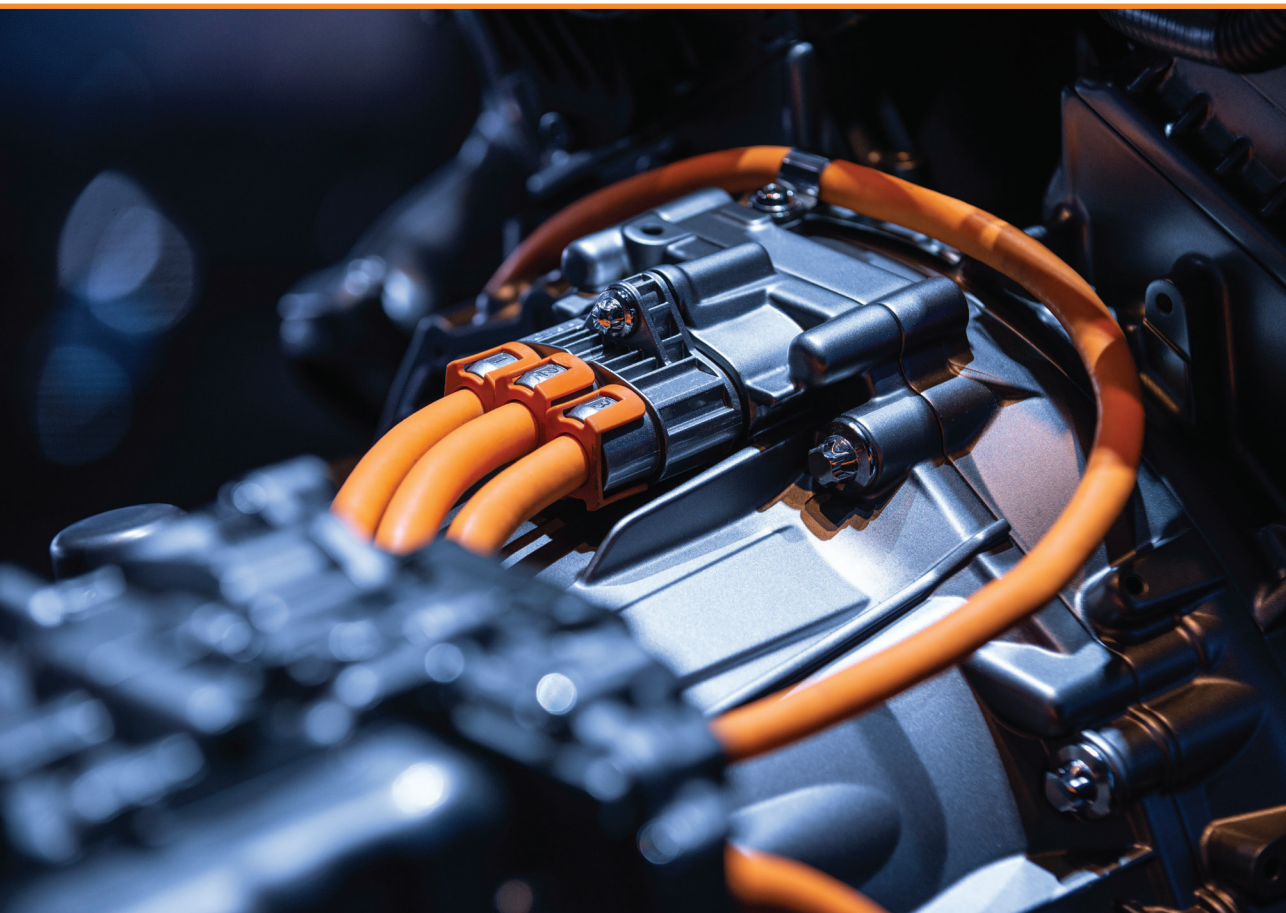


Vsevolod Burenin

VILCES ELEKTRISKO PIEDZIŅU VADĪBAS SISTĒMAS IZPĒTE, IZSTRĀDE UN NOVĒRTĒŠANA DZELZCEĻA LIETOJUMOS

Promocijas darba kopsavilkums



RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

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

Vsevolod Burenin

Doktora studiju programmas “Elektrotehnoloģiju datorvadība” doktorants

VILCES ELEKTRISKO PIEDZIŅU VADĪBAS SISTĒMAS IZPĒTE, IZSTRĀDE UN NOVĒRTĒŠANA DZELZCEĻA LIETOJUMOS

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs

profesors *Dr. sc. ing.* OSKARS KRIEVS

RTU Izdevniecība

Rīga 2025

Burenin V. Vilces elektrisko piedziņu vadības sistēmas izpēte, izstrāde un novērtēšana dzelzceļa lietojumos. Promocijas darba kopsavilkums. – Rīga: RTU Izdevniecība, 2025. – 62 lpp.

Publicēts saskaņā ar promocijas padomes “RTU P-14” 2024. gada 11. novembra lēmumu, protokols Nr. 33800-4/2.

Vāka attēls no *www.shutterstock.com*.

<https://doi.org/10.7250/9789934371479>
ISBN 978-9934-37-147-9 (pdf)

PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS ZINĀTNES DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2025. gada 21. februārī Rīgas Tehniskās universitātes Datorzinātnes, informācijas tehnoloģijas un enerģētikas fakultātē, Āzenes ielā 12 k-1, 306. auditorijā.

OFICIĀLIE RECENZENTI

Profesore *Dr. sc. ing.* Nadežda Kuņicina,
Rīgas Tehniskā universitāte

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

Profesors *George Parafotiou*,
Eindhovenas Tehniskā universitāte, Nīderlande

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.

Vsevolod Burenin (paraksts)

Datums:

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, tajā ir ievads, četras nodaļas, secinājumi, literatūras saraksts, 83 attēli, 56 tabulas, četri pielikumi, kopā 169 lappuses, ieskaitot pielikumus. Literatūras sarakstā ir 108 nosaukumi.

Saturs

Saturs	4
Saīsinājumu saraksts	5
Promocijas darba vispārējs raksturojums	6
Pētījuma aktualitāte	6
Darba mērķis, pētījuma metodes un novitāte	8
Pētījumu rezultātu aprobācija	10
1. Iepriekš programmētās <i>PWM</i> apraksts	12
1.1. Iepriekš programmētās <i>PWM</i> matemātiskais pamatojums	13
1.2. Risināšanas algoritma izstrāde	14
1.3. Risināšanas algoritma lietojums	15
1.4. Risināšanas algoritma veikspēja	16
1.5. Secinājumi	17
2. Vadības sistēmas izstrāde	19
2.1. Elektriskais vilciens	19
2.2. Vilces dzinējs	20
2.3. Spēka pārveidotājs	23
2.4. <i>PWM</i> modulators	25
2.5. Vadības sistēma	25
3. Vilces piedziņas sistēmas simulācija ar hibrīdu <i>PWM</i>	30
3.1. Statora strāvas harmoniskā satura un pārveidotāja zudumu analīze	30
3.2. Vadības sistēmas veikspēja bez elektriskā vilciena	37
3.3. Vadības sistēmas veikspēja ar elektrisko vilcienu	40
4. Izstrādātās vadības sistēmas eksperimentālā validācija	42
4.1. Laboratorijas stenda apraksts	42
4.2. Vadības sistēmas pāreja no vilciena uz laboratoriju	44
4.3. Statora strāvas harmoniskā satura un dzinēja zudumu analīze	46
4.4. Vadības sistēmas veikspēja	52
Secinājumi	55
Izmantotie literatūras avoti	58

Saīsinājumu saraksts

EMU – Electric Multiple Unit (elektriskais vilciens)

FOC – Field-Oriented Control (vektoru vadība)

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor (izolēta slēdža bipolārais tranzistors)

MPC – Model Predictive Control (modelī balstīta prognozējošā vadība)

OPP – Optimized Pulse Pattern (optimizēta impulsu secība)

PPWM – Pre-programmed Pulse Width Modulation (ieprogrammētā impulsa platuma modulācija)

PWM – Pulse width Modulation (impulsa platuma modulācija)

SHE – Selective Harmonic Elimination (selektīvā harmonisko komponentu novēršana)

SHM – Selective Harmonic Mitigation (selektīvā harmonisko komponentu mazināšana)

SPWM – Sinusoidal Pulse width Modulation (sinusoidālā impulsa platuma modulācija)

SVPWM – Space Vector Pulse width Modulation (telpas vektora impulsa platuma modulācija)

THD – Total Harmonic Distortion (harmonisko kropļojumu koeficients)

WTHD – Weighted Total Harmonic Distortion (svērtais harmonisko kropļojumu koeficients)

Promocijas darba vispārējs raksturojums

Pētījuma aktualitāte

Dzelzceļa vilces elektriskā piedziņa tiek izmantota dažādās vilcienu elektrifikācijas sistēmās, no kurām lielākā daļa iekļaujas lieljaudas vidēja sprieguma kategorijā. Lielākā daļa šo sistēmu ir pielāgotas konkrētam dzelzceļa transporta tipam vai sērijai, un divas svarīgākās to sastāvdaļas ir vilces elektrodzinējs un pusvadītāju spēka pārveidotājs.

Vilciena mehānisko piedziņu nodrošina vilces elektrodzinēji. Mūsdienās visplašāk izmantotais elektrodzinēja veids ir asinhronais dzinējs ar īsslēgtu rotoru [1], [2], [3], lai gan arvien vairāk tiek lietoti arī pastāvīgo magnētu sinhronie dzinēji [4]. Vadošie vilces elektrodzinēju ražotāji dzelzceļa nozarē ir “TSA”, “ABB”, “Mitsubishi”, “Siemens”, “Alstom” un “Škoda”. Baltijas valstīs nozīmīgs vilcienu, tramvaju un metro vilces elektrodzinēju ražotājs ir Latvijas rūpnīca AS “Rīgas elektromašīnbūves rūpnīca”.

Otra būtiskā vilces elektriskās piedziņas sistēmu sastāvdaļa ir pusvadītāju spēka pārveidotāji. Tie tiek izmantoti, lai nodrošinātu elektrovilciena energoefektivitāti, vadāmību un darbības stabilitāti. Vilces pārveidotāju bāzes elementi ir spēka pusvadītāji, no kuriem pārsvarā atkarīgi tā parametri. Patlaban vilces elektriskās piedziņas nozarē dominē izolēta slēdža bipolārie tranzistori (*IGBT*), un tie tiek plaši izmantoti dažādos jaudas līmeņos, sākot no dažiem kilovatiem līdz vairākiem megavatiem [4]. Neskatoties uz ieguldījumiem silīcija karbīda (SiC) pusvadītāju tehnoloģijās un šo tehnoloģiju ievērojamu attīstību, SiC pusvadītāji vidēja un augstas jaudas lietojumiem joprojām ir attīstības fāzē.

Mūsdienās dzelzceļa nozarē visbiežāk izmantotajiem *IGBT* tranzistoriem sprostsprriegumi ir 3300 V [5], 4500 V un 6500 V [6], [7], taču dažos risinājumos tiek izmantoti tranzistori ar 1700 V sprostsprriegumu [3]. SiC ierīces ir pierādījušas savu drošumu komerciālo automobiļu lietojumos, un tās ir pieejamas gan pilnībā SiC, gan hibrīda konfigurācijās ar 1200 V sprostsprriegumu [8], [9], [10], savukārt *IGBT* ar 1700 V sprostsprriegumu tirgū ienāk tikai tagad. Šīs ierīces arvien vairāk tiek izmantotas vieglo transportlīdzekļu lietojumos, piemēram, elektriskajās automašīnās [11], [12], [13]. Relatīvi lielas jaudas SiC lietojumu ieviešana dzelzceļa nozarē jau ir augstā gatavības līmenī, un tiek sagaidīts, ka SiC spēka pusvadītāji ar 3300 V sprostsprriegumu ienāks tirgū no 2026. līdz 2030. gadam [10], [12], [13].

Mūsdienās galvenie *IGBT* spēka pusvadītāju ražotāji dzelzceļa nozarei ir “ABB”, “Infineon”, “Mitsubishi Electric”, “Hitachi”, “Fuji Electric” un citi [4].

Gadu gaitā tehnoloģiskie sasniegumi ir uzlabojuši spēka pusvadītāju vadāmību un stabilitāti noteiktā temperatūras diapazonā. Tomēr komutācijas un aktīvā stāvokļa zudumi pie lielām jaudām

joprojām rada pārmērīgu tranzistora temperatūru, kas izraisa ierīces dzīves cikla un drošuma samazināšanos. Tāpēc dzelzceļa vilces sistēmās bieži tiek izmantotas zemas komutācijas frekvences, lai samazinātu *IGBT* komutācijas zudumus un tādējādi pagarinātu to kalpošanas laiku [14], [15]. Divu līmeņu topoloģija, kas bieži tiek izmantota lieljaudas lietojumos, parasti ierobežo pārveidotāja komutācijas frekvenci diapazonā no dažiem simtiem hercu līdz 1 kHz [6], [16], [17], [18], [19], [20], savukārt trīs līmeņu topoloģija tiek atzīta par lietojamu līdz 2 kHz [6], [21]. Topoloģijas izvēle ir atkarīga no dažādiem parametriem, un šajā jautājumā nav vienota vispārēji pārāka risinājuma.

Darbība zemākās frekvencēs rada savus izaicinājumus, tostarp palielinātus harmoniskos kropļojumus statora strāvā. Tas ir īpaši nevēlami, jo augstākas strāvas harmonikas var ievērojami palielināt zudumus asinhronajā mašīnā [22], [23].

Lai mazinātu harmoniskos kropļojumus, vienlaikus saglabājot zemu komutācijas frekvenci, tiek izmantotas specializētas modulācijas tehnikas. Kopš to rašanās impulsa platuma modulācijas (*PWM*) tehnikas ir strauji attīstījušās. Vispārējās *PWM* tehnikas asinhrono dzinēju piedziņām ir plaši pētītas un salīdzinātas. Šīs tehnikas mērķis ir labāk izmantot līdzstrāvas kopnes spriegumu, optimizēt pārveidotāja harmonikas un zudumus, kā arī uzlabot trīsfāžu pārveidotāju izejas frekvences spektru un citus rādītājus [14].

Ir dažādas *PWM* pieejas. Biežāk izmantotās metodes ir sinusoidālā *PWM* (*SPWM*), telpas vektora *PWM* (*SVPWM*) un diskontinuitātes *PWM*, kā arī citas. Pastāv arī iepriekš programmētas *PWM* tehnikas, piemēram, selektīvas harmonisko komponentu novēršanas (*SHE*), selektīvas harmonisko komponentu mazināšanas (*SHM*) *PWM* un optimizēta impulsu secība (*OPP*). Šīs iepriekš programmētas tehnikas ir izveidotas ar mērķi uzlabot strāvas formu situācijās, kad komutācijas frekvences ir ļoti zemas, kas ļauj novērst vai samazināt iepriekš noteiktās harmonikas, vienlaikus saglabājot pamata strāvas harmonisko komponenti noteiktajā modulācijas indeksa līmenī. Vispazīstamākā no tām ir *SHE* [24], [25], [14], [17].

Visplašāk izmantotā pieeja modulācijai dzelzceļa vilces elektriskajā piedziņā ietver asinhrono un sinhrono *SVPWM* kombināciju zemākās frekvencēs, pārejot uz *SHE/SHM* tehnikām, un, ja nepieciešams, pārejot uz kvadrātviļņu modulāciju lielākos ātrumos. Šo modulācijas tehniku kombināciju sauc par hibrīda *PWM*.

Promocijas darba pētījuma galvenais mērķis ir izstrādāt vilces asinhronās mašīnas vadības sistēmu, kas ietver zemas komutācijas frekvences hibrīda *PWM*. Piedāvātā sistēma ir detalizēti pārbaudīta samazināta mēroga laboratorijas prototipā, lai novērtētu tās veiktspēju un stabilitāti, piedāvājot visaptverošu novērtējumu dzelzceļa nozares lietojumu kontekstā.

Darba mērķis, pētījuma metodes un novitāte

Pētījuma mērķis

Izstrādāt un validēt dzelzceļa vilces elektriskās piedziņas vadības sistēmu, izmantojot samazināta mēroga laboratorijas divu līmeņu spēka pārveidotāja prototipu.

Darba uzdevumi

1. Izpētīt vadības un *PWM* stratēģijas, kas piemērotas lietojumiem dzelzceļa nozarē.
2. Izstrādāt modulācijas algoritmu, pamatojoties uz izvēlēto *PWM* stratēģiju.
3. Izstrādāt vilces piedziņas vektoru vadības sistēmu, integrējot izvēlēto *PWM* stratēģiju.
4. Izveidot elektriskās piedziņas modeli, lai analizētu paredzamos darbības režīmus.
5. Izstrādāt vadības sistēmas testēšanas standu.
6. Veikt vadības sistēmas testus, izmantojot divu līmeņu pārveidotāju samazināta mēroga laboratorijas standu.
7. Analizēt un novērtēt laboratorijas testēšanas rezultātus.

Pētījuma rīki un metodes

- *SHE-PWM* risinājumi šajā pētījumā aprēķināti, izmantojot *MATLAB* programmatūru. *MATLAB* ir bijusi liela nozīme datu apstrādē, datu analīzē un grafiku izveidē, lai atspoguļotu pētījuma secinājumus.
- Lai izveidotu elektriskās piedziņas modeli un realizētu simulāciju, izmantots *Simulink* – gan iebūvētās bibliotēkas bloki, gan speciāli izstrādātas *MATLAB* funkcijas *Simulink* modelī.
- *MS Excel* izmantots gan kā krātuve vilces raksturlielumu un ekvivalento ķēžu datu uzglabāšanai, kas bija daļa no modeļa inicializācijas, gan arī starpposma aprēķiniem.
- *RT-LAB* izmantots izstrādātās vadības sistēmas pielāgošanai, lai to izvietotu *OPAL-RT OP4510* platformā.
- Darba izstrādes procesā, testēšanā un eksperimentālajā verifikācijā izmatots dažāds laboratorijas aprīkojums dažādās konfigurācijās. Detalizētāks laboratorijas prototipa apraksts sniegts kopsavilkuma 4. nodaļā.

Zinātniskā novitāte

- Optimizētas, uz Ņūtona-Rafsona metodes bāzes balstītas modulācijas tehnikas izstrāde, kas atrisina selektīvās harmonisku komponentu novēršanas un selektīvo harmonisku komponentu mazināšanas problēmu gan divu, gan arī trīs līmeņu invertoriem, uzlabojot precizitāti un konverģences ātrumu.
- Strāvas pamata harmoniskās komponentes hibrīda novērotāja modifikācija un uzlabošana dzelzceļa vilces piedziņas lietojumiem, kā arī tā drošuma un stabilitātes analīze. Šie uzlabojumi ir turpinājums profesora J. Holca izstrādēm [26].
- Vadības sistēmas algoritma izstrāde, kas plūstoši pārslēdzas starp dažādiem modulācijas režīmiem, un detalizēts tā apraksts, analizējot praktiskos dinamiskos ierobežojumus.
- Pilnībā funkcionējošas vadības sistēmas izstrāde ar zemu komutācijas frekvenci, kas īpaši paredzēta dzelzceļa vilces piedziņas lietojumiem. Pateicoties jaunajam vadības algoritmam, sistēma ir uzrādījusi labu veiktspēju.
- Skaitlisks spēka pusvadītāja un dzinēja zudumu salīdzinājums sinhronajā *PWM* un selektīva harmonisko komponentu novēršana *PWM* režīmos.

Hipotēzes

- Vilces piedziņas spēka pārveidotājs spēj droši darboties zemas komutācijas frekvences apstākļos ar vektoru vadības metodi. Sagaidāms, ka darba laikā tiek saglabāts pieņemams statora strāvas harmonisko kropļojumu līmenis, vienlaikus nodrošinot, ka spēka tranzistoru zudumi ir pietiekami zemi.
- Selektīvās harmonisko komponentu novēršanas *PWM* spēj samazināt spēka tranzistoru un dzinēja zudumus, salīdzinot ar sinhrono *PWM*, darba režīmos ar mazu attiecību starp komutācijas frekvenci un modulējamā signāla frekvenci jeb pamatfrekvenci.

Pētījumu rezultātu aprobācija

Zinātniskie raksti un konferenču referāti

1. Gulbis, K., Brakanskis, U., Kamolins, E., Gorobecs, M., Potapovs, A., Sejejs, K., Zarembo, J. and **Burenin, V.** “Analysis of Test Results of the Developed Synchronous Reluctance Motor for Public Transport Application”, *Latvian Journal of Physics and Technical Sciences*, vol. 59, no. 4, 2022, pp. 36–52.
2. Suzdalenko, A.; **Burenin, V.**; Zarembo, J.; Zakis, J. Modelling of Bidirectional Three-Phase Four-Wire Three-Level NPC MLC under Single-Loop Current Sensorless Control. *Energies* 2023, 16, 4599.
3. **V. Burenin**, J. Zarembo, G. Kobenkins, and O. Krievs, “Implementation of Hybrid PWM with Smooth Transitions between Modulation Modes for Railway Traction Field-Oriented Control System”, 2023 IEEE 64th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2023, pp. 1–7.
4. **V. Burenin**, J. Zarembo, O. Krievs and L. Ribickis, “Comparison of Synchronous Reluctance Motor and Induction Motor Efficiency Maps for Traction Application”, 2021 IEEE 62nd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2021, pp. 1–5.
5. **V. Burenin**, J. Zarembo, A. Žiravecka and L. Ribickis, “Model of Laboratory Test Bench Setup for Testing Electrical Machines”, 2020 IEEE 61st International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2020, pp. 1–5.
6. E. Kamolins, M. Gorobecs, **V. Burenin**, K. Gulbis, A. Potapovs; U. Brakanskis, J. Zarembo, K. Sejejs, “180 kW Synchronous Reluctance Motor for Mass Transit Electrical Traction Application”, 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), Ghent, Belgium, 2021, pp. 1–8.
7. G. Kobenkins, M. Marinbahs, A. Bizans, **V. Burenin** and O. Sliskis, “Evaluation of the Strength of Traction Geared Motor Units by Permissible Stresses and the Level of Vibration Activity”, 2022 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET), Prague, Czech Republic, 2022, pp. 1–6.
8. G. Kobenkins, M. Marinbahs, A. Bizans, N. Rilevs, **V. Burenin** and O. Sliskis, “Carrying Out of Strength Control of Mutual Loaded Traction Geared Motor Boxes as a Part of

- Industrial Tests”, 2022 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), Alanya, Turkey, 2022, pp. 185–189.
9. G. Kobenkins, M. Marinbahs, **V. Burenin**, J. Zarembo, A. Bizans and O. Sliskis, “Determination of the Level of Own Vibration of Geared Motor Boxes in Industrial Conditions”, 2021 IEEE 62nd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2021, pp. 1–6.
10. G. Kobenkins, M. Marinbahs, **V. Burenin**, J. Zarembo and O. Sliskis, “Carrying Out of Strenght Tests of Geared Motor Box as Part of a Frequency-Controlled Traction Electric Drive”, 2021 17th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), Sofia, Bulgaria, 2021, pp. 1–4.

