedziņu darbināmus transportlīdzekļus, palielinot to energoefektivitāti un pīķa jaudu.

Darbā pētītas magnētiski saistītu droseļu izmantošanas iespējas dažādās konfigurācijās. Rezultātā ir iegūtas analītiskas formulas, kuras var tikt izmantotas strāvas pulsāciju aprēķinam praktiskos pielietojumos. Iegūtās sakarības ļauj secināt, ka šādu droseļu izmantošana ļauj mazināt strāvas pulsācijas vidēji par 20 % un līdz ar to tiek palielināta arī pārveidotāja efektivitāte. Darbā izmantota salīdzinoši vienkāršas uzbūves magnētiski saistītas droseles, kas ļauj šāda tipa pārveidotāju izmantot praktiskiem pielietojumiem.

Superkondensatora pielietošana iekšdedzes dzinēju startēšanā ir perspektīvs risinājums, kurš pagaidām ir salīdzinoši dārgs, tāpēc piedāvāts izmantot superkondensatorus ar mazāku kapacitāti kombinācija ar spēka elektroniku, lai novērstu sprieguma iekritumu līdzsprieguma motora īsslēguma režīmā startēšanas procesa sākuma momentā, paildzinātu svina-skābes akumulatora kalpošanas laiku un darbotos kā rezerves barošanas avots akumulatora izlādēšanās gadījumā.

Piedāvātā neizolēta divvirzienu līdzsprieguma pārveidotāja topoloģija ļauj samazināt pārveidotāja izmērus, jo tiek izmantots pārtrauktās strāvas režīms. Izstrādātā vadības metode ļauj pārveidotāju vadīt bez strāvas vadības atsevišķās pārveidotāja fāzēs. Analogo nolašu vietas izvēles algoritms ļauj mazināt elektromagnētisko traucējumu ietekmi uz mērījumu

rezultātiem. Digitālā filtra izmantošana ļauj veikt precīzāku perioda un impulsa platuma aprēķinu. Piedāvātā spriegumu pulsācijas mazināšanas metode, pielietojot aktīvo fāžu skaita maiņu, ļauj vēl vairāk samazināt strāvas pulsācijas.

Piedāvātā spriegumu balansēšanas metode vairāklīmeņu izolētajiem pārveidotājiem ļauj veikt spriegumu balansēšanu bez papildu vadības cilpas ieviešanas un bez ieejas spriegumu mērīšanas. Vairāklīmeņu struktūras izmantošana ļauj izmantot *MOSFET* tranzistorus ar labākiem parametriem, potenciāli ļaujot uzlabot pārveidotāja efektivitāti.

Supekondensatoru cenai samazinoties, tie kļūs plaši pielietojami daudzās sfērās, jo tiem ir augsta jaudas spēja un liels izlāžu-uzlāžu ciklu skaits. Lielākajā daļā no pielietojumiem būs nepieciešama spēka elektronika, kas nodrošinās atbilstošu jaudas plūsmas vadību un būs speciāli pielāgoti konkrētam risinājumam. Šajā promocijas darbā piedāvāti jauni risinājumi superkondensatoru izmantošanai jau ekspluatācijā esošas elektriskās piedziņas modernizēšanai, kurā kā viena no galvenajām sastāvdaļām ir spēka elektronikas pārveidotājs. Piedāvātie risinājumi var tikt attīstīti tālāk gan kā zinātniskie pētījumi, gan kā komerciāli produkti.

Katrā pielietojumā spēka elektronikas pārveidotājam ir citas prasības – transportā svarīgākais ir izmērs, industriālās piedziņas pielietojumā – drošums un cena. Promocijas darbā ir veikti pētījumi, lai samazinātu pārveidotāja izmērus transporta pielietojumam, lai samazinātu pārveidotāja cenu un saīsinātu reakcijas laiku – industriālajai elektriskajai piedziņai. Iesāktie pētījumi līdzsprieguma pārveidotāju jomā būtu jāturpina, tiecoties saniegt vēl labākus rezultātus, tāpat svarīgi ir turpināt pētīt enerģijas uzkrājēja optimālas enerģijas plūsmas vadības metodes. Izstrādātajam pārveidotājam liftu reģeneratīvās bremzēšanas uzkrāšanas pielietojumam ir jānovērš sprieguma disbalansa problēma un jāsamazina komutācijas zudumi, plašas efektivitātes uzlabošanas iespējas paver arī SiC un GaN tranzistoru izmantošana. Šis promocijas darbs veicinās jaunus superkondensatora uzkrājēja pielietojumus, kā arī dos pienesumu nākamajiem energoelektronikas pārveidotāju pētījumiem enerģijas uzkrājēju jomā.

LITERATŪRA

[1] "Microsoft Word - Climate-Foundation-IIP-Motor-Systems Report -5-Sept-2011.docx - IIPmotorsystems_report11.pdf." [Online]. Available: http://www.iipnetwork.org/sites/iipnetwork.org/themes/iipnetwork/downloads/IIPmotorsystems_report11.pdf. [Accessed: 04-Feb-2016].

