

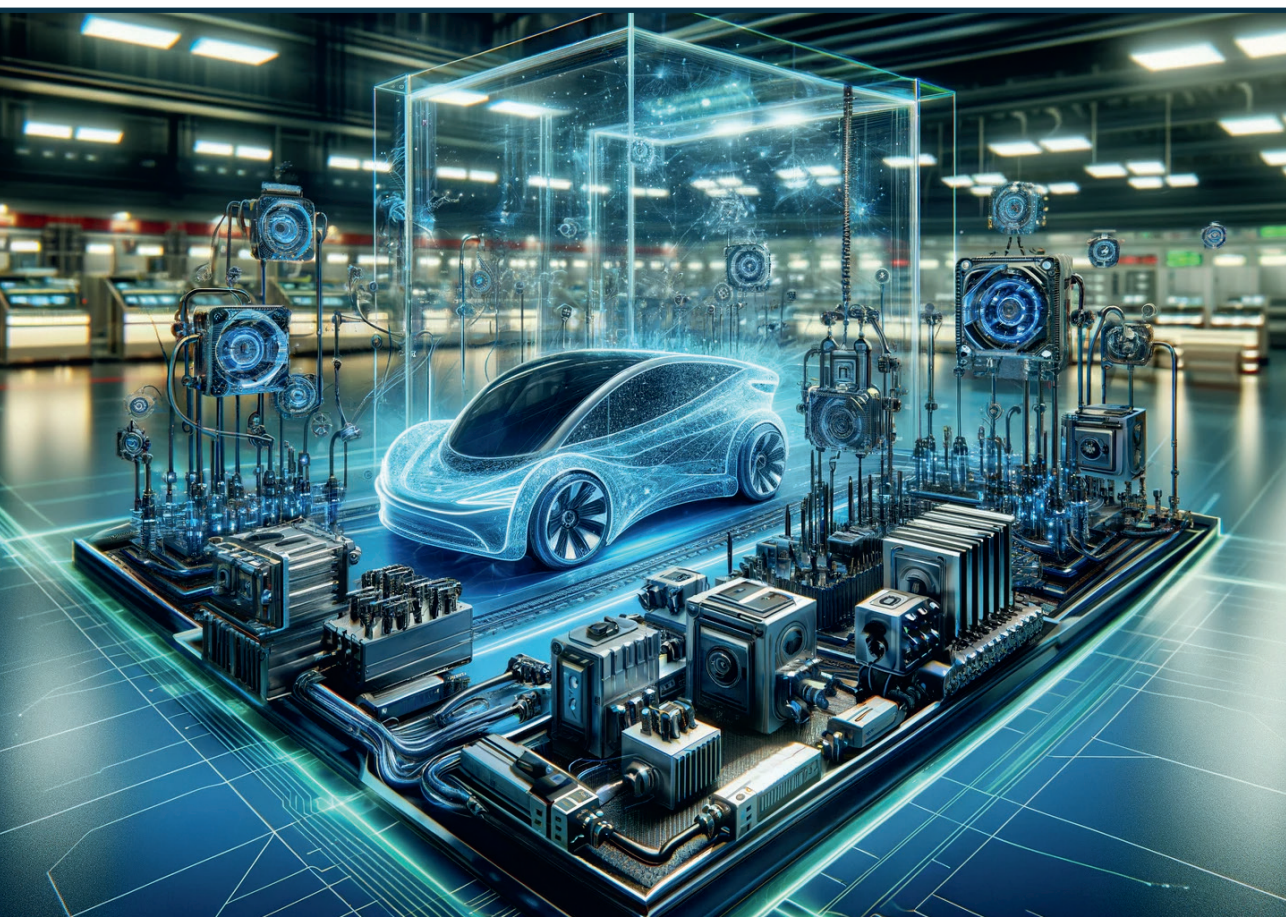


RĪGAS TEHNISKĀ  
UNIVERSITĀTE

**Artūrs Bogdanovs**

# PAŠPATĒRIŅA PĀRVEIDOTĀJU IZPĒTE UN IZSTRĀDE ELEKTROTRANSPORTA VAJADZĪBĀM

Promocijas darba kopsavilkums



# RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Elektrotehnikas un vides inženierzinātņu fakultāte  
Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūts

**Artūrs Bogdanovs**

Doktora studiju programmas “Elektrotehnoloģiju datorvadība” doktorants

## PAŠPATĒRIŅĀ PĀRVEIDOTĀJU IZPĒTE UN IZSTRĀDE ELEKTROTRANSPORTA VAJADZĪBĀM

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs  
profesors *Dr. sc. ing.*  
OSKARS KRIEVS

Zinātniskais konsultants  
profesors *Dr.*  
*JOHANNES PFORR*

RTU Izdevniecība  
Rīga 2023

Bogdanovs, A. Pašpatēriņa pārveidotāju izpēte un izstrāde elektrotransporta vajadzībām. Promocijas darba kopsavilkums. Rīga: RTU Izdevniecība, 2023. 51 lpp.

Iespiests saskaņā ar promocijas padomes "RTU P-14" 2023. gada 23. oktobra lēmumu, protokols Nr. Nr.04030-9.12.2/7.

Šis darbs izstrādāts ar Eiropas Sociālā fonda atbalstu darbības programmas "Izaugsme un nodarbinātība" 8.2.2. specifiskā atbalsta mērķa "Stiprināt augstākās izglītības institūciju akadēmisko personālu stratēģiskās specializācijas jomās" projekta Nr. 8.2.2.0/20/I/008 "Rīgas Tehniskās universitātes un Banku augstskolas doktorantu un akadēmiskā personāla stiprināšana stratēģiskās specializācijas jomās" ietvaros.

Šis pētījums/publikācija ir tapis ar Rīgas Tehniskās universitātes Doktorantūras grantu programmas atbalstu.

NACIONĀLAIS  
ATTĪSTĪBAS  
PLĀNS 2020



EIROPAS SAVIENĪBA  
Eiropas Sociālais  
fonds

IEGULDĪJUMS TAVĀ NĀKOTNĒ



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

<https://doi.org/10.7250/9789934370120>  
ISBN 978-9934-37-012-0 (pdf)

# PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS ZINĀTNES DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2023. gada 29. decembrī plkst. 13:30 Rīgas Tehniskās universitātes Elektrotehnikas un vides inženierzinātņu fakultātē, Āzenes ielā 12/1, 212. auditorijā.

## OFICIĀLIE RECENZENTI

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

Vadošais pētnieks *Ph. D. Dmitri Vinnikov,*  
Tallinas Tehniskā universitāte, Igaunija

Profesore *Ph. D. Sonata Tolvaišiene,*  
Viļņas Ģedimina tehniskā universitāte, Lietuva

## APSTIPRINĀJUMS

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

Artūrs Bogdanovs ..... (paraksts)

Datums: .....

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, tajā ir ievads, četras nodaļas, secinājumi, literatūras saraksts, 66 attēli, sešas tabulas, kopā 85 lappuses. Literatūras sarakstā ir 75 nosaukumi.

# SATURS

SATURS .....	4
DARBA VISPĀRĒJS RAKSTUROJUMS .....	5
Motivācija un konteksts .....	5
Hipotēzes un tēzes aizstāvēšanai .....	5
Pētījuma mērķis un uzdevumi .....	6
Pētījuma objekts un tvērums .....	6
Pētījuma rīki un metodes.....	7
Pētījuma novitāte .....	7
Darba praktiskā nozīme .....	7
Pētījuma rezultātu aprobācija .....	8
IEVADS.....	10
1. SENSORI UN MĒRĪJUMU METODES PAŠPATĒRIŅĀ PĀRVEIDOTĀJOS.....	12
1.1. Vispārējā metodika strāvas mērījumiem, izmantojot vienu sensoru .....	12
1.2. Netiešā strāvas mērīšana daudzfāžu līdzstrāvas pārveidotājā .....	14
1.3. Netiešā strāvas mērīšana daudzlīmeņu invertorā.....	16
1.4. Secinājumi .....	19
2. PAŠPATĒRIŅĀ PĀRVEIDOTĀJU REGULĒŠANA.....	20
2.1. Magnētiski saistītu indukcijas spoļu konfigurācijas analīze .....	20
2.2. Izplūdušas loģikas regulatora dizains .....	23
2.3. Regulatora veiktspējas analīze.....	25
2.4. Secinājumi .....	27
3. BOJĀJUMU NOTEIKŠANA UN BOJĀJUMPIECIETĪBA.....	28
3.1. Bojājumu noteikšana un identificēšana.....	28
3.2. Bojājumpiecietība .....	30
3.3. Secinājumi .....	36
4. ENERGOEFĒKTIVITĀTE PAŠPATĒRIŅĀ PĀRVEIDOTĀJOS.....	37
4.1. Platjoslas pusvadītāju izmantošana pašpatēriņa pārveidotājos.....	37
4.2. Frekvencēregulējama pašpatēriņa piedziņa .....	41
4.3. Secinājumi .....	43
SECINĀJUMI .....	44
IZMANTOTIE LITERATŪRAS AVOTI.....	45

# DARBA VISPĀRĒJS RAKSTUROJUMS

## Motivācija un konteksts

Transporta nozare veido aptuveni ceturtdaļu no kopējās siltumnīcefekta gāzu emisijām Eiropā un ir galvenais klimata pārmaiņu veicinātājs. Lai ievērojami samazinātu vides ietekmi, Eiropas Komisija ir izvirzījusi mērķi līdz 2050. gadam samazināt siltumnīcefekta gāzu emisijas transporta nozarē par 90 %. Lai sasniegtu šo mērķi, patlaban efektīvākais risinājums ir transporta pāreja uz elektrificētās piedziņas tehnoloģijām. Elektrisko transportlīdzekļu skaits ir turpinājis augt pēdējo 10 gadu laikā, un tam nākotnē ir gaidāma strauja pieauguma tendence. Tas aktualizē jautājumus attiecībā uz transportlīdzekļu enerģijas patēriņu un efektivitāti.

Transportlīdzekļa enerģijas patēriņš ietver enerģiju, kas patērēta galvenajā piedziņas sistēmā, un pašpatēriņa enerģiju, kas nepieciešama pārējām sistēmām, kas atrodas transportlīdzeklī, piemēram, apgaismojums, signāli, vadība, pneimatiskās un hidrauliskās sistēmas stūrēšanai un bremzēšanai, apsildes, ventilācijas un gaisa kondicionēšanas sistēmas (*heating, ventilation and air conditioning – HVAC*). Elektrisko transportlīdzekļu gadījumā visām pašpatēriņa sistēmām jāsaņem enerģija no transportlīdzekļa energoapgādes tīkla, un tādējādi pieprasījums pēc pašpatēriņa pārveidotāju jaudas transporta pielietojumā turpina pieaugt. Turklāt arvien vairāk tiek ieviestas drošības un komforta sistēmas, kas prasa papildu pašpatēriņa enerģiju un izraisa papildu pašpatēriņa pārveidotāju sistēmu izmēra un masas pieaugumu.

Dažas transportlīdzekļa pašpatēriņa komponentes, piemēram, stūrēšanas un bremzēšanas sistēma, ir drošībai kritiskas, jo to atteikuma gadījumā var rasties katastrofālas sekas. Tādējādi pašpatēriņa pārveidotāju sistēmu bojājumpiecietība un uzticamība kļūst par būtisku aspektu, tātad rodas pieprasījums pēc uzticamiem risinājumiem pašpatēriņa pārveidotāju jomā. Komponentu dublēšana un pieaugošais enerģijas patēriņš rada lielāku pārveidotāju apjomu un svaru, un tas rezultējās palielinātā kopējā transportlīdzekļa enerģijas patēriņā. Tādēļ ir nepieciešams lēts, uzticams, energoefektīvs un videi draudzīgs risinājums elektrisko transportlīdzekļu pašpatēriņa pārveidotāju sistēmu projektēšanai. Lielākā daļa zinātnisko pienesumu un pētījumu rezultātu galvenokārt ir tendēti uz transportlīdzekļu vilces piedziņas sistēmas uzlabojumiem, savukārt pašpatēriņa pārveidotāju sistēmas bieži tiek aizmirstas un nav galvenie aktuālie pētījumu objekti, neskatoties uz pieaugošo industrijas pieprasījumu un elektrisko transportlīdzekļu tirgus izaugsmes potenciālu.

## Hipotēzes un tēzes aizstāvēšanai

1. Pārveidotāja sprieguma un strāvas formas ietver pietiekami daudz informācijas par pārveidotāja stāvokli, ko apvienojumā ar inteligentu sensoru tehnoloģiju var izmantot vadības sistēmā, lai nodrošinātu uzlabotu bojājumpiecietīgu darbību un uzticamāku pašpatēriņa sistēmu enerģijas piegādi, tādējādi paaugstinot drošību kritiskajās pašpatēriņa sistēmās elektriskajos transportlīdzekļos.

2. Intelīgenti sensori un pārveidotāju vadības sistēmas ar integrētu stāvokļa monitoringu nodrošina darbību ar maksimālu efektivitāti un optimizētu veikspēju, pat aktīvās kļūdas režīmā, nodrošinot ātru pāreju uz bojājumpiecietīgu darbības režīmu un uzlabojot lietderības koeficientu par līdz pat 2 %.
3. Pašpatēriņa piedziņas projektēšana ar pastāvīgo magnētu ierosmes sinhrono mašīnu un daudzlīmeņu pārveidotāju, izmantojot modernas platjoslas pusvadītāju ierīces, nodrošina enerģijas ietaupījumu par 10 %, uzticamību, ātrdarbību un ir ekonomiski efektīvs risinājums pilna pārveidotāja dzīves cikla laikā elektrotransportā.

## **Pētījuma mērķis un uzdevumi**

Darba mērķis ir izpētīt un izstrādāt enerģijas un ekonomiski efektīvu tehnoloģiju pašpatēriņa pārveidotāju sistēmām elektriskajos transportlīdzekļos, ņemot vērā faktiskās industrijas vajadzības, kā arī veikt zinātnisku ieguldījumu un izplatīt iegūtās zināšanas, ieviešot jaunas koncepcijas ierosinātajā pārveidotāja projektēšanā.

Darba galvenie uzdevumi

1. Izpētīt un izstrādāt jaunas strāvas mērījumu metodes pašpatēriņa pārveidotājos.
2. Izpētīt un izstrādāt vadības metodes un analizēt to veikspēju pašpatēriņa pārveidotāja neprognozējamās slodzes apstākļos.
3. Izstrādāt risinājumu bojājumu noteikšanai un izpētīt bojājumpiecietīgās darbības iespējas.
4. Analizēt plašas joslas pusvadītāju ierīču lietojumu pašpatēriņa pārveidotājos, iekļaujot izmaksu un ieguvumu analīzi.
5. Izpētīt un piedāvāt risinājumu pašpatēriņa piedziņas sistēmu uzticamai un enerģiju taupošai darbībai.

## **Pētījuma objekts un tvērums**

Darba galvenais pētījuma objekts ir pašpatēriņa pārveidotāju sistēma, kas sastāv no neizolētiem  $DC/DC$  līdzstrāvas pārveidotājiem un  $DC/AC$  invertoriem pašpatēriņa piedziņai. Galvenais pielietojuma apjoms galvenokārt koncentrējas uz dažāda veida kontaktīklam pievienotiem elektriskajiem transportlīdzekļiem, piemēram, trolejbusiem, tramvajiem un elektrovilcieniem, kā arī bateriju elektriskajiem transportlīdzekļiem. Piedāvātās koncepcijas un tehnoloģiskos uzlabojumus var izmantot jebkura veida transportlīdzekļu pašpatēriņa pārveidotāju sistēmās pilnībā vai daļēji, tomēr vienmēr nepieciešama sākotnēja tehnoloģiju pielāgošana konkrētam transportlīdzekļa veidam. Piedāvāto netiešo strāvas mērījumu konceptu, bojājumu noteikšanas un identifikācijas metodi un bojājumpiecietīgās darbības algoritmus var izmantot jebkurā pielietojumā, kur tiek izmantoti  $DC/DC$  vai  $DC/AC$  daudzposmu vai daudzpakāpju enerģijas pārveidotāji.

## Pētījuma rīki un metodes

Lai sasniegtu darba mērķi, tiek izmantota kumulatīva pētījuma dizaina metode. Pētījuma posmi ietver atbilstošu pašpatēriņa pārveidotāju topoloģiju noteikšanu, pārveidotāja matemātiskā modeļa parametru pielāgošanu, simulācijas modeļu izstrādi un simulāciju rezultātu novērtēšanu, pašpatēriņa pārveidotāju prototipu izstrādi un eksperimentālo verifikāciju laboratorijas apstākļos. Tika izveidoti prototipi piecfāžu abpusējās darbības  $DC/DC$  līdzstrāvas pārveidotājam ar magnētiski saistītām indukcijas spolēm un trīsfāžu trīslīmeņu  $DC/AC$  inverteram, lai validētu piedāvātās koncepcijas un tehnoloģiskos uzlabojumus laboratorijas apstākļos. Tādējādi pētījuma rezultāti atbilst ceturtajam tehnoloģiju gatavības līmenim.

## Pētījuma novitāte

1. Izstrādāta jauna netiešās strāvas mērīšanas (*ICM*) metode, ieskaitot sprieguma un strāvas uztveršanas ķēdes daļu un fāžu strāvu rekonstrukcijas signālapstrādes daļu, kas ir integrēta  $DC/DC$  līdzstrāvas pārveidotājā un  $DC/AC$  inverterā.
2. Izstrādāts izplūdušās loģikas strāvas balansēšanas un izejas sprieguma regulēšanas kontrolieris ar optimizētu stacionāra režīma un pārejas procesa dinamisku veiktspēju, ko izmanto  $DC/DC$  līdzstrāvas pārveidotāja vadībai, pamatojoties uz *ICM*.
3. Izstrādāta ātrdarbīga bieži sastopamo bojājumu noteikšanas un identifikācijas metode, kuras pamatā ir *ICM* paplašinātā signālu apstrāde un kas ir integrēta  $DC/DC$  līdzstrāvas pārveidotāja pašdiagnostikas sistēmā.
4. Izstrādāts bojājumpiecietīgās darbības algoritms ar mazu reakcijas laiku pārveidotājam ar magnētiski stipri saistītām indukcijas spolēm, lai nodrošinātu drošu energoapgādi drošībai kritiskajām sistēmām.
5. Tiek veikta salīdzinošā analīze par mūsdienu platjoslas SiC un GaN pusvadītāju pielietojumu augstsprieguma pašpatēriņa pārveidotājos, ieskaitot izmaksu un ieguvumu novērtēšanu pārveidotāja dzīves cikla laikā.
6. Piedāvāta un izvērtēta energoefektīva un uzticama pašpatēriņa piedziņas koncepcija, izmantojot gadījuma izpēti par transportlīdzekļa gaisa kompresora piemēru.

## Darba praktiskā nozīme

Pētījuma rezultāti sniedz virkni ieteikumu un tehnoloģisku uzlabojumu, ko praktiski var izmantot elektrisko transportlīdzekļu pašpatēriņa pārveidotāju sistēmās. Promocijas darba rezultāti labi atbilst industrijas pieprasījumam pēc lētiem, uzticamiem, energoefektīviem un videi draudzīgiem risinājumiem elektrisko transportlīdzekļu pašpatēriņa pārveidotāju projektēšanā. Piedāvātās koncepcijas ir eksperimentāli pārbaudītas laboratorijas apstākļos, un tās var tālāk attīstīt līdz gatavam produktam, veicot pārbaudes relevantā vidē, sertifikāciju, tipa apstiprinājumu un ieviešanu tirgū nākamo četru gadu laikā.



Zinātniekiem paredzētās komercializācijas apmācību programmas *CO.LAB* ietvaros tika novērtēts darba rezultātu komercializācijas potenciāls. Tā rezultātā tika izveidota tehnoloģiju ceļa karte, tika novērtēta kopējā adresējamā tirgus potenciāls un izstrādāta pirmā uzņēmējdarbības modeļa versija tehnoloģijas attīstībai tirgū sadarbībā ar industrijas partneri AS “Rīgas elektromašīnbūves rūpnīca”.

## Pētījuma rezultātu aprobācija

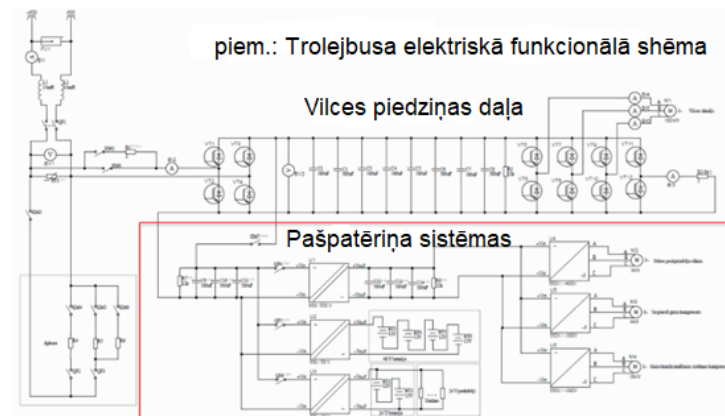
Kopumā tika izveidotas 14 publikācijas, no kurām 11 tika iekļautas promocijas darbā. Pētījuma rezultātu apstiprināšana un praktiskā nozīme ietverta šādās publikācijās.