1. Iepriekš programmētās *PWM* apraksts

Vilces piedziņas jaudas pārveidotāja programmatūra ir kompleksa, savstarpēji savienota sistēma, kas ietver vadības sistēmu, *PWM* modulatoru, sakaru protokolus, dažādus servisa rīkus u. c. Savukārt *PWM* tehnika *PWM* modulatorā ir kritiska svarīga sastāvdaļa, kurā divas visplašāk izmantotās metodes ir *SPWM* un *SVPWM* [24]. Lieljaudas lietojumos, piemēram, dzelzceļa vilces elektriskās piedziņas sistēmās, lai novērstu pārkaršanu un priekšlaicīgu lieljaudas pusvadītāju atteici, komutācijas frekvence ir jāierobežo līdz ļoti zelai vērtībai, jo lieljaudas pusvadītājiem augstās komutācijas frekvencēs ir lieli komutācijas zudumi.

Komutācijas frekvences samazināšana ir pieņemama, ievērojot attiecību starp komutācijas frekvenci un pamatfrekvenci ($m_f = f_{sw}/f_1$) vismaz $m_f = 9$ [27], [28]. Ņemot vērā to, ka vilces lietojumos asinhroniem dzinējiem parasti ir divi vai trīs polu pāri ar pamatfrekvenci līdz 160–180 Hz, šis ierobežojums nozīmē, ka komutācijas frekvence pārsniedz 1000 Hz. Savukārt lieljaudas pusvadītājiem komutācijas frekvence parasti ir ierobežota – no dažiem simtiem hercu līdz 1 kHz [6], [16], [17], [18], [19].

Zema m_f attiecība var pasliktināt invertora strāvas regulēšanas veiktspēju, kas potenciāli var radīt nestabilitāti [29]. Turklāt, izmantojot tradicionālo *PWM*, augstāko harmonisko komponentu tuvums pamatfrekvencei prasa masīvas filtrēšanas ierīces un var palielināt zudumus un griezes momenta svārstības asinhronā dzinējā, īpaši, ja harmonikas ir mazākas par 10. kārtu [22], [23].

Minētās problēmas risināšanai nepieciešama īpaša *PWM* tehnika, kas ierobežotu vai novērstu noteiktas harmonikas zemas komutācijas frekvences apstākļos, tādējādi pagarinot vilces pārveidotāja kalpošanas laiku un samazinot dzinēja zudumus. Galvenā metode, kas tiek izmantota, lai ierobežotu komutācijas frekvenci un vienlaikus kontrolētu izejas strāvas harmonisko spektru, ir iepriekš programmētā *PWM* (*PPWM*). Biežāk izmantotās ir *SHE*, *SHM*, *SHE* un *SHM* hibrīdi, kā arī *PPWM* ar optimizētām impulsu secībām [15].

Atšķirībā no tradicionālajām modulācijas stratēģijām, piemēram, *SPWM* un *SVPWM*, kas izmanto nesējsignālu, *PPWM* izmanto komutācijas leņķus, kas ir iepriekš aprēķināti, lai novērstu iepriekš noteiktas harmonikas, izmantojot Furjē transformāciju. Šie komutācijas leņķi tiek aprēķināti, risinot nelineāru vienādojumu sistēmu un uzglabājot tos tabulā, lai izmantotu darbības laikā [24]. Šīs metodes galvenā priekšrocība ir augstākas kvalitātes strāvas formu ģenerēšana pie zemām m_f vērtībām. Tomēr tā galvenokārt ir piemērota sistēmām ar zemu jaudas dinamiku, piemēram, vilcieniem, jo tai ir ierobežots kontrolera joslas platums [30].

SHE-PWM ir visplašāk izmantotā pieeja, kas pilnībā novērš noteiktas harmonikas no izejas signāla, komutējot noteiktos laika momentos. *SHM-PWM* pēc būtības ir ļoti līdzīga *SHE-PWM*.

Kopumā tas ir *SHE-PWM* variants, kurā netiek pilnībā novērstas noteiktas harmonikas, bet tiek ierobežots kopējais *THD*, vai noteiktām harmonikām ir iestatīta augšējā robeža, kas nav nulle [14], [16], [31]. Šī metode tiek izmantota, lai ierobežotu tīkla kodus saskaņā ar standartiem [16], [25], [31], [32]. Citos avotos ir minēta selektīvo harmonisko mazināšanas metodes variācija, kas tiek saukta par optimizēto impulsu secību (*OPP-PWM*), ko galvenokārt ievieša un izmanto “*ABB*” [33], [34], [35].

Šajā pētījumā tika izvēlēta *SHE-PWM*, kas prioritizē zemākās harmonikas novēršanu, jo harmonikas, kas atrodas tuvāk pamatfrekvencei, visvairāk ietekmē strāvas kvalitāti un dzinēja zudumus [22], [23]. *SHE* kā modulācijas tehnikai lielāka uzmanība tika pievērsta pēc Pateļa un Hofta darba [36], [37]. Taču tolaik pieejamās tehnoloģiskās iespējas apgrūtināja šīs metodes ieviešanu un izstrādi.

Šajā nodaļā apkopoti pētījuma rezultāti par selektīvas harmonisko komponentu mazināšanas *PWM*.

1.1. Iepriekš programmētās *PWM* matemātiskais pamatojums

Zinātniskajā un tehniskajā literatūrā *SHE-PWM* formulējumi balstās *PWM* sprieguma viļņformu sadalīšanā harmoniskajās komponentēs, izmantojot Furjē transformāciju. *SHE-PWM* formulējums parasti ir atkarīgs no konkrētās viļņformas īpašībām, piemēram, vienpolāras, divpolāras, soļveida, daudzlīmeņu, simetriskas un asimetriskas viļņformas. Šīs īpašības ir vienlīdz svarīgas, analizējot un nosakot risinājuma telpas sarežģītību un formu [15].

Analīzes laikā tiek izmantots *SHE* formulējums ar ceturtdaļviļņa simetriju, jo tas prasa mazāku vienādojumu skaitu un salīdzinoši vienkāršo *SHE-PWM* problēmas risināšanas aprēķinu procesu. Funkcija, kas apraksta vispārējo Furjē rindu, ir šāda:

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)]. \quad (1.1)$$

Tomēr, sekojot ceturtdaļviļņa simetrijai, tikai koeficientam a_n nepāra harmonikām ir nenulles vērtība. Simetriskā trīsfāžu sistēmā trešās harmonikas fāzes spriegumā ir vienādas pēc fāzes un lieluma. Tādējādi, ja zvaigznes savienojuma dzinējs ir ar izolētu nulles punktu, fāzes spriegumi starp līnijām tiek izslēgti un trešās harmonikas līnijas strāvā neveidojas. Šie pieņēmumi un fiziskās īpašības ievērojami vienkāršo risinājumu procesu, jo šajā gadījumā a_n koeficients ir relatīva harmoniku amplitūdas vērtība izejas fāzes spriegumam ar kārtu $n = 5, 7, 11, 13 \dots$

Kad ir noteikts, vai iegūtā sprieguma viļņu forma atbilst ceturtdaļviļņa simetrijas nosacījumiem, kā arī balstoties Furjē rindā, ir iespējams izveidot 1.2. vienādojumu sistēmu ar N vienādojumiem [25].

$$\begin{cases} \frac{4}{n_1\pi} [1 - 2 \cos(n_1\alpha_1) + 2 \cos(n_1\alpha_2) - \dots \pm 2 \cos(n_1\alpha_N)] = M_1 \\ \frac{4}{n_2\pi} [1 - 2 \cos(n_2\alpha_1) + 2 \cos(n_2\alpha_2) - \dots \pm 2 \cos(n_2\alpha_N)] = 0 \\ \vdots \\ \frac{4}{n_N\pi} [1 - 2 \cos(n_N\alpha_1) + 2 \cos(n_N\alpha_2) - \dots \pm 2 \cos(n_N\alpha_N)] = 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

Katrs no šiem vienādojumiem tiek izmantots, lai noteiktu izvēlētās sprieguma harmonikas amplitūdu. Šī vienādojumu sistēma ar N komutācijas leņķiem ļauj izslēgt $N - 1$ sprieguma harmonikas un noteikt M_1 pamata harmoniskās komponentes vērtību, kas definēta ar 1.3. sakarību.

$$M_1 = \frac{2 \cdot V_{ph}}{U_{dc}}, \quad (1.3)$$

kur V_{ph} – atbilstošā izejas sprieguma pamata harmoniskās komponentes amplitūda.

1.2. vienādojumu sistēmā no otrā līdz N . vienādojumam labā puse ir pielīdzināta nullei, kas ir līdzvērtīgi *SHE* metodes lietojumam. Ja 1.2. vienādojumu kopas katra vienādojuma labās puses vērtība tiek aizstāta ar izvēlēto harmoniku vērtību vektoru, ir iespējams noteikt izvēlēto harmoniku vērtības (*SHM* tehnika). *SHM* metodes izmantošana nodrošina plašas iespējas veidot invertora izejas sprieguma harmonikas, tādējādi – arī līdzstrāvas saites strāvas harmoniku spektru [25].

1.2. Risināšanas algoritma izstrāde

Skaitliskā metode nelineāru transcendentu vienādojumu sistēmas risināšanai ir balstīta Patela un Hofta darba atziņās (1973) [36] ar vairākām modifikācijām un izmanto Ņūtona-Rafsona metodi. Pareizajam risinājumam jāatbilst 1.4. izteiksmē norādītajam nosacījumam. Lai atrisinātu sistēmu, tai jāatbilst šim nosacījumam, jo tas nodrošina fizisku iespējamību un risinājuma nesingularitāti.

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < 90^\circ \quad (1.4)$$

Skaitliski risinot nelineāru vienādojumu kopu, galvenā problēma ir izmantotās metodes konverģence. Atšķirībā no viena nelineāra vienādojuma risināšanas, kur pastāv daudzas metodes, lai iegūtu sākotnējo informāciju par saknes atrašanās vietu, nav vienas pieejas sākotnējā minējuma noteikšanai nelineāru vienādojumu sistēmā. Ja nav iespējas iegūt sākotnējo informāciju, konverģence kļūst par problēmu, jo bieži risinājumu nav iespējams atrast. Parasti tas ir mēģinājumu un kļūdu process, un nav vispārējas metodes, kas garantētu konverģenci [36].

Algoritma galvenās ieviešanas detaļas

- 1. Ņūtona-Rafsona metode.** Ņūtona-Rafsona metode tiek izmantota, lai atrisinātu nelineāru vienādojumu sistēmu, kas izriet no harmoniku novēršanas kritērijiem. Metode iteratīvi precizē pieņēmumus par komutācijas leņķiem, līdz tiek atrasts risinājums, kas atbilst vienādojumiem noteiktajā tolerancē.

2. **Unwinding risināšanas pieceja.** Uzlabotais Ņūtona-Rafsona algoritms ievieš jaunu pieceju, lai pārbaudītu un pieņemtu risinājumus, izmantojot trigonometrisko funkciju īpašības nelineāru vienādojumu sistēmā. Šī metode nodrošina atrasto risinājumu pareizību, uzlabojot gan konverģences, gan aprēķinu ātrumu.
3. **Paralēlā apstrāde.** Algoritms izmanto *MATLAB PARFOR* ciklu paralēlai apstrādei, kas ļauj vienlaikus aprēķināt risinājumus dažādiem modulācijas indeksiem vai vienādojumu kopām, ievērojami paātrinot aprēķinu procesu.
4. **Elastīgums un konfigurējamība.** Algoritms ir elastīgs, ļaujot lietotājam izvēlēties divu vai trīs līmeņu pārveidotāja arhitektūru, viegli pielāgot novēršamās harmonikas, modulācijas indeksu diapazonu un soli, kā arī aprēķināt precizitātes un veikspējas parametrus.

Lai palielinātu iespēju atrast visus iespējamus risinājumus nelineāru vienādojumu sistēmai, algoritms tiek darbināts vairākas reizes. Šī iteratīvā stratēģija palīdz rūpīgi izpētīt risinājuma telpu. Kad algoritms beidz darbību, tas saglabā visus atklātos unikālos risinājumus *Excel* failā. Šī soļa mērķis ir atvieglot turpmāko manuālo pārskatīšanas procesu, kurā šīs unikālās risinājumu kopas tiek atdalītas un analizētas. Šāda pieceja ir paredzēta, lai maksimāli palielinātu risinājuma atklāšanas procesa visaptveramību, nodrošinot pamatu turpmākai analīzei un rezultātu izmantošanai.

1.3. Risināšanas algoritma lietojums

Tika pārbaudīta izstrādātā algoritma veikspēja, konverģence un panākumi risinājumu meklēšanā. Šajā apakšnodaļā ir apkopoti galvenie risinājumu atrašanas rezultāti.

Atrastie risinājumi sistemātiski tika ierakstīti meklēšanas tabulā, lai tos izmantotu turpmākajai modelēšanai un laboratorijas testēšanai. Atrasto risinājumu skaits divu līmeņu pārveidotājam, kas korelē ar leņķu skaitu (vai $N - 1$ harmonikām, kas jānovērš), apkopots 1.1. tabulā.

1.1. tabula

SHE risinājumu skaits divu līmeņu pārveidotājam

# <i>SHE</i> leņķi	Risinājumu skaits
3	2
5	2
7	4
9	4
11	8
13	8

Ņemot vērā iegūtos *SHE* risinājumus, sākotnēji var secināt, ka visi identificētie risinājumi divu līmeņu pārveidotājam ir nepārtraukti visā noteiktajā modulācijas indeksu diapazonā, ieskaitot *SHE* 13. Harmoniskā analīze apstiprina, ka mērķa harmonikas ir pilnībā novērstas. Novērojams, ka nākamā

harmonika, kas nav trīskāršota frekvences vērtība, pēc visaugstākās novērstās harmonikas uzrāda pieaugumu, kas arī bija sagaidāms.

Turklāt, kā paredzēts, ģenerētā viļņforma uzrāda ceturtdaļviļņa simetriju, automātiski izslēdzot visas pāra harmonikas. Fāzes sprieguma viļņu forma ietver trīskāršas harmonikas. Tomēr trīsfāžu elektriskajā mašīnā tiek mērīts līnijas spriegums, kas izslēdz visas trīskāršas harmonikas sistēmas konfigurācijas dēļ.

Visi atrastie risinājumi ir izmantojami, lai panāktu darbību bez nevēlamām harmonikām zemas komutācijas frekvences apstākļos. Konkrēti, daži identificētie risinājumi līdzinās 60° pārtrauktam *PWM* modelim (dažos pētījumos saukts arī par *DPWMI-3*) [38], [39], [40]. Šie risinājumi ļauj izvairīties no pārslēgšanās vismaz 60 secīgus grādus, kas, iespējams, vēl vairāk samazina komutācijas zudumus.

1.4. Risināšanas algoritma veikspēja

Tālākajā darba gaitā tika izpētīti dažādi risinājumi, kas iegūti, izmantojot dažādas algoritma iterācijas, tostarp, izmantojot *MATLAB fsolve* funkciju, kas ir optimizācijas rīku komplektā. Šajā apakšnodaļā apkopota uzlabotā algoritma veikspējas analīze, salīdzinot ar algoritma iterācijām un *fsolve* algoritmu.

Darbā tika salīdzinātas šādas trīs algoritma variācijas un *fsolve* algoritms (katram no tiem tika iestatīti vienādi parametri):

- **neoptimizēta versija**, izmantojot *PARFOR* ciklu;
- **optimizēta versija**, izmantojot standarta *FOR* ciklu;
- **optimizēta versija** ar *PARFOR* ciklu;
- *fsolve* algoritms.

PARFOR cikls īpaši atviegloja paralēlu aprēķinu izpildi uz visiem pieejamajiem datora procesoru kodoliem, kas šajā gadījumā bija četri. Šī paralelizācija ir īpaši izdevīga, jo risināšanas sarežģītība pieaug, ja ir jāstrādā ar lielāku harmoniku skaitu. Izstrādājot pašreizējo Ņūtona-Rafsona algoritmu konkrētajam lietojumam, kā etalons tika izmantota *MATLAB* iebūvētā *fsolve* funkcija, lai novērtētu veikspēju salīdzinošā perspektīvā. *Fsolve* iestatījumi tika izvēlēti tā, lai tie atbilstu galvenā algoritma iestatījumiem.

Sākotnēji, risinot *SHE/SHM* vienādojumus, tika izmantota *MATLAB* optimizācijas rīku komplekta *fsolve* funkcija. *Fsolve* efektīvi aizstāja Ņūtona-Rafsona algoritmu kā programmas kodolu.

Pamatojoties uz veikspējas rezultātiem, *fsolve* metode pārspēj neoptimizētā algoritma aprēķinu ātrumu, taču atpaliek no optimizētās versijas. Lielās veikspējas atšķirības rodas, jo neoptimizētais algoritms un *fsolve* algoritms pakļaujas 1.4. nosacījuma validācijas pārbaudēm atšķirībā no iekšējiem

optimizējumiem, kuru pamatā ir trigonometrisko identitāšu izmantošana izstrādātajā algoritmā. Šādas iekšējās pārbaudes nav iespējams veikt ar *fsolve*, kas šajā pētījumā izceļ Ņūtona-Rafsona metodes elastīgumu un vienkāršību.

Neoptimizētais algoritms tika darbināts tikai *PARFOR* ciklā, lai paātrinātu aprēķina laiku. Piemēram, *SHE* 9 scenāriju risināšana aizņem vairāk nekā stundu, ja to izpilda *FOR* ciklā. Šis ilgums var palielināties līdz vairāk nekā četrām stundām, ja ir jānovērš lielāks harmoniku skaits. Lai iegūtu pilnīgu ainu, tika izpildīts arī *SHE* 13, tomēr neoptimizētajam algoritmam ir ļoti zema konverģences pakāpe, kas sasniedz atļauto iterāciju limitu, nespējot atrast lielāko daļu risinājumu.

Algoritma ātruma galvenais noteicošais faktors ir kopējais funkciju novērtējumu skaits – optimizācija šajā aspektā ievērojami samazina aprēķinu laiku. Piemēram, *SHE* 7 gadījumā optimizētā versija samazina iterāciju skaitu par 90,8 %, salīdzinot ar *fsolve*, un par 98,5 %, salīdzinot ar neoptimizēto versiju.

Lai pilnībā izprastu *SHE/SHM* algoritma izstrādi, tiek ieviesti divi papildu veikspējas rādītāji – konverģences pakāpe un panākumu apmērs risinājumu meklēšanā.

Konverģences pakāpe – attiecība starp reizēm, kad risinājums izpildes laikā tiek atrasts, un reizēm, kad tiek sasniegts $iter_{MAX}$ limits (risinājums nav atrasts). Konkrēti, ja pēc noteikta mēģinājumu skaita risinājums nav identificēts, sistēma to apzīmē kā nespēju konverģēt.

Panākumu apmērs. Atšķirībā no konverģences pakāpes panākumu apmērs mēra atrasto risinājumu skaita proporciju attiecībā pret kopējo sagaidāmo risinājumu skaitu.

Datu analīze liecina, ka *fsolve* algoritmam kopumā ir augstākas konverģences un panākumu apmērs visos *SHE* scenārijos, taču tas ir ievērojami lēnāks – prasa 10–15 reizes ilgāku laiku, turklāt tam nepieciešami vairāki funkciju novērtējumi nekā optimizētajam algoritmam.

Jāatzīmē, ka laiks, pārejot no *SHE* 9 uz *SHE* 11 un pat uz *SHE* 13 neoptimizētajā algoritmā, nepalielinās eksponenciāli. Tas ir tāpēc, ka algoritms ir ļoti tuvu iepriekš noteiktajiem iterāciju ierobežojumiem un konverģences pakāpe ir ļoti zema, attiecīgi tikai 5,4 % un 0,5 %. Neoptimizētajam algoritmam ir nepieciešams paplašināt ierobežojumus, lai atrastu visus risinājumus, jo konverģences pakāpe ir ļoti zema.

1.5. Secinājumi

Šajā nodaļā sīki aprakstīti uzlabojumi, kas veikti Ņūtona-Rafsona algoritmā, lai atrisinātu *SHE* un *SHM* problēmas gan divu, gan trīs līmeņu invertoros. Optimizētais algoritms izrādījās pārāks par vispārējo *fsolve* funkciju gan attiecībā uz aprēķina laiku vienā iterācijā, gan kopējo iterāciju skaitu, kas nepieciešams, lai sasniegtu risinājumu. Lai gan turpmākie uzlabojumi, piemēram, adaptīvs aprēķinu ciklu skaits, varētu palielināt algoritma ātrumu.

Algoritma optimizācijas process galvenokārt notiek risinājuma pārbaudes fāzē, lai gan sākotnējie minējumi tiek nejauši ģenerēti 1.4. nosacījuma ierobežojumu ietvaros. Lai ģenerētu sākotnējos minējumus, nav vienkāršas metodes *a priori* informācijas iegūšanai, kas ļautu veikt mērķtiecīgāku sākotnējo minējumu diapazonu [15].

Ir svarīgi uzsvērt, ka optimizētā algoritma nodrošinātais aprēķina ātrums ir īpaši svarīgs *SHM* gadījumā, kad prioritāte ir *THD* samazināšana vai tīkla koda prasību izpilde, salīdzinot ar vienkāršu harmoniku novēršanas *SHE* gadījumu. Šī metodoloģija prasa vairākus pārslēgšanas leņķu pārrēķinus dažādos harmonikas līmeņos, lai optimizētu konkrētu izmaksu funkciju. Pievēršoties lielākām pārslēgšanas leņķu vērtībām, optimizētais algoritms paātrina darbu aprēķinu stadijā vai ļauj uzlabot soļu precizitāti.

2. Vadības sistēmas izstrāde

Vadības sistēmas izstrāde, kas ietver hibrīda *PWM* algoritmu, ir šī pētījuma galvenais mērķis. Šajā nodaļā apkopots vilces elektriskās piedziņas un vadības sistēmas izstrādes process, kas ietver vairākus būtiskus soļus:

- 1) lietojuma, parametru un prasību analīzi gan transportlīdzeklim, gan dzinējam;
- 2) hibrīdā *PWM* modulatora izstrādi;
- 3) vadības sistēmas izstrādi un ieviešanu, pielāgojot konkrētajām lietojuma vajadzībām.

2.1. Elektriskais vilciens

Visizplatītākie dzelzceļa transportlīdzekļi ir tramvaji, metro, vilcieni un lokomotīves. Katram no tiem ir savas specifikācijas, tostarp, bet ne tikai, barošanas spriegums, dzinēja jaudas prasības, vagonu skaits, svars un maksimālais ātrums.

Šajā pētījumā analīze ir sašaurināta līdz vilcieniem, konkrēti elektriskajiem vilcieniem (*EMU*), jo tie ir izplatīts piemērs vidēja sprieguma lieljaudas pārveidotājiem. *EMU* parametri ir šādi [4]:

- barošanas spriegums – 750 V *DC*, 1500 V *DC*, 3000 V *DC*, 15 kV *AC* (16,7 Hz), 25 kV *AC* (50 Hz);
- elektrodzinēju jauda – 200–600 kW;
- vilces pārveidotāja jauda – 200–1400 kW;
- vagonu skaits – 2–12;
- maksimālais ātrums – 120–350 km/st.