[2] "European Commision. Final energy consumption per sector." [Online]. Available: http://ec.europa.eu/eurostat/tgm/graph.do?tab=graph&plugin=1&pcode=tsdpc320&language=en&toolbox=data. [Accessed: 26-Mar-2017].

[3] "Market outlook to 2022 for battery electric vehicles and plug-in hybrid electric vehicles." [Online]. Available: https://www.theccc.org.uk/archive/aws2/docs/CH6%20-%20AEA%20-%20Market%20outlook%20to%202022%20for%20battery%20electric%20vehicles%20and%20plug-in%20hybrid%20electric%20vehicles.pdf. [Accessed: 26-Mar-2017].

[4] D. MacCurdy, "Public Interest Energy Research (PIER) Program FINAL PROJECT REPORT." 2010.

[5] A. von Jouanne, P. N. Enjeti, and B. Banerjee, "Assessment of ride-through alternatives for adjustable-speed drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 908–916, Jūlijs 1999.

[6] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, May 2011.

[7] B. G. Lamme, "The story of the induction motor," *J. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 40, no. 3, pp. 203–223, Mar. 1921.

[8] B. J. Baliga, "Power semiconductor devices for variable-frequency drives," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1112–1122, Aug. 1994.

[9] Allen Bradley, "Frequency controlled AC motor drive." [Online]. Available: https://www.ab.com/support/abdrives/documentation/fb/1024.pdf. [Accessed: 02-Apr-2017].

[10] I. Boldea and S. A. Nasar, *Electric Drives, Third Edition*. CRC Press, 2016.

[11] G. K. Dubey, *Fundamentals of Electrical Drives*. CRC Press, 2002.

[12] "Cells," *Maxwell technologies: "Product guide", http://www.maxwell.com.* .

[13] A. Burke and H. Zhao, "Present and Future Applications of Supercapacitors in Electric and Hybrid Vehicles," in *2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall)*, 2015, pp. 1–5.

[14] "Kravu apgrozījums rīgas brīvostā 2012. gadā." [Online]. Available: http://rop.lv/lv/par-ostu/statistika.html. [Accessed: 16-Jun-2018].

[15] K. Kroics and Sirmelis, Ugis, "Ostas konteineru krānu efektivitātes uzlabošana ar superkondensatoru enerģijas uzkrājējiem," *Proc. 16th Stud. Int. Sci. Pract. Conf. Hum. Environ. Technol.*, 2014.

[16] A. D. Napoli and A. Ndokaj, "Ultracapacitor storage for a 50t capacity gantry crane," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, 2012, pp. 2014–2018.

[17] A. Ndokaj, A. D. Napoli, G. Pede, and M. Pasquali, "Regulation strategy of an Ultracapacitor storage model for a gantry crane," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 1209–1216.

[18] T. S. Kwon *et al.*, "Power Control Algorithm for Hybrid Excavator with Super Capacitor," in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1–8.

[19] N. Zhao, N. Schofield, and W. Niu, "Energy Storage System for a Port Crane Hybrid Power-Train," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 2, no. 4, pp. 480–492, Dec. 2016.

[20] A. Luque *et al.*, "Energy reduction on eRTG," in *2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, 2016, pp. 1–6.

[21] S. M. Kim and S. K. Sul, "Control of Rubber Tyred Gantry Crane With Energy Storage Based on Supercapacitor Bank," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1420–1427, Sep. 2006.