1. Kondratieva, L., **Bogdanovs, A.**, Overianova, L., Riabov, I., Goolak, S. Determination of the Working Energy Capacity of the On-Board Energy Storage System of an Electric Locomotive for Quarry Railway Transport during Working with a Limitation of Consumed Power. *Archives of Transport*, 2023, Vol. 65, No. 1, pp. 119–136. ISSN 0866-9546. e-ISSN 2300-8830. Available from: doi:10.5604/01.3001.0016.2631.
2. **Bogdanovs, A.**, Krievs, O., Pforr, J. Wide Bandgap SiC and GaN Semiconductor Performance Evaluation in a 3-Phase 3-Level NPC Inverter for Transportation Application. In: *2022 IEEE 63rd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2022): Conference Proceedings*, Latvia, Riga, 10–12 October, 2022. Piscataway: IEEE, 2022, pp. 301–307. ISBN 978-1-6654-6559-5. e-ISBN 978-1-6654-6558-8. Available from: doi:10.1109/RTUCON56726.2022.9978767.
3. Klints, A., **Bogdanovs, A.**, Zarembo, J. FEA Based Traction Converter Thermal Design Method for Railway Application Using Mission Profile Definition. In: *2022 IEEE 63rd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2022): Conference Proceedings*, Latvia, Riga, 10–12 October, 2022. Piscataway: IEEE, 2022, pp. 74–80. ISBN 978-1-6654-6559-5. e-ISBN 978-1-6654-6558-8. Available from: doi:10.1109/RTUCON56726.2022.9978854.
4. **Bogdanovs, A.**, Vonda, Ē., Grīslis, A., Gailis, M., Zalcmānis, G., Kreicbergs, J. E-Mobility Courses Design for Automotive Engineering Curricula: a Case Study. In: *2022 IEEE 63rd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2022): Conference Proceedings*, Latvia, Riga, 10–12 October, 2022. Piscataway: IEEE, 2022, pp. 7–12. ISBN 978-1-6654-6559-5. e-ISBN 978-1-6654-6558-8. Available from: doi:10.1109/RTUCON56726.2022.9978797.
5. **Bogdanovs, A.**, Bubovich, A., Galkin, I. Interdisciplinary Project-based Learning Approach Implementation for Undergraduate Electrical Engineering Students. In: *IEEE 63rd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2022): Conference*

- Proceedings*, Latvia, Riga, 10–12 October, 2022. Piscataway: IEEE, 2022, pp. 116–122. ISBN 978-1-6654-6559-5. e-ISBN 978-1-6654-6558-8. Available from: doi:10.1109/RTUCON56726.2022.9978862.
6. **Bogdanovs, A.**, Krievs, O., Pforr, J. Fault-Tolerant Operation Algorithm for a Multi-Phase DC Converter with Coupled Inductors. In: *PCIM Europe Proceedings*, Germany, Nuremberg, 10-12 May, 2022. Berlin; Offenbach: VDE VERLAG GMBH, 2022, pp. 506–515. ISBN 978-3-8007-5822-7. Available from: doi:10.30420/565822070.
  7. **Bogdanovs, A.**, Krievs, O., Pforr, J. Fault Detection using Indirect DC Link Current Measurement Technique in Multiphase DC Converter with Coupled Inductor. In: *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe): Conference Proceedings*, Belgium, Ghent, 6–10 September, 2021. Piscataway: IEEE, 2021, pp. 2890–2899. ISBN 978-1-6654-3384-6. e-ISBN 978-9-0758-1537-5.
  8. **Bogdanovs, A.**, Kucajevs, J., Steiks, I., Vītols, K., Zemīte, L., Krievs, O., Leibčs, R. Opportunity Analysis of Battery Electric Vehicle Fast Charging Infrastructure Development in Latvia. In: *2021 IEEE 62nd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2021): Conference Proceedings*, Latvia, Riga, 15–17 November, 2021. Piscataway: IEEE, 2021, pp. 324–331. ISBN 978-1-6654-3805-6. e-ISBN 978-1-6654-3804-9. Available from: doi:10.1109/RTUCON53541.2021.9711718.
  9. **Bogdanovs, A.**, Krievs, O., Pforr, J. Indirect Multiple DC Link Current Sensing Using Op-Amp Circuits in a Three-Phase Three-Level PWM Inverter. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management: Proceedings. Vol. 1*, Germany, Nuremberg, 3–7 May, 2021. Berlin; Offenbach: Mesago PCIM GmbH, 2021, pp. 1614–1621. ISBN 978-3-8007-5515-8.
  10. **Bogdanovs, A.**, Krievs, O., Ribickis, L., Pforr, J. Fuzzy Logic Current Balancing Controller Implementation in an Automotive Multi-Phase DC Converter with Coupled Inductors. In: *2020 IEEE 61st International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2020): Conference Proceedings*, Latvia, Riga, 5–7 November, 2020. Piscataway: IEEE, 2020, Article number 9316473. ISBN 978-1-7281-9511-7. e-ISBN 978-1-7281-9510-0. Available from: doi:10.1109/RTUCON51174.2020.9316473.
  11. **Bogdanovs, A.**, Krievs, O., Pforr, J. Indirect DC Link Current Measurement Technique Using an Op-Amp Circuit in an Automotive DC Converter with Coupled Inductors. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management: Proceedings. Vol.1*, Germany, Nuremberg, 7–8 July, 2020. Berlin; Offenbach: Mesago PCIM GmbH, 2020, pp. 60–67. ISBN 978-3-8007-5245-4. ISSN 2191-3358.

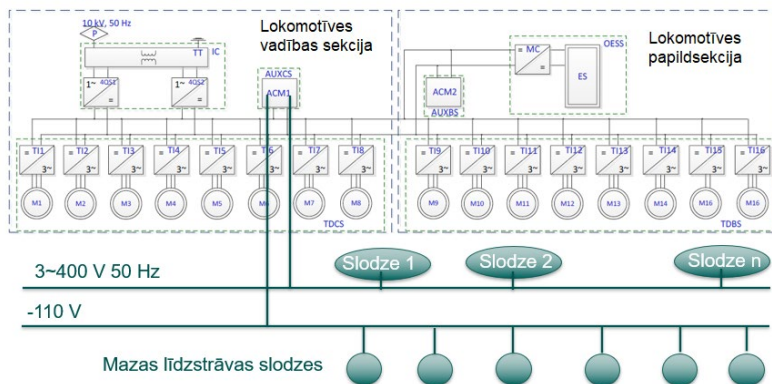
## IEVADS

Pieprasījums pēc pašpatēriņa pārveidotāju jaudas transportlīdzekļos pieaug, un tas prasa kompleksus risinājumus un jaunas pieejas pašpatēriņa enerģijas sadales projektēšanā. Kā tas ir apspriests [1], trolejbusos izmantotā pašpatēriņa sistēmas enerģijas patēriņš ir kļuvis tik augsts, ka ir izaicinājums nodrošināt pieņemamu enerģijas pievadi momentānu elektroenerģijas pārtraukumu gadījumā, braucot caur izolētām kontakttīkla daļām. Tipiska trolejbusa elektriskās funkcionālās shēmas piemērs ir redzams 1. attēlā [2]. Vēl viens piemērs ir elektriskās lokomotīves elektriskās funkcionālās shēmas piemērs, kas ir redzams 2. attēlā [3].



1. att. Piemērs trolejbusa elektriskai funkcionālai shēmai.

piem. Dzelzceļa lokomotīves elektriskā funkcionālā shēma:



2. att. Piemērs elektriskās lokomotīves elektriskai funkcionālai shēmai.

Kā var redzēt 1. un 2. attēlā, shēma sastāv no galvenās piedziņas sistēmas un pašpatēriņa sistēmas. Pašpatēriņa sistēmu var iedalīt divās galvenajās daļās – nelielas slodzes, kas tiek barotas no līdzstrāvas, kā arī lielas slodzes un pašpatēriņa piedziņas sistēmas, kas tiek barotas

no maiņstrāvas. Pieaugošās pašpatēriņa sistēmas enerģijas pieprasījuma tendences prasa augstākas jaudas un palielinātu veiktspēju pašpatēriņa pārveidotājos, taču patlaban par galveno risinājumu uzskata pārveidotāja izmēru palielināšanu vai vairāku pārveidotāju uzstādīšanu paralēli. Citas problēmas rodas saistībā ar līdzstrāvas barošanu daudzām relatīvi mazām slodzēm. Ņemot vērā to, ka ir liels slodžu skaits ar neprognozējamiem slodzes profiliem, rodas sprieguma nestabilitātes problēma, un tas prasa inovatīvus risinājumus līdzstrāvas pārveidotāja projektēšanai un vadībai, lai nodrošinātu ļoti dinamisku enerģijas apgādi. Viens *DC/AC* invertors tiek izmantots, lai barotu ar maiņstrāvu ierobežotu slodžu skaitu ar relatīvi lielu jaudu. Gadījumā, ja notiek vienlaicīga slodžu ieslēgšana, var rasties pārmērīga momentānā strāva vai pārslodze sakarā ar pārejas procesa norisi, turklāt pārveidotāja bojājuma gadījumā var ciest visa maiņstrāvas barošanas sistēma, ieskaitot drošībai kritiskās slodzes. Visbeidzot, konservatīvs pašpatēriņa sistēmas dizains rezultējas ar zemu efektivitāti, enerģijas zudumiem un dinamisku slodzes raksturu, kas rada termisko cikliskumu, īsāku komponentu ilgmūžību un mazāk uzticamu darbību.

Lielākā daļa pašpatēriņa enerģijas tiek patērēta pašpatēriņa piedziņas sistēmās, piemēram, stūres pastiprinātājā, kompresorā un gaisa kondicionēšanas sistēmā. Tāpēc šo sistēmu optimizācija ir vislietderīgākā. Eļļas sūkņa gadījumā [4] tiek piedāvāts izmantot pastāvīgu magnētu ierosmes sinhrono mašīnu, lai palielinātu efektivitāti un uzticamību 6 kW pašpatēriņa slodzei ar regulējamās frekvences piedziņu. Līdzīgi, [5] autori iesaka mainīgās frekvences pārveidotāju vadības sistēmas gan vilces piedziņai, gan pašpatēriņa sistēmu piedziņai, lai panāktu augstu efektivitāti, samazinātu svaru un iegūtu kompakto dizainu. Saskaņā ar gadījuma izpēti [6] daudzlīmeņu invertoru topoloģija, kas izveidota ar platjoslas pusvadītājiem, var piedāvāt izcilu veiktspēju, kas ir būtiska regulējamās frekvences pašpatēriņa piedziņai. Tāpēc ar SiC vai GaN pusvadītājiem izveidots daudzlīmeņu *DC/AC* invertors var kļūt par optimālu risinājumu.

Efektīvs risinājums augstām dinamiskās veiktspējas prasībām bez izolācijas starp ieeju un izeju ir daudzfāžu abpusējās darbības pazeminošais pārveidotājs ar magnētiski saistītiem induktoriem. Daudzfāžu līdzstrāvas pārveidotāji tiek plaši izmantoti dažādos pielietojumos, jo to secīgās darbības princips nodrošina augstu efektivitāti un zemas izejas strāvas pulsācijas salīdzinājumā ar vienfāzes pārveidotājiem [7]–[24]. Daudzfāžu pazeminošie pārveidotāji atbilst automobiļu pielietojuma prasībām, kur ir jāsavieno dažādi sprieguma līmeņi ar uzlabotu dinamisko veiktspēju un nav nepieciešama galvaniskā izolācija starp ieeju un izeju [7]–[10]. Daudzfāžu pārveidotāji ar magnētiski saistītām indukcijas spolēm nodrošina vēl labāku risinājumu, jo tie darbojas ar augstāku lietderības koeficientu, zemām fāžu strāvu svārstībām, tiem ir kompakts dizains un augsts enerģijas blīvums, jo ir samazināts induktora tilpums [7]–[13], [23], [24]. Tomēr liela problēma, kas ir raksturīga magnētiski saistīto induktoru pārveidotājiem, ir nepieciešamība ieviest fāžu strāvu balansēšanas regulatoru, jo pat nelielas atšķirības induktoru voltu-sekunžu reizinājumā izraisa nozīmīgu fāžu strāvu disbalansu, kas rada efektivitātes samazināšanos, palielinātas strāvas un sprieguma svārstības, induktora piesātinājumu un pat pārveidotāja darbības pārtraukumu [10]. Tāpēc ir jānosaka visas fāžu strāvas magnētiski saistītā spolē un jākontrolē to starpības, lai nodrošinātu pārveidotāja efektīvu darbību un izvairītos no sistēmas atteikumiem.

# 1. SENSORI UN MĒRĪJUMU METODES PAŠPATĒRIŅĀ PĀRVEIDOTĀJOS

Sensoriem un mērīšanas metodēm ir būtiska nozīme pašpatēriņa pārveidotājos. Lai projektētu inteligentu un uzticamu vadības sistēmu, iepriekš jānosaka un jānovērtē galvenie pārveidotāja parametri, proti, spriegums un strāva. Šajā nodaļā aprakstīts vispārējais pieejas veids ekonomiski efektīvai un uzticamai strāvas mērīšanas metodei ar vienu sensoru daudzfāžu pārveidotājos, kā arī piedāvāta jauna Netiešā Strāvas Mērīšanas (*ICM*) metode, ko var izmantot daudzfāžu *DC/DC* līdzstrāvas pārveidotājos un *DC/AC* invertoros.

## 1.1. Vispārējā metodika strāvas mērījumiem, izmantojot vienu sensoru

Katras pārveidotāja fāzes atsevišķas strāvas sensora ieviešana būtu ļoti dārgs risinājums [11]–[13]. Rakstā [20] tika piedāvāta viena sensora shēma, tomēr strāvas mērījumiem ir nepieciešami papildu slēdži. [14]–[16] aprakstītas bezsensoru strāvas balansēšanas tehnoloģijas, tomēr [15] un [18] parādīja būtiskas kļūdas starp fāžu strāvu vērtībām, un [14] parādīja lēnu pārejas procesa reakciju. Tāpēc daudz uzmanības ir pievērsts viena strāvas sensora shēmām, izmantojot līdzstrāvas saites strāvas mērījumu ar sekojošiem fāzes strāvu atjaunošanas algoritmiem [11]–[13], [17]–[20]. [11]–[13] ir parādīts, ka strāvas dalīšana, balstoties viena līdzstrāvas saites strāvas sensora mērījumos, ir iespējama magnētiski saistītu induktoru pārveidotājos ar mazām kļūdām un labu pārejas procesa dinamiku.

Kā parādīts [4], līdzstrāvas saites strāvu var matemātiski izteikt ar 1.1. formulu kā fāzes strāvas un impulsa platumā modulācijas (*PWM*) pārslēgšanās funkcijas reizinājumu summu. *PWM* pārslēgšanās funkcija ir izteikta ar 1.2. formulu. Ņemot vērā 1.1. un 1.2. formulu, *N*-fāžu pārveidotājā fāzes tiek nobīdītas par *T/N*, tāpēc līdzstrāvas saites strāva var iekļaut no 0 līdz *N* fāzes strāvām atkarībā no darba cikla diapazona, līdz ar to jāanalizē *N* darba ciklu diapazoni. No līdzstrāvas saites strāvas mērījumiem katrā fāzē *PWM* nesēja zemākajā un augstākajā punktā tiek iegūta attiecīgā fāzes strāvu summa [7]. Šos rezultātus reprezentē 1.3. un 1.4. formula, kur  $A_{vi}$  un  $A_{pi}$  ir  $N \times N$  matricas.

$$I_{DC}(t) = \sum_{i=1}^N I_i(t) \cdot S_i(t), \quad (1.1.)$$

kur  $I_i$  – fāzes strāva, A;

$S_i$  – *PWM* pārslēgšanās funkcija.

$$S_i(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } 0 + \varphi_i < t < D_i \cdot T + \varphi_i \\ 0 & \text{if } D_i \cdot T + \varphi_i < t < T + \varphi_i \end{cases} \quad (1.2.)$$

kur  $\varphi_i$  – fāzes nobīde, s;

*T* – *PWM* pārslēgšanās periods;

$D_i$  – darba cikls.

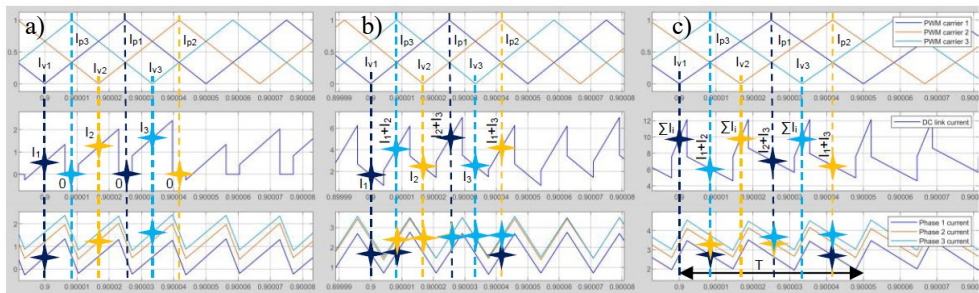
$$\begin{bmatrix} I_{v1} \\ \vdots \\ I_{vN} \end{bmatrix} = \overline{A}_v \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}, \quad (1.3.)$$

kur  $I_{vi}$  – līdzstrāvas saites strāvas mērījums  $i$ -tās fāzes  $PWM$  nesēja zemākajā punktā,  $A$ ;  
 $\overline{A}_v$  –  $PWM$  nesēja zemāko punktu strāvu rekonstrukcijas matrica.

$$\begin{bmatrix} I_{p1} \\ \vdots \\ I_{pN} \end{bmatrix} = \overline{A}_p \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}, \quad (1.4.)$$

kur  $I_{pi}$  – līdzstrāvas saites strāvas mērījums  $i$ -tās fāzes  $PWM$  nesēja augstākajā punktā,  $A$ ;  
 $\overline{A}_p$  –  $PWM$  nesēja augstāko punktu strāvu rekonstrukcijas matrica.

Atkarība starp  $PWM$  nesējiem un strāvas formām ar līdzstrāvas saites sensora risinājumu ir parādīta trīsfāžu pārveidotāja piemērā trīs darbības cikla diapazoniem (1.1. att.).



1.1. att. Trīsfāžu pārveidotāja strāvas formas: a)  $D < 1/3$ ; b)  $1/3 < D < 2/3$ ; c)  $D > 2/3$ .

Strāvas rekonstrukcijas algoritmus katram darba cikla diapazonam iegūst, invertējot matricas  $A_{vi}$  un  $A_{pi}$ , un tādējādi fāzes strāvas vidējās vērtības iegūst no līdzstrāvas saites strāvas mērījumiem. Piedāvātās metodes ierobežojumi rodas tad, kad kāda no matricām –  $A_{vi}$  vai  $A_{pi}$  – kļūst singulāra. Tas notiek, ja matrica sastāv no nullēm vai vieniniekiem vai summēto fāžu strāvu skaitam atbilstošajos līdzstrāvas strāvas mērījumos ir tāds pats reizinātājs, kāds ir pārveidotāja fāžu skaitam  $N$ . Tādējādi ierobežojumi rodas tikai pārveidotājos ar saliktu  $N$  fāžu skaitu atsevišķos darba cikla diapazonos. Tādējādi pārveidotājiem ar pirmskaitļa fāžu skaitu var definēt vispārēju pieeju (1.2. att.).

Darba cikla diapazons		0...1/N	1/N...2/N	2/N...3/N	...	(N-3)/N...(N-2)/N	(N-2)/N...(N-1)/N	(N-1)/N...1
Fāžu strāvu skaits līdzstrāvas saites strāvas mērījumā uz $PWM$ nesēja	zemākā punkta	1	1	3	...	N-2	N-2	N
	augstākā punkta	0	2	2	...	N-3	N-1	N-1
Rekonstrukcijas algoritms no mērījumiem uz $PWM$ nesēja	zemākā punkta	algoritms 1		alg. 3	...	algoritms N-2		-
	augstākā punkta	-	algoritms 2		...	alg. N-3	algoritms N-1	

1.2. att. Vispārēja metode fāžu strāvu rekonstrukcijai no līdzstrāvas saites strāvas sensora.

Veiktā strāvu formas analīze parāda skaidru sakarību starp līdzstrāvas saites un fāžu strāvu formām. Pārveidotājiem ar pirmskaitļa fāžu skaitu vienas līdzstrāvas saite strāvas sensora mērījumus var izmantot fāžu strāvu rekonstrukcijai pilnā darba ciklu diapazonā. Pārveidotājiem ar salikta skaitļa fāžu skaitu, izmantojot vienu sensoru, radīsies darbības cikla diapazonu ierobežojumi, vai arī var izmantot samazinātu strāvas sensoru skaitu, lai nodrošinātu darbību

visā darbības cikla diapazonā. Aprakstītā strāvas mērīšanas metode ir pielietojama daudzfāžu pārveidotājiem ar magnētiski atsaistītām un saistītām indukcijas spolēm ar jebkuru fāžu skaitu.

## 1.2. Netiešā strāvas mērīšana daudzfāžu līdzstrāvas pārveidotājā

Iepriekš aprakstītie līdzstrāvas saites strāvas mērījumi tika veikti tieši [11]–[13], jo pārveidotājā ir tikai viens līdzstrāvas saites kondensators ar sensora pozīciju starp līdzstrāvas saiti un pusvadītāju pustiltiem, kā redzams 1.3. a attēlā. Tomēr, ja sensora pozīcija tiek mainīta, kā redzams 1.3. b attēlā, līdzstrāvas saites strāvu nav iespējams iegūt tiešā mērījumā. Līdzstrāvas saites strāvu iegūst netieši, izmantojot kondensatora spriegumu, izmantojot 1.5. formulu.

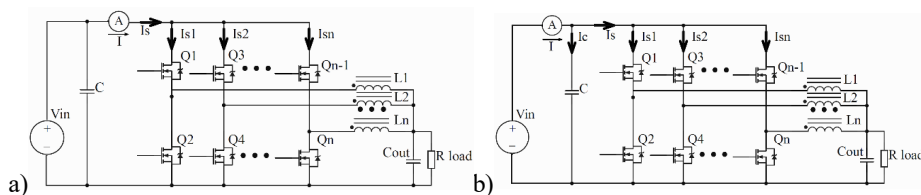
$$I_s = I_{s1} + I_{s2} \dots + I_{sN} = I - I_C = I - C \frac{dU_C}{dt}, \quad (1.5.)$$

kur  $I_s$  – līdzstrāvas saites strāva, A;

$I_{si}$  – strāva, kas plūst uz  $i$ -to pustiltu, A;

$C$  – līdzstrāvas saites kapacitāte, F;

$U_C$  – līdzstrāvas saites kondensatora spriegums, V.



1.3. att. Daudzfāžu pārveidotājs ar magnētiski saistītām indukcijas spolēm un a) iepriekš [9]–[11] izmantotu sensora pozīciju; b) piedāvāto sensora pozīciju.

Zemsprieguma pārveidotājos, kur izmanto lauktranzistorus ar zemu vadīšanas pretestību un maksimālo spriegumu, strāvas ceļa garumam starp pustilta slēdžiem un kondensatoru jābūt minimālam, lai izvairītos no pārejas procesā radītā pārsprieguma, ko izraisa ceļa parazītiskā induktivitāte. Lai to panāktu, tiek ieteikts uzstādīt kondensatorus katra pustilta tiešā tuvumā. Tādējādi tiek iegūts daudzfāžu pārveidotājs ar vairākiem sadalītiem līdzstrāvas saites kondensatoriem, kā redzams 1.4. attēlā. Līdzstrāvas saites strāvu piecfāžu pārveidotājam var izteikt ar 1.6. formulu, ņemot vērā strāvas sensora mērījumus un strāvas, kas ieplūst sadalītajos līdzstrāvas savienojuma kondensatoros. Ar 1.6. formulu izsakot kondensatoru spriegumus, iegūst 1.7. formulu.

$$I_s = I_{s1} + I_{s2} + I_{s3} + I_{s4} + I_{s5} = -I - I_{c1} - I_{c2} - I_{c3} - I_{c4} - I_{c5}, \quad (1.6.)$$

kur  $I_{ci}$  – strāva, kas plūst  $i$ -tajā sadalītajā līdzstrāvas saites kondensatorā, A.

$$I_s = -I - C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} - C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} - C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} - C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} - C_5 \frac{dU_{c5}}{dt}, \quad (1.7.)$$

kur  $C_i$  – izkļiedētās līdzstrāvas saites  $i$ -tā kapacitāte, F;

$U_{ci}$  – izkļiedētās līdzstrāvas saites  $i$ -tais spriegums, V.