Lai noteiktu vidējos *EMU* parametrus ekspluatācijā, tika veikta tirgus analīze. Tā galvenokārt koncentrējās uz *EMU* izmantošanu starppilsētu un reģionālajos dzelzceļa tīklos Austrumeiropā ar 3000 V *DC* barošanas spriegumu. 3 kV *DC* barošanas sprieguma tīkls ir viens no dominējošajiem barošanas tīkliem, veidojot 44 % no tirgus (kopā ar 1,5k V *DC*) [41], un tas tiek izmantots tādās valstīs kā Latvija, Igaunija, Polija, Nīderlande, Ukraina, Krievija, Itālija, daļēji arī Spānija un Francija [42].

Tirgus izpēte tika veikta attiecībā uz vairāku ievērojamu ražotāju – “*Newag*” (Polija), “*Pesa*” (Polija), “*Škoda*” (Čehija), “*CAF*” (Spānija) un “*Stadler*” (Šveice) – *EMU*, kas tiek izmantoti 3 kV *DC* tīklā. Šīs salīdzinošās analīzes mērķis ir izcelt galvenās *EMU* variācijas, kas tiek izmantotas reģionā, salīdzinot vilciena jaudu ar tā masu un vilciena bruto svaru attiecībā pret viena dzinēja svaru. Šie parametri ir būtiski, lai izvēlētos vai izstrādātu atbilstošu vilces dzinēju. Jaudas un svara attiecībai un katra dzinēja masai tiks aprēķināta vidējā vērtība, un tā tiks izmantota vilces dzinēja izvēlei.

Daudzu parametru vidējā noteikšana var būt izaicinoša, jo tie ir atkarīgi no dažādām *EMU* konfigurācijām, piemēram, dzinēju skaita komplektā, vagonu skaita komplektā un dzinēja jaudas.

Tomēr masa uz vienu dzinēju un jaudas un svara attiecības parasti tiek izmantotas, lai novērtētu transportlīdzekļu salīdzinošo veiktspēju kopumā. Vēlamo prasību noteikšana ietver klienta vajadzības, ģeogrāfiskās darbības un citu sarežģītu faktoru apsvēršanu. Šajā pētījumā vadības sistēmas izstrādei vidējie parametri ir pietiekami.

- Vidējā masa uz vienu dzinēju – **38,9 tonnas/dzinējs**.
- Vidējā jaudas un svara attiecība – **11,2 W/kg**.
- Vidējais paātrinājums asinhronā dzinēja konstanta griezes momenta režīmā – **1 m/s²**.

Šie parametri tiek izmantoti, lai aprēķinātu dinamikas parametrus vilcienam, kas aprīkots ar izvēlēto vilces asinhrono dzinēju.

2.2. Vilces dzinējs

Vilces dzinēja izvēle un/vai izstrāde ir komplekss process, kas pielāgots konkrētam transportlīdzeklim. Vilces dzinēja izstrādes process ietver vairākus galvenos apsvērumus, lai panāktu ekonomiski pamatotu līdzsvaru starp dažādiem faktoriem. Šie apsvērumi ietver:

- transportlīdzekļa ģeometrisko un uzstādīšanas ierobežojumu izpratni;
- transportlīdzekļa dinamisko prasību izpildi;
- saķeres ierobežojumu un vides lietošanas apstākļu ievērošanu;
- riteņu diametra un maksimālā ātruma apsvēršanu;
- pārnenumkārbas attiecības, tipa un ražotāja izvēli;
- dzesēšanas pieejas noteikšanu;
- finanšu ietekmes novērtēšanu u. c.

Parasti vilces dzinēji tiek izgatavoti pēc pasūtījuma, *EMU* ražotājiem sadarbojoties ar uzņēmumiem, kas specializējas vilces dzinēju ražošanā. Šo dzinēju detalizētie parametri bieži vien ir konfidenciāli. AS “Rīgas elektromašīnbūves rūpnīca” pētniecības un izstrādes projekta gaitā tika nodrošināta pieeja detalizētiem parametriem un vilces asinhronā dzinēja prototipa testēšanas rezultātiem *EMU* lietojumam. Šie parametri un maksimālās vilces īpašības tiek izmantotas simulācijai.

Izstrādātais vilces dzinējs ir īsslēgta rotora trīsfāžu, četpolu asinhronais dzinējs. Galvenie dzinēja parametri, kas darbojas S1 (ilgstošā) režīmā, apkopoti 2.1. tabulā.

2.1. tabula

S1 darba punkta parametri

Parametra nosaukums	Mērvienība	Vērtība
Izejas jauda (uz vārpstas)	kW	360
Statora līnijas spriegums	V	2340
Statora strāva	A	107,4
Jaudas koeficients	–	0,886
Frekvence	Hz	79,5
Slīde	%	1,06
Rotācijas ātrums	<i>RPM</i>	2359,8
Mehāniskais griezes moments	Nm	1456,8
Maksimālais griezes moments	Nm	3925,6
Lietderības koeficients	%	93,1
Strāva, slīde = 0	A	35

Dzinēja maksimālais ātrums ir 4774 *RPM*, izolācijas klase – 220 °C.

Lai iegūtu ekvivalentās ķēdes parametrus, dzinējs tika testēts saskaņā ar *IEC 60034-28:2012* [43]. Šie parametri norādīti 2.2. tabulā.

2.2. tabula

Ekvivalentās ķēdes parametri

Parametra nosaukums	Mērvienība	Vērtība
Statora pretestība 20 °C temperatūrā	mΩ	166,3
Rotora pretestība 20 °C temperatūrā	mΩ	101,5
Statora izkliedes induktivitāte	mH	2,23
Rotora izkliedes induktivitāte	mH	2,80
Magnetizēšanas induktivitāte	mH	77,05

2.3. tabulā apkopoti indukcijas dzinēja mehāniskie parametri. Vadības sistēmai dzinēja ātruma vadībai tā inerces moments ir visnozīmīgākais faktors. Šie parametri iegūti, pamatojoties uz palēninājuma testu [44] un zināmo elektriskās mašīnas ģeometriju.

2.3. tabula

Mehāniskie parametri

Parametra nosaukums	Mērvienība	Vērtība
Rotora inerce	kgm ²	8
Viskozitātes berzes koeficients	Nms/rd	0,02

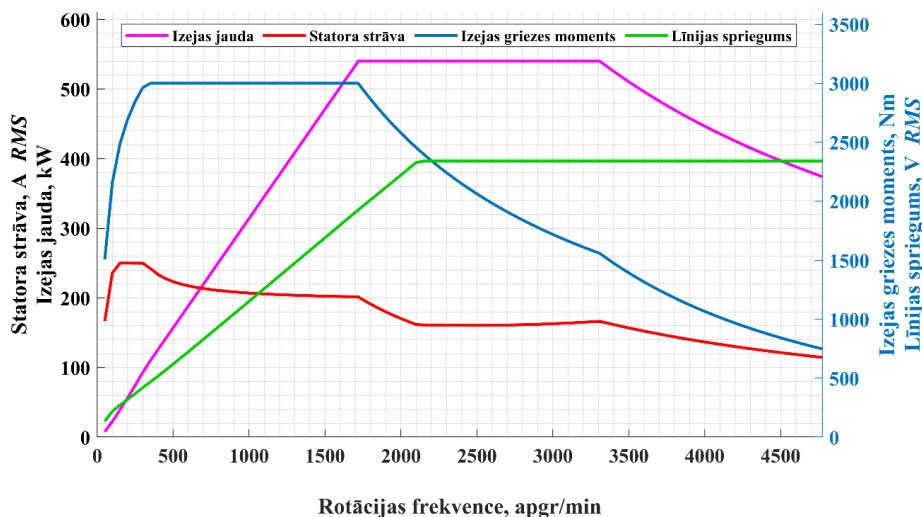
Nākamā būtiskā daļa ir vilces ierobežojumi, kas ir dzinējam un vadības sistēmai. Elektriskā vilces dzinēja vilces raksturlīkne atspoguļo dzinēja maksimālo veikspēju normālas paātrināšanās laikā. Šādas ierobežojošas vilces raksturlīknes izveides procesā jāreķinās ar dzinēja termiskajiem

ierobežojumiem, pārveidotāja strāvas ierobežojumiem, izmantotā reduktora un transportlīdzekļa dinamiskajām prasībām. Vilces spēka ierobežojums ir daļa no dzinēja elektromehāniskajiem raksturlielumiem, kas parāda izejas jaudu, griezes momentu, līnijas spriegumu un statora strāvu pie maksimālas slodzes, kā redzams 2.1. attēlā.

Vilces griezes momenta līkne ietver šādas zonas:

- 1) 0–350 *RPM*; griezes moments ir ierobežots līdz vērtībai, kas tiek sasniegta, ja statora strāva ir ierobežota līdz 250 A *RMS*;
- 2) 350–1720 *RPM*; konstanta griezes momenta zona, kas ierobežota ar $T_{out} = 3000$ Nm;
- 3) 1720–3310 *RPM*; konstanta jaudas zona, kas ierobežota ar $P_{out} = 540$ kW;
- 4) 3310–4780 *RPM* (maksimālais ātrums); $T_{elm}\omega_m \cong constant$ vai $T_{em} \propto \frac{1}{\omega_s}$ zona.

Papildus tam, ja vilces griezes momenta vērtības ir 2427 Nm un ātrums 2130 *RPM*, statora līnijas spriegums sasniedz nominālo vērtību 2340 V *RMS*. Zem 2130 *RPM* dzinējs saglabā nominālo plūsmu 2,9 Vs, savukārt virs 2130 *RPM* dzinējs nonāk plūsmas vājināšanās režīmā. Ar ieviesto atgriezeniskās saites plūsmas vājināšanās kontrolleri šis ātruma punkts nedaudz mainās atkarībā no slodzes.



2.1. att. Indukcijas dzinēja atsaucē vilces raksturlīknes.

Raksturlīknes tika izstrādāts faktiskajam dzinēja prototipam. Izejas jauda konstantajā režīmā ir 540 kW, kas ir 1,5 reizes lielāka nekā S1 režīmā. Tas ir tāpēc, ka dzinējs lielāko daļu laika nedarbojas ar šo jaudu, bet darbojas tikai maksimāla vilces griezes momenta paātrinājuma un palēninājuma laikā.

Pēdējais solis procesā ir transportlīdzekļa dinamisko parametru noteikšana, pamatojoties uz vilces raksturlielumu un transportlīdzekļa parametriem. Tomēr visas šīs daļas ir savstarpēji saistītas, jo ierobežojošā vilces raksturlielne vienmēr tiek pielāgota transportlīdzeklim.

Dzelzceļa transportlīdzekļus parasti uzskata par puscietiem ķermeņiem, ko raksturo to lineārais un leņķiskais stāvoklis trīs saskaņotās dimensijās. Šajā pētījumā tiek ņemta vērā tikai gareniskā kustība. Matemātiskais modelis ir balstīts A. Skiareta un A. Vahidi pieejā (2020) [45] ar detalizētu ieviešanu, kas parādīta iepriekšējā autora pētījumā [46]. Galvenie transportlīdzekļa parametri ir:

- vidējā bruto masa (ieskaitot pasažierus) uz vienu dzinēju, 38,9 tonnas/dzinējs;
- divi dzinēji vienam vagonam;
- vilciena pretestība – $w_o = 0,6 + 0,027 \cdot v + 0,00005 \cdot v^2$ [N/kN] [47];
- inerces masas koeficients – $\gamma = 1,08$ [41], [47], [48]; tas atšķiras atkarībā no vilciena tipa un konfigurācijas; 1,08 ir bieži izmantota vērtība starppilsētu un reģionālajiem EMU;
- riteņa diametrs (bieži izmantots): 0,85 m – jauns, 0,78 m – nolietots;
- reduktora attiecība – 5,89, izvēlēta, lai nodrošinātu maksimālo ekspluatācijas ātrumu 120 km/st pat ar nolietotiem riteņiem.

Pamatojoties uz šiem parametriem, aprēķināts, ka vilcienam ir:

- jaudas un svara attiecība – 9,3 W/kg;
- maksimālais paātrinājums – 0,95 m/s²;
- vidējais paātrinājums no 0 km/st līdz 50 km/st: 0,89 m/s², un laiks, lai sasniegtu 50 km/st, ir 15,7 sekundes;
- paātrinājums no 0 km/st līdz 120 km/st ar jaunu riteni – 59,4 sekundes;
- maksimālais ātrums ar jaunu riteni – 130 km/st, ar nolietotu riteni – 120 km/st.

Šajā aprēķinā tiek izmantoti vidējie parametri, taču faktiskajam asinhronā vilces dzinēja lietojumam būs jāpielāgo dzinēja ārējie izmēri un jāprecizē būtiskie parametri, piemēram, vilciena vagona svars un dinamiskās prasības, kā arī reduktora attiecība.

Šis aprēķins kalpo tikai kā atsauce vadības sistēmas metodoloģijas izstrādei un izveidei. Taču šo pašu aprēķina metodiku var izmantot, lai sasniegtu vēlamu rezultātu arī jebkura cita vilciena, dzinēja un jaudas pārveidotāja parametru kombinācijā.

2.3. Spēka pārveidotājs

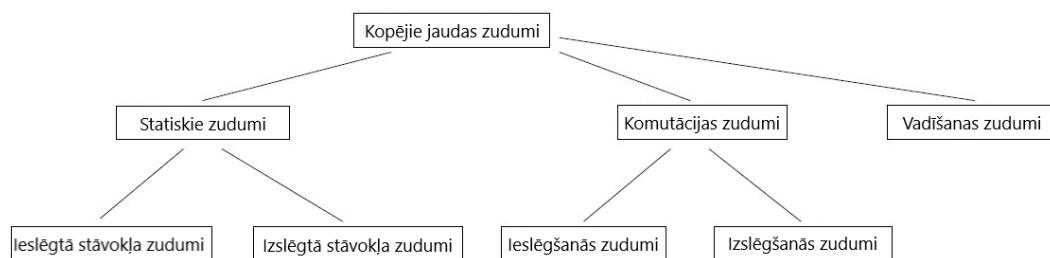
Papildus vilces dzinējam vilces piedziņas būtiska sastāvdaļa ir arī jaudas pārveidotājs. Kā jau iepriekš minēts, šajā pētījumā tiek ieviesta hibrīdā *PWM* pieeja, kuras mērķis ir ierobežot *IGBT* un diodes zudumus savienojuma pieļaujamās temperatūras robežās, vienlaikus samazinot harmoniskās strāvas, salīdzinot ar tradicionālajām modulācijas metodēm.

Svarīga pētījuma daļa ir precīza *IGBT* moduļa jaudas zudumu aprēķināšana. Šī precizitāte ir būtiska, lai novērtētu *PWM* veidu ietekmi ne tikai uz statora strāvas kvalitāti, bet arī uz pārveidotāja zudumiem.

Tiek aprēķināti tikai zudumi, nevis pusvadītāja temperatūra, jo temperatūras aprēķināšana prasa izpratni par izmantoto siltuma izkliedētāju un dzesēšanas risinājumu. Šie faktori ir ļoti atkarīgi no lietojuma, un parasti tie tiek izstrādāti, pamatojoties uz faktiskās ieviešanas aparātūras konfigurāciju, bieži izmantojot *FEM* analīzi ar specializētu programmatūru. Ar zudumu aprēķinu ir pietiekami, lai veiktu dažādu modulācijas stratēģiju salīdzinošo analīzi.

Spēka moduļa zudumi

Spēka pārveidotāja jeb invertora darbības laikā *IGBT* tranzistors darbojas kā slēdzis ar pretēji paralēlu diodi, nonākot dažādos statiskos un dinamiskos stāvokļos ciklos. Jebkurā no šiem stāvokļiem rodas kāda jaudas zuduma komponente, kas silda pusvadītājus un veicina kopējos pārveidotāja jaudas zudumus [49]. 2.2. attēlā redzami spēka pusvadītāju slēdžu atsevišķie jaudas zudumi.



2.2. att. Pusvadītāju slēdžu zudumi [49].

Aprēķina metodoloģija balstīta “*Semikron*” lietošanas rokasgrāmatā [49].

IGBT spēka modulis

“*ABB*” ir viens no vadošajiem gan jaudas pārveidotāju ražotājiem lietojumiem dzelzceļa nozarē, gan *IGBT* jaudas moduļiem, kas tiek izmantoti jaudas pārveidotājos. Tādēļ konkrētiem pārveidotāja zudumu aprēķiniem tiek izvēlēts viens no jaudas moduļiem ar brīvi pieejamu tehnisko datu lapu, kas atbilst jaudas pieprasījumam un izolācijas sprieguma prasībām.

Zudumu aprēķināšanai tika izvēlēts un izmantots [50] *ABB HiPak 5SNA 0600G650100 IGBT* jaudas modulis ar *IGBT* ieslēgšanās, izslēgšanās un vadīšanas zudumu, kā arī diodes ieslēgšanās (atgūšanas) un vadīšanas zudumu parametriem *XML* formātā, kas pieejami ražotāja tīmekļa vietnēs [51], [52]. Šim jaudas moduļim nominālais spriegums ir 6,5 kV, un tas ir paredzēts kolektora strāvai 600 A.

Pamatojoties uz ražotāja datiem par *IGBT* un diodi, tiek izveidoti jaudas moduļa komutācijas un darba stāvokļa raksturlīknes modeļi.

Zudumu aprēķina pieceja

Zudumi tiek aprēķināti momentāni katrā diskrētajā aprēķina solī atsevišķi *IGBT* un diodes gadījumā. *PWM* pieceju analīzei un salīdzināšanai tiek ņemti vidējie zudumi katrā pamata harmoniskās komponentes frekvences periodā vairāku periodu laikā.

Aprēķina funkcija izmanto aptuvenos modeļa koeficientus, līdzstrāvas kopnes spriegumu, statora fāzes strāvu un atbilstošo *IGBT* impulsu. Detalizēts apraksts un modeļa koeficienti ir izklāstīti promocijas darba teksta pilnajā versijā.

2.4. *PWM* modulators

PWM modulators ir svarīga vadības sistēmas sastāvdaļa. Kā aprakstīts iepriekš, hibrīda *PWM* apvieno vairākus atšķirīgus *PWM* režīmus – asinhrono, sinhrono un *SHE PWM*. Šajā apakšnodaļā īsumā apkopota galvenā informācija par *PWM* modulatora ieviešanu.

Modulators ir izstrādāts, lai nodrošinātu maksimālu elastību un aparatūras lietojumu. Modulators sastāv no asinhronā/sinhronā *SVPWM* moduļa un *SHE PWM* moduļa ar režīma izvēli un histerēzi. Katrs modulis tiek izpildīts iteratīvi katrā laika solī, lai izveidotu impulsu secību, kas piemērota inverteram. *PWM* modulis ļauj izvēlēties režīmu un nodrošina vienmērīgu pāreju starp tiem.

PWM pārejas notiek tikai tad, kad uzdotā sprieguma sinusoīda šķērso nulli pozitīvā virzienā (0° fāzē), lai nodrošinātu vienmērīgu fāzes sekošanu.

Turklāt tiek iekļauta neliela histerēzes josla (0,5–1 Hz), lai izvairītos no svārstībām, kad sistēma ir tuvu pārejas punktam. Režīmu pārejas punkti un pārslēgšanās frekvences ierobežojums ir vieni no sistēmas ievades parametriem, un faktiskajā lietojumā tie tiek izvēlēti, balstoties pārveidotāja jaudas moduļa zudumos, lai nepārsniegtu pusvadītāja temperatūras ierobežojumus. Sistēmas ievades parametri ietver uzdoto trīsfāžu sinusoīdu, sinhrono frekvenci un režīmu pārejas punktus. Sistēmas izvadē ir impulsi pārveidotājam un pašreizējais *PWM* režīms.

2.5. Vadības sistēma

Vadības sistēma ir vilces elektriskās piedziņas sistēmas kodols. Galvenais mērķis vilces lietojumos ir ātruma kontrole ar lauka vadību plūsmas vājināšanas režīmā. Promocijas darbā, pamatojoties uz iepriekšējiem pētījumiem, tiek izmantota lauka orientētā vadības (*FOC*) sistēma, kas nodrošina precīzu elektriskās mašīnas stāvokļa reāllaika vadību.

FOC sistēma kā atgriezeniskās saites signālu prasa statora strāvas vai statora plūsmas pamata harmonisko komponenti. Šāds signāls pēc būtības tiek iegūts kā daļa no modulācijas algoritma, kad tiek izmantota nesējfrekvencē balstīta modulācija [53]. Atšķirībā no nesējfrekvencēs balstītas

modulācijas *PPWM* stratēģijas šo funkciju nepiedāvā, jo mērītā strāva ietver ievērojamus harmoniskos kropļojumus [54].

Ir izstrādātas dažādas metodes, lai novērtētu strāvas pamata harmonisko komponenti, piemēram, filtrēšana, modelī balstīta prognozējošā vadība (*MPC*) un dažādas novērotāja variācijas. Filtrēšana nav piemērota lietojumiem, kuriem nepieciešama augsta dinamiskā veiktspēja. *MPC* apvienojumā ar *PPWM* ir efektīva, bet aprēķinu ziņā intensīva metode, kas nodrošina ļoti ātru dinamisko reakciju, neprasot sarežģītu novērotāju [54]. Šajā gadījumā tiek ieviests vienkāršs hibrīda novērotāja veids, kas novērtē strāvas pamata harmonisko komponenti, rotora plūsmu un griezes momentu. Hibrīda novērotāja izstrāde balstīta J. Holca un N. Oikonomou darbā (2008) [26] ar vairākiem uzlabojumiem un pielāgota koda ieviešanu.

Šajā nodaļā apkopotas trīs vadības sistēmas izstrādes daļas:

- lauka orientētā vadības sistēma un vispārējā vilces piedziņas shēma;
- pret *EDS* un krustsavienojuma atdalīšana;
- hibrīda novērotājs;
- vadības dizains (*PI* regulatoru iestatīšana).

Lauka orientētā vadība (*FOC*)

FOC atdala griezes momenta un magnetizējošās plūsmas komponentes statora strāvā. Šīs atdalītās strāvas komponentes tiek izmantotas, lai neatkarīgi kontrolētu griezes momentu un uzturētu magnetizāciju vajadzīgajā līmenī, padarot vadību ļoti līdzīgu līdzstrāvas mašīnas vadībai [55], [56].

FOC darbojas, balstoties tehniskajā principā, kas trīsfāžu no laika un ātruma atkarīgu sistēmu pārvērš rotējošā d-q koordinātu atskaites sistēmā, kas ir neatkarīga no laika. Šī pārveidošana tiek veikta, izmantojot Pārka un Klarka transformācijas. Strādājot ar momentānajiem vērtībām šajā pārveidotajā koordinātu sistēmā, *FOC* nodrošina precīzu vadību. Viena no galvenajām *FOC* priekšrocībām ir tā spēja neatkarīgi sasniegt griezes momenta un plūsmas iestatītās vērtības. Griezes momentu var tieši kontrolēt ar statora strāvas vektora griezes momenta komponenti, saglabājot nemainīgu rotora plūsmu. Šī attiecība ir izteikta 2.1. vienādojumā [55], ja plūsma tiek saglabāta nemainīga, griezes moments un statora strāvas kvadrātiskā komponente ir lineāri atkarīgi.

$$T \propto \psi_r i_{sq}, \quad (2.1)$$

kur T – griezes moments; ψ_r – rotora plūsma; i_{sq} – statora strāvas kvadrātiskā komponente.