[22] B. Destraz, P. Barrade, A. Rufer, and M. Klohr, “Study and simulation of the energy balance of an urban transportation network,” in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–10.
[23] R. Barrero, X. Tackoen, and J. Van Mierlo, “Improving energy efficiency in public transport: Stationary supercapacitor based Energy Storage Systems for a metro network,” in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC ’08*, 2008, pp. 1–8.
[24] R. Barrero, X. Tackoen, and J. Van Mierlo, “Stationary or Onboard Energy Storage Systems for Energy Consumption Reduction in a Metro Network,” *Proc. Inst. Mech. Eng. Part F J. Rail Rapid Transit*, vol. 224, no. 3, pp. 207–225, May 2010.
[25] D. Meike, M. Pellicciari, and G. Berselli, “Energy Efficient Use of Multirobot Production Lines in the Automotive Industry: Detailed System Modeling and Optimization,” *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.*, vol. 11, no. 3, pp. 798–809, Jul. 2014.
[26] A. Rassõlkin, H. Hõimoja, and R. Teemets, “Energy saving possibilities in the industrial robot IRB 1600 control,” in *2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2011, pp. 226–229.
[27] L. Bukata, P. Šucha, Z. Hanzálek, and P. Burget, “Energy Optimization of Robotic Cells,” *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 13, no. 1, pp. 92–102, Feb. 2017.
[28] M. Pellicciari *et al.*, “AREUS: Innovative hardware and software for sustainable industrial robotics,” in *2015 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*, 2015, pp. 1325–1332.
[29] H. Yoo, S. K. Sul, Y. Park, and J. Jeong, “System Integration and Power-Flow Management for a Series Hybrid Electric Vehicle Using Supercapacitors and Batteries,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 108–114, Jan. 2008.
[30] T. Knoke, C. Romaus, J. Bocker, A. Dell’Aere, and K. Witting, “Energy Management for an Onboard Storage System Based on Multi-Objective Optimization,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 4677–4682.
[31] J. Talla, L. Streit, Z. Peroutka, and P. Drabek, “Position-Based T-S Fuzzy Power Management for Tram With Energy Storage System,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3061–3071, May 2015.
[32] E. Bilbao, P. Barrade, I. Etxeberria-Otadui, A. Rufer, S. Luri, and I. Gil, “Optimal Energy Management Strategy of an Improved Elevator With Energy Storage Capacity Based on Dynamic Programming,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1233–1244, Mar. 2014.
[33] H. K. Lam and H. Li, “Output-Feedback Tracking Control for Polynomial Fuzzy-Model-Based Control Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5830–5840, Dec. 2013.
[34] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo, “DC/DC Converter Design for Supercapacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications #x2014;Polynomial Control Strategy,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 587–597, Feb. 2010.
[35] C. Abbey, K. Strunz, and G. Joos, “A Knowledge-Based Approach for Control of Two-Level Energy Storage for Wind Energy Systems,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 2, pp. 539–547, Jun. 2009.
[36] P. Fajri, R. Ahmadi, and M. Ferdowsi, “Equivalent vehicle rotational inertia used for electric vehicle test bench dynamic studies,” in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4115–4120.
[37] H. Takagi, “Real-Life Coefficient of Drag — a Simple Extraction Method,” *AutoTechnology*, vol. 5, no. 4, pp. 52–56, Jul. 2005.
[38] “Preda, I., Covaciu, D., & Ciolan, G. (2010). Coast-down test – theoretical and experi-mental approach. The International Conf. CONAT2010. Brasov, 155-162.
[39] J. R. Taylor, *Classical Mechanics*. University Science Books, 2005.
[40] C. C. Chan and K. T. Chau, *Modern Electric Vehicle Technology*. Oxford University Press, 2001.
[41] M. Z. Chymera, A. C. Renfrew, M. Barnes, and J. Holden, “Modeling Electrified Transit Systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2748–2756, Jul. 2010.

[42] V. Brazis, K. Kroics, and L. Grigans, “Scientific Laboratory Platform for Testing the Electric Vehicle Equipped with DC Drive,” *Latv. J. Phys. Tech. Sci.*, vol. 51, no. 5, pp. 56–64, 2014.
[43] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer Science & Business Media, 2012.
[44] R. Barrero, X. Tackoen, and J. V. Mierlo, “Analysis and configuration of supercapacitor based energy storage system on-board light rail vehicles,” in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, 2008, pp. 1512–1517.
[45] F. Ciccarelli, D. Iannuzzi, and D. Lauria, “Supercapacitors-based energy storage for urban mass transit systems,” in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, pp. 1–10.
[46] R. Barrero, X. Tackoen, and J. V. Mierlo, “Quasi-static simulation method for evaluation of energy consumption in hybrid light rail vehicles,” in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1–7.
[47] L. Grigans and L. Latkovskis, “Study of control strategies for energy storage system on board of urban electric vehicles,” in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, pp. T9-34-T9-38.
[48] V. I. Herrera, H. Gaztañaga, A. Milo, A. Saez-de-Ibarra, I. Etxeberria-Otadui, and T. Nieva, “Optimal energy management of a battery-supercapacitor based light rail vehicle using genetic algorithms,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 1359–1366.
[49] M. Amirabadi and S. Farhangi, “Fuzzy Control of a Hybrid Power Source for Fuel Cell Electric Vehicle using Regenerative Braking Ultracapacitor,” in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, 2006, pp. 1389–1394.
[50] D. Iannuzzi, P. Pighetti, and P. Tricoli, “A study on stationary supercapacitor sets for voltage droops compensation of streetcar feeder lines,” in *Railway and Ship Propulsion Electrical Systems for Aircraft*, 2010, pp. 1–8.
[51] H. Hõimoja, D. Vinnikov, M. Lehtla, A. Rosin, and J. Zakis, “Survey of loss minimization methods in tram systems,” in *SPEEDAM 2010*, 2010, pp. 1356–1361.
[52] “STM32F405/415, STM32F407/417, STM32F427/437 and STM32F429/439 advanced ARM®-based 32-bit MCUs reference manual.” [Online]. Available: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/3d/6d/5a/66/b4/99/40/d4/DM00031020.pdf/files/DM00031020.pdf/jcr:content/translations/en.DM00031020.pdf. [Accessed: 04-Apr-2017].
[53] W. LEE, E. Schubert, Y. Li, S. Li, D. Bobba, and B. Sarlioglu, “Electrification of Turbocharger and Supercharger for Downsized Internal Combustion Engines and Hybrid Electric Vehicles - Benefits and Challenges,” *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
[54] J. Larminie and J. Lowry, “Front Matter,” in *Electric Vehicle Technology Explained*, John Wiley & Sons, Ltd, 2012, pp. i–xxv.
[55] S. Hosseinpour, H. Chen, and H. Tang, “Barriers to the wide adoption of electric vehicles: A literature review based discussion,” in *2015 Portland International Conference on Management of Engineering and Technology (PICMET)*, 2015, pp. 2329–2336.
[56] G. Randolph, *Final report of the battery life extension experiment*. University of Hawaii and Hawaii Electric Vehicle Demonstration Project, Spring, 1999.
[57] G. Papazov and D. Pavlov, “Influence of cycling current and power profiles on the cycle life of lead/acid batteries,” *J. Power Sources*, vol. 62, no. 2, pp. 193–199, 1996.
[58] “Electric Golf Cart Oc Gc | Free Images at Clker.com - vector clip art online, royalty free & public domain.” [Online]. Available: http://www.clker.com/clipart-70567.html. [Accessed: 18-Aug-2016].
[59] A. W. Stienecker, T. Stuart, and C. Ashtiani, “A combined ultracapacitor-lead acid battery storage system for mild hybrid electric vehicles,” in *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2005, pp. 6 pp.-.
[60] B. Hredzak, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, “A Low Complexity Control System for a Hybrid DC Power Source Based on Ultracapacitor and Lead Acid Battery Configuration,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2882–2891, Jun. 2014.