Ir izstrādāta summējoša diferenciālā pastiprinātāja shēma, kuras pamatā ir 1.7. formula, ņemot vērā ieejas strāvas sensora pretējo virzienu. Tajā ir iekļauts nobīdes spriegums divvirzienu strāvas uztveršanai un iekšējā PT<sub>1</sub> veikspēja, pievienojot kondensatoru C17 atgriezeniskās saites cilpā. Piemērojot Kirhofa strāvas likumu invertējošai ieejai un ņemot vērā Holla efekta strāvas sensora tinumu attiecību, pastiprinātāja shēmas izejas signāls tiek uzdots atbilstoši 1.8. formulai.

$$\begin{aligned} C_{17} \frac{dU_{sig}}{dt} + \frac{U_{sig}}{R_6} = \frac{U_s}{R_2} + I \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_3} - C_6 \frac{dU_{c1}}{dt} - C_7 \frac{dU_{c2}}{dt} \\ - C_8 \frac{dU_{c3}}{dt} - C_9 \frac{dU_{c4}}{dt} - C_5 \frac{dU_{c5}}{dt}, \end{aligned} \quad (1.8.)$$

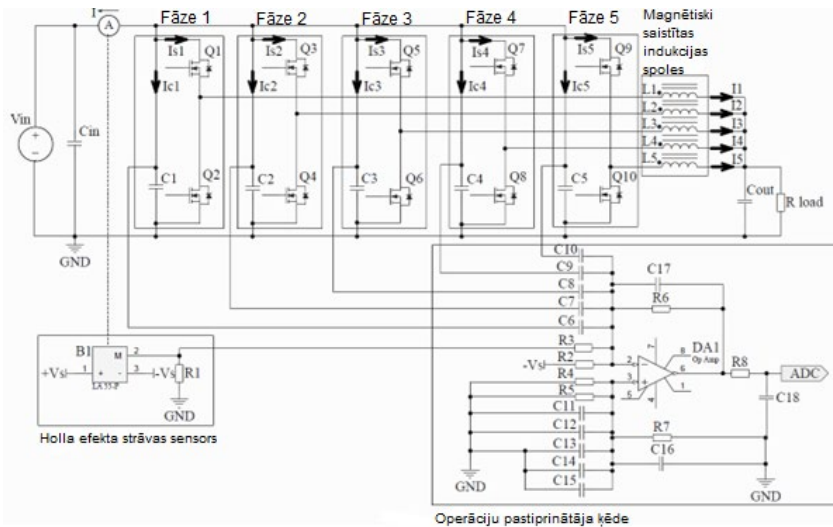
kur  $U_{sig}$  – pastiprinātāja izejas signāla spriegums, V;

$\frac{N_1}{N_2}$  – Holla efekta strāvas sensora tinumu attiecība;

$C_i$  –  $i$ -tā kapacitāte, F;

$R_i$  –  $i$ -tā pretestība,  $\Omega$ .

Lai palielinātu pastiprinātāja ķēdes imunitāti pret parastajiem un diferenciālā režīma traucējumiem, tas ir konstruēts kā pilnībā simetrisks diferenciālais pastiprinātājs, un papildus tiek izmantots neliels izejas zemfrekvences filtrs, kas sastāv no R8 un C18. Tādējādi tiek iegūts filtrēts signāls, kas attēlo atjaunotās līdzstrāvas saites strāvas formu. Iegūto signālu var izmantot analogu-ciparu pārveidotājs līdzstrāvas saites strāvas mērīšanai un fāžu strāvu rekonstrukcijai, kā aprakstīts 1.1. apakšnodalā.

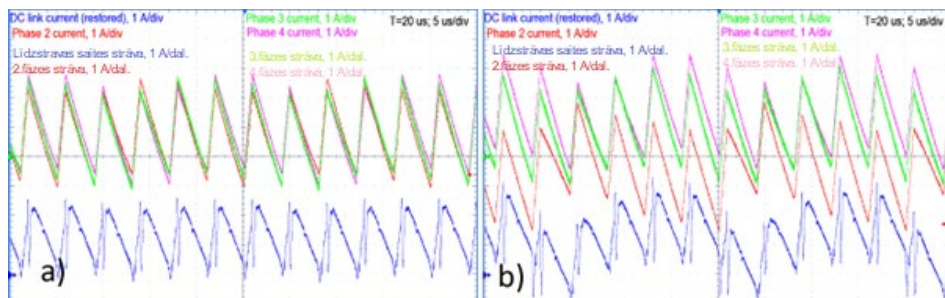


1.4. att. Pētāmais piecphāžu pārveidotājs ar magnētiski saistītām indukcijas spolēm ar pastiprinātāja shēmu netiešās līdzstrāvas saites strāvas iegūšanai.

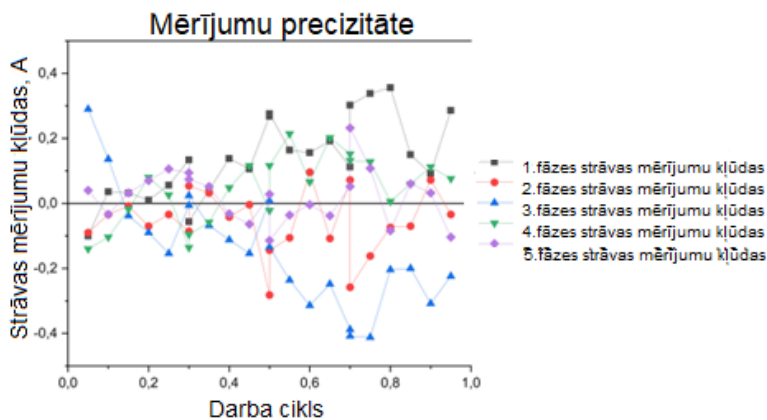
Piedāvātā ICM koncepcija ir eksperimentāli verificēta. Sākotnēji netieši iegūtās līdzstrāvas saites strāvas formas tiek salīdzinātas ar fāzes strāvas viļņu formām normālos darba apstākļos. Gadījumi ar līdzsvartām un nelīdzsvartām fāžu strāvām ir redzami attiecīgi 1.5. a un b attēlā.



Pirmajā gadījumā fāzes strāvas ir praktiski vienādas, tāpēc atjaunotā līdzstrāvas saites strāvas viļņu forma ir sakārtota ar mērījumu vērtībām, kas ir praktiski vienādas. Nelīdzsvarotu fāžu strāvu gadījumā tās ir nevienlīdzīgas, un signāls, kas iegūts no pastiprinātāja shēmas, atspoguļo esošo fāžu strāvu nelīdzsvarotību. Otrajā gadījumā tiek pētīta strāvas mērījumu precizitāte. Atšķirības starp rekonstruētajām un tieši izmērītajām fāžu strāvu vērtībām salīdzina dažādos pārveidotāja darbības punktos pilnā darba ciklu diapazonā. Iegūtās novirzes redzamas 1.6. attēlā. Piedāvātās metodes precizitāte ir adekvāta, *ICM* sensora signāls labi atspoguļo fāžu strāvu nelīdzsvarotību, un mērījumu kļūda ir krietni zem 0,5 A plašā darbības diapazonā. Detalizētāka informācija ir atrodamā [25].



1.5. att. Pārveidotāja strāvas formas normālos darba apstākļos, ja fāzes strāvas ir a) līdzsvarotas; b) nelīdzsvarotas.



1.6. att. Novirzes starp tieši izmērītajām un rekonstruētajām fāžu strāvu vērtībām.

### 1.3. Netiešā strāvas mērīšana daudzlīmeņu invertorā

Sakarība starp līdzstrāvas saites un fāzes strāvām invertoros tika pētīta [26]–[35]. Tādējādi netiešo mērījumu pieeju var paplašināt daudzlīmeņu invertoram ar plakanām kopnēm starp līdzstrāvas saites kondensatoriem un pusvadītāju ierīcēm, novietojot ieejas strāvas sensoru pie pozitīvās līdzstrāvas kopnes. Spēka shēmai tiek pievienotas divas pastiprinātāja shēmas, lai

atjaunotu augšējās (*TDC*) un neitrālās (*NDC*) līdzstrāvas saites strāvu formas, tādējādi nodrošinot netiešu kļūmjiēcietīgu vairāku līdzstrāvas saites strāvu sensoru shēmu (*MDCS*) [26]–[29], iegūstot attiecīgi viena sensora un bezsensoru strāvas mērīšanas metodes. Netiešā vairāku līdzstrāvas saites strāvu sensoru shēmu (*MDCS*) metode tiek analizēta trīsfāžu trīslīmeņu *PWM* invertora shēmā ar diožu neitrālā punkta atdalīšanu (1.7. att.) ar atbilstošām pastiprinātāja shēmām, ko izmanto līdzstrāvas saites strāvu formas atjaunošanai. Izmantojot 1.7. attēlā redzamās augšējās un neitrālās līdzstrāvas strāvas, to var izteikt ar 1.9. un 1.10. formulu.

$$I_{TDC} = -I_{in} - I_{C1} = -I_{in} - C_1 \frac{dU_{C1}}{dt}, \quad (1.9.)$$

kur  $I_{C1}$  – strāva, kas plūst augšējā līdzstrāvas saites kondensatorā, A;

$I_{in}$  – ieejas strāva uz pozitīvās kopnes, A;

$C_1$  – augšējā līdzstrāvas saites kondensatora kapacitāte, F;

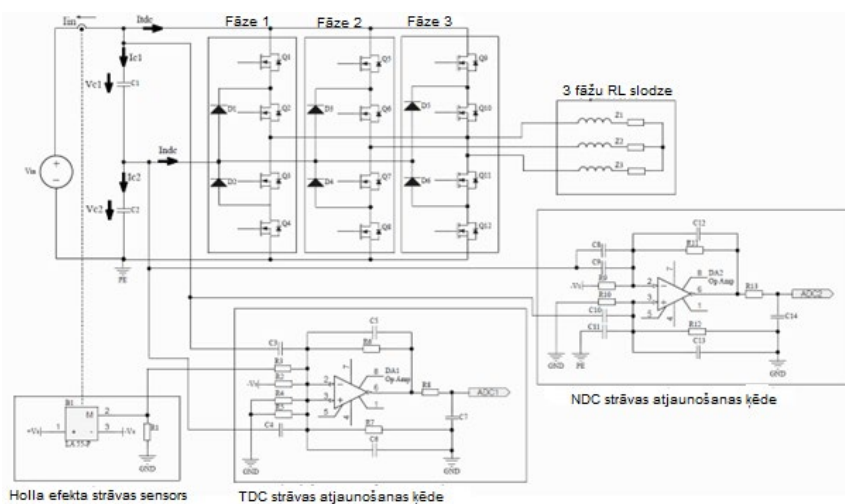
$U_{C1}$  – augšējās līdzstrāvas saites spriegums, V.

$$I_{NDC} = I_{C1} - I_{C2} = C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} - C_2 \frac{dU_{C2}}{dt}, \quad (1.10.)$$

kur  $I_{C2}$  – strāva, kas plūst apakšējā līdzstrāvas saites kondensatorā, A;

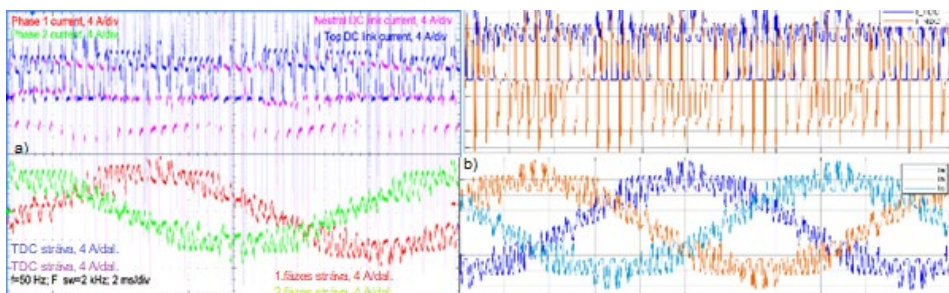
$C_2$  – apakšējā līdzstrāvas saites kondensatora kapacitāte, F;

$U_{C2}$  – apakšējās līdzstrāvas saites spriegums, V.

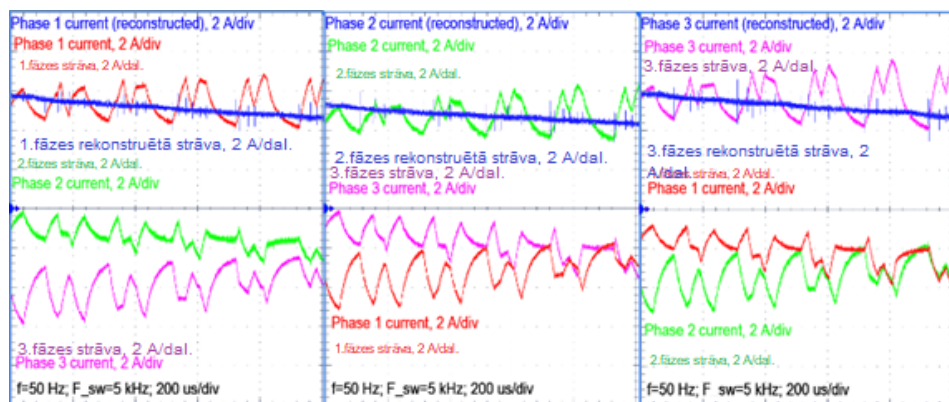


1.7. att. Pētāmā trīsfāžu trīslīmeņu invertora ar neitrālā punkta diožu atdalīšanu shēma ar divām pastiprinātāja ķēdēm netiešai līdzstrāvas saites strāvu noteikšanai.

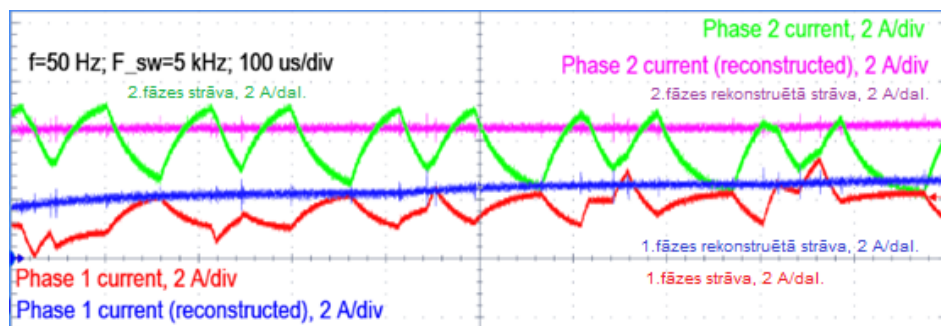
Piedāvātā *ICM* koncepcija ir eksperimentāli verificēta. Strāvas formu atbilstība starp eksperimentālajiem un simulācijas rezultātiem 2 kHz pārslēgšanas frekvences gadījumam redzama 1.8. attēlā. Pastiprinātāju ķēdēs strāvu *TDC* un *NDC* formas tiek atjaunotas labā kvalitātē. Atsevišķi rekonstruēto fāžu strāvu vērtības redzamas 1.9. attēlā. Fāžu strāvu rekonstrukcijas piemērs 5 kHz pārslēgšanas frekvencei – 1.10. attēlā.



1.8. att. a) Eksperimentālas; b) simulētas invertora strāvas formas pie 2 kHz pārslēgšanas frekvences.



1.9. att. Atsevišķi rekonstruētas fāzes strāvas.



1.10. att. Fāžu strāvu rekonstrukcija pie 5 kHz pārslēgšanas frekvences.

Netiešā vairāku līdztāvas saites strāvu sensoru shēmu (*MDCS*) metode parāda labu strāvu formas kvalitāti, augstu precizitāti un imunitāti pret traucējumiem. *TDC* un *NDC* strāvas mērījumu turpmāka analīze, novērtējot atšķirību starp rekonstruētajām un reālās fāzes strāvas vērtībām, ir parādījusi, ka netiešās līdztāvas saites strāvas iegūšanas metode sasniedz atbilstošu mērījumu precizitāti. Iegūto strāvas mērījumu precizitāti galvenokārt ietekmē signāla

filtrēšana, atšķirības starp fāžu pretestībām, pasīvo elementu pielaides, līdzstrāvas saites kondensatora ekvivalentā virknes pretestība (*ESR*) un pareiza mērījumu laika brīža iestatīšana. Ar invertora pārslēgšanas frekvencēm līdz 20 kHz rekonstruētās fāzes strāvas vērtības maksimālā izmērītā novirze atsevišķos punktos nepārsniedza 20 %. Lielākajā daļā iegūto mērījumu punktu (> 90 %) relatīvā kļūda bija zem 10 %. Sasniegtā precizitāte bija zemāka augstās komutācijas frekvencēs un pakāpeniski uzlabojās, samazinoties frekvencei. Tādējādi netiešo *MDCS* metodi var izmantot maiņstrāvas barošanas un elektriskās piedziņas pielietojumos. Turklāt to var attīstīt izmantošanai turpmākām daudzfāžu un daudzlīmeņu invertoru topoloģiju gadījumiem. Detalizētāka informācija ir atrodamā [36].

#### 1.4. Secinājumi

Sakarību starp līdzstrāvas saites un fāžu strāvu formām var izmantot ekonomiski izdevīgu mērījumu veikšanai ar viena sensora palīdzību. Pārveidotājiem ar pirmskaitļa fāžu skaitu vienas līdzstrāvas saites strāvas sensora mērījumus var izmantot fāžu strāvu rekonstrukcijai pilnā darba ciklu diapazonā. Pārveidotājiem ar salikta skaitļa fāžu skaitu, izmantojot vienu sensoru, radīsies darba ciklu diapazonu ierobežojumi, vai arī var izmantot samazinātu līdzstrāvas saites strāvas sensoru skaitu, lai nodrošinātu darbību pilnā darba ciklu diapazonā.

Izmantojot netiešo līdzstrāvas saites strāvas mērīšanas metodi daudzfāžu līdzstrāvas pārveidotājam ar magnētiski saistītiem induktoriem, līdzstrāvas saites strāvas formas var atjaunot labā kvalitātē, izmantojot vienu strāvas sensoru ar pastiprinātāja shēmu pārveidotājos ar telpiski izkliedētiem līdzstrāvas saites kondensatoriem. Piedāvātās *ICM* metodes precizitāte daudzfāžu *DC/DC* pārveidotājos ir pietiekama, fāzes strāvas nelīdzsvarotību labi atspoguļo *ICM* sensora signāls, un mērījumu kļūda ir krietni zem 0,5 A plašā darbības diapazonā. Sasniegtā precizitāte reālos ekspluatācijas apstākļos ir pietiekama strāvas balansēšanas kontroliera ieviešanai un efektīvai darbībai.

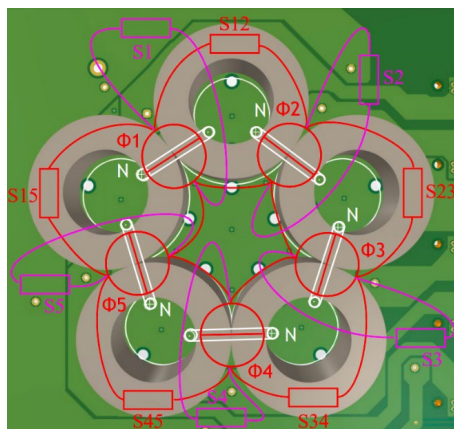
Piedāvāto *ICM* metodi var izmantot viena sensora vai bezsensora konfigurācijā fāžu strāvu noteikšanai daudzlīmeņu invertoros, izmantojot augšējās līdzstrāvas saistes kopnes (*TDC*) vai apakšējās līdzstrāvas saistes kopnes (*NDC*) sensoru shēmas atsevišķi. *TDC* un *NDC* strāvu formas var atjaunot, izmantojot vienu strāvas sensoru ar divām pastiprinātāja shēmām, kas veido uzticamu vairāku līdzstrāvas saites strāvu sensoru shēmu (*MDCS*), un metodiku, ko izmanto fāžu strāvu rekonstrukcijai. Netiešo vairāku līdzstrāvas saites strāvu sensoru shēma (*MDCS*) ir pārbaudīta, izmantojot simulācijas un eksperimentu rezultātus, un tā ir parādījusi labu strāvu formas kvalitāti, augstu precizitāti un imunitāti pret traucējumiem. Tādējādi netiešo vairāku līdzstrāvas saites strāvu sensoru shēmu (*MDCS*) var izmantot mūsdienu pašpatēriņa pārveidotāju un piedziņas pielietojumos.

## 2. PAŠPATĒRIŅA PĀRVEIDOTĀJU REGULĒŠANA

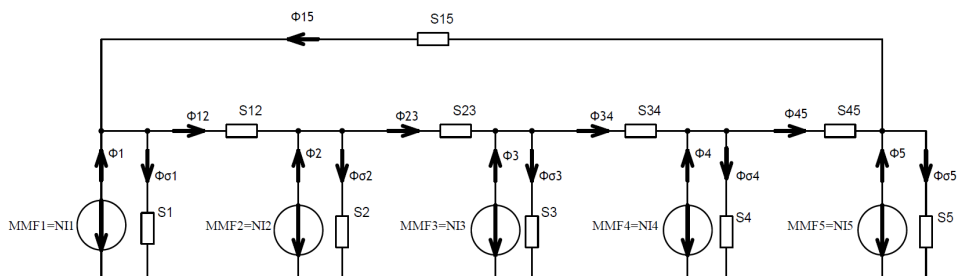
Pašpatēriņa pārveidotāja regulatora dizains ir būtisks solis, lai sasniegtu enerģētiski un ekonomiski efektīvas tehnoloģijas mērķi. Lai izveidotu inteligentu un uzticamu vadības sistēmu ar ātru reakciju, sistēmas iekšējie parametri un darbība jāanalizē detalizēti. Šajā nodaļā ir aprakstīta pārveidotāja sistēmas pārvades funkcijas noteikšana un regulatora projektēšana, kā arī analizēta izplūdušās loģikas regulatora veikspēja dažādos apstākļos. Detalizēts izplūdušās loģikas regulatora dizains ir aprakstīts [37].