Īstenotās *FOC* vadības sistēmas kodols ir klasisks. Tā saņem ievades datus, piemēram, iestatīto ātrumu, izmērīto atgriezeniskās saites ātrumu un izmērīto statora strāvu, un izvada trīsfāžu spriegumu kopā ar modulācijas indeksu *PWM* modulatoram. Sistēmā ir pieci *PI* regulatori – ātruma, plūsmas, lauka vājināšanas un pa vienam katrai statora strāvas komponentei.

FOC ir nepieciešama precīza pārveide no stacionārās koordinātu atskaites sistēmas uz sinhrono – uz rotoru orientēto koordinātu atskaites sistēmu. Savukārt šī pārveidošana pieprasa precīzu strāvas frekvenci, ko asinhronos dzinējos nav vienkārši noteikt slīdes dēļ, ko nevar tieši izmērīt. Parasti rotora leņķa novērtēšanai tiek izmantots mašīnas modelis. Promocijas darbā rotora leņķa novērtēšana ir iekļauta strāvas pamata harmoniskās komponentes novērtēšanā, ko veic hibrīda novērotājs.

Pret-EDS un krustsavienojuma atdalīšana

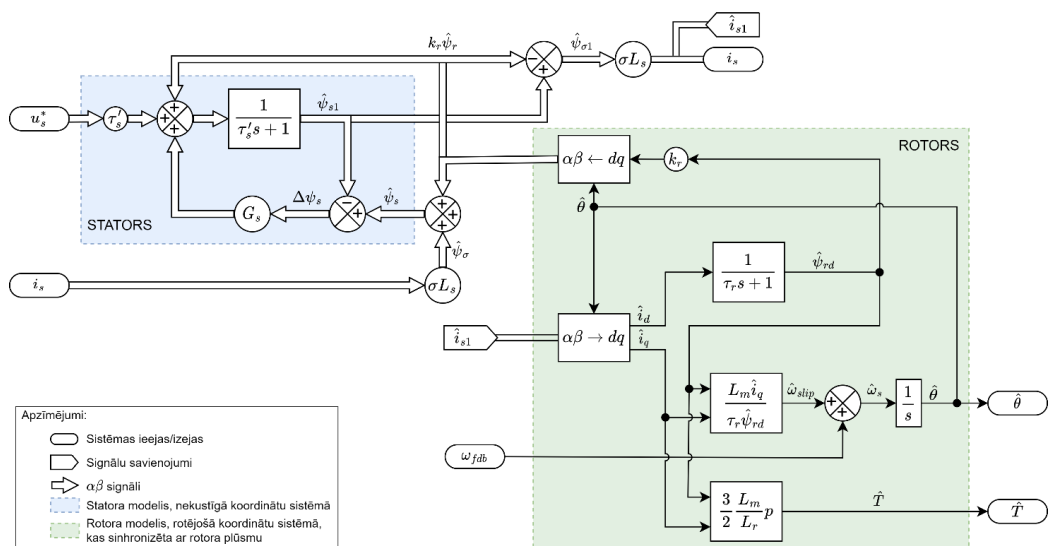
Pret-EDS un krustsavienojuma atdalīšana, pamatojoties uz Abada darbu (2017) [4], *FOC* sistēmā tiek ņemti vērā arī pret-EDS un krustsavienojumu atdalīšana. Tie var darboties kā strāvas regulatoru traucējumi vai tikt kompensēti, tādējādi padarot attiecības starp statora strāvas d un q komponentēm un spriegumu atbilstošas RL slodzei (t. i., pirmās kārtas sistēmai) [4]. Ar pareizu strāvas regulatoru izstrādi ir iespējams nodrošināt precīzu, augstas joslas platuma strāvas vadību. Turklāt strāvas regulatoru izstrāde ir ievērojami vienkāršota, ja tiek apsvērta pirmās kārtas sistēma.

Strāvas pamata harmoniskās komponentes hibrīda novērotājs

FOC sistēmai ātrai vadībai ir nepieciešama statora strāvas pamata harmonikas komponente kā atgriezeniskās saites signāls. Šāds signāls tiek iegūts kā daļa no modulācijas algoritma, kad tiek izmantota nesējfrekvencēs balstītas telpas vektora *PWM*. Iepriekš programmētās *PWM*, piemēram, apskatītās *SHE/SHM PWM*, nesniedz līdzīgu funkciju. Tas nozīmē, ka ar regulāriem mērījumiem nav iespējams iegūt pamatviļņa formu, jo tā būs stipri kropļota.

Lai darbinātu *FOC*, tika ieviests hibrīda novērotājs strāvas pamata harmoniskās komponentes identificēšanai. Strāvas pamata harmoniskās komponentes hibrīda novērotāju 2008. gadā ieviesa profesors J. Holcs un N. Oikonomou [26]. Tika veiktas vairākas modifikācijas, pielāgojot to promocijas darba pētījuma lietojumam.

Hibrīda novērotāja struktūra ir asinhronā dzinēja statora modeļa kombinācija stacionārajās koordinātēs un rotora modeļa rotējoša lauka koordinātēs. 2.3. attēlā redzama hibrīda novērotāja struktūru plūsmas diagrammas veidā, lai vizualizētu savienojumus. Hibrīda novērotājs ir ieviests kā *Simulink* funkcija un pārbaudīts. Funkcija ir veidota tā, lai to būtu viegli pielāgot ieviešanai mikrokontrollerī.



2.3. att. Hibrīda novērotāja plūsmas diagramma.

Rezumējot līdzšinējos pētījuma rezultātus, hibrīda novērotājam ir divas funkcijas – ieejas un izejas.

Ieejas – izmērīta statora strāva, komandas sprieguma vektors un izmērītais mehāniskais ātrums.

Izejas – d un q asu novērtētās statora strāvas, rotora plūsma, elektromagnētiskais griezes moments, sinhronais ātrums un rotora leņķis.

Regulatoru izstrāde

Pareiza vadības sistēmas izstrāde prasa precīzu regulatorus, kas tiek izmantoti, lai ģenerētu sprieguma komandas frekvences invertoram. *PI* regulatori rotējošajā atsauces sistēmā ir plaši pieņemts risinājums strāvas regulēšanai vektoru vadītās maiņstrāvas piedziņās [4]. *PI* regulatoru pareiza noregulēšana, kas balstīta rūpīgā mašīnas modeļa izpratnē, ir būtiska stabilai vilces elektriskās piedziņas darbībai visos tās darbības režīmos.

Izstrādātajai *FOC* sistēmai ir divas paralēlas regulēšanas cilpas ar atgriezeniskajām saitēm, katrai cilpai ir divas kaskādes.

- 1. cilpa – d asu strāvas regulators un plūsmas regulators ar lauka vājināšanas regulatoru, kas darbojas virs nominālā ātruma.
- 2. cilpa – q asu strāvas regulators un ātruma regulators.

Vadības sistēmā ar kaskadētām atgriezeniskās saites cilpām analīze parasti sākas ar iekšējām cilpām, kas pakāpeniski tiek vienkāršotas līdz vienai slēgtās cilpas pārvades funkcijai [57]. Šis samazinājums ir iespējams, jo iekšējās (strāvas) un ārējās cilpas (ātrums un plūsma) laika konstantes ievērojami atšķiras lieljaudas elektriskajām mašīnām mehānisko sistēmu fizikālā rakstura dēļ, tādējādi

vienkāršojot regulēšanas procesu. Plūsmas un ātruma paralēlās cilpas arī tiek apsvērtas atsevišķi, jo tiek veikta atdalīšana, lai savstarpējo efektu ietekme būtu minimāla un vadības sistēmas dizains būtu vienkāršots.

Lauka orientētās vadības sistēmas dizains ietver trīs galvenos soļus:

- d un q asu statora strāvas regulatoru noregulēšana;
- ātruma regulatora noregulēšana (tikai dzinējam un ar transportlīdzekli);
- plūsmas regulatora noregulēšana.

d un q asu regulatori izmanto vienu un to pašu koeficientu kopu, jo indukcijas dzinējs izrāda līdzīgu dinamiku gan d asu, gan q asu strāvām. Regulatoru izstrāde ietver regulatora tipa izvēli (šajā gadījumā visi regulatori ir *PI*) un optimālo iestatījumu definēšanu. Parametri tiek izvēlēti saskaņā ar noteiktiem kritērijiem. Energoelektronikas un piedziņas vadības praksē parasti tiek izmantots optimālā moduļa kritērijs (*OMC*) un optimālās simetrijas kritērijs (*OSC*). *OMC* tiek izmantots iekšējās cilpas noregulēšanai, savukārt *OSC* parasti tiek lietots ārējai cilpai [58], [59]. Tomēr šajā gadījumā ārējās cilpas reakcija tiek izvēlēta, balstoties vēlamajā sistēmas joslas platumā un slāpēšanā [4].

Vadības dizaina pieeja un metodoloģija ir balstīta šādos avotos: [4], [57], [58], [59], kur tiek izmantotas sistēmas sastāvdaļu pārvades funkcijas.

Vadības izstrāde un aprēķini tiek veikti *MATLAB*, izmantojot *Control System Toolbox*. Pārvades funkcija ir izveidota, izmantojot *tf* funkciju, šo reakcija ir iegūta, izmantojot *step* funkciju, sistēmas pielāgotās ievades reakcija ir veikta ar *lsim* funkciju, un informācija par pārsvārstīšanos un noregulēšanās laiku ar *stepinfo*. Slēgtās cilpas pārvades funkcija šo reakcijas aprēķināšanai ir veidota, izmantojot *feedback* funkciju.

Regulatora noregulēšana kopsavilkumā nav aprakstīta, jo tā atbilst izplatītām dizaina pieejām, kas pilnībā aprakstītas promocijas darba teksta pilnajā versijā. Lai sniegtu izpratni par izmantotajiem regulatoru parametriem, 2.4. tabulā apkopoti dizaina procesa rezultāti.

2.4. tabula

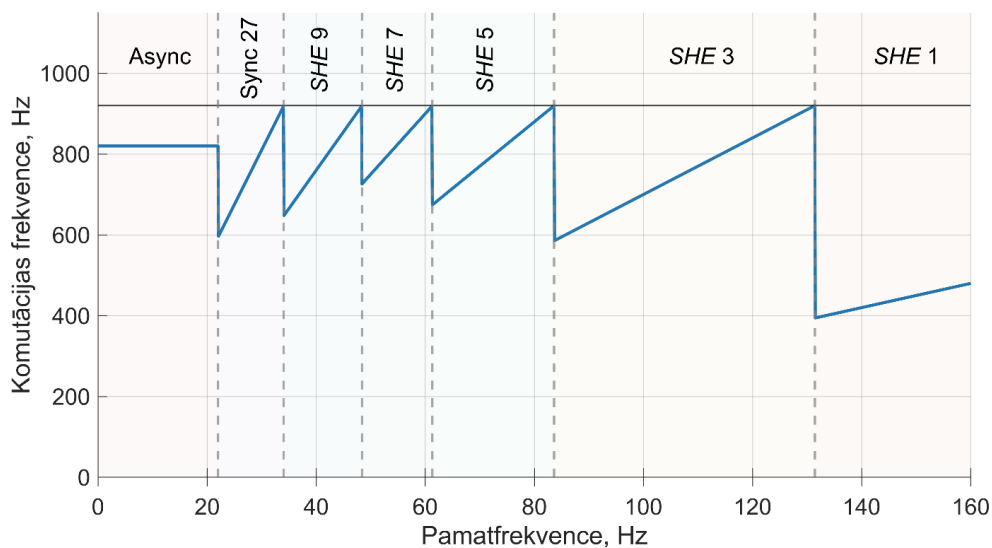
Regulatoru koeficientu kopsavilkums

Kontrolleris	T_i	$k_i = \frac{k_p}{T_i}$	k_p	Pieauguma laiks	Noregulēšanās laiks	Pārsvārstīšanās
d/q strāva	13,3 ms	121,8	1,62	4,3 ms	17,4 ms	4,9 %
Ātrums (dzinējs)	141,4 ms	800	113,1	78,5 ms	476,1 ms	22,3 %
Ātrums (<i>EMU</i>)		22470	3177			
Plūsma	134,4 ms	580	78	105,9 ms	540,8 ms	16,3 %
Lauka vājināšana	134,4 ms	20,1	2,7			

3. Vilces piedziņas sistēmas simulācija ar hibrīdu *PWM*

Šajā nodaļā aprakstīta vilces piedziņas sistēmas modeļa datormodelēšana ar izstrādāto vadības sistēmu. Mērķis ir novērtēt veiktspēju gan statiskajos, gan pārejas darbības režīmos, kā arī pārbaudīt vadības sistēmas stabilitāti pirms eksperimentālās verifikācijas.

Visos testos tiek izmantoti vienādi hibrīdā *PWM* pārejas veidi un pārejas punkti, ja vien nav norādīts citādi. Izmantotā hibrīdā *PWM* pārejas shēma redzama 3.1. attēlā.



3.1. att. Hibrīdā *PWM* pārejas shēma (izmantota simulācijā).

3.1. Statora strāvas harmoniskā saturs un pārveidotāja zudumu analīze

Šī apakšnodaļa veltīta indukcijas dzinēja statora strāvas un jaudas pārveidotāja zudumu harmoniskajai analīzei statiskajā darbības režīmā. Lai attēlotu kopējo harmonisko kropļojumu (*THD*), svērtu kopējo harmonisko kropļojumu (*WTHD*) un pārveidotāja zudumus, vienlaikus izceļot atšķirības starp modulācijas režīmiem, tika veikti vairāki testi.

Analīze veikta, izmantojot *MATLAB FFT* funkcionalitāti, pēc tam vizualizācijas un salīdzināšanas nolūkos harmoniku grupēšana veikta, pamatojoties uz *IEC 61000-4-7:2002* standartu [60]. Katrs signāls tiek analizēts ar veselo harmoniku kārtas grupēšanu no 1. līdz 50. harmonikai.

THD un *WTHD* aprēķini veikti saskaņā ar D. Holmsa un T. Lipo darbu (2003) [28]. *THD* ir visizplatītākais viļņu formas kropļojumu mērījums, savukārt *WTHD* ir noderīgāks dažādu komutācijas algoritmu salīdzināšanai, jo tas ņem vērā katras harmonikas vērtību kā svērtu, jo harmonika ir tālāka no fundamentālās, jo tai ir mazāka ietekme uz zudumiem asinhronā dzinējā. Tomēr tas ir noderīgi tikai, salīdzinot ar citiem *PWM* režīmiem. Papildus tam katrā testā tiek parādīta statora strāvas

fundamentālās harmonikas amplitūda (I_1) un harmoniskās strāvas komponentes līdz 50. harmonikai ($I_{2...50}$). Harmonikas tiek ņemtas vērā un analizētas līdz 50. kārtai, jo virs tās ietekme uz zudumiem un *WTHD* ir nenozīmīga.

Modulācijas veikspējas analīze statistiskajā režīmā

Pirmais tests ir harmoniku un zudumu attēlošana katrā modulācijas režīmā statistiskos apstākļos. Šis tests kalpo kā sākuma punkts *PWM* moduļa darbības novērtēšanai. Tā mērķis ir noteikt harmonisko saturu un specifiskas harmonikas katrā režīmā, kā arī spēka moduļa zudumu komponentes, vienlaikus nosakot pamatu turpmākām pārbaudēm un salīdzināšanai.

3.1. tabulā apkopota informācija par izmantotajiem testēšanas punktiem. “*TrChar*” ir vilces raksturlīkne, kas ņemta no 2.1. attēla. Slodzes varianti: (A) bez slodzes; (B) 50 % no vilces raksturlīknes; (C) 100 % no vilces raksturlīknes. Kreisajā kolonnā redzams iestatītais griezes moments, labajā kolonnā norādīta komutācijas frekvence. *PWM* režīmi apzīmēti ar (1)–(7), lai nodrošinātu ērtāku orientēšanos turpmākajās tabulās.

3.1. tabula

Testēšanas punktu apkopojums

<i>PWM</i> režīms	Atsauces ātrums, <i>RPM</i>	Atsauces griezes moments, Nm Komutācijas frekvence, Hz					
		Bez slodzes (A)		0,5 <i>TrChar</i> (B)		<i>TrChar</i> (C)	
Asinhronais (1)	600	0	820	1500	820	3000	820
Sinhronais 27 (2)	900	0	810	1500	831	3000	852
<i>SHE</i> 9 (3)	1200	0	760	1500	775	3000	789
<i>SHE</i> 7 (4)	1650	0	825	1500	837	3000	848
<i>SHE</i> 5 (5)	2100	0	770	1228	777	2456	784
<i>SHE</i> 3 (6)	3000	0	700	859	706	1718	714
<i>SHE</i> 1 (7)	4200	0	420	484	423	968	427

3.2. tabulā apkopoti statora strāvas veikspējas rādītāji katrā modulācijas režīmā un katrā slodzes režīmā, savukārt 3.2. attēlā redzama *FFT* ar veselo harmoniku grupēšana līdz 50. harmonikai.

Vadoties pēc strāvas veikspējas rādītājiem, var secināt, ka pilnas noslodzes apstākļos *THD* un *WTHD* nav tik augsti un ir ar salīdzinoši zemām harmonisko saturu vērtībām. Tomēr harmoniskais saturs paliek samērā nemainīgs, neskatoties uz slodzi. Tas nozīmē, ka bez slodzes harmonisko vērtības ir salīdzināmas ar fundamentālo un *SHE* 1 režīmā var būt pat augstākas.

Statora strāvas rādītāju kopsavilkums

Režīms /Slodze	THD, %			WTHD, %			I ₁			I _{2...50}		
	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)
(1)	8,37	8,13	2,42	1,45	3,16	0,65	54,2	144,5	275,1	4,5	11,7	6,7
(2)	14,54	8,35	3,99	2,39	2,59	0,87	54,0	144,8	274,7	7,9	12,1	11,0
(3)	49,82	19,18	9,69	2,23	2,36	0,75	53,9	144,9	274,8	26,8	27,8	26,6
(4)	42,72	16,07	7,65	1,99	2,32	0,71	53,7	145,0	274,5	23,0	23,3	21,0
(5)	47,73	20,23	10,76	2,79	1,76	1,81	53,8	122,9	227,0	25,7	24,9	24,4
(6)	53,43	16,69	7,82	4,35	1,82	0,78	34,0	109,4	229,3	18,2	18,3	17,9
(7)	201,81	53,15	24,67	35,37	9,34	4,50	22,7	85,8	185,7	45,8	45,6	45,8

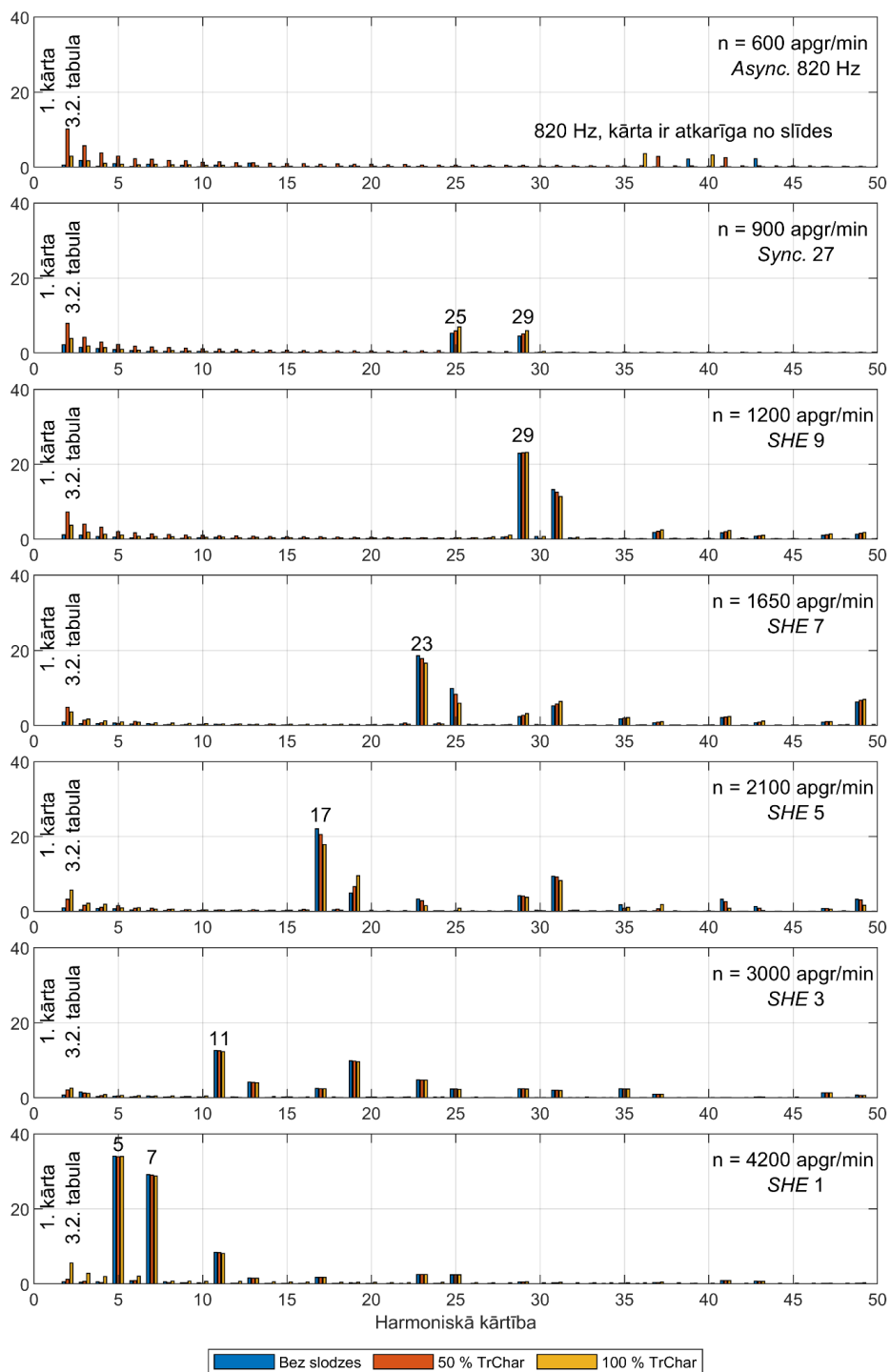
3.2. attēls paplašina 3.2. tabulā sniegtos rezultātus, norādot katras harmonikas atrašanās vietu attiecīgajā režīmā, un katra diagramma parāda harmonikas attiecīgajā slodzē.

Redzams, ka modulācijas režīmi darbojas, kā tika paredzēts. Asinhronajam *PWM* ir harmonikas ap 820 Hz, taču tās maina harmonisko kārtu atkarībā no slīdes. Savukārt sinhronajam *PWM* ir 25. un 29. harmonika no abām pusēm no 27., un tās ir neatkarīgas no slīdes, jo frekvence ir sinhronizēta ar ātrumu.