[61] K. Kroics and V. Brazis, “Ultracapacitor based storage system for lead-acid powered light electric vehicle retrofit,” presented at the Engineering for Rural Development, 2016, vol. 2016-January, pp. 1386–1394.
[62] K. Kroics and V. Brazis, “Supercapacitor based storage system for efficiency improvement of lead-acid powered light electric vehicle,” in *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2016, pp. 1216–1221.
[63] U. Sirmelis, L. Grigans, and L. Latkovskis, “An analytic simulation model for a supercapacitor-based energy storage system,” in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, pp. 1–10.
[64] G. V. Brazis, P. G. Zaleskis, V. L. Latkovskis, and L. Grigans, “Traction drive load simulator,” in *The 52nd Annual International Scientific Conference of Riga Technical University*, 2011, pp. 68–69.
[65] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo, “DC/DC Converter Design for Supercapacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications - Polynomial Control Strategy,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 587–597, Feb. 2010.
[66] H. Yin, W. Zhou, M. Li, C. Ma, and C. Zhao, “An Adaptive Fuzzy Logic-Based Energy Management Strategy on Battery/Ultracapacitor Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 300–311, Sep. 2016.
[67] V. I. Herrera, A. Saez-de-Ibarra, A. Milo, H. Gaztañaga, and H. Camblong, “Optimal energy management of a hybrid electric bus with a battery-supercapacitor storage system using genetic algorithm,” in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, 2015, pp. 1–6.
[68] J. Moreno, M. E. Ortuzar, and J. W. Dixon, “Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 614–623, Apr. 2006.
[69] J. Shen and A. Khaligh, “Design and Real-Time Controller Implementation for a Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System,” *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
[70] B. Geng, J. K. Mills, and D. Sun, “Predictive control for Plug-in Microturbine powered Hybrid Electric Vehicles using telemetry information,” in *2011 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, 2011, pp. 1468–1473.
[71] C. Zhang and A. Vahidi, “Route Preview in Energy Management of Plug-in Hybrid Vehicles,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 20, no. 2, pp. 546–553, Mar. 2012.
[72] S. J. Moura, H. K. Fathy, D. S. Callaway, and J. L. Stein, “A Stochastic Optimal Control Approach for Power Management in Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 19, no. 3, pp. 545–555, May 2011.
[73] H. Zhou, T. Duong, S. T. Sing, and A. M. Khambadkone, “Interleaved bi-directional Dual Active Bridge DC-DC converter for interfacing ultracapacitor in micro-grid application,” in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 2229–2234.
[74] F. Barati and B. Ahmadi, “Current sharing in non-coupled interleaved bi-directional boost converters for supercapacitor applications,” in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2015, pp. 1–5.
[75] S. Waffler, J. Biela, and J. W. Kolar, “Output ripple reduction of an automotive multi-phase bi-directional dc-dc converter,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 2184–2190.
[76] D. Schumacher, P. Magne, M. Preindl, B. Bilgin, and A. Emadi, “Closed loop control of a six phase interleaved bidirectional dc-dc boost converter for an EV/HEV application,” in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2016, pp. 1–7.
[77] Pit-Leong Wong, Q. Wu, Peng Xu, Bo Yang, and F. C. Lee, “Investigating coupling inductors in the interleaving QSW VRM,” 2000, vol. 2, pp. 973–978.
[78] “Power Tips: When to choose multiphase - Power House - Blogs - TI E2E Community.” [Online]. Available: http://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2013/10/31/powerlab-notes-when-to-choose-multiphase. [Accessed: 29-Aug-2016].