### 2.1. Magnētiski saistītu indukcijas spoļu konfigurācijas analīze

Piecfažu līdzstrāvas pārveidotājs, kas aplūkots 1.2. apakšnodaļā, ir uzbūvēts ar magnētiski saistītām indukcijas spoļēm. Magnētiski saistītas indukcijas spoles ir izveidotas no pieciem toroidāliem N87 serdeņiem *EPCOS B64290L0082X087* diferenciālā konfigurācija ar pieciem vijumiem katram fāzes tinumam. Magnētiski saistītu indukcijas spoļu konfigurācija ar pa virsu uzzīmētu magnētiskās ķēdes shēmu redzama 2.1. attēlā, atbilstošā magnētiskās ķēdes shēma – 2.2. attēlā, induktivitātes matricas mērījumu rezultāti uzskaitīti 2.1. izteiksmē.



2.1. att. Magnētiski saistītu indukcijas spoļu konfigurācija pārveidotājā.



2.2. att. Magnētiski saistīta induktora magnētiskā ķēde.

$$L = \begin{bmatrix} 211 & -104 & 0 & 0 & -106 \\ -104 & 210 & -104 & 0 & 0 \\ 0 & -104 & 209 & -104 & 0 \\ 0 & 0 & -104 & 210 & -104 \\ -106 & 0 & 0 & -104 & 212 \end{bmatrix}, \quad (2.1.)$$

kur  $L$  – induktivitātes matrica (lineārā diapazonā),  $\mu\text{H}$ .

Tiek analizēta aplūkotā magnētiski saistītā induktora magnētiskās ķēdes shēma, lai iegūtu matemātisko modeli turpmākai nelineārai analīzei un pārvades funkcijas noteikšanai. Pielietojot superpozīcijas teorēmu magnētiskajai ķēdei (2.2. att.), tiek iegūta 2.2. vienādojumu sistēma.

$$\begin{cases} \Phi_1 = \Phi_{\sigma 1} + \Phi_{12} - \Phi_{51} = \frac{MMF_1}{S_1} + \frac{MMF_1}{S_{12}} - \frac{MMF_2}{S_{12}} - \frac{MMF_5}{S_{51}} + \frac{MMF_1}{S_{51}} \\ \Phi_2 = \Phi_{\sigma 2} + \Phi_{23} - \Phi_{12} = \frac{MMF_2}{S_2} + \frac{MMF_2}{S_{23}} - \frac{MMF_3}{S_{23}} - \frac{MMF_1}{S_{12}} + \frac{MMF_2}{S_{12}} \\ \Phi_3 = \Phi_{\sigma 3} + \Phi_{34} - \Phi_{23} = \frac{MMF_3}{S_3} + \frac{MMF_3}{S_{34}} - \frac{MMF_4}{S_{34}} - \frac{MMF_2}{S_{23}} + \frac{MMF_3}{S_{23}} \\ \Phi_4 = \Phi_{\sigma 4} + \Phi_{45} - \Phi_{34} = \frac{MMF_4}{S_4} + \frac{MMF_4}{S_{45}} - \frac{MMF_5}{S_{45}} - \frac{MMF_3}{S_{34}} + \frac{MMF_4}{S_{34}} \\ \Phi_5 = \Phi_{\sigma 5} + \Phi_{51} - \Phi_{45} = \frac{MMF_5}{S_5} + \frac{MMF_5}{S_{51}} - \frac{MMF_1}{S_{51}} - \frac{MMF_4}{S_{45}} + \frac{MMF_5}{S_{45}} \end{cases} \quad (2.2.)$$

kur  $\Phi_{\sigma i}$  – magnētiskā plūsma gaisā ap  $i$ -tās fāzes tinumiem, Wb;

$\Phi_{ij}$  – magnētiskā plūsma serdē starp  $i$ -tās un  $j$ -tās fāzes tinumiem, Wb;

$\Phi_i$  – kopējā magnētiskā plūsma, kas atbilst  $i$ -tās fāzes tinumiem, Wb;

$MMF_i$  – magnetodzinējspēks uz  $i$ -tās fāzes tinumiem, A (Ampērvijumi);

$S_i$  – gaisa ceļa relaktance ap  $i$ -tās fāzes tinumiem,  $\text{H}^{-1}$ ;

$S_{ij}$  – toroīda serdes relaktance starp  $i$ -tās un  $j$ -tās fāzes tinumiem,  $\text{H}^{-1}$ .

Pārkārtojot 2.2. vienādojumu sistēmu uz stāvokļu telpas reprezentāciju, tiek iegūta 2.3. vienādojumu sistēma, ko var tālāk izmantot simulācijas modeli.

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \\ \Phi_4 \\ \Phi_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_{51}} + \frac{1}{S_{12}}\right) & -\frac{1}{S_{12}} & 0 & 0 & -\frac{1}{S_{51}} \\ -\frac{1}{S_{12}} & \left(\frac{1}{S_2} + \frac{1}{S_{12}} + \frac{1}{S_{23}}\right) & -\frac{1}{S_{23}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{S_{23}} & \left(\frac{1}{S_3} + \frac{1}{S_{23}} + \frac{1}{S_{34}}\right) & -\frac{1}{S_{34}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{S_{34}} & \left(\frac{1}{S_4} + \frac{1}{S_{34}} + \frac{1}{S_{45}}\right) & -\frac{1}{S_{45}} \\ -\frac{1}{S_{51}} & 0 & 0 & -\frac{1}{S_{45}} & \left(\frac{1}{S_5} + \frac{1}{S_{45}} + \frac{1}{S_{51}}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} MMF_1 \\ MMF_2 \\ MMF_3 \\ MMF_4 \\ MMF_5 \end{bmatrix} \quad (2.3.)$$

kur  $\Phi_i$  – kopējā magnētiskā plūsma, kas atbilst  $i$ -tās fāzes tinumiem, Wb;

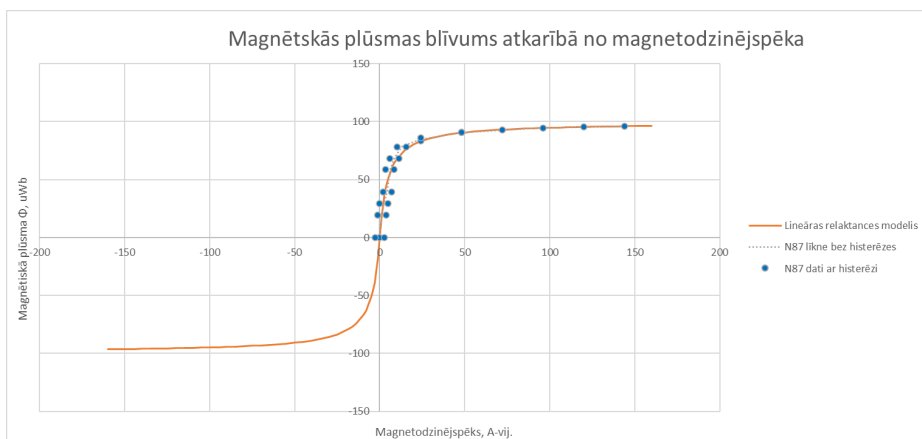
$MMF_i$  – magnetodzinējspēks uz  $i$ -tās fāzes tinumiem, A (Ampērvijumi);

$S_i$  – toroīda serdes relaktance starp  $i$ -tās un  $j$ -tās fāzes tinumiem,  $\text{H}^{-1}$ ;

$S_{ij}$  – toroīda serdes relaktance starp  $i$ -tās un  $j$ -tās fāzes tinumiem,  $\text{H}^{-1}$ .

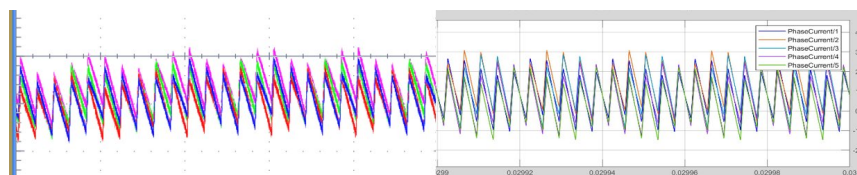
Lai tālāk nelineāri analizētu magnētiski saistītā induktora uzvedību pārveidotajā dažādos darbības apstākļos, N87 ferīta B-H (magnetizācijas) līkne jāapvieno ar toroīda ģeometriskiem

izmēriem. Pieņemot lineāro sakarību starp relaktanci un magnētiskā lauka intensitāti, ir iegūta magnētiskās plūsmas atkarība no magnetodzinēj spēka (2.3. att.).

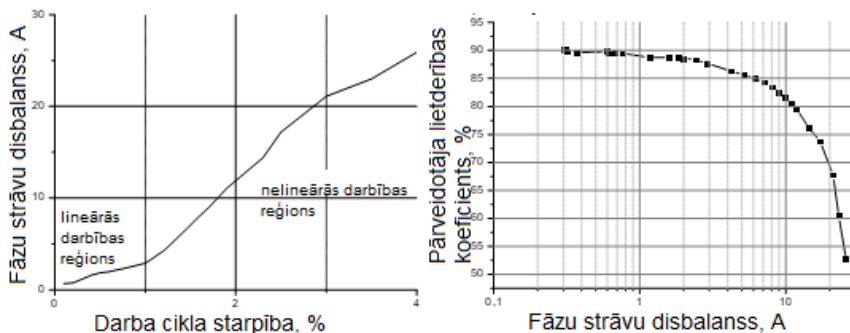


2.3. att. Atkarība starp magnētisko plūsmu un magnetodzinēj spēku magnētiski saistītā indukcijas spoļē.

Magnētiski saistītā induktora analīzes rezultāti ir apvienoti vienā simulācijas modelī, kas tiek izmantots kā daudzfāžu pārveidotāja digitālais dvīnis. Modelis ir pārbaudīts, tieši salīdzinot simulācijas un eksperimentālos rezultātus, kā redzams 2.4. attēlā. Pēc tam iegūtais simulācijas modelis tiek izmantots, lai modelētu pārveidotāja nelineāro uzvedību, reakciju uz kritiskiem darbības apstākļiem un induktora piesātinājuma efekta analīzi. Atkarība starp pārveidotāja darba cikla starpību, strāvas nelīdzsvarotību un pārveidotāja efektivitāti redzama 2.5. attēlā. Pateicoties augstam magnētiskās sasaistes koeficientam un maznozīmīgam noplūdes ceļam, magnētiskās plūsmas līdzstrāvas komponente tiek kompensēta indukcijas spoļu serdeņos, ja fāzes strāvas un līdz ar to magnētiskās plūsmas katrā serdē ir vienādas [8]. Ņemot vērā to, ka pat nelielas izmaiņas voltu un sekunžu reizinājumā izraisa fāžu strāvu disbalansu, parādās magnētiskās plūsmas līdzstrāvas komponente, izraisa serdeņa darbību nelineārā reģionā un piesātinājumu. Kad induktora serde sāk darboties nelineārā reģionā, histerēzes efekts pastiprinās, izraisot palielinātus zudumus serdē un līdz ar to zemāku pārveidotāja lietderības koeficientu. Tāpēc, lai efektīvi sadalītu strāvu starp fāzēm, ir nepieciešama nelineāra regulatora darbība.



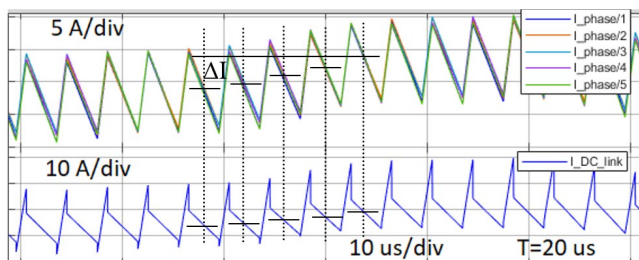
2.4. att. Magnētiski saistīto induktoru nelineārā simulācijas modeļa verifikācijas rezultāti: eksperimentāli iegūtas fāzes strāvas (pa kreisi) un simulētas fāzes strāvas (pa labi).



2.5. att. Sakarība starp pārveidotāja darba cikla starpību, strāvas nelīdzsvarotību (pa kreisi) un pārveidotāja lietderības koeficientu (pa labi).

## 2.2. Izplūdušas loģikas regulatora dizains

Regulējot pārveidotāju ar magnētiski saistītām indukcijas spolēm, jāņem vērā induktora serdenņu nelineārā darbība, kā aprakstīts 2.1. apakšnodaļā. Papildus tam īslaicīga darbība pie slodzes izmaiņas var rādīt nevēlamas strāvas balansēšanas regulatora iekļaušanās, ko izraisa neīstā nelīdzsvarotība nepareizi interpretētu fāžu strāvu vērtības izmaiņu dēļ, kas ir īpašs viena sensora strāvas mērīšanas shēmu trūkums. Šī efekta izcelsme ir ilustrēta 2.6. attēlā. Slodzes pieaugums notiek ar pakāpeniski pieaugošajām fāžu strāvām. Strāvas mērījumu iegūšanas punkti tiek sadalīti pārslēgšanas perioda laikā, kā rezultātā tiek iegūtas dažādas vērtības slodzes izmaiņu, nevis nelīdzsvarotības dēļ. Klasiskais balansēšanas regulators mēģinātu kompensēt šīs dažādās strāvas vērtības, tādējādi izraisot reālu fāžu strāvu nelīdzsvarotību. Lai pārvarētu šo problēmu, pašpatēriņa līdzstrāvas pārveidotāja vadības sistēmā tiek piedāvāts izplūdušas loģikas balansēšanas regulators. Izplūdušas loģikas regulators var apvienot vairāku ieeju un vairāku izeju (*MIMO*) sistēmu nelineārās regulēšanas priekšrocības, nodrošinot augstu veiktspēju dažādos sistēmas pārejas procesa dinamikas apstākļos [38]–[41].

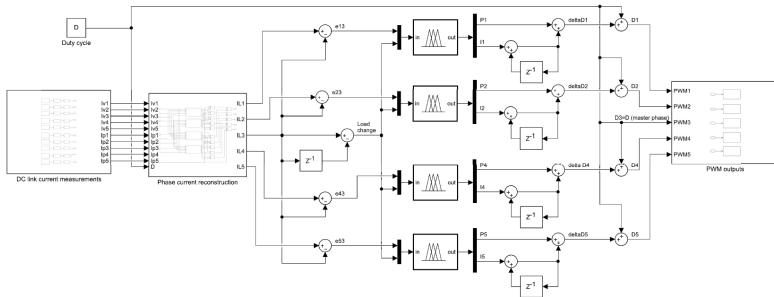


2.6. att. Pārveidotāja darbība slodzes izmaiņas laikā, kas ilustrē pseidodisbalansa efektu.

Vadības arhitektūra atbilst vedējsektorājsistēmas topoloģijai, kur par vedēju tiek izvēlēta viena pārveidotāja fāze, un tādējādi kā pirmvērtība tiek izmantota vidējā strāva vedēja fāzē. Strāvas, kas plūst pārējās sektorāju fāzēs, tiek pielāgotas vedēja fāzei un tās strāvas vērtībai. Četri identiski izplūdušas loģikas regulatori tiek izmantoti strāvas balansēšanas regulēšanā

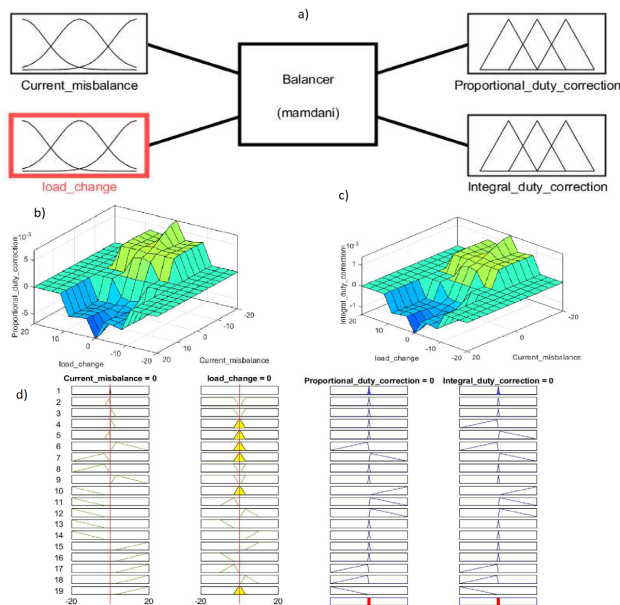


vedējsēkotājsistēmas topoloģijā piecfāžu līdzstrāvas pārveidotāja ar magnētiski saistītiem induktoriem. Katrs regulators apstrādā izplūdušās strāvas disbalansa un slodzes izmaiņu vērtības ieejā un atgriež proporcionālu un integrētu (PI) darba cikla korekciju izejā. Iegūtās darba cikla korekcijas tiek pieskaitītas darba ciklam no izejas sprieguma regulatora un padotas attiecīgajam sekotāja fāzes *PWM* modulim. Vadības arhitektūra redzama 2.7. attēlā.



2.7. att. Strāvas balansēšanas vadības arhitektūra ar vedējsēkotājsistēmas topoloģiju.

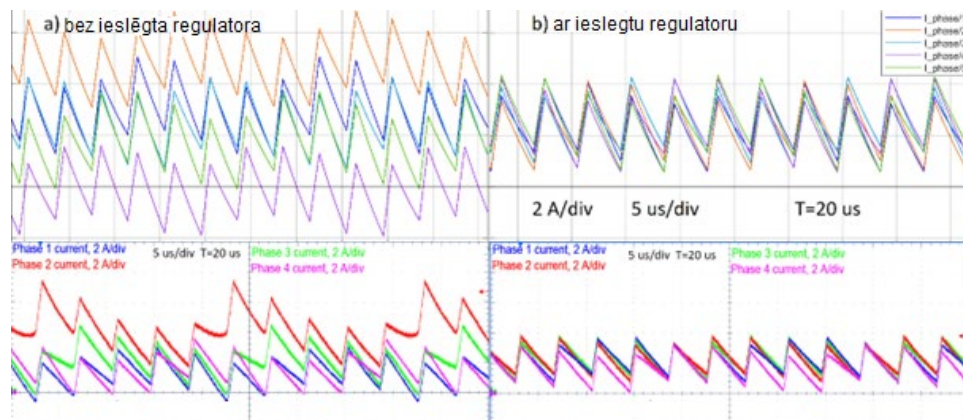
Izplūdušās loģikas regulators ir izstrādāts, izmantojot Mamdani izplūdušo kopu sistēmu ar trīsstūrveida piederības funkcijām gan ieejas (pašreizējā nelīdzsvarotība un slodzes izmaiņa), gan abiem izejas (proporcionālā un integrālā darba cikla korekcija) mainīgajiem. Izveidotā regulatora arhitektūra ar vadības virsmām ar izvadiem un 19 vadības noteikumiem redzama 2.8. attēlā.



2.8. att. Izplūdušās loģikas regulators: a) arhitektūra; b) proporcionālā mainīgā vadības virsma; c) integrālā mainīgā vadības virsma; d) vadības likumu kopa.

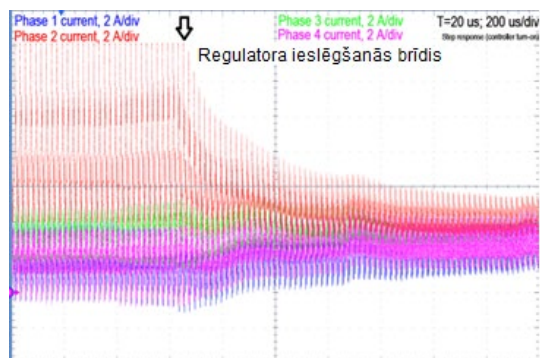
### 2.3. Regulatora veikspējas analīze

Izstrādātā vadības koncepcija ir verificēta simulācijā un eksperimentāli. Pirmkārt, salīdzinājums starp pārveidotāja fāžu strāvām bez un ar ieslēgtu regulatoru stacionārā režīmā ir redzams 2.9. attēlā. Fāzes strāvas uzrāda acīmredzamu nelīdzsvarotību ar nelineārām formām, kas atšķiras no simulācijas rezultātiem bez vadības, bet pēc izplūdušās loģiskās strāvas balansēšanas regulatora ieslēgšanas abos gadījumos tiek novērotas vienādas fāzes strāvas ar lineārām formām.



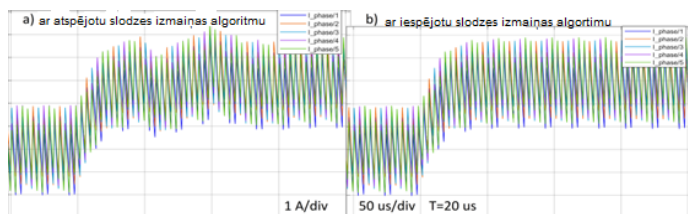
2.9. att. Simulāciju (augšējā) un eksperimentālie (apakšējā) rezultāti stacionārā režīmā: a) bez ieslēgta strāvas balansēšanas regulatora; b) ar ieslēgtu strāvas balansēšanas regulatoru.

Fāzes strāvas balansēšanas regulatora soļa reakcija tiek parādīta ar fāžu strāvu formām pie regulatora ieslēgšanas (2.10. att.). Strāvas balansēšanas regulators var sasniegt līdzsvara stāvokļa kļūdu tuvu nullei 1 ms laikā pēc regulatora ieslēgšanas, parādot lielāku efektivitāti sākuma brīdī, kad prototipa pārveidotāja strāvas ir ar spēcīgāku nelīdzsvarotību serdes piesātinājuma dēļ un mērenu efektivitāti lineārajā darbības reģionā.



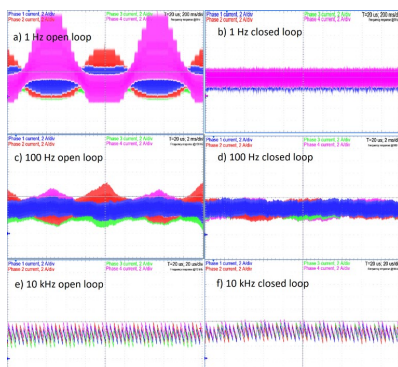
2.10. att. Strāvas balansēšanas regulatora soļa reakcija pie ieslēgšanas.

Fāžu strāvu formas slodzes strāvas palielināšanas gadījumā redzamas 2.11. attēlā: a) bez iespējotas slodzes maiņas ieejas mainīgā ietekmes; b) ar iespējotu slodzes maiņas ieejas mainīgā ietekmi. Tādējādi var izanalizēt slodzes maiņas algoritma ietekmi uz regulatora veiktspēju. Būtiskas nevēlamas strāvas balansēšanas regulatora intervences var novērot fāžu strāvu formās, ja slodzes izmaiņas mainīgais ir atspējots, bet tiek novērotas vienmērīgas fāžu strāvu formas, kad ir iespējots slodzes izmaiņas algoritms.