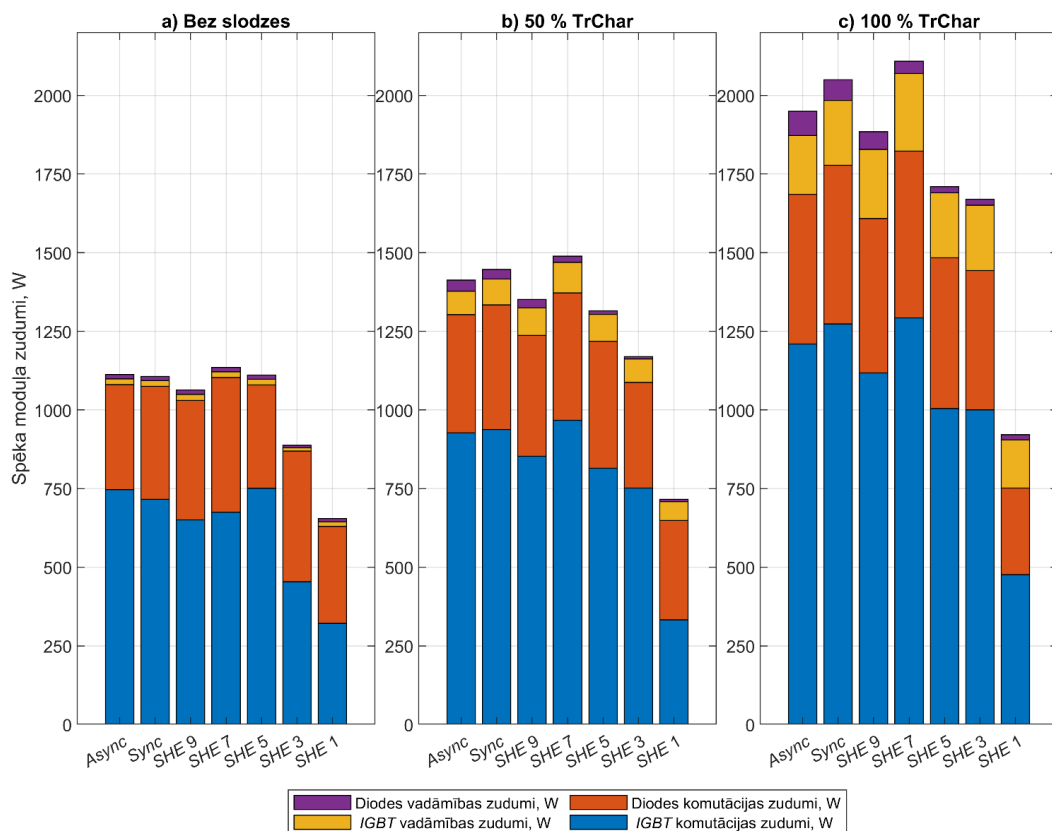
SHE novērš visas zemākās kārtas harmonikas, vienlaikus palielinot nākamās, kas nav novērstas. No šiem rezultātiem var secināt, ka katrs *SHE* režīms darbojas tā, kā gaidīts.

3.3. attēlā redzamas spēka moduļa zudumu komponentes katrā režīmā un dažādās slodzēs. Kā gaidīts, lieljaudas *IGBT*/diode modulī lielākā daļa zudumu rodas no komutācijas, savukārt *IGBT* un diodes vadāmības zudumu daļa ir 15–20 %, ja slodze ir vislielākā. Tas vēlreiz parāda, ka galvenokārt jākoncentrējas uz komutācijas zudumu ierobežošanu, ierobežojot komutācijas frekvenci šajās ierīcēs.

Pamatojoties uz rezultātiem, var definēt vairākus sākotnējos secinājumus. Lai gan *THD* ar *SHE PWM* ir ievērojami augstāks nekā ar sinhrono *PWM*, *WTHD* ir gandrīz tāds pats, jo harmoniku secība ir novirzīta tālāk no pamata harmonikas un ir mazāk kritiska. Tās mazāk ietekmē dzinēja jaudas zudumus un var tikt vieglāk filtrētas. Tajā pašā laikā, pārejot no sinhronā *PWM* 27 uz *SHE* 9, komutācijas frekvence tiek samazināta par 6,2–7,4 %, savukārt kopējie jaudas zudumi tiek samazināti par 4–8 % atkarībā no slodzes.



3.2. att. Statora strāvas *FFT* dažādās slodzēs (izņemot 1. harmoniku).



3.3. att. Spēka moduļa sastāvdaļu zudumi.

Sinhronā *PWM* un *SHE PWM* salīdzinājums

Nākamie testi vēlti sinhronā *PWM* un *SHE PWM* veikspējas salīdzināšanai dažādos apstākļos. Testu rezultāti kopsavilkumā aprakstīti īsumā, norādot galvenos secinājumus. Pilns apraksts publicēts promocijas darba teksta pilnajā versijā.

Pirmais tests tika veikts vairākos definētos punktos ar sinhrono *PWM* un *SHE* dažādās konfigurācijās. Šim testam tika iestatīts manuālais *PWM* pārejas režīms, kas ļauj patvaļīgi iestatīt *PWM* režīmu kombinācijas ar iespēju iestatīt režīmu pāreju jebkurā brīdī.

Definētie punkti ir 900 *RPM* un 1140 *RPM* ar 0 Nm, 1500 Nm un 3000 Nm slodzi, kas veido 0 %, 50 % un 100 % no vilces raksturlīknes vērtībām šajā apgabalā. Šajos ātrumos tika pārbaudīti trīs *PWM* pāri ar ekvivalentām komutācijas un pamatfrekvences attiecībām – 23, 19 un 15 attiecīgi sinhronajam un *SHE PWM* 11, 9 un 7.

Var secināt, ka *THD* gadījumā sinhronais *PWM* ir lietderīgāks, jo radīto harmoniku amplitūdas ir zemākas. Tomēr *WTHD* ir vai nu līdzīgs *SHE*, vai zemāks daudzos gadījumos, īpaši tad, ja ir lielāka slodze un/vai ātrums. Tas ir tādēļ, ka sinhronajam 23 *PWM* galvenās izteiktās harmonikas ir 21. un 25.

kārtā, sinhronajam 19–17. un 21. kārtā, sinhronajam 15–13. un 17. kārtā, savukārt *SHE* 11 novērš līdz pat 34. harmonikai un palielina harmonikas pie 35. un 37. kārtas, *SHE* 9 un *SHE* 7 attiecīgi palielina harmonikas pie 29./31. un 23./25. kārtas, kas ir ievērojami tālāk nekā ar sinhrono *PWM*.

Tomēr zudumu novērtēšana ir komplekss un daudzpusīgs izaicinājums. Tukšgaitā vai zemas slodzes apstākļos sinhronais *PWM* nodrošina zemākus spēka moduļa zudumus (0,9–4 %), salīdzinot ar attiecīgo *SHE*. Tomēr, ja slodze ir 1500 Nm, zudumi ir vai nu gandrīz vienādi, vai arī *SHE* uzrāda līdz pat 3,4 % zemākus zudumus. Ja slodze ir 3000 Nm, zudumi ir vai nu gandrīz vienādi, vai arī *SHE* uzrāda līdz pat 7 % zemākus zudumus, salīdzinot ar sinhrono *PWM*, atkarībā no m_f attiecības.

Var secināt, ka – jo zemāka ir komutācijas un pamatfrekvences attiecība, jo labāk darbojas *SHE*. Turklāt, ja slodze ir lielāka, lietderīgāks ir *SHE*, jo ir gan zemāki zudumi, gan zemāks *WTHD*. Turpmākajos darbos pie adaptīvās pārejas shēmas varētu izpētīt pāreju kombināciju, kas ir ne tikai atkarīga no frekvences, bet arī no slodzes, lai samazinātu gan *WTHD*, gan zudumus.

Otrais tests salīdzina sinhrono un *SHE PWM* pie vilces raksturliķnes dažādiem punktiem. Modelēšanas laikā *SHE* 9, 7, 5, 3 un 1 vietā tika izvēlēts sinhronais *PWM* ar komutācijas un pamatfrekvences attiecību 19, 15, 11, 7 un 3, lai komutācijas frekvences secība būtu saskaņota ar sākotnējo *SHE PWM* shēmu (3.1. att.). Darbība ar sinhrono *PWM*, ja $m_f = 3$, nebija stabila un nespēja stabili sasniegt definētos punktus.

Var secināt, ka *SHE* 9 / sinhronais 19 darbojas ar ļoti līdzīgiem rezultātiem, tāpēc nav skaidrs, kuru lietderīgāk izmantot. Tomēr var teikt, ka, ja sistēma nenonāk zem m_f attiecības 19, var izmantot standarta sinhrono *PWM* gandrīz bez kvalitātes samazināšanās. Tomēr, sākot no *SHE* 7 / sinhronā 15, *THD/WTHD* sāk ievērojami pieaugt ar katru pāreju. *SHE* 5 un *SHE* 3 uzrāda vislabākos rezultātus strāvas kvalitātes ziņā, ja m_f attiecības ir ļoti zemas.

Sākot no *SHE* 5 / sinhronais 11, atšķirības *THD/WTHD* kļūst ļoti nozīmīgas pat tad, ja slodze ir liela, padarot darbību ar sinhrono *PWM* neieteicamu. Kā bieži norādīts literatūrā, minimālā pieļaujamā komutācijas frekvences un fundamentālās harmonikas attiecība parasti ir 10, un šīs attiecības iemesli ir acīmredzami. Izteiktākās sinhronā 7 harmonikas ir 5. un 9., savukārt *SHE* 3 gadījumā tās ir 11. un 13. Pie sinhronā 7, salīdzinot ar *SHE* 3, *RMS* strāva kļūst vidēji par 4,4 % lielāka sakarā ar ievērojami paaugstinātajām harmonikām pat pilnas slodzes apstākļos. Tukšgaitas apstākļos atšķirība ir vēl izteiktāka.

Noslēgumā var teikt, ka spēka moduļa zudumi vidēji ir par 1,5 % zemāki ar *SHE* nekā ar sinhrono *PWM* visos režīmos (*SHE* 3, 5, 7 un 9). Pie *SHE* 5 un *SHE* 3 *THD/WTHD* ir ievērojami zemāks nekā sinhronajam *PWM* ar tādu pašu frekvenci.

Dažādu *SHE* risinājumu salīdzinājums

SHE piedāvā vairākus risinājumus, kas ir atkarīgi no pārslēgumu skaita katrā fundamentālā viļņa ceturtdaļā. Šī pētījuma daļa galvenokārt veltīta vadības sistēmu un hibrīdās *PWM* pieejas vispārējai ieviešanai sistēmā, kā arī tās stabilitātes pārbaudei. Turklāt tika veikts arī tests, kurā salīdzināti dažādi risinājumi *SHE* 7 un *SHE* 9, izmantojot katru no četriem unikālajiem risinājumiem, lai pierādītu skaitlisko atšķirību starp tiem.

3.3. tabulā apkopota informācija par definētajiem punktiem, kas tika izmantoti testā. *PWM* režīmā saīsinātā vērtība iekavās tiek izmantota arī turpmākajās tabulās.

3.3. tabula

Testēšanas punktu apkopojums

<i>PWM</i> režīms	Atsauces ātrums, <i>RPM</i>	Komutācijas frekvence, Hz Modulācijas indekss					
		Bez slodzes (A)		1500 Nm (B)		3000 Nm (C)	
<i>SHE</i> 9, risinājums 1 (9–1)	900	570	0,43	585	0,465	599	0,512
<i>SHE</i> 9, risinājums 2 (9–2)							
<i>SHE</i> 9, risinājums 3 (9–3)							
<i>SHE</i> 9, risinājums 4 (9–4)							
<i>SHE</i> 7, risinājums 1 (7–1)		450	0,43	462	0,465	473	0,512
<i>SHE</i> 7, risinājums 2 (7–2)							
<i>SHE</i> 7, risinājums 3 (7–3)							
<i>SHE</i> 7, risinājums 4 (7–4)							

3.4. tabulā apkopoti rezultāti, izceļot statora strāvas veiktspējas rādītājus. 3.4. tabulā sarkanā krāsā iezīmētas maksimālās vērtības, gaiši zaļā krāsā – minimālās vērtības risinājumu ietvaros.

No sniegtajiem datiem var redzēt, ka nav atšķirības attiecībā uz fundamentālās strāvas komponenti I_1 , jo tā paliek nemainīga visos *SHE* tipos un risinājumos, bet atšķiras tikai atkarībā no slodzes vērtības. Tas bija sagaidāms, jo vadības sistēmas un fundamentālās strāvas hibrīda novērotāja uzdevums ir uzturēt statora strāvas fundamentālo harmoniku noteiktā līmenī.

Tomēr, pievēršoties harmoniskam saturam un kopējiem zudumiem, situācija ir pavisam citāda. Analizējot *WTHD* un statora strāvas harmonisko komponenti, var redzēt, ka starp risinājumiem ir izmērāma atšķirība. *WTHD* gadījumā atšķirība *SHE* 9 sasniedz līdz pat 45 %, *SHE* 7 – līdz pat 27 % ar izteiktākām atšķirībām tukšgaitas režīmā, savukārt pilnas slodzes režīmā atšķirība ir līdz 20 %. Salīdzinot $I_{2...50}$, atšķirība starp sliktāko un labāko gadījumu var sasniegt līdz pat 19 %, savukārt

vērtības paliek samērā nemainīgas neatkarīgi no slodzes. Tāpēc *THD* un *WTHD* samazinās, pieaugot slodzei.

3.4. tabula

Statora strāvas rādītāju kopsavilkums

Režīms / n-ref	<i>THD</i> , %			<i>WTHD</i> , %			<i>I</i> ₁			<i>I</i> _{2...50}		
	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)
(9–1)	59,72	23,62	12,45	2,34	2,70	0,58	53,9	144,5	272,7	32,2	34,1	33,9
(9–2)	58,61	23,05	12,06	3,38	2,72	0,64	54,0	144,5	272,7	31,6	33,3	32,9
(9–3)	63,42	25,19	13,53	2,71	2,69	0,63	53,9	144,5	272,7	34,2	36,4	36,9
(9–4)	61,83	24,49	13,04	2,89	2,74	0,64	53,9	144,5	272,6	33,3	35,4	35,5
(7–1)	73,27	28,27	14,75	3,64	2,93	0,72	53,9	144,5	272,6	39,5	40,8	40,2
(7–2)	75,59	29,33	15,56	3,31	2,81	0,74	53,9	144,5	272,7	40,7	42,4	42,4
(7–3)	83,46	32,48	17,50	3,89	2,90	0,83	53,9	144,5	272,6	45,0	46,9	47,7
(7–4)	79,64	30,90	16,50	4,19	2,91	0,90	54,0	144,5	272,6	43,0	44,7	45,0

Attiecībā uz spēka moduli un līdz ar to jaudas pārveidotāja zudumiem atšķirība starp risinājumiem ir neliela. Tukšgaitas režīmā maksimālā zudumu atšķirība ir 2,5 %, pilnas slodzes režīmā maksimālā atšķirība sasniedz 6 %. Lielākā ietekme rodas *IGBT* komutācijas zudumu dēļ, jo komutācija notiek pie dažādām strāvas fāzēm un komutācijas enerģija galvenokārt ir atkarīga no momentānās strāvas vērtības komutācijas punktā.

Noslēgumā var secināt, ka pastāv izmērāmas atšķirības starp *SHE* risinājumiem gan *WTHD*, gan spēka moduļa zudumos. Lai nodrošinātu visefektīvāko darbību ar vislabāk sasniedzamo statora strāvas kvalitāti, būtu jāizstrādā optimizācijas process. Promocijas darba pētījumā zudumu un *WTHD* optimizācijas uzdevums netiek izskatīts, un sākotnējie rezultāti tiek prezentēti kā pamats turpmākām pētniecības iespējām.

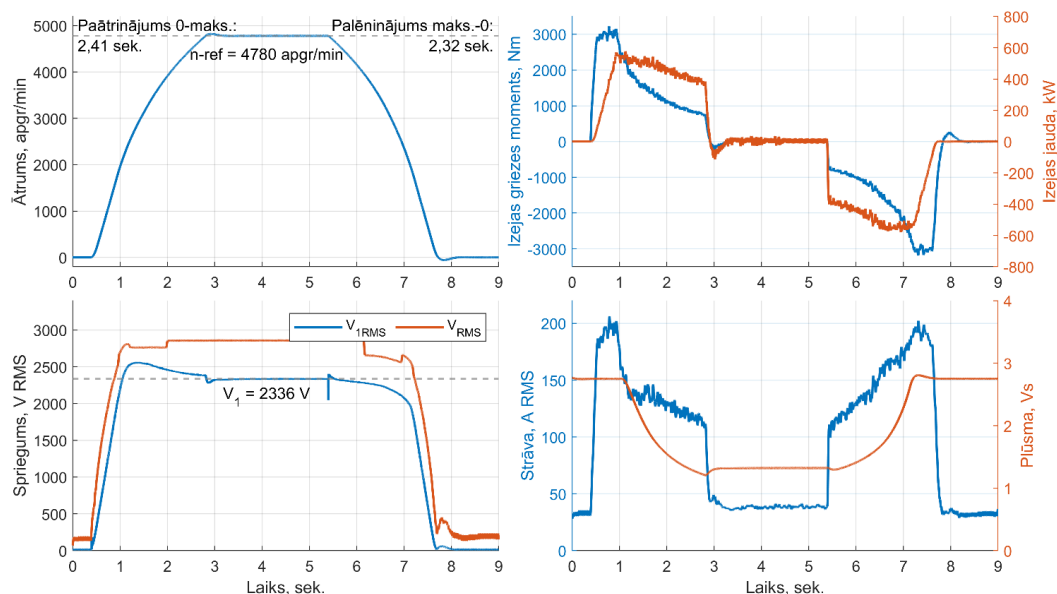
3.2. Vadības sistēmas veikspēja bez elektriskā vilciena

Nākamā modelēšanas testu kopa tika veikta, lai aprakstītu vadības sistēmas veikspēju bez *EMU*. Tādā veidā ir iespējams pārbaudīt sistēmas stabilitāti ar lielāku paātrinājuma ātrumu un ar statisko slodzi.

Sistēma tiek pārbaudīta plūsmas izmaiņas reakcijai, ātruma izmaiņas reakcijai un reakcijai uz traucējumiem (slodzes griezes momenta palielināšana). Šajā apakšnodaļā sniegts galveno rezultātu kopsavilkums.

Ātruma izmaiņas reakcija

Ātruma izmaiņas reakcija tiek pārbaudīta bez ātruma ierobežotāja un ar 500 RPM/s^2 ātruma ierobežotāju no apstāšanās brīža līdz maksimālajam ātrumam (4780 RPM) un atpakaļ līdz apstādināšanai. Kopsavilkuma vizuālie rezultāti testam bez ierobežotāja redzami 3.4. attēlā.



3.4. att. Dzinēja paātrinājums un palēninājums pēc vilces raksturlīknes.

Testa rezultātu veikspējas rādītāju kopsavilkums sniegts 3.5. tabulā.

3.5. tabula

Veikspējas rādītāju kopsavilkums

	<i>TrChar</i> ierobežotājs	500 RPM/s^2 (ātruma ierobežotājs)
Ātruma pārsvārstīšanās, paātrinājums	43,4 $\text{RPM} /$ 0,9 % pārsvārstīšanās	23,7 $\text{RPM} /$ 0,5 % pārsvārstīšanās
Ātruma pārsvārstīšanās, palēninājums	-57,2 RPM	-25,4 RPM
Atgriezeniskās saites sprieguma ierobežotājs	227 $\text{Vrms} /$ 9,7 % pārsvārstīšanās	72,5 $\text{Vrms} /$ 3,1 % pārsvārstīšanās
Paātrinājuma laiks	2,41 sekundes	9,56 sekundes
Palēninājuma laiks	2,32 sekundes	9,56 sekundes

Pat tikai ar vilces raksturlīknes ierobežotāju sistēma darbojas atbilstoši vēlamajai veikspējai. Gan vadības sistēma, gan fundamentālās strāvas hibrīda novērotājs uzrāda daudz ātrāku reakciju. Maksimālais *EMU* paātrinājums ir $0,95 \text{ m/s}^2$, kas atbilst 127 RPM/s^2 , savukārt 500 RPM/s^2 ātruma

ierobežotājs ir četras reizes ātrāks nekā vilciena maksimālais paātrinājums, nodrošinot vairāk nekā pietiekamu spēju pārbaudīt vadības sistēmas dinamiku.

Papildus tam, pamatojoties uz aprakstīto ātruma reakcijas testu, tika analizēta pāreja starp režīmiem un hibrīda novērotāja darbība. No rezultātiem redzams, ka modulācijas pārejas notiek vienmērīgi pat ar lielāko iespējamo dzinēja paātrinājumu bez transportlīdzekļa. Tas nozīmē, ka tad, ja ātrums ir mazāks, pārejām problēmām nevajadzētu būt. Hibrīda novērotāja sekošana ir konsekventa un precīza pat pie maksimālā paātrinājuma. Ja dinamika ir zemāka, sekošana ir vēl labāka.

Hibrīda novērotāja sekošana tika pārbaudīta arī vissarežģītākajā režīmā ar *SHE* 3 un *SHE* 1 bez slodzes, kad harmonikas ir vistuvāk fundamentālajai un to amplitūdas ir salīdzināmas ar fundamentālo. Pat ar tik zemu komutācijas frekvenci hibrīda novērotājs spēj izsekot fundamentāla viļņa fāzi un amplitūdu. Tomēr var secināt, ka *SHE* 1 darbība ir ārkārtīgi trokšņaina un harmonikas pārsniedz fundamentālo, tāpēc darbība bez slodzes, ja iespējams, nav ieteicama, pieprasot adaptīvu hibrīdās *PWM* pārejas shēmu.

Reakcija uz slodzi

Pēdējais tests ir sistēmas reakcija uz traucējumiem, šajā gadījumā dzinēja pakāpienveida slodzes palielināšana noteiktā ātrumā. Šajā testā tika ņemti vērā trīs ātruma atskaites punkti ar drošības rezervi:

- 0 *RPM*, 900 Nm, asinhronais *PWM* $f_{sw} = 820$ Hz;
- 2140 *RPM*, 2184 Nm, *SHE* 5;
- 4780 *RPM*, 673 Nm, *SHE* 1.

Tiek izvēlēta vērtība, kas ir zemāka par vilces raksturlīknes robežvērtību atbilstošā ātrumā, lai nodrošinātu regulatora reakcijas drošības rezervi.

Testa rezultātu skaitliskais kopsavilkums sniegts 3.6. tabulā.

3.6. tabula

Veiktspējas rādītāju kopsavilkums

		0 <i>RPM</i> 900 Nm	2160 <i>RPM</i> 2184 Nm	4780 <i>RPM</i> 673 Nm
	Spriegums bez slodzes	16 V	2190 V	2340 V
	Spriegums pie slodzes	43 V	2340 V	2340 V
Slodzes palielināšana	Maks., ātrums / Δn	3,1 / 3,1	2173,2 / 13,2	4785,5 / 5,5
	Min., ātrums / Δn	-55,6 / -55,6	2035,1 / -124,9	4740,6 / -39,4
Slodzes noņemšana	Maks., ātrums / Δn	54,1 / 54,1	2282,0 / 122	4819,4 / 39,4
	Min., ātrums / Δn	-3,1 / -3,1	2151,4 / -8,6	4777,6 / -2,4

No rezultātiem var redzēt, ka absolūtās kļūdas lielums mainās atkarībā no pieliktā griezes momenta lieluma. Noslēgumā var secināt, ka vadības sistēma darbojas pareizi noteiktajos ātruma punktos, kad tiek lietota pakāpienveida slodze.