[79] Jieli Li, C. R. Sullivan, and A. Schultz, "Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage DC-DC converters," 2002, vol. 2, pp. 817–823.
[80] R. Peron, V. Guennegues, J. L. Pouliquen, B. Gollentz, F. Bordry, and J. P. Burnet, "Performances analysis of main components used in 60MW pulsed supply for particle accelerator," in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 2009, pp. 1–10.
[81] S. Prabhakaran, C. R. Sullivan, T. O'Donnell, M. Brunet, and S. Roy, "Microfabricated coupled inductors for DC-DC converters for microprocessor power delivery," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 6, pp. 4467-4472 Vol.6.
[82] T. Meynard, B. C. Laplace, F. Forest, and E. Labouré, "Parallel multicell converters for high current: Design of intercell transformers," in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2010, pp. 1359–1364.
[83] J. Li, C. R. Sullivan, and A. Schultz, "Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage DC-DC converters," in *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002*, 2002, vol. 2, pp. 817–823 vol.2.
[84] F. Forest *et al.*, "Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 934–942, Maijs 2007.
[85] K. Kroics, U. Sirmelis, L. Grigans, and V. Brazis, "Digitally controlled 4-phase interleaved DC-DC converter with coupled inductors for storage application in microgrid," presented at the Proceedings - 2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, CPE 2015, 2015, pp. 504–509.
[86] B. Oraw and R. Ayyanar, "Stability of multi-winding coupled inductors in buck converters," in *INTELEC 2008 - 2008 IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference*, 2008, pp. 1–6.
[87] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and J. Uceda, "Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers," in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, 2005, vol. 1, pp. 385-391 Vol. 1.
[88] H. N. Nagaraja, D. Kastha, and A. Petra, "Design Principles of a Symmetrically Coupled Inductor Structure for Multiphase Synchronous Buck Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 3, pp. 988–997, Mar. 2011.
[89] J. Li, A. Stratakos, A. Schultz, and C. R. Sullivan, "Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converters," in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, 2004, vol. 2, pp. 1289–1293 vol.2.
[90] M. C. Gonzalez, L. Laguna, P. Alou, O. Garcia, J. A. Cobos, and H. Visairo, "New control strategy for energy conversion based on coupled magnetic structures," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 704–710.
[91] W. Li, J. Xiao, J. Wu, J. Liu, and X. He, "Application Summarization of Coupled Inductors in DC/DC Converters," in *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009*, 2009, pp. 1487–1491.
[92] Y. Dong, F. C. Lee, and M. Xu, "Evaluation of coupled inductor Voltage Regulators," in *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008*, 2008, pp. 831–837.
[93] Y. Dong, Y. Yang, F. C. Lee, and M. Xu, "The short winding path coupled inductor voltage regulators," in *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008*, 2008, pp. 1446–1452.
[94] S. Utz and J. Pforr, "Operation of multi-phase converters with coupled inductors at reduced numbers of phases," in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, pp. 1–10.
[95] J. C. Schroeder and F. W. Fuchs, "Detailed characterization of coupled inductors in interleaved converters regarding the demand for additional filtering," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 759–766.

[96] H. Kosai, S. McNeal, B. Jordan, J. Scofield, B. Ray, and Z. Turgut, “Coupled Inductor Characterization for a High Performance Interleaved Boost Converter,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4812–4815, Oktobris 2009.
[97] M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Andoh, S. Nakatomi, and S. Hashino, “High power density DC/DC converter using the close-coupled inductors,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 1760–1767.
[98] D. Floricau, E. Floricau, and G. Gateau, “New Multilevel Converters With Coupled Inductors: Properties and Control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 12, pp. 5344–5351, Dec. 2011.
[99] J. Czogalla, J. Li, and C. R. Sullivan, “Automotive application of multi-phase coupled-inductor DC-DC converter,” in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2003, vol. 3, pp. 1524–1529 vol.3.
[100] R. S. Balog and P. T. Krein, “Coupled-Inductor Filter: A Basic Filter Building Block,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 537–546, Jan. 2013.
[101] M. L. Bolloch, M. Cousineau, and T. Meynard, “Current-sharing control technique for interleaving VRMs using intercell transformers,” in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE ’09*, 2009, pp. 1–10.
[102] E. Duran, J. M. Enrique, M. A. Bohorquez, M. Sidrach-de-Cardona, J. E. Carretero, and J. M. Andujar, “A new application of the coupled-inductors SEPIC converter to obtain I-V and P-V curves of photovoltaic modules,” in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, pp. 10 pp.-P.10.
[103] D. C. Hamill and P. T. Krein, “A `zero’ ripple technique applicable to any DC converter,” in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99*, 1999, vol. 2, pp. 1165–1171 vol.2.
[104] J. W. Kolar, H. Sree, N. Mohan, and F. C. Zach, “Novel aspects of an application of `zero’-ripple techniques to basic converter topologies,” in *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC ’97 Record*, 1997, vol. 1, pp. 796–803 vol.1.
[105] J. W. Kolar, H. Sree, N. Mohan, and F. C. Zach, “Novel aspects of an application of `zero’-ripple techniques to basic converter topologies,” in *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC ’97 Record*, 1997, vol. 1, pp. 796–803 vol.1.
[106] D. Maksimovic, R. W. Erickson, and C. Griesbach, “Modeling of cross-regulation in converters containing coupled inductors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 607–615, Jūlijs 2000.
[107] H. N. Nagaraja, D. Kastha, and A. Petra, “Design Principles of a Symmetrically Coupled Inductor Structure for Multiphase Synchronous Buck Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 3, pp. 988–997, Mar. 2011.
[108] M. Hirakawa *et al.*, “High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles,” in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 2941–2948.
[109] B. Oraw and R. Ayyanar, “Stability of multi-winding coupled inductors in buck converters,” in *INTELEC 2008 - 2008 IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference*, 2008, pp. 1–6.
[110] L. Wang, Y. Pei, X. Yang, and Z. Wang, “Design of Ultrathin LTCC Coupled Inductors for Compact DC/DC Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2528–2541, Sep. 2011.
[111] P.-L. Wong, Q. Wu, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, “Investigating coupling inductors in the interleaving QSW VRM,” in *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000*, 2000, vol. 2, pp. 973–978 vol.2.
[112] S. A. Wibowo, Z. Ting, M. Kono, T. Taura, Y. Kobori, and H. Kobayashi, “Analysis of coupled inductors for low-ripple fast-response buck converter,” in *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, 2008. APCCAS 2008*, 2008, pp. 1860–1863.
[113] P.-W. Lee, Y.-S. Lee, D. K. W. Cheng, and X.-C. Liu, “Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 787–795, Aug. 2000.