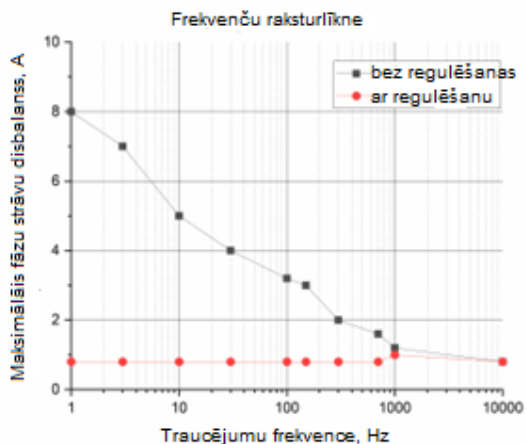


2.11. att. Fāžu strāvu izmaiņas: a) bez iespējota slodzes izmaiņu algoritma; b) ar iespējotu slodzes izmaiņu algoritmu.

Visbeidzot, sinusoidālā darba cikla traucējumus piemēro, lai izgūtu regulatora frekvenču raksturlīkni. Iegūtās fāžu strāvu formas regulatora sistēmai bez atgriezeniskās saites un ar atgriezenisko saiti redzamas 2.12. attēlā. Frekvenču raksturlīkne regulatora sistēmai bez atgriezeniskās saites un ar atgriezenisko saiti ir parādīta 2.13. attēlā. Sistēmas bez atgriezeniskās saites reakcija uz lēniem traucējumiem ir liela, bet tā samazinās uz traucējumiem ar augstāku frekvenci. No otras puses, sistēmas ar atgriezenisko saiti reakcija uz lēniem traucējumiem ir ļoti maza, un tā nedaudz palielinās, kad traucējumu frekvence pieaug. Tādējādi regulators sasniedz maksimālu veiktspēju zemās frekvencēs, bet lielākās frekvencēs vadības veiktspēja ir minimāla.



2.12. att. Fāžu strāvu formas sinusoidālo traucējumu apstākļos sistēmai: a) bez atgriezeniskās saites pie 1 Hz; b) ar atgriezenisko saiti pie 1 Hz; c) bez atgriezeniskās saites pie 100 Hz; d) ar atgriezenisko saiti pie 100 Hz; e) bez atgriezeniskās saites pie 10 kHz; f) ar atgriezenisko saiti pie 10 kHz.



2.13. att. Frekvenču raksturlīkne ar strāvas nelīdzsvarotību sistēmai bez atgriezeniskās saites un ar atgriezenisko saiti.

## 2.4. Secinājumi

Daudzfāžu pārveidotājs ar magnētiski saistītām indukcijas spolēm demonstrē nelineāru uzvedību iespējamā sērdes piesātinājuma dēļ, ko izraisa nesabalansētas fāžu strāvas un no tā izrietošā magnētiskās plūsmas līdzstrāvas komponente. Viena sensora *ICM* metodes izmantošana var izraisīt nevēlamu strāvas balansēšanas regulatora intervenci slodzes izmaiņu laikā. Izplūdušās loģikas pielietošana šajos apstākļos ļauj salīdzinoši viegli un intuitīvi izstrādāt nelineāru sarežģītu regulatoru, analizējot sistēmas bez atgriezeniskās saites parametrus un pielietojot kognitīvās zināšanas par regulējamu sistēmu. Rezultātā tiek sasniegta vēlamā sistēmas darbība ar pielāgotu atgriezenisko saiti. Strāvas balansēšanas regulatora dinamiskie raksturlielumi tika izstrādāti, lai sasniegtu augstu veiktspēju zemu frekvenču diapazonā un mērenu veiktspēju augsto frekvenču diapazonā vai ātras slodzes izmaiņas apstākļos. Simulāciju un eksperimentu rezultāti parāda labu strāvas balansēšanas regulatora veiktspēju stacionārā režīmā ar zemu līdzsvara stāvokļa kļūdu, ko galvenokārt izraisa *ICM* ķēdes precizitātes robežas. Pārejas procesos izveidotā regulēšanas sistēma var izvairīties no nevēlamas regulatora iekļaušanās slodzes izmaiņas apstākļos un nodrošināt labu pašpatēriņa pārveidotāja dinamisko veiktspēju.

### 3. BOJĀJUMU NOTEIKŠANA UN BOJĀJUMPIECIETĪBA

Pašpatēriņa pārveidotāju sistēma nodrošina barošanu vairākām drošībai kritiskām sistēmām. Barošanas pārtraukumi tādām sistēmām var izraisīt katastrofālas sekas, tāpēc ir nepieciešama kļūdu noteikšana un bojājumpieciecietīga darbība, lai nodrošinātu uzticamu nepārtrauktu barošanu. Šajā nodaļā izklāstīta pārveidotāja *ICM* balstīta bojājumu noteikšanas un identifikācijas metode, kā arī aprakstīts bojājumpieciecietīgās darbības algoritms pārveidotāja nepārtrauktās darbības nodrošināšanai pat aktīvas kļūdas gadījumā.

#### 3.1. Bojājumu noteikšana un identificēšana

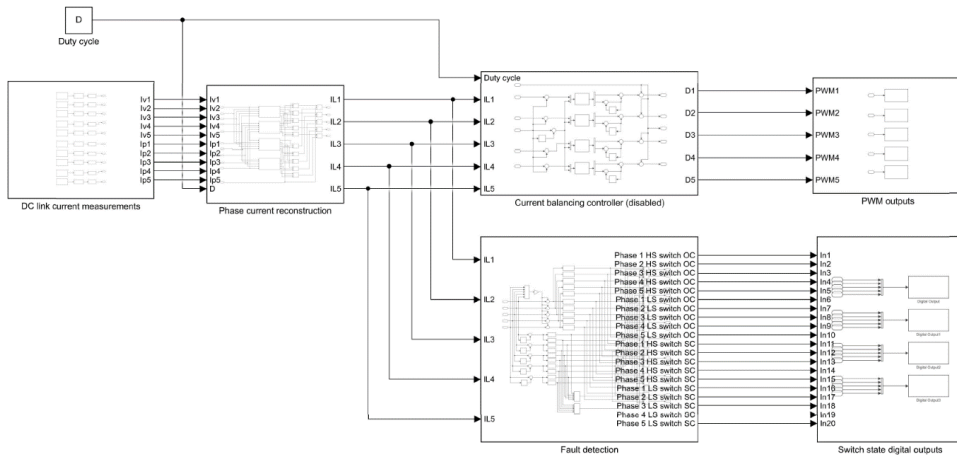
Kā aprakstīts iepriekšējās sadaļās, fāžu strāvu vērtības var iegūt, izmantojot *ICM* metodi, un *ICM* balstītus mērījumus var izmantot strāvas balansēšanas kontroliera izveidošanai, kas aizsargās pārveidotāju no pārmērīgām disbalansa izlīdzinošām cirkulējošām strāvām un no tā izrietošās serdes piesātinājuma un efektivitātes samazināšanās normālos darbības apstākļos. Tomēr pārveidotāja ķēdes elementi, piemēram, pusvadītāju ierīces, induktori un kondensatori, var tikt bojāti nejauši vai noteiktos apstākļos [42]. Automobiļu līdzstrāvas pārveidotājā lauktranzistoriem ir vislielākais atteikuma risks, kas izpaužas kā slēdzis, paliekot slēgtā vai atvērtā stāvoklī pārveidotāja vienā vai vairākās fāzēs [42]–[44]. Šajā gadījumā bojājums vienā vai vairākās fāzēs neizraisa visa pārveidotāja atteikumu, un tāpēc ir svarīgi pēc iespējas ātrāk noteikt un identificēt defektu, lai aizsargātu pārveidotāju no turpmākiem bojājumiem.

Tiek analizētas līdzstrāvas saites strāvas formu īpašības atspoguļot bojājuma stāvokļus. Tā rezultātā tiek secināts, ka *ICM* metodi var izmantot, lai noteiktu vispārējos kļūdas apstākļus un identificētu bojāto elementu. Bojājumu noteikšanas veikspēja tiek novērtēta, ņemot vērā bojājuma veidu un laiku, kas nepieciešams tās noteikšanai. Galvenie normālas strāvas nelīdzsvarotības stāvokļa atšķirības no bojājumiem ir lēna parādīšanās un acīmredzama reakcija uz strāvas balansēšanas regulatora intervenci. Pretstatā, bojājumu apstākļi parādās pēkšņi, izraisa straujas strāvas izmaiņas un nereaģē uz regulatora darba cikla korekcijām.

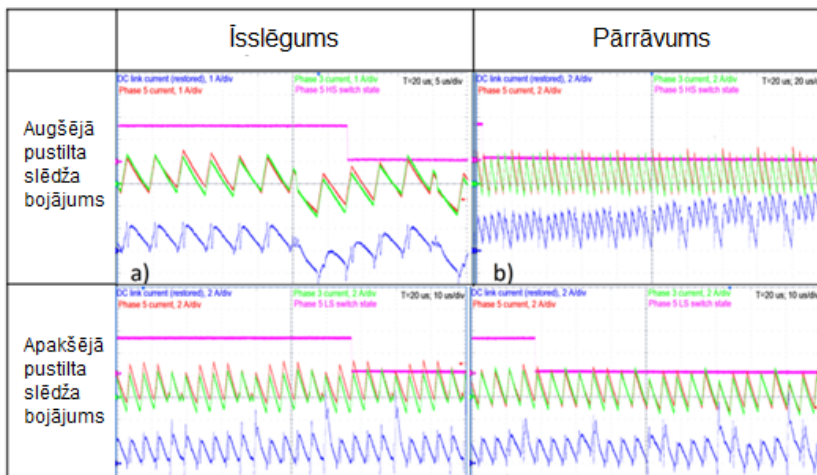
Īssavienojumi ir reti, bet bīstami notikumi [42], kas izraisa strauju strāvas pieaugumu, ko ierobežo salīdzinoši nelielas parazitiskās induktivitātes, kad abi pustilta tranzistori ir slēgti. Tāpēc īssavienojuma noteikšana jāveic ļoti ātri. To var izdarīt, izmantojot vairākus sadalītus līdzstrāvas saites strāvas mērījumus pārejas procesa laikā. Pārrāvuma defekti var rasties ar lielāku varbūtību, bet tiem ir ievērojami mazāks risks izraisīt paliekošus pārveidotāja bojājumus [42]. Neskatoties uz to, ķēdes pārrāvuma defekti ir jāatklāj, lai izvairītos no cirkulējošo strāvu palielināšanās, izraisot magnētiski saistīta induktora piesātinājumu. Parasti grūtāk ir noteikt pārrāvumu, jo tas ne vienmēr rada straujas strāvas izmaiņas. Tāpēc ir lietderīgi izmantot papildu kritērijus, piemēram, reakcijas trūkumu uz strāvas balansēšanas regulatora intervencēm.

Bojājumu noteikšanas pamatā ir rekonstruētās fāzes strāvas no *ICM* mērījumiem. Kļūdas tipa identificēšanai izmanto fāžu strāvu vidējās vērtības un to izmaiņu ātrumu. Kopējā pārveidotāja vadības struktūra ar atteikumu diagnostikas moduli attēlota kā blokshēma 3.1. attēlā. Eksperimentālie rezultāti četriem tipiskiem defektu gadījumiem, t. i., augšējā un apakšējā pustilta tranzistora ķēdes pārrāvumam un īssavienojumam, redzami 3.2. attēlā. Abos

gadījumos pārrautās ķēdes (a) un īssavienojuma (b) pazīmes tiek parādītas ar attiecīgu digitālo signālu, kas attēlo lauktranzistora veseluma stāvokli, kam ir augsts līmenis normālam stāvoklim un zems līmenis bojājuma stāvoklim.



3.1. att. Kopējās pārveidotāja vadības struktūras blokhēma ar bojājumu diagnostikas moduli.

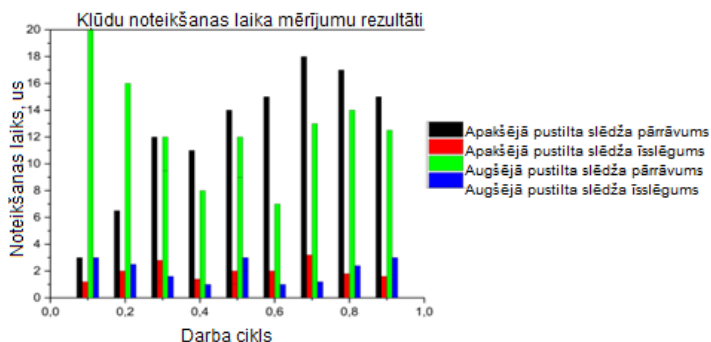


3.2. att. Strāvu formas, kas atspoguļo konkrētus pusvadītāju slēdžu defektus.

Traucējošie faktori kļūdu noteikšanas veikspējai var būt pārveidotāja pārejas process un pseidodefektu atpazīšana. Pārveidotāja pārejas procesu var izraisīt pēkšņa slodzes maiņa vai straujš ieejas sprieguma kritums. Tas var radīt situāciju, ka tiek noteikts pseidobojažums, pat ja pārveidotāja darbība joprojām ir normāla. Lai pārvarētu šo trūkumu, bojājumu noteikšanas un identifikācijas algoritms ietver papildu kritērijus, nodrošinot to, ka strāvas izmaiņas notiek visās fāzēs vienlaikus. Vēl viena situācija, kad tiek noteikts pseidodefekts, var rasties neilgi pēc viena bojājuma noteikšanas. Pārveidotāja strāvas var tikt pakļautas ļoti straujām izmaiņām,

īpaši – īssavienojuma gadījumā, un to algoritms var interpretēt kā vēl vienu neatkarīgu kļūdu. Šo trūkumu var novērst tikai daļēji, pārbaudot papildu kritērijus par to, ka strāvas izmaiņas notiek tikai ietekmētajā fāzē vai tikai pārējās fāzēs vienlaikus.

Lai novērtētu kļūdu noteikšanas veikspēju dažādos pārveidotāja darbības punktos visā darbības cikla diapazonā, tika veikti kļūdas noteikšanas laika mērījumi. Iegūtais grafiks (3.3. att.) parāda, ka bojājuma stāvokli var noteikt 10 μs līdz 20 μs laikā ķēdes pārrāvuma gadījumā un mazāk nekā 4 μs īssavienojuma gadījumā pilnā pārveidotāja darba ciklu diapazonā. Slēdža stāvokļa novērtējumā tiek izmantots strāvas izmaiņu ātrums un strāvas nelīdzsvarotības novērtējums. Tādējādi īssavienojuma stāvokli var noteikt ātrāk, jo strāvai ir lielāks izmaiņu ātrums. Pārrautās ķēdes pazīmes parasti parādās lēnāk, tāpēc noteikšanai un identificēšanai ir nepieciešams vairāk laika. Detalizētāka informācija ir atrodamā [45] un [46].



3.3. att. Bojājumu noteikšanas laika mērījumi dažādos pārveidotāja darbības punktos.

## 3.2. Bojājumpiecietība

Mūsdienu energoelektronikas sistēmu projektēšanā liela nozīme ir uzticamībai. Konceptija “Dizains uzticamībai” nesē ir guvusi lielāku interesi par uzticamāku un bezatteikuma ekspluatāciju energoelektronikas pārveidotājiem, īstenojot uzticamības novērtējumu, kura pamatā ir kļūmju fizika jau projektēšanas stadijā [47], [48], kas ir īpaši svarīgi automobiļu pielietojumā [49]. Lai pilnībā novērtētu energoelektronikas sistēmu kļūmju fiziku, ir nepieciešamas zināšanas par pusvadītājiem, pasīvajiem elementiem, vadības elektroniku, sakaru sistēmām un programmatūras nolietojuma funkcijām, tostarp termiskā cikla, mitruma, vibrāciju un citu spriegumu faktoru modelēšanu [48]–[50]. Uz uzticamību orientēta magnētisko elementu projektēšana ir liels izaicinājums [48] daudzfāžu pārveidotājam ar magnētiski saistītām spolēm. Tāpēc var apsvērt bojājumpiecietības koncepcijas izmantošanu, lai uzlabotu un papildinātu uz uzticamību orientēto dizainu, aizpildot esošos zināšanu trūkumus un nodrošinot bezatteikuma bojājumpiecietīgu darbību, nevis pārveidotāja elementu dublēšanu.

Bojājumpiecietība ir galvenais aspekts, kas veicina uzlabotu energoelektronikas sistēmas uzticamību. Tāpēc ir jāveic pētījumi par dažādiem elementu degradācijas mehānismiem, lai samazinātu dažādu iespējamo kļūmju risku [48]–[50]. Dažos pielietojumos (piemēram, autovadītāja palīdzības sistēmās un citās pašpatēriņa drošībai kritiskās sistēmās) ergoapgādes

pārtraukums nav pieļaujams, jo pastāv katastrofālu seku risks, pat ja atteikuma varbūtība ir samazināta līdz minimumam [51]. Šajā gadījumā sistēmai jāspēj turpināt pildīt tai paredzēto funkciju, neraugoties uz bojājumu [50], vai vismaz jānodrošina avārijas darbība ar samazinātu veiktspēju, lai izpildītu funkcionālā drošuma prasības [42], kā pēc definīcijas nosaka bojājumpieciecība. Turklāt energoelektronikas pārveidotāju daudzfāžu dizains ar bojājumpieciecīgās darbības algoritmu var atbilst augstajiem funkcionālās drošības standartiem un samazināt elementu dublēšanu. Tāpēc bojājumpieciecīgo darbības algoritmu izstrāde ir būtiska, lai nodrošinātu nepārtrauktu barošanu drošībai kritiskos lietojumos.

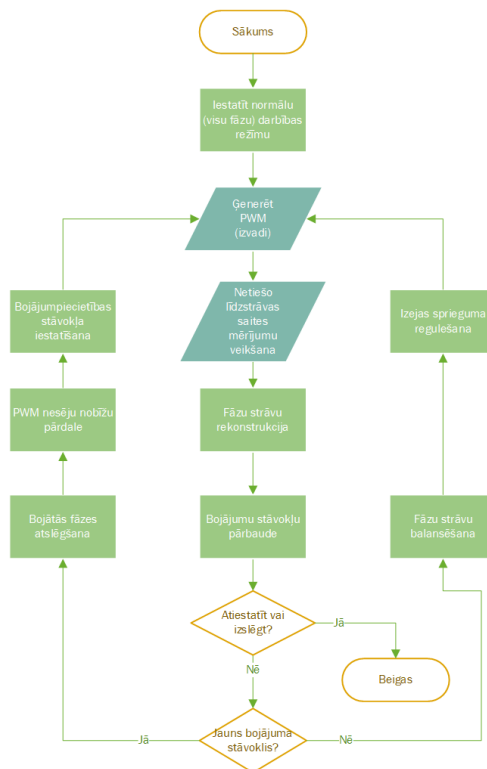
Nesen energoelektronikas sistēmām tika piedāvātas dažādas bojājumpieciecīgās darbības metodes. Monolīta vienfāzes integrālā shēma ar bojājumu noteikšanas un slēdžu bloķēšanas iespējām ir piedāvāta [51], lai nodrošinātu bojājumpieciecību daudzfāžu hibrīdā Diksona pārveidotājā drošībai kritiskos pielietojumos. Rakstā [52] trīs fāžu invertoram tiek pievienots papildu invertora tilts ar četriem slēdžiem, lai nodrošinātu elektriskā transportlīdzekļa piedziņas bojājumpieciecīgu darbību. Rakstā [53] esošā pazeminošā un pazeminoši paaugstinošā pārveidotāja topoloģija tiek modificēta ar trīs papildu slēdžiem, lai nodrošinātu bojājumpieciecīgu fotoelektriskās sistēmas darbību. Rakstā [54] tiek piedāvāts paaugstinošais pārveidotājs ar papildu paralēlu apakšējo slēdzi, tādējādi panākot apakšējā slēdža secīgu darbību normālā režīmā un vienfāzes darbību apakšējā slēdža pārrāvuma gadījumā. Līdzīgi, lai izolētu bojātu fāzi un nodrošinātu bojājumpieciecīgu darbību ar samazinātu fāžu skaitu, [55] tiek izmantots vienvirziena paaugstinošais pārveidotājs ar papildu drošinātājiem. Tādējādi vairumā gadījumu papildu elementi tiek izmantoti dublēšanai, un bojājumu gadījumā jaudas plūsma tiek sadalīta starp atlikušiem veseliem elementiem. Lai gan tas liecina par neoptimālu elementu izmantošanu normālas darbības režīmā.

Nesen tika pētīta abpusējās darbības daudzfāžu pazeminošo līdzstrāvas pārveidotāju darbība un uzticamība, un tā uzrādīja labus rezultātus. Četrfāžu pārveidotāja darbība ar deaktivizētām fāzēm tika pētīta [43], un tā parādīja magnētiski saistītu induktora ar kāpņu tipa serdi piesātinājuma iespēju bez jaudas zuduma palielināšanās. Daļēji decentralizēts vadības algoritms ar *PWM* nesēja fāzes nobīdes pārkonfigurēšanu tika piedāvāts [56], un tas sasniedza darbību ar stabilu izejas spriegumu četrfāžu pārveidotāja gadījumā ar neatkarīgiem induktoriem un vairākiem strāvas sensoriem. Divfāžu pārveidotāja ar magnētiski nesaistītām, vāji un vidēji saistītām indukcijas spolēm vienfāzes darbība tika pētīta [57], sasniedzot labākus rezultātus vāji saistītu induktoru gadījumā. Uzticamības rādītāju salīdzinājums ir parādīts [43], parādot magnētiski saistīto induktoru pārveidotāju priekšrocības, salīdzinot ar nesaistīto induktoru daudzfāžu un vienfāzes pazeminošiem pārveidotājiem. Tādējādi daudzfāžu pazeminošā pārveidotāja topoloģijai, kurā tiek izmantoti magnētiski saistīti induktori, ir priekšrocības attiecībā uz uzticamību, bojājumpieciecību un bezatteikumu drošībai kritiskos lietojumos.

Piedāvātais bojājumpieciecīgās darbības algoritms tiek iniciēts, ja kādā no pārveidotāja pustiltiem ir aktīvs defekts. Pirmkārt, tiek izslēgts atbilstošais fāzes pustilts ar aktīvu defektu, lai izvairītos no jebkādiem bojājumiem, ko izraisa kļūme. Aktīvu bojājumu gadījumā vairākās fāzēs visu skarto fāžu pustilti tiek izslēgti. Otrkārt, atlikušajām veselām fāzēm *PWM* nesēju nobīdes tiek savstarpēji pārdalītas, lai iegūtu vienādas fāžu nobīdes.