3.3. Vadības sistēmas veikspēja ar elektrisko vilcienu

Pēdējais tests ir izstrādātās sistēmas darbības pārbaude ar *EMU* modeli. Testā ir divi etapi:

- otrajā sekundē tiek iestatīts ātrums 120 km/st;
- 80 sekundē tiek iestatīts ātrums 0 km/st.

Šis tests pārbauda, kā sistēma darbojas ar hibrīdo *PWM* un fundamentālas strāvas hibrīdo novērotāju maksimāla paātrinājuma laikā līdz maksimālajam darbības ātrumam un pēc tam, līdz brīdim, kad vilciens pilnībā apstājas. Gan paātrinājuma, gan palēninājuma laikā sistēma seko iepriekš noteiktai pārejas shēmai. Testa rezultāti apkopoti divos grafikos, kas redzami 3.5. un 3.6. attēlā.

3.5. attēlā augšējā kreisajā daļā var redzēt, ka vilciens sasniedz maksimālo ātrumu 58,7 sekundēs un pilnībā apstājas 53 sekundēs. Paātrinājuma un palēninājuma laikā gandrīz nav pārsnieguma.

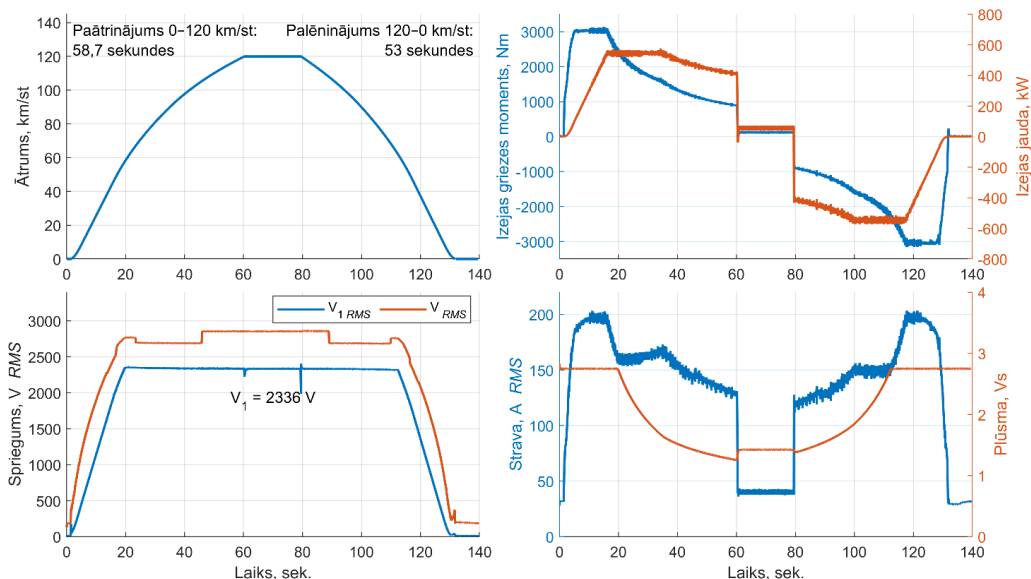
3.5. attēlā apakšējā kreisajā daļā redzams sistēmas *RMS* spriegums. Ar sarkano līniju apzīmēts faktiskais *RMS* statora līnijas spriegums, ieskaitot visas harmonikas, savukārt ar zilo līniju – *RMS* statora līnijas sprieguma fundamentālā komponente. Fundamentālā komponente ir ierobežota līdz projektētā vilces dzinēja 2340 *VRMS* spriegumam.

3.5. attēls (grafiks augšējā labā pusē) skaidri parāda izejas griezes momentu un jaudu un izceļ konstantā griezes momenta, konstantās jaudas un $1/v^2$ darbības reģionus.

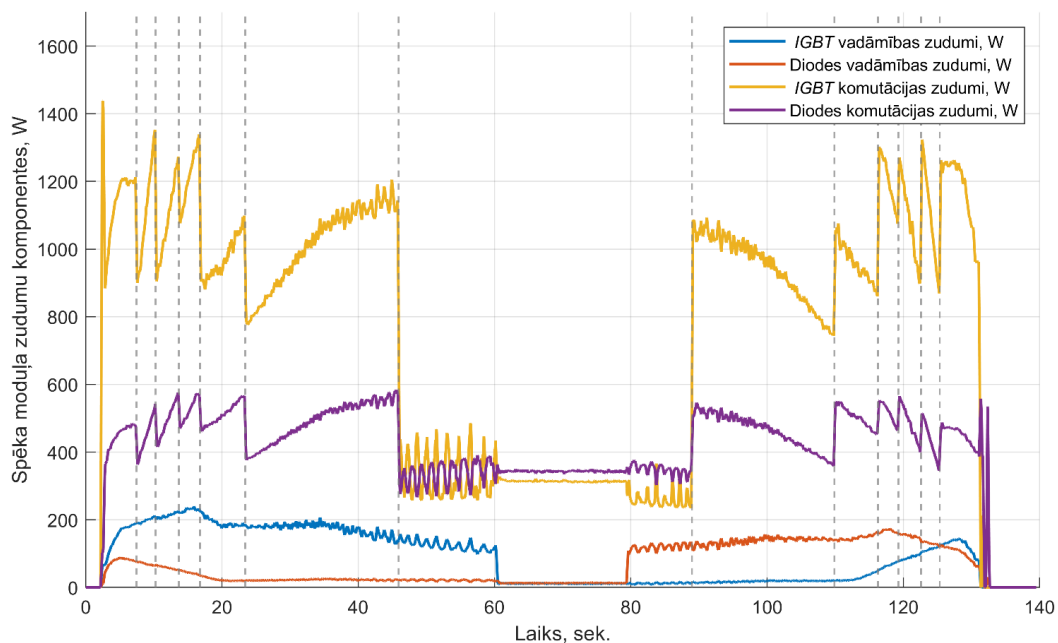
3.5. attēls (grafiks apakšējā labā pusē) parāda statora *RMS* strāvu un sistēmas plūsmu. Grafikā ir redzams lauka vājināšanas režīma sākums.

Var atzīmēt, ka vadības sistēma droši sasniedz noteikto ātrumu un uzrāda gandrīz kritiski slāpētu reakciju ar minimālu pārsniegumu (mazāk nekā 0,1 %). To pašu var teikt par spriegumu. Pirms noteiktā fundamentālā *RMS* sprieguma limita sasniegšanas sistēma ievēro *V/f* kritēriju, pēc tam stingri seko sprieguma limitam, nenovirzoties no tā.

3.6. attēlā redzami spēka moduļa zudumi. Visas pārejas ir skaidri redzamas gan straujo zudumu izmaiņu laikā, gan ar punktēto līniju atzīmēm. Hibrīda *PWM* pieceja droši ierobežo spēka moduļa kopējos zudumus zem 2200 W. Tomēr, sasniedzot noteikto ātrumu, *EMS* pāriet ātruma uzturēšanas režīmā, kas prasa tikai nelielu vilces spēku, lai pārvarētu vilciena rites pretestības ietekmi. Šajā brīdī spēka moduļa zudumi ievērojami samazinās, kas paver iespēju turpmākai komutācijas shēmas optimizācijai, ņemot vērā ne tikai frekvenci, bet arī slodzi. Tas varētu būt turpmāko pētījumu uzdevums.



3.5. att. EMU paātrinājums-palēninājums – galvenie veikspējas rādītāji.



3.6. att. Spēka moduļa sastāvdaļu zudumu sadalījums.

4. Izstrādātās vadības sistēmas eksperimentālā validācija

Eksperimentālā validācija, izmantojot faktisku iekārtu, ir nepieciešama, tiklīdz sistēma ir stabila modelī. Tomēr, strādājot ar lieljaudas elektriskajām piedziņām, testēšana tiek veikta pakāpeniski, sākot ar samazināta mēroga laboratorijas standu.

Šis pētījums validē izstrādāto sistēmu uz samazināta mēroga laboratorijas ietaises ar pielāgotiem sistēmas ierobežojumiem un parametriem. Šajā nodaļā aprakstīts laboratorijas stands un nepieciešamie soļi pārejai no vadības sistēmas parametriem un ierobežojumiem ar *EMU* uz laboratorijas apstākļiem. Tam seko virkne validācijas testu un rezultātu analīze.

4.1. Laboratorijas stenda apraksts

Šajā apakšnodaļā sniegts apraksts par standu un atsevišķām tā daļām.

Izstrādātā vadības sistēma tika pārbaudīta laboratorijas apstākļos ar divu līmeņu invertoru. Eksperimentālā verifikācija tika veikta Rīgas Tehniskās universitātes telpās.

Īss laboratorijas ietaises apraksts

1. Reāllaika simulators – *Opal-RT OP4510* (darbojas kā vadības bloks).
2. “*Danfoss*” rūpnieciskais divu līmeņu frekvences invertors. Šis rūpnieciskais invertors neizmanto standarta vadības plati. Tā vietā tam ir pielāgota vadības plate, kas nodrošina tiešu piekļuvi invertora vadības signāliem – signāls katrai fāzei, invertora aktivizēšanas un bremzēšanas rezistora signāli, vienlaikus saglabājot pārslodzes, pārsprieguma un pārkaršanas aizsardzību. Papildus tam vadības plate ietver bezsprieguma pauzes laika vadību, kas novērš tranzistoru īsslēgumu. Vadības plate pieņem optiskos vadības signālus.
3. Invertors slodzes dzinējam – *SIEMENS AFE (Active Front-End) CU240S*.
4. Testa asinhronais dzinējs – *ABB M2AA100LB-4 3GAA102002-ADE*.
5. Slodzes asinhronais dzinējs – *Leroy Somer LS100L 380 V 2,2 kW*. To darbina *SIEMENS AFE* invertors, kas aprīkots ar divvirzienu taisngrieža tiltu. Šis invertors ir ar standarta vadības sistēmu un iestatītu griezes momenta vektoru vadības režīmā. Standarta vadības sistēma automātiski tiek pielāgota *Leroy Somer* dzinējam, pamatojoties uz *SIEMENS AFE* invertora iekšējo programmu. Iestatīto griezes momenta vērtību nosaka *OP4510*.
6. Griezes momenta devējs – *UTMII-20 Nm*. Tas mēra izejas griezes momentu uz dzinēja vārpstas un savieno dzinēju ar brīvas kustības savienojumiem.
7. Enkoderis – *Scancon 2RHF2048-D-5M-S*.

8. Strāvas un sprieguma mērīšanas bloks. Sastāv no *LEM LA 55-P (3x)* un *LEM LV 25-600*. Strāvas sensori ir uzstādīti uz pielāgotas *PCB* plates, kas savukārt kopā ar sprieguma sensora plati ir samontēti korpusā.
9. Sprieguma barošanas bloks ar 0–32 V diapazonu, lai nodrošinātu elektronikas papildu barošanu.

OP4510 reāllaika simulators

OPAL-RT OP4510 tiek izmantots kā galvenā dzinēja vadības bloks un slodzes griezes momenta uzstādīšanai *Siemens AFE*, kas darbina slodzes dzinēju. Šī konfigurācija tiek izmantota izstrādes sākumposmā, jo ar *Simulink* un tā bibliotēkām no *OPAL-RT* vadības sistēmas ieviešana un testēšana aizņem ievērojami mazāk laika, salīdzinot ar iebūvētas programmatūras izstrādi standarta vadības platei.

Kā ievades un izejas signāli *OP4510* sistēmā darbojas dažādi signāli. Tālāk tekstā sniegti signāli, kas klasificēti pēc to veida.

1. Digitālās izejas izveido piecus signālus, kas tiek nosūtīti uz “*Danfoss*” invertoru, tie ir invertora aktivizēšanas signāls, trīs *PWM* signāli katram invertora plecam un bremzēšanas rezistora signāli. Signāli iziet cauri starpposma platei, kas pārveido *OP4510* elektriskās digitālās izejas signālus optiskajos signālos, kas tiek nosūtīti uz “*Danfoss*” invertora ievadi.
2. Analogā ieejā ir viens signāls, kas tiek ievadīts *Siemens* pārveidotāja analogajā ieejā, kas ir iestatīts, lai kontrolētu izejas griezes momentu no 0 Nm līdz 15 Nm pie attiecīgi 0 V līdz 10 V.
3. Analogās ieejās ir trīs strāvas un viens sprieguma mērīšanas signāls ar šunta rezistoru, kā arī griezes momenta signāls no griezes momenta devēja ar zemfrekvences filtru, balstoties griezes momenta devēja ražotāja dokumentācijā.
4. Signāls no enkodera tiek nolasīts, izmantojot *OPAL-RT RS422* diferenciālo enkodera paplašinājuma plati.

Izstrādātā vadības sistēma tiek ieviesta, izmantojot *MATLAB* ar pielāgotām bibliotēkām no *Opal-RT* un *RT-LAB* programmatūras. Papildus tam ir izveidota vadības saskarne, lai iestatītu vērtības un dažādus parametru tiešsaistes darbības laikā. Sistēma, kas izvietota *OP4510*, ir iestatīta darboties ar fiksētu soli 5 mikrosekundes, ar *CPU* noslodzi 40–45 % un bez pārslodzēm ilgstošas darbības periodos.

Pēc pieprasījuma datu ierakstīšana ir iestatīta ar augstu izšķirtspēju 50 kHz īsam, pielāgojamam laikam un ar samazinātu izšķirtspēju 2 kHz ilgākam laika periodam.

4.2. Vadības sistēmas pāreja no vilciena uz laboratoriju

Vadības sistēma tiek izstrādāta lietojumam *EMU*. Savukārt testēšana tiek veikta samazinātā mēroga laboratorijas ietaisē/stendā, kas prasa pielāgot visus vadības sistēmas parametrus.

Asinhronā dzinēja parametri

Pirmais pārejas solis ir asinhrona dzinēja parametru un ekvivalentās shēmas noteikšana, pielāgojot vilces raksturlielumus lietojumam laboratorijas apstākļos. Testēšanai izmantotais asinhronais dzinējs ir *ABB M2AA100LB-4 3GAA102002-ADE* [61]. Tas ir trīsfāžu, divu polu pāru dzinējs. Galvenie parametri no ražotāja datu lapas nepārtrauktai darbībai (S1) apkopoti 4.1. tabulā.

4.1. tabula

S1 darba punkta parametri

Parametra nosaukums	Vienības	Vērtība
Izejas jauda (uz vārpstas)	kW	3
Statora spriegums $LL (V_{1rms})$	V	380
Statora strāva	A	6,58
Jaudas koeficients	—	0,85
Frekvence	Hz	50
Slīde	%	4,67
Rotācijas ātrums	<i>RPM</i>	1430
Mehāniskais griezes moments	Nm	20
Maksimālais griezes moments	Nm	58
Lietderības koeficients	%	85,0
Strāva, slīde = 0	A	2,74

Pareizai vadības sistēmas darbībai ir nepieciešama testa dzinēja ekvivalentā shēma. Testēšana un ekvivalentās shēmas parametru noteikšana tiek veikta saskaņā ar *IEC 60034-28* standartu. 4.2. tabulā apkopoti ekvivalentās shēmas parametru noteikšanas testu rezultāti. Tabulā norādīta magnetizācijas induktivitātes nominālā vērtība pie nominālas plūsmas un frekvences.

4.2. tabula

Ekvivalentās shēmas parametri

Parametra nosaukums	Vienības	Vērtība
Statora pretestība 20 °C temperatūrā	mΩ	1817
Rotora pretestība 20 °C temperatūrā	mΩ	1478
Magnetizācijas induktivitāte	mH	230
Noplūdes induktivitāte ($L_{\sigma s} = L_{\sigma r}$)	mH	9,5
Rotora inerces moments	kgm ²	0,022
Viskozitātes pretestības koeficients	Nms/rd	0,002

Vadības koeficienti

Pēc atjauninātajiem dzinēja parametriem vadības sistēmas koeficienti tiek pārrēķināti. Pārrēķinātie *PI* kontroltera koeficienti un attiecīgie parametri apkopoti 4.3. tabulā.

4.3. tabula

Vadības koeficientu kopsavilkums

Kontrolleris	T_i	$k_i = \frac{k_p}{T_i}$	k_p	Pieauguma laiks	Noregulēšanās laiks	Pārsvārstīšanās
d/q strāva	4,1 ms	1488	6,1	4,3 ms	12,5 ms	4,9 %
Ātrums	94,3 ms	5,0	0,47	50,3 ms	313 ms	22,8 %
Plūsma	45,5 ms	250	11,4	46,4 ms	215 ms	13,7 %
Lauka vājināšana	45,5 ms	16,3	0,74			

Vilces ierobežojošā raksturlīkne

Vilces ierobežojošā raksturlīkne ir pielāgota, pamatojoties uz dzinēja spējām un slodzes dzinēja un tā invertora noslodzes iespējām. Izejas griezes momenta limits ir samazināts proporcionāli lielā vilces dzinēja vilces raksturlīknei. Tas ir samazināts, pamatojoties uz griezes momentu konstantā griezes momenta reģionā no 3000 Nm līdz 20 Nm, izmantojot koeficientu 150. Pārejas punkti starp režīmiem 1)–2) un 2)–3) ir saglabāti nemainīgi, lai nodrošinātu konsekvensi, savukārt pārejas punkts starp 3)–4) ir mainīts atbilstoši frekvences pārveidotāja 15 A momentānās strāvas ierobežojumam.

Papildus tam maksimālais ātrums ir samazināts līdz 120 Hz, kas ir aptuveni 3450–3600 *RPM* atkarībā no slīdes. Slodzes invertors ir ierobežots līdz 120 Hz maksimālajai fundamentālajai frekvencei, kā arī mehāniskais savienojums un ietaises konstrukcija ir paredzēti ātrumam līdz 4000 *RPM*.

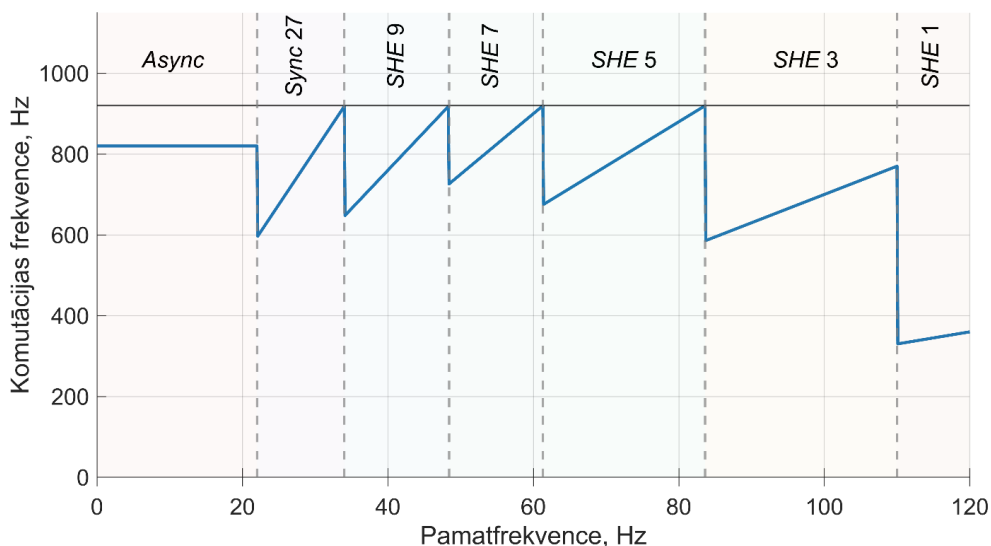
Vilces raksturlīknei ir šādi reģioni:

- 1) 0–350 *RPM* – griezes momenta pakāpeniska palielināšana no 6,7 Nm līdz 20 Nm; tas ir saglabāts, lai būtu saskaņā ar lielo vilces dzinēju;
- 2) 350–1720 *RPM* – konstantā griezes momenta reģions, ierobežots ar $T_{out} = 20 \text{ Nm}$;
- 3) 1720–2600 *RPM* – konstantas jaudas reģions, ierobežots ar $P_{out} = 3,6 \text{ kW}$;
- 4) 2600–3600 *RPM* (maksimālais ātrums) – $T_{elm} \omega_m \cong \text{constant}$ vai $T_{em} \propto \frac{1}{\omega_s}$ reģions.

Noslodzes griezes momenta limits ir 75 % no vadības sistēmas ierobežojumiem, jo invertors ir ierobežots ar 15 Nm, kā arī tāpēc, lai nodrošinātu drošības rezervi, lai vadības sistēma nesasniegtu piesātinājuma. Turklāt daudzi testi tiek veikti pie 50 % no noslodzes griezes momenta limita.

PWM pāreju shēma

Visiem testiem ir identiski hibrīdās PWM pārejas veidi un pārejas punkti. Katras PWM režīma parametri redzami 4.1. attēlā, kas vizuāli attēlo hibrīdās PWM pārejas shēmu. Laboratorijas testēšanai izmantotā pārejas shēma ir gandrīz identiska modelēšanas laikā izmantotajai, vienīgā atšķirība ir tā, ka SHE 3 līdz SHE 1 pārejas punkts ir pārvietots uz mazāku frekvenci, lai tas būtu ātruma diapazonā.



4.1. att. Hibrīdās PWM pārejas shēma (izmantota laboratorijā).

4.3. Statora strāvas harmoniskā satura un dzinēja zudumu analīze

Šajā apakšnodaļā apkopota asinhronā dzinēja statora strāvas harmoniku analīze un zudumi statiskās darbības laikā. Modelēšana tika veikta, lai aprēķinātu spēka moduļa zudumus, savukārt laboratorijas testi ļauj tieši mērīt dzinēja zudumus un lietderības koeficientu. Tomēr pārveidotāja zudumus nevar izmērīt tieši.

Tika veikti vairāki testi, lai noteiktu *THD*, *WTHD* un pārveidotāja zudumus, kā arī izceltu atšķirības starp modulācijas režīmiem. Testu kopa ir veidota tā, lai tie būtu pēc iespējas tuvāki modelēšanas testiem. Ātrums tiek uzturēts iepriekš noteiktajā līmenī ar attiecīgi samazinātiem griezes momentiem. Visi aprēķini un datu pēcapstrāde tiek veikta tāpat kā modelēšanas fāzē.

Modulācijas veikspējas analīze statiskā režīmā

Pirmais tests ir veikspējas analīze katrā PWM režīmā. 4.4. tabulā sniegts pārskats par definētajiem punktiem. “*TrChar*” ir slodzes limita raksturlīkne.

4.4. tabula

Testēšanas punktu apkopojums

<i>PWM</i> režīms	Atsauces ātrums, <i>RPM</i>	Atsauces griezes moments, Nm Komutācijas frekvence, Hz					
		Bez slodzes (A)		0,5 <i>TrChar</i> (B)		<i>TrChar</i> (C)	
Asinhronais (1)	600	0	820	7,5	820	15	820
Sinhronais 27 (2)	900	0	812	7,5	834	15	858
<i>SHE</i> 9 (3)	1200	0	762	7,5	778	15	794
<i>SHE</i> 7 (4)	1650	0	827	7,5	841	15	860
<i>SHE</i> 5 (5)	2100	0	772	6,14	786	12,28	805
<i>SHE</i> 3 (6)	3000	0	702	3,72	714	7,45	733
<i>SHE</i> 1 (7)	3450	0	346	2,82	351	5,63	360

4.5. tabulā apkopoti statora strāvas veikspējas rādītāji, 4.2. attēlā redzamas harmoniku vērtības pie integrālajiem harmoniku kārtām attiecībā pret fundamentālo frekvenci. 4.2. attēlā ir izslēgta 1. harmonika, jo tā ir būtiski atšķirīga starp tukšgaitas un pilnas slodzes režīmiem.