[114] E. Laboure, A. Cuniere, T. A. Meynard, F. Forest, and E. Sarraute, “A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 464–474, Jan. 2008.
[115] K. J. Hartnett, J. G. Hayes, M. G. Egan, and M. S. Rylko, “Novel CCTT-core split-winding integrated magnetic for High-Power DC-DC converters,” in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 598–605.
[116] K. Kroics, U. Sirmelis, and V. Brazis, “Design of coupled inductor for interleaved boost converter,” *Przeglad Elektrotechniczny*, vol. 2014, no. 12, pp. 91–94, 2014.
[117] K. Kroics, V. Brazis, and others, “Digitally controlled synchronous buck-boost converter for ultracapacitor based energy storage application,” *Eng. Rural Dev. Latv.*, 2014.
[118] K. Kroics, U. Sirmelis, and L. Grigans, “Digitally controlled 4-phase Bi-directional interleaved DC-DC converter with coupled inductors,” *Latv. J. Phys. Tech. Sci.*, vol. 52, no. 4, pp. 18–31, 2015.
[119] K. Kroics, “Simulation Based Analysis of Digitally Controlled 4-phase DC-DC Converter with Coupled Inductors,” in *Environment. Technology. Resources. Proceedings of the International Scientific and Practical Conference*, 2015, vol. 1, pp. 89–95.
[120] K. Kroics, “Simulation based analysis of digitally controlled 4-phase DC-DC converter with coupled inductors,” presented at the Vide. Tehnologija. Resursi - Environment, Technology, Resources, 2015, vol. 1, pp. 89–95.
[121] W. Chen, X. Huang, and J. Zheng, “Improved winding loss theoratical calculation of magnetic component with air-gap,” in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, 2012, vol. 1, pp. 471–475.
[122] A. W. Stienecker, T. Stuart, and C. Ashtiani, “A combined ultracapacitor-lead acid battery storage system for mild hybrid electric vehicles,” in *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2005, pp. 6 pp.-.
[123] C. Lerman, A. Horosov, and A. Kuperman, “Capacitor semi-active battery-ultracapacitor hybrid energy source,” in *2012 IEEE 27th Convention of Electrical Electronics Engineers in Israel (IEEEI)*, 2012, pp. 1–4.
[124] W. Henson, “Optimal battery/ultracapacitor storage combination,” *J. Power Sources*, vol. 179, no. 1, pp. 417–423, Apr. 2008.
[125] R. A. Dougal, S. Liu, and R. E. White, “Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids,” *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.*, vol. 25, no. 1, pp. 120–131, Mar. 2002.
[126] J. P. Zheng, T. R. Jow, and M. S. Ding, “Hybrid power sources for pulsed current applications,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 37, no. 1, pp. 288–292, Jan. 2001.
[127] L. Solero, A. Lidozzi, and J. A. Pomilio, “Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1007–1016, Sep. 2005.
[128] P. Concha, P. Vélez, M. Lafoz, and J. R. Arribas, “Flexible low-cost system to test batteries and ultracapacitors for electric and hybrid vehicles in real working conditions,” in *Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013 World*, 2013, pp. 1–11.
[129] A. F. Burke, “Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 806–820, Apr. 2007.
[130] J. M. Blanes, R. Gutiérrez, A. Garrigós, J. L. Lizán, and J. M. Cuadrado, “Electric Vehicle Battery Life Extension Using Ultracapacitors and an FPGA Controlled Interleaved Buck -Boost Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5940–5948, Dec. 2013.
[131] J. B. Olson and E. D. Sexton, “Operation of lead-acid batteries for HEV applications,” in *Battery Conference on Applications and Advances, 2000. The Fifteenth Annual*, 2000, pp. 205–210.
[132] B.-H. Lee, D.-H. Shin, H.-S. Song, H. Heo, and H.-J. Kim, “Development of an Advanced Hybrid Energy Storage System for Hybrid Electric Vehicles,” *J. Power Electron.*, vol. 9, no. 1, pp. 51–60, 2009.
[133] N. Muntean, O. Cornea, O. Pelan, and C. Lascu, “Comparative evaluation of buck and hybrid buck DC-DC converters for automotive applications,” in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, p. DS2b.3-1-DS2b.3-6.