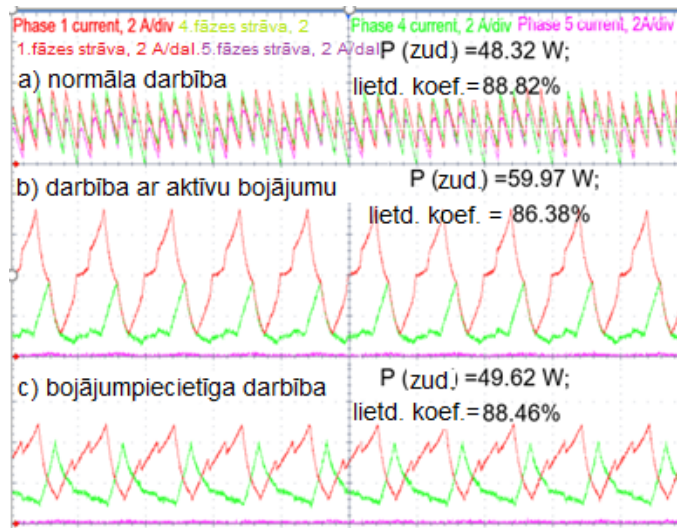


Lai nodrošinātu pārveidotāja darbību ar samazinātu fāžu skaitu, bojājumpieciētīgās darbības algoritms ir integrēts kopējā pārveidotāja vadības shēmā (3.4. att.), izmantojot atbilstošo plūsmas diagrammu. Kopējam pārveidotāja vadības algoritmam ir trīs ceļi – galvenais ceļš, vadības ceļš un bojājumpieciētības ceļš. Galvenais ceļš tiek realizēts jebkurā gadījumā, ģenerējot *PWM* izejas, veicot netiešus līdzstrāvas savienojuma strāvas mērījumus, fāžu strāvu rekonstrukciju un bojājumu stāvokļa uzraudzību. Ja netiek pieprasīta atiestatīšana vai izslēgšana un nav aktīvas kļūmes, secīgi tiek turpināts vadības ceļš. Vadības ceļš sastāv no darba cikla korekcijām, ko veic iekšējās strāvas balansēšanas regulators, un galvenā darba cikla aprēķina, ko veic ārējā sprieguma vadības cilpa, atgriežoties pie galvenā ceļa. Ja galvenā ceļa beigās tiek noteikts jauns aktīvs bojājuma stāvoklis, tiek turpināts bojājumpieciētības ceļš. Bojājumpieciētības ceļā tiek veikta bojātās fāzes atslēgšana, *PWM* nesēju nobīžu pārdalīšana un bojājumpieciētības algoritma stāvokļa iespējošana (iestatījums uz “patiešs”). Ja tiek pieprasīta atiestatīšana vai izslēgšana, galvenā programma atgriežas beigās, bet sākumā vadības režīms tiek atiestatīts uz parasto režīmu, aktivizējot visas fāzes. Tādējādi kļūdas stāvoklis tiek novērsts ar katru atiestatīšanu, un algoritmam būs jāveic viens pilns cikls (līdzvērtīgs vienam pārslēgšanas periodam), lai pārslēgtos atpakaļ uz bojājumpieciētīgu režīmu, ja kāda aktīva kļūme joprojām pastāv.



3.4. att. Vispārējās pārveidotāja vadības blokslēma ar integrētu bojājumpieciētīgās darbības algoritmu.

Lai eksperimentāli pārbaudītu bojājumpieciecīgās darbības algoritmu, kļūdas apstākļus modelē tīši. Tranzistora pārrautās ķēdes notikums tiek ģenerēts, īsslēdzot atbilstošo aizvaru draivera ieejā. Induktora bojājumu rada ar atsevišķu slēdzi, izraisot pārrautās ķēdes bojājumu piektajā fāzē. Pārveidotāja vadības algoritms ir aprīkots ar papildu ārējo ievades signālu, lai ieslēgtu vai izslēgtu bojājumpieciecības algoritma daļu. Tādējādi pārveidotāju var darbināt dažādos režīmos – normālā (veselā stāvoklī) ar visām piecām aktīvajām fāzēm, ar aktīvu kļūmi vienā vai vairākās fāzēs bez pārejas uz bojājumpieciecības algoritmu vai ar automātisku pāreju uz bojājumpieciecības algoritmu. Salīdzinājums starp dažādu stacionāra režīma darbību pie lielas slodzes redzams 3.5. attēlā. Lai gan visas pārveidotāja fāzes darbojas, vienkāršības un labāka pārskata labad parādītas tikai pirmās, ceturtais un piektās fāzes strāvas. Eksperimenta rezultāti liecina, ka stacionārā režīmā bojājumpieciecīgās darbības algoritms samazina aktīvas ķēdes pārrāvuma bojājuma negatīvo ietekmi un pārveidotājs var veikt savas funkcijas ar optimālu veikspēju. Lielas slodzes apstākļos fāzes strāvām ir lieli pīķi, ko izraisa induktora daļējs piesātinājums bojājuma dēļ. Pāreja uz bojājumpieciecīgu darbību ievērojami samazina strāvas pīķus, līdz ar to – arī induktora piesātinājuma efektus, tādējādi uzlabojot veikspēju.



3.5. att. Salīdzinājums starp dažādiem darbības režīmiem.

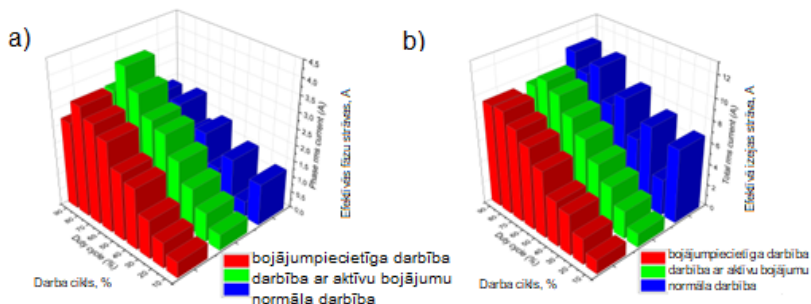
Izmērītie spriegumi un strāvas pārveidotāja ieejas un izejas pieslēgvietās redzamas 3.6. attēlā. Normālā piecfāžu darbībā ar 25 % darba ciklu strāvām lielākas pulsācijas salīdzinājumā ar četrfāžu darbību, kur pulsācijas tiek kompensētas induktora magnētiskās sasaistes dēļ. To izraisa salīdzinoši liela piektās pārslēgšanas frekvences harmonikas ietekme uz kopējo strāvu normālas darbības apstākļos. Bojājumpieciecīgas darbības četrfāžu režīmā, pārslēgšanas frekvences ceturtais harmonikas ietekme uz kopējo strāvu tiek samazināta labvēlīgākas *PWM* nesēja fāzes nobīdes pārkonfigurēšanas dēļ. Neskatoties uz to, pārslēgšanās frekvences komponentes jeb pirmās harmonikas esamība ir saistīta ar dažādu impulsu aizkavi draiveros un nelīdzsvarotību induktora serdē, ko var turpmāk optimizēt, piemēram, ieviešot

aktīvo *PWM* nesēju fāžu nobīdes regulēšanu, kas aprakstīta [52]. Ja ķēdē ir aktīvs bojājums, tiek novērota pārveidotāja efektivitātes samazināšanās palielināto magnētiski saistītā induktora histerēzes zudumu dēļ. Pārejot uz bojājumpieciebtīgu darbību, lietderības koeficienta samazinājums tiek minimizēts vai pat novērsts.

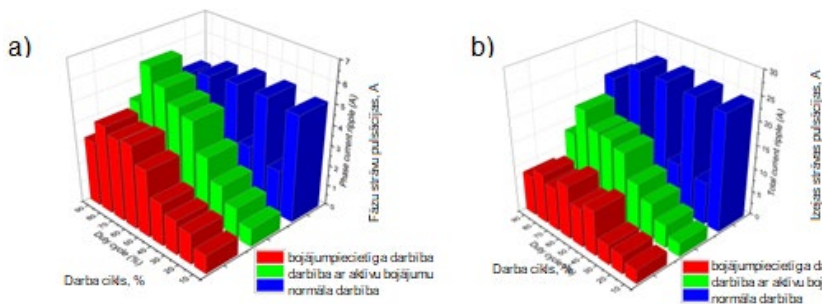


3.6. att. Izmērīto spriegumu un strāvu salīdzinājums pārveidotāja ieejas un izejas pieslēgvietās dažādos darbības režīmos.

Pārveidotāja darbība stacionārā režīmā ir pārbaudīta pilna darba ciklu diapazonā. Salīdzinājums starp strāvas efektīvo un pulsāciju vērtību mērījumiem ir parādīts normālai darbībai, darbībai ar bojājumu un bojājumpieciebtīgai darbībai. Fāžu strāvu un kopējās strāvas efektīvās vērtības ir parādītas trīs dažādiem režīmiem (3.7. att.). Arī fāžu strāvu maksimālās pulsācijas un kopējās strāvas pulsācijas vērtības ir parādītas trīs dažādiem režīmiem (3.8. att.).



3.7. att. Salīdzinājums starp: a) fāzes strāvu; b) kopējās izejas strāvas efektīvām vērtībām dažādos darbības režīmos.

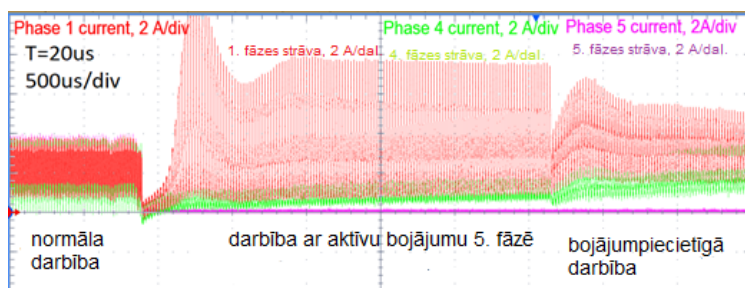


3.8. att. Salīdzinājums starp: a) fāžu strāvu; b) kopējās izejas strāvas pulsācijām dažādos darbības režīmos.

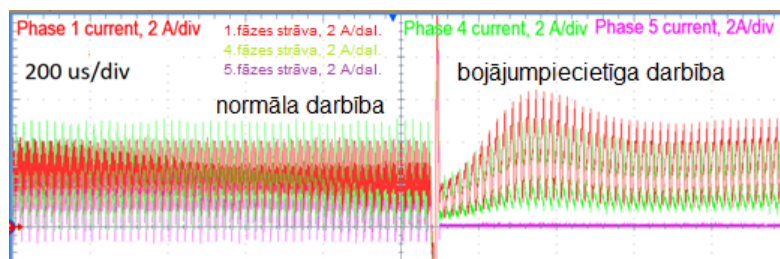
Strāvas pulsācijas normālā piecphāzu darbības režīmā sasniedz maksimumus pie darba cikla vērtībām 10 %, 30 %, 50 %, 70 % un 90 %, minimums tiek novērots pie darba cikla vērtībām 20 %, 40 %, 60 % un 80 %, kā ir sagaidāms piecphāzu pārveidotājā ar magnētiski saistītiem induktoriem. Maksimālās un minimālās strāvas pulsācijas vērtības normālas darbības režīmā ietekmē atbilstošās efektīvās vērtības. Tāpēc fāzu un kopējās izejas strāvas efektīvās vērtības atspoguļo pulsāciju izmaiņas ar pieaugošu tendenci, kad darba cikls palielinās.

Aktīva defekta gadījumā strāvas pulsācijas un efektīvās vērtības pieaug, palielinoties darba ciklam. Tāda pati tendence ir novērojama četrfāzu bojājumpieciecīgās darbības režīmā, tomēr fāzu un kopējās strāvas efektīvās vērtības ir zemākas, salīdzinot ar darbību ar aktīvu bojājumu. Maksimālās fāzu strāvu pulsācijas un kopējās izejas strāvas pulsācijas parāda ievērojamu samazinājumu, iespējot bojājumpieciecīgu darbības algoritmu aktīva bojājuma gadījumā, it īpaši kopējās izejas strāvas pulsāciju gadījumā. Tādējādi piedāvātais algoritms ļauj samazināt pulsācijas un secīgi strāvas efektīvās vērtības, tādējādi uzlabojot efektivitāti plašā darba ciklu diapazonā.

Visbeidzot, pārveidotāja dinamiskie raksturlielumi tiek analizēti, novērtējot pārejas procesus starp dažādiem pārveidotāja darbības režīmiem pie nominālā darba cikla. Fāzu strāvas pārejas procesu laikā starp trīs dažādiem darbības režīmiem redzamas 3.9. attēlā apstākļos, kad uzskatāmības nolūkā tiek izmantota 2,5 ms aizture bojājumpieciecības algoritma ieslēgšanai. Fāzu strāvas automātiskās pārejas laikā uz bojājumpieciecīgu darbību uzreiz pēc bojājuma rašanās redzamas 3.10. attēlā.



3.9. att. Fāzu strāvas, pārejot starp normālu darbību, darbības ar aktīvu bojājumu vienā fāzē un bojājumpieciecīgu darbību ar papildu laika aizkavi.



3.10. att. Fāzu strāvas, automātiski pārejot uz bojājumpieciecīgu darbību, uzreiz pēc bojājuma rašanās lielas slodzes apstākļos.

Pārejas starp dažādiem režīmiem var realizēt ļoti ātri. Uzreiz pēc bojājuma rašanās algoritmam ir nepieciešams viens vai divi pārslēgšanās periodi, lai atkārtoti sadalītu *PWM* nesēju fāžu nobīdes un iestatītu bojājumpieciešamo darbības režīmu. Praktiski pāreja ilgst 20 μs līdz 40 μs, iekļaujot kļūdu noteikšanu un identificēšanu, bet iegūtais pārejas procesa laika intervāls ir pietiekami mazs, lai izvairītos no pārveidotāja bojājuma riska. Tādējādi turpmāka pārveidotāja darbība ar nelielu veikspējas pasliktināšanos ir iespējama pat ar aktīvu defektu. Tomēr, izvēloties izejas kapacitātes vērtību, jāievēro, ka izejas kondensatoram jānodrošina sprieguma stabilitāte pārejas procesa laikā. Detalizētāka informācija ir atrodamā [46].

### 3.3. Secinājumi

Līdzstrāvas saites strāvas formas atspoguļo visizplatītākos pārveidotāja bojājumu režīmus, un piedāvātā *ICM* balstītā metode var noteikt vispārējo bojājuma stāvokli un norādīt bojāto elementu 10 μs līdz 20 μs laika robežās ķēdes pārrāvuma gadījumā un mazāk nekā 4 μs īssavienojuma gadījumā pat pārveidotājā ar stipri magnētiski saistītiem induktoriem. Bojājuma stāvokļa noteikšanas un identifikācijas metode parāda uzticamu veikspēju visā pārveidotāja darba ciklu diapazonā, ieskaitot darbību pārejas procesa laikā un aizsardzību pret pseidodefektu noteikšanas gadījumiem.

Projektētā bojājumpieciešīgā vadības sistēma palīdz izvairīties no pārveidotāja atslēgšanas un nodrošināt efektīvu risinājumu pārveidotāja darbībai ar optimālu veikspēju aktīva pusvadītāju slēdža vai indukcijas spoles ķēdes pārrāvuma bojājuma gadījumā. Piedāvātais algoritms ir parādījis mazākas strāvas pulsācijas un efektīvās vērtības, zudumu jaudas samazinājumu un lietderības koeficienta uzlabojumus līdz pat 2 %, salīdzinot ar darbību ar aktīvu bojājumu, nepiemērojot bojājumpieciešības algoritmu. Salīdzinot ar normālu darbību, bojājumpieciešīgās darbības algoritma izmantošana rada nelielu efektivitātes samazinājumu un nodrošina augstu veikspēju, it īpaši lielas slodzes strāvas apstākļos. Notiek ātra pāreja uz bojājumpieciešamo darbības algoritmu kļūdas rašanās gadījumā un turpmāka pārveidotāja darbība ar nenozīmīgu veikspējas pasliktināšanos.

## 4. ENERGOEFEKTIVITĀTE PAŠPATĒRIŅĀ PĀRVEIDOTĀJOS

Pašpatēriņa pārveidotāju sistēmas efektivitāte ir būtisks faktors, lai sasniegtu enerģētiski un ekonomiski efektīvas tehnoloģijas mērķi. Pašpatēriņa sistēmām jābūt aprīkotām ar drošu energoapgādi, kas patērē minimālu enerģijas daudzumu norādītajiem mērķiem. Šajā nodaļā iztirzāts platjoslas pusvadītāju izmantošanas potenciāls pašpatēriņa pārveidotājos un analizēti papildu enerģijas taupīšanas pasākumi. Detalizēta analīze ir parādīta [2].

### 4.1. Platjoslas pusvadītāju izmantošana pašpatēriņa pārveidotājos

Platjoslas (*WBG*) pusvadītāju ierīces pēdējās desmitgadēs ir ieguvušas lielāku interesi dažādās nozarēs un pielietojumos. Lai gan *WBG* materiāli, piemēram, Ge, GaAs, InP, ZnO un ZnS, tiek retāk izmantoti energoelektronikā, silīcija karbīda (SiC) un gallija nitrīda (GaN) pusvadītāji ir visbiežāk pieminētie un pielietotie *WBG* pusvadītāju veidi, kas patlaban tiek izplatīti tirgū [59]. Salīdzinot ar klasisko silīciju (Si), SiC un GaN, *WBG* pusvadītāji rada ievērojami zemākus pārslēgšanās zudumus un darbības iespējas pie ievērojami augstākām pārslēgšanās frekvencēm [59]–[65], un tā rezultātā tiek samazināti pasīvo filtru elementu izmēri [63], radīta labāka *EMI* veiktspēja un novērsti akustiskie efekti [60]. Turklāt to pretestības īpašības samazina konduktīvos zudumus pie mazām slodzēm [55], un apvienojumā ar pārslēgšanas zudumu samazināšanu *WBG* pusvadītāji rada potenciālu sasniegt ļoti augstu efektivitāti tipiskos energoelektronikas lietojumos [62]–[66].

SiC lauktranzistoriem ir vairākas ievērojamas priekšrocības, salīdzinot ar Si bipolāriem tranzistoriem (*IGBT*). SiC parāda augstāku caursites elektrisko lauku, plašu enerģijas joslu 3,23 eV vērtībā, lielāku piesātinājuma ātrumu, siltumvadītspēju un kušanas punktu [59], tādējādi nodrošinot augstāku aiztures spriegumu, pārslēgšanas frekvenci un izturot termiskos spriegumus ar samazinātu radiatora tilpumu. Rezultātā SiC pusvadītāju darbības parametri uzrāda ievērojami augstāku veiktspēju, salīdzinot ar Si [61]–[64], [66], bet nedaudz sliktākus rezultātus nekā GaN [61]–[63]. Lai gan SiC lauktranzistori tiek plaši ieviesti dažādos pielietojumos ar augstāku sprieguma līmeni, GaN lauktranzistori ir mazāk izplatīti un joprojām paredzēti izmantošanai īpašos zemsprieguma energoelektronikas pārveidotājos [67], [68]. Neskatoties uz to, GaN pusvadītājiem mūsdienās ir ļoti maza tirgus daļa, tie joprojām nav pieejami sprieguma klasēs virs 650 V, tiem ir zemāka uzticamība [59], [61], tāpēc tos ir grūti izmantot tipiskos pielietojumos, nepārejot uz daudzlīmeņu topoloģijām [61], [66]. Tādējādi, salīdzinot ar GaN, SiC pusvadītāju ierīču cena un pieejamība tirgū ir konkurētspējīgāka, un paredzams, ka nākamajos piecos gados tā tuvosies Si līmenim [59]. Paredzams, ka GaN pusvadītājiem būs vislielākais tirgus daļas pieaugums [59], samazinoties cenai un uzlabojot uzticamības rādītājus. Tādējādi SiC lauktranzistori ir pievilcīgs risinājuma energoelektronikas pārveidotāju dizainam tipiskos invertora pielietojumos [60], [61] jau mūsdienās, kas rezultātā ļauj sasniegt augstu lietderības koeficientu.

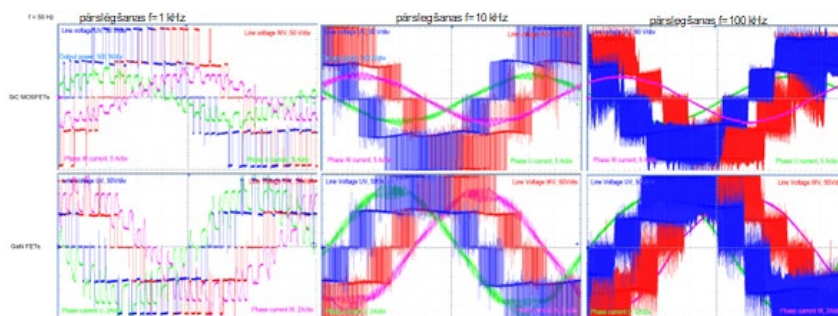
*WBG* pusvadītāju ierīču izmantošana energoelektronikā nodrošina ievērojamu zudumu samazināšanu un efektivitātes uzlabojumus. Rakstā [63] Si *IGBT*, SiC *MOSFET* un GaN

*HEMT* tranzistori ir izvērtēti T tipa vienfāzes invertorā un parādījuši uzlabojumus pārslēgšanas veiktspējā, lietderības koeficienta paaugstināšanā, radiatora un izejas filtra tilpuma samazināšanā ar zemākiem harmoniskiem kropļojumiem, attiecīgi pārejot no Si uz GaN pusvadītāju izmantošanu. Ievērojams efektivitātes pieaugums ir sasniegts, izmantojot Si/SiC hibrīda slēdža izmantošanu trīslīmeņu *NPC* invertorā [60]. Rakstā [65] ļoti liela jaudas blīvuma GaN potenciāls ir parādīts dažādos uzlādes pielietojumos no 5 V 240 W līdz 11 kW un 1 kV. Lai gan [67] un [23] ir eksperimentāli pārbaudījuši GaN ātrās pārslēgšanās veiktspēju zemsprieguma lietojumos, [68] ir apstiprināts, ka GaN balstītu invertoru var izstrādāt darbam skarbos kriogēnos apstākļos, neskatoties uz uzticamības problēmām, kas minētas [59]. Turklāt pētījumi [69]–[71] ir apstiprinājuši, ka SiC lauktranzistoru izmantošana pašpatēriņa pārveidotājos dažāda veida dzelzceļa pielietojumos ne tikai ievērojami samazina zudumus, bet arī rada kompaktāku dizainu un samazina pārveidotāja masu, pateicoties mazāk jaudīgai dzesēšanas sistēmai, tādējādi samazinot kopējo transportlīdzekļa enerģijas patēriņu. Rakstā [69] ir pierādīts, ka SiC lauktranzistoru izmantošana ļauj izmantot vieglu pārveidotāja dizainu, samazinot zudumus un radiatora tilpumu, tomēr, lai novērstu parazitiskos efektus un sasniegtu optimālu pārslēgšanas veiktspēju, ir nepieciešama rūpīgi izstrādāta kopnes konstrukcija. Rakstā [70] SiC pusvadītāju ierīces nodrošina efektivitātes pieaugumu, samazinot *LC* filtra elementu tilpumu ātrākas pārslēgšanas dēļ, kā rezultātā palielinās pašpatēriņa pārveidotāja jaudas blīvums. Zudumu samazināšana, kas saistīta ar SiC izmantošanu, ir pierādīta arī [71], bet vēl ievērojamāks efektivitātes uzlabojums tika novērots kombinācijā ar modernāku līdzstrāvas pārveidotāja dizainu ar optimizētu komutācijas cilpu [71]. Tādējādi *WBG* ierīču ieviešana kļūst īpaši izdevīga kombinācijā ar optimizēto pašpatēriņa pārveidotāja dizainu.