4.5. tabula

Statora strāvas rādītāju kopsavilkums

Režīms /Slodze	<i>THD</i> , %			<i>WTHD</i> , %			<i>I</i> ₁			<i>I</i> _{2...50}		
	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)
(1)	11,44	10,64	8,82	1,78	2,30	2,09	3,46	4,82	7,41	0,40	0,51	0,65
(2)	22,21	17,61	13,56	2,21	2,00	1,86	3,49	4,92	7,50	0,77	0,87	1,02
(3)	42,94	29,81	20,14	2,94	2,14	2,03	3,51	4,99	7,60	1,51	1,49	1,53
(4)	29,85	20,67	12,89	3,51	2,78	1,63	3,41	5,03	8,31	1,02	1,04	1,07
(5)	48,70	26,59	15,71	6,10	3,53	2,44	2,54	4,72	8,42	1,23	1,25	1,32
(6)	55,29	24,82	13,37	11,03	5,11	2,95	1,84	4,15	8,04	1,02	1,03	1,08
(7)	155,55	72,57	38,94	33,25	15,79	8,57	1,77	3,79	7,26	2,76	2,75	2,83

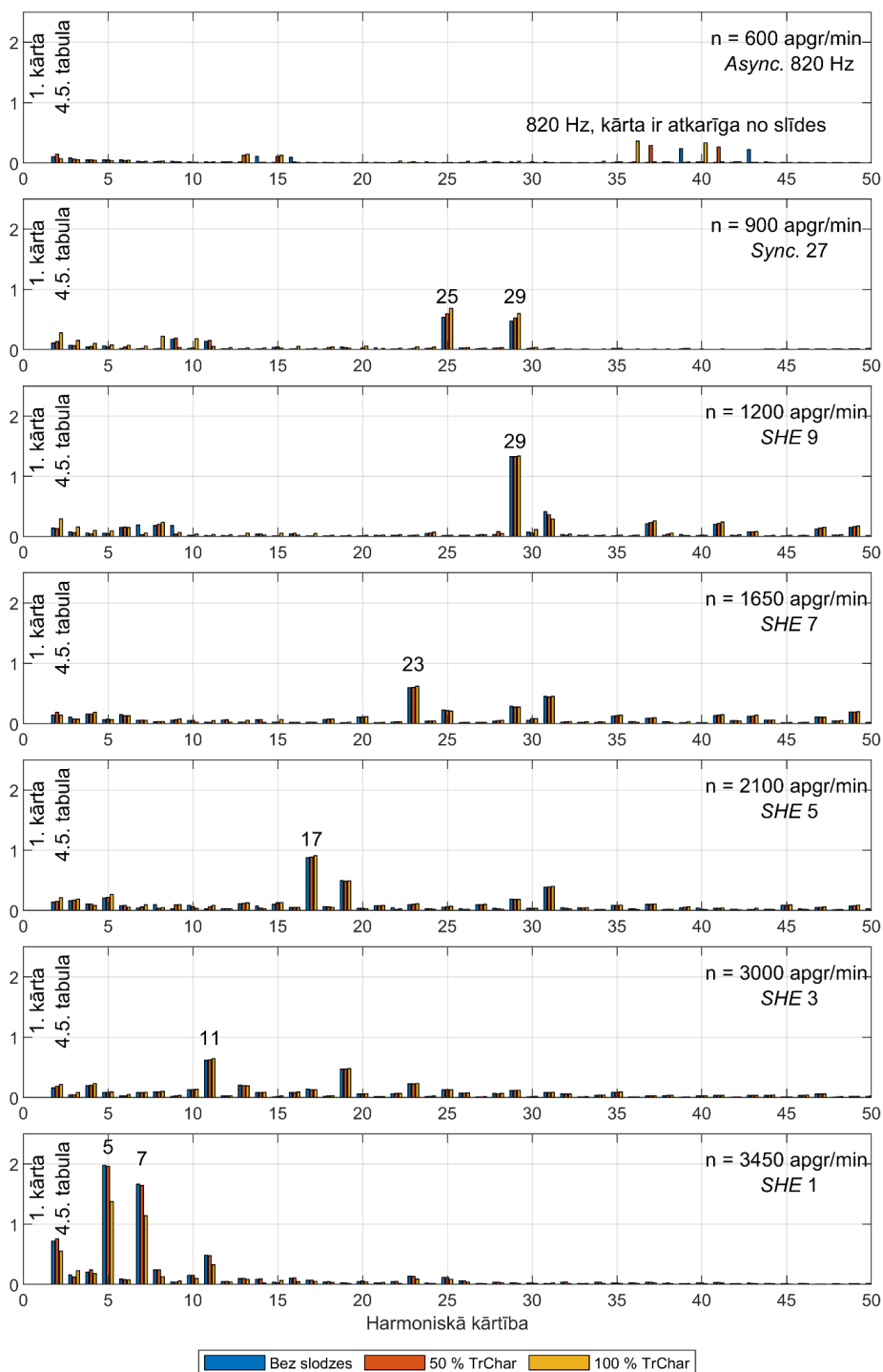
Var redzēt, ka katrs režīms laboratorijas apstākļos darbojas tā, kā bija paredzēts, ar paredzamām harmonikām, kas parādās katrā režīmā.

Kā gaidīts, asinhronajam *PWM* ir harmonikas pie $f_{sw} - 2 \cdot f_0$, $f_{sw} + 2 \cdot f_0$, $2 \cdot f_{sw} - f_0$, $2 \cdot f_{sw} + f_0$ utt. [62], kas tukšgaitas režīmā atbilst 780 Hz, 860 Hz, 1620 Hz un 1660 Hz attiecīgi 39., 43., 81. un 83. harmoniku kārtai.

Sinhronajam *PWM* ar attiecību $m_f = 27$ ir visizteiktākās harmonikas pie $m_f \pm 2$ un $2 \cdot m_f \pm 1$ [62], kas attiecīgi ir 25., 29., 53. un 55. harmonikai.

SHE uzrāda paredzamās novērstās harmonikas ar nākamajām nepāra netrīskāršām palielinātām harmonikām, kas atzīmētas 4.2. attēlā.

Var redzēt, ka *SHE* 1 ir sliktāka harmoniku veikspēja, īpaši tukšgaitas režīmā, kur tas ir vienīgais gadījums, kad harmoniskā strāva ir augstāka par fundamentālo. Kā iepriekš tika atzīmēts, no *SHE* 1 un/vai kvadrātvilņa modulācijas ir jāizvairās, ja tas ir iespējams. Tomēr vadības sistēma spēj precīzi izsekot dzinēja ātrumam gan tukšgaitas, gan slogotos apstākļos pat *SHE* 1 režīmā.



4.2. att. FFT katrā režīmā (izņemot 1. harmoniku).

Sinhronās un *SHE PWM* salīdzinājums

Šī testu kopa koncentrējas uz sinhronās *PWM* un *SHE PWM* veikspējas salīdzinājumu dažādos apstākļos.

Pirmais tests tika veikts ar sinhrono un *SHE PWM* pie vienas un tās pašas komutācijas frekvences. Šis tests izceļ atšķirības starp sinhrono un *SHE PWM*. Testā tika analizēti un pārbaudīti sinhronās un *SHE PWM* pāri attiecībā uz strāvas *THD/WTHD*, kā arī dzinēja zudumiem, kas tika tieši mērīti ar griezes momenta devēja palīdzību.

Balstoties testa rezultātos, var secināt, ka zemākās m_f attiecībās gan *WTHD*, gan dzinēja zudumi ir ievērojami mazāki, savukārt, ja ātrums ir lielāks un/vai lielākas ir m_f attiecības, *WTHD* ir salīdzināms. Apvienojot modelēšanas rezultātus un laboratorijas mērījumus, var secināt, ka *SHE*, salīdzinot ar sinhrono *PWM*, pie vienas un tās pašas komutācijas frekvences nodrošina salīdzināmus rezultātus tukšgaitas apstākļos, savukārt slodzes apstākļos ir zemāki spēka moduļa un dzinēja zudumi.

Otrais tests tika veikts ar sinhrono un *SHE PWM* ar vilces raksturlielnes parametriem. Šajā apakšnodaļā apkopots operācijas salīdzinājums ar pārejas shēmu, izmantojot *SHE* un sinhrono *PWM* ar vienu un to pašu komutācijas frekvenci. Sinhronais *PWM* tika izvēlēts ar komutācijas un fundamentālās frekvences attiecību 19, 15, 11, 7 un 3, tādējādi komutācijas frekvenču modeli saskaņojot ar sākotnējo *SHE PWM* shēmu.

Pirmkārt, jāatzīmē, ka sistēma ar sinhrono *PWM* tika pārbaudīta līdz 3300 RPM, līdz pārejai uz attiecību 3, jo sistēma bija nestabila un nevarēja darboties ar m_f attiecību 3, savukārt ar *SHE 1* sistēma darbojās, lai gan ar ļoti augstu *THD*.

Balstoties testa rezultātos, var secināt, ka *SHE 9* / sinhronā 19 rezultāti ir salīdzināmi. Tomēr, jo lielāks ātrums / zemāka m_f attiecība, jo skaidrāk parādās *SHE* salīdzinošā priekšrocība, jo gan zudumi, gan *THD/WTHD* ir pārāki, salīdzinot ar sinhrono *PWM*, kā arī sistēma ir stabila un darbojas ar *SHE 1*.

Maksimālā dzinēja zudumu atšķirība ir 98 W pie 2700 RPM jeb līdz 15 %.

- Trešajā fāzē *SHE* vidēji ir par 6 % lielāki zudumi.
- Ceturtajā fāzē *SHE* vidēji ir par 2 % zemāki zudumi.
- Piektajā un sestajā fāzē *SHE* vidēji ir par 10 % zemāki zudumi.

Vienlaikus visās fāzēs sinhronajai *PWM* ir augstāks *THD* un augstāks *WTHD*.

Var secināt, ka, ja $m_f < 19$, ir ieteicams izmantot iepriekš programmētu *PWM*, šajā gadījumā – *SHE-PWM*. Šie rezultāti parāda, ka gan *THD/WTHD* ir pārāki, gan dzinēja zudumi ir mazāki, savukārt modelētie spēka moduļa zudumi uzrāda nelielu ieguvumu, ja tiek izmantots *SHE* bez negatīvas ietekmes.

Dažādu SHE risinājumu salīdzinājums

4.6. tabula

Testēšanas punktu apkopojums

<i>PWM</i> režīms	Atsauces ātrums, <i>RPM</i>	Komutācijas frekvence, Hz Modulācijas indekss					
		Bez slodzes (A)		7,5 Nm (B)		15 Nm (C)	
<i>SHE</i> 9, risinājums 1 (9–1)	900	572	0,608	588	0,645	605	0,689
<i>SHE</i> 9, risinājums 2 (9–2)							
<i>SHE</i> 9, risinājums 3 (9–3)							
<i>SHE</i> 9, risinājums 4 (9–4)							
<i>SHE</i> 7, risinājums 1 (7–1)		451	0,608	464	0,645	477	0,689
<i>SHE</i> 7, risinājums 2 (7–2)							
<i>SHE</i> 7, risinājums 3 (7–3)							
<i>SHE</i> 7, risinājums 4 (7–4)							

4.7. tabula

Statora strāvas rādītāju kopsavilkums

Režīms / n-ref	<i>THD</i> , %			<i>WTHD</i> , %			<i>I</i> ₁			<i>I</i> _{2...50}		
	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)
(9–1)	60,19	44,30	30,86	2,90	2,33	2,48	3,51	4,92	7,48	2,12	2,18	2,31
(9–2)	57,55	42,13	29,21	2,88	2,26	2,42	3,51	4,92	7,49	2,02	2,07	2,19
(9–3)	66,69	49,50	34,73	3,52	2,66	2,61	3,53	4,93	7,48	2,35	2,44	2,60
(9–4)	63,69	47,04	32,89	3,11	2,51	2,49	3,51	4,93	7,49	2,24	2,32	2,46
(7–1)	68,80	50,03	34,63	3,60	2,70	2,70	3,51	4,93	7,50	2,42	2,47	2,60
(7–2)	73,84	54,16	37,67	3,69	2,78	2,76	3,52	4,93	7,50	2,60	2,67	2,82
(7–3)	84,04	61,83	43,25	4,42	3,16	2,99	3,53	4,95	7,50	2,97	3,06	3,24
(7–4)	78,48	57,59	40,14	4,07	2,94	2,85	3,52	4,94	7,50	2,77	2,85	3,01

4.8. tabula

Dzinēja jaudas rādītāju kopsavilkums

Režīms / n-ref	<i>P</i> _{in} , <i>W</i>			<i>P</i> _{out} , <i>W</i>			<i>P</i> _{loss} , <i>W</i>			<i>η</i> , %		
	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)	(A)	(B)	(C)
(9–1)	117	869	1734	47	729	1409	70,3	139,9	324,8	40,0	83,9	81,3
(9–2)	118	868	1734	47	730	1409	71,2	138,9	325,2	39,7	84,0	81,3
(9–3)	129	880	1749	47	730	1409	82,1	150,2	340,0	36,3	82,9	80,6
(9–4)	125	876	1741	47	730	1409	78,3	146,1	331,9	37,5	83,3	80,9
(7–1)	138	890	1756	48	731	1411	90,5	159,2	345,2	34,6	82,1	80,3
(7–2)	144	896	1767	48	731	1411	96,3	165,0	355,9	33,1	81,6	79,9
(7–3)	166	921	1793	48	731	1410	117,8	190,1	382,6	28,9	79,4	78,7
(7–4)	156	909	1778	48	731	1410	108,1	178,0	367,6	30,7	80,4	79,3

Nākamais tests ir *SHE* risinājumu salīdzinājums. Vienā punktā pie 900 *RPM* tika mērītas četras risinājumu kopas trīs slodžu apstākļos. Iestatīto punktu salīdzinājums apkopots 4.6. tabulā. Rezultāti ir parādīti tādā pašā veidā kā iepriekšējās apakšnodaļās – strāvas veikspējas rādītāji apkopoti 4.7. tabulā, dzinēja jaudas rādītāji – 4.8. tabulā.

Var redzēt, ka starp dažādiem *SHE* risinājumiem pastāv būtiska atšķirība *WTHD* un kopējos jaudas zudumos. Zemākā *WTHD* / dzinēja zudumi ir ar *SHE* 9–2 un *SHE* 7–1, savukārt augstākie – ar *SHE* 9–3 un *SHE* 7–3, un atšķirība svārstās no 8 % līdz 20 %, savukārt dzinēja zudumi mainās atbilstoši *WTHD*. Jo zemāks *WTHD*, jo mazāki dzinēja zudumi. Zudumu atšķirība svārstās no 5 % līdz 30 %.

Balstoties modelēšanas un testēšanas rezultātos, var secināt, ka katram *SHE* risinājumam ir nedaudz atšķirīga veikspēja attiecībā uz *WTHD*, jaudas moduļa zudumiem un dzinēja zudumiem. Tādēļ pastāv iespēja optimizēt *WTHD* un zudumus vilces darbībā *EMU* gan paātrināšanās un palēnināšanās laikā (ar slodzi), gan ātruma uzturēšanas laikā (ar mazu slodzi).

4.4. Vadības sistēmas veikspēja

Nākamā laboratorijas testu kopa veikta, lai novērtētu vadības sistēmas veikspēju ar izstrādāto vadības sistēmu. Testu kopa tiek realizēta tāpat kā modelēšanas apakšnodaļā vai līdzīgi tai.

Ātruma reakcija

Šis tests apraksta sistēmas reakciju uz definēta ātruma maiņu. Tika veikti divi testu veidi.

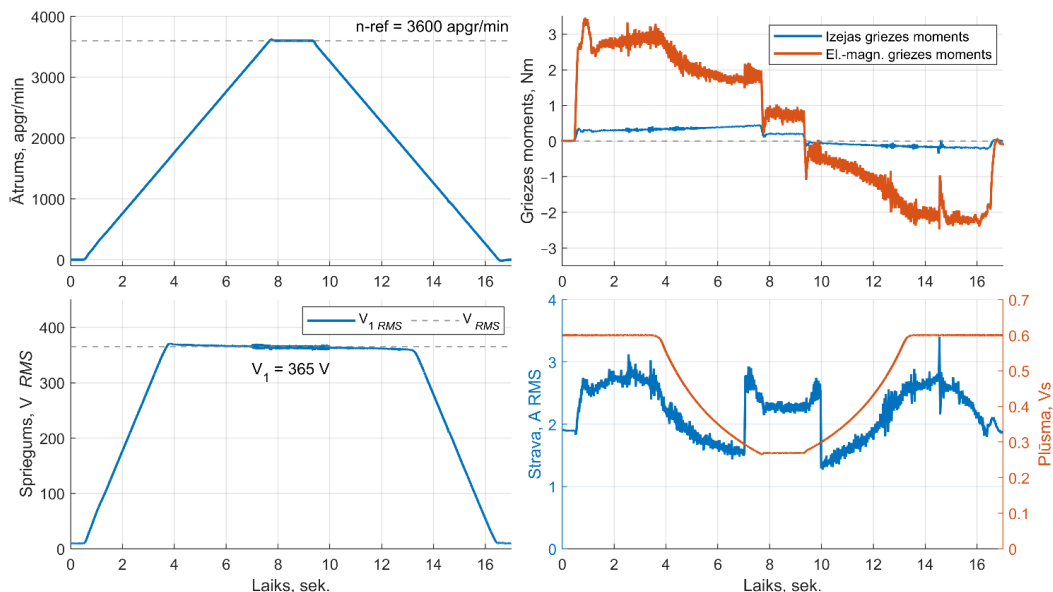
1. Paātrinājums no 0 *RPM* līdz 3600 *RPM* (*n max*), kur vienīgais ierobežotājs ir vilces raksturlikne. Tika pārbaudīts tikai paātrinājums, jo pie straujas palēnināšanās pat ar bremzēšanas rezistoru *DC-link* spriegums ievērojami pieaug ar ļoti ātru rampu / vai bez ierobežotāja. Tāpēc tika nolemts izslēgt šo testu iekārtas drošības nolūkos. Papildus tam hibrīdais novērotājs grūtāk tiek galā ar ļoti ātru dinamiku, kā parādīts tālāk.
2. Paātrinājums un palēninājums no 0 *RPM* līdz 3600 *RPM* (*n max*) un atpakaļ līdz 0 *RPM* ar 500 *RPM/s*² ierobežotāju. Rezultāti redzami 4.3. attēlā.

Testa rezultātu veikspējas rādītāji apkopoti 4.9. tabulā.

Var redzēt, ka sistēma ir stabila un veiksmīgi sasniedz definēto ātrumu ar abām rampām, vienlaikus vienmērīgi pārejot starp modulācijas režīmiem, ievērojot iepriekš noteikto pārejas shēmu.

Paātrinājuma laiks ir ievērojami īsāks pie vilces raksturliknes ierobežojuma (0,81 sekundes, salīdzinot ar 2,41 sekundēm), jo inerce ir 360 reizes mazāka (8 kgm² un 0,022 kgm²), savukārt vilces raksturliknes attiecība starp lielo un mazo dzinēju ir 150 reizes. Turklāt definētais ātrums ir 3600 *RPM*, nevis 4780 *RPM*, kā tas bija modelī.

Savukārt paātrinājumam/palēninājumam ar $500/s^2$ ierobežojumu ātruma pārsniegums ir vienāds, un sprieguma pārsniegums ir nedaudz mazāks.



4.3. att. Dzinēja paātrinājums un palēninājums ar 500 RPM/s^2 rampu.

4.9. tabula

Veiktspējas rādītāju kopsavilkums

	<i>TrChar</i> ierobežotājs	500 RPM/s^2 (ātruma ierobežotājs)
Ātruma pārsvārstīšanās, paātrinājums	130 RPM / 3,6 % pārsvārstīšanās	17,7 RPM / 0,5 % pārsvārstīšanās
Ātruma pārsvārstīšanās, palēninājums	—	−9 RPM
Atgriezeniskajā saitē balstīts sprieguma ierobežotājs 365 Vrms limits	40 Vrms / 11,0 % pārsvārstīšanās	6 Vrms / 1,6 % pārsvārstīšanās
Paātrinājuma laiks	0,81 sekundes $\approx 4400 \text{ RPM/s}^2$	7,2 sekundes
Palēninājuma laiks	—	7,2 sekundes

Turklāt, balstoties ātruma reakcijas testa pārejā starp režīmiem, tika analizēta hibrīdā novērotāja darbība. Var secināt, ka modulācijas pārejas notiek vienmērīgi pat tad, ja ir liels paātrinājuma ātrums, savukārt hibrīdā novērotāja rezultāti nedaudz atšķiras no simulācijas posma.

No hibrīdā novērotāja darbības var secināt, ka ar 500 RPM/s^2 ātrumu sekošana ir precīza dinamiskajā režīmā. Savukārt, ja vilces raksturlīknes ierobežojums sasniedz aptuveni 4400 RPM/s^2 , novērotājs ar grūtībām seko statora strāvai. Tas parāda, ka novērotāja darbībai ir praktisks

ierobežojums. Tomēr šim lietojumam dinamika ir vairāk nekā pietiekama, jo 500 RPM/s^2 jau ir četras reizes ātrāk nekā visātrākais apskatāmā vilciena paātrinājums.

Tāpat kā simulācijas posmā, papildu tests tika veikts 3000 RPM ātrumā ar SHE 3 un 3450 RPM ātrumā ar SHE 1 tukšgaitas apstākļos, lai analizētu novērotāja sekošanu vissarežģītākajos režīmos. Pamatojoties uz rezultātiem, var teikt, ka novērotājs veiksmīgi seko strāvas pamata harmoniskajai komponentei pat SHE 1 režīmā. Tomēr SHE 1 režīmā to ir grūti vizuāli noteikt, jo harmonikas pārsniedz pamata harmoniskās komponentes vērtību un pie tik zemām m_f attiecībām parādās arī pāra harmonikas. Tomēr FFT analīze parāda, ka faktisko un izsekoto pamata harmonisko komponentu amplitūda ir vienādas.

Reakcija uz slodzi

Pēdējais tests ir sistēmas reakcija uz ārēju traucējumu – dzinēja slodzi. Izvēlēti šādi punkti:

- 0 RPM , 5 Nm , asinhronais PWM $f_{sw} = 820 \text{ Hz}$ (reakcija, stāvot uz vietas);
- 1500 RPM , 15 Nm , SHE 7 (reakcija, ja ātrums ir tuvu sprieguma ierobežojumam bez slodzes);
- 3600 RPM , $5,17 \text{ Nm}$, SHE 1 (punkts, ja ir maksimālais ātrums)

4.10. tabulā apkopoti testa rezultāti, papildus sniedzot izmērīto mehānisko un elektromagnētisko griezes momentu. Var redzēt, ka definētais un faktiskais griezes moments nedaudz atšķiras slodzes invertora precizitātes dēļ.