[134] G. Chiappori, P. L. Moigne, P. Delarue, and M. Chemin, "Voltage Stabilization System for Stop - Start Vehicles: Systemic Approach," in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, pp. 1–6.
[135] "Datasheet BC series ultracapacitors" [Online]. Available: http://www.maxwell.com/images/documents/bcseries_ds_1017105-4.pdf [Accessed: 24-Feb-2016].
[136] "LTC3780 datasheet" [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3780ff.pdf [Accessed: 24-Feb-2017].
[137] W. Yanzi, X. changle, and W. Wang, "Energy management strategy based on fuzzy logic for a new hybrid battery-ultracapacitor energy storage system," in *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*, 2014, pp. 1–5.
[138] G. Chiappori, P. L. Moigne, P. Delarue, and M. Chemin, "Voltage Stabilization System for Stop - Start Vehicles: Systemic Approach," in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, pp. 1–6.
[139] S. Breban, M. Nasser, A. Vergnol, B. Robyns, and M. M. Radulescu, "Hybrid wind/microhydro power system associated with a supercapacitor energy storage device - experimental results," in *18th International Conference on Electrical Machines, 2008. ICEM 2008*, 2008, pp. 1–6.
[140] "Converter for energy storage integration in photovoltaic plants," in *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002*, 2002, vol. 3, pp. 959–963 vol.3.
[141] D. Montesinos-Miracle, M. Massot-Campos, J. Bergas-Jane, S. Galceran-Arellano, and A. Rufer, "Design and Control of a Modular Multilevel DC/DC Converter for Regenerative Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3970–3979, Aug. 2013.
[142] P.-L. Wong, P. Xu, P. Yang, and F. C. Lee, "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 4, pp. 499–507, Jul. 2001.
[143] Y. Panov and M. M. Jovanovic, "Design considerations for 12-V/1.5-V, 50-A voltage regulator modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 776–783, Nov. 2001.
[144] J. Shen, K. Rigbers, and R. W. D. Doncker, "A Novel Phase-Interleaving Algorithm for Multiterminal Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, pp. 741–750, Mar. 2010.
[145] J. Czogalla, J. Li, and C. R. Sullivan, "Automotive application of multi-phase coupled-inductor DC-DC converter," in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2003, vol. 3, pp. 1524–1529 vol.3.
[146] M. Hirakawa *et al.*, "High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 2941–2948.
[147] J. Shen, K. Rigbers, and R. W. D. Doncker, "A Novel Phase-Interleaving Algorithm for Multiterminal Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, pp. 741–750, Mar. 2010.
[148] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, J. A. Cobos, and J. Uceda, "An automotive 16 phases DC-DC converter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 1, pp. 350-355 Vol.1.
[149] P. Nandankar and M. V. Aware, "High efficiency discontinuous mode interleaved multiphase bidirectional dc-dc converter," in *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, pp. 1–6.
[150] P. Nandankar and M. V. Aware, "High efficiency discontinuous mode interleaved multiphase bidirectional dc-dc converter," in *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, pp. 1–6.
[151] L. Huber, B. T. Irving, and M. M. Jovanovic, "Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1649–1657, Jul. 2008.
[152] J. R. Tsai, T. F. Wu, C. Y. Wu, Y. M. Chen, and M. C. Lee, "Interleaving Phase Shifters for Critical-Mode Boost PFC," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1348–1357, May 2008.