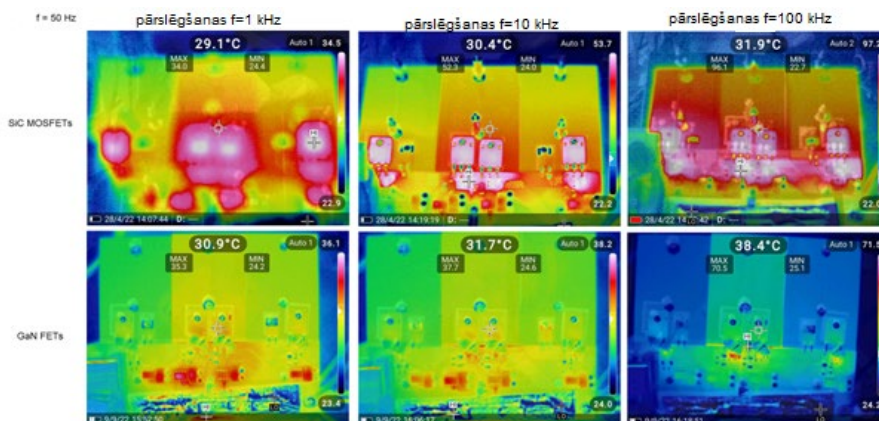
Šajā darbā tiek novērtēta un salīdzināta SiC un GaN pusvadītāju veiktspēja trīsfāžu trīslīmeņu invertorā. Iegūto līnijas spriegumu un fāžu strāvu formas ar izejas strāvas frekvenci 50 Hz un mainīgu pārslēgšanas frekvenci 1 kHz, 10 kHz un 100 kHz invertora darbībai ar SiC un GaN lauktranzistoriem redzamas 4.1. attēlā. Atbilstošie zudumu jaudas sadalījuma termokameras attēli ar izejas strāvas frekvenci 50 Hz un mainīgu komutācijas frekvenci 1 kHz, 10 kHz un 100 kHz invertora darbībai ar SiC un GaN lauktranzistoriem – 4.2. attēlā. Invertora darbība ar abiem salīdzinājumiem *WBG* pusvadītāju ierīču tipiem parāda līdzīgas sprieguma un strāvas formas. Draivera parametri ir pielāgoti līdzīgai pārslēgšanas veiktspējai attiecībā uz ieslēgšanas un izslēgšanas laikiem un sprieguma svārstību efektiem, tāpēc iegūtās līnijas spriegumu un fāžu strāvu formas abos gadījumos ir identiskas. Palielinoties pārslēgšanas frekvencei, tiek novērots ievērojams strāvas pulsācijas samazinājums, un pie 100 kHz pārslēgšanas frekvences strāvas pulsācijas ir praktiski novērstas, kā rezultātā samazinās *THD* un konduktīvie zudumi. Tomēr pie augstākas pārslēgšanas frekvences invertora efektivitāte samazinās.

Invertora ieejas un izejas jaudas mērījumi ir veikti plašā maiņstrāvas frekvences un pārslēgšanas frekvences diapazonā, lai novērtētu efektivitāti un zudumu jaudu. Invertora efektivitāte un zudumu jauda atkarībā no pārslēgšanas frekvences ir parādīta darbībai ar SiC un GaN pusvadītājiem ar maiņstrāvas frekvenci 50 Hz (4.3. att.). Invertora efektivitāte un zuduma jauda atkarībā no maiņstrāvas frekvences pie 10 kHz pārslēgšanas frekvences redzama 4.4. attēlā. Efektivitāte atkarībā no invertora pārslēgšanas frekvences parāda maksimumu

aptuveni pie 10 kHz frekvences, kur līdzsvars starp komutācijas zudumiem un strāvas pulsācijām tiek sasniegts, darbojoties ar SiC lauktranzistoriem. Darbojoties ar GaN lauktranzistoriem, invertors uzrāda augstāku efektivitāti pat zemās frekvencēs, kas izriet no efektīvākas vadīšanas apgriezajā virzienā. Atšķirībā no SiC lauktranzistoriem, kur diode rada sprieguma kritumu, GaN lauktranzistori rada vienīgi pretestībai raksturīgos konduktīvos zudumus, ja aizvara avota spriegums ir iestatīts uz augstu. Tādējādi GaN tranzistori parāda efektīvāku strāvas vadīšanu, kurai ir lielāka ietekme pie zemām slodzēm un zemām pārslēgšanas frekvencēm, kur dominē konduktīvie zudumi. Ar augstākām pārslēgšanas frekvencēm pārslēgšanas zudumi kļūst dominējoši, un tas pazemina efektivitāti. Efektivitāte atkarībā no invertora izejas maiņstrāvas frekvences rada vērtības no 98 % līdz 99 % plašā darbības diapazonā ar GaN tranzistoriem. SiC gadījumā invertora efektivitāte ir zemāka par 1... 1,5 %.

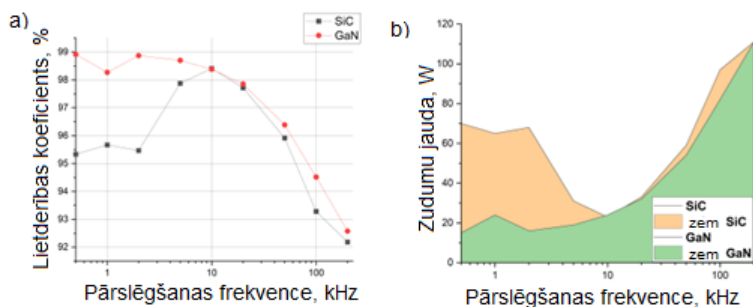


4.1. att. Līnijas spriegumu un fāžu strāvu formas ar maiņstrāvas frekvenci 50 Hz un mainīgu pārslēgšanas frekvenci 1 kHz, 10 kHz un 100 kHz invertora darbībai ar SiC un GaN lauktranzistoriem.

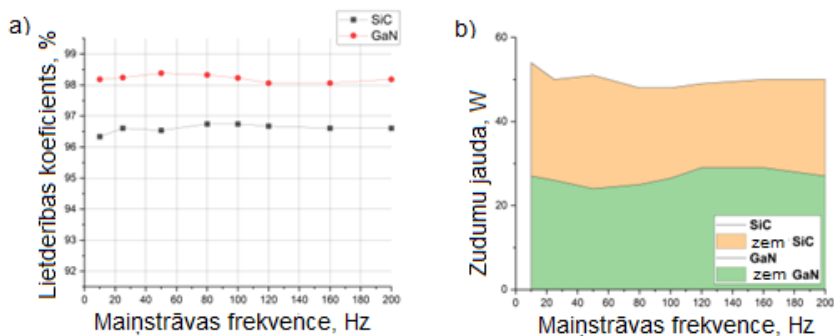


4.2. att. Zudumu jaudas sadalījuma termokameras attēli ar maiņstrāvas frekvenci 50 Hz un mainīgu pārslēgšanas frekvenci 1 kHz, 10 kHz un 100 kHz invertora darbībai ar SiC un GaN lauktranzistoriem.





4.3. att. Invertora a) lietderības koeficienta un b) zudumu jaudas salīdzinājums atkarībā no pārslēgšanas frekvences darbībai ar SiC un GaN pusvadītājiem.

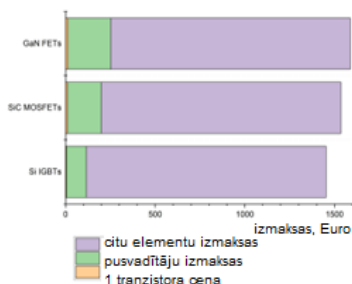


4.4. att. Salīdzinājums starp invertora a) lietderības koeficientu un b) zudumu jaudu atkarībā no maiņstrāvas frekvences darbībai ar SiC un GaN pusvadītājiem.

Zudumu sadalījuma analīze liecina par ievērojamu siltuma izkliedi snaberu ķēdēs, it īpaši pie augstām pārslēgšanas frekvencēm. SiC un GaN darbības salīdzinājums attiecībā uz siltuma izkliedi no pusvadītāju ierīcēm acīmredzami parāda GaN lauktranzistoru darbības priekšrocības, kur tranzistoru temperatūra ir zemāka. Tādējādi *WBG* pusvadītāju salīdzināšanas rezultāti apstiprina, ka GaN rada mazākus kopējos zudumus un sasniedz augstāku efektivitāti.

Visbeidzot, viena pusvadītāja slēdža izmaksas, kopējās pusvadītāju izmaksas un citu komponentu izmaksas (t. i., iespiedplate, pasīvie elementi, mikroshēmas, kontrolieris utt.) ir aprēķinātas, lai salīdzinātu Si, SiC un GaN pusvadītājus (4.5. att.). *WBG* pusvadītāju ierīču sākotnējā iegādes cena ir ļoti augsta. Salīdzinot ar GaN un SiC, līdzīga Si tranzistora sākotnējā cena ir attiecīgi par 71 % un 59 % zemāka. Tomēr attiecībā uz kopējo sistēmas elementu cenu Si pusvadītāji ir tikai par 8 % un 5 % lētāki nekā attiecīgi GaN un SiC, tāpat atšķirība kopējās sistēmas cenas ziņā ir maznozīmīga. Lai gan ir grūti noteikt ekonomisko ietekmi, ko rada ievērojama zudumu samazināšana un efektivitātes palielināšana pašpatēriņa pārveidotāja dzīves cikla laikā, var pieņemt, ka kopējās dzīves cikla izmaksas, visticamāk, samazināsies, izmantojot *WBG* ierīces. Tomēr, kā minēts [47], GaN lauktranzistoriem joprojām ir uzticamības problēmas, un tā rezultātā rodas lielāka bojājumu varbūtība, kas var izraisīt papildu

neparedzētas ekspluatācijas izmaksas. Tāpēc, balstoties ekonomiskajos aspektos, šobrīd SiC lauktranzistori ir rekomendēti izmantošanai pašpatēriņa pārveidotājos transporta pielietojumā.



4.5. att. Si, SiC un GaN viena pusvadītāja slēdža izmaksu, kopējo pusvadītāju izmaksu un pārējo elementu izmaksu salīdzinājums.

## 4.2. Frekvenčregulējama pašpatēriņa piedziņa

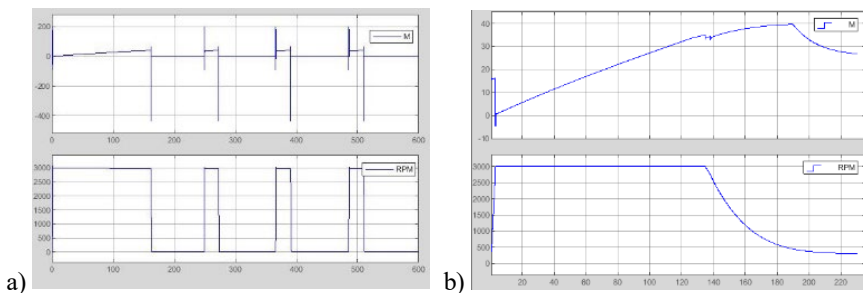
Pašpatēriņa jaudas līmenis visu veidu transportlīdzekļos pēdējās desmitgadēs ir pakāpeniski palielinājies, ko izraisīja vairāku drošības un komforta sistēmu ieviešana, kā arī palīgsistēmu elektrifikācija. Kā parādīts [72], pašpatēriņa sistēmu darbībai ir ievērojama ietekme uz transportlīdzekļa kopējo enerģijas patēriņu. Lielākā daļa pašpatēriņa jaudas transportlīdzekļos izmanto apkures, ventilācijas un gaisa kondicionēšanas (*HVAC*), stūres pastiprinātāja (*PSU*) un saspīstā gaisa kompresora piedziņas sistēmas, kuru jauda svārstās no 1 kW [72] līdz 190 kVA [69]. Neskatoties uz ievērojamiem tehnoloģiju sasniegumiem energoelektronikā un elektriskajā piedziņā, lielākā daļa mūsdienu transportlīdzekļu pašpatēriņa sistēmu izmanto konservatīvu dizaina pieeju ar vienu pašpatēriņa pārveidotāja sistēmu, kas nodrošina 50 Hz maiņstrāvas padevi visām sistēmām vienlaicīgi, un asinhrono dzinēju (*IM*) – kontaktoru sistēmu katras sistēmas piedziņai [73]. Līdz ar to pašpatēriņa piedziņa darbojas cikliskas slodzes apstākļos ar regulāru *IM* iedarbināšanu slodzes apstākļos, darbību nominālā režīmā un atpūtas cikliem, un tā rezultātā rodas augsta termiskā un mehāniskā slodze un zema sistēmas efektivitāte. Tādējādi frekvenčregulējamas piedziņas koncepcija, kas darbojas ar konstantu slodzi, ļauj samazināt slodzes cikliskumu un ietaupīt enerģiju. Turklāt daudzlīmeņu invertora topoloģijas izmantošana pašpatēriņa piedziņai var uzlabot sistēmas efektivitāti [74]. Tāpēc ir lietderīgi izpētīt jaunu pašpatēriņa piedziņas konceptu izmantošanai elektrotransportā, kas spēs nodrošināt optimālu efektivitāti, uzticamību un ilgmūžību.

Gadījuma izpēte par dažādiem pašpatēriņa piedziņas risinājumiem tiek veikta par transportlīdzekļa gaisa kompresora piemēru salīdzinošai rezultātu novērtēšanai. Pastāvīgo magnētu ierosmes sinhronā mašīna (*PMSM*) tiek salīdzināta ar *IM*, kas darbojas nominālā režīmā ar tiešu iedarbināšanu pretstatā frekvenčregulējamai darbībai. Savukārt industriālā frekvenču pārveidotāja darbība tiek salīdzināta ar GaN pusvadītāju trīslīmeņu *NPC* invertora darbību. Sākotnējie dati par gaisa kompresoru sistēmu un elektriskās piedziņas parametriem

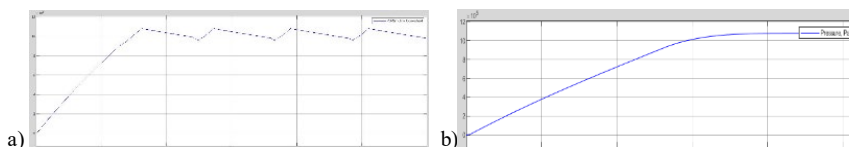
tiek iegūti eksperimentāli, lai izveidotu simulācijas modeli, kas tiek izmantots gadījuma izpētes salīdzinošajai analīzei. Saspiestā gaisa patēriņu modelē vienkāršots noslodzes profils, kas atkārto pilsētas autobusu kustības modeļus Jelgavā, Latvijā [75].

Asinhronā dzinēja griezes momenta un ātruma profili sistēmas ieslēgšanai un turpmākai darbībai stacionārā režīmā cikliskas slodzes apstākļos un frekvenčregulējamās darbības gadījumā redzami attiecīgi 4.6. a un b attēlā; pneimosistēmas gaisa spiediena profilu salīdzinājums cikliskai un frekvenčregulējamai darbībai – attiecīgi 4.7. a un b attēlā; sistēmas ieslēgšanas enerģijas patēriņa un stacionārā režīma jaudas salīdzinājums – attiecīgi 4.8. a un b attēlā. Pašpatēriņa piedziņa gaisa kompresoram frekvenčregulējamās darbības režīmā rada stabilu sistēmas spiedienu, pakāpeniskas pārejas starp ieslēgšanos un stacionāru režīmu, enerģijas patēriņa samazinājumu par 2 % ieslēgšanas brīdī un par 2,5 % stacionārā režīmā. Pašpatēriņa enerģijas ietaupījums tiek panākts, *IM* vietā izmantojot *PMSM*, jo tas sasniedz labāku efektivitāti pie daļējas slodzes zem bāzes ātruma, kā arī izmantojot GaN trīslīmeņu *NPC* invertoru, kura lietderības koeficients ir ap 99 % pie daļējas slodzes [2]. Tādējādi, pastāvīgi darbinot sistēmu ar daļēju slodzi, termiskā un mehāniskā noslodze tiek samazināta, minimizējot elementu nolietošanas biežās iedarbināšanas dēļ. Tādējādi frekvenčregulējamās piedziņas koncepts ļauj sabalansēt noslodzi un ietaupīt enerģiju.

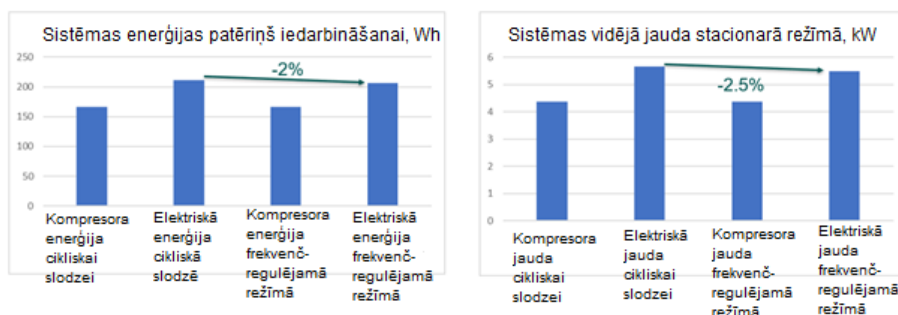
Piedāvātais pašpatēriņa piedziņas koncepts nodrošina visaugstāko darbības efektivitāti ar daļēju slodzi, līdzsvarotu slodzi bez biežas iedarbināšanas, ievērojami samazinot detaļu nodilumu un enerģijas patēriņu par aptuveni 2,5 %. Izmantojot *PMSM* piedziņu ar GaN *NPC* invertoru, kopējais efektivitātes uzlabojums var sasniegt līdz 10 %. Turklāt, darbinot sistēmu frekvenčregulējamā režīmā, termiskā un mehāniskā noslodze tiek samazināta līdz minimumam. Tā rezultātā pašpatēriņa piedziņas sistēmu var izveidot ar samazinātiem elementu izmēriem, vienlaikus panākot drošāku un uzticamāku ekspluatāciju ar palielinātu kalpošanas laiku.



4.6. att. Asinhronā dzinēja griezes momenta (*M*) un ātruma (*RPM*) profili: a) cikliskam režīmam; b) frekvenčregulējamai darbībai.



4.7. att. Pneimosistēmas gaisa spiediena profili: a) cikliskam režīmam; b) frekvenčregulējamai darbībai.



4.8. att. Darbības režīmu salīdzinājums: a) enerģijas patēriņš ieslēgšanas brīdī; b) vidējā jauda stacionārā režīmā.

### 4.3. Secinājumi

Pašpatēriņa pārveidotāju sistēmām transportā ir nepieciešami jauni risinājumi, lai apmierinātu pieaugošās prasības pēc pašpatēriņa jaudas. Piedāvātā pašpatēriņa invertora darbība frekvenčregulējamā piedziņas sistēmā parāda augstu efektivitāti plašā diapazonā, tāpēc tai ir liels enerģijas ietaupījuma potenciāls transportlīdzekļa pašpatēriņa sistēmā, t. i., gaisa kompresorā, stūres pastiprinātājā un gaisa kondicionēšanas sistēmā. Trīsliemeņu invertora NPC topoloģija ļauj izmantot pusvadītājus ar zemāku caursites spriegumu, samazina strāvas pulsācijas, THD un EMI, kā arī piedāvā efektīvāku darbību ar samazinātiem pārslēgšanas zudumiem. Kombinācijā ar WBG pusvadītāju izmantošanu piedāvātajam trīsliemeņu invertoram frekvenčregulējamā darbībā ir vēl vairāk priekšrocību attiecībā uz zudumu samazināšanu visā pašpatēriņa piedziņas darbības diapazonā, jo īpaši, sasniedzot ievērojami augstāku lietderības koeficientu pie vieglām slodzēm un pie samazināta sprieguma.

Platjoslas pusvadītāji ir parādījuši lielisku veiktspēju ar efektivitāti virs 96 % tipiskos pašpatēriņa pārveidotāja darbības režīmos. GaN pusvadītāju izmantošana trīsfāžu trīsliemeņu invertorā pašpatēriņa frekvenčregulējamās piedziņas pielietojumam nodrošina maksimālu efektivitāti visos darbības režīmos, tomēr tam ir visaugstākās sākotnējās iegādes izmaksas un bojājuma varbūtība, kas rada lielāku pilnā dzīves cikla izmaksu risku, jo ir iespējama nepieciešamība veikt papildu apkopes ekspluatācijā. Salīdzinot ar Si, SiC, pusvadītāju augsto sākotnējo cenu kompensēs ievērojams zudumu samazinājums un uzticama darbība ekspluatācijā. Tāpēc pašlaik tiek rekomendēts izmantot pašpatēriņa pārveidotājus ar SiC pusvadītājiem transporta pielietojumos, jo invertora dizains ar SiC pusvadītāju tranzistoriem un diodēm mūsdienās joprojām ir tehniski un ekonomiski efektīvāks risinājums.

Piedāvātā pašpatēriņa piedziņas koncepcija kombinācijā ar PMSM piedziņu un GaN NPC invertoru parāda visaugstāko darbības efektivitāti, līdzsvarotu slodzi bez biežas iedarbināšanas, ievērojami samazinātu elementu nodilumu, termiskās slodzes samazinājumu par 80 % un enerģijas ietaupījumu par aptuveni 10 %. Darbinot sistēmu frekvenčregulējamā režīmā, termiskā un mehāniskā noslodze tiek samazināta līdz minimumam, kas ļauj samazināt elementu izmērus, vienlaikus panākot uzticamāku ekspluatāciju ar palielinātu kalpošanas ilgumu.

## SECINĀJUMI

Elektriskajiem transportlīdzekļiem ir nepieciešams optimizēts (pēc tilpuma) un rentabls, efektīvs un modulārs pašpatēriņa pārveidotāju sistēmas risinājums. Ieviešot šajā darbā aplūkoto tehnoloģisko risinājumu kopumu, tiks sasniegts mērķis izstrādāt enerģētiski un ekonomiski efektīvu tehnoloģiju pašpatēriņa pārveidotāju sistēmām elektriskajos transportlīdzekļos. Kopējais pašpatēriņa enerģijas ietaupījums var sasniegt līdz pat 10 %, samazinot termisko noslodzi līdz pat 80 % un ievērojami uzlabojot funkcionalitāti attiecībā uz uzticamību un bojājumpieciecību.

Jaunā netiešās strāvas mērīšanas (*ICM*) metode ļauj sasniegt rentablu pašpatēriņa pārveidotāju sensoru un mērījumu sistēmas dizainu ar strāvu noteikšanas un balansēšanas, bojājumu noteikšanas un identificēšanas, kā arī bojājumpieciecīgās darbības funkcionalitāti.

*ICM* izmantošanai daudzfāžu līdzstrāvas pārveidotājā ir pietiekama precizitāte strāvas balansēšanai ar mērījumu kļūdām zem 0,5 A, kuru rezultātā nenotiek efektivitātes pasliktināšanās, kā arī ātrdarbīga kļūdu pašdiagnostikas funkcija ar bojājumu identifikācijas laiku, kas nepārsniedz vienu pārveidotāja pārslēgšanas periodu jeb 20 μs, un efektīvs bojājumpieciecīgās darbības algoritms, kas pieļauj pārveidotāja darbību ar aktīvu bojājumu stāvokli un uzlabo efektivitāti par līdz pat 2 %. Piedāvātās *ICM* metodes ieviešana kombinācijā ar inteliģento vadības sistēmu tiek uzskatīta par būtisku jaunievedumu pārveidotāja lietderības koeficienta uzlabošanai, optimizētai veiktspējai, bojājumpieciecībai un uzticamas energoapgādes nodrošināšanai drošībai kritiskām sistēmām.

Platjoslas pusvadītāju izmantošana kombinācijā ar *ICM* nodrošina ievērojami augstāku efektivitāti un samazinātu sistēmas tilpumu, kas ļauj sasniegt augstāku pašpatēriņa pārveidotāja jaudas blīvuma līmeni, ātrāku darbību un jaudas zudumu samazinājumu līdz pat 5 %. Turklāt platjoslu pusvadītāju ierīču izmantošana ir tehniski un ekonomiski efektīva.

Frekvenčregulējamās piedziņas koncepta izmantošana transportlīdzekļu pašpatēriņa sistēmās ar platjoslas pusvadītājiem daudzlīmeņu invertorā ir uzrādījusi zemu kopējo harmonisko kropļojumu un elektromagnētisko traucējumu līmeni ar augstu efektivitāti plašā darbības diapazonā, kas nodrošina enerģijas ietaupījumu aptuveni 10 % apmērā, ilgāku kalpošanas laiku un uzticamāku darbību ar termiskās noslodzes samazinājumu par 80 %.

Nākotnes pētījumos *ICM* koncepciju var pielāgot citām daudzfāžu un daudzlīmeņu pašpatēriņa pārveidotāju topoloģijām, izmantojot platjoslas pusvadītājus, lai piedāvātu risinājumu pilnīgai pašpatēriņa sistēmas modernizācijai. Izstrādātajai tehnoloģijai ir augsts komercializācijas potenciāls, to var attīstīt tālāk līdz gatavam produktam, veicot pārbaudes relevantā vidē, sertifikāciju, tipa apstiprinājumu un ieviešanu tirgū nākamo četru gadu laikā.

## IZMANTOTIE LITERATŪRAS AVOTI

- [1] P. Hołyszko, D. Zieliński, A. Niewczas, J. Rymarz, and E. Dębicka, “Ensuring the Continuity of Power Supply to the On-Board Auxiliary Devices of the Trolleybus through the Recuperation of Kinetic Energy,” *Energies*, vol. 14, no. 16, p. 5035, Aug. 2021, doi: 10.3390/en14165035.
- [2] A. Bogdanovs, O. Krievs and J. Pforr, “Wide Bandgap SiC and GaN Semiconductor Performance Evaluation in a 3-Phase 3-Level NPC Inverter for Transportation Application,” *2022 IEEE 63th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia, 2022, pp. 1–7, doi: 10.1109/RTUCON56726.2022.9978767.
- [3] Kondratieva, L., Bogdanovs, A., Overianova, L., Riabov, I., Goolak, S. “Determination of the Working Energy Capacity of the On-Board Energy Storage System of an Electric Locomotive for Quarry Railway Transport during Working with a Limitation of Consumed Power,” *Archives of Transport*, vol. 65, no. 1, pp. 119–136, doi:10.5604/01.3001.0016.2631.
- [4] S. He et al., “Digital Collaborative Development of a High Reliable Auxiliary Electric Drive System for eTransportation: From Dual Three-Phase PMSM to Control Algorithm,” in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 178755–178769, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3027633.
- [5] T. M. Jahns and B. Sarlioglu, “The Incredible Shrinking Motor Drive: Accelerating the Transition to Integrated Motor Drives,” in *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 7, no. 3, pp. 18–27, Sept. 2020, doi: 10.1109/MPREL.2020.3011275.
- [6] D. Cittanti, E. Vico, E. Armando and R. Bojoi, “Analysis and Conceptualization of a 400V 100 kVA Full-GaN Double Bridge Inverter for Next-Generation Electric Vehicle Drives,” *2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Anaheim, CA, USA, 2022, pp. 740–747, doi: 10.1109/ITEC53557.2022.9813847.
- [7] S. Utz and J. Pforr, “Turn-on behavior of automotive multi-phase converters with coupled inductors,” *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, Serbia, 2012, pp. LS3c.3-1–LS3c.3-8, doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397434.
- [8] S. Utz and J. Pforr, “Impact of input and output voltage perturbation on the behavior of automotive multi-phase converters with coupled inductors,” *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, AZ, USA, 2011, pp. 4169–4176, doi: 10.1109/ECCE.2011.6064337.
- [9] J. Czogalla, Jieli Li and C. R. Sullivan, “Automotive application of multi-phase coupled-inductor DC-DC converter,” *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2003., Salt Lake City, UT, USA, 2003, pp. 1524–1529 vol. 3, doi: 10.1109/IAS.2003.1257758.
- [10] S. Utz and J. Pforr, “Current-balancing controller requirements of automotive multi-phase converters with coupled inductors,” *2012 IEEE Energy Conversion Congress and*

- Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, 2012, pp. 372–379, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342798.
- [11] H. Kim, M. Falahi, T. M. Jahns and M. W. Degner, “Inductor Current Measurement and Regulation Using a Single DC Link Current Sensor for Interleaved DC–DC Converters,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1503–1510, May 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2084108.
- [12] J. C. Schroeder, M. Petersen and F. W. Fuchs, “One-sensor current sharing in multiphase interleaved DC/DC converters with coupled inductors,” *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, Serbia, 2012, pp. DS3c.1-1–DS3c.1-7, doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397338.
- [13] Y. -H. Cho, A. Koran, H. Miwa, B. York and J. -S. Lai, “An active current reconstruction and balancing strategy with DC-link current sensing for a multi-phase coupled-inductor converter,” *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 3414–3419, doi: 10.1109/ECCE.2010.5618316.
- [14] S. Mariethoz, A. G. Beccuti and M. Morari, “Model predictive control of multiphase interleaved DC-DC converters with sensorless current limitation and power balance,” *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, 2008, pp. 1069–1074, doi: 10.1109/PESC.2008.4592071.
- [15] J. Gordillo and C. Aguilar, “A Simple Sensorless Current Sharing Technique for Multiphase DC–DC Buck Converters,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3480–3489, May 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2592240.
- [16] K. -Y. Hu, Y. -S. Chen and C. -H. Tsai, “A Digital Multiphase Converter with Sensorless Current and Thermal Balance Mechanism,” *2018 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, Tainan, Taiwan, 2018, pp. 175–178, doi: 10.1109/ASSCC.2018.8579301.
- [17] J. Han and J. -H. Song, “Phase Current-Balance Control Using DC-Link Current Sensor for Multiphase Converters With Discontinuous Current Mode Considered,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4020-4030, July 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2530781.
- [18] H. -C. Chen, C. -Y. Lu and C. -H. Lu, “Control of Bidirectional Interleaved DC-DC Converter With Single Current Sensor,” *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, OR, USA, 2018, pp. 2171–2177, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557828.
- [19] H. -C. Chen, C. -Y. Lu and L. -M. Huang, “Decoupled Current-Balancing Control With Single-Sensor Sampling-Current Strategy For Two-Phase Interleaved Boost-Type Converters,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1507–1518, March 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2498135.
- [20] R. P. Singh and A. M. Khambadkone, “Current Sharing and Sensing in N-Paralleled Converters Using Single Current Sensor,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 1212–1219, May-june 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2045333.

- [21] M. Stadler and J. Pforr, "Multi-phase Converter for Wide Range of Input Voltages with Integrated Filter Inductor," *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Portoroz, Slovenia, 2006, pp. 106–111, doi: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778384.
- [22] V. Yousefzadeh and S. Choudhury, "Nonlinear digital PID controller for DC-DC converters," *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Austin, TX, USA, 2008, pp. 1704–1709, doi: 10.1109/APEC.2008.4522956.
- [23] K. Kroics, "Design of Interleaved GaN Transistor Based Buck Converter with Directly Coupled Foil Winding Inductor," *CIPS 2020; 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Berlin, Germany, 2020, pp. 1–6.
- [24] K. Kroics, J. Zakis and U. Sirmelis, "Multiphase interleaved DC-DC converter with directly and inversely coupled inductors," *2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia, 2016, pp. 1–6, doi: 10.1109/RTUCON.2016.7763102.
- [25] A. Bogdanovs, O. Krievs and J. Pforr, "Indirect DC link current measurement technique using an op-amp circuit in an automotive DC converter with coupled inductors," *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Germany, 2020, pp. 1–8.
- [26] S. Kim, J. -I. Ha and S. -K. Sul, "Single shunt current sensing technique in three-level PWM inverter," *8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia*, Jeju, Korea (South), 2011, pp. 1445–1451, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944454.
- [27] H. Shin and J. -I. Ha, "Phase Current Reconstructions from DC-Link Currents in Three-Phase Three-Level PWM Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 582–593, Feb. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2257866.
- [28] X. Li, S. Dusmez, B. Akin and K. Rajashekara, "A new SVPWM for phase currents reconstruction of three-phase three-level T-type converters," *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, USA, 2015, pp. 1582–1588, doi: 10.1109/APEC.2015.7104558.
- [29] X. Li, S. Dusmez, B. Akin and K. Rajashekara, "A New SVPWM for the Phase Current Reconstruction of Three-Phase Three-level T-type Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2627–2637, March 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2440421.
- [30] Y. Son and J. Kim, "A Novel Phase Current Reconstruction Method for a Three-Level Neutral Point Clamped Inverter (NPC) with a Neutral Shunt Resistor," *Energies*, vol. 11, no. 10, p. 2616, Oct. 2018, doi: 10.3390/en11102616.
- [31] J. -J. You, J. -H. Jung, C. -H. Park and J. -M. Kim, "Phase current reconstruction of three-level Neutral-Point-Clamped(NPC) inverter with a neutral shunt resistor," *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, 2017, pp. 2598–2604, doi: 10.1109/APEC.2017.7931064.



- [32] A. Suzdalenko, J. Zakis and O. Krievs, "Single-loop Current Sensorless Control with Self-detection of Conduction Losses Applied to Neutral Point Clamped Multilevel Converter," *2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Turkey, 2019, pp. 250–254, doi: 10.23919/ELECO47770.2019.8990464.
- [33] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger and P. Thøgersen, "Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: a review and a novel solution," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1241–1253, Sept.–Oct. 1997, doi: 10.1109/28.633802.
- [34] Green, T. C.; Williams, B. W.: "Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link current of an inverter", *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, 1989, 136, (4), p. 196–204, DOI: 10.1049/ip-b.1989.0026.
- [35] Lu Haifeng, Sheng Shuang, Guo Ruijie, Qu Wenlong and Wu Lixun, "Phase current sensor fault-tolerant technique using information of DC side current in two-level inverter," *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Busan, 2013, pp. 1648–1651, doi: 10.1109/ICEMS.2013.6713324.
- [36] A. Bogdanovs, O. Krievs and J. Pforr, "Indirect Multiple DC Link Current Sensing Using Op-Amp Circuits in a Three-Phase Three-Level PWM Inverter," *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Online, 2021, pp. 1–8.
- [37] A. Bogdanovs, O. Krievs, L. Ribickis and J. Pforr, "Fuzzy Logic Current Balancing Controller Implementation in an Automotive Multi-Phase DC Converter with Coupled Inductors," *2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia, 2020, pp. 1–10, doi: 10.1109/RTUCON51174.2020.9316473.
- [38] O. Krievs and L. Ribickis, "Application of Fuzzy Logic Controllers in Industrial Electronics and Electrical Drives," *Power and Electrical Engineering*, Vol. 5, 2002, pp. 77–85, ISSN 1407-7345.
- [39] L. J. Álvarez et al., "Design, analysis and modeling of an optimized fuzzy control algorithm for synchronous multiphase DC-DC converters in automotive applications," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1–6, doi: 10.1109/pesc.2006.1712047.
- [40] C. Dhanalakshmi, A. Saravanan, and R. Jeba Raj, "Current Balancing in Multiphase Converter Based on Interleaving Technique using Fuzzy Logic," *International Journal of Engineering Sciences & Research Technology*, vol. 4, 2015, pp. 80–89.
- [41] X. Cui, W. Shen, Y. Zhang, and C. Hu, "A Fast Multi-Switched Inductor Balancing System Based on a Fuzzy Logic Controller for Lithium-Ion Battery Packs in Electric Vehicles," *Energies*, vol. 10, no. 7, p. 1034, Jul. 2017, doi: 10.3390/en10071034.
- [42] M. Murken and P. Gratzfeld, "Reliability Comparison of Bidirectional Automotive DC/DC Converters," *2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, 2017, pp. 1–7, doi: 10.1109/VTCFall.2017.8288329.

- [43] W. May and J. Pforr, "Design of integrated inductors in multi-phase buck/boost converters including operation with deactivated phases," *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2019, pp. 1–8.
- [44] S. Utz and J. Pforr, "Operation of multi-phase converters with coupled inductors at reduced numbers of phases," *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham, UK, 2011, pp. 1–10.
- [45] A. Bogdanovs, O. Krievs and J. Pforr, "Fault Detection using Indirect DC Link Current Measurement Technique in Multiphase DC Converter with Coupled Inductor," *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, Ghent, Belgium, 2021, pp. P.1–P.10, doi: 10.23919/EPE21ECCEEurope50061.2021.9570190.
- [46] A. Bogdanovs, O. Krievs and J. Pforr, "Fault-Tolerant Operation Algorithm for a Multi-Phase DC Converter with Coupled Inductors," *PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2022, pp. 1–10, doi: 10.30420/565822070.
- [47] K. Ma, H. Wang and F. Blaabjerg, "New Approaches to Reliability Assessment: Using physics-of-failure for prediction and design in power electronics systems," in *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 28–41, Dec. 2016, doi: 10.1109/MPEL.2016.2615277.
- [48] H. Wang and F. Blaabjerg, "Power Electronics Reliability: State of the Art and Outlook," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 6476–6493, Dec. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3037161.
- [49] F. Blaabjerg, H. Wang, I. Vernica, B. Liu and P. Davari, "Reliability of Power Electronic Systems for EV/HEV Applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 1060–1076, June 2021, doi: 10.1109/JPROC.2020.3031041.
- [50] J. Schuderer et al., "Health Management of Power Electronics Systems," *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2021, pp. 948–955.
- [51] M. Ashourloo et al., "An Automotive-Grade Monolithic Masterless Fault-Tolerant Hybrid Dickson DC–DC Converter for 48-V Multi-Phase Applications," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, no. 12, pp. 3608–3618, Dec. 2021, doi: 10.1109/JSSC.2021.3105358.
- [52] G. Selvaraj, A. R. Sadat, H. S. Krishnamoorthy and K. Rajashekara, "An Improved Fault-Tolerant Power Converter for Electric Vehicle Propulsion," *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, 2020, pp. 1–5, doi: 10.1109/PESGRE45664.2020.9070596.
- [53] S. Siouane, S. Jovanović and P. Poure, "Open-Switch Fault-Tolerant Operation of a Two-Stage Buck/Buck–Boost Converter With Redundant Synchronous Switch for PV Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3938–3947, May 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2847653.

- [54] S. Kumar and B. S. Rajpurohit, "A Novel Fault Tolerant Control Scheme for Power Converter," *2020 IEEE International Power and Renewable Energy Conference*, 2020, pp. 1–5, doi: 10.1109/IPRECON49514.2020.9315247.
- [55] E. Pazouki, J. A. De Abreu-Garcia and Y. Sozer, "A Novel Fault-Tolerant Control Method for Interleaved DC–DC Converters Under Switch Fault Condition," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 1, pp. 519–526, Jan.-Feb. 2020, doi: 10.1109/TIA.2019.2953030.
- [56] M. M. Hillesheim, M. Cousineau and L. Hureau, "Reconfigurable Partial-Decentralized Control of a Multiphase Converter for Fail-Operational Automotive Processor Power Supply," *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, 2019, pp. P.1–P.8, doi: 10.23919/EPE.2019.8915561.
- [57] M. Gleissner and M. Bakran, "Influence of inverse coupled inductors on fault-tolerant operation of two-phase DC-DC converters," *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, pp. 1–11, doi: 10.1109/EPE.2015.7309059.
- [58] S. Utz, M. Stadler and J. Pforr, "ACTIVE phase-shift control of multi-phase converters to minimize input current sub-harmonics," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1–10.
- [59] G. Iannaccone, C. Sbrana, I. Morelli and S. Strangio, "Power Electronics Based on Wide-Bandgap Semiconductors: Opportunities and Challenges," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 139446–139456, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3118897.
- [60] J. W. Kolar and J. Huber, "Next-Generation SiC/GaN Three-Phase Variable-Speed Drive Inverter Concepts," *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2021, pp. 1–5.
- [61] J. W. Kolar et al., "Application of WBG Power Devices in Future 3- $\Phi$  Variable Speed Drive Inverter Systems "How to Handle a Double-Edged Sword"," *2020 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2020, pp. 27.7.1–27.7.4, doi: 10.1109/IEDM13553.2020.9372022.
- [62] E. Shelton et al., "Fast Switching of High Current WBG Power Devices," *PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2022, pp. 1–8, doi: 10.30420/565822136.
- [63] E. Gurpinar and A. Castellazzi, "Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs, and GaN HEMTs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7148–7160, Oct. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2506400.
- [64] H. Liu, T. Zhao and X. Wu, "Performance Evaluation of Si/SiC Hybrid Switch-Based Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Inverter," in *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 3, pp. 90–103, 2022, doi: 10.1109/OJIA.2022.3179225.
- [65] M. J. Kasper, J. A. Anderson, G. Deboy, Y. Li, M. Haider and J. W. Kolar, "Next Generation GaN-based Architectures: From 240W USB-C Adapters to 11kW EV On-

- Board Chargers with Ultra-high Power Density and Wide Output Voltage Range,” *PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2022, pp. 1–10, doi: 10.30420/565822004.
- [66] J. Azurza Anderson, G. Zulauf, J. W. Kolar and G. Deboy, “New Figure-of-Merit Combining Semiconductor and Multi-Level Converter Properties,” in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 1, pp. 322–338, 2020, doi: 10.1109/OJPEL.2020.3018220.
- [67] K. Kroics, “WBG semiconductors, interleaving and integration of magnetics for non-isolated DC-DC converter performance improvement,” *2020 XI National Conference with International Participation (ELECTRONICA)*, Sofia, Bulgaria, 2020, pp. 1–7, doi: 10.1109/ELECTRONICA50406.2020.9305134.
- [68] Mustafeez-ul-Hassan, A. I. Emon, F. Luo and V. Solovyov, “Design and Validation of a 20 kVA, Fully Cryogenic, 2-Level GaN Based Current Source Inverter for Full Electric Aircrafts,” in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, doi: 10.1109/TTE.2022.3176842.
- [69] I. -S. Lee, J. -Y. Kang, J. Lee and S. -T. Lee, “Design Considerations of Auxiliary Power Supply Unit with SiC MOSFET for Lightweight Railway Vehicles,” *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, pp. 908–915, doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549234.
- [70] D. Wu, C. Xiao, H. Zhang and W. Liang, “Development of auxiliary converter based on 1700V/325A full SiC MOSFET for urban rail transit vehicles,” *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2017, pp. 1–6, doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080769.
- [71] M. -A. Ocklenburg, M. Döhmen, X. -Q. Wu and M. Helsper, “Next generation DC-DC converters for Auxiliary Power Supplies with SiC MOSFETs,” *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607463.
- [72] I. Evtimov, R. Ivanov, and M. Sapundjiev, “Energy consumption of auxiliary systems of electric cars,” in *MATEC Web Conf.*, 2017, vol. 133, pp 1–5.
- [73] Z. Biel, M. Šušal and P. Kulha, “Application of inverter parallel operation strategy in railway auxiliary converters,” *2022 International Conference on Applied Electronics (AE)*, Pilsen, Czech Republic, 2022, pp. 1–4.
- [74] A. Sheir, M. Z. Youssef and M. Orabi, “A Novel Auxiliary Modular Inverter with Battery Integration for Electric Vehicle Applications,” *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 1730–1737, doi: 10.1109/APEC.2019.8721803.
- [75] O. Sliskis, I. Dvornikovs, M. Marinbahs, J. Marks and E. Groza, “Investigation of electrical bus traction motor dynamic using methods of physical and computer simulation,” *2019 16th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, Varna, Bulgaria, 2019, pp. 1–4, doi: 10.1109/ELMA.2019.8771668.



**Artūrs Bogdanovs** dzimis 1989. gadā Rīgā. Rīgas Tehniskajā universitātē (RTU) ieguvis bakalaura grādu automobiļu transportā (2014), Ingolštates Tehniskajā augstskolā – maģistra grādu autotransporta inženierijā (2017). Strādājis par energoelektronikas inženieri Rīgas elektromašīnbūves rūpnīcā. Kopš 2020. gada strādā RTU, patlaban ieņemot lektora un pētnieka amatu. Zinātniskās intereses saistītas ar līdzstrāvas pārveidotāju un pašpatēriņa barošanas sistēmu izpēti, automobiļu energoelektroniku, regulēšanas teoriju, e-mobilitāti un inženierzinātņu izglītību.