4.10. tabula

Veiktspējas rādītāju kopsavilkums

	Atsauces ātrums	0 RPM	1500 RPM	3600 RPM
	Atsauces griezes moments	5 Nm	15 Nm	$5,17 \text{ Nm}$
	Izmērītais mehāniskais griezes moments	$4,56 \text{ Nm}$	$15,37 \text{ Nm}$	$5,41 \text{ Nm}$
	El.-magn., griezes moments, Nm	$5,82 \text{ Nm}$	$16,08 \text{ Nm}$	$6,69 \text{ Nm}$
	El.-magn., griezes momenta ierobežojums, Nm	$6,7 \text{ Nm}$	20 Nm	$6,9 \text{ Nm}$
	Spriegums bez slodzes	10 V	339 V	364 V
	Spriegums pie slodzes	$14,7 \text{ V}$	364 V	364 V
Slodzes lietošana	Maks., ātrums / Δn	$2,3 / 2,3$	$1532,2 / 32,2$	$3606 / 6$
	Min., ātrums / Δn	$-63,6 / -63,6$	$1326,1 / -173,9$	$3508,5 / -91,5$
Slodzes noņemšana	Maks., ātrums / Δn	$70,3 / 70,3$	$1675,2 / 175,2$	$3693,1 / 93,1$
	Min., ātrums / Δn	$-1 / -1$	$1461,9 / 38,1$	$3594,9 / 5,1$

Noslēgumā var teikt, ka definētajos ātruma punktos, kad slodze tiek mainīta pa soļiem, vadības sistēma darbojas pareizi.

Secinājumi

Spēka pārveidotāju tranzistoru moduļu īpašību dēļ, kas tiek izmantoti lieljaudas vidēja sprieguma elektriskās piedziņas sistēmās dzelzceļa nozarē, pārveidotāja komutācijas frekvence parasti nepārsniedz 1 kHz, tāpēc ir nepieciešama īpaša hibrīdā impulsa platuma modulācijas (*PWM*) tehnika.

Promocijas darbā izstrādātā hibrīdā *PWM* tehnika ietver tradicionālās asinhronās un sinhronās *PWM*, kā arī iepriekš programmētās *PWM* tehnikas – šajā pētījumā tā ir selektīva harmonisko komponentu novēršanas (*SHE*) *PWM*. *SHE PWM* raksturīgās īpašības rada nepieciešamību izmantot kādu strāvas pamata harmoniskās komponentes novērotāju, lai sistēma varētu uzticami darboties ar vektoru vadības (*FOC*) sistēmu.

Promocijas darba gaitā veiktais pētījums detalizēti soli pa solim apraksta metodoloģiju vilces piedziņas vadības sistēmas izveidei un eksperimentālai pārbaudei, kas īpaši paredzēta lietojumam dzelzceļa nozarē ar zemu spēka pārveidotāja komutācijas frekvenci.

Darba izstrādes procesā tika veikta padziļināta hibrīdās *PWM* tehnikas izpēte, veicot tās integrāciju vadības sistēmā. Promocijas darbs ietver izpēti, vadības algoritmu izstrādi un ieviešanu vadības iekārtā un, visbeidzot, vadības metodes novērtēšanu, izmantojot samazināta mēroga laboratorijas standu.

Izstrādātā vadības sistēma sākotnēji tika simulēta *Simulink* vidē, kur tā tika rūpīgi testēta un uzlabota pirms izvietojšanas reāllaika iekārtā *OPAL-RT OP4510*, kas darbojas kā samazinātā mēroga laboratorijas stenda vadības iekārta. Nākamajā posmā tika veikta visu koeficientu un ierobežojumu pielāgošana laboratorijas stendam ar līdzīgiem testiem kā modelēšanas etapā.

Pamatojoties uz pētījumu rezultātiem, var definēt vairākus galvenos secinājumus.

- 1) Optimizētais Ņūtona-Rafsona algoritms *SHE* un selektīvās harmonikas mazināšanas (*SHM*) problēmu risināšanai divu un trīs līmeņu invertoriem ātrāk atrod konverģējošu risinājumu, izmantojot mazāk skaitļošanas resursu nekā standarta risinātāji. Šādi skaitļošanas metodes uzlabojumi ir īpaši svarīgi augstākas pakāpes harmonikām, sarežģītām risinājumu telpām, iterāciju skaita samazināšanai *SHM* gadījumā un uzlabotiem optimizācijas uzdevumiem.
- 2) *FOC* sistēma, kas izmanto hibrīdo novērotāju un hibrīdo *PWM* pārejas shēmu, kas testēta zemās komutācijas frekvencēs, ar maksimālo frekvenci līdz 920 Hz un vidējo 735 Hz, uzrāda stabilu veikspēju.
- 3) Hibrīdais novērotājs nodrošina stabilu un precīzu sekošanu ar paātrinājumu līdz 500 RPM/s² un bez slodzes, ja ir zemāka m_f attiecība.

- 4) *SHE* nodrošina zemākus dzinēja eksperimentāli izmērītos zudumus – līdz 16 % – ar vidējo samazinājumu par 8 %, kā arī zemākus aprēķinātos spēka moduļa zudumus – līdz 7 % – ar vidējo samazinājumu par 1 %. Šie rezultāti ir ļoti atkarīgi no slodzes, salīdzinot ar ekvivalentu komutācijas frekvenci sinhronajai *PWM SHE* 1, 3, 5 un 7. *SHE* 9 un *SHE* 11 nodrošina līdzīgus rezultātus sinhronajai *PWM*, jo harmonikas ir pietiekami tālu no pamatfrekvences, lai būtiski neietekmētu rezultātus.
- 5) Daudziem *SHE* posmiem ir vairākas unikālas risinājumu kopas. Katrs risinājums, ja modulācijas indekss ir vienāds, novērš vienas un tās pašas harmonikas, taču nodrošina atšķirīgu *WTHD* un zudumus. Eksperimentālie testi ir parādījuši, ka dzinēja zudumi var mainīties līdz pat 30 % ar vidējo novirzi par 15 %, savukārt simulācijas liecina, ka spēka moduļa zudumi var mainīties līdz pat 6 % ar vidējo novirzi par 2,9 %, salīdzinot labākās un sliktākās *SHE* risinājumu versijas. Lai gan šie atklājumi norāda, ka konkrētos apstākļos noteikti *SHE* risinājumi ir efektīvāki, šis pētījums nenosaka vienu optimālu *SHE* risinājumu kopumu reālai EMS. Viena vispiemērotākā risinājuma izvēle, visticamāk, būtu atkarīga no konkrētās EMS lietojumprogrammas, darbība režīma, izstrādes ierobežojumiem, kā arī veiktspējas mērķiem.

Kā sākotnēji tika pieņemts hipotēzē, vilces piedziņas vadības sistēma ar *FOC* sistēmu var uzticami darboties, ja spēka pārveidotāja jeb invertora komutācijas frekvences ir zemas, vienlaikus ievērojot invertora zudumu ierobežojumus, lai izvairītos no slēdža temperatūras pārsniegšanas.

Turklāt noskaidrots, ka *SHE* ir būtiska priekšrocība, salīdzinot ar sinhrono *PWM* ar vienādu ekvivalentu frekvenci *WTHD*, spēka tranzistoru moduļa zudumu un dzinēja zudumu ziņā. Šīs atšķirības ir īpaši izteiktas, ja ir zema komutācijas un pamatfrekvences attiecība m_f , kā arī būtiskas slodzes apstākļos.

Tomēr, ja m_f attiecība ir augsta, *SHE* priekšrocības mazinās, padarot sinhrono *PWM* vieglāk izmantojamu. Turklāt, ja ir liels novērsto augstāko harmoniku skaits, pastāv daudzi unikāli risinājumi, kā arī leņķu aprēķināšana kļūst laikietilpīga. Visbūtiskākie *SHE* efekti tika konstatēti pie *SHE* 3, 5 un 7, vērā ņemamus rezultātus sasniedzot arī ar *SHE* 9. Tomēr, ja ir lielāks pārslēgšanas skaits, *SHE* priekšrocības šajā lietojumā kļūst nenoīmīgas vai sinhronā *PWM* darbojas labāk, īpaši mazas slodzes vai tukšgaitas apstākļos.

Promocijas darba pētījuma galvenā novitāte ir metodoloģijas izstrāde vilces piedziņas vektoru vadības *FOC* sistēmas izveidei, noregulēšanai un testēšanai ar hibrīdo *PWM*. Turklāt pētījumā

izstrādāta optimizēta Ņūtona-Rafsona metode, lai atrisinātu *SHE/SHM* problēmu divu un trīs līmeņu pārveidotājiem.

Pētījumus varētu turpināt šādos virzienos:

- pārejas punktu izvēles kritēriju izstrāde, kas ir specifiski spēka moduļu / dzinēja konfigurācijām;
- hibrīdās *PWM* pārejas shēmas optimizācija, pamatojoties ne tikai uz frekvenci, bet arī uz izejas griezes momentu;
- konkrētu *SHE* risinājumu izvēle, lai tālāk optimizētu *WTHD*, spēka moduļa un dzinēja zudumus;
- *EMU* darbības emulācija, izmantojot laboratorijas standu, kā to demonstrēja P. Fajri, V. Prabhala un M. Ferdowsi 2016. gadā [63].

Izmantotie literatūras avoti

- [1] “Motor Catalogue”, Alstom, Feb. 2015.
- [2] “Rail Vehicles | TSA – Traktionssysteme Austria”, TSA. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: <https://www.tsa.at/rail/>.
- [3] “Traction systems for locomotives and high-speed applications”, ABB, 2018. Accessed: Jan. 26, 2024. [Online]. Available: https://library.e.abb.com/public/896cf517fccc4406b7a4facb6d6b7d0c/Traction_systems_high%20power_RevB_180916_web.pdf.
- [4] G. Abad, Ed., *Power electronics and electric drives for traction applications*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2017.
- [5] “BORDLINE® CC750 DC_1500V For regional trains (EMU) with 1500 Vdc grid voltage”, ABB, Product data sheet, Feb. 2020. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: <https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3BHS262330%20ZAB%2005&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>.
- [6] M. Adamowicz and J. Szewczyk, ‘SiC-Based Power Electronic Traction Transformer (PETT) for 3 kV DC Rail Traction’, *Energies*, vol. 13, no. 21, Art. no. 21, Jan. 2020, doi: 10.3390/en13215573.
- [7] ‘EMU ELF2 Project Data Sheet.’, Ingeteam, Jul. 2017. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: https://www.ingeteam.com/Portals/0/Catalogo/Sector/Documento/SSE_2793_Archivo_ref-t15-elf2-emu.pdf.
- [8] I. T. AG, ‘Silicon Carbide (SiC) - Infineon Technologies’. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/technology/silicon-carbide-sic/>.
- [9] ‘Silicon Carbide (SiC) Power Modules | Semikron Danfoss’. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: <https://www.semikron-danfoss.com/innovation-technology/silicon-carbide-power-modules.html>.
- [10] ‘CoolSiC(TM) General presentation Part 2 – Why SiC from Infineon?’, Infineon, Mar. 2024. Accessed: Apr. 08, 2024. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/silicon-carbide/>.
- [11] C. S. Goli, S. Essakiappan, P. Sahu, M. Manjrekar, and N. Shah, ‘Review of Recent Trends in Design of Traction Inverters for Electric Vehicle Applications’, in *2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Jun. 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEDG51384.2021.9494164.
- [12] E. Robles, A. Matallana, I. Aretxabaleta, J. Andreu, M. Fernández, and J. L. Martín, ‘The role of power device technology in the electric vehicle powertrain’, *International Journal of Energy Research*, vol. 46, no. 15, pp. 22222–22265, 2022, doi: 10.1002/er.8581.
- [13] Yole Development, ‘Power SiC 2022’, Product Brochure, 2022. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: https://medias.yolegroup.com/uploads/2022/03/Power-SiC-2022-Product_Brochure.pdf.
- [14] L. Diao, J. Tang, P. C. Loh, S. Yin, L. Wang, and Z. Liu, “An Efficient DSP–FPGA-Based Implementation of Hybrid PWM for Electric Rail Traction Induction Motor Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3276–3288, Apr. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2707639.

- [15] T. Jing, A. Maklakov, A. Radionov, V. Gasiyarov, and Y. Liang, “Formulations, Solving Algorithms, Existing Problems and Future Challenges of Pre-Programmed PWM Techniques for High-Power AFE Converters: A Comprehensive Review”, *Energies*, vol. 15, no. 5, Art. no. 5, Jan. 2022, doi: 10.3390/en15051696.
- [16] J. Napoles, J. I. Leon, R. Portillo, L. G. Franquelo, and M. A. Aguirre, “Selective Harmonic Mitigation Technique for High-Power Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2315–2323, Jul. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2026759.
- [17] G. Nalcaci, D. Yildirim, I. Cadirci, and M. Ermis, “Selective Harmonic Elimination for Variable Frequency Traction Motor Drives Using Harris Hawks Optimization”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, no. 4, pp. 4778–4791, Jul. 2022, doi: 10.1109/TIA.2022.3174828.
- [18] “BORDLINE® CC750 MS (1 kVDC and 11 kVAC/16.7 Hz) Propulsion and auxiliary converter for dual-voltage multiple unit trains”, ABB, Product data sheet, 2012. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: https://library.e.abb.com/public/1219655d9aadcd7c1257a040063b32c/PDS%20BORDLINE%20CC750%20MS_3BHS262330%20ZAB%20E09%20Rev%20A.pdf.
- [19] J. Chivite-Zabalza, M. A. Rodríguez Vidal, P. Izurza-Moreno, G. Calvo, and D. Madariaga, “A Large Power, Low-Switching-Frequency Voltage Source Converter for FACTS Applications With Low Effects on the Transmission Line”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4868–4879, Dec. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2192753.
- [20] Janusz Biliński, Sylwester Buta, Emil Gmurczyk, and Jerzy Kaska, “Nowoczesny asynchroniczny napęd z hamowaniem odzyskowym produkcji MEDCOM do zmodernizowanych elektrycznych zespołów trakcyjnych serii EN57AKŁ”, MEDCOM, Apr. 2012. Accessed: Apr. 22, 2024. [Online]. Available: <https://yadda.icm.edu.pl/baztech/element/bwmeta1.element.baztech-article-BPK6-0021-0081/c/Bilinski.pdf>.
- [21] “BORDLINE® CC750 AC 15–25kV For regional trains (EMUs) with 15/25 kVac line voltage”, ABB, Product data sheet, Mar. 2018. Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: https://library.e.abb.com/public/2a3a5170c8ed4550a661a6b1533ce968/BORDLINE%20CC750%20AC_15-25kV_M_700%20RevC%20EN.pdf.
- [22] A. Hughes, *Electric motors and drives: fundamentals, types, and applications*, Fourth Edition. Amsterdam: Elsevier/Newnes, 2013.
- [23] H. Li and K. W. Klontz, “An investigation of current harmonic influence on induction motor in hybrid electric vehicle application”, in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, May 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002201.
- [24] J. I. Leon, S. Kouro, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, and B. Wu, “The Essential Role and the Continuous Evolution of Modulation Techniques for Voltage-Source Inverters in the Past, Present, and Future Power Electronics”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2688–2701, May 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2519321.
- [25] M. Steczek, P. Chudzik, and A. Szelać, “Combination of SHE- and SHM-PWM Techniques for VSI DC-Link Current Harmonics Control in Railway Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7666–7678, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2694357.
- [26] J. Holtz and N. Oikonomou, “Estimation of the Fundamental Current in Low-Switching-Frequency High Dynamic Medium-Voltage Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 5, pp. 1597–1605, Sep. 2008, doi: 10.1109/TIA.2008.2002212.

- [27] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications and design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [28] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. Hoboken, NJ: John Wiley, 2003.
- [29] J.-S. Yim, S.-K. Sul, B.-H. Bae, N. R. Patel, and S. Hiti, "Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 763–771, Mar. 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2013600.
- [30] R. P. Aguilera *et al.*, "Closed-loop SHE-PWM technique for power converters through Model Predictive Control", in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2015, pp. 005261–005266. doi: 10.1109/IECON.2015.7392928.
- [31] L. G. Franquelo, J. Napoles, R. C. P. Guisado, J. I. Leon, and M. A. Aguirre, "A Flexible Selective Harmonic Mitigation Technique to Meet Grid Codes in Three-Level PWM Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3022–3029, Dec. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.907045.
- [32] D. Chatterjee, A. Szeląg, and M. Steczek, "Analysis of disturbing effect of 3 kV DC supplied traction vehicles equipped with two-level and three-level VSI on railway signalling track circuits", *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences; 2017; 65; No 5 (Special Section on Multilevel Converters); 663–674*, 2017, Accessed: Apr. 05, 2024. [Online]. Available: <https://journals.pan.pl/dlibra/publication/121389/edition/105775>.
- [33] J. E. Huber and A. J. Korn, "Optimized Pulse Pattern modulation for Modular Multilevel Converter high-speed drive", in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Sep. 2012, pp. LS1a-1.4-1-LS1a-1.4-7. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397383.
- [34] T. Geyer and N. Oikonomou, "Model predictive pulse pattern control with very fast transient responses", in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2014, pp. 5518–5524. doi: 10.1109/ECCE.2014.6954157.
- [35] V. Spudic, T. Geyer, and N. Oikonomou, "Optimized Pulse Patterns for Mmc Control", EP3142236A1, Mar. 15, 2017.
- [36] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I–Harmonic Elimination", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-9, no. 3, pp. 310–317, May 1973, doi: 10.1109/TIA.1973.349908.
- [37] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II – Voltage Control Techniques", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-10, no. 5, pp. 666–673, Sep. 1974, doi: 10.1109/TIA.1974.349239.
- [38] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1059–1071, Sep. 1998, doi: 10.1109/28.720446.
- [39] I. M. Alsofyani and K.-B. Lee, "Simple Capacitor Voltage Balancing for Three-Level NPC Inverter Using Discontinuous PWM Method With Hysteresis Neutral-Point Error Band", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 11, pp. 12490–12503, Nov. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3074957.

- [40] H. Khan, “Optimised space vector modulation for variable speed drives”, phdthesis, Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2012. Accessed: Dec. 16, 2022. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-00999475>.
- [41] H. Neudorfer, “Elektrische Bahnen Teil 1, Theorie”, Technische Universität Darmstadt, Mar. 2021. Accessed: Apr. 26, 2024. [Online]. Available: https://www.ew.tu-darmstadt.de/media/ew/rd/ew_vorlesungen/lv_bahnen/Skript_EB_2021.pdf.
- [42] “Europe rail electrification map”. Accessed: Apr. 29, 2024. [Online]. Available: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Europe_rail_electrification_en.svg.
- [43] IEC 60034-28:2012 *Rotating electrical machines - Part 28: Test methods for determining quantities of equivalent circuit diagrams for three-phase low-voltage cage induction motors*, International Standard 60034–28, Dec. 13, 2012. Accessed: Apr. 25, 2024. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/133>.
- [44] F. Giri, Ed., *AC electric motors control: advanced design techniques and applications*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons Inc, 2013.
- [45] A. Sciarretta and A. Vahidi, *Energy-Efficient Driving of Road Vehicles: Toward Cooperative, Connected, and Automated Mobility*. in *Lecture Notes in Intelligent Transportation and Infrastructure*. Cham: Springer International Publishing, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-24127-8.
- [46] V. Burenin, “Research and Development of Electrical Drive Control System for Electrical Vehicle in Urban Environment”, Master Thesis, Riga Technical University, 2020.
- [47] В. Е. Розенфельд, *Теория электрической тяги*, 3rd ed. Москва: Транспорт, 1995.
- [48] T. Ogawa, S. Manabe, G. Yoshikawa, Y. Imamura, and M. Kageyama, “Method of Calculating Running Resistance by the Use of the Train Data Collection Device”, *Quarterly Report of RTRI*, vol. 58, no. 1, pp. 21–27, 2017, doi: 10.2219/rtrqr.58.1_21.
- [49] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, *Application manual power semiconductors*, 2nd revised edition. Ilmenau: ISLE Verlag, 2015.
- [50] “5SNA 0600G650100”. Nov. 2015. Accessed: Jun. 21, 2024. [Online]. Available: <https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA1558-04&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>.
- [51] “ABB Library - 5SNA 0600G650100_IGBT_XML”. Accessed: Jun. 21, 2024. [Online]. Available: https://library.abb.com/d/5SNA%200600G650100_IGBT_XML.
- [52] “ABB Library - 5SNA 0600G650100_Diode_XML”. Accessed: Jun. 21, 2024. [Online]. Available: https://library.abb.com/d/5SNA%200600G650100_Diode_XML.
- [53] J. Holtz, “Pulsewidth modulation for electronic power conversion”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, Aug. 1994, doi: 10.1109/5.301684.
- [54] A. Birda, J. Reuss, and C. M. Hackl, “Simple Fundamental Current Estimation and Smooth Transition Between Synchronous Optimal PWM and Asynchronous SVM”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6354–6364, Aug. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2938490.
- [55] B. Akin and M. Bhardwaj, “Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motors”. Texas Instruments Incorporated, 2013.
- [56] B. K. Bose, *Modern power electronics and AC drives*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [57] R. S. Burns, *Advanced control engineering*. Oxford ; Boston: Butterworth-Heinemann, 2001.

- [58] T. Pérez Soriano and J. Fernández Martínez, “Low Speed Open Loop Field Oriented Control for Permanent Magnet Machines”, Master Thesis, Aalborg University, 2011. [Online]. Available: https://kdbk-aub.primo.exlibrisgroup.com/discovery/fulldisplay?docid=alma9921564406405762&context=L&vid=45KBDK_AUB:DDPB&lang=en&search_scope=Projekter&adaptor=Local%20Search%20Engine&tab=ProjekterSpecialer&query=any,contains,3954a0f4-9734-484d-b587-be63843b9840&offset=0.
- [59] M. P. Kaźmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Eds., *Control in power electronics: selected problems*. in Academic Press series in engineering. Amsterdam ; New York: Academic Press, 2002.
- [60] IEC 61000-4-7:2002 *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*, 2002. Accessed: Jan. 13, 2023. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/4226>.
- [61] ABB, “Drive Low Voltage General Purpose Motors: Aluminium motor section”. ABB, Sep. 2003. Accessed: Jul. 18, 2024. [Online]. Available: <https://library.e.abb.com/public/2652441d9397714dc1257b1300571151/General%20Purpose%20Motors%20Aluminium%20GB%20092003.pdf>.
- [62] S.-H. Kim, *Electric motor control: DC, AC, and BLDC motors*. 2017.
- [63] P. Fajri, V. A. K. Prabhala, and M. Ferdowsi, “Emulating On-Road Operating Conditions for Electric-Drive Propulsion Systems”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 1, pp. 1–11, Mar. 2016, doi: 10.1109/TEC.2015.2481180.



Vsevolod Burenin dzimis 1996. gadā Pleskavā, Krievijā. Rīgas Tehniskajā universitātē ieguvis inženierzinātņu bakalaura (2018) un inženierzinātņu maģistra (2020) grādu elektrotehnikā. Kopš 2019. gada strādā par programmatūras inženieri AS "Rīgas elektromašīnbūves rūpnīca" Spēka elektronikas nodaļā. Pētniecības intereses – elektromotoru un vilces piedziņas projektēšana, vadība un testēšana.