[153] K. Kroics, U. Sirmelis, J. Cernovs, and others, “DSP Based Bi-Directional Interleaved DC-DC Converter for Energy Storage Application,” *Eng. Rural Dev. Latv.*, 2013.
[154] K. Jin, M. Yang, X. Ruan, and M. Xu, “Three-Level Bidirectional Converter for Fuel-Cell/Battery Hybrid Power System,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 1976–1986, Jun. 2010.
[155] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. L. Moigne, and P. Bartholomeus, “The Ultracapacitor-Based Controlled Electric Drives With Braking and Ride-Through Capability: Overview and Analysis,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 3, pp. 925–936, Mar. 2011.
[156] D. Gerber and J. Biela, “Interleaving of a Soft-Switching Boost Converter Operated in Boundary Conduction Mode,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 43, no. 10, pp. 3374–3380, Oct. 2015.
[157] A. Vazquez, A. Rodriguez, K. Martin, M. Arias, and M. M. Hernando, “Inductor optimization for multiphase interleaved synchronous bidirectional Boost converter working in discontinuous conduction mode with zero voltage switching,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 4977–4984.
[158] Christopher Oliver, “A new core loss model for iron powder material.” [Online]. Available: http://www.micrometalsarnoldpowdercores.com/upload/Core%20Loss%20Update.pdf. [Accessed: 08-May-2016].
[159] K. Kroics, “Digital Control of Variable Frequency Interleaved DC-DC Converter,” in *Environment. Technology. Resources. Proceedings of the International Scientific and Practical Conference*, 2015, vol. 2, pp. 124–129.
[160] T. W. Parks and C. S. Burrus, *Digital Filter Design*. New York, NY, USA: Wiley-Interscience, 1987.
[161] K. Kroics, “Bi-directional two level 6-phase DC-DC converter for energy storage application,” in *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2015, pp. 1–8.
[162] U. Sirmelis, L. Grigans, and L. Latkovskis, “An analytic simulation model for a supercapacitor-based energy storage system,” in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1–10.
[163] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, J. A. Cobos, and J. Uceda, “An automotive 16 phases DC-DC converter,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 1, pp. 350-355 Vol.1.
[164] P. Nandankar and M. V. Aware, “High efficiency discontinuous mode interleaved multiphase bidirectional dc-dc converter,” in *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, pp. 1–6.
[165] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, “High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, Mar. 2012.
[166] A. Vazquez, A. Rodriguez, K. Martin, M. Arias, and M. M. Hernando, “Inductor optimization for multiphase interleaved synchronous bidirectional Boost converter working in discontinuous conduction mode with zero voltage switching,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 4977–4984.
[167] P. J. Grbović, “Closed form analysis of N-cell interleaved two-level DC-DC converters: The DC bus capacitor current stress,” in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, 2013, pp. 122–129.
[168] E. H. Wittenbreder, V. D. Baggerly, and H. C. Martin, “A duty cycle extension technique for single ended forward converters,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC ’92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*, 1992, pp. 51–57.
[169] N. Murakami and M. Yamasaki, “Analysis of a resonant reset condition for a single-ended forward converter,” in *, 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC ’88 Record*, 1988, pp. 1018–1023 vol.2.
[170] A. K. S. Bhat and F. D. Tan, “A unified approach to characterization of PWM and quasi-PWM switching converters: topological constraints, classification and synthesis,” in *, 20th Annual*

IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record, 1989, pp. 760–767 vol.2.
[171] Q. M. Li and F. C. Lee, "Design consideration of the active-clamp forward converter with current mode control during large-signal transient," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 4, pp. 958–965, Jul. 2003.
[172] K. Harada and H. Sakamoto, "Switched snubber for high frequency switching," in *, 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record*, 1990, pp. 181–188.
[173] F. D. Tan, "The forward converter: from the classic to the contemporary," in *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002*, 2002, vol. 2, pp. 857–863 vol.2.
[174] T. Jin, K. Zhang, K. Zhang, and K. Smedley, "A New Interleaved Series Input Parallel Output (ISIPO) Forward Converter With Inherent Demagnetizing Features," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 888–895, Mar. 2008.
[175] X. Ruan, L. Cheng, and T. Zhang, "Control Strategy for Input-Series Output-Paralleled Converter," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06*, 2006, pp. 1–8.
[176] S. Yang, Y. Fang, X. Qiu, and C. Gong, "Voltage Sharing Control for Interleaving Series-Parallel Dual Two-Transistor Forward Converter," in *33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007*, 2007, pp. 1896–1900.
[177] T. Jalakas and J. Zakis, "Experimental verification of light electric vehicle charger multiport topology," in *2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2015, pp. 415–418.
[178] R. Giri, V. Choudhary, R. Ayyanar, and N. Mohan, "Common-duty-ratio control of input-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and load-current sharing," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1101–1111, Jul. 2006.
[179] D. V. Ghodke and K. Muralikrishnan, "ZVZCS, dual, two-transistor forward DC-DC converter with peak voltage of Vin/2, high input and high power application," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, vol. 4, pp. 1853–1858.
[180] W. Chen, G. Wang, X. Ruan, W. Jiang, and W. Gu, "Wireless Input-Voltage-Sharing Control Strategy for Input-Series Output-Parallel (ISOP) System Based on Positive Output-Voltage Gradient Method," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6022–6030, Nov. 2014.
[181] G. Xu, D. Sha, and X. Liao, "Decentralized Inverse-Droop Control for Input-Series - Output-Parallel DC - DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 4621–4625, Sep. 2015.
[182] R. Giri, R. Ayyanar, and E. Ledezma, "Input-series and output-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and output voltage sharing," in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, 2004, vol. 3, pp. 1751-1756 Vol.3.
[183] A. Bhinge, N. Mohan, R. Giri, and R. Ayyanar, "Series-parallel connection of DC-DC converter modules with active sharing of input voltage and load current," in *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002*, 2002, vol. 2, pp. 648–653 vol.2.
[184] H. Ertl, T. Wiesinger, and J. W. Kolar, "Active voltage balancing of DC-link electrolytic capacitors," *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 488–496, Dec. 2